

UNIVERSIDAD POLITÉCNICA DE VALENCIA

ESCUELA POLITÉCNICA SUPERIOR DE GANDIA

I. T. TELECOMUNICACIÓN (SISTEMAS DE TELECOMUNICACIÓN)



UNIVERSIDAD
POLITECNICA
DE VALENCIA



ESCUELA POLITÉCNICA
SUPERIOR DE GANDIA

**“Empleo de estructuras EBG
(Electromagnetic Band Gap) para el
diseño de antenas planas de alta
eficiencia en la banda de 2.4 GHz”**

TRABAJO FINAL DE CARRERA

Autor/es:

Diego M^a Casado García

Director/es:

Marta Cabedo Fabrés

Eva Antonino Daviu

GANDIA, 2012

Agradecimientos

Este proyecto no estaría completo si no me acordara de todas las personas que me han estado apoyando en los buenos, y en los malos momentos a lo largo de la carrera. Fruto de ese apoyo constante es la realización de este proyecto, que dedico a mi familia, en especial a mis padres y a mi hermana, que han estado siempre a mi lado hasta el último momento.

Tampoco quiero olvidarme de mis amigos, con los que he compartido muchos momentos agradables desde que los conocí, y que esos momentos han contribuido positivamente al comienzo y final de este proyecto. A vosotros, simplemente por el hecho de estar ahí os doy las gracias.

A Froilan además de ser un buen amigo, agradecerle el apoyo incondicional que me ha aportado sobre todo en los momentos más duros de mi vida. Una persona que me ha aportado dosis de optimismo y reflexión para continuar luchando por las metas que me puse. A él y su familia, dedicarles este proyecto.

A ciertos profesores por hacer más digerible las asignaturas más bochornosas de la carrera, y a uno en especial que me ha asesorado y motivado en un momento crucial de la carrera. Gracias

Por ultimo agradecerles a las directoras del proyecto la oportunidad que me ha permitido conocer y profundizar en el extenso campo de las antenas planas. A Marta por ofrecerme este proyecto y hacer más llevaderos los momentos más laboriosos al diseñar la estructura, y a Eva por dirigirme la fase final del proyecto en donde se han cumplido con los objetivos, a pesar de los inconvenientes que han surgido para lograr adaptar las antenas estudiadas. Agradezco a ambas la gran labor docente.

ÍNDICE PRINCIPAL

Índice de Figuras.....	4
Índice de Tablas.....	7
Índice de Acrónimos.	8
Capítulo 1. Introducción.	9
1.1. Motivación del proyecto.	9
1.2. Objetivos.	10
Capítulo 2. Metamateriales en microondas y antenas.	10
2.1. Introducción.	11
2.2. Definición.	12
2.3. Propiedades de los metamateriales.	13
2.4. Tipos.	15
2.4.1. DNG.	17
2.4.2. LHM.	19
2.4.3. ACM.	21
2.4.4. EBG.	23
2.4.5. Estructuras plasma.	23
2.4.6. FSS.	24
Capítulo 3. Estructuras AMC y EBG.	26
3.1. Introducción.	26
3.2. Planos de masa eléctricos y planos de masa magnéticos artificiales.	28
3.3. Estructura EBG.	31
3.4. Implementación de estructuras EBG y AMC.	32
3.4.1. Estructura con metalización cuadrada y vías.	33
3.4.2. Estructura con metalización en anillo.	33
3.4.3. Estructura con metalización en anillo abierto.	34
3.5. Ejemplos de aplicación al diseño de antenas planas.	34
3.5.1. Antena dipolo de brazo abierto de banda ancha montada sobre un plano de masa regulable EBG AMC	34
3.5.2. Antenas de ranura que se pueden construir mediante estructuras EBG.....	35
3.5.3. Array de antenas en banda Ku.	36
3.5.4. Mejora de las características de antenas dipolo impresas utilizando planos de masa semi-EBG	39
3.5.4.1. Antena dipolo cerca del borde de un plano de masa EBG.	39
Capítulo 4. Aplicación al diseño de antenas planas en la banda de 2.4 GHz.....	44
4.1. Introducción.	44
4.2. Diseño de la estructura AMC a 2.4 GHz.	44
4.2.1. Plano con metalización cuadrada y vías.	45

4.2.2. Cálculo del tamaño de la celda unidad en función de la frecuencia de trabajo.	45
4.2.3. Cálculo del EBG.	48
4.2.4. Comportamientos AMC y EBG.	49
4.3. Efecto sobre antenas planas.	51
4.3.1. Dipolo horizontal aislado.	52
4.3.1.1. Dipolo horizontal sobre plano de masa.	55
4.3.1.2. Dipolo horizontal sobre la estructura EBG.	58
4.3.1.3. Comparativa y conclusiones.	61
4.3.2. Antena microstrip.	64
4.3.2.1. Antena microstrip sobre la estructura EBG.	69
4.3.2.2. Comparativa y conclusiones.	80
4.3.3. Antena PIFA.	83
4.3.3.1. Antena PIFA sobre la estructura EBG.	88
4.3.3.2. Comparativa y conclusiones.	93
Capítulo 5. Conclusiones y líneas futuras.	96
5.1. Conclusiones.	96
5.2. Líneas futuras.	98
Bibliografía.	99

Índice de Figuras

Figura 2.1. Aplicaciones de los metamateriales.	13
Figura 2.2. Bloque de metamaterial en 3D.	13
Figura 2.3. Velocidad de fase y velocidad de grupo antiparalelas.	14
Figura 2.4. Índice de refracción negativo en el segundo medio.	14
Figura 2.5. Comportamiento del plano de masa convencional frente a la superficie AMC.	14
Figura 2.6. Materiales dieléctricos según el signo de su permitividad y permeabilidad.	15
Figura 2.7. Propagación de la energía en un medio convencional o diestro.	15
Figura 2.8. Esquema de los distintos tipos de metamateriales.	16
Figura 2.9. A la izquierda se muestra la topología de la partícula SRR, y a la derecha su modelo eléctrico.	18
Figura 2.10. Prototipo de la estructura metamaterial CPW. A la derecha se encuentra el medio de hilos, y en la parte izquierda los anillos SRR.	18
Figura 2.11. (a) Relación entre los vectores \vec{E} , \vec{H} y \vec{K} para un medio diestro. (b) Relación entre los vectores \vec{E} , \vec{H} y \vec{K} para un medio zurdo.	19
Figura 2.12. (a) Refracción en un medio zurdo o LHM. (b) Refracción en un medio diestro o RHM.	20
Figura 2.13. Formación de la imagen en una lente plana LHM.	20
Figura 2.14. Vistas de la superficie AMC.	22
Figura 2.15. Topologías de AMC. (a) Tipo champiñón y (b) UC-EBG.	22
Figura 2.16. Red cristalina bidimensional.	24
Figura 2.17. Transmisión de una superficie selectiva en frecuencia.	25
Figura 3.1. Estructura básica o celda unidad de la superficie PMC.	26
Figura 3.2. Parámetros básicos de una estructura con metalización cuadrada.	27
Figura 3.3. Red frente a una pared eléctrica (PE).	28
Figura 3.4. Red frente a una pared magnética (PM).	29
Figura 3.5 Representación simplificada de la interferencia multicamino por onda de superficie en un plano de masa finito.	31
Figura 3.6. Cristal electromagnético: (a) unidimensional; (b) bidimensional; (c) tridimensional.	32
Figura 3.7. Plano de masa artificial implementado con metalización cuadrada y vías.	33
Figura 3.8. Plano de masa artificial implementado con estructuras de alta impedancia con metalización en anillo.	33
Figura 3.9. Plano de masa artificial implementado con estructuras de alta impedancia con metalización en anillo abierto.	34
Figura 3.10. Geometría del dipolo de brazos abiertos en espacio libre sobre la superficie EBG sintonizable.	35
Figura 3.11. Pérdidas de retorno del sistema de antena anterior.	35
Figura 3.12. (a) Antena de ranura; (b) Estructura EBG.	36
Figura 3.13. Simulación configurada para la antena y EBG.	36
Figura 3.14. Dimensiones de la estructura EBG-2D.	38
Figura 3.15. Diagrama de bandas de la estructura EBG-2D cuadrada.	38
Figura 3.16. Diagramas de radiación de las agrupaciones 2x1 en plano E y H, sobre el sustrato EBG-2D. En rojo se considera la radiación del sustrato.	38
Figura 3.17. Geometría (a) de un dipolo encima del plano de masa y (b) un dipolo cerca del borde de un plano de masa.	39

Figura 3.18. Antena dipolo cerca del borde de un plano de masa EBG. (a) Geometría de la antena. (b) Pérdidas de retorno de un dipolo con distintos planos de masa.	40
Figura 3.19. Estudio paramétrico del efecto de elevar el dipolo. (Unidad: $\lambda_{8\text{GHz}}$). Cuando el dipolo está localizado sobre el mismo plano que el conductor inferior de la superficie EBG, la altura es cero. La altura es 0.04 cuando el dipolo está situado sobre el mismo plano y los parches periódicos de la superficie EBG.	41
Figura 3.20. Estudio paramétrico de la longitud efectiva de la antena dipolo. (Unidad: $\lambda_{8\text{GHz}}$). Las pérdidas de retorno se han calculado empleando el método FDTD.	42
Figura 3.21. Diseño del dipolo impreso. (a) Vista frontal. (b) Vista trasera. (c) Pérdidas de retorno.	43
Figura 4.1. Plano de masa artificial implementado con metalización cuadrada y vías.	45
Figura 4.2. Puerto de guía de onda sobre la estructura.	46
Figura 4.3. Fase de la onda reflejada para distintos tamaños del plano artificial.	47
Figura 4.4. Plano de masa con puertos paralelos para medir los parámetros de transmisión.	49
Figura 4.5. Parámetro de transmisión para hallar el EBG en un plano con metalización cuadrada y vías.	49
Figura 4.6. (a) Fase de la onda reflejada nula y (b) módulo del coeficiente de transmisión del plano con metalización cuadrada y vías.	50
Figura 4.7. (a) Dipolo horizontal sobre plano PEC, y (b) equivalencia con teoría de imágenes.	52
Figura 4.8. Dipolo $\lambda/2$ horizontal aislado.	52
Figura 4.9. Nivel de adaptación de la antena en función de la longitud del dipolo.	53
Figura 4.10. Diagrama de radiación 3D del dipolo horizontal $0.44 \cdot \lambda_{2.4\text{ GHz}}$ aislado.	54
Figura 4.11. Diagramas polares del dipolo $0.44 \cdot \lambda_{2.4\text{ GHz}}$ aislado.	55
Figura 4.12. Conjunto dipolo-plano de masa PEC.	55
Figura 4.13. Parámetro de reflexión de un dipolo de tamaño $0.44 \cdot \lambda_{2.4\text{ GHz}}$ colocado a distintas alturas de un plano de masa PEC.	56
Figura 4.14. Diagrama de radiación 3D del dipolo $0.44 \cdot \lambda_{2.4\text{ GHz}}$ sobre un plano de masa PEC a una altura de 15 mm.	57
Figura 4.15. Diagramas polares del dipolo $0.44 \cdot \lambda_{2.4\text{ GHz}}$ sobre el plano de masa PEC.	58
Figura 4.16. Conjunto dipolo-plano de masa con metalización cuadrada y vías. (a) Vista superior, y (b) Vista lateral.	58
Figura 4.17. Parámetro de reflexión de un dipolo de tamaño $0.44 \cdot \lambda_{2.4\text{ GHz}}$ colocado a distintas alturas sobre un plano EBG.	59
Figura 4.18. Diagrama de radiación 3D del dipolo horizontal $0.44 \cdot \lambda_{2.4\text{ GHz}}$ sobre un plano EBG.	60
Figura 4.19. Diagramas polares del dipolo horizontal $0.44 \cdot \lambda_{2.4\text{ GHz}}$ sobre un plano EBG.	61
Figura 4.20. Nivel de adaptación del dipolo de tamaño $0.44 \cdot \lambda_{2.4\text{ GHz}}$ según los casos estudiados.	62
Figura 4.21. Diagrama de radiación 3D a 2.4 GHz. a) Dipolo horizontal $0.44 \cdot \lambda_{2.4\text{ GHz}}$ aislado. b) Dipolo horizontal $0.44 \cdot \lambda_{2.4\text{ GHz}}$ sobre un plano de masa PEC. c) Dipolo horizontal $0.44 \cdot \lambda_{2.4\text{ GHz}}$ sobre un plano de masa artificial.	64
Figura 4.22. Antena microstrip.	65
Figura 4.23. Tipos de alimentación para una antena microstrip: a) Alimentación a través de una línea microstrip; b) Alimentación mediante ranuras; c) Alimentación mediante acoplamiento a las cavidades; d) Alimentación a través de un conector coaxial.	66
Figura 4.24. Nivel de adaptación en función del tamaño del parche microstrip.	67
Figura 4.25. Diagrama de radiación 3D de la antena microstrip ($\lambda_{2.4\text{ GHz}}/4 \times \lambda_{2.4\text{ GHz}}/6$).	68

Figura 4.26. Diagramas polares de la antena microstrip ($\lambda_{2.4 \text{ GHz}}/4 \times \lambda_{2.4 \text{ GHz}}/6$).	69
Figura 4.27. Conjunto antena microstrip – plano con metalización cuadrada y vías.	70
Figura 4.28. Nivel de adaptación del conjunto antena microstrip – plano EBG.	70
Figura 4.29. (caso1). Impedancia de entrada para la antena microstrip	
a) Parte real, y b) Parte imaginaria.	71
Figura 4.30. (caso2). Impedancia de entrada para la antena microstrip.	
a) Parte real, y b) Parte imaginaria.	72
Figura 4.31. Antena microstrip desplazada sobre el plano con metalización cuadrada y vías.	73
Figura 4.32. Nivel de adaptación del conjunto antena microstrip – plano EBG desplazando el parche microstrip para el <u>caso 1</u> .	74
Figura.4.33. Diagrama de radiación del conjunto antena microstrip - plano EBG, para el <u>caso 1</u> .	76
Figura 4.34. Diagramas polares del conjunto antena microstrip – EBG.	77
Figura 4.35. Nivel de adaptación del conjunto antena microstrip – EBG para distintos tamaños de la antena.	77
Figura 4.36. Nivel de adaptación del conjunto antena microstrip – EBG tras escalar los tamaños de la antena.	78
Figura.4.37. Diagrama de radiación del conjunto antena microstrip escalada - plano EBG, para el <u>caso 1</u> .	79
Figura 4.38. Diagramas polares del conjunto antena microstrip escalada – EBG.	80
Figura 4.39. Nivel de adaptación de la antena microstrip según los casos estudiados.	81
Figura 4.40. Nivel de adaptación de la antena microstrip y antena microstrip escalada con EBG.	82
Figura 4.41. Diagramas de radiación 3D a 2.4 GHz. a) Antena microstrip.	
b) Antena microstrip escalada sobre un plano artificial.	83
Figura 4.42. Antena IFA y sus variantes. a) Antena IFA (F Invertida).	
b) Antena PIFA (F planar invertida). c) Antena DIFA (F dual invertida).	84
Figura 4.43. Antena PIFA.	84
Figura 4.44. Pared cortocircuitante que forma la antena PIFA.	85
Figura 4.45. Nivel de adaptación del la antena PIFA.	86
Figura 4.46. Diagrama de radiación de la antena PIFA.	86
Figura 4.47. Diagramas polares de la antena PIFA.	87
Figura 4.48. Conjunto antena PIFA – plano con metalización cuadrada y vías.	
a) Pared cortocircuitante antes de ubicarla.	
b) Conjunto Antena PIFA – EBG.	88
Figura 4.49. Nivel de adaptación del conjunto antena PIFA - plano EBG.	89
Figura.4.50. Diagrama de radiación del conjunto antena PIFA - plano EBG.	89
Figura 4.51. Nivel de adaptación del conjunto antena PIFA (escalada) - plano EBG.	90
Figura.4.52. Diagrama de radiación del conjunto antena PIFA (escalada) - plano EBG.	90
Figura 4.53. Nivel de adaptación del conjunto antena PIFA (escalada) – plano EBG para distintas alturas de la antena sobre el plano.	91
Figura 4.54. Diagrama de radiación del conjunto antena PIFA (escalada) – plano EBG para una altura de 8 mm de la antena sobre el plano.	92
Figura 4.55. Diagramas polares del conjunto antena PIFA (escalada) - plano EBG.	93
Figura 4.56. Nivel de adaptación de la antena PIFA según los casos estudiados.	94
Figura 4.57. Diagrama de radiación 3D a 2.4 GHz. a) Antena PIFA. b) Antena PIFA escalada y elevada 8 mm sobre el plano EBG.	95

Índice de Tablas

Tabla 4.1. Especificaciones iniciales de la celda unida.....	46
Tabla 4.2. Especificaciones definitivas de la celda unidad.	48
Tabla 4.3. Dimensiones del dipolo $\lambda/2$	53
Tabla 4.4. Dimensiones del conjunto dipolo-plano PEC.	55
Tabla 4.5. Dimensiones del conjunto dipolo-plano EBG.	59
Tabla 4.6. Directividad del conjunto dipolo – PEC en función del tamaño de la metalización y la frecuencia.	62
Tabla 4.7. Directividad del conjunto dipolo – EBG en función del tamaño de la metalización y la frecuencia.	63
Tabla 4.8. Equivalencia de los parches microstrip en términos de longitud de onda y milímetros.	65
Tabla 4.9. Dimensiones de la antena microstrip.	65
Tabla 4.10. Equivalencia de los parches microstrip en términos de longitud de onda a milímetros, escalando las dimensiones originales.	78
Tabla 4.11. Directividad de la antena microstrip sin y con plano EBG (caso 1) para distintos frecuencias.	82
Tabla 4.12. Dimensiones de la pared cortocircuitante.	85

Índice de Acrónimos

MM (Metamateriales)
EBG (Electromagnetic Band Gap, Regiones de Bandas Prohibidas Electromagnéticas)
TEM (Transverse Electromagnetic, Transversal Electromagnético)
 \vec{v}_ϕ (Velocidad de fase)
 \vec{v}_g (Velocidad de grupo)
 ϵ (Permitividad)
 μ (Permeabilidad)
AMC (Artificial Magnetic Conductor, Conductor Magnético Artificial)
PEC (Perfect Electric Conductor, Conductor Eléctrico Perfecto)
PMC (Perfect Magnetic Conductor, Conductor Magnético Perfecto)
DPS (Double Positive, Metamaterial con Valores Positivos de la parte real de ϵ y μ)
RHM (Right Handed Medium, Medio diestro)
ENG (Epsilon Negative, Medio con ϵ Negativa)
DNG (Double Negative, Medio con Valores Negativos de la parte real de ϵ y μ)
LHM (Left Handed Medium, Medio Zurdo)
NIM (Negative Index Medium, Medio con Índice de Refracción Negativo)
MNG (Mu Negative, Medio con μ Negativa)
PBG (Photonic Band Gap, Regiones de Bandas Prohibidas Electromagnéticas a Frecuencias Ópticas)
SRR (Split Ring Resonators, Resonador de Anillos Cortados)
FSS (Frequency Selective Surface, Superficies Selectivas en Frecuencia)
FDTD (Finite Difference Time Domain, Diferencias Finitas en el Dominio del Tiempo)
UC-EBG (Uniplanar Compact Electromagnetic Band Gap, Regiones de Bandas Prohibidas Electromagnéticas Compactas Uniplanares)
HIS (High Impedance Surface, Superficies de Alta Impedancia)
ICM (Industria Ciencia y Medicina)
PIFA (Planar Inverted F Antena, Antena F Planar Invertida)
IFA (Inverted F Antena, Antena F Invertida)
DIFA (Dual Inverted F Antena, Antena F Dual Invertida)

Capítulo 1

Introducción.

1.1. Motivación del proyecto.

La utilización de estructuras EBG en antenas y microondas es una realidad, pues un grupo de dispositivos ya han sido fabricados, obteniendo excepcionales características en los distintos aspectos técnicos en los que han sido evaluados. Entre los dispositivos fabricados se pueden enumerar algunos prototipos como: antenas tipo parche, acopladores, filtros pasa banda con bandas pasantes espurias de menor intensidad que con diseños convencionales, guías rectangulares TEM, e incluso conductores magnéticos artificiales.

Cabe destacar la importancia de las antenas planas dentro de las microondas y de las ondas milimétricas debido a su robustez, a su sencilla construcción, y a su repetibilidad en su fabricación. Esto se debe a que una gran parte de los elementos que la constituyen son elementos impresos que se realizan mediante grabado fotolitográfico. Otra ventaja de emplear dichas estructuras radica en las reducciones de tamaño y peso con respecto a otros diseños. Además, tanto la industria como los usuarios de los teléfonos móviles valoran positivamente que las antenas sean de dimensiones reducidas.

Las estructuras EBG provienen del campo de la óptica, y proporcionan rechazo en unas bandas frecuenciales determinadas. Estas estructuras son una distribución espacial periódica de distintos materiales dieléctricos.

La aparición de los metamateriales, como estructuras artificiales con el fin de controlar las propiedades físicas de las ondas electromagnéticas, es de interés por la comunidad científica. A finales de los 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.

1.2. Objetivos.

En este proyecto se estudiará el empleo de planos magnéticos artificiales generados a partir de estructuras EBG, y su aplicación con el objetivo de diseñar antenas que proporcionen alta eficiencia en la banda de 2.4 GHz.

El proyecto se encuentra dividido en cinco capítulos, incluyendo este. Los objetivos que se persiguen en cada uno de los capítulos se resumen a continuación.

El segundo capítulo trata sobre los metamateriales (MM), cuyo objetivo es introducir dichos materiales mediante una breve introducción, describiendo sus propiedades y los distintos tipos que se pueden encontrar.

El tercer capítulo se dedicará a profundizar en las estructuras EBG y AMC, partiendo de sus fundamentos físicos, y requisitos que deben cumplir estas estructuras para comportarse como planos magnéticos. El objetivo es la aplicación al diseño de antenas planas, comparando la eficiencia proporcionada por dichas antenas situadas frente a planos eléctricos y frente a planos magnéticos.

Una vez realizado un pequeño estudio de los metamateriales y las estructuras EBG en los capítulos anteriores, se procederá en el capítulo cuatro al diseño de diferentes antenas planas colocadas frente a la estructura EBG previamente seleccionada, mediante el software comercial CST, con el que se realizara la simulación y optimización.

En el capítulo quinto se redactarán las conclusiones y líneas futuras del mismo intentando responder a los objetivos planteados en la presente introducción.

Capítulo 2

Metamateriales en microondas y antenas.

2.1. Introducción.

La investigación teórica y experimental sobre medios artificiales a frecuencias de radio y microondas ha estado presente en la literatura científica al menos desde Kart F. Lindman a principios del siglo XX. En la década de los 40 del siglo XX se desarrollaron también los primeros trabajos de Dock sobre dieléctricos artificiales, orientados a la construcción de lentes a frecuencias de microondas.

Como los primeros metamateriales operaban a frecuencias de microondas, era razonable esperar que las primeras aplicaciones prácticas de dichos conceptos tuvieran lugar en el área de los circuitos (filtros, acopladores, divisores de potencia y otros componentes pasivos) y *antenas de microondas*.

En la actualidad los metamateriales están siendo investigados a frecuencias superiores, desde los terahertzios hasta el rango óptico, por lo que es posible esperar aplicaciones prácticas en dicho rango de frecuencias en un futuro no muy lejano.

En este capítulo se pretenden describir algunos conceptos necesarios a la hora de abordar las estructuras EBG (Electromagnetic Band Gap) y su empleo en la fabricación de antenas y dispositivos de microondas. Dichas estructuras son de gran interés al permitir importantes reducciones de tamaño y peso con respecto a otros diseños. Se han fabricado prototipos de, entre otros dispositivos, antenas tipo parche, acopladores, filtros pasa banda pasantes espurias de menor intensidad que con diseños convencionales, guías rectangulares TEM, y conductores magnéticos artificiales.

En el segundo apartado se realizará una definición del origen de los metamateriales debido a su gran interés científico, para pasar a describir las sorprendentes propiedades electromagnéticas en el tercer apartado.

El cuarto y último apartado de este capítulo se dedicará a enumerar los diversos tipos de metamateriales existentes, atendiendo al signo de la parte real de la permitividad y permeabilidad relativas. Se hará una breve descripción de cada uno de ellos, prestando

mayor interés al EBG, el cual será objeto de estudio en otro capítulo, por ser el tipo de estructura escogida para el citado proyecto.

2.2. Definición.

Desde la década de los '80 una gran variedad de materiales artificiales son continuamente estudiados debido a sus inusitadas y sorprendentes propiedades electromagnéticas.

Los metales y dieléctricos (aislantes) son los materiales que se vienen utilizando en la fabricación de antenas, dispositivos de microondas y circuitos electrónicos.

La principal función que desarrollan los metales en este tipo de aplicaciones era tanto el almacenamiento de cargas como la conducción. La conductividad eléctrica es el parámetro físico de mayor interés al trabajar con metales, siendo también el espesor de los metales en el momento de realizar un diseño.

La principal función de los dieléctricos inicialmente, era como elementos estructurales de soporte dada su baja conductividad. Los parámetros de interés en los dieléctricos son [1]:

- Permitividad eléctrica relativa ϵ_r
- Permeabilidad magnética relativa μ_r
- Tangentes de pérdidas eléctricas $tg d_e$
- Tangentes de pérdidas magnéticas $tg d_m$
- Conductividad magnética

La diferencia en las conductividades de metales y dieléctricos se puede explicar sobre la base de la existencia de cargas que pueden moverse libremente en los metales, mientras que en los dieléctricos están ligadas admitiendo tan sólo pequeños desplazamientos.

Los metamateriales o materiales electromagnéticos comprenden todos aquellos materiales artificiales que poseen propiedades novedosas y superiores a los materiales que pueden encontrarse en la naturaleza. Todos tienen en común la periodicidad de sus estructuras o celdas básicas como constituyentes elementales. Se realizan típicamente a partir de substratos dieléctricos periódicos con distintas metalizaciones

En la figura 2.1 se muestran algunas de las aplicaciones de los metamateriales, y en la figura 2.2 un bloque de metamaterial en 3D.



Figura 2.1. Aplicaciones de los metamateriales [2].



Figura 2.2. Bloque de metamaterial en 3D [3].

2.3. Propiedades de los metamateriales.

El prefijo *meta* significa después y también de una clase más alta. Por ello, dichas estructuras son consideradas como un tipo de materiales con propiedades superiores a las que ofrece la naturaleza.

El estudio de materiales con propiedades electromagnéticas exóticas ha despertado gran interés en los últimos años. Se conjeturó la existencia de materiales que tuviesen de forma simultánea valores negativos de la permitividad eléctrica relativa (ϵ_r) así como del valor de permeabilidad magnética relativa (μ_r). Las estructuras artificiales pueden ser diseñadas para cumplir algunas propiedades electromagnéticas sorprendentes dentro de un rango de frecuencias determinado:

- a) Presentan una velocidad de fase y una velocidad de grupo antiparalelas.

En los medios donde la energía se propaga hacia la fuente, las ondas se denominan *ondas de retroceso*, donde la velocidad de fase \vec{v}_ϕ y la velocidad de grupo \vec{v}_g tienen sentidos opuestos, para sintetizar respuestas *pasa banda*, es

decir, dejan pasar un determinado rango de frecuencias de una señal y atenúan el paso del resto. Esta propiedad se representa gráficamente en la figura 2.3.

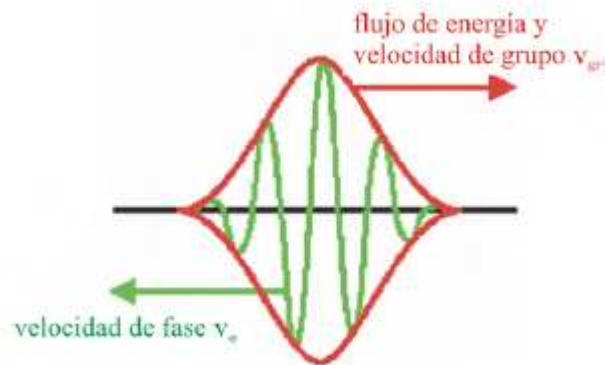


Figura 2.3. Velocidad de fase y velocidad de grupo antiparalelas [4].

b) Presentan un valor de índice de refracción negativo (n).

La refracción se produce en sentido contrario como se observa en la figura 2.4, es decir la energía es refractada hacia el mismo lado de la normal en que incide la onda incidente.

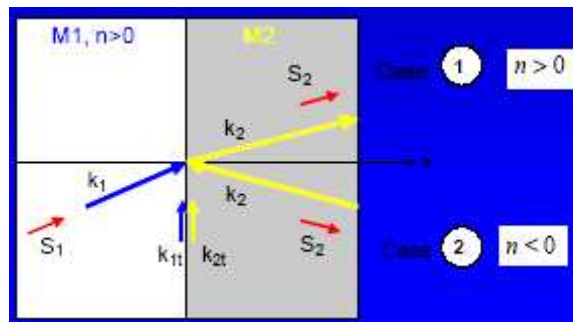


Figura 2.4. Índice de refracción negativo en el segundo medio [2].

c) Presencia de bandas prohibidas.

Existe una banda de frecuencia prohibida en la que las ondas de superficie no pueden propagarse como se observa en la figura 2.5.

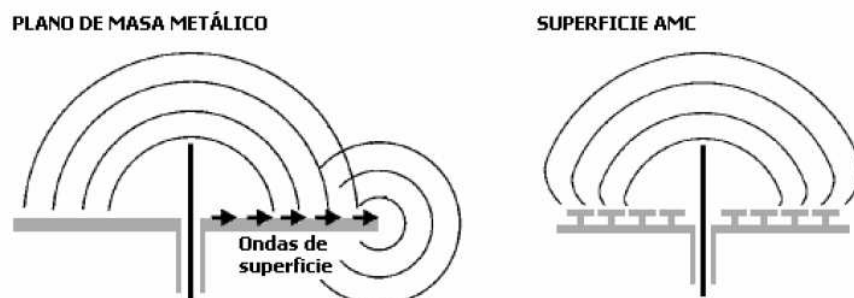


Figura 2.5. Comportamiento del plano de masa convencional frente a la superficie AMC [5].

d) La fase del campo eléctrico reflejado.

Cuando sobre ellos incide una onda plana, se puede diferenciar entre conductores eléctricos perfectos (PEC) y conductores magnéticos perfectos (PMC).

2.4. Tipos.

Entre los dieléctricos se diferencian los materiales naturales de los artificiales o metamateriales, empleando un par de los parámetros de interés que caracterizan a los dieléctricos, en concreto la permitividad y permeabilidad efectivas, siendo posible realizar una clasificación de estos, según el signo de sus partes reales. Teniendo presente que tanto permitividad como permeabilidad relativas están referidas al vacío, y son representadas mediante números complejos. En la figura 2.6. se representan los dieléctricos en un sistema de coordenadas.

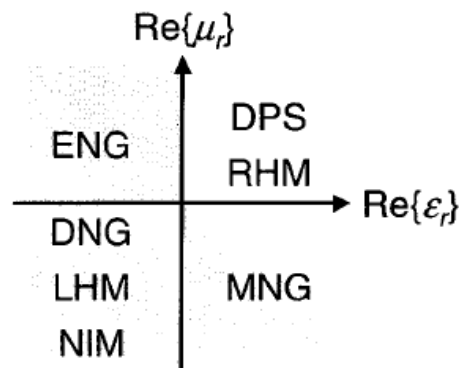


Figura 2.6. Materiales dieléctricos según el signo de su permitividad y permeabilidad [1].

Los materiales naturales convencionales, empleados en las tecnologías de comunicaciones se sitúan en el primer cuadrante. Se les conoce como materiales DPS (Double Positive) o RHM (Right Handed Medium), y se caracterizan por tener en la parte real de permitividad eléctrica y permeabilidad magnética, valores positivos. En estos la energía definida a través del vector de Poynting (\vec{S}), se propaga en la misma dirección que las ondas electromagnéticas definidas por el vector número de onda (\vec{k}), como puede verse en la figura 2.7.

Los materiales convencionales se caracterizan por tener un índice de refracción $n(\omega)$ positivo.

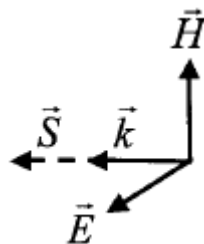


Figura 2.7. Propagación de la energía en un medio convencional o diestro [1].

Anteriormente a los metamateriales que se están utilizando en los diseños actuales, se encuentran los materiales ENG (Epsilon Negative) y MNG (Mu Negative). Estos pertenecen al segundo y cuarto cuadrante, respectivamente, en donde sólo una de las partes reales de permitividad o permeabilidad puede ser negativa. Se consiguió con éxito fabricar un material MNG en una estrecha banda de frecuencia (en 1999).

Los tipos de materiales artificiales más importantes se ubican en el tercer cuadrante de la figura 2.6. y, se caracterizan por tener simultáneamente valores negativos de permitividad y permeabilidad en un estrecho margen de frecuencias, ocasionando índices de refracción negativos $n(\omega)$.

$$n(\omega) = \sqrt{\epsilon_r(\omega)\mu_r(\omega)} \quad (2.1.)$$

Según la periodicidad de sus estructuras o celdas básicas, los metamateriales empleados en electromagnetismo, se pueden clasificar en términos de sus dimensiones respecto a la longitud de onda (λ). Cuando las celdas básicas son mucho menores que la longitud de onda, aparecen los materiales ENG (Epsilon Negative), MNG (Mu Negative) o DNG (Double Negative), mientras que si las celdas básicas son del orden de la longitud de onda se habla de estructuras EBG, o PBG (Photonic Band Gap) cuando el diseño equivale a frecuencias ópticas.

En la figura 2.8 se ha confeccionado un resumen de los distintos metamateriales que existen.

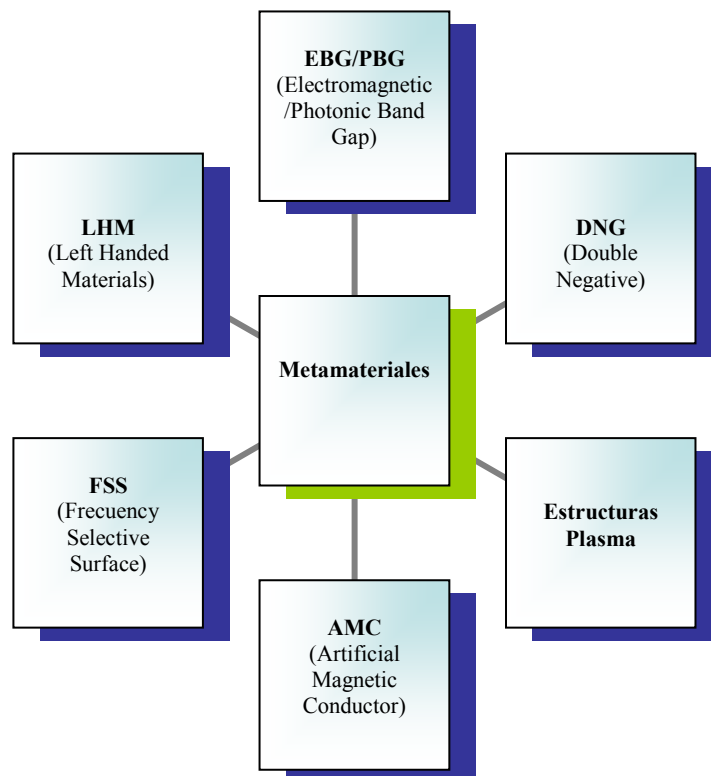


Figura 2.8. Esquema de los distintos tipos de metamateriales.

2.4.1. DNG.

Los materiales DNG se caracterizan por tener las partes reales de permitividad y permeabilidad negativas, simultáneamente en la misma banda de frecuencias, originando valores también negativos del índice de refracción.

Alguna de las propiedades que presenta este material fue estudiada por el físico Veselago en 1967, y consistía en poner en contacto un material DPS, cuyas partes reales de permitividad y permeabilidad son positivas, con un material DNG. Al juntarlos las ondas continuas que se estuvieran propagando desde el material DPS presentan un ángulo de refracción de signo opuesto al que tendría en otros materiales DPS convencionales. Esta anomalía se observa para ondas continuas, no para ondas moduladas (las que transportan información). También destacar una reducción en la frecuencia de las ondas transmitidas desde una fuente, cuando son observadas por un receptor al que la fuente se acerca, es decir, se produce la inversión del efecto Doppler en el interior de un material DNG.

En 1999 se diseñó un material con una elevada permeabilidad magnética efectiva negativa en un estrecho margen de frecuencias a partir de la agrupación periódica de conductores magnéticos. Se observa que a frecuencias inferiores a la de resonancia el comportamiento del material posee una permeabilidad efectiva positiva, y a frecuencias superiores a la de resonancia una permeabilidad efectiva negativa.

Para la caracterización de materiales DNG son necesarias medidas electromagnéticas en reflexión y en transmisión. Dependiendo del tamaño físico y de la frecuencia de trabajo, el material en estudio se sitúa en una guía de ondas o en el interior de una cámara anecoica. Mediante un analizador de redes vectorial se obtienen los parámetros S11 y S21 en intensidad y fase, de la muestra de material en un ancho de banda que incluya la región donde se encuentra la resonancia del material.

Teniendo los campos reflejados y transmitidos por el material con relación a los campos incidentes, y conocido el espesor de la muestra, es posible resolver el sistema de ecuaciones que relaciona los parámetros S de la muestra de material con su permitividad efectiva y permeabilidad efectiva en la banda frecuencial de trabajo.

Actualmente los estudios de los materiales DNG se concentran en la verificación de los efectos demostrados teóricamente y en el diseño y fabricación de metamateriales con anchos de banda y comportamientos DNG en ángulos de incidencia superiores a los actualmente fabricados. La aplicación más destacada hace referencia a la fabricación de antenas eléctricamente pequeñas con anchos de banda y ganancias superiores a los diseños convencionales [1].

Los estudios posteriores llevan a descubrir una partícula denominada SRR (Split Ring Resonators), resonador de anillos cortados. Consiste en un par de anillos metálicos concéntricos a los cuales se les ha practicado una ranura en disposición antisimétrica una de la otra, como se observa en la figura 2.9.

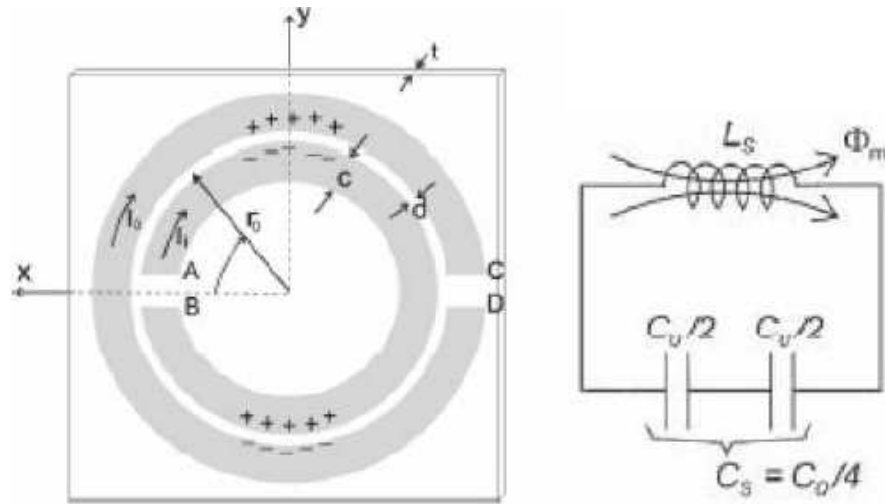


Figura 2.9. A la izquierda se muestra la topología de la partícula SRR, y a la derecha su modelo eléctrico [6].

Las citadas ranuras aumentan notablemente la capacidad de la estructura, lo que conlleva una reducción en la frecuencia de resonancia del dispositivo. Al ser excitadas por un campo magnético axial, la partícula presenta en un cierto ancho de banda una característica similar a la de un medio con un valor de permeabilidad magnética negativa.

Al llevar a cabo la medida del primer metamaterial fabricado, consistente en una combinación de anillos SRR (equivalente a un medio que presenta un valor de $\mu < 0$) con una agrupación de hilos metálicos paralelos (con un comportamiento paso alto, equivalente a $\epsilon < 0$). El resultado medido es la existencia de una banda pasante en una región frecuencial en la que antes existía rechazo. Como el medio ideado es volumétrico, no es adecuado para integrarlo en circuitos planos convencionales de alta frecuencia. Para solventar este inconveniente, y poder introducir este tipo de medios en tecnología plana, se realizan aproximaciones mediante modelos de línea de transmisión, y como prueba de ello se muestra en la figura 2.10 un prototipo fabricado de guía metamaterial en tecnología microstrip [7].

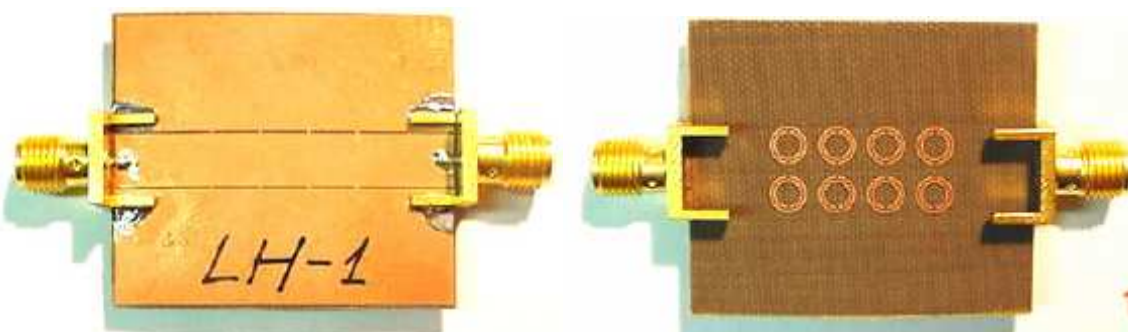


Figura 2.10. Prototipo de la estructura metamaterial CPW. A la izquierda se encuentra el medio de hilos, y en la parte derecha los anillos SRR [7].

2.4.2. LHM.

Debido al gran interés de científicos e ingenieros los metamateriales zurdos requieren una breve sección en este apartado. Estos presentan simultáneamente una permitividad (ϵ) y una permeabilidad (μ) negativas, y unas propiedades opuestas a las de un medio convencional o denominado también medio diestro. El vector de campo eléctrico \vec{E} , el vector de campo magnético \vec{H} , y el número de onda \vec{k} componen una triada zurda, lo que significa que la luz se propague en el sentido opuesto al flujo de energía, representado por el vector de Poynting \vec{S} . En la figura 2.11 puede verse como en un medio zurdo las ondas electromagnéticas se propagan en dirección contraria a la propagación de la energía, mientras que en un medio diestro las ondas electromagnéticas se propagan en la misma dirección de la energía

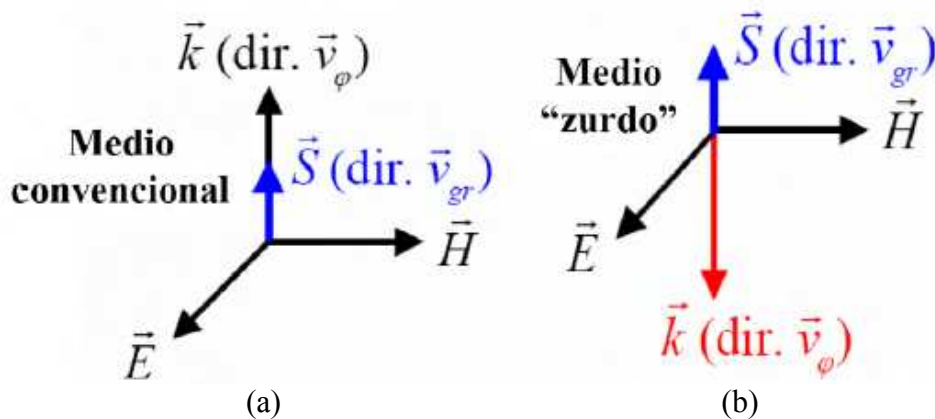


Figura 2.11. (a) Relación entre los vectores \vec{E} , \vec{H} y \vec{k} para un medio diestro [4].
 (b) Relación entre los vectores \vec{E} , \vec{H} y \vec{k} para un medio zurdo [4].

El vector de Poynting se define según la siguiente expresión:

$$\vec{S} = \vec{E} \times \vec{H} \quad (2.2.)$$

La expresión (2.2.) demuestra matemáticamente que el vector \vec{S} siempre forma un triplete diestro con los vectores \vec{E} y \vec{H} , por lo que para un medio diestro \vec{S} y \vec{k} tendrán la misma dirección, tal como se ha representado en la figura 2.11 (a), mientras que en un medio zurdo sus direcciones serán opuestas (figura 2.11 (b)).

También mencionar que en un medio zurdo, las ondas se denominan ondas de retroceso, donde la velocidad de fase \vec{v}_ϕ y la velocidad de grupo \vec{v}_g tienen signos opuestos (figura 2.10 (b)).

Otra propiedad de este tipo de medios es que presenta un índice de refracción negativo, causado por tener una permitividad (ϵ) y una permeabilidad (μ) negativas. En la figura 2.12 se ilustra un ejemplo de inversión de la ley de Snell, según la cual la componente tangente a la superficie del rayo refractado invierte la dirección de propagación, al contrario de lo que sucede en un medio diestro o RHM.

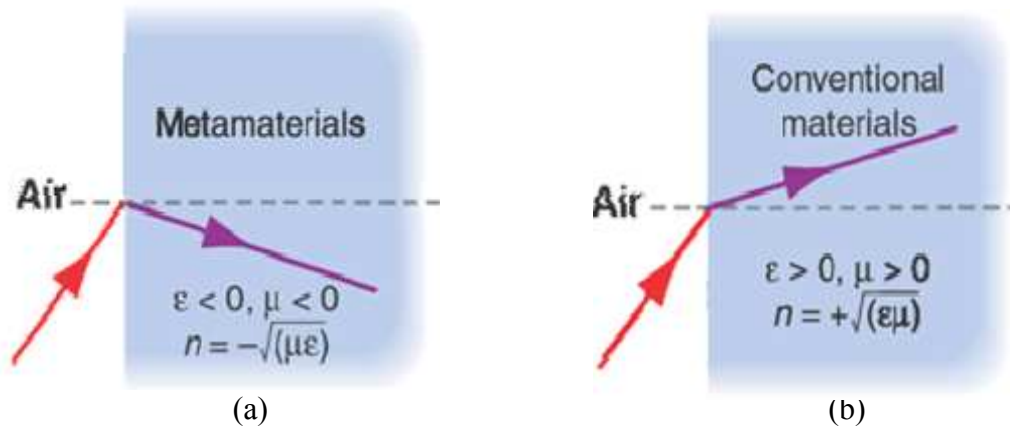


Figura 2.12. (a) Refracción en un medio zurdo o LHM [2].
 (b) Refracción en un medio diestro o RHM [2].

El comportamiento de los materiales zurdos puede utilizarse para construir lentes sin necesidad de proveer de ninguna curvatura al material que la forma, como se aprecia en la figura 2.13.

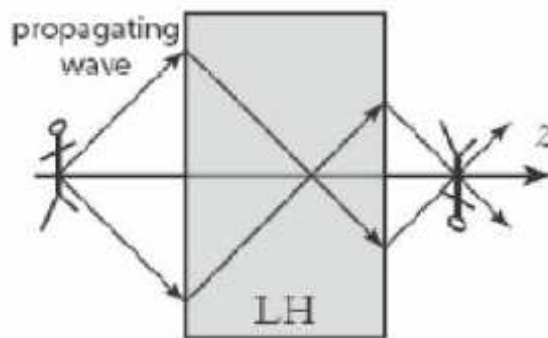


Figura 2.13. Formación de la imagen en una lente plana LHM [6].

Algunas de las aplicaciones de los medios LHM se resumen a continuación:

- Lentes RF miniaturizadas.
- Lentes de super-resolución para la fabricación con luz de dispositivos de microondas de nanoescala.
- Señalización ultrarrápida entre dos puntos.
- Dispositivos de RF y microondas.
- Miniaturización de antenas.
- Antenas de haz corregible.
- Conmutación y enrutamiento de señales RF y ópticas.

2.4.3. AMC.

Un plano de masa basado en estructuras periódicas en dos dimensiones, equivale al comportamiento de los conductores magnéticos artificiales (AMC). Es posible implementar un plano de masa con unas características distintas a las de los planos de masa metálicos convencionales, mediante la unión de un número finito de estructuras básicas, obteniendo una mejora en las prestaciones de algunas antenas.

La fase del campo eléctrico reflejado cuando sobre los metamateriales incide una onda plana, es una de las propiedades citadas anteriormente y que permite diferenciar entre PEC (conductores eléctricos perfectos) y PMC (conductores magnéticos perfectos). La característica principal de la superficie PMC es que cuenta con un coeficiente de reflexión de 1, lo cual significa que la fase de la onda reflejada es de 0° comparada con la de la onda incidente. Como resulta imposible encontrar superficies PMC en la naturaleza que trabajen en un amplio rango de frecuencia, se recurre a las superficies AMC que aunque no son físicamente PMC, presentan el mismo comportamiento. Cuando sobre una superficie PEC incide una onda plana se obtiene un coeficiente de reflexión de -1 y, una fase de 180° en la onda reflejada.

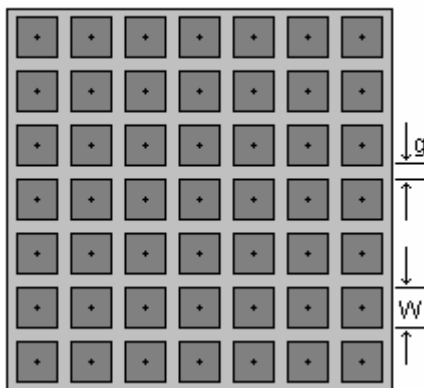
Las superficies AMC también se conocen como superficies de alta impedancia (High-Impedance Surface o HIS), debido a que presentan una elevada impedancia dentro de un rango de frecuencias concreto, donde la componente tangencial del campo magnético es pequeña. Esta es la causa de que dichas superficies reflejen las ondas incidentes con una fase igual o cercana a 0° .

Algunas de las propiedades más interesantes de las superficies AMC, y que no se manifiestan de forma directa en la naturaleza pero que aportan una extensa variedad de aplicaciones en el área del electromagnetismo, se detallan a continuación:

- El comportamiento de estas superficies como conductor magnético permite que las corrientes imagen paralelas a ellas estén en fase con la corriente original, dando lugar a que los elementos radiantes paralelos a las mismas radien de forma más eficiente independientemente de su orientación respecto al plano de masa. Luego dichos elementos pueden situarse más cerca de la superficie AMC, lo que permite tener antenas de bajo perfil.
- Presentan una banda de frecuencia prohibida en la que las ondas de superficie no pueden propagarse, originando unos diagramas de radiación más suaves y libres de interferencias multicamino en todo el plano de masa.

Como ejemplo de una superficie AMC, en la figura 2.14 se muestra la estructura más típica, que consiste en un parche metálico cuadrado cortocircuitado al plano de masa por una vía situada en el centro, también conocida como champiñón debido a su forma. El substrato o material que hay entre la metalización y el plano de masa es dieléctrico.

VISTA SUPERIOR



VISTA LATERAL

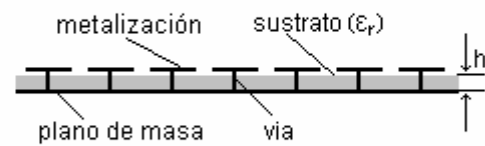


Figura 2.14. Vistas de la superficie AMC [5].

Pueden existir distintas topologías que permiten implementar superficies AMC, pero todas tienen en común la misma estructura básica, que se repite de forma periódica y que consiste en una metalización colocada sobre un sustrato dieléctrico y un plano de masa metálico. La presencia o no de vías para conectar la metalización y el plano de masa depende de cada topología. En cambio, existen motivos como la complejidad y el coste económico de fabricarlas, para sustituir las estructuras con vías por otro tipo de estructuras planares que no las incorporen, pero que conserven el mismo comportamiento. Un ejemplo de estructuras sin vías sería la estructura UC-EBG que consiste en reemplazar las vías con comportamiento inductivo, por la unión de dos ramas estrechas de la metalización, tal como se representa en la figura 2.15. La mencionada unión presenta carácter inductivo. También citar que el gap que separa las metalizaciones, repetidas periódicamente, tiene efecto capacitivo. Luego las estructuras representadas en la figura 2.15 cuentan con una impedancia que puede ser modelada según un circuito LC derivado de su geometría. Dicha impedancia es demasiado alta a la frecuencia de resonancia del circuito LC, caso en el que se logra el comportamiento AMC deseado.

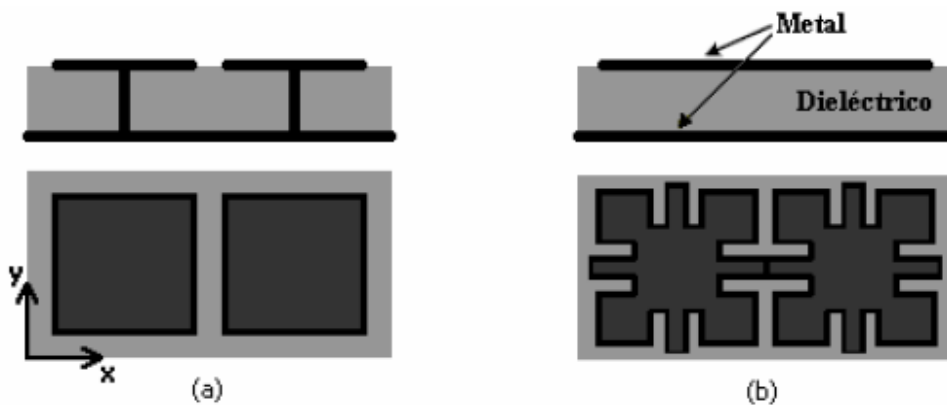


Figura 2.15. Topologías de AMC. (a) Tipo champiñón y (b) UC-EBG [5].

Para realizar un análisis de las superficies con comportamiento conductor magnético artificial (AMC), es necesario un estudio paramétrico de las superficies para obtener pautas de diseño y una comparación de estructuras AMC con diferentes tipos de metalización para tener un criterio que permita escoger el tipo de estructura más adecuada en función de la especificaciones de diseño.

2.4.4. EBG.

Los materiales EBG también considerados dentro del grupo de materiales artificiales, cobran especial interés porque son estructuras periódicas que muestran amplias bandas de paso y de rechazo a las frecuencias de microondas. Como se ha mencionado, es un material creado artificialmente que presenta propiedades electromagnéticas inusuales en la naturaleza. Dichas propiedades son debidas al diseño de la estructura y no a los elementos que la forman, es decir, que la estructura completa, tiene un comportamiento distinto al que tendrían sus elementos por separado.

Se conocen como cristales electromagnéticos donde el periodo es comparable a la longitud de onda de la señal que se propaga en el medio, produciéndose fenómenos de interferencia que ocasionan la inhibición de la transmisión de la señal para ciertas regiones frecuenciales y/o direcciones (difracción Bragg).

Como la frecuencia de diseño de este proyecto es de 2.4 GHz, y pertenece al rango de las frecuencias de microondas, se empleará dicho material para la realización de este.

Desde que se sugirió que la creación de una periodicidad en los materiales dieléctricos podría prevenir la propagación de las ondas electromagnéticas en determinadas frecuencias, en el campo de los cristales fotónicos se ha investigado con el objetivo de crear una banda prohibida para fotones (PBG) que generalmente se denomina banda prohibida electromagnética (EBG).

Un cristal fotónico es una estructura con un orden periódico de las cavidades de alta constante dieléctrica embebida dentro de una región poco dieléctrica, las cuales introducen saltos o gaps en la estructura de bandas de energía en los estados de los fotones en los planos de Bragg, produciendo una serie de energías prohibidas para dichos fotones.

Dicha periodicidad se produce mediante la variación de algún parámetro macroscópico del medio.

Tanto Yablonovitch como John [6] sugirieron estructuras con variaciones periódicas de la constante dieléctrica, y por tanto del índice de refracción, ya que debido al parecido con la estructura ordenada de los átomos en un semiconductor, podrían dar lugar a la aparición de bandas de frecuencias prohibidas donde el cristal fotónico impide la propagación de una onda electromagnética con cualquier ángulo de incidencia, dirección y polarización.

2.4.5. Estructuras plasma.

La característica fundamental del plasma se resume en que la carga de sus partículas es la responsable de la formación de estructuras exóticas en su composición. También es conductivo y reacciona fuertemente a los campos eléctricos y magnéticos.

2.4.6. FSS.

Las FSS (Superficies Selectivas en Frecuencia) están formadas por estructuras tipo array que consisten en distintos elementos conductores, a menudo impresos en un sustrato dieléctrico de apoyo [8]. La figura 2.16 muestra parte de un array de dipolos formando un conjunto de cruces, también conocido como dipolo cruzado.

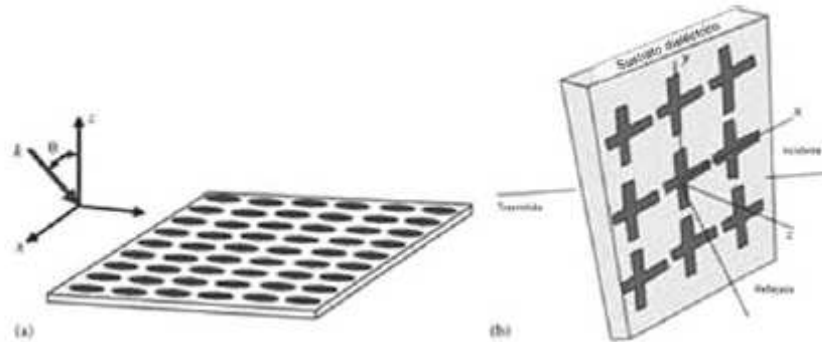


Figura 2.16. Red cristalina bidimensional [8].

Presentan características de rechazo y paso de banda cuando son excitados por una onda electromagnética con un ángulo arbitrario plano con respecto al de la matriz. Como ejemplo, un array periódico de conductores refleja las ondas polarizadas a ciertas frecuencias y es transparente a las ondas incidentes en otras frecuencias.

Si el ángulo de incidencia θ es mayor a 90° respecto a la normal, la incidencia será a lo largo del plano del array de FSS. Al explorar el modo de propagación a lo largo del plano del array de FSS, esta estructura puede considerarse como una versión plana de una estructura metalodielectrica EBG bidimensional y tendrá propiedades de banda prohibida en el plano del array.

Como es de intuir, las estructuras FSS se comportan como filtros electromagnéticos pasivos. Este fenómeno se observa en la figura 2.17, donde se muestra una respuesta típica del coeficiente de transmisión de un array de conductores, a través del cual las ondas polarizadas incidentes se reflejan en la superficie en algunas frecuencias (bandas de rechazo), mientras que la superficie es transparente a las ondas en otras frecuencias (banda de paso). La frecuencia de resonancia se denomina como f_r y el centro de la banda de rechazo, y f_p como el comienzo de la banda de paso. Los anchos de banda se definen normalmente por el nivel de -10 dB en la reflexión y de -0.5 dB en el nivel de transmisión [8].

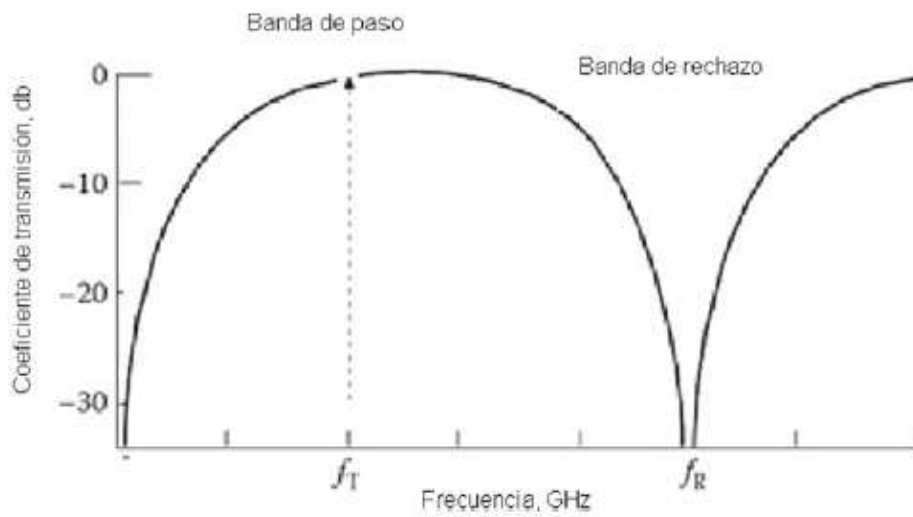


Figura 2.17. Transmisión de una superficie selectiva en frecuencia [8].

Las estructuras FSS cuentan con gran cantidad de aplicaciones en el campo de las microondas, para los sistemas de antenas fijas y móviles.

Capítulo 3

Estructuras AMC y EBG.

3.1. Introducción.

Una vez estudiados los diversos tipos de metamateriales en el capítulo anterior, nos centraremos en dos de ellos, el AMC y EBG, para abordar el diseño de planos de masa basados en estructuras periódicas en dos dimensiones. Antes se explicarán los parámetros que forman la celda unidad, siendo la parte fundamental para proceder al diseño de la estructura de este proyecto.

La fase del campo eléctrico reflejado en la superficie reflectora es fundamental, porque permite diferenciar entre conductores eléctricos perfectos (PEC) y conductores magnéticos perfectos (PMC). Cuando se tiene una superficie PEC sobre la que incide una onda plana, la fase de la onda reflejada equivale a 180° . En cambio, si se emplea una superficie PMC, la fase de la onda reflejada es de 0° .

La estructura básica o celda unidad representada en la figura 3.1, se compone de un plano de masa en su parte inferior, un sustrato y una metalización en la parte superior, que se conectará al plano de masa mediante una vía cilíndrica, tal como se muestra en la figura 2.14 del capítulo anterior.

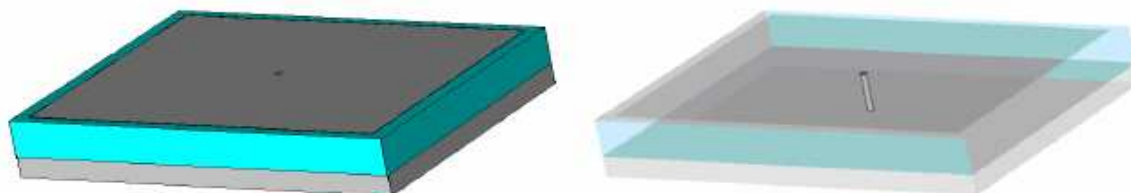


Figura 3.1. Estructura básica o celda unidad de la superficie PMC [5].

A continuación se enumeran los parámetros necesarios para construir la celda unidad:

- La anchura (W) y el espesor (h) son los parámetros que permiten definir el plano de masa, el sustrato y, la metalización.
- Los materiales escogidos para la implementación.
- Anchura del gap (g).
- La permitividad del sustrato (ϵ_r).
- El radio (r) de la vía.

Para caracterizar completamente la estructura se deberá variar el valor de cada uno de los parámetros descritos que se observan en la figura 3.2, y así 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.

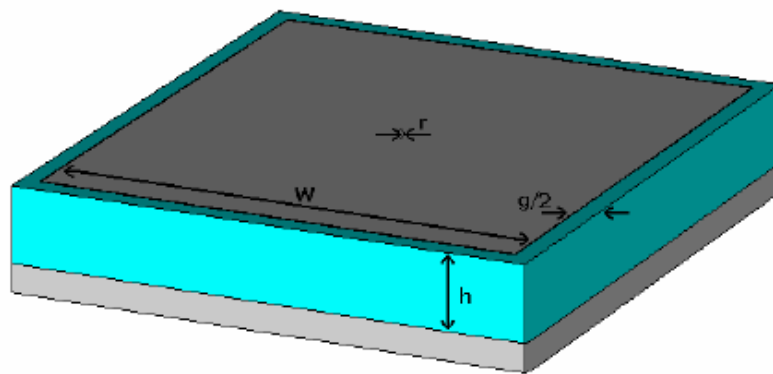


Figura 3.2. Parámetros básicos de una estructura con metalización cuadrada [5].

La fase de la onda reflejada en las superficies AMC está determinada principalmente por cuatro parámetros: anchura de la metalización (W), anchura del gap (g), permitividad del sustrato (ϵ_r) y espesor del sustrato (h).

La anchura del gap (g) indica la distancia entre metalizaciones adyacentes y permite controlar el acoplamiento entre las celdas unidad. Tiene efecto capacitivo y su tamaño debe ser pequeño en comparación con el tamaño de la celda unidad para evitar que se pierda el acoplamiento de metamaterial del cual se caracteriza la estructura. Como la fase de la onda reflejada en la superficie AMC varía al hacerlo la anchura del gap, se mantendrán constantes todos los parámetros que forman la estructura básica y se cambiará el tamaño del gap, determinando así el efecto que la anchura del gap tiene en la fase de la onda reflejada.

El espesor del sustrato (h) cobra especial relevancia en el diseño de estructuras de tipo champiñón (*mushroom*). Es importante que los espesores sean pequeños, ya que uno de los objetivos de este proyecto es conseguir una antena plana. Es obvio que al aumentar el espesor del sustrato conlleva el aumento de la longitud de la vía, y con ello, la inductancia del circuito LC equivalente.

La permitividad relativa (ϵ_r) o constante dieléctrica del sustrato es otro de los parámetros empleados para controlar la fase de la onda reflejada en la superficie AMC.

El tipo de material que se empleara en el sustrato es Rogers serie 4003, con una permitividad $\epsilon_r=3.38$, y una permeabilidad $\mu_r=1$.

3.2. Planos de masa eléctricos y planos de masa magnéticos artificiales.

En el apartado anterior se ha citado el plano de masa como uno de los componentes que forma la estructura, para ahora estudiarlo con más detalle.

Se entiende por pared eléctrica una superficie plana conductora ideal, donde el campo eléctrico tangencial se anula:

$$\hat{n} \times \vec{E} = 0 \quad (3.1)$$

siendo \hat{n} el vector normal a la superficie. Como consecuencia de lo anterior, también ha de anularse la inducción magnética normal:

$$\hat{n} \cdot \vec{B} = 0 \quad (3.2)$$

Por teoría electromagnética se obtiene que la situación de un semiespacio frente a una pared eléctrica (PE) es igual a la del espacio completo donde se ha eliminado la pared y se han introducido imágenes de las cargas y corrientes. Luego una red frente a una pared eléctrica es equivalente a una situación sin pared y con una red imagen con las corrientes y tensiones calculadas como las imágenes de la original (imagen especular seguida de una inversión de sentido), tal como se representa en la figura 3.3.

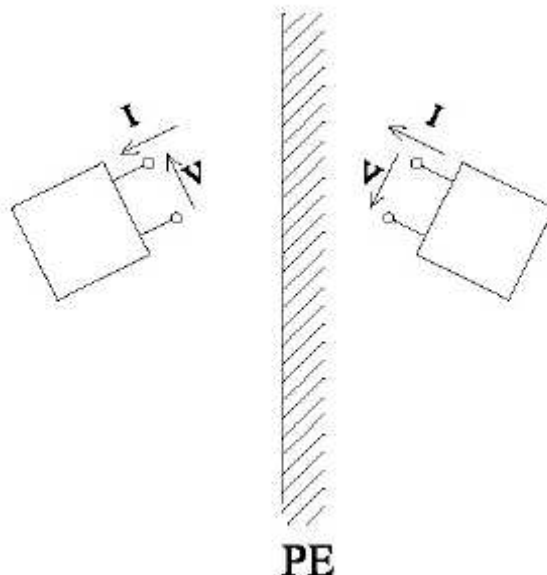


Figura 3.3. Red frente a una pared eléctrica (PE) [9].

Se entiende por pared magnética (PM) una superficie (ficticia) tal que en ella se cumple que el campo magnético tangencial se anule:

$$\hat{n} \times \vec{H} = 0 \quad (3.3)$$

y como consecuencia también se anulará el desplazamiento eléctrico normal:

$$\hat{n} \cdot \vec{D} = 0 \quad (3.4)$$

Este caso es similar al caso de la pared eléctrica pero con cargas imágenes del mismo signo en vez de signo contrario, y para redes en las que intervienen tensiones y corrientes, las imágenes se calculan como las imágenes especulares de las originales, se representa en la figura 3.4.

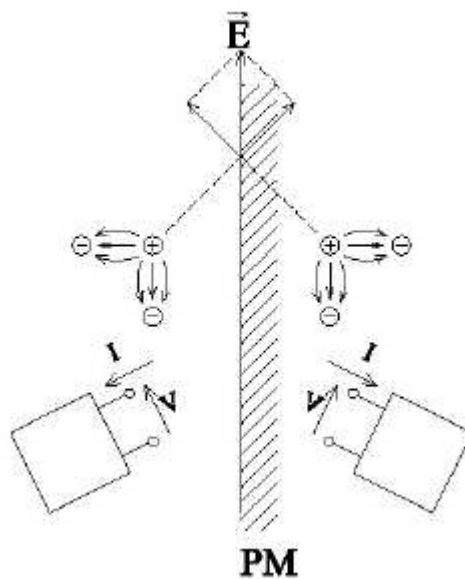


Figura 3.4. Red frente a una pared magnética (PM) [9].

Hay que tener presente que entre dos puntos cualesquiera de una pared eléctrica (o de la superficie que ocupa cuando se sustituye por las correspondientes imágenes) la diferencia de potencial es cero, no habiendo campo eléctrico en la superficie. Al mismo tiempo, la superficie que ocupa en el problema equivalente puede contener o ser atravesada perpendicularmente por corrientes eléctricas, ya que dichas situaciones son compatibles con la simetría requerida.

Por otra parte, en una pared magnética (o la superficie que ocupa cuando se sustituye por sus imágenes) no hay corrientes eléctricas, ya que la densidad de corriente está relacionada con el campo magnético, tal como especifica la ecuación (3.5):

$$\vec{J} = \hat{n} \times \vec{H} = 0 \quad (3.5)$$

Concretamente, una pared eléctrica introduce condiciones de cortocircuito en el plano que ocupa, mientras que una pared magnética las introduce de circuito abierto (interrumpiendo las corrientes que circulan a través de la superficie).

El campo eléctrico en los buenos conductores es nulo en su interior, a igual que el campo eléctrico tangencial a la superficie, debido a las condiciones de contorno. Luego, cuando una onda incide sobre un conductor eléctrico, se invierte la fase de la onda reflejada para que el campo eléctrico tangencial sea nulo en la superficie [9].

En este caso, en donde se desea implementar una antena, las superficies conductoras se emplean comúnmente como planos de masa. Un plano de masa finito permite que las ondas incidentes se reflejen y al mismo tiempo protege de la radiación lo que pueda haber al otro lado del plano. En cambio, se puede ocasionar una interferencia destructiva entre las ondas incidente y reflejada, si las ondas reflejadas sufren una inversión de fase, especialmente en el caso en donde la antena y el plano de masa estén muy cerca. Lo anterior equivaldría 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, reduciéndose considerablemente la eficiencia de radiación. Este inconveniente se puede solventar situando la antena a distancia $\lambda/4$ del plano de masa. De esta forma, el desfase causado en el camino desde la antena hasta el plano y de nuevo hacia la antena, completa un ciclo, teniéndose una interferencia constructiva permitiendo una radiación eficiente en la antena. Es necesario tener presente que la estructura completa debe contar con un espesor mínimo de $\lambda/4$, lo que limita la posibilidad de diseñar antenas de bajo perfil.

Otra propiedad a tener presente de los planos de masa metálicos es que soportan ondas de superficie, que se pueden definir como ondas electromagnéticas que se propagan en la superficie de separación entre el metal y el espacio libre. En el caso de los planos de masa metálicos, en donde la antena se encuentra cerca de una placa conductora, esta radia parte de la energía, pero también genera corrientes que se propagan por la placa. Así que las ondas de superficie a las frecuencias de microondas equivalen a las corrientes normales que circulan por cualquier conductor eléctrico.

Si se emplean planos de masa infinitos, el único efecto de las ondas de superficie es una pequeña disminución de la eficiencia de la antena. La mencionada disminución es causa de que parte de la energía, en vez de radiarse, se pierde en las ondas de superficie. El citado efecto no supone ningún inconveniente, porque los planos de masa son siempre finitos y en estos las ondas de superficie se propagan hasta llegar al borde, donde puede ocasionar una radiación indeseada por efectos de difracción. Los efectos de difracción aparecen debido a un cambio brusco en las condiciones de contorno que implican los bordes del plano de masa. Este comportamiento desemboca en una interferencia multicamino a lo largo del plano de masa, como se muestra en la figura 3.5, que provoca un diagrama de radiación irregular, y acoplamiento mutuo indeseado, si varias antenas se sitúan sobre el mismo plano de masa metálico [5].

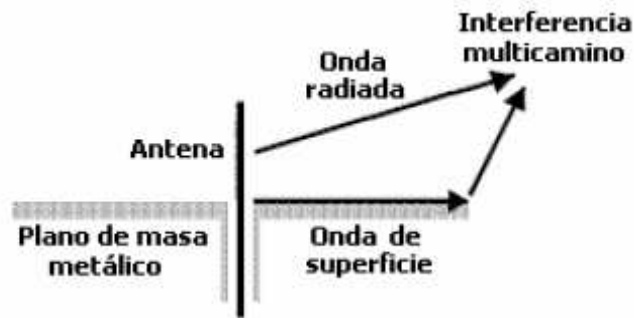


Figura 3.5. Representación simplificada de la interferencia multicamino por onda de superficie en un plano de masa finito [5].

Existe una alternativa a los planos de masa metálicos tradicionales que son las superficies de alta impedancia (HIS). Estas superficies son estructuras electromagnéticas periódicas que se caracterizan por comportarse como conductor magnético artificial (AMC) o estructuras EBG. Dependiendo de la geometría de la estructura periódica, ambas características, AMC y EBG, pueden darse en el mismo rango de frecuencias.

Las superficies de alta impedancia (HIS) tienen una impedancia muy elevada dentro de un rango de frecuencias concreto, rango en donde la componente tangencial del campo magnético es pequeña. Ésta es la razón de que dichas superficies reflejen las ondas incidentes con fase nula a cierta frecuencia, comportándose como un conductor magnético perfecto. Al comportarse las superficies de alta impedancia como conductor magnético hace que las corrientes imagen paralelas a la superficie estén en fase con las corrientes originales, radiando más eficientemente. Al colocar horizontalmente los elementos radiantes, estos pueden estar cerca de la superficie, favoreciendo que el conjunto de la antena y plano de masa sea de bajo perfil.

El comportamiento de las HIS como superficies EBG se produce cuando la incidencia es próxima a la dirección transversal, reduciendo el acoplamiento entre antenas vecinas, y el comportamiento AMC de las superficies de alta impedancia (HIS), se produce cuando la incidencia es próxima a la dirección normal.

3.3. Estructuras EBG.

El origen de las estructuras EBG provienen del campo de la óptica, y son estructuras que proporcionan rechazo en unas bandas frecuenciales determinadas. Estas estructuras son esencialmente una distribución espacial periódica de distintos materiales dieléctricos. En la figura 3.6 se muestra un esquema de cristales electromagnéticos con perturbación electromagnética unidimensional (a), bidimensional (b) y tridimensional (c) de la constante dieléctrica, que permiten la realización de un substrato EBG para antenas planas.

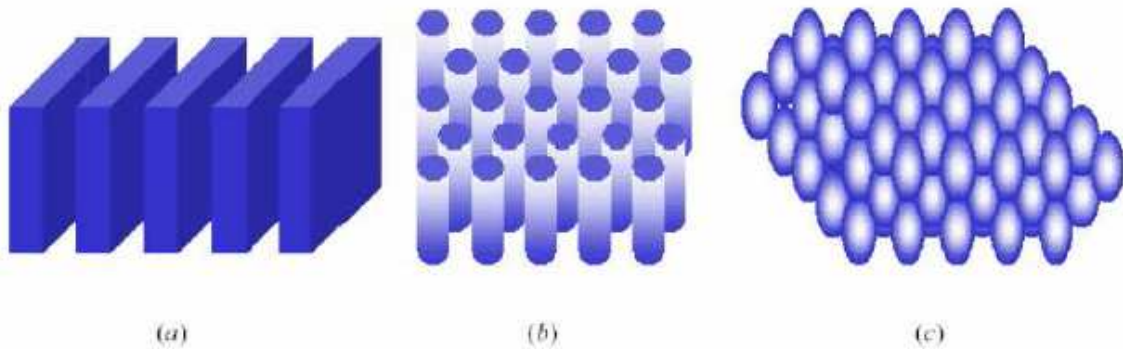


Figura 3.6. Cristal electromagnético: (a) unidimensional; (b) bidimensional; (c) tridimensional [6].

De esta manera los cristales electromagnéticos se pueden definir como estructuras unidimensionales, bidimensionales o tridimensionales que inhiben la propagación para determinadas bandas de frecuencias y direcciones de igual forma que ocurre en un cristal semiconductor con el flujo de electrones.

A modo de ejemplo un cristal electromagnético unidimensional equivale a un espejo dieléctrico multicapa, consistente en un apilamiento de capas de dieléctrico con valores alternados de índice de refracción y espesores de la cuarta parte de la longitud de onda. En dicha estructura, para un determinado margen de longitudes de onda, todas las ondas reflejadas en las diversas capas se suman en fase en la entrada. El comportamiento de estas estructuras está basado en el conocido efecto de reflexión Bragg, según el cual la radiación que sale reflejada de cada una de las celdas que forman la estructura periódica forma un frente de onda en interferencia constructiva.

En tecnología de microondas es habitual emplear líneas de transmisión para transportar la señal, en este caso el concepto de cristal electromagnético puede generalizarse introduciendo variaciones periódicas de alguna magnitud como puede ser la impedancia característica de dicha línea.

3.4. Implementación de estructuras EBG y AMC.

Teniendo presente que ni el comportamiento EBG ni el AMC se manifiestan directamente en la naturaleza, los planos de masa basados en superficies de alta impedancia se conocen como planos de masa artificiales.

En este apartado se va a trabajar con planos de masa finitos implementados mediante estructuras de alta impedancia. Existen tres tipos fundamentales de estructuras de alta impedancia: celda unidad con metalización cuadrada, en anillo y en anillo abierto, tal como se describen a continuación.

3.4.1. Estructura con metalización cuadrada y vías.

Las propiedades que caracterizan a los materiales EBG, permiten una gran cantidad de aplicaciones llevadas a la práctica.

En el diseño de antenas planas, el comportamiento EBG permite eliminar las ondas de superficie y con ello la interferencia multicamino en el plano de masa, consiguiendo así mejorar considerablemente los diagramas de radiación y la eficiencia de radiación de la antena. En la figura 3.7 se muestra un plano de masa artificial que se comporta como AMC (según se explicó en el apartado 2.4.3. del capítulo anterior) y como EBG (apartado 2.4.4), siendo este tipo de estructura la escogida para este proyecto debido a su simplicidad y versatilidad.

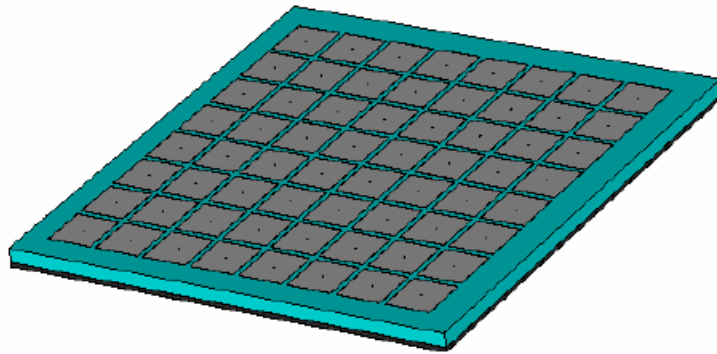


Figura 3.7. Plano de masa artificial implementado con metalización cuadrada y vías [5].

3.4.2. Estructura con metalización en anillo.

Otra de las estructuras fabricadas en tecnología micristrip, equivale a la metalización en anillos concéntricos que proviene de la partícula denominada SRR (Split Ring Resonators). Estudios realizados sobre la estructura de la figura 3.8, han concluido que cuanto más estrecho es el anillo, mayor es la impedancia de la estructura y, más se aproxima el comportamiento de la superficie al comportamiento ideal de un PMC.

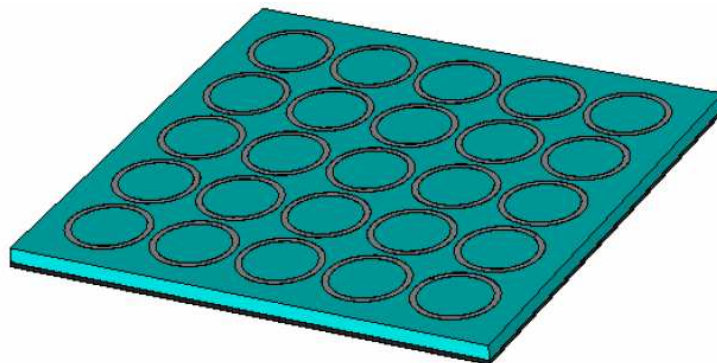


Figura 3.8. Plano de masa artificial implementado con estructuras de alta impedancia con metalización en anillo [5].

3.4.3. Estructura con metalización en anillo abierto.

De la estructura con metalización en anillo, se puede obtener otra variante, que consiste en hacerle una abertura al anillo, como se representa en la figura 3.9.

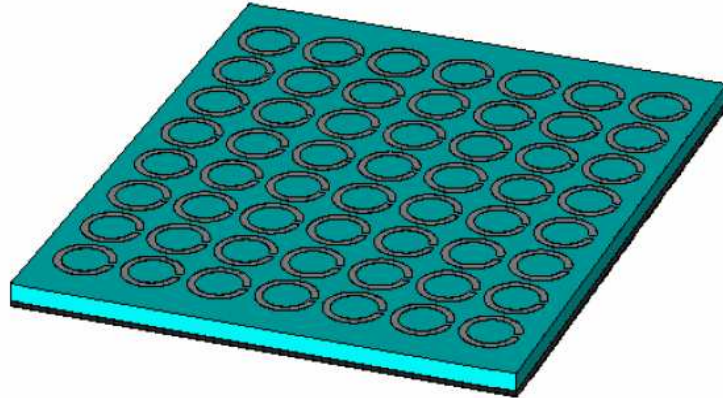


Figura 3.9. Plano de masa artificial implementado con estructuras de alta impedancia en anillo abierto [5].

3.5. Ejemplos de aplicación al diseño de antenas planas

A continuación se muestran algunas aplicaciones donde se ha empleado la estructura EBG para mejorar el diseño de dichas antenas.

3.5.1. Antena dipolo de brazo abierto de banda ancha montada sobre un plano de masa regulable EBG AMC [10].

Como se explicó en el apartado 2.4.3 la realización física de un PMC se conoce como un AMC, siendo de banda estrecha, e interesante para configurar antenas de banda estrecha. Una alternativa semejante consiste en coger una superficie EBG compuesta por un array periódico de parches metálicos y montarlo sobre la parte superior de un fino substrato dieléctrico sobre un PEC e insertar condensadores sintonizables entre los planos metálicos, como se muestra en la figura 3.10. La superficie sintonizable EBG está formada por un array de parches metálicos de 6x6 encima de un PEC de 3.6 mm de substrato dieléctrico con $\epsilon_r = 13$. Este método permite mostrar la primera resonancia de la estructura EBG pudiéndose sintonizar a baja frecuencia.

En este caso se optimiza una banda ancha con una antena polarizada linealmente mediante un algoritmo genético poniéndola encima un plano de masa AMC sintonizable.

Se diseña la superficie EBG con cargas hasta tener esa primera resonancia justo encima de la frecuencia límite superior del dipolo, con el objetivo de regular la superficie EBG en todo el rango de frecuencias de la antena usando cargas capacitivas.

La colocación de la antena sobre la superficie EBG se utiliza para regular la superficie hasta 2 GHz y evaluar las pérdidas de retorno para distintas posiciones de la antena.

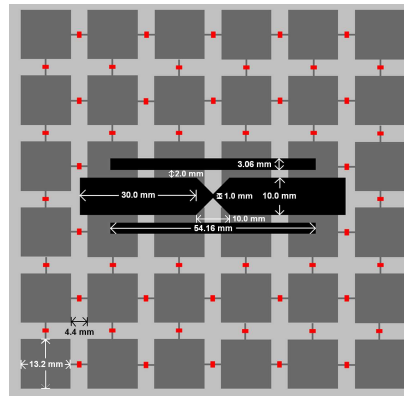


Figura 3.10. Geometría del dipolo de brazos abiertos en espacio libre sobre la superficie EBG sintonizable [10].

Al analizar y simular la antena se representan las pérdidas de retorno del sistema de antena completo para varias cargas capacitivas, como se observa en la figura 3.11, en donde los condensadores bajan la frecuencia de la resonancia en la superficie, resultando un sistema de antena de bajo perfil pudiéndose sintonizar desde 1.2 GHz hasta 2.3 GHz.

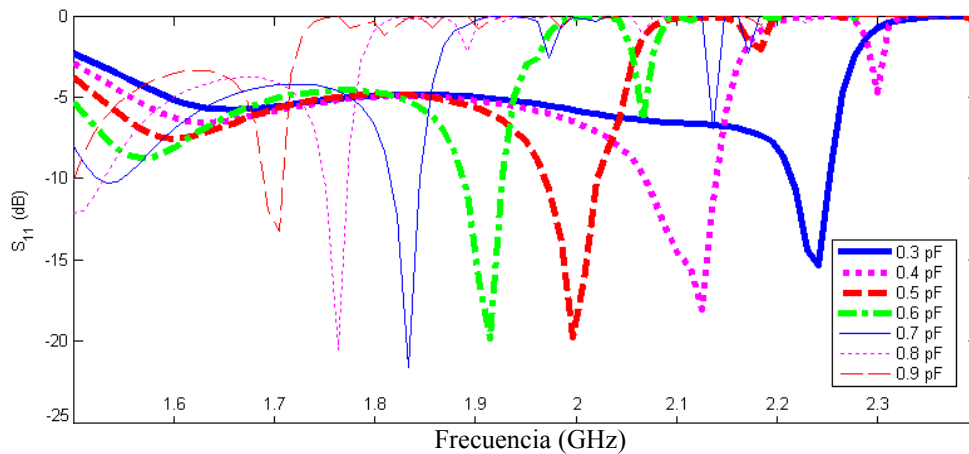


Figura 3.11. Pérdidas de retorno del sistema de antena anterior [10].

3.5.2. Antenas de ranura que se pueden construir mediante estructuras EBG [11].

Las redes inalámbricas para aplicaciones corporales necesitan pequeñas antenas eficientes cuando están trabajando cerca del cuerpo humano, siendo motivo de investigaciones para diseñar nuevas antenas microstrip y estructuras EBG cuyo objetivo es reducir o eliminar la radiación de señales en el área de uso, reduciendo así la absorción en el tejido.

En este caso se presenta una antena de ranura a 2.8 GHz sobre un substrato EBG cuyo objetivo es elevar la eficiencia de la antena en un amplio ancho de banda y se utiliza un material compacto, porque su finalidad es estar próxima al cuerpo humano.

La antena de ranura y la estructura EBG formada por pequeños parches 6x6 y 4x4 sobre una lámina de metal sólido se muestran en las figuras 3.12 (a) y 3.12 (b) respectivamente.

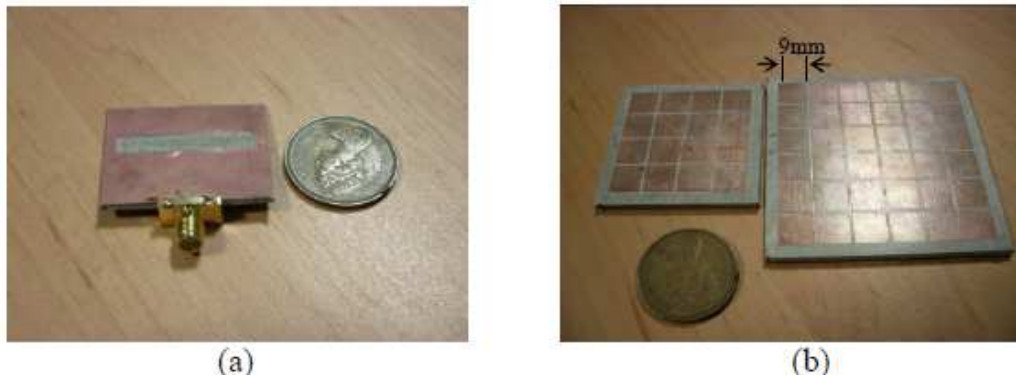


Figura 3.12. (a) Antena de ranura; (b) Estructura EBG [11].

La superficie EBG presenta un coeficiente de reflexión del orden de uno para ondas planas incidentes y simultáneamente inhibe la propagación de corrientes de superficie por encima de una banda de frecuencia determinada. La simulación se realiza para la antena con substrato EBG compacto próximo al cuerpo humano que se muestra en la figura 3.13.

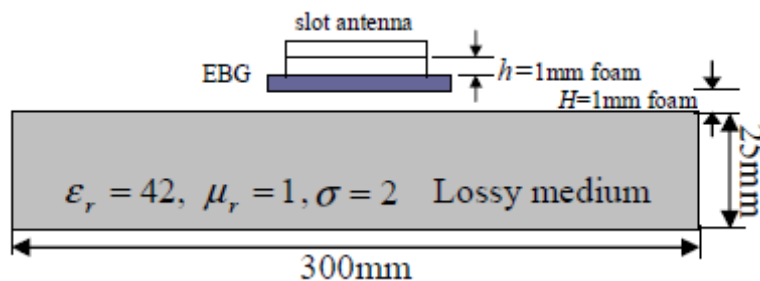


Figura 3.13. Simulación configurada para la antena y EBG [11].

Después de introducir la antena en una cámara de eco, para medir la eficiencia de la antena, se concluyó que el uso del substrato EBG mejoraba en un 60 % la eficiencia respecto de otros métodos en el mismo escenario.

3.5.3. Array de antenas en banda Ku [12].

El uso de agrupaciones de antenas permite resolver dos de los principales problemas de las antenas microstrip, que son la baja ganancia de las antenas ya que a mayor número de elementos mayor será la ganancia, y su estrecho ancho de banda. Además, el uso de agrupaciones permite el apuntamiento del haz en cualquier ángulo, dentro de todo el semiespacio en el caso de agrupaciones superficiales. Aunque también existen problemas al emplear las agrupaciones de antenas tales como: la complejidad y pérdidas

en la red de alimentación, la disminución de la adaptación, la ganancia a determinados ángulos de apuntamiento debido al acoplo entre elementos de la agrupación, y la aparición de lóbulos de difracción, que son lóbulos cuya potencia es similar a la del lóbulo principal pero en diferentes posiciones angulares, y que se pueden evitar seleccionando una distancia entre elementos de la agrupación apropiada.

El acoplamiento entre elementos se reduce o elimina, eliminando las ondas de superficie que son la principal causa de acoplo. Entre las formas de eliminar las ondas de superficie se encuentra el uso de substratos EBG, caracterizándose por tener un determinado ancho de banda dentro del cual la propagación de ondas electromagnéticas no esta permitida, como ya se ha comentado anteriormente.

Algunas características del diseño son:

- Los elementos están alimentados por acoplo a través de slots en forma de “H”.
- El método de alimentación proporciona polarización lineal.
- La radiación de los parches esta aislada de las líneas de alimentación, minimizando la interferencia por radiación de las líneas de alimentación, y con una optimización independientemente de la red de alimentación y de los elementos radiantes.
- La estructura EBG-2D es cuadrada para permitir el mismo número de periodos en ambos ejes, como se aprecia en la figura 3.14.

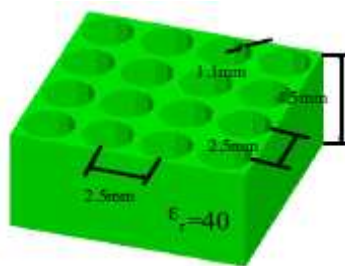


Figura 3.14. Dimensiones de la estructura EBG-2D [12].

Respecto al diseño de la agrupación sobre substrato EBG ($\epsilon_r=40$) comentar que:

- El grosor del dieléctrico superior es mucho más grueso que el inferior para obtener un buen funcionamiento del EBG.
- Al ser una estructura cuadrada permite el mismo n° de periodos y, el mismo rechazo, en ambos ejes de la agrupación superficial.
- El uso de la estructura EBG permite obtener un bangap completo desde 15 GHz hasta 17 GHz, donde la propagación de las ondas no esta permitida o está muy atenuada, como se muestra en el diagrama de bandas representado en la figura 3.15.

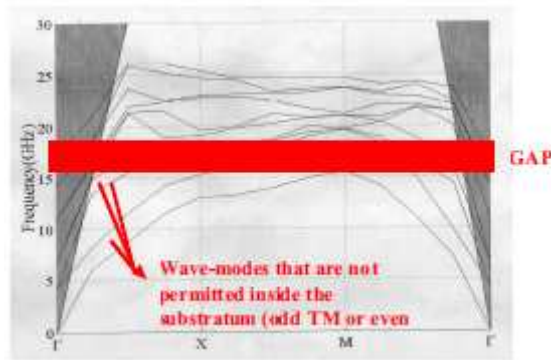


Figura 3.15. Diagrama de bandas de la estructura EBG-2D cuadrada [12].

Los resultados obtenidos respecto a la adaptación indican que el sustrato de baja permitividad proporciona un ancho de banda mayor que el sustrato EBG-2D de alta permitividad relativa, y esto es debido a la cavidad de alto factor de calidad que resulta de la generación de una imperfección en una estructura EBG, es decir donde se encuentran los parches.

Los resultados de los diagramas de radiación para el sustrato EBG-2D de estructura cuadrada 2x1 se representan mediante un diagrama de radiación en el plano E y otro para el plano H. En este caso los lóbulos secundarios laterales son inferiores como se muestra en la figura 3.16.

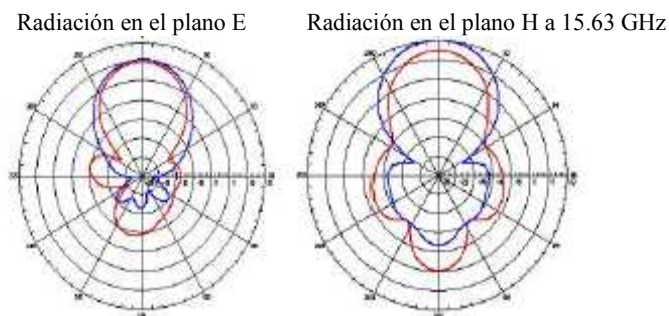


Figura 3.16. Diagramas de radiación de las agrupaciones 2x1 en plano E y H, sobre el sustrato EBG-2D. En rojo se considera la radiación del sustrato [12].

Para concluir mencionar que la utilización del sustrato EBG-2D de alta permitividad relativa permite una mayor capacidad de integración al permitir una distancia menor entre elementos y un tamaño de los parches y líneas menores. El sustrato EBG-2D presenta un menor ancho de banda respecto al sustrato convencional, existiendo una solución para ello que consiste en modificar el radio de los cilindros adyacentes a los elementos de la agrupación, para variar así el factor de calidad y, aumentar el ancho de banda. También tener presente que normalmente la utilización de parches microstrip rectangulares, tiende a propagar los modos superficiales en el plano E, al ser el plano de resonancia del parche.

3.5.4. Mejora de las características de antenas dipolo impresas utilizando planos de masa semi-EBG [13].

Como en el resto de aplicaciones las estructuras EBG han estado utilizándose en muchos diseños de antenas con el objetivo de mejorar la eficiencia de radiación. En este ejemplo se estudia el resultado de una antena dipolo cerca del borde de un plano de masa, un popular montaje en varios sistemas de comunicaciones vía radio. Para aumentar la eficiencia de radiación, se propone una antena dipolo con plano de masa semi-EBG. Con el método computacional de diferencias finitas en el dominio del tiempo (FDTD), ambas simulaciones y resultados experimentales demuestran la validez al diseñar estas antenas.

Una importante aplicación de las estructuras EBG es servir como plano de masa para una antena de bajo perfil. La antena dipolo es un radiador simple y fundamental en ingeniería de antenas. Sin embargo, no puede radiar eficientemente cerca de un plano de masa PEC debido a las corrientes imagen invertidas. Para solventar este problema, se ha desarrollado un plano de masa EBG con un coeficiente de reflexión en la fase de entrada para sustituir el tradicional plano de masa PEC y mejorar la eficiencia de la antena dipolo de bajo perfil.

Todas las publicaciones se centran en una antena dipolo posicionada encima de un plano de masa como se muestra en la figura 3.17 (a). En algunos sistemas de comunicaciones vía radio se requiere que esa antena dipolo trabaje eficientemente cerca del borde del plano de masa, como se muestra en la figura 3.17 (b). Un ejemplo representativo es un diseño de una antena interna para WLAN (red de área local vía radio) para un ordenador portátil, donde la antena está localizada en el borde estrecho de la pantalla LCD como un conductor metálico.

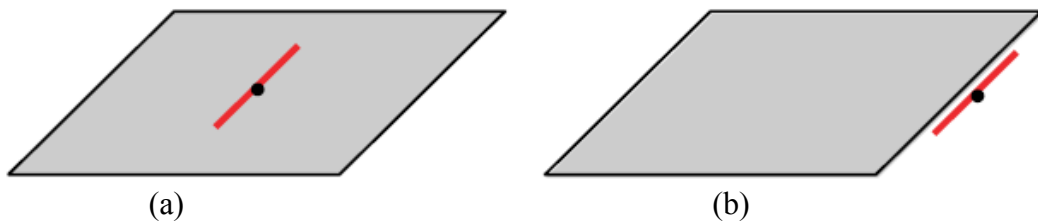


Figura 3.17. Geometría (a) de un dipolo encima del plano de masa y (b) un dipolo cerca del borde de un plano de masa [13].

3.5.4.1. Antena dipolo cerca del borde de un plano de masa EBG.

El resultado de una antena dipolo encima de un plano de masa, como muestra en la figura 3.17 (a), mejoraba al utilizar una superficie EBG en otros artículos. La finalidad del artículo [13] es mejorar el resultado de un dipolo cerca del borde de un plano de masa como se muestra en la figura 3.17 (b). Un plano de masa EBG tipo champiñón es utilizado para reemplazar el convencional plano de masa PEC, como se muestra en la figura 3.18 (a). Parches metálicos cuadrados están montados encima de un bloque dieléctrico con una densidad de $0.04\lambda_8$ GHz y una constante dieléctrica de 2.94. La anchura de los parches periódicos es de $0.12\lambda_8$ GHz y la anchura de la separación entre los

parches adyacentes es de $0.02\lambda_8$ GHz. Las vías centradas con un radio de $0.005\lambda_8$ GHz se utilizan para conectar los parches hasta llegar al conductor PEC. La selección de estos parámetros cumplen las pautas desarrolladas. Las dimensiones del dipolo son las mismas que se han descrito en la sección anterior.

La figura 3.18 (b) compara las pérdidas de retorno de las antenas dipolo cerca del borde de un plano de masa EBG y las que están cerca de un plano de masa PEC. Se observan en éstas pérdidas de retorno de los dipolos una significativa mejoría desde -2dB hasta -16 dB. Este resultado demuestra la habilidad de los planos de masa EBG para mejorar la eficiencia de radiación de un dipolo cercano.

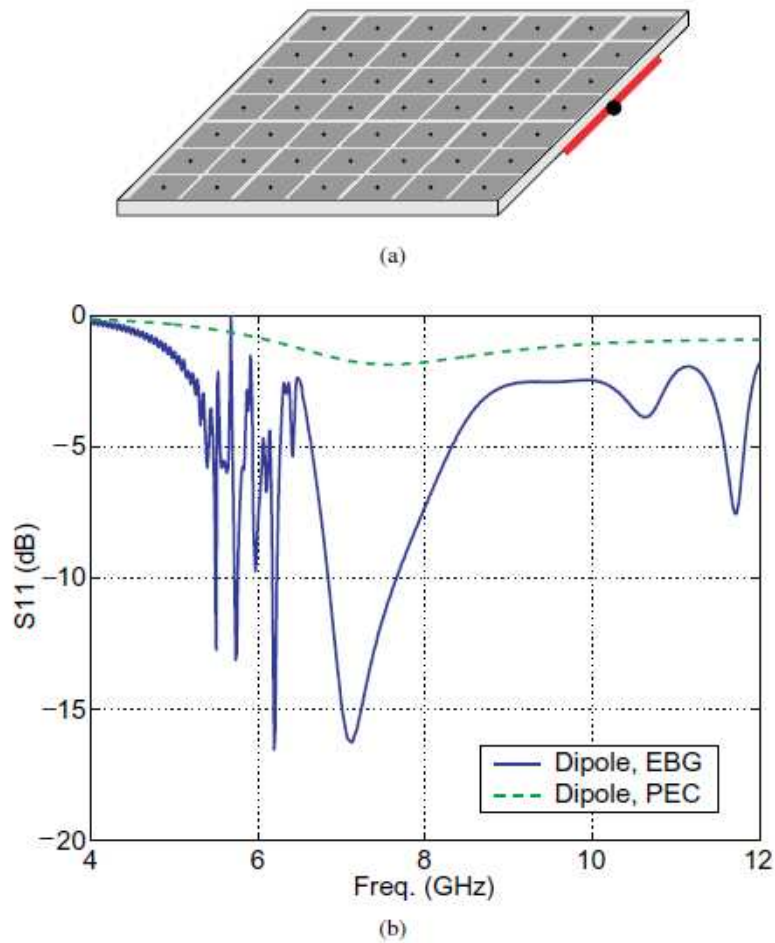


Figura 3.18. Antena dipolo cerca del borde de un plano de masa EBG [13].

(a) Geometría de la antena.

(b) Pérdidas de retorno de un dipolo con distintos planos de masa.

En el artículo se han realizado diversos estudios paramétricos para desarrollar pautas para el diseño de estas antenas. En la figura 3.19 se representa el efecto de las alturas seleccionadas para el dipolo. Cuando el dipolo está localizado sobre el mismo plano como los parches periódicos de la estructura EBG, la altura es de $0.04\lambda_8$ GHz. La altura es cero cuando el dipolo se encuentra sobre el mismo plano, como el conductor inferior de la estructura EBG. A una altura negativa el dipolo está debajo de la parte inferior conductora de la estructura EBG.

Cuando la altura del dipolo es cero, las pérdidas de retorno están alrededor de -4 dB. Ambas, la estructura EBG y la superficie PEC afectan a la radiación del dipolo y se

obtiene una limitada mejoría si se compara con el dipolo cerca de un plano de masa PEC. Cuando la altura del dipolo se incrementa, la estructura EBG juega un papel dominante al afectar a la radiación del dipolo. De este modo las pérdidas de retorno mejoran significativamente. Unas pérdidas de retorno de -27 dB se obtienen cuando la altura es de $0.06\lambda_8$ GHz.

En la figura 3.19 (b) se ha simulado también lo que sucede al variar las posiciones del dipolo por debajo de la parte inferior del conductor. En esta situación el PEC desempeña un papel dominante al determinar la eficiencia de la antena. Por tanto, las pérdidas de retorno no mejoran significativamente respecto a las de la figura 3.19 (a). Cuando la altura decrece, sólo se aprecia un leve aumento, porque incrementa la distancia entre el dipolo y el plano de masa PEC.

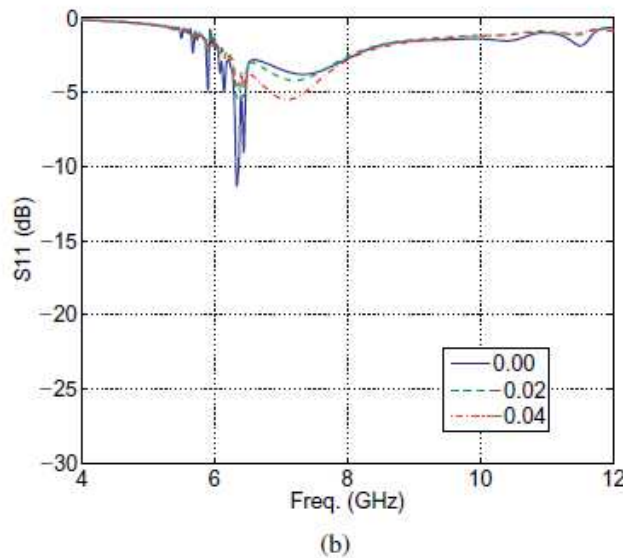
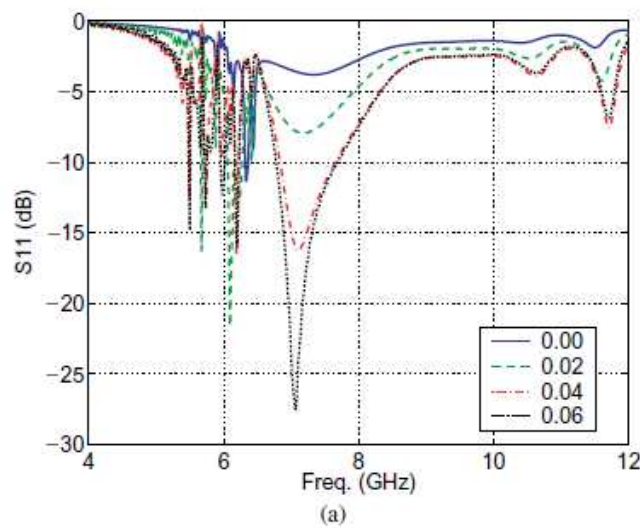


Figura 3.19. Estudio paramétrico del efecto de elevar el dipolo (Unidad: λ_8 GHz). Cuando el dipolo está localizado sobre el mismo plano que el conductor inferior de la superficie EBG, la altura es cero. La altura es 0.04 cuando el dipolo está situado sobre el mismo plano que los parches periódicos de la superficie EBG [13].

Por otra parte, la figura 3.20 ilustra las pérdidas de retorno al variar la longitud efectiva del dipolo.

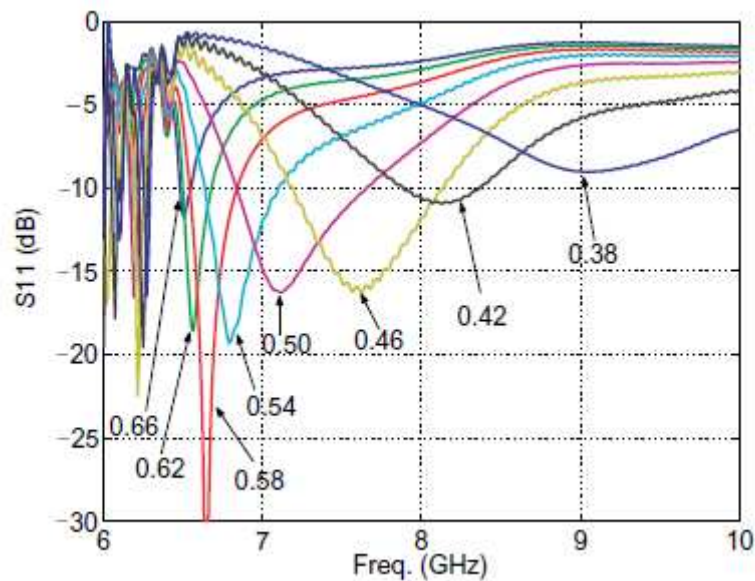


Figura 3.20. Estudio paramétrico de la longitud efectiva de la antena dipolo. Unidad: (λ_8 GHz). Las pérdidas de retorno se han calculado empleando el método FDTD [13].

En este estudio el dipolo está sobre el mismo plano que los parches de la estructura EBG (altura = $0.04\lambda_8$ GHz). Cuando se incrementa la longitud del dipolo, la frecuencia de resonancia decrece. Mientras, las pérdidas de retorno y el ancho de banda de la antena también cambian. Esto se aprecia cuando la frecuencia de resonancia de la antena cae en el rango de 6.5 a 8.3 GHz, y el dipolo puede obtener unas buenas pérdidas de retorno por debajo de -10 dB. Este rango de frecuencias es conocido como la banda operativa de la estructura EBG el cual trabaja como el plano de masa para una antena dipolo plano cercana. Si se desea un diseño con un dipolo trabajando en esta banda de frecuencias, es necesario escalar los parámetros del dipolo para insertarlo en el plano EBG.

La estructura EBG ha demostrado su capacidad para mejorar la eficiencia de radiación de un dipolo. Se utiliza un gap como fuente de alimentación y así poder excitar el dipolo en la simulación. En aplicaciones prácticas, es necesario alimentar la estructura cuidadosamente.

La geometría de esta antena se muestra en la figura 3.21. La estructura de la antena está incorporada sobre un grueso sustrato dieléctrico con permitividad $\epsilon_r = 2.94$. Una línea de transmisión de 50Ω se utiliza para alimentar el dipolo. Un brazo del dipolo está fabricado sobre el sustrato y está directamente conectado con la línea microstrip. El otro brazo del dipolo impreso se coloca sobre la capa exterior del sustrato y conectado al plano de masa PEC de la línea microstrip. La longitud de cada brazo es de 6.75 mm y posee una anchura de 0.75 mm. Un plano de masa semi-EBG es utilizado para mejorar el comportamiento del dipolo. La distancia entre el dipolo impreso y el plano de masa semi-EBG es de sólo 0.75 mm, ya que se requiere un tamaño compacto en muchos sistemas de comunicaciones vía de radio.

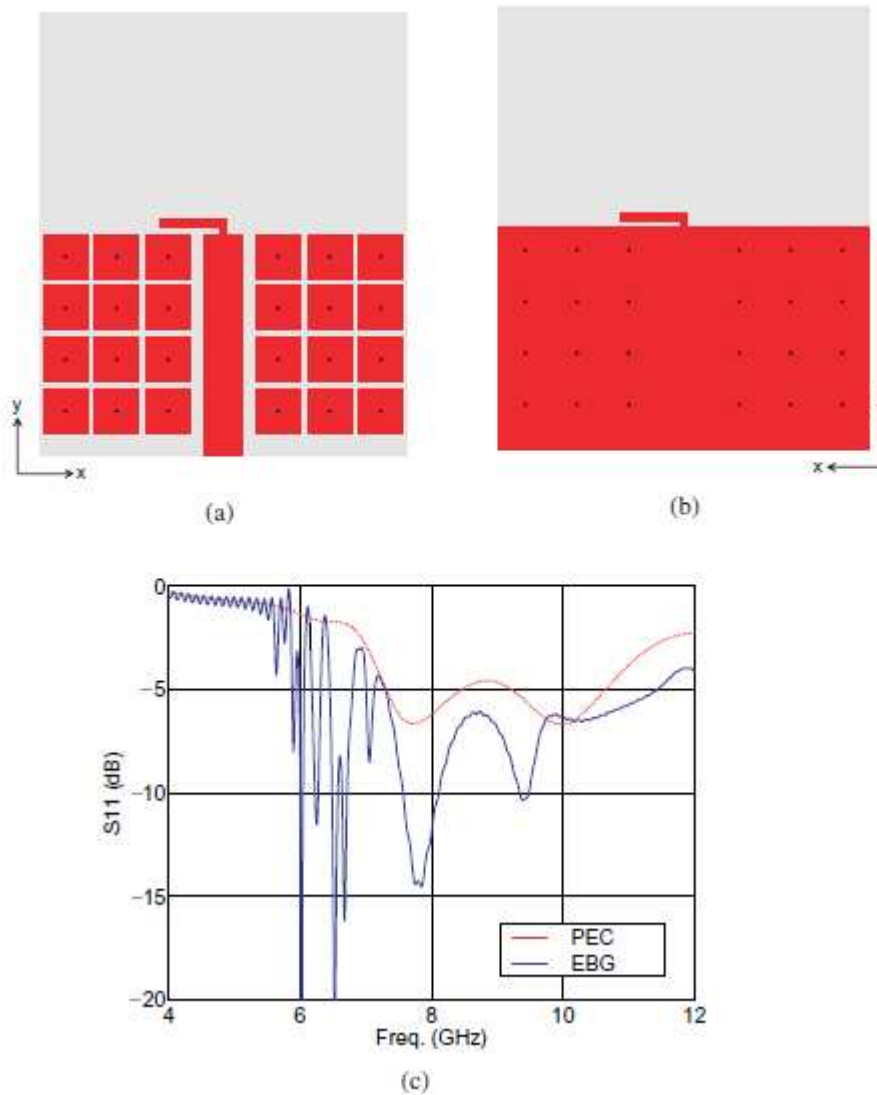


Figura 3.21. Diseño del dipolo impreso [13].

- (a) Vista frontal.
- (b) Vista trasera.
- (c) Pérdidas de retorno.

En la figura 3.21 (c) se presentan las pérdidas de retorno del dipolo empleando el método computacional de diferencias finitas en el dominio del tiempo (FDTD). La antena resuena hacia los 7.8 GHz con un factor de reflexión $S_{11} < -10$ dB. El dipolo con un plano de masa PEC convencional se ha simulado como referencia y se muestra en la figura 3.21 (c). Debido a la cercanía del dipolo con el plano de masa, las pérdidas de retorno no se pueden ajustar bien por debajo de los -10 dB. Esta es una clara comparación de cómo el plano de masa semi - EBG ayuda al dipolo a radiar más eficientemente.

Capítulo 4

Aplicación al diseño de antenas planas en la banda de 2.4 GHz.

4.1. Introducción.

En capítulos anteriores se estudió en detalle el material EBG, dando a conocer sus propiedades físicas y aplicaciones más importantes en el ámbito de las telecomunicaciones, destacando las antenas planas por ser de interés para este proyecto.

En el presente capítulo se pretende emplear la estructura EBG de forma periódica como plano de masa para el diseño de antenas planas en la banda de 2.4 GHz. Dicha frecuencia está ubicada en la banda ICM (Industria, Ciencia y Medicina), donde se encuentran tecnologías de conexión inalámbricas, como el Wi-Fi con estándar 802.11.b y 802.11.g, y el Bluetooth que es una tecnología de área personal con cobertura limitada, unos 10 m.

4.2. Diseño de la estructura AMC a 2.4 GHz.

Como se ha comentado en el capítulo anterior, en este capítulo se va a trabajar con un plano de masa finito mediante estructuras de alta impedancia. Se empleará la estructura de celda unidad con metalización cuadrada comentada en anteriores capítulos.

Se variarán las dimensiones de la celda unidad descrita en la tabla 4.1, para lograr que el plano de masa funcione a la frecuencia deseada, que en este caso es de 2.4 GHz. En el apartado 4.3 se estudiará la aplicación de los planos de masa artificiales al diseño de antenas planas, tales como dipolos, parches microstrip y antenas PIFA.

Posteriormente se comprobará qué ocurre con el gap electromagnético del plano artificial. En función de la geometría de la estructura periódica con la que se implemente la superficie de alta impedancia, las características AMC y EBG pueden darse o no en el mismo rango de frecuencia. De coincidir en la misma banda de frecuencia sería muy beneficioso, ya que el comportamiento EBG permite eliminar las ondas de superficie y

la interferencia multicamino en el plano de masa, y el comportamiento AMC favorece que las antenas radien de forma mucho más eficiente.

4.2.1. Plano con metalización cuadrada y vías.

En el caso que se está estudiando, el del plano con metalización cuadrada y vías, se considera un número de celdas unidad igual a 8, como se representa en la figura 4.1. Se ha escogido 8 porque es un número suficientemente elevado de periodos como para que el plano se comporte como una buena estructura periódica en dos dimensiones, y al mismo tiempo suficientemente bajo como para tener un plano de dimensiones reducidas que permita una fabricación menos engorrosa a causa del número de vías.

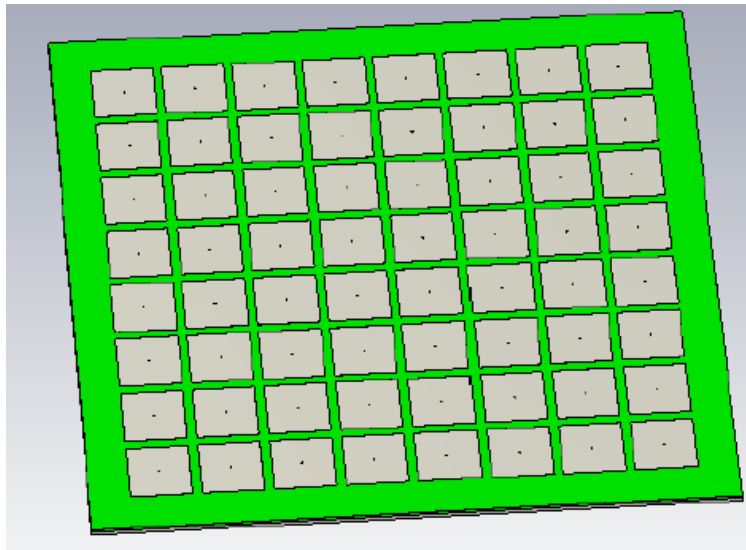


Figura 4.1. Plano de masa artificial implementado con metalización cuadrada y vías.

4.2.2. Cálculo del tamaño de la celda unidad en función de la frecuencia de trabajo.

Para que el plano de masa funcione a la frecuencia deseada ($f = 2.4 \text{ GHz}$), se requiere que las celdas unidad cuenten con un tamaño determinado, ya que el tamaño de la metalización es el factor más influyente en el valor de la frecuencia, en donde la onda reflejada se anula. El tamaño de la metalización en este caso es de $W = 0.128 \cdot \lambda_{2.4\text{GHz}}$. Para hallar la frecuencia de trabajo del plano de masa y comprobar si lo hace a 2.4 GHz, se indican los parámetros que forman la celda unidad, y sus valores en la tabla 4.1.

Teniendo en cuenta que el plano cuenta con 8 periodos, y considerando el exceso de substrato en los bordes del plano, las dimensiones de la estructura de alta impedancia a emplear son de 158.375 mm x 158.375 mm.

Características de la celda unidad		
Plano de masa	Lado	$0.147 \cdot \lambda_{2.4\text{GHz}} = 18.375 \text{ mm}$
	Espesor	$0.01 \cdot \lambda_{2.4\text{GHz}} = 1.25 \text{ mm}$
	Material	PEC
Gap	Tamaño	$0.013 \cdot \lambda_{2.4\text{GHz}} = 1.625 \text{ mm}$
Sustrato	Lado	$0.147 \cdot \lambda_{2.4\text{GHz}} = 18.375 \text{ mm}$
	Espesor	$h = 0.813 \text{ mm}$
	Material	Rogers serie 4003 ($\epsilon_r = 3.38, \mu_r = 1$)
Metalización	Lado	$0.128 \cdot \lambda_{2.4\text{GHz}} = 16 \text{ mm}$
	Espesor	$0.00023 \cdot \lambda_{2.4\text{GHz}} = 0.02875 \text{ mm}$
	Material	PEC
Vía	Radio	$0.0017 \cdot \lambda_{2.4\text{GHz}} = 0.21 \text{ mm}$
	Material	PEC

Tabla 4.1. Especificaciones iniciales de la celda unidad.

$$\lambda_{2.4\text{GHz}} = \frac{c_0}{f} = \frac{3 \times 10^8 \text{ m/s}}{2.4 \times 10^9 \text{ Hz}} = 125 \text{ mm} \quad (4.1)$$

Para medir la frecuencia de trabajo del plano se ha tenido en cuenta un puerto de guía de onda a una altura de 20 mm sobre la superficie del mismo, tal como se muestra en la figura 4.2.

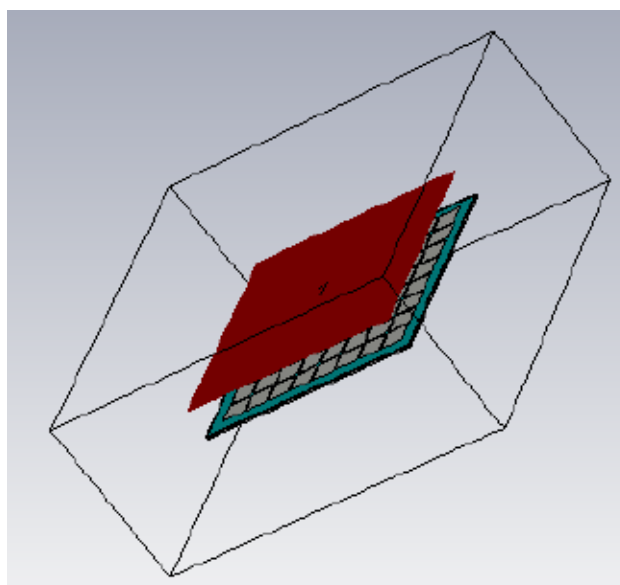


Figura 4.2. Puerto de guía de onda sobre la estructura.

El citado puerto genera una onda plana, cuya reflexión se mide, y cuando el valor de la fase de la onda reflejada es 0° , el comportamiento del plano equivale al de un AMC.

Como al simular la estructura con el tamaño de la metalización inicial ($W = 0.128 \cdot \lambda_{2.4\text{GHz}} = 16 \text{ mm}$) no se anula la fase a la frecuencia de resonancia (2.4 GHz) (ver

figura 4.3), se opta por aumentar dicho tamaño hasta conseguir anularla a dicha frecuencia o a frecuencias cercanas, para lograr el comportamiento deseado. Al modificar el tamaño del parche, se ven alterados otros parámetros como el tamaño del plano de masa y el sustrato. Hay que tener presente que la distancia del puerto al plano debe ser muy reducida, porque se desea conocer la reflexión en la superficie misma del plano.

Para poder entender con más claridad lo explicado anteriormente, en la figura 4.3 se representa la fase de la onda reflejada para cuatro tamaños distintos de la metalización (l_2), viéndose modificados los tamaños del plano de masa (l_1) y el del sustrato (l_3) en cada caso.

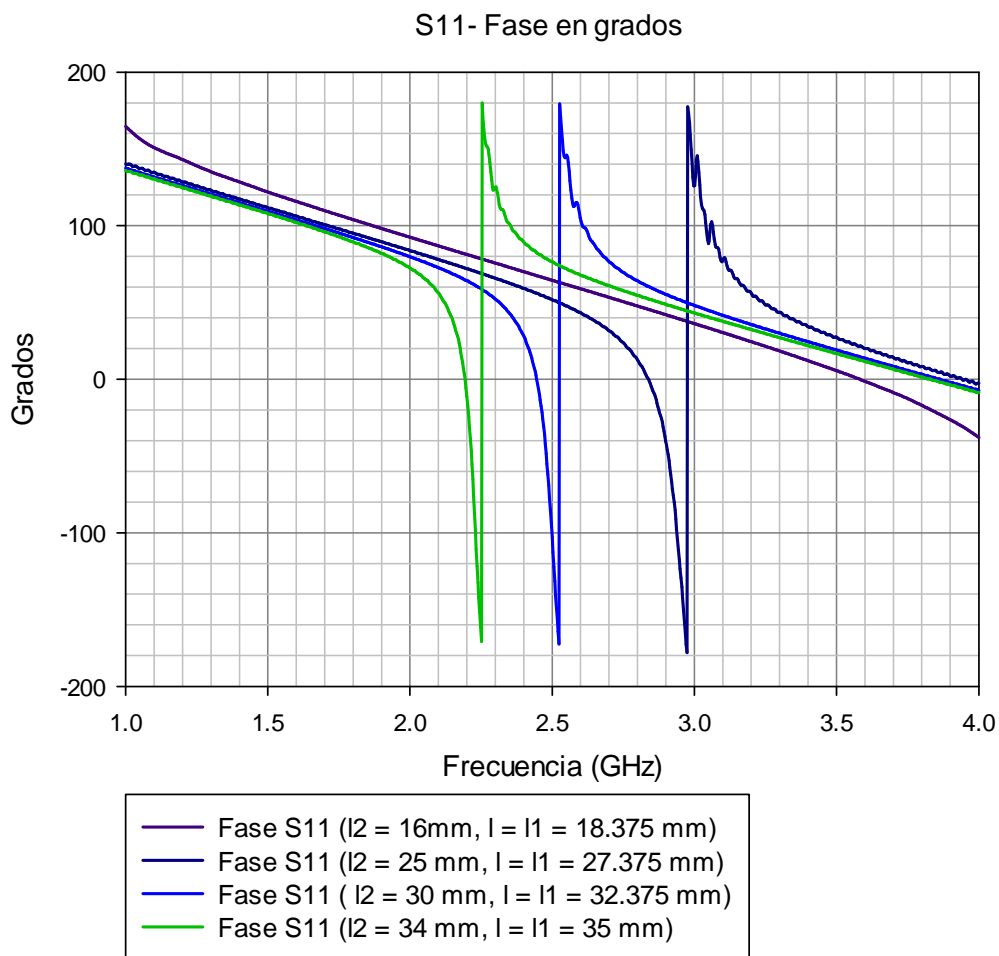


Figura 4.3. Fase de la onda reflejada para distintos tamaños del plano artificial.

Al ver las fases representadas en la gráfica anterior, se comprueba rápidamente como con el tamaño de celda unidad declarada en la tabla 4.1 no se anula la fase a 2.4 GHz, sino a 3.6 GHz. Fijando la vista entorno a la frecuencia de resonancia, se observan dos posibles tamaños válidos en donde la fase sí que se anula, manifestándose así el comportamiento AMC que permitirá una radiación mucho más eficiente de las antenas que se estudiarán a continuación.

En un primer momento se escoge la metalización correspondiente al tamaño $l_2 = 30\text{ mm}$ por anularse la fase exactamente a 2.4 GHz y no ser un tamaño demasiado grande

respecto al inicial y al ser más pequeño que el otro posible candidato ($l_2 = 34$ mm), pero al simular la estructura con el dipolo se comprueba que la directividad no aumenta respecto a tener un simple plano de masa PEC. Al no aumentar la directividad, se vuelve a repetir el proceso con $l_2 = 34$ mm apreciándose un aumento de ésta como se puede comprobar más adelante. Como al aumentar el tamaño de la metalización mejora el diagrama de radiación, en la tabla 4.2 se definen las nuevas dimensiones de la celda unidad que se emplearán en los diseños posteriores.

Características de la celda unidad a emplear		
Plano de masa	Lado	$0.28 \cdot \lambda_{2.4\text{GHz}} = 35$ mm
	Espesor	$0.01 \cdot \lambda_{2.4\text{GHz}} = 1.25$ mm
	Material	PEC
Gap	Tamaño	$0.013 \cdot \lambda_{2.4\text{GHz}} = 1.625$ mm
Sustrato	Lado	$0.28 \cdot \lambda_{2.4\text{GHz}} = 35$ mm
	Espesor	$h = 0.813$ mm
	Material	Rogers serie 4003 ($\epsilon_r = 3.38$, $\mu_r = 1$)
Metalización	Lado	$0.272 \cdot \lambda_{2.4\text{GHz}} = 34$ mm
	Espesor	$0.00023 \cdot \lambda_{2.4\text{GHz}} = 0.02875$ mm
	Material	PEC
Vía	Radio	$0.0017 \cdot \lambda_{2.4\text{GHz}} = 0.21$ mm
	Material	PEC

Tabla 4.2. Especificaciones definitivas de la celda unidad.

Aunque se han adelantado algunas conclusiones que se obtendrán más adelante al estudiar el plano diseñado sobre antenas planas, era necesario comentarlas porque afectan al tamaño de la celda unidad que se empleará a partir de ahora y a lo largo de todo el proyecto.

Debido a las nuevas dimensiones de la celda unidad, la estructura de alta impedancia a emplear cuenta con un tamaño mayor, siendo ésta de 317.625 mm x 317.625 mm.

4.2.3. Cálculo del EBG.

Para caracterizar el comportamiento EBG de la estructura diseñada y observar las bandas de frecuencia en donde las ondas de superficie no se propagan, se insertan dos puertos de guía de onda, uno a cada lado del plano tal como se representa en la figura 4.4, a una altura de 12 mm. De esta forma se mide la transmisión a través del plano de masa, es decir, los parámetros de transmisión S_{12} o S_{21} . Ambos parámetros son iguales debido a que se trata de una estructura pasiva y simétrica.

En la figura 4.5 se muestra la medida del modulo del parámetro de transmisión equivalente al caso en donde el plano artificial se encuentra en espacio abierto, siendo las condiciones equivalentes a espacio abierto. Otra apreciación al observar dicha figura radica en las oscilaciones que presenta la medida, pero que deja ver claramente el rango de frecuencias en donde se produce comportamiento EBG.

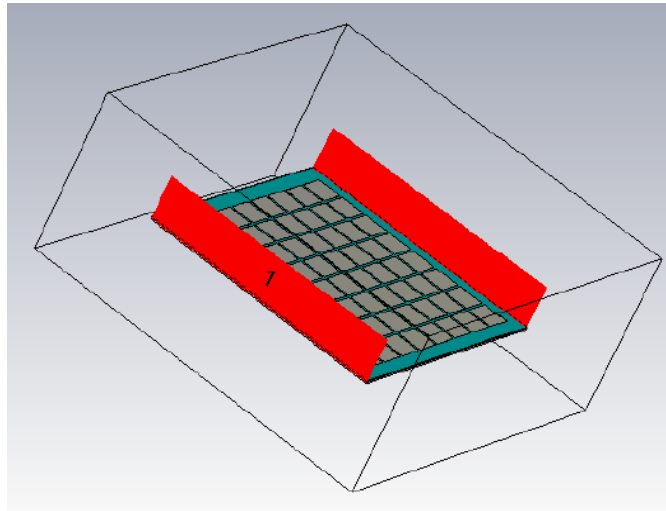


Figura 4.4. Plano de masa con puertos paralelos para medir los parámetros de transmisión.

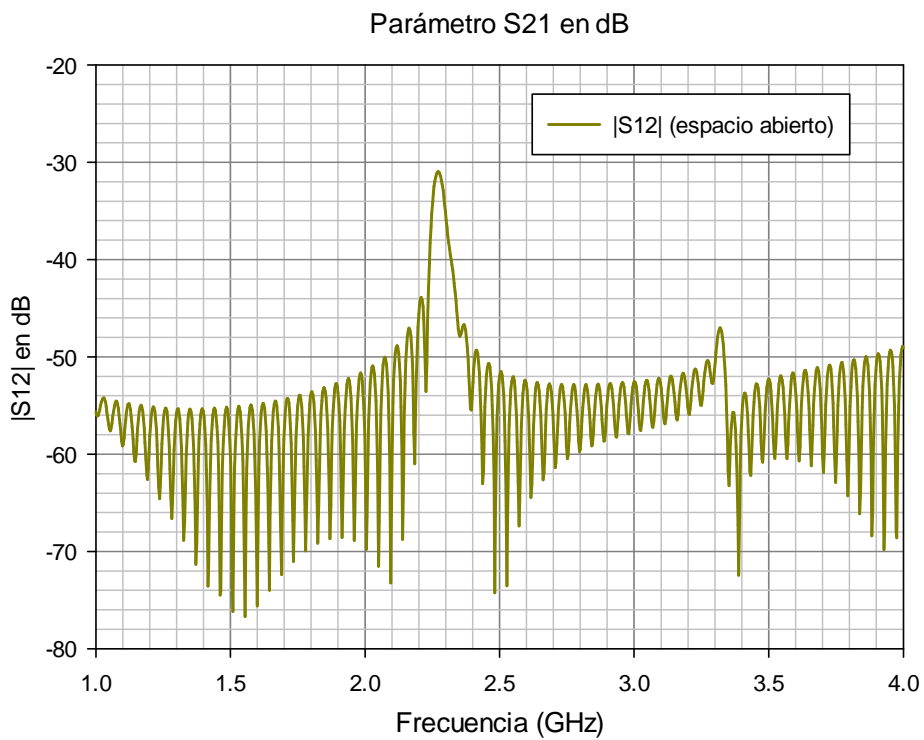


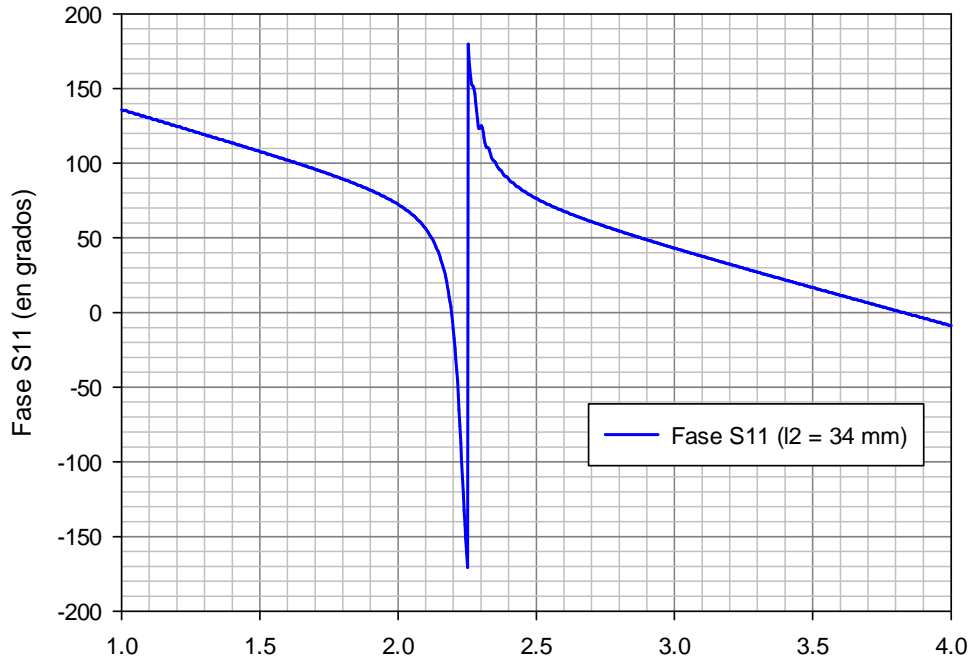
Figura 4.5. Parámetro de transmisión para hallar el EBG en un plano con metalización cuadrada y vías.

Según los resultados de la figura anterior el comportamiento EBG se manifiesta en el rango de frecuencias de 1 a 4 GHz.

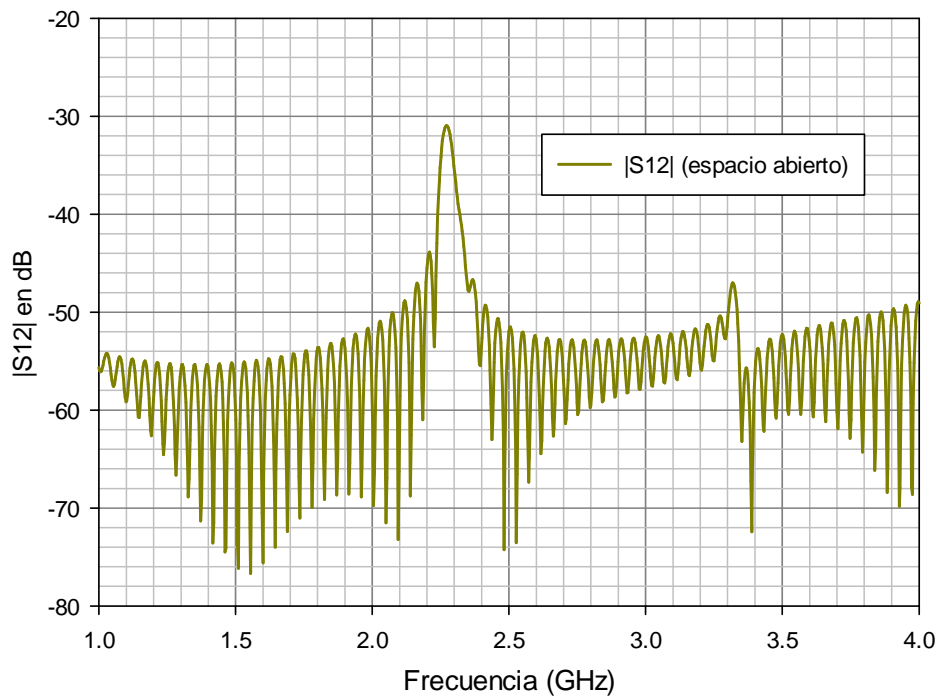
4.2.4. Comportamientos AMC y EBG.

Como se puede comprobar en la figura 4.6, el comportamiento AMC definido entre [2.1, 2.4] GHz, y el EBG entre [1, 4] GHz no suceden simultáneamente en el

mismo rango de frecuencias, y es así porque es algo que depende de la geometría de la estructura periódica con la que se implementa la superficie de alta impedancia. En el caso de la frecuencia bajo estudio (2.4 GHz), ambos comportamientos suceden aproximadamente en el mismo rango de frecuencias, como puede verse en la figura.



(a)



(b)

Figura 4.6. (a) Fase de la onda reflejada nula y (b) módulo del coeficiente de transmisión del plano con metalización cuadrada y vías.

En el apartado siguiente se definirá la estructura antena-plano de masa y la mejor adaptación debería suceder en el rango AMC definido, que es donde el plano artificial está funcionando como AMC. Sin embargo, la adaptación máxima como se comprobará en el apartado 4.3 no se manifiesta a la misma frecuencia, porque para medir la frecuencia de trabajo (apartado 4.2.2), se utilizó un puerto de guía de onda a una distancia de 20 mm sobre el plano. Dicho puerto genera una onda como se explicó anteriormente y al anularse la fase, es cuando se conoce la frecuencia AMC. La diferencia está en que al colocar una antena sobre el plano, las ondas incidentes generadas no son las mismas que las producidas por el puerto de guía de onda, diferenciándose también en la frecuencia donde la fase de la onda reflejada se anula. Se concluye que existe un valor de frecuencia teórico, que es el obtenido mediante el puerto de guía de onda y un valor práctico resultado de colocar las antenas planas.

4.3. Efecto sobre antenas planas.

Una vez obtenida la estructura AMC, formada por un plano con metalización cuadrada y vías, en este apartado se pretende aplicarla al diseño de antenas planas, incluyendo para ello el estudio de un dipolo $\lambda/2$, un parche microstrip y una antena PIFA colocadas horizontalmente, sobre un plano de masa, y sobre la estructura EBG diseñada anteriormente. En cada caso se obtendrá el parámetro de reflexión, que indica el nivel de adaptación y el diagrama de radiación, para el conjunto antena – plano, tras haber calculado el tamaño del dipolo y la altura óptima de las antenas que se situarán sobre la estructura AMC.

Para obtener el nivel de adaptación en los casos antena – plano, la antena se situará a una altura de 5 mm y se variará dicho valor hasta encontrar un nivel de adaptación óptimo ($|S_{11}| < -10$ dB).

Es posible analizar como varía el campo eléctrico E y la relación que tiene con la forma en que radia el conjunto antena – plano, mediante la herramienta de simulación CST que se está empleando en este proyecto, y que permite observar el comportamiento del campo conforme varía la fase de excitación. El diagrama de radiación o diagrama de campo lejano da a conocer las características de radiación en función de la dirección angular. Para cada caso se visualizará el diagrama en 3D, y los cortes en polares correspondientes a los planos; XY con $\Theta = 90^\circ$ y ϕ variable, XZ con $\phi = 0^\circ$ y Θ variable, YZ con $\phi = 90^\circ$ y Θ variable.

La importancia de las estructuras AMC/EBG o también denominadas de alta impedancia, viene de los resultados que se obtienen al suprimir la reflexión en fase en el caso AMC y las ondas de superficie en el caso EBG. Ambos comportamientos tienden a mejorar las prestaciones de algunas antenas:

a) Como se observará en los siguientes apartados, normalmente el diagrama de radiación al emplear un plano de masa artificial será más suave que si se opta por un plano de masa normal PEC, a la hora de situar una antena sobre ellos.

b) Otra prestación al emplear las superficies AMC/EBG equivale a invertir la dirección de las corrientes imagen, permitiendo el uso del dipolo horizontal sobre ellas, ya que sobre planos de masa PEC no se podría utilizar.

c) Evitar una desadaptación causada al disminuir la eficiencia de radiación, es decir, que las corrientes imagen en la superficie conductora cancelen las corrientes de la antena. Esto sucede porque un dipolo horizontal situado sobre un plano de masa PEC como se muestra en la figura 4.7, invierte la fase de las ondas reflejadas, ocasionando una interferencia destructiva entre las ondas incidente y reflejada.

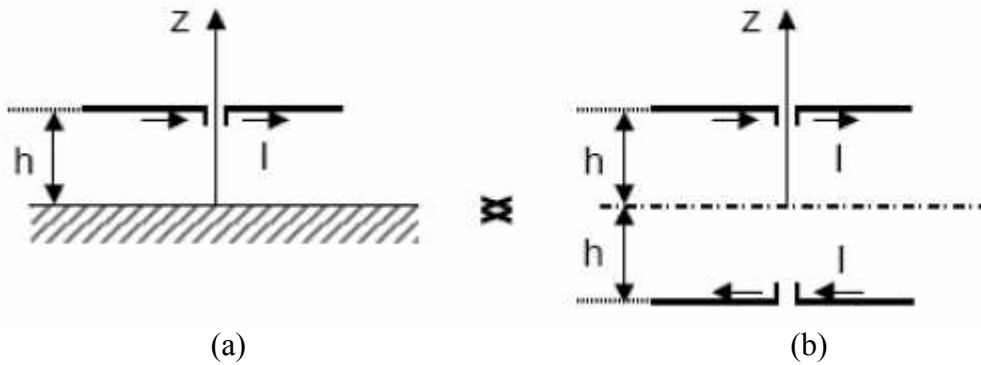


Figura 4.7. (a) Dipolo horizontal sobre plano PEC, y (b) equivalencia con teoría de imágenes [5].

Esta característica es importante porque las superficies de alta impedancia reflejan las ondas en fase a la frecuencia de trabajo, reforzándose así las corrientes imagen que permitirán una radiación eficiente del dipolo.

4.3.1. Dipolo horizontal aislado.

El estudio comienza con un dipolo $\lambda/2$ horizontal aislado como el representado en la figura 4.8, sobre el que se irá modificando su tamaño para sintonizarlo a la frecuencia de resonancia, y así optimizar el nivel de adaptación ($|S_{11}| < -10$ dB). Como se comprobará más adelante el plano de masa afecta directamente a la resonancia de la antena.

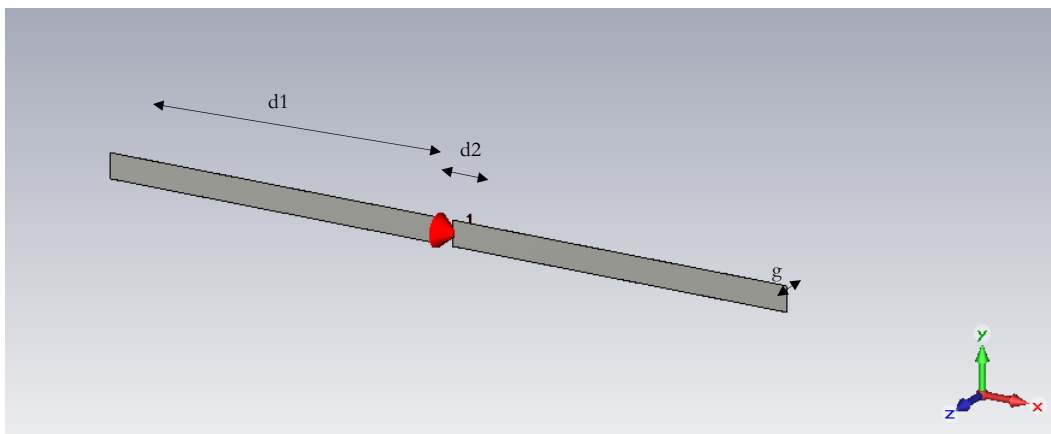


Figura 4.8. Dipolo $\lambda/2$ horizontal aislado.

Para representar el dipolo se utiliza la misma herramienta de simulación empleada para implementar la estructura AMC, el CST Microwave Studio. Las dimensiones del dipolo se especifican en la tabla 4.3.

VARIABLES DECLARADAS	VALOR (mm)	DESCRIPCIÓN DE LAS VARIABLES
d1	31.25	Longitud del dipolo $\lambda_{2.4 \text{ GHz}}/4$
d2	1	Gap de alimentación
g	0.01	Grosor de la tira

Tabla 4.3. Dimensiones del dipolo en $\lambda/2$.

La forma de construir el dipolo en $\lambda/2$ es insertando dos brazos de $\lambda/4$ cuya longitud se ha calculado en la ecuación (4.2), separados una determinada distancia, para permitir insertar el puerto discreto que excitará la estructura y permitirá la simulación. Dicha longitud será la empleada para representar el factor de reflexión.

$$\lambda_{2.4 \text{ GHz}} / 4 = \frac{125}{4} = 31.25 \text{ mm} \quad (4.2)$$

En la figura 4.9 se representa el nivel de adaptación de un dipolo horizontal, para distintos tamaños con el fin de sintonizarlo a 2.4 GHz. Se puede apreciar como a medida que disminuye el tamaño del dipolo aumenta la frecuencia de resonancia hasta llegar a 2.4 GHz, cumpliendo al mismo tiempo con las pérdidas de retorno requeridas para el dipolo bajo estudio ($|S_{11}| < -10 \text{ dB}$). Destacar también que los valores representados cumplen las pérdidas de retorno exigidas en un margen de frecuencias comprendido entre 2.1 y 2.4 GHz.

Visualizando la gráfica, el dipolo que se sincroniza a la frecuencia deseada y cumple con las pérdidas de retorno tiene una longitud total de 55 mm. Esta antena será la que se situará sobre un plano de masa y plano de masa artificial, para estudiar el comportamiento.

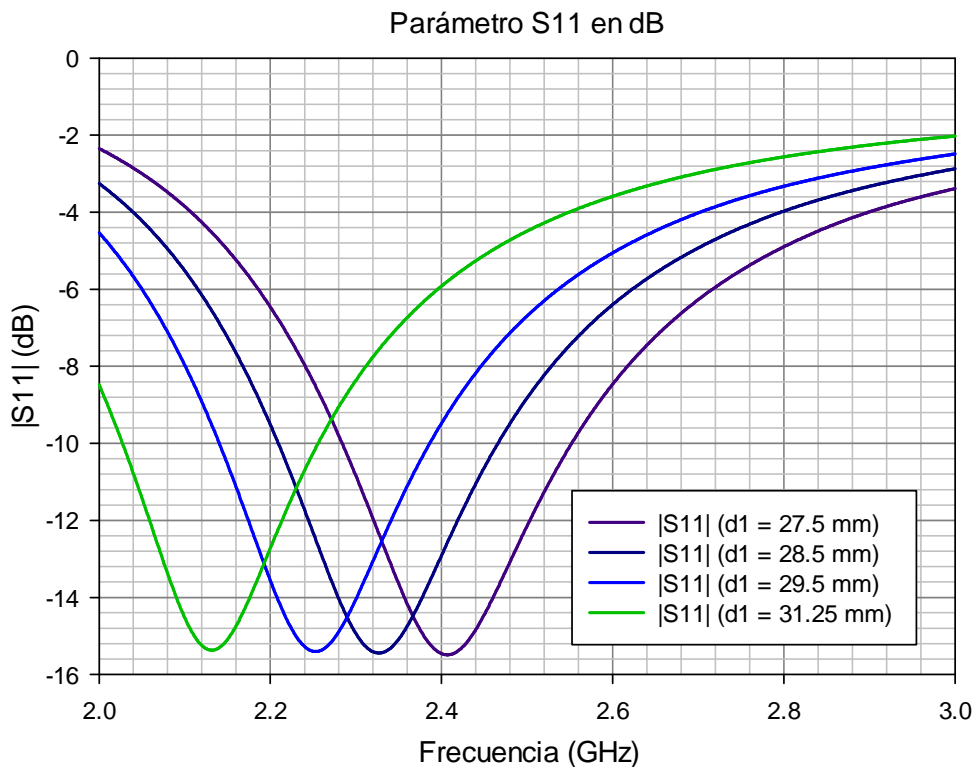


Figura 4.9. Nivel de adaptación de la antena en función de la longitud del dipolo.

Como se ha mencionado anteriormente, el diagrama de radiación es de suma importancia para observar la dirección de la radiación. En el caso del dipolo horizontal aislado, su diagrama en tres dimensiones a 2.4 GHz representado en la figura 4.10 indica que la dirección de máxima radiación se produce en el plano YZ, donde presenta un máximo en $\Theta = 0^\circ$ para toda ϕ .

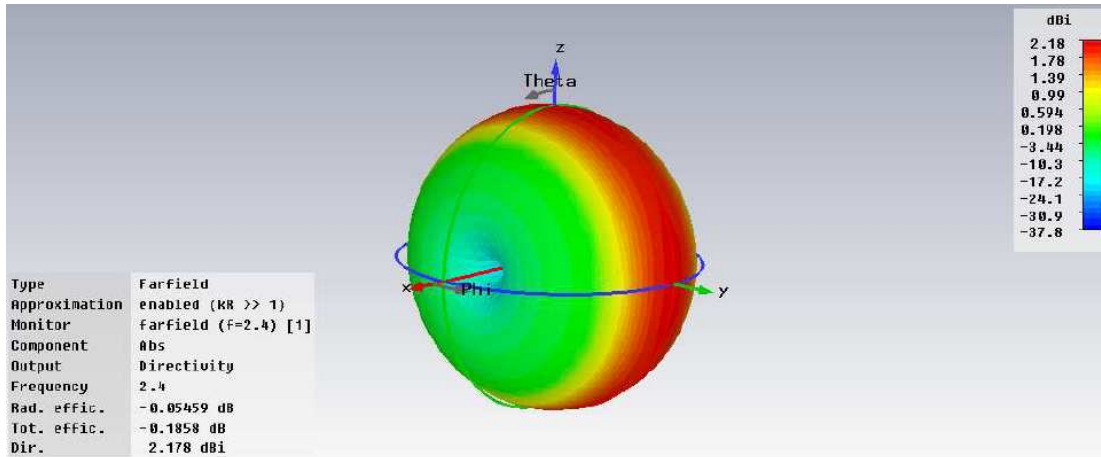
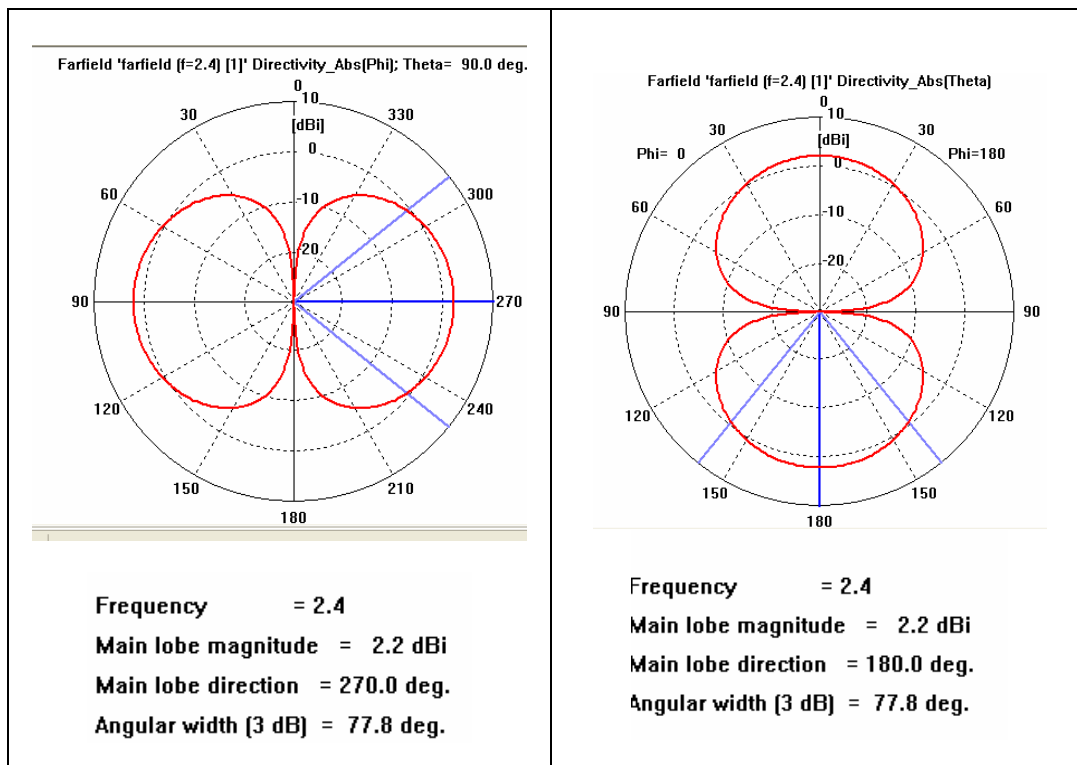


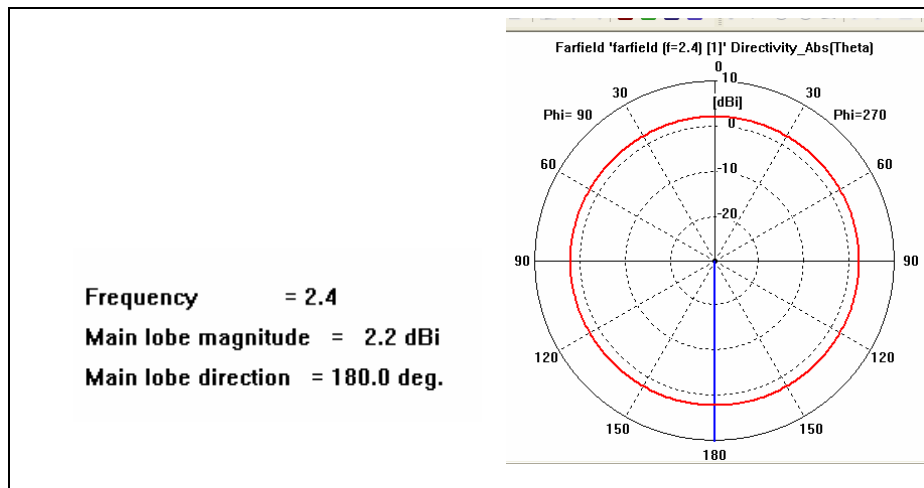
Figura 4.10. Diagrama de radiación 3D del dipolo horizontal $0.44 \cdot \lambda_{2.4 \text{ GHz}}$ aislado.

Para completar la información aportada por el diagrama de radiación anterior, en la figura 4.11 se representan en coordenadas polares los cortes correspondientes a los ángulos $\Theta = 90^\circ$, $\phi = 0^\circ$, y $\phi = 90^\circ$ para distintos planos. La amplitud del diagrama de radiación se representa mediante una línea roja en los tres casos.



a) Plano XY, $\Theta = 90^\circ$, ϕ variable.

b) Plano XZ, $\phi = 0^\circ$, Θ variable.



c) Plano YZ, $\phi = 90^\circ$, Θ variable.

Figura 4.11. Diagramas polares del dipolo $0.44 \cdot \lambda_{2.4 \text{ GHz}}$ aislado.

La información aportada por los diagramas de la figura 4.11 aclara la dirección de la radiación en cada plano. En el plano YZ la radiación es uniforme para $\phi = 90^\circ$, en cambio en los plano XZ y XY existen nullos.

4.3.1.1. Dipolo horizontal sobre plano de masa.

En este caso se va a estudiar qué sucede con el nivel de adaptación y el diagrama de radiación, al colocar el dipolo anterior sintonizado a 2.4 GHz sobre un plano de masa PEC como el representado en la figura 4.12.

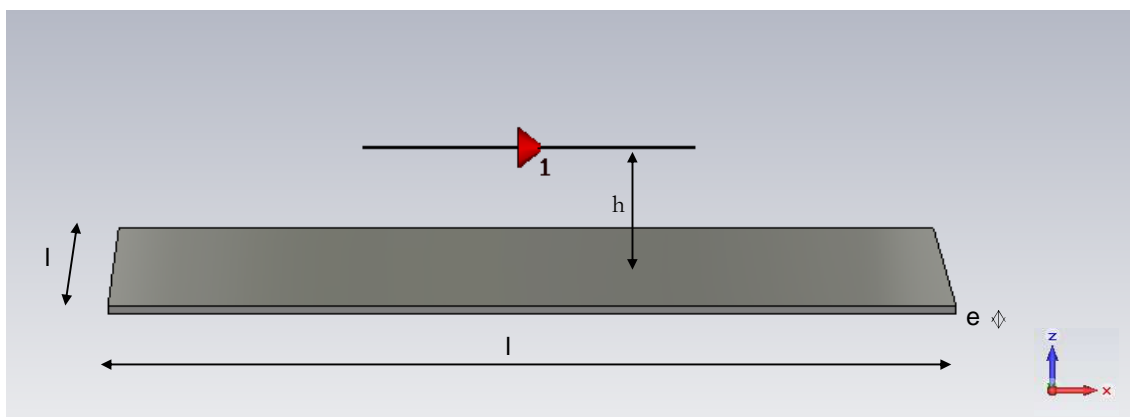


Figura 4.12. Conjunto dipolo-plano de masa PEC.

VARIABLES DECLARADAS	VALOR (mm)	DESCRIPCIÓN DE LAS VARIABLES
l	317.625	Lado del plano de masa
e	1.25	Espesor del plano de masa
h	15	Altura del dipolo

Tabla 4.4. Dimensiones del conjunto dipolo-plano PEC.

Utilizando el dipolo cuyo tamaño es de $0.44 \cdot \lambda_{2.4\text{GHz}} = 55 \text{ mm}$, se procede a estudiarlo situándolo a distintas alturas del plano de masa PEC. Iniciando la simulación con una altura de 5 mm, se aumenta la altura de este con el fin de sincronizarlo a la frecuencia de resonancia.

De acuerdo con los resultados obtenidos en la figura 4.13, es necesario aumentar la altura del dipolo hasta los 15 mm para poder obtener un nivel de adaptación aceptable ($|S_{11}| < -10 \text{ dB}$). Se puede apreciar como al aumentar la altura 5 mm más, se obtiene un buen factor de reflexión, pero perdiendo el bajo perfil de la estructura.

Como anteriormente se había mencionado, al introducir el plano de masa, el dipolo no cuenta con el mismo nivel de adaptación a la frecuencia de resonancia, quedándose a 1dB de cumplir la condición impuesta. Aunque no se cumpla estrictamente el nivel de adaptación, en la práctica los fabricantes suelen considerar aceptables valores de $|S_{11}|$ inferiores a -6dB. La disminución del factor de reflexión puede parecer perjudicial, pero no lo es, al haber ocasiones en las que el plano de masa es necesario. Tales situaciones pueden referirse a ciertas aplicaciones que necesitan que la antena esté situada sobre alguna superficie.

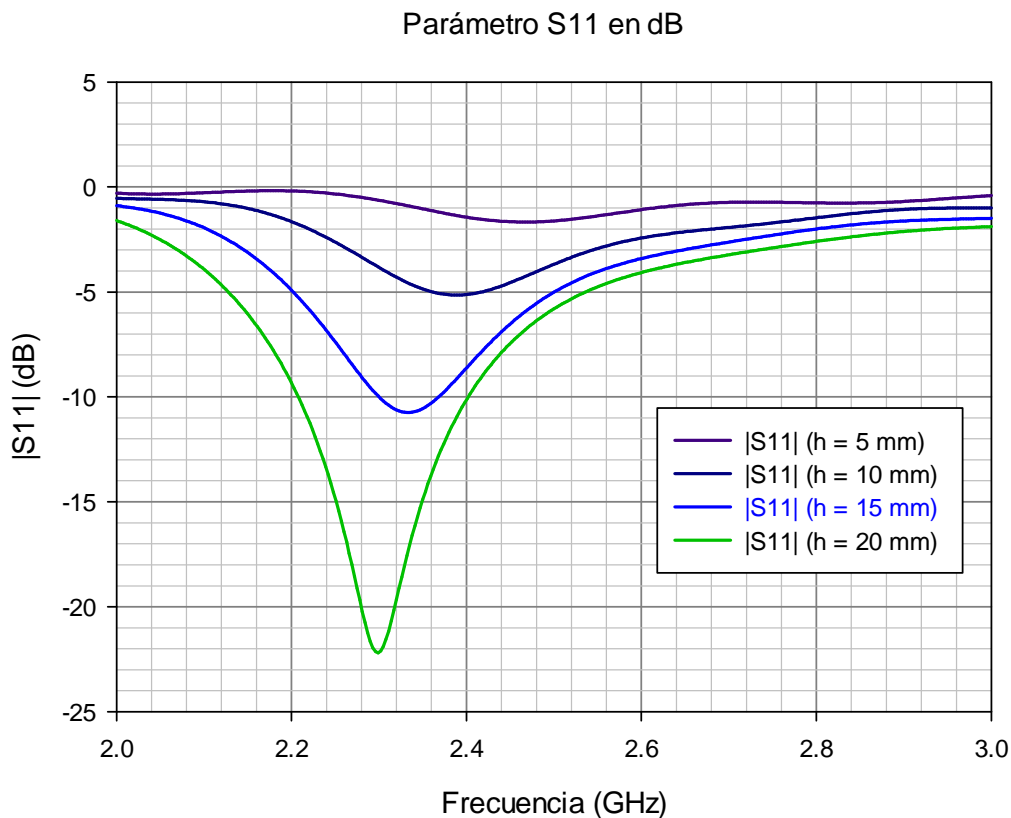


Figura 4.13. Parámetro de reflexión de un dipolo de tamaño $0.44 \cdot \lambda_{2.4 \text{ GHz}}$ colocado a distintas alturas de un plano de masa PEC.

Del mismo modo que en el caso del dipolo aislado, en la figura 4.14 se representa el diagrama de radiación para el conjunto dipolo – plano de masa PEC, obteniendo un aumento de la directividad, pasando de tener 2.18 dBi con el dipolo aislado a los 8.69 dBi con el plano PEC. También aparecen pequeños lóbulos secundarios que se estudiarán con más detalle en la figura 4.15.

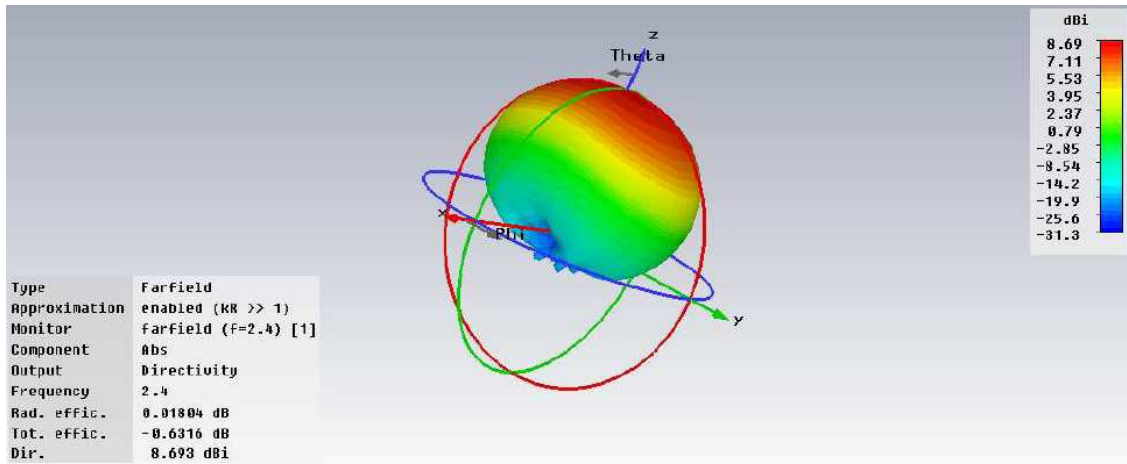
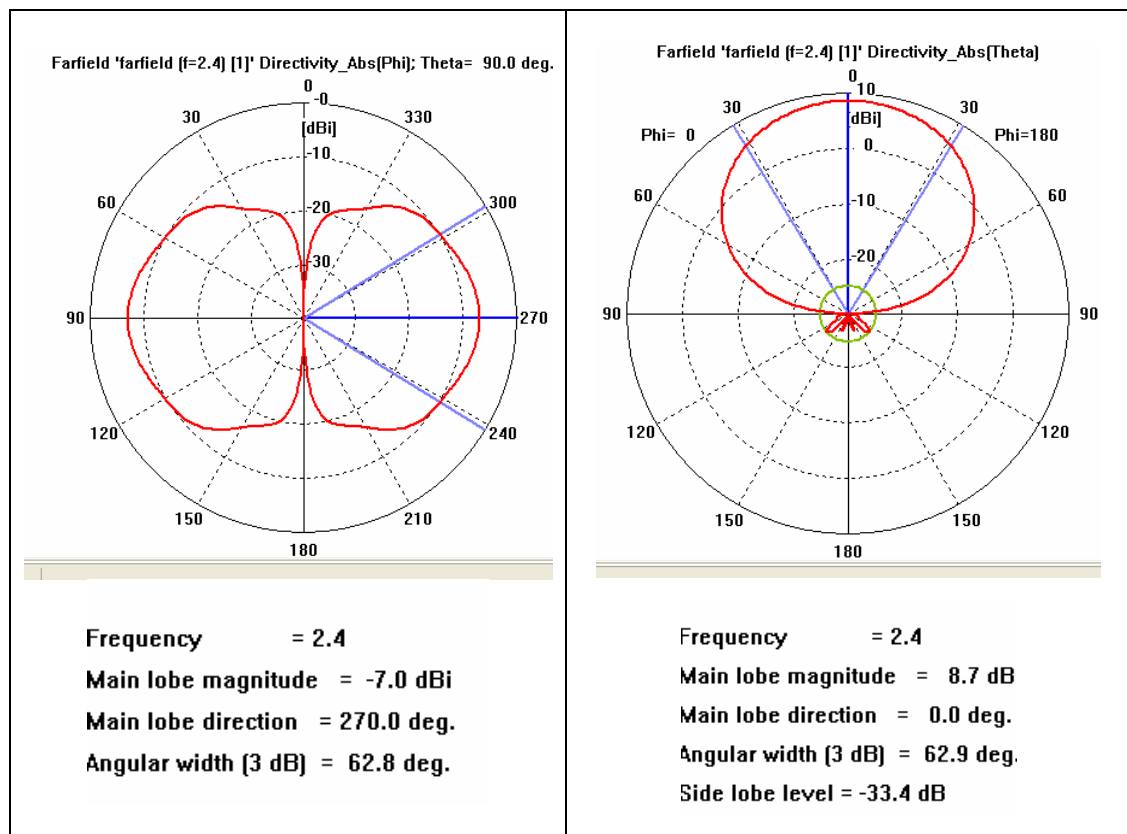
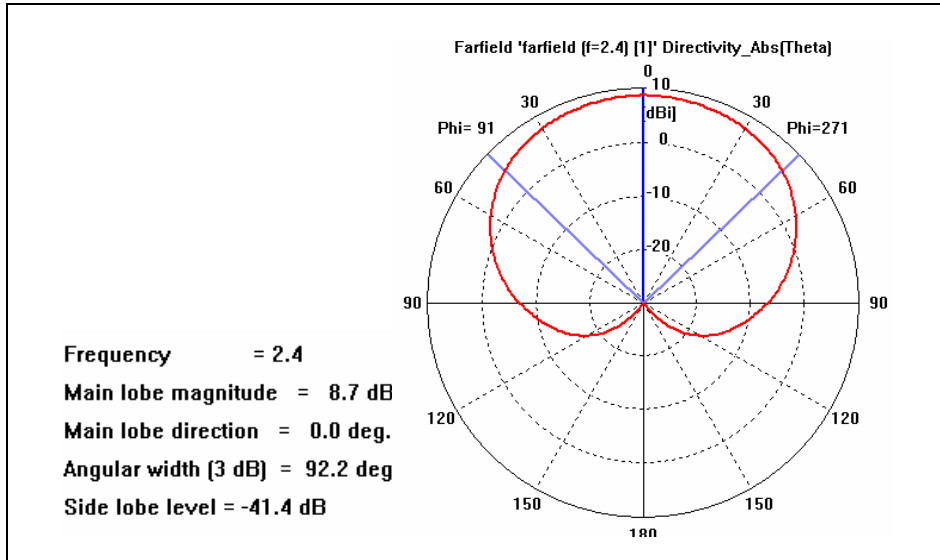


Figura 4.14. Diagrama de radiación 3D del dipolo horizontal $0.44\lambda_{2.4\text{ GHz}}$ sobre un plano de masa PEC a una altura de 15 mm.



a) Plano XY, $\Theta = 90^\circ$, ϕ variable.

b) Plano XZ, $\phi = 0^\circ$, Θ variable.



c) Plano YZ, $\phi = 90^\circ$, Θ variable.

Figura 4.15. Diagramas polares del dipolo horizontal $0.44 \cdot \lambda_{2.4 \text{ GHz}}$ sobre el plano de masa PEC.

Para ver la información que aporta el diagrama de radiación con más detalle, en la figura anterior se han representado los cortes en coordenadas polares equivalentes a los ángulos $\Theta = 90^\circ$, $\phi = 0^\circ$, y $\phi = 90^\circ$. En ellos se aprecia con claridad la aparición de lóbulos secundarios, que equivale a tener una radiación trasera, consecuencia de introducir un plano de masa finito. Dicha radiación no es útil, al hacerlo en la dirección inapropiada.

4.3.1.2. Dipolo horizontal sobre la estructura EBG.

Después de haber comprobado qué ocurre al introducir un plano de masa bajo el dipolo en estudio, en este apartado se volverá a repetir el proceso con la estructura de alta eficiencia diseñada en el apartado 4.2. Como la estructura es simétrica, resulta más sencillo colocar el dipolo de tamaño $0.44 \cdot \lambda_{2.4 \text{ GHz}}$ en el centro de la estructura EBG, como se representa en la figura 4.16.

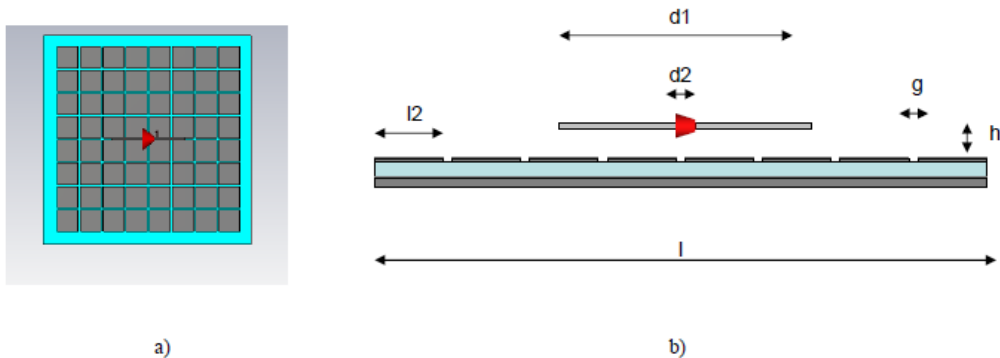


Figura 4.16. Conjunto dipolo-plano de masa con metalización cuadrada y vías.
 (a) Vista superior, y (b) Vista lateral.

Una vez implementado el conjunto dipolo – plano EBG mediante las variables declaradas en las tablas 4.5 y 4.2, se procede a su simulación para comprobar las ventajas que aportan dichas estructuras.

Variabes declaradas	Valor (mm)	Descripción de las variables
l	35	Lado del plano de masa
l2	34	Lado de la metalización
h	15	Altura del dipolo
d1	55	Longitud del dipolo $0.44 \cdot \lambda_{2.4 \text{ GHz}}$
d2	1	Gap de alimentación
g	1.625	Gap (espacio ente celdas)

Tabla 4.5. Dimensiones del conjunto dipolo-plano EBG.

Como se muestra en la figura 4.17, el resultado de situar el dipolo sobre el plano artificial equivale a obtener un mejor nivel de adaptación, respecto al dipolo aislado.

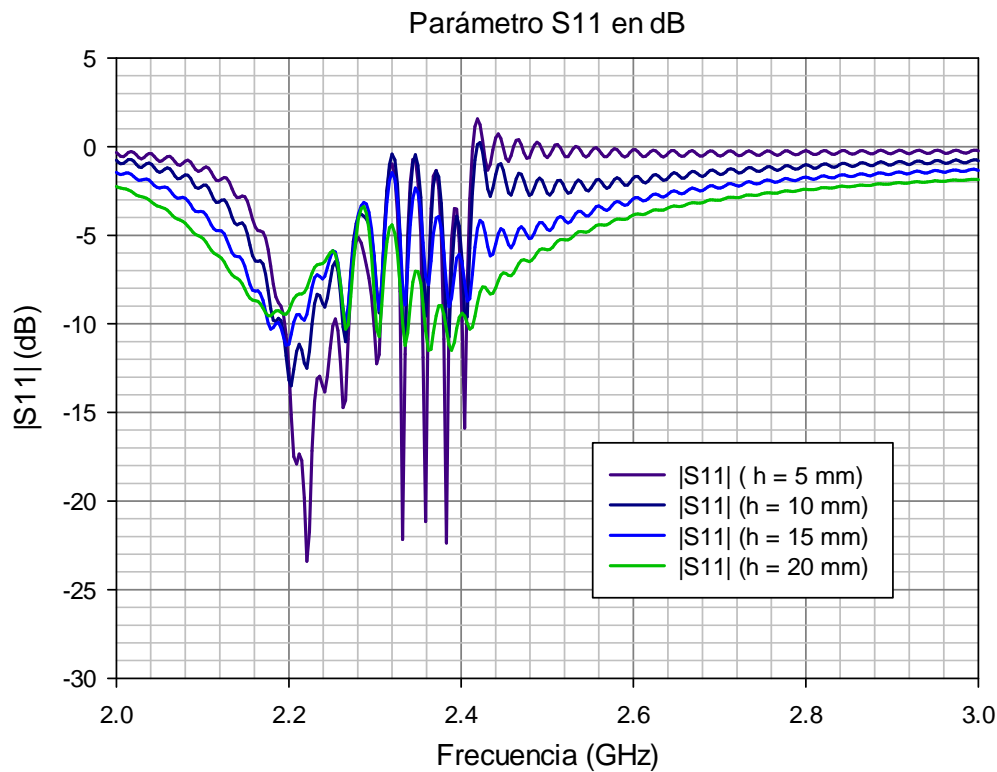


Figura 4.17. Parámetro de reflexión de un dipolo de tamaño $0.44 \cdot \lambda_{2.4 \text{ GHz}}$ colocado a distintas alturas sobre un plano EBG.

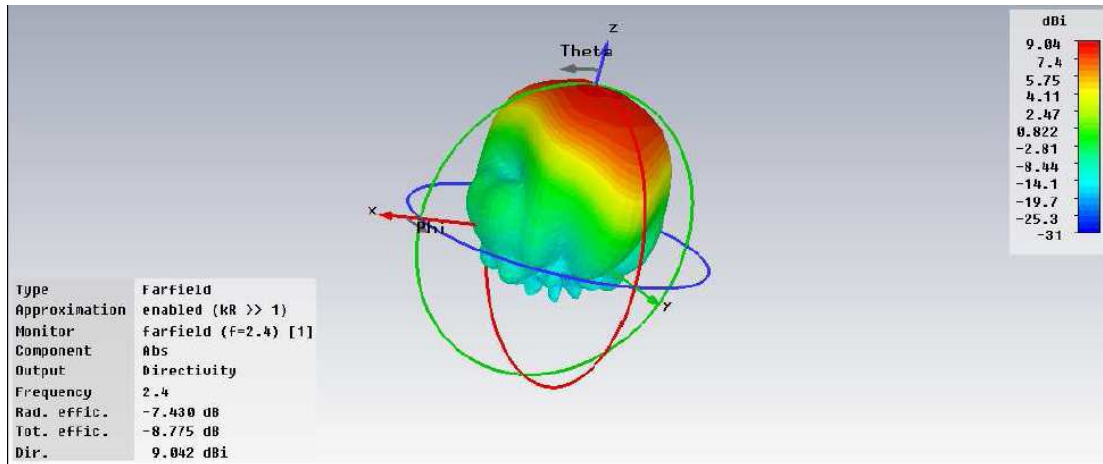
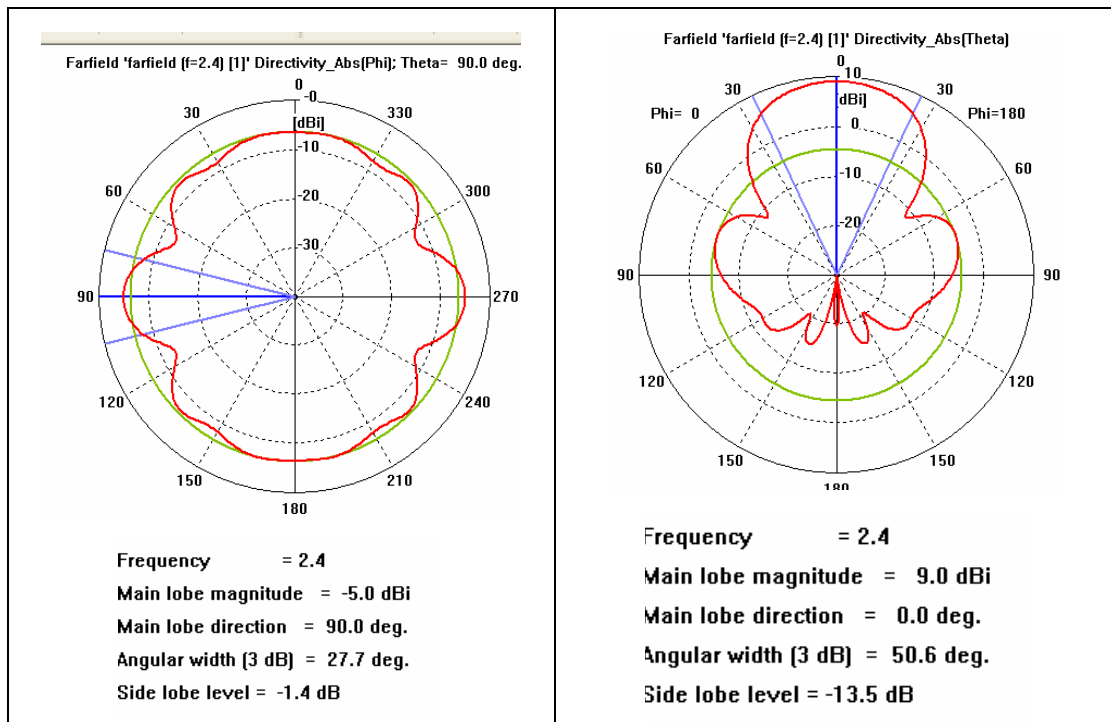


Figura 4.18. Diagrama de radiación 3D del dipolo horizontal $0.44 \cdot \lambda_{2.4 \text{ GHz}}$ sobre un plano EBG.

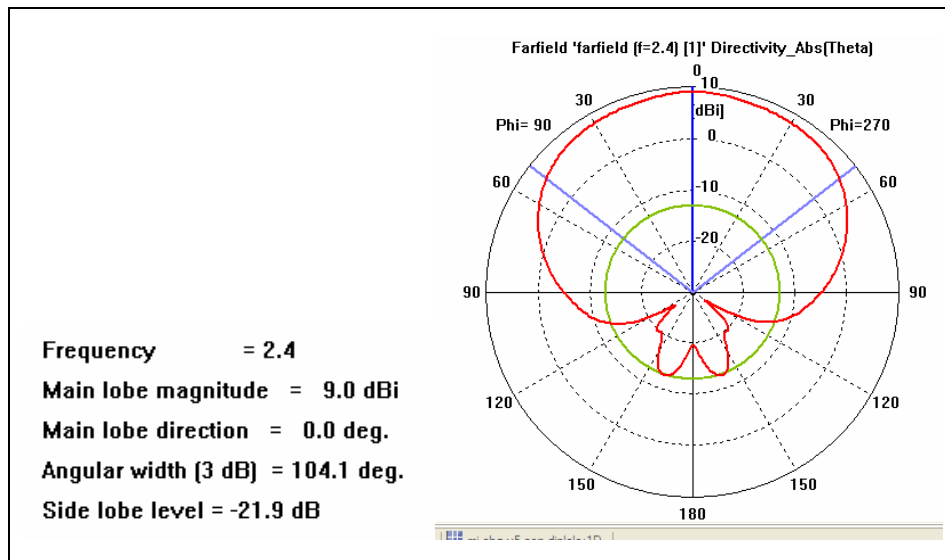
Observando el nivel de adaptación del conjunto dipolo – plano EBG (ver figura 4.17) se aprecian diferencias respecto a tener un simple plano de masa (ver figura 4.13), igual que las hay al ver el diagrama de radiación de la figura 4.18 en donde a 2.4 GHz se produce un aumento de la directividad de 0.5 dBi respecto a tener un plano de masa PEC, obteniéndose así un diagrama mucho más uniforme y directivo.

Como vuelven a aparecer lóbulos en la parte trasera del diagrama de radiación, se representan en la figura 4.19, los cortes en coordenadas polares, al igual que se ha hecho en los apartados anteriores, para poder visualizar con más detalle algún cambio. El máximo del diagrama de radiación se encuentra en la dirección $\Theta = 0^\circ$ como se muestra en el plano XZ de la figura 4.19.



a) Plano XY, $\Theta = 90^\circ$, ϕ variable.

b) Plano XZ, $\phi = 0^\circ$, Θ variable.



c) Plano YZ, $\phi = 90^\circ$, Θ variable.

Figura 4.19. Diagramas polares del dipolo horizontal $0.44 \cdot \lambda_{2.4 \text{ GHz}}$ sobre el plano EBG.

4.3.1.3. Comparativa y conclusiones.

En los apartados anteriores se ha estudiado en detalle como partiendo de un dipolo en $\lambda/2$, se ha ido modificando su longitud para sintonizarlo a la frecuencia de resonancia especificada para este proyecto (2.4 GHz), con el objetivo de colocarlo sobre un plano de masa artificial. Para lograr un nivel de adaptación aceptable, se ha tenido que modificar la altura del dipolo sobre los planos en estudio, hasta lograr una altura adecuada que permita hablar de antenas de bajo perfil. En la figura 4.20 se representa el nivel de adaptación del dipolo horizontal $0.44 \cdot \lambda_{2.4 \text{ GHz}}$ cuando se encuentra aislado, comparándolo con los casos en que se encuentra sobre un plano de masa conductor eléctrico o plano de masa artificial, ambos a una altura de 15 mm. Los resultados muestran claramente como la adaptación del dipolo sin plano es mucho mayor, que cuando se insertan el plano PEC o artificial, pero como se ha explicado antes, la antena debe colocarse sobre alguna superficie, siendo imprescindible la existencia de un plano de masa. Teniendo en cuenta que el plano artificial disminuye las ondas de superficie, al encontrarse dentro del rango de frecuencias en donde el plano diseñado presenta comportamiento EBG [1 – 4] GHz, se afirma que el conjunto dipolo – plano EBG aumenta la eficiencia de radiación.

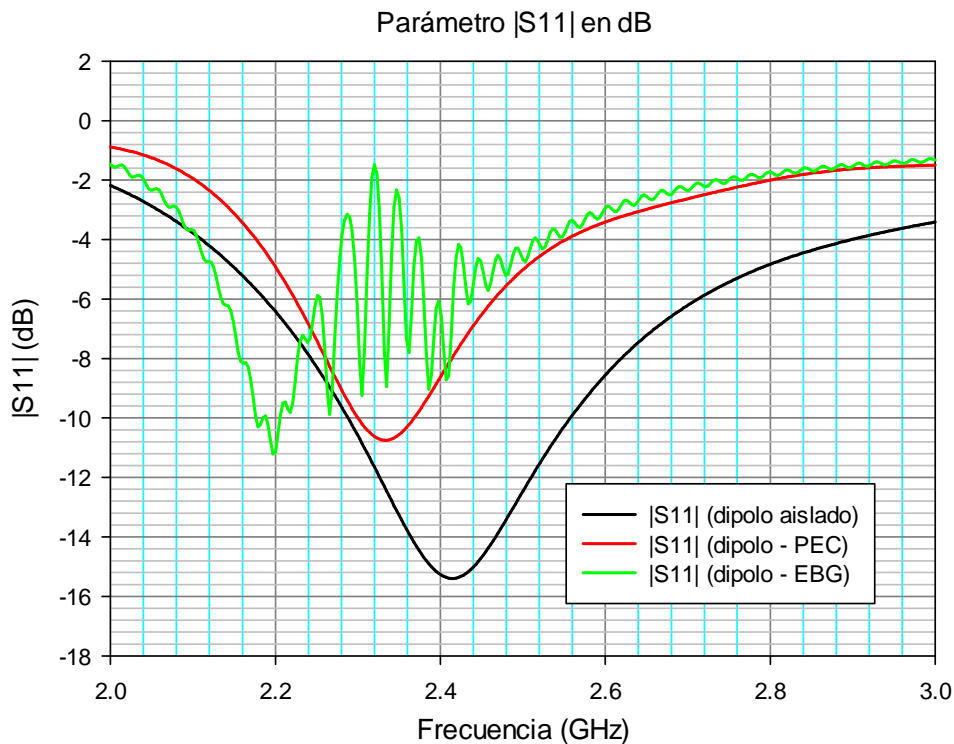


Figura 4.20. Nivel de adaptación del dipolo de tamaño $0.44 \cdot \lambda_{2.4 \text{ GHz}}$ según los casos estudiados.

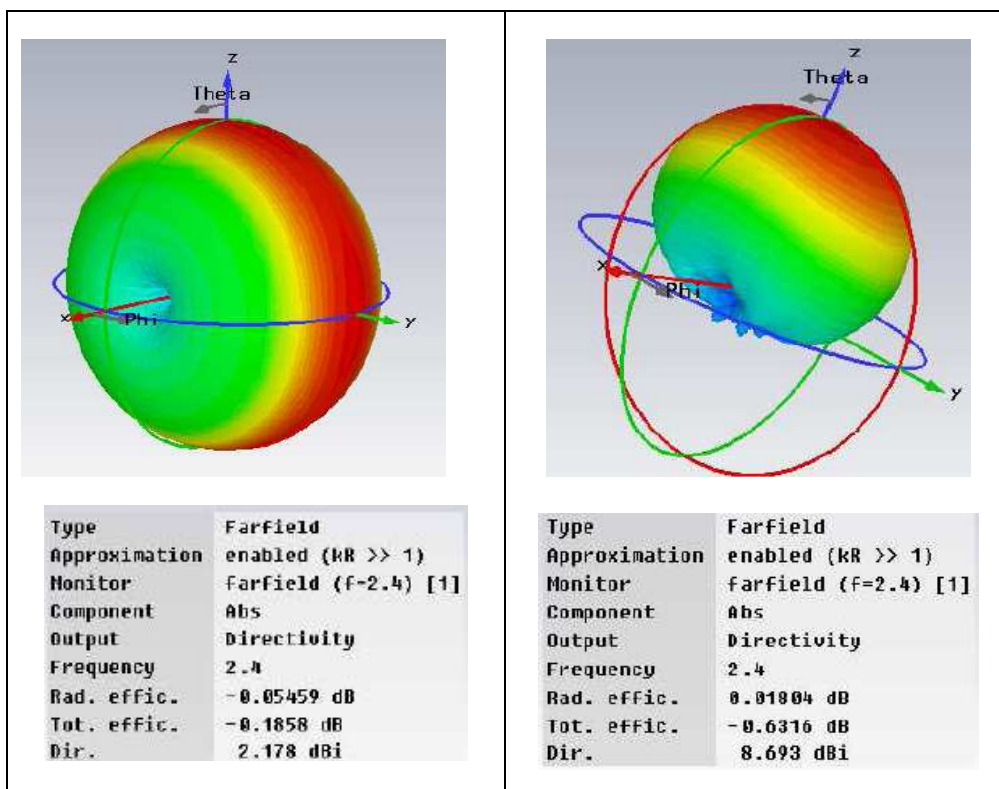
Al comparar los diagramas de radiación de la figura 4.21 se observa la importancia de introducir un plano de masa bajo el dipolo, ya que aumenta la directividad y algo más al sustituirlo por el plano con metalización cuadrada y vías. Además se ha considerado importante comparar en las tablas 4.6 y 4.7 la influencia del tamaño de la metalización en la directividad, al situar el dipolo sobre plano PEC, y sobre EBG. Otra observación interesante, es que la radiación trasera que aparece al situar el dipolo horizontal sobre el plano PEC, aunque no desaparece con el plano artificial, si disminuye en cierta medida. La radiación trasera es conveniente minimizarla lo máximo posible, porque en el momento de incorporar el conjunto dipolo – plano artificial en un dispositivo, es conveniente que la radiación penetre en este lo menos posible, para evitar interferencias y calentamientos.

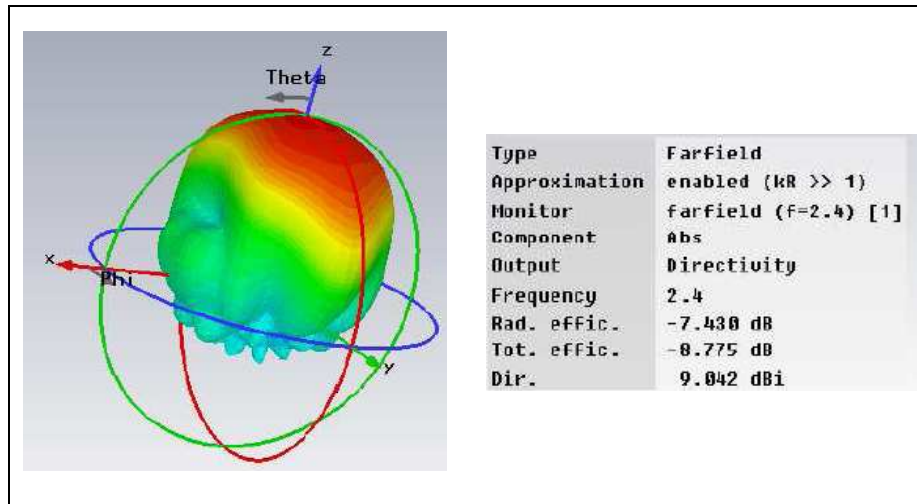
Frecuencia (GHz) \ l2 (mm)	2	2.25	2.4	2.5
30	2.59 dBi	8.5 dBi	8.52 dBi	8.51 dBi
34	8.39 dBi	8.6 dBi	8.69 dBi	8.7 dBi

Tabla 4.6. Directividad del conjunto dipolo – PEC en función del tamaño de la metalización y la frecuencia.

Frecuencia (GHz) \ l2 (mm)	2	2.25	2.4	2.5	
	30	8.22 dBi	8.2 dBi	8.2 dBi	8.57 dBi
	34	8.05 dBi	7.91 dBi	9.04 dBi	8.93 dBi

Tabla 4.7. Directividad del conjunto dipolo – EBG en función del tamaño de la metalización y la frecuencia.





c)

Figura 4.21. Diagramas de radiación 3D a 2.4 GHz.

- a) Dipolo horizontal $0.44 \cdot \lambda_{2.4 \text{ GHz}}$ aislado.
 b) Dipolo horizontal $0.44 \cdot \lambda_{2.4 \text{ GHz}}$ sobre un plano de masa PEC.
 c) Dipolo horizontal $0.44 \cdot \lambda_{2.4 \text{ GHz}}$ sobre un plano de masa artificial.

4.3.2. Antena microstrip.

Después de haber analizado el dipolo, en este apartado se va a estudiar otro tipo de antena muy empleada denominada antena microstrip, también conocida como antena de parche. Se ha decidido incluirla en este proyecto porque en la actualidad es muy habitual encontrarla en estaciones de telefonía, teléfonos móviles, sistemas radar e incluso comunicaciones vía satélite.

Todas las antenas microstrip están formadas básicamente por tres partes, tal como puede verse en la figura 4.22: la parte radiante o parche situado en la parte superior, el substrato y plano de masa situado en la parte inferior. En este caso se sigue empleando el substrato Rogers serie 4003 ($\epsilon_r = 3.38$, $\mu_r = 1$), cuyo espesor al igual que el del plano de masa y el resto de dimensiones de la antena, se detallan en la tabla 4.9.

El tamaño inicial del parche microstrip es de $\lambda/2 \times \lambda/4$ a la frecuencia de 2.4 GHz, y serán estas dimensiones las que habrá que modificar para sintonizarlo a la frecuencia de resonancia con un nivel de adaptación aceptable. Para facilitar la introducción de dichas dimensiones en el simulador CST, se ha elaborado la tabla 4.8 en donde se ha calculado la equivalencia en mm para cada parche.

Longitud (l3)x Anchura (w)	Longitud (mm)	Anchura (mm)
Parche $\lambda/2 \times \lambda/4$	62.5	31.25
Parche $\lambda/3 \times \lambda/5$	41.66	25
Parche $\lambda/4 \times \lambda/6$	31.25	20.83
Parche $\lambda/5 \times \lambda/7$	25	17.85

Tabla 4.8. Equivalencia de los parches microstrip en términos de longitud de onda y milímetros.

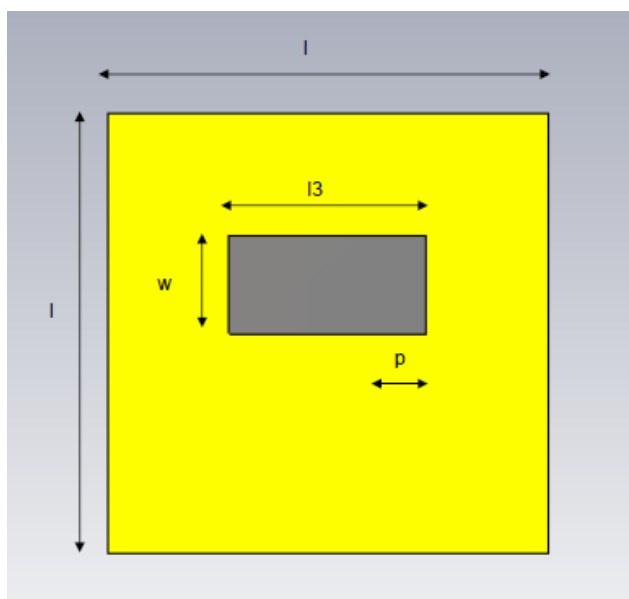


Figura. 4.22. Antena microstrip.

Las dimensiones recogidas en la siguiente tabla se han elegido de forma que la estructura disipe la potencia en forma de radiación, y al mismo tiempo tenga un coeficiente de reflexión adecuado a la frecuencia bajo estudio.

Variabes declaradas	Valor (mm)	Descripción de las variables
l	317.625	Lado del plano de masa y substrato
e	0.002	Espesor del plano de masa
w	20.83	Ancho del parche
l3	31.25	Longitud del parche
e4	0.01	Espesor del parche
e5	1.9	Espesor del substrato
p	5	Alimentación del parche

Tabla 4.9. Dimensiones de la antena microstrip.

Para poder sintonizar la antena microstrip a la frecuencia de resonancia con un nivel de reflexión adecuado, se debe alimentar la antena mediante alguno de los posibles

métodos: línea impresa, ranuras, acoplamiento a las cavidades o sonda coaxial. En la figura 4.23 se muestran cada uno de ellos. La forma del parche no tiene por qué ser rectangular, también puede ser circular, pero ambas geometrías dependen de algunos aspectos relacionados con el funcionamiento de la antena.

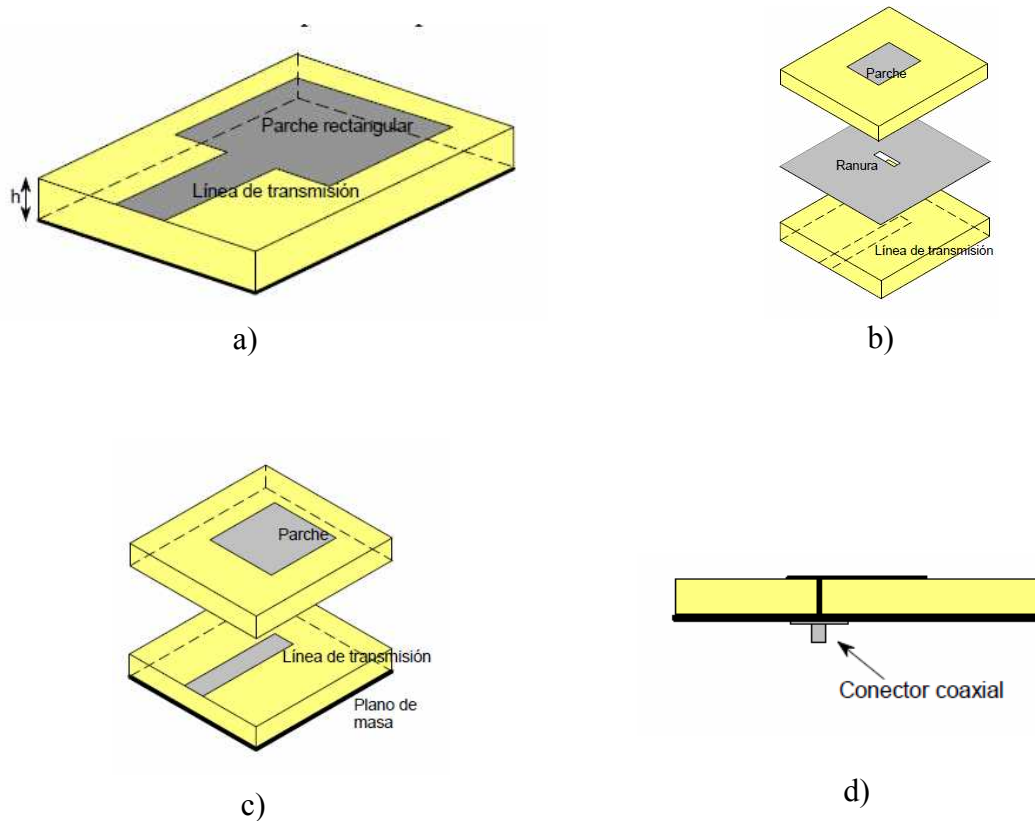


Figura 4.23. Tipos de alimentación para una antena microstrip: a) Alimentación a través de una línea microstrip; b) Alimentación mediante ranuras; c) Alimentación mediante acoplamiento a las cavidades; d) Alimentación a través de un conector coaxial.

Se ha escogido la sonda coaxial para este proyecto, que consiste en conectar el parche directamente al plano de masa atravesando el material dieléctrico.

Una vez diseñada la estructura se procede a simularla, en donde se irán modificando las dimensiones del parche inicial ($\lambda_{2.4 \text{ GHz}}/2 \times \lambda_{2.4 \text{ GHz}}/4$) para lograr un buen nivel de adaptación a la frecuencia de resonancia, tal como se muestra en la figura 4.24. Las dimensiones del parche declaradas en la tabla 4.9, corresponden a las de un parche $\lambda_{2.4 \text{ GHz}}/4 \times \lambda_{2.4 \text{ GHz}}/6$, que es el elegido por tener un factor de reflexión de -14 dB.

Otra variable que ha sufrido variaciones para lograr la adaptación de dicha antena, y así evitar fugas corresponde al espesor del sustrato, el cual debe ser eléctricamente delgado según se indica en la siguiente expresión (4.3). Al aumentar el espesor del sustrato, partiendo de su valor inicial (1.2 mm), se ha comprobado una mejora en el nivel de adaptación a la frecuencia de 2.4 GHz.

$$(0.003 \cdot \lambda_{2.4 \text{ GHz}} < e5 < 0.05 \cdot \lambda_{2.4 \text{ GHz}}) = 0.375 < e5 < 6.25 \quad (4.3)$$

Como el objetivo es insertar el parche sobre la estructura EBG diseñada en el apartado 4.2.1, y observar las posibles ventajas que aporta dicha estructura, el tamaño del plano de masa PEC es el mismo que el de la estructura con metalización cuadrada y vías.

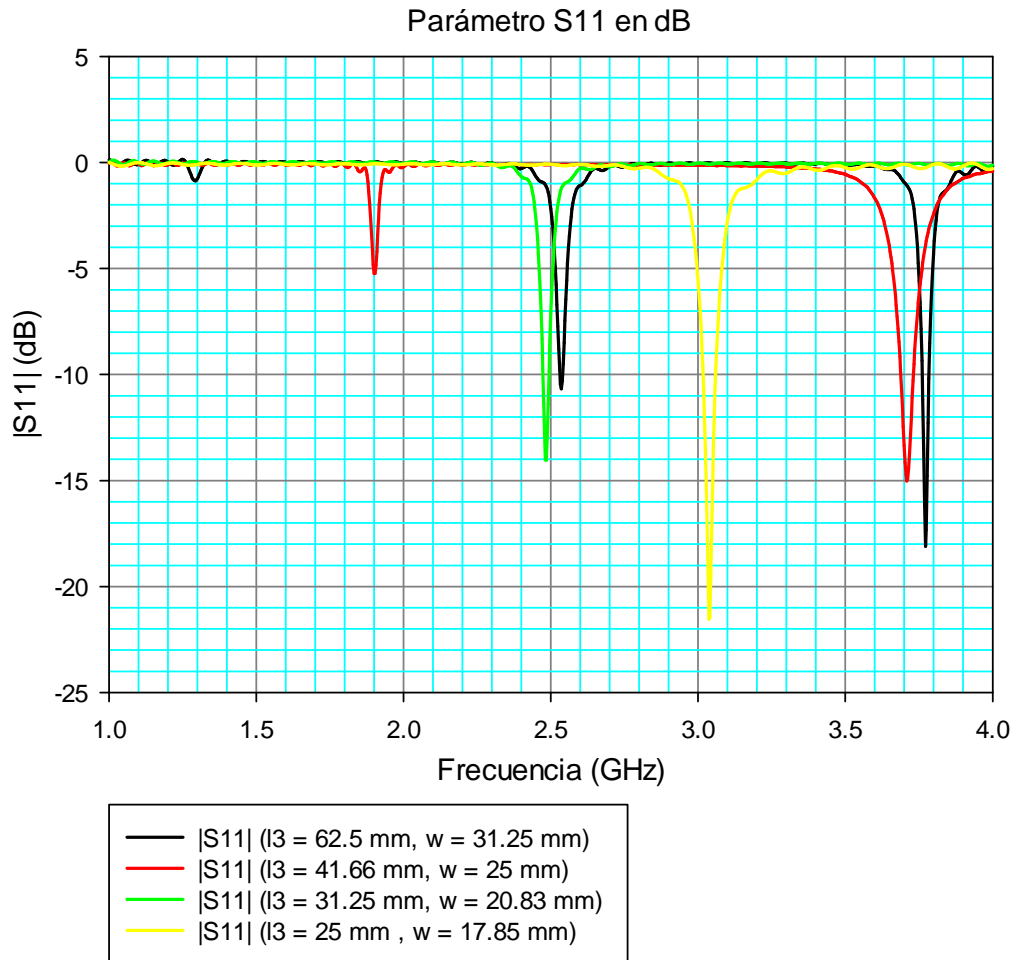


Figura 4.24. Nivel de adaptación en función del tamaño del parche microstrip.

En la figura anterior se ha demostrado que al disminuir las dimensiones del parche, disminuye la frecuencia en donde se producen los picos de resonancia, encontrando un tamaño que sí resuena a 2.4 GHz y además con un buen nivel de adaptación.

Del mismo modo que se hizo con el dipolo, se representa en la figura 4.25 el diagrama de radiación del parche microstrip diseñado ($\lambda_{2.4 \text{ GHz}}/4 \times \lambda_{2.4 \text{ GHz}}/6$) a la frecuencia de 2.5 GHz, que es donde la antena radia más. Una vez obtenido dicho diagrama, en la figura 4.26 se representan en coordenadas polares los cortes para distintos planos equivalentes a los ángulos $\Theta = 90^\circ$, $\phi = 0^\circ$, y $\phi = 90^\circ$.

En el diagrama de radiación se muestra que a la frecuencia de resonancia el parche es bastante directivo (7.42 dBi), presentando un máximo en $\Theta = 0^\circ$ para toda ϕ , en cambio aparecen nulos en $\phi = 0$ para valores variables de Θ , que se aprecian con más exactitud en los cortes realizados en dos dimensiones (ver figura 4.26). Tanto en el plano YZ como en el plano XZ, la existencia de radiación trasera ocasionada por el plano de masa finito que forma el parche microstrip es evidente.

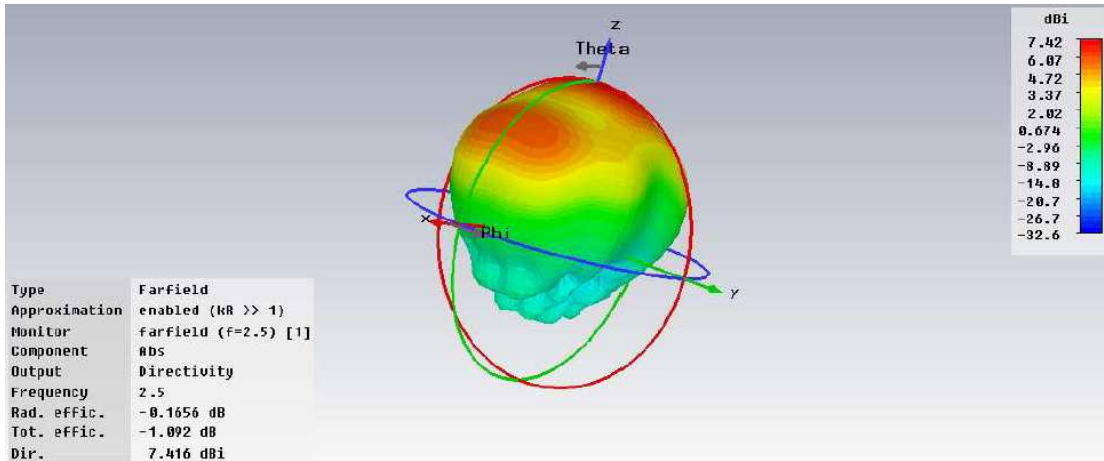
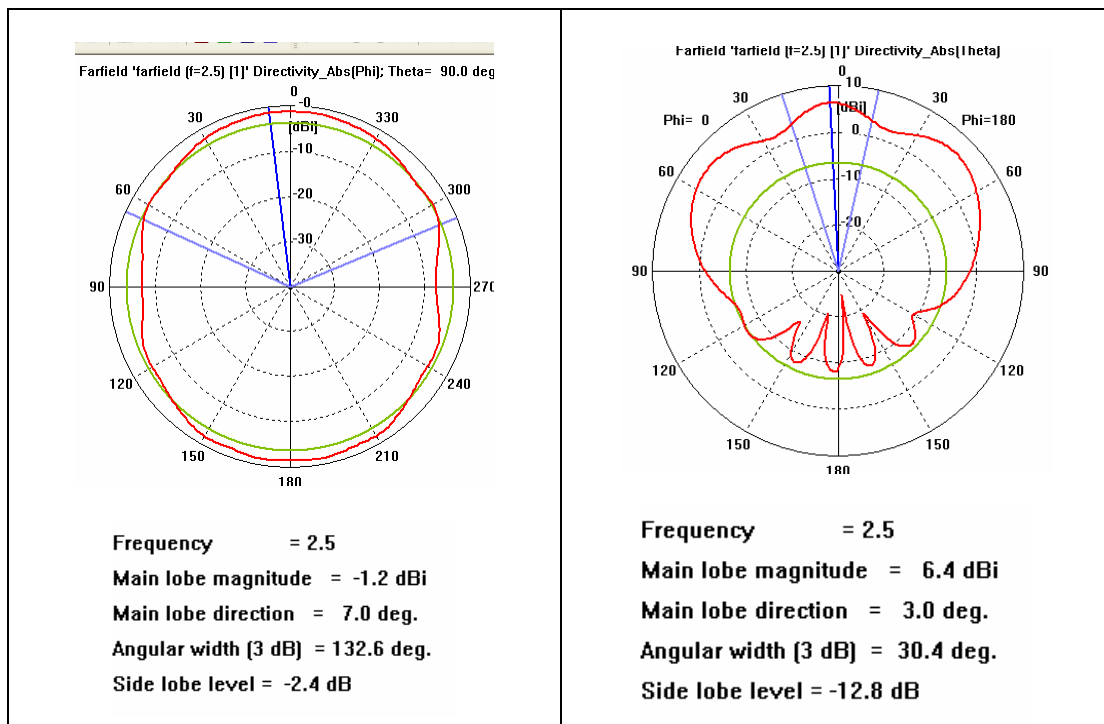
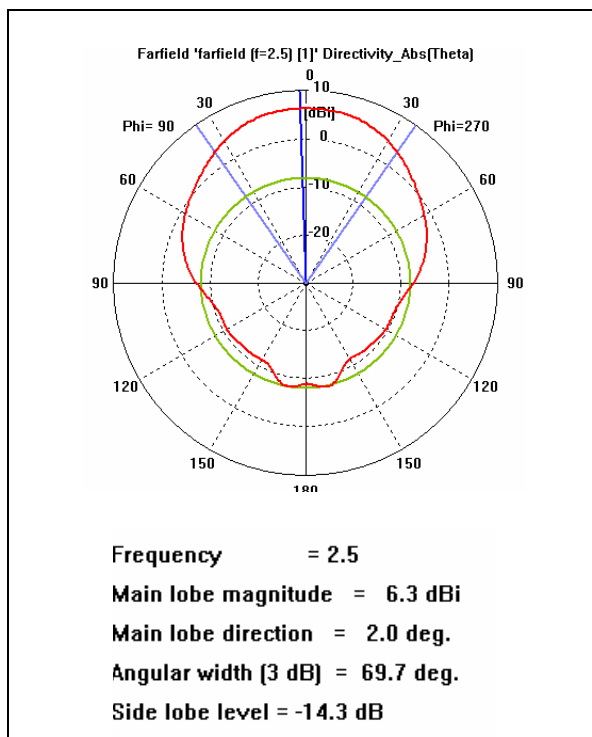


Figura 4.25. Diagrama de radiación 3D de la antena microstrip ($\lambda_{2.4 \text{ GHz}}/4 \times \lambda_{2.4 \text{ GHz}}/6$).



a) Plano XY, $\Theta = 90^\circ$, ϕ variable.

b) Plano XZ, $\phi = 0^\circ$, Θ variable.



c) Plano YZ, $\phi = 90^\circ$, Θ variable.

Figura 4.26. Diagramas polares de la antena microstrip ($\lambda_{2.4 \text{ GHz}}/4 \times \lambda_{2.4 \text{ GHz}}/6$).

4.3.2.1. Antena microstrip sobre la estructura EBG.

Al introducir y analizar posteriormente la antena microstrip en el apartado anterior, ahora se repetirá el estudio, pero situando el parche microstrip sobre la estructura con metalización cuadrada y vías, tal como se muestra en la figura 4.27. Las variables empleadas en el diseño del conjunto antena microstrip - plano con metalización cuadrada y vías están declaradas en las tablas 4.2 y 4.9.

Para poder simular el conjunto microstrip - EBG según la alimentación elegida, el parche se debe colocar de forma que la sonda coaxial que lo alimenta atraviese la estructura EBG, es decir, la sonda que alimenta la antena debe llegar al plano de masa de la estructura EBG entre los huecos de los champiñones. Al representar el nivel de reflexión se observa que este se encuentra muy por debajo del requerido ($|S_{11}| < -10 \text{ dB}$) y, se decide cambiar la forma de alimentación insertando un puerto discreto desde una de las metalizaciones de la estructura EBG hasta el parche radiante de la antena microstrip. Al representar ambos casos en la figura 4.28, se observa como alimentando desde el champiñón el coeficiente de reflexión mejora bastante.

Para indicar el tipo de alimentación en las siguientes gráficas con más claridad, se denomina caso 1 cuando la alimentación parte desde el plano de masa de la estructura EBG hasta la parte radiante de la antena microstrip, y caso 2 si la alimentación se realiza desde la metalización de la estructura EBG hasta la parte radiante de la antena.

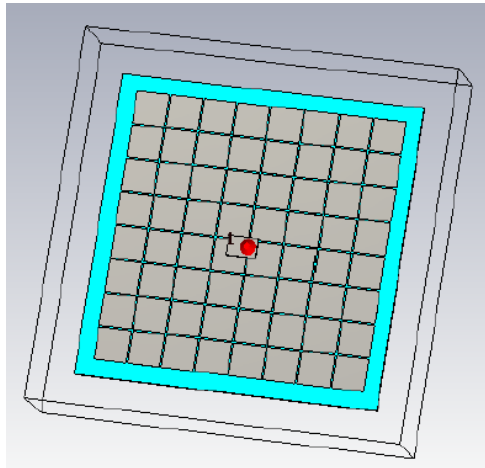


Figura 4.27. Conjunto antena microstrip – plano con metalización cuadrada y vías.

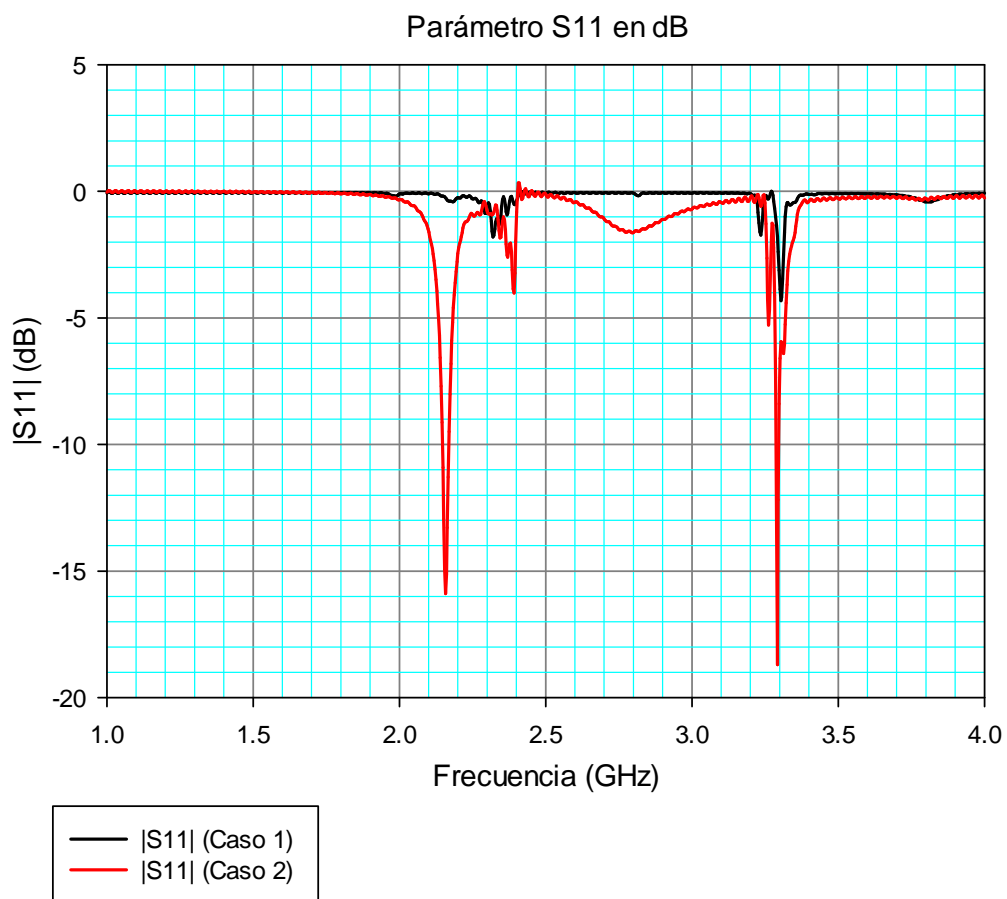


Figura 4.28. Nivel de adaptación del conjunto antena microstrip – plano EBG.

Buscando una explicación para la desadaptación de la antena al introducir el plano EBG, se calcula la impedancia de la antena en ambos casos y que se representan en las figuras 4.29 y 4.30 respectivamente:

- Caso 1: $Z = 20 + j10 \ \Omega$. Una parte real que no alcanza los $50 \ \Omega$ y una parte imaginaria que indica una desadaptación.

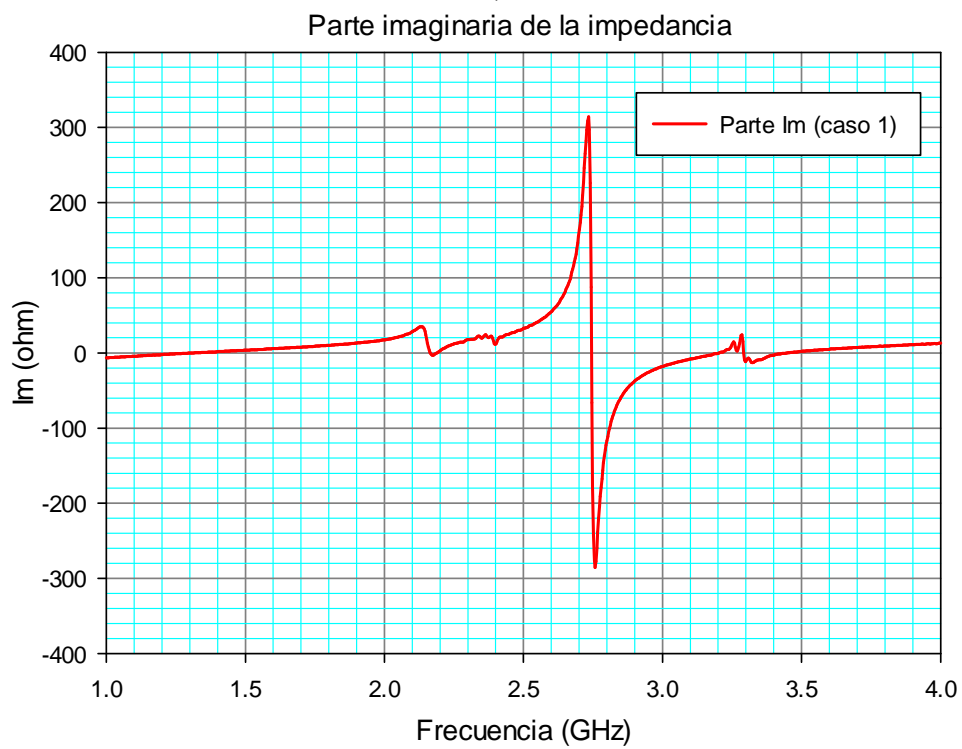
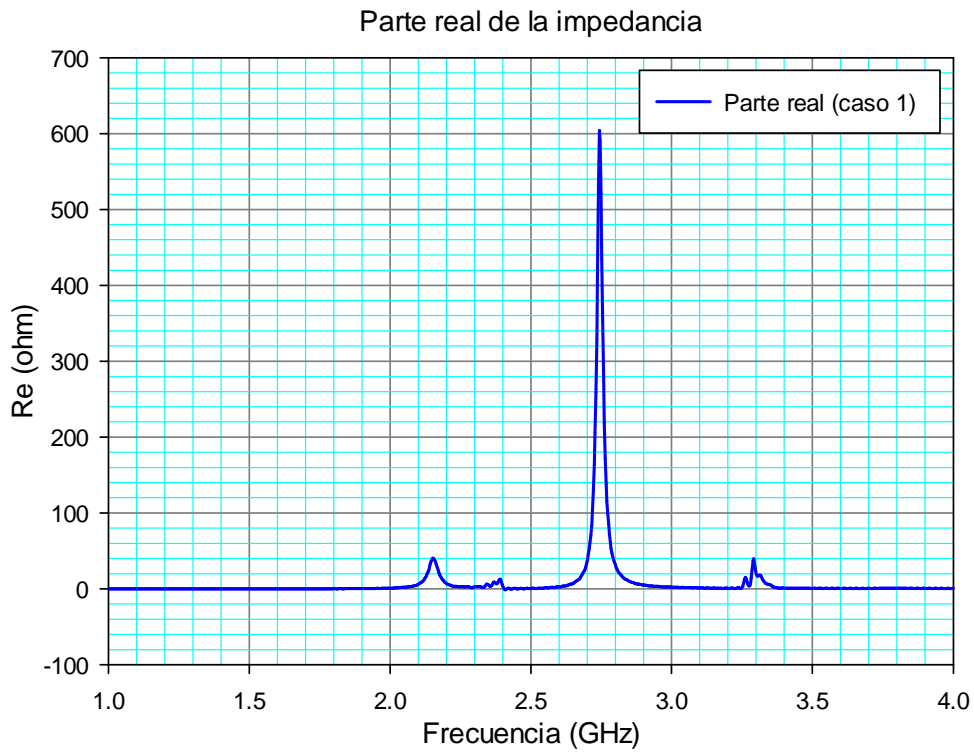


Figura 4.29. (caso1). Impedancia de entrada para la antena microstrip.
 a) Parte real, y b) Parte imaginaria.

- Caso 2: $Z = 30 - j220 \Omega$. Aumenta la parte real respecto al caso 1, mientras que la parte imaginaria indica una buena adaptación al ser negativa.

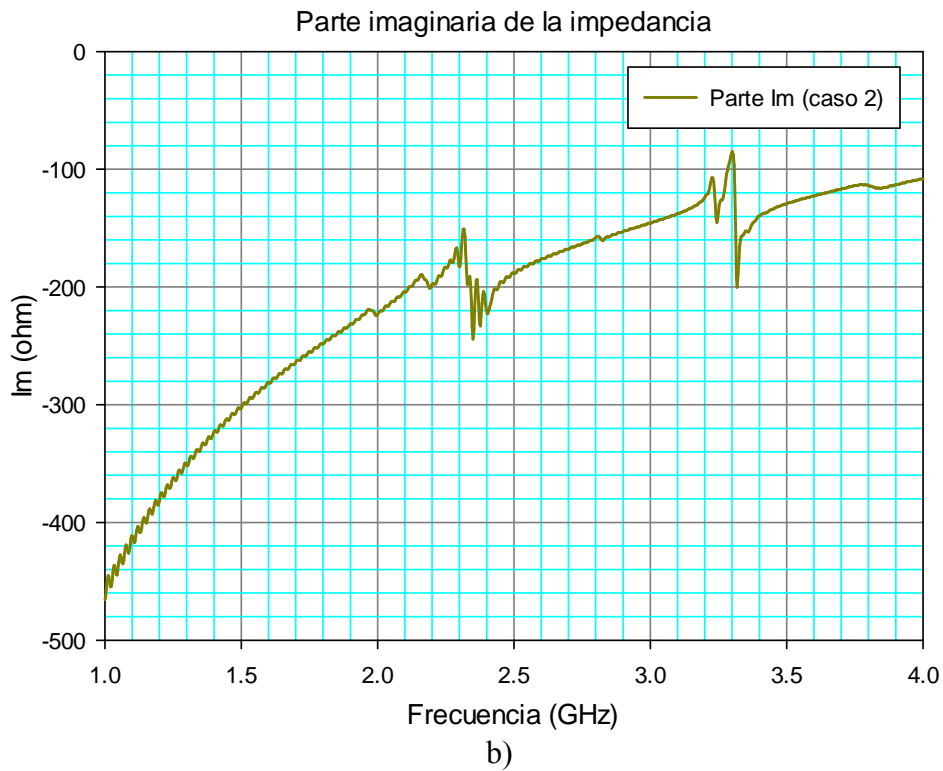
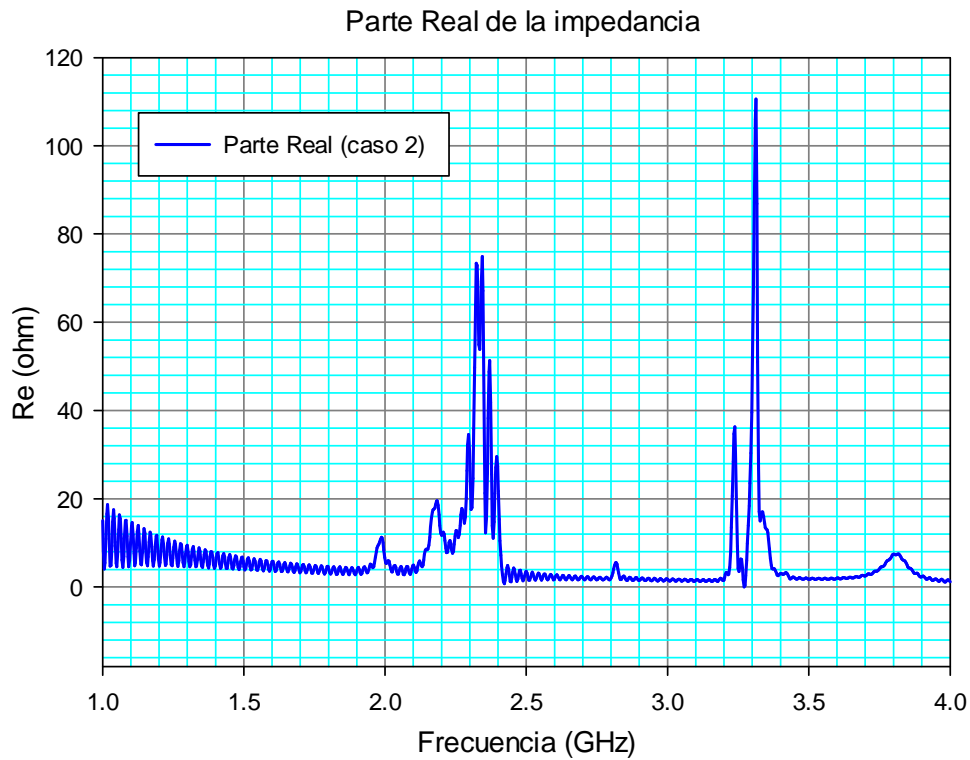


Figura 4.30. (caso2). Impedancia de entrada para la antena microstrip.
a) Parte real, b) Parte imaginaria.

Al no obtener un nivel de adaptación adecuado al centrar el parche microstrip sobre la estructura EBG empleando la alimentación del caso 1 (alimentación más práctica), se prueba a realizar pequeños desplazamientos del parche microstrip que se está estudiando ($\lambda/4 \times \lambda/6$). En la figura 4.31 se muestra alguno de los desplazamientos comentados, para poder compararlo con el de la posición inicial (figura 4.27).

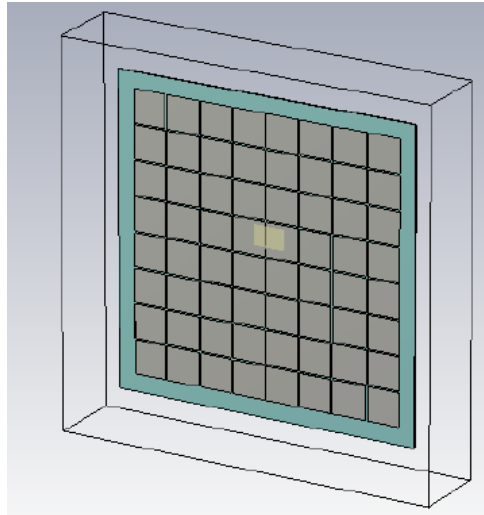


Figura 4.31. Antena microstrip desplazada sobre el plano con metalización cuadrada y vías.

En la figura 4.32 se representa el $|S_{11}|$ obtenido para cada desplazamiento realizado. Se puede ver como sí mejora el $|S_{11}|$, llegando hasta -11.80 dB, pero a una frecuencia mayor (2.69 GHz) que la representada en la gráfica 4.28, cuyo $|S_{11}| = -2$ dB a una frecuencia de 2.3 GHz.

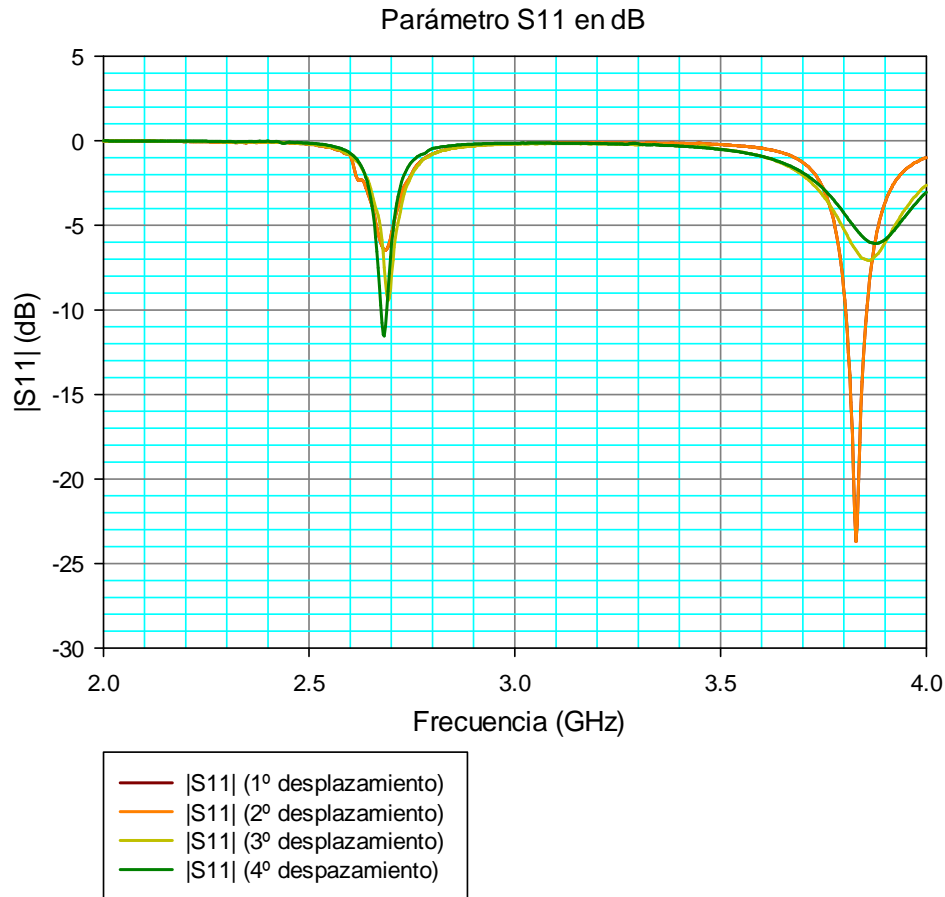


Figura 4.32. Nivel de adaptación del conjunto antena microstrip – plano EBG desplazando el parche microstrip para el caso 1.

Con la intención de obtener el punto donde la directividad de la antena es más alta, en la figura 4.33 se calcula el diagrama de radiación a la frecuencia de 2.69 GHz, ya que en este punto se obtiene el mejor factor de reflexión (- 11.80 dB), según la figura 4.32 al realizar el cuarto desplazamiento. El plano EBG aumenta ligeramente la directividad de la antena microstrip en 0.4 dBi respecto a no tenerlo.

Para visualizar con más detalle el diagrama de radiación se realizan en la figura 4.34 los cortes para distintos planos en coordenadas polares, correspondientes a los ángulos $\Theta = 90^\circ$, $\phi = 0^\circ$, y $\phi = 90^\circ$, en donde se observa una disminución de la radiación trasera indicada por los diversos lóbulos secundarios, al introducir el EBG. La radiación es bastante uniforme en el plano XY.

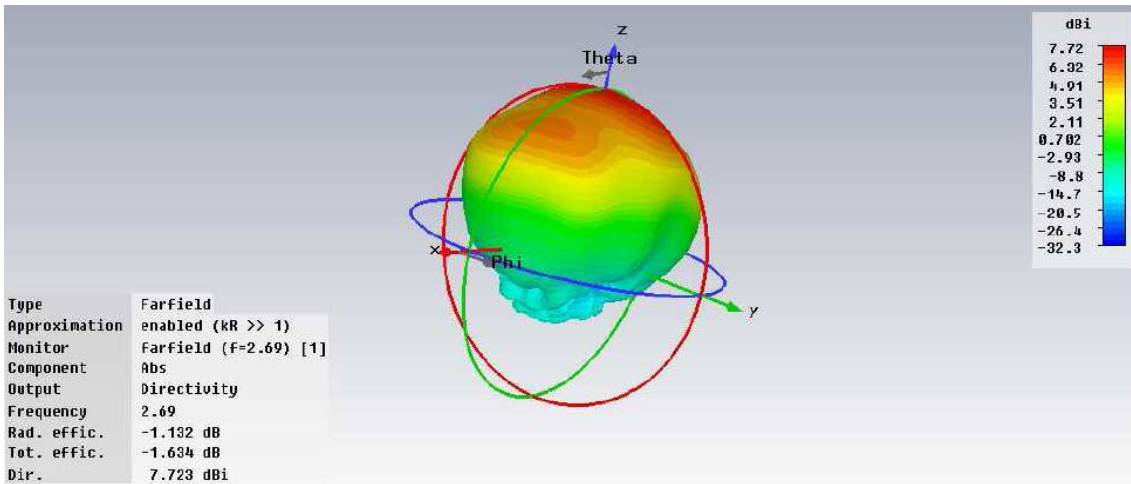
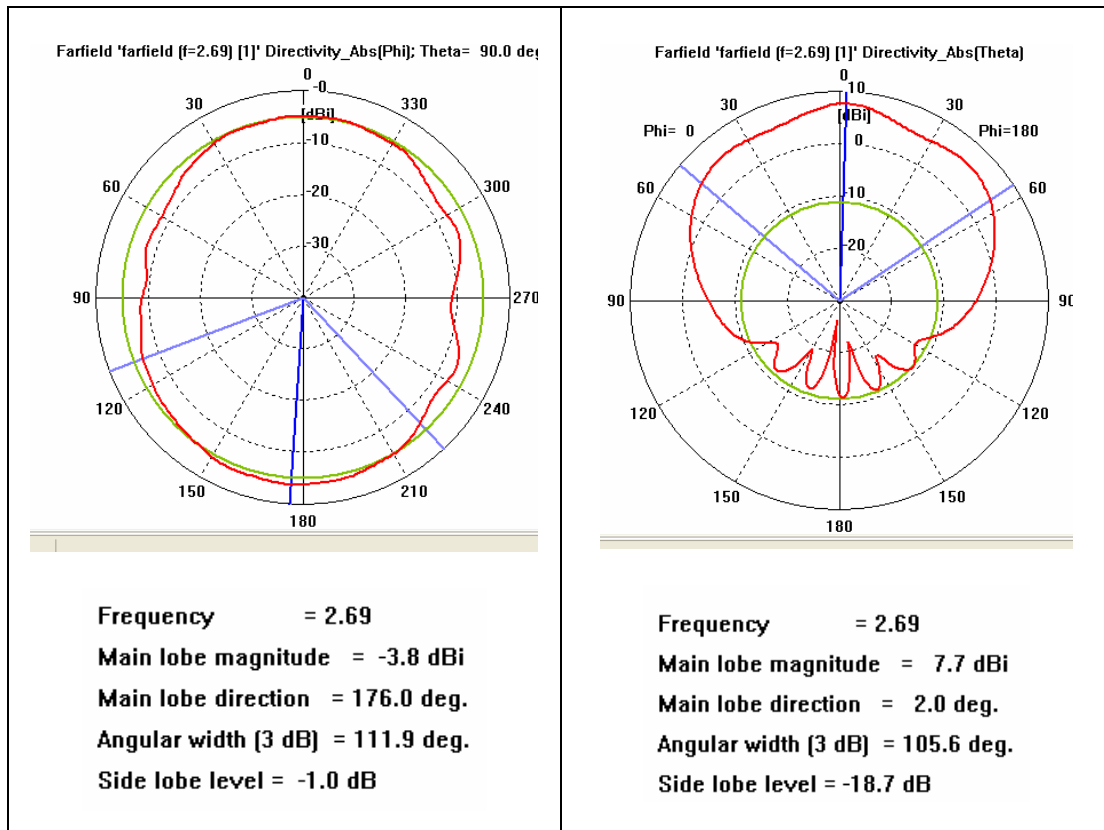
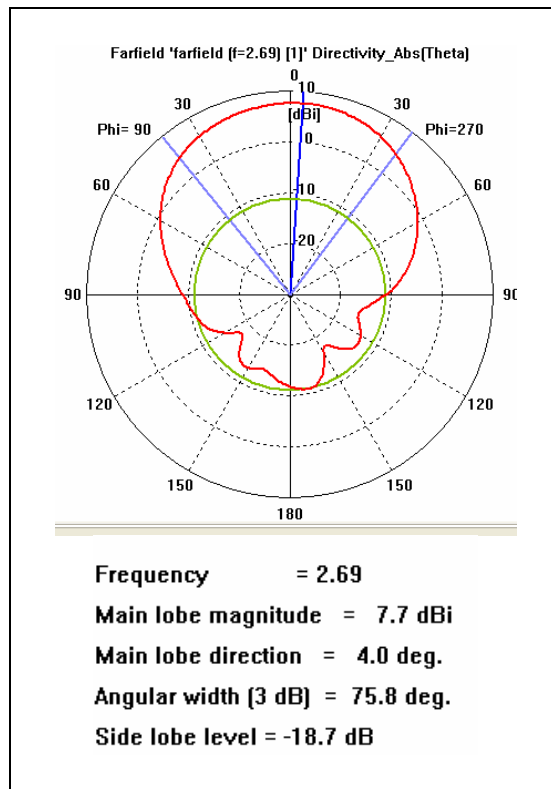


Figura.4.33. Diagrama de radiación del conjunto antena microstrip - plano EBG, para el caso 1.



a) Plano XY, $\Theta = 90^\circ$, ϕ variable.

b) Plano XZ, $\phi = 0^\circ$, Θ variable.



c) Plano YZ, $\phi = 90^\circ$, Θ variable.

Figura 4.34. Diagramas polares del conjunto antena microstrip – EBG.

Se estudian los distintos tamaños del parche microstrip sobre la estructura EBG alimentando la antena con el caso 1, y se observa que al disminuir el tamaño de la antena, los picos de resonancia se producen a frecuencias más altas, como se muestra en la figura 4.35.

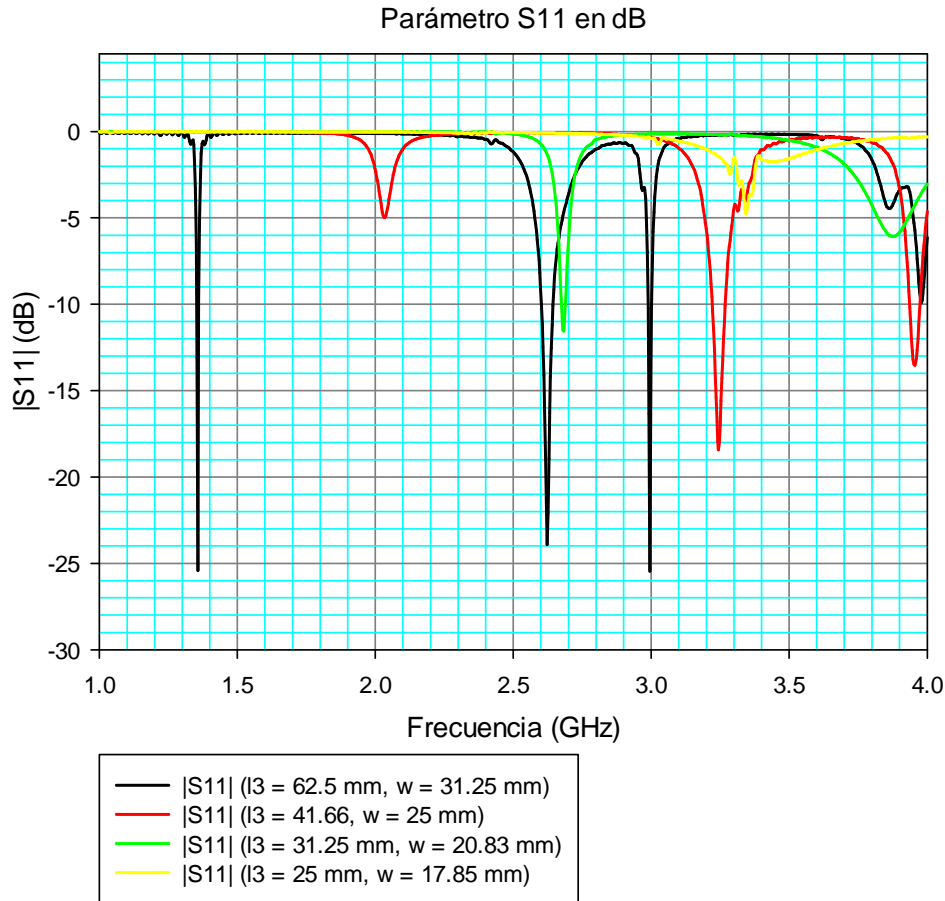


Figura 4.35. Nivel de adaptación del conjunto antena microstrip – EBG para distintos tamaños de la antena.

Dado el resultado de la gráfica anterior, se prueba a escalar el tamaño y la altura sobre el plano EBG de cada uno de los parches estudiados (tabla 4.8). Como se ve en la tabla 4.10 hay casos en los que al escalar el valor de la altura del parche (espesor del sustrato microstrip) supera los 1.9 mm, o es mucho más pequeño (ocasionando errores en la simulación), En esos casos concretos la altura de la antena microstrip sobre el plano EBG, se deja en 1.9 mm.

El factor por el que se multiplica el tamaño y la altura, se obtiene de dividir la frecuencia del primer pico de resonancia de la gráfica 4.35 entre la frecuencia bajo estudio (2.4 GHz). A modo de ejemplo, para el primer parche representado (línea color negro) la primera resonancia se obtiene a 1.35 GHz con un factor de reflexión de -25.5 dB. Luego, dicha frecuencia se divide entre 2.4 GHz para obtener el factor de escalado que en este caso es de 0.5625. El resultado de los cálculos realizados para cada uno de los parches, se indican en la tabla 4.10, y se volverá a simular el conjunto microstrip - EBG para cada parche, hasta lograr un nivel de adaptación aceptable empleando la alimentación del caso 1, como se representa en la figura 4.36.

Longitud (l3)x Anchura (w) escaladas	Longitud (mm)	Anchura (mm)	Altura del parche e5 (mm)
Parche $\lambda/3 \times \lambda/7$	35.156	17.578	1.069
Parche $\lambda/3 \times \lambda/6$	36.4525	21.874	1.662
Parche $\lambda/3 \times \lambda/5$	35.156	23.434	2.137
Parche $\lambda/4 \times \lambda/5$	31.75	22.67	2.413

Tabla 4.10. Equivalencia de los parches microstrip en términos de longitud de onda a milímetros, escalando las dimensiones originales.

Después de realizar las simulaciones empleando los nuevos tamaños de los parches microstrip descritos en la tabla 4.10, se representa en la figura 4.36 el nivel de adaptación para cada uno de ellos, obteniendo por fin un excelente resultado para la antena microstrip $\lambda/3 \times \lambda/5$ a la frecuencia bajo estudio.

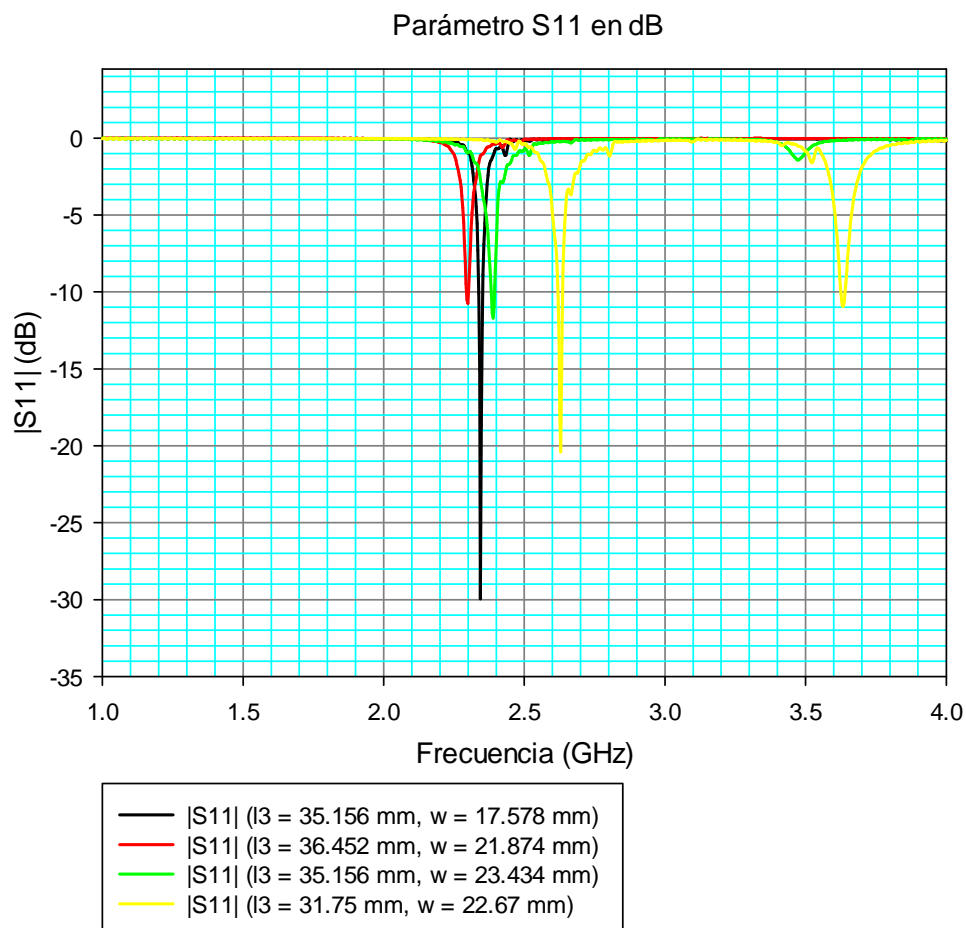


Figura 4.36. Nivel de adaptación del conjunto antena microstrip – EBG tras escalar los tamaños de la antena.

Se halla el diagrama de radiación a la frecuencia de 2.4 GHz, por obtenerse en este punto el mejor factor de reflexión (- 11 dB) para el parche seleccionado ($\lambda/3 \times \lambda/5$).

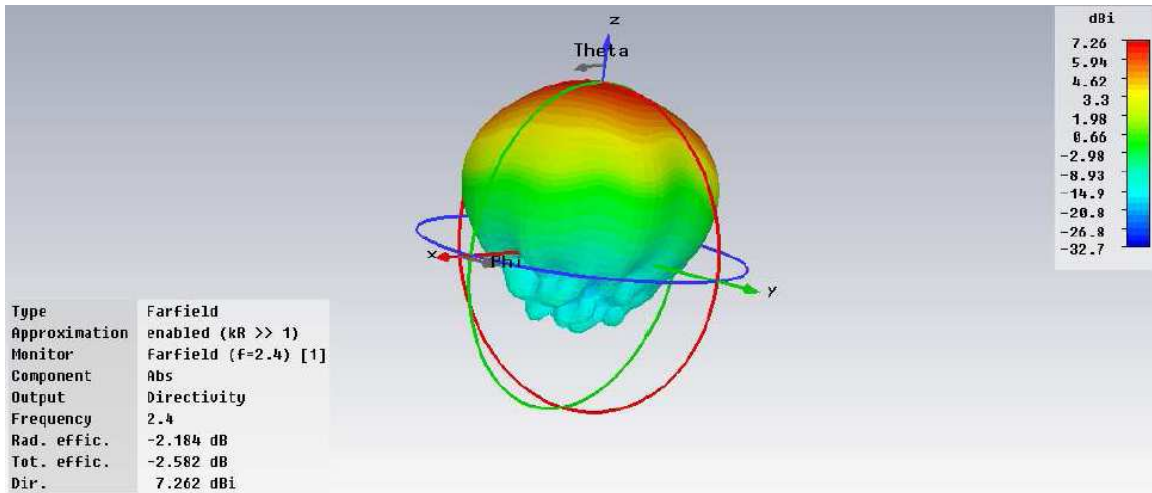
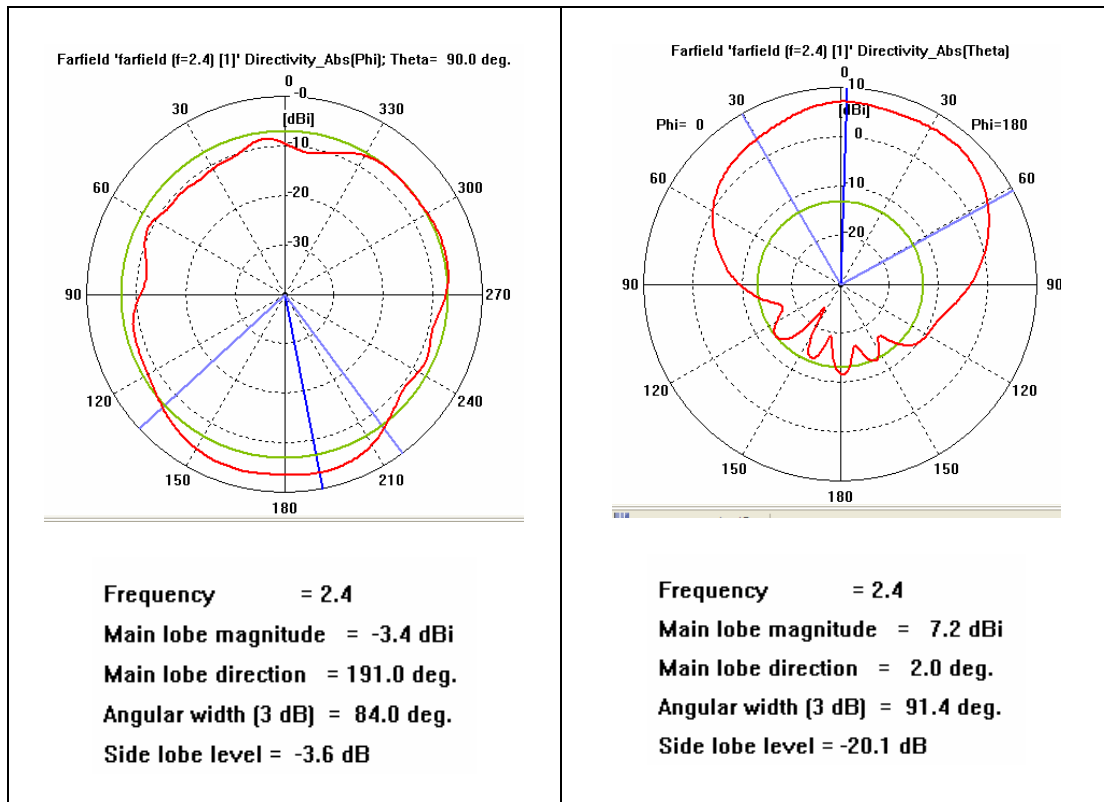


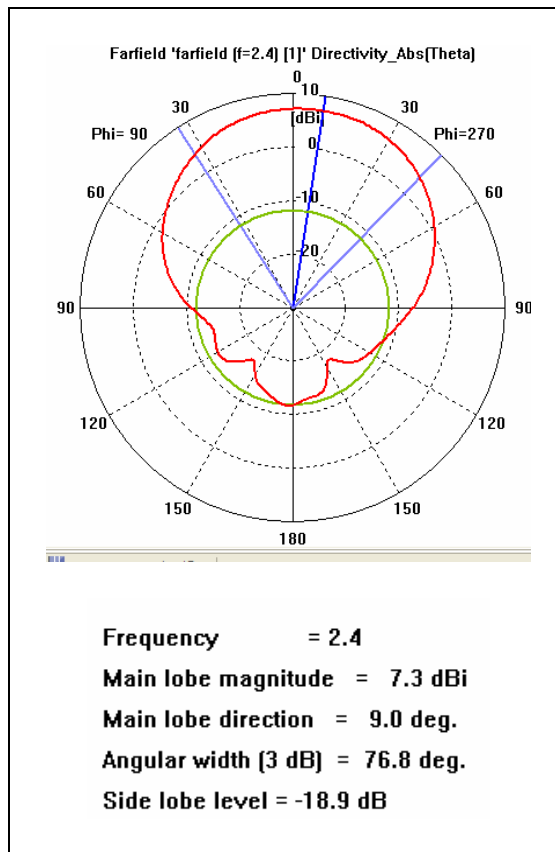
Figura.4.37. Diagrama de radiación del conjunto antena microstrip escalada - plano EBG, para el caso 1.

Para visualizar con más detalle el diagrama de radiación anterior, se calculan de nuevo en la figura 4.38 los cortes para distintos planos en coordenadas polares, correspondientes a los ángulos $\Theta = 90^\circ$, $\phi = 0^\circ$, y $\phi = 90^\circ$, apreciándose la radiación trasera mediante varios lóbulos secundarios en el plano XZ. Aparentemente no se visualizan diferencias importantes al comparar las siguientes gráficas con las del conjunto antena microstrip (sin escalar) – EBG representadas anteriormente (figura 4.34).



a) Plano XY, $\Theta = 90^\circ$, ϕ variable.

b) Plano XZ, $\phi = 0^\circ$, Θ variable.



c) Plano YZ, $\phi = 90^\circ$, Θ variable.

Figura 4.38. Diagramas polares del conjunto antena microstrip escalada – EBG.

4.3.2.2. Comparativa y conclusiones.

Después de haber analizado la antena microstrip con un tamaño inicial de $\lambda/2 \times \lambda/4$, y comprobar que no se alcanza el nivel de adaptación adecuado ($|S_{11}| < -10$ dB) a la frecuencia de resonancia (2.4 GHz), se ha optado por ir disminuyendo su tamaño para sintonizarla. Tras haber analizado distintos tamaños y representarlos en la figura 4.24, el tamaño del parche escogido ha sido de $\lambda/4 \times \lambda/6$.

Al insertar la antena microstrip seleccionada sobre la estructura EBG con una alimentación desde el plano de masa EBG hasta la parte radiante del parche microstrip, disminuye considerablemente el factor de reflexión desde -14 dB hasta -2 dB, y se decide alimentar desde el champiñón de la estructura EBG hasta el parche de la antena con la intención de mejorar el nivel de adaptación. Cambiando el tipo de alimentación mejora la adaptación hasta alcanzar los -4 dB a la frecuencia de resonancia, pero sigue siendo insuficiente. Si que se observa un buen nivel de adaptación para el caso 2, pero es a 2.15 GHz, no siendo útil para este caso. En la gráfica 4.39 se representa el nivel de adaptación de la antena microstrip sin y con plano EBG (según el tipo de alimentación).

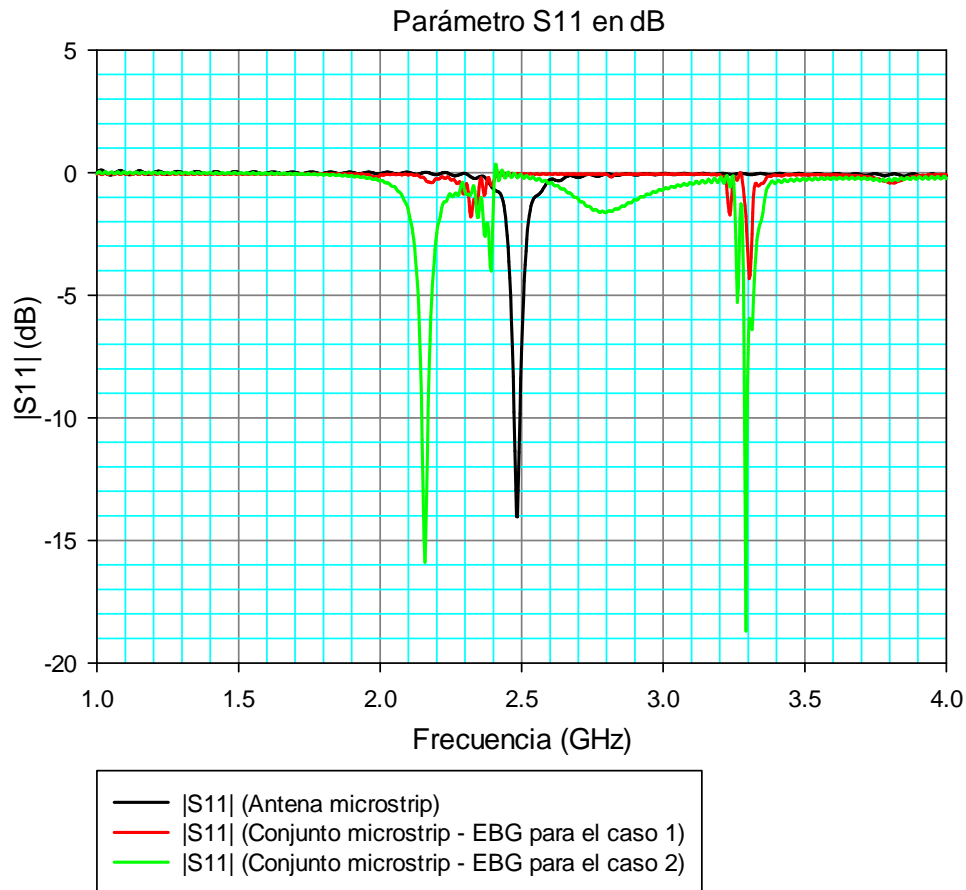


Figura 4.39. Nivel de adaptación de la antena microstrip según los casos estudiados.

Como la estructura presenta comportamiento AMC y EBG a la frecuencia de resonancia, solo falta conseguir un nivel de adaptación aceptable para el conjunto microstrip - EBG para poder afirmar totalmente que el hecho de insertar el plano EBG mejora la eficiencia de radiación.

Se han barajado otras opciones para comprobar si mejora el $|S_{11}|$, como mover la antena cerca del punto inicial (ver figura 4.32), simular con el resto de los parches (ver figura 4.35), y escalar el tamaño de los parches, obteniéndose en este último estudio un buen nivel de adaptación a la frecuencia bajo estudio.

Ha sido necesario aumentar un poco las dimensiones del parche $\lambda/4 \times \lambda/6$ para poder obtener en el conjunto antena microstrip - EBG, un coeficiente de reflexión aceptable alimentando la antena desde el plano de masa de la estructura EBG (caso 1). En la figura 4.38 se compara definitivamente el nivel de adaptación de la antena microstrip sin y con plano EBG

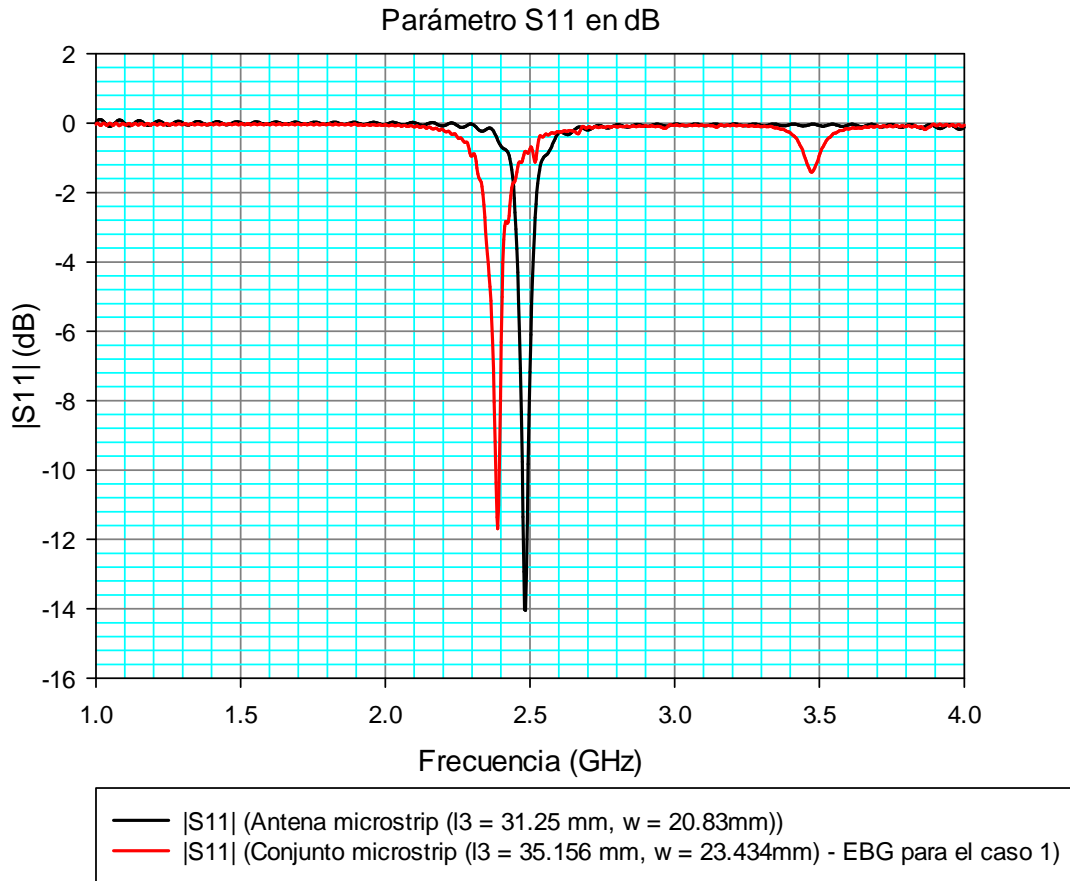
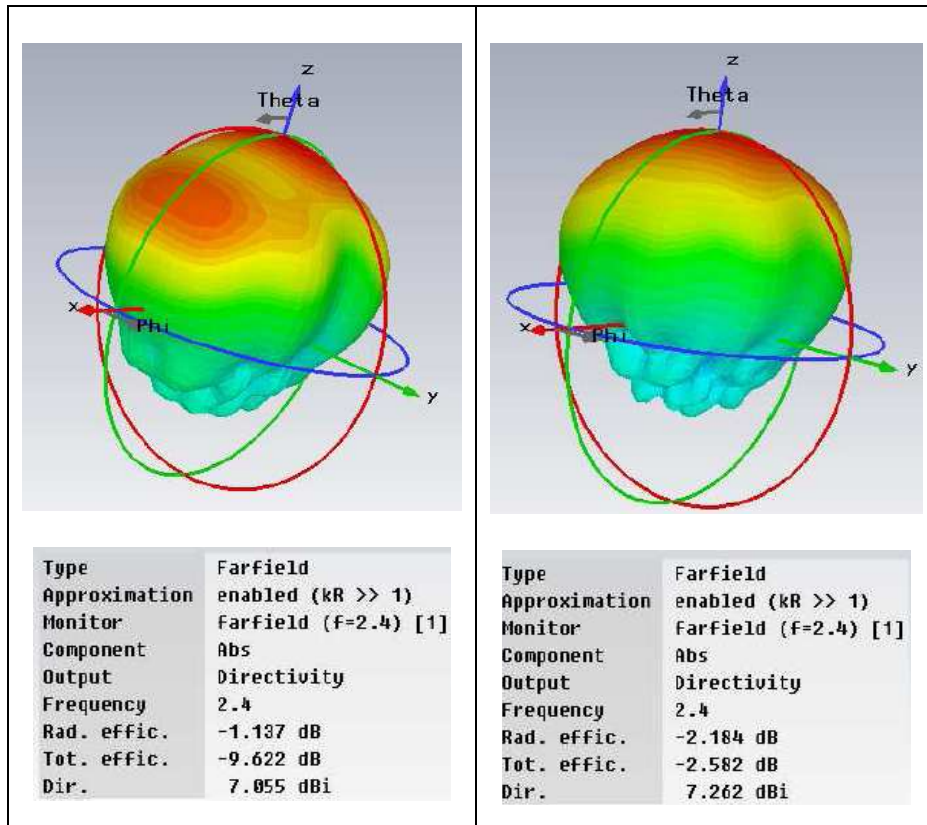


Figura 4.40. Nivel de adaptación de la antena microstrip y antena microstrip escalada con EBG.

Al comparar los diagramas de radiación en la figura 4.41 sin y con plano EBG (caso 1) a la frecuencia de 2.4 GHz, se puede afirmar que al introducir el plano artificial la directividad aumenta, siendo muy beneficioso para poder considerar la antena microstrip de alta eficiencia. De igual forma que se hizo con el dipolo, y para verificar lo anterior, en la tabla 4.11 se compara la directividad de ambas situaciones para distintas frecuencias.

Frecuencia (GHz)	2	2.4	2.5	2.69
Situaciones				
Parche microstrip sin EBG	6.13 dBi	7.05 dBi	7.42 dBi	7.37 dBi
Parche microstrip con EBG	6.28 dBi	7.26 dBi	7.83 dBi	7.57 dBi

Tabal 4.11. Directividad de la antena microstrip sin y con plano EBG (caso 1) para distintas frecuencias



a)

b)

Figura 4.41. Diagramas de radiación 3D a 2.4 GHz.

a) Antena microstrip.

b) Antena microstrip escalada sobre un plano artificial.

4.3.3. Antena PIFA.

La antena PIFA (Planar Inverted F Antenas) denominada F plana invertida es una antena plana muy común en los terminales de telefonía móvil debido a la gran respuesta en frecuencia que ofrece, consiguiendo un gran ancho de banda que permite integrar numerosas aplicaciones para móviles. La facilidad de integración en los modernos terminales de reducido tamaño y bajo coste, hacen de la antena PIFA una clara candidata.

La antena PIFA es una variante procedente de un tipo de antenas de bajo perfil denominada antena F invertida (IFA), al igual que sucede con la antena F dual invertida. Todas ellas se representan en la figura 4.42.

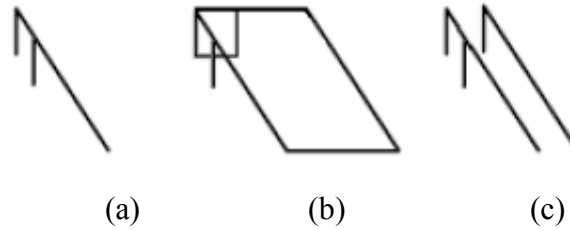


Figura 4.42. Antena IFA y sus variantes [5].
 (a) Antena IFA (F Invertida).
 (b) Antena PIFA (F planar invertida).
 (c) Antena DIFA (F dual invertida).

La antena consiste en un parche rectangular radiante, situado a una determinada distancia de un plano de masa. Ambos elementos se sitúan a cierta distancia entre ellos, y se encuentran unidos por una pared que realiza la función de cortocircuito tal como se representa en la figura 4.43. En este caso se inserta el substrato Rogers serie 4003 ($\epsilon_r=3.38$, $\mu_r=1$) empleado a lo largo del proyecto entre el parche y el plano de masa.

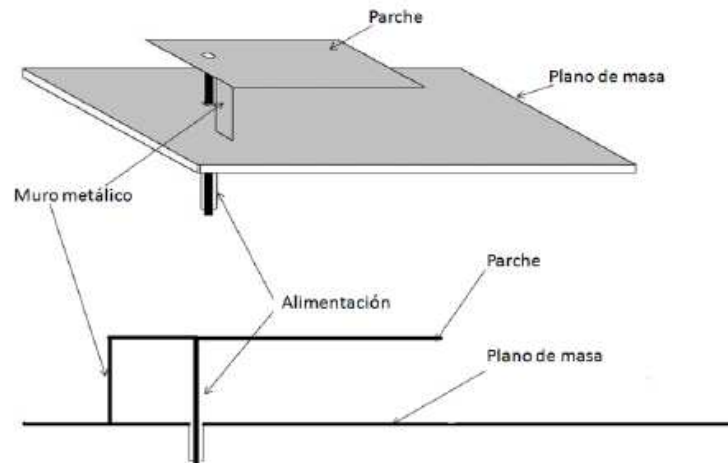


Figura 4.43. Antena PIFA [14].

Existen otros métodos alternativos para realizar el cortocircuito, tales como hilos que unen el parche radiante con el plano de masa. Se decide emplear la pared porque ofrece una mayor robustez al diseño y facilita la posible fabricación en el futuro.

Para implementar la antena PIFA se ha añadido la pared cortocircuitante al diseño de la antena microstrip estudiada anteriormente, como se muestra en la parte derecha de la figura 4.44. El cortocircuito cuyas dimensiones están declaradas en la tabla 4.12 abarca la anchura de la parte radiante del parche y se encuentra alejado de la alimentación.

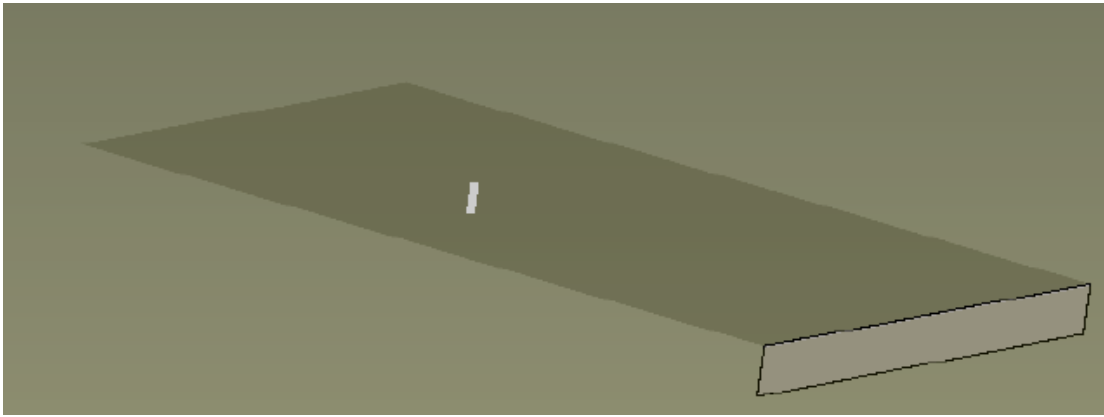


Figura 4.44. Pared cortocircuitante que forma la antena PIFA.

El análisis de la antena PIFA sigue la misma estructura que las antenas estudiadas en los apartados anteriores, es decir, se calcula el coeficiente de reflexión para distintos tamaños de la antena y se escoge el que mejor adaptación presente. Una vez seleccionado el tamaño se obtiene el diagrama de radiación y los cortes en polares, para compararlos con los del siguiente apartado en donde se introduce el plano EBG diseñado exclusivamente para este proyecto. El objetivo de dicha comparación es observar el aumento de la directividad respecto a no tener el plano artificial, tal como se ha demostrado con el dipolo y antena microstrip.

Variables declaradas	Valor (mm)	Descripción de las variables
e	0.002	Espesor del la pared cortocircuitante
w1	20.83	Ancho de la pared cortocircuitante
e6	1.912	Altura de la pared cortocircuitante

Tabla 4.12. Dimensiones de la pared cortocircuitante.

El valor del coeficiente de reflexión de la antena PIFA que se obtiene al cortocircuitar el parche $\lambda/4 \times \lambda/6$, aunque entra dentro del mínimo exigido por los fabricantes, se produce a frecuencias bajas tal como se muestra en la figura 4.45. Luego para disminuir la frecuencia de resonancia se deben disminuir las dimensiones del parche microstrip.

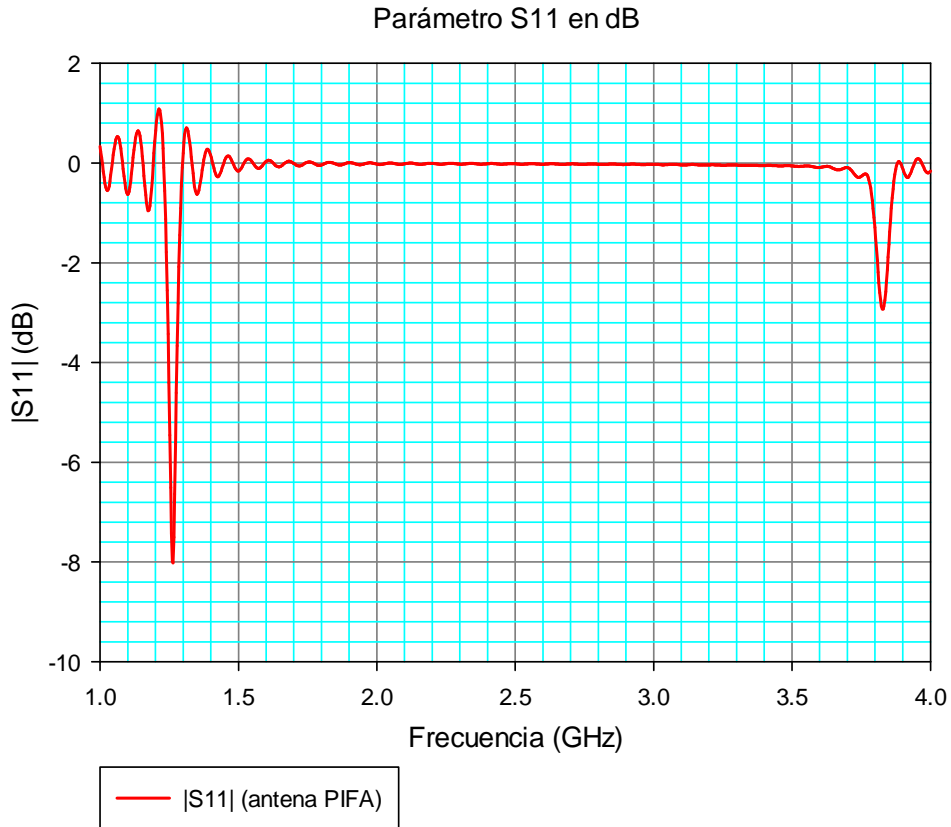


Figura 4.45. Nivel de adaptación del la antenna PIFA.

Estudiando el diagrama de radiación de la figura 4.46 a la frecuencia de 1.2 GHz, que es donde se produce el pico de resonancia se obtiene una directividad de 5.47 dBi.

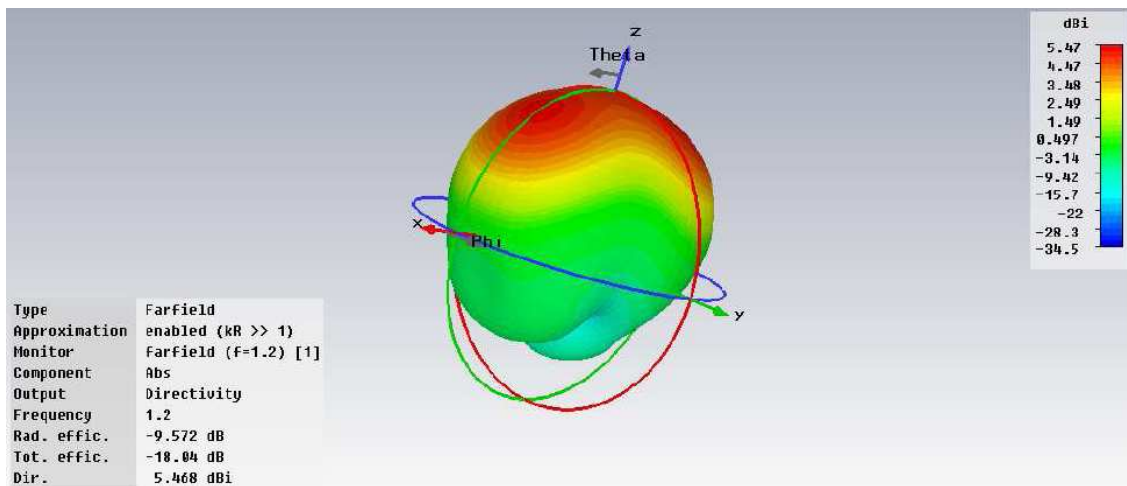
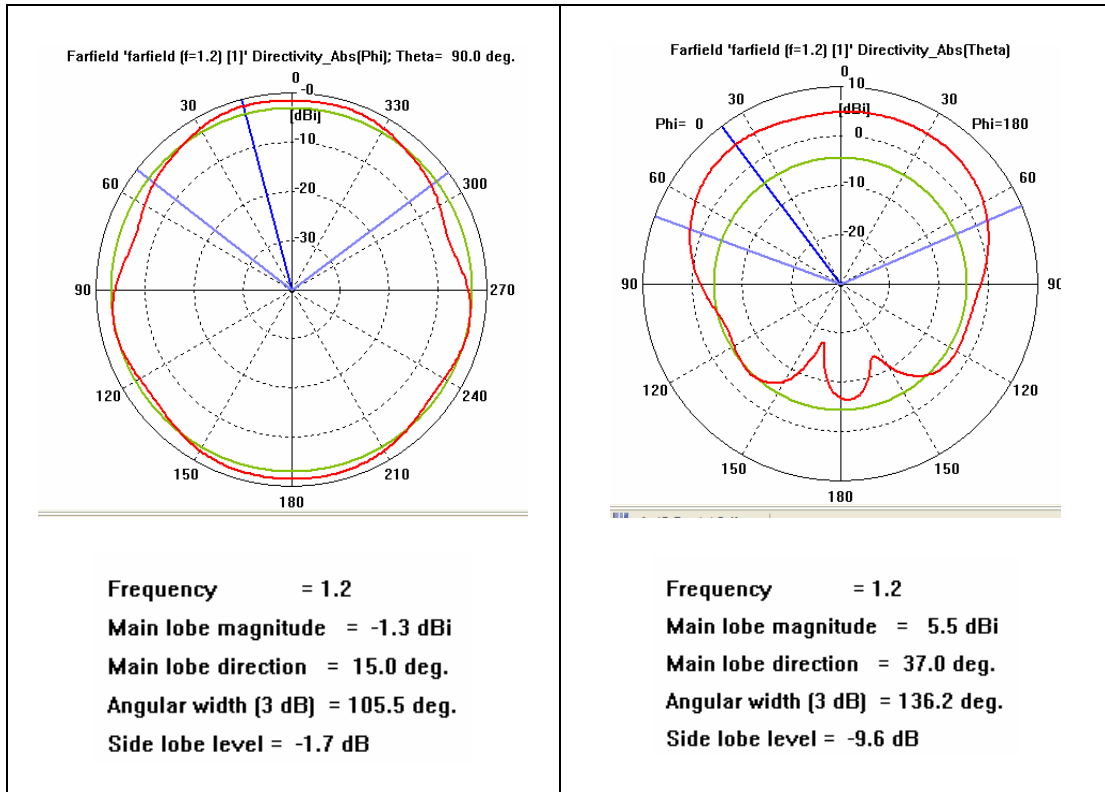


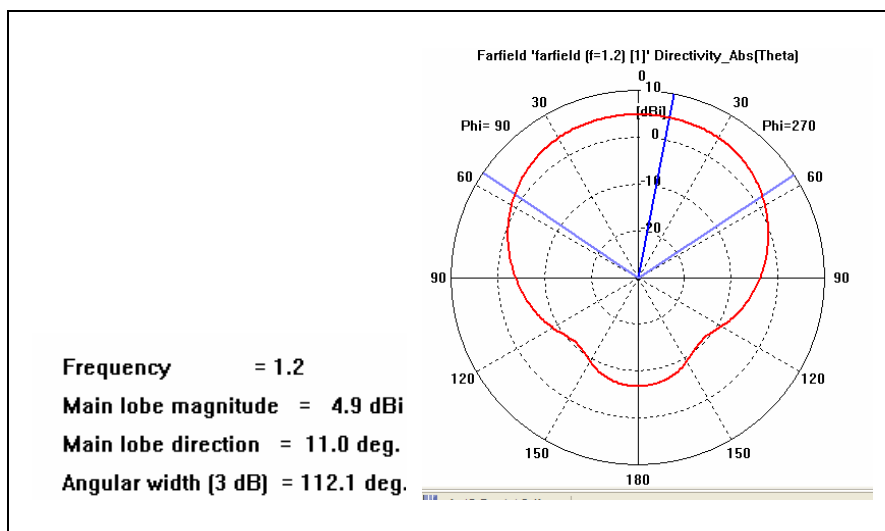
Figura 4.46. Diagrama de radiación de la antenna PIFA.

En la figura 4.47 se representan los cortes para distintos planos en coordenadas polares, correspondientes a los ángulos $\Theta = 90^\circ$, $\phi = 0^\circ$, y $\phi = 90^\circ$, observando un diagrama bastante uniforme y con un nivel alto del lóbulo secundario como se aprecia en el plano XZ.



a) Plano XY, $\Theta = 90^\circ$, ϕ variable.

b) Plano XZ, $\phi = 0^\circ$, Θ variable.

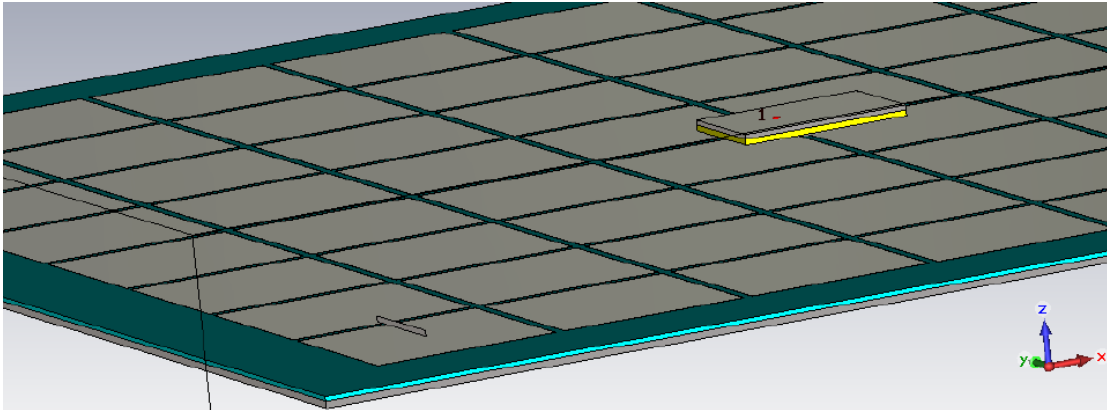


c) Plano YZ, $\phi = 90^\circ$, Θ variable.

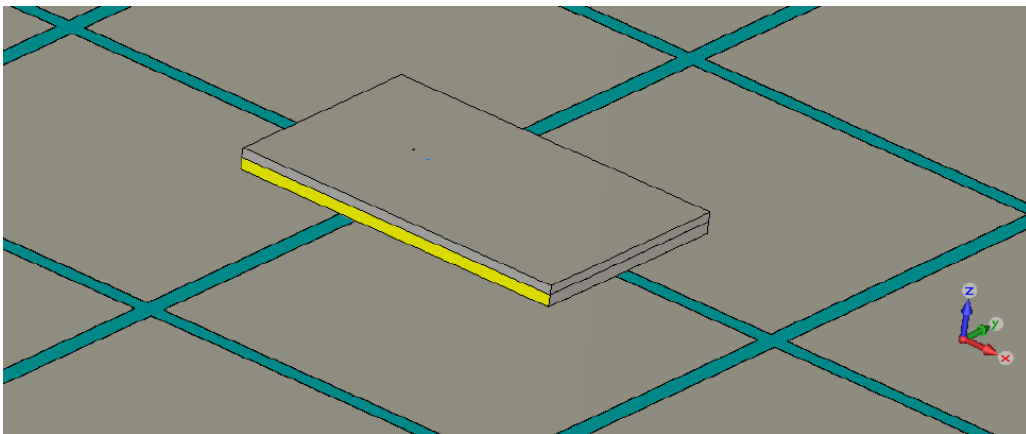
Figura 4.47. Diagramas polares de la antena PIFA.

4.3.3.1. PIFA sobre la estructura EBG.

Insertando la antena PIFA analizada en el apartado anterior sobre la estructura con metalización cuadrada y vías, como se representa en la figura 4.48 b, se obtiene el nivel de adaptación del conjunto para comprobar el efecto que produce el plano EBG (ver figura 4.49). En este caso la alimentación parte desde el plano de masa de la estructura EBG hasta la parte radiante de la antena PIFA.



a)



b)

Figura 4.48. Conjunto antena PIFA – plano con metalización cuadrada y vías.

a) Pared cortocircuitante antes de ubicarla.

b) Conjunto Antena PIFA – EBG.

En la figura 4.48 a se aprecia la pared cortocircuitante que se deberá desplazar hasta el extremo derecho del parche microstrip que conformará finalmente la antena PIFA. Dicho cortocircuito se encuentra sobre la metalización de la estructura EBG, tal como muestra la figura anterior.

Al simular el conjunto estando la antena PIFA centrada sobre el plano artificial, se observa una disminución del nivel de adaptación, pasando de tener -8 dB sin el plano a tener -3 dB insertando el plano EBG. Es una desadaptación bastante importante al no

llegar al nivel mínimo de adaptación ($|S_{11}| = -6$ dB), como se puede ver en la siguiente gráfica.

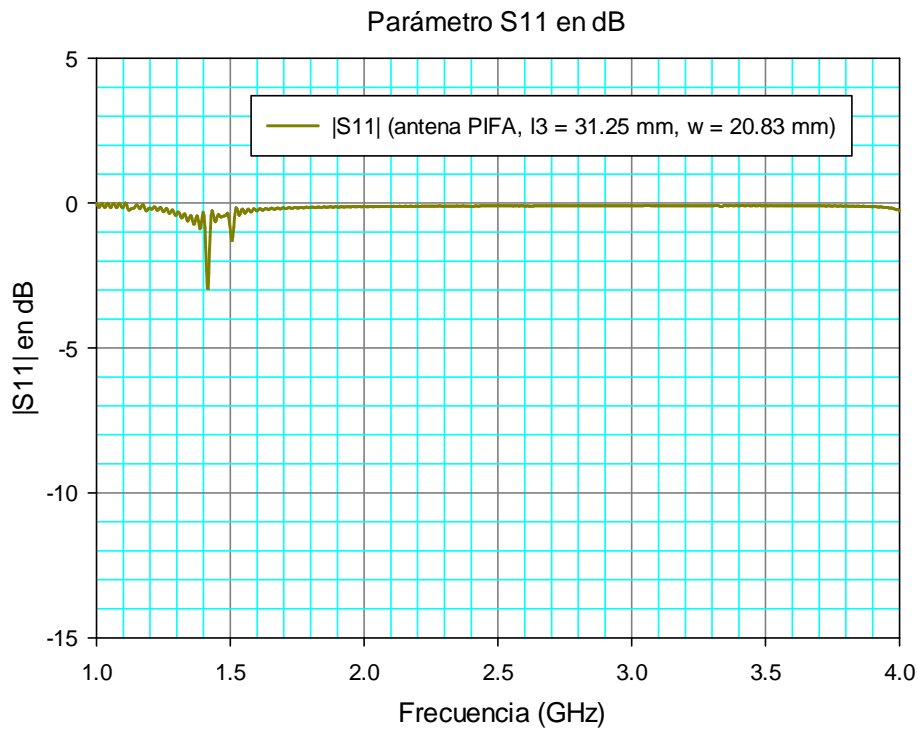


Figura 4.49. Nivel de adaptación del conjunto antena PIFA - plano EBG.

Se obtiene el diagrama de radiación donde se produce el pico del mejor coeficiente de reflexión (1.4 GHz), y se observa que la directividad disminuye frente a no tener el plano EBG, como se muestra en la figura siguiente.

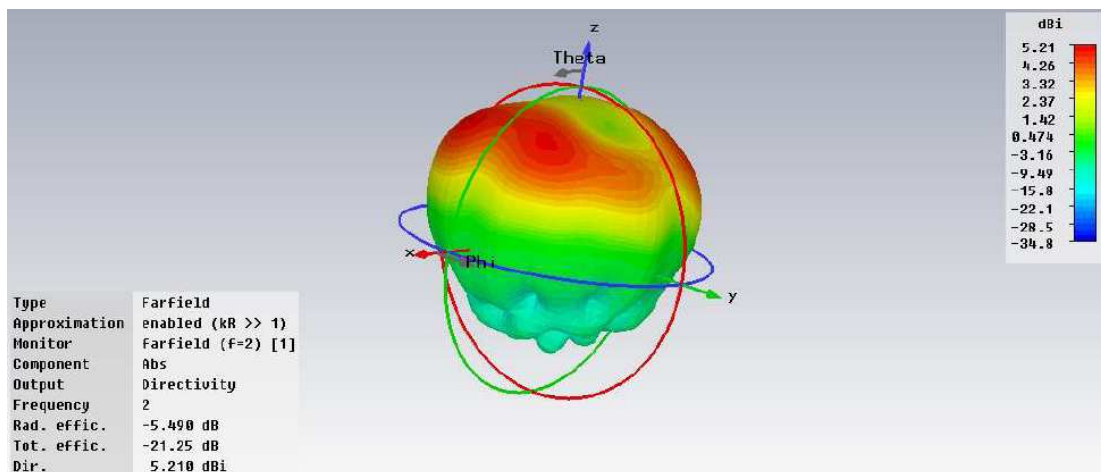


Figura.4.50. Diagrama de radiación del conjunto antena PIFA - plano EBG.

Al no producirse el efecto deseado al introducir el plano EBG, se modifica el tamaño del parche simulado anteriormente (ver figura 4.48 b), como se hizo con la antena microstrip, para lograr un nivel de adaptación aceptable a 2.4 GHz. Dividiendo la frecuencia obtenida (1.4 GHz) entre 2.4 GHz se obtiene el factor de escalado para este caso, siendo de 0.5883. El tamaño de la PIFA escalada cuenta con una longitud de 18.29

mm y una anchura de 12.14 mm, o en términos de longitud de onda, una antena de $\lambda/6 \times \lambda/10$.

Aplicando los cambios necesarios al diseño anterior (ver figura 4.48 b) se muestra en la figura 4.51 el coeficiente de reflexión para el conjunto PIFA (escalada) - EBG. Se logra situar el pico de resonancia a 2.4 GHz pero con un $|S_{11}| = -3.7$ dB, que no llega al mínimo exigible por los fabricantes (- 6 dB). Además de situar el pico resonante a la frecuencia bajo estudio la directividad aumenta hasta alcanzar los 6.14 dBi, según se muestra en la figura 4.52, siendo mayor que la directividad de la antena PIFA sin escalar (5.21 dBi).

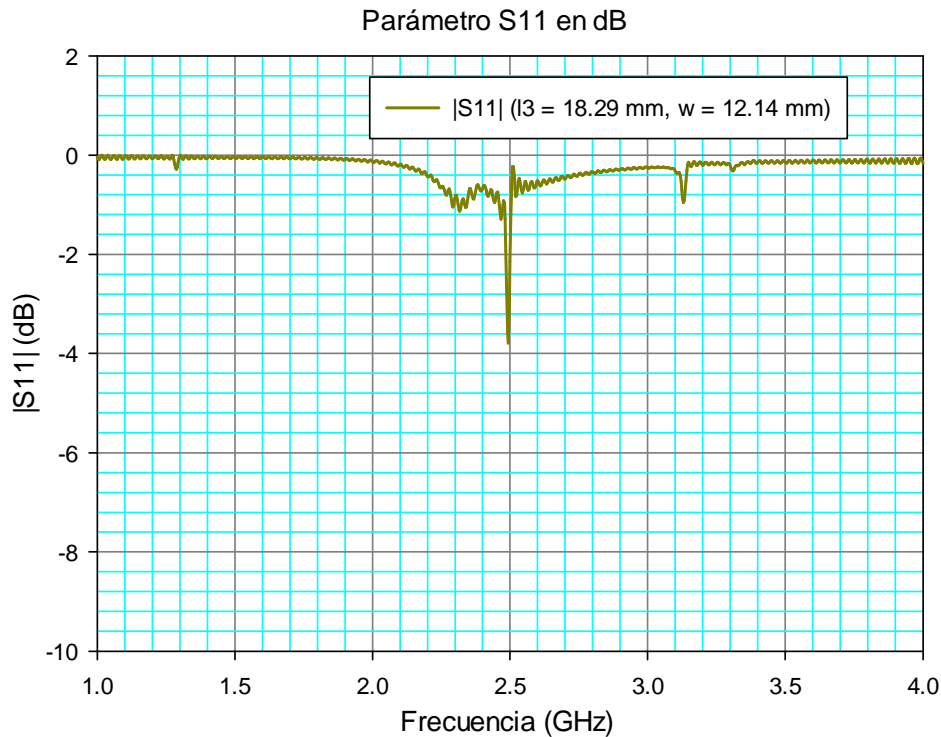


Figura 4.51. Nivel de adaptación del conjunto antena PIFA (escalada) - plano EBG.

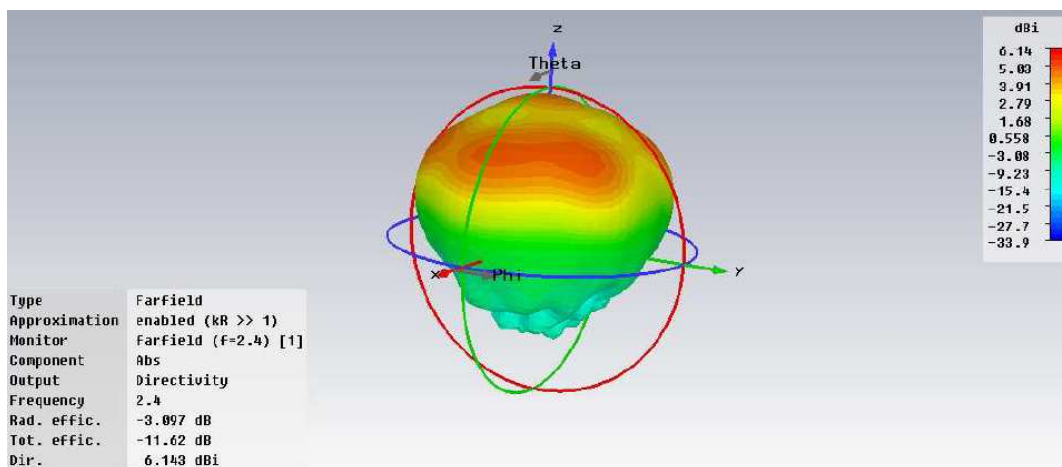


Figura.4.52. Diagrama de radiación del conjunto antena PIFA (escalada) - plano EBG.

Se prueba a modificar la altura inicial (1.912 mm) a la que se encuentra la antena PIFA escalada sobre la estructura EBG como se muestra en la figura 4.53, y se logra obtener un nivel de adaptación aceptable de -9.14 dB elevando la antena 8 mm.

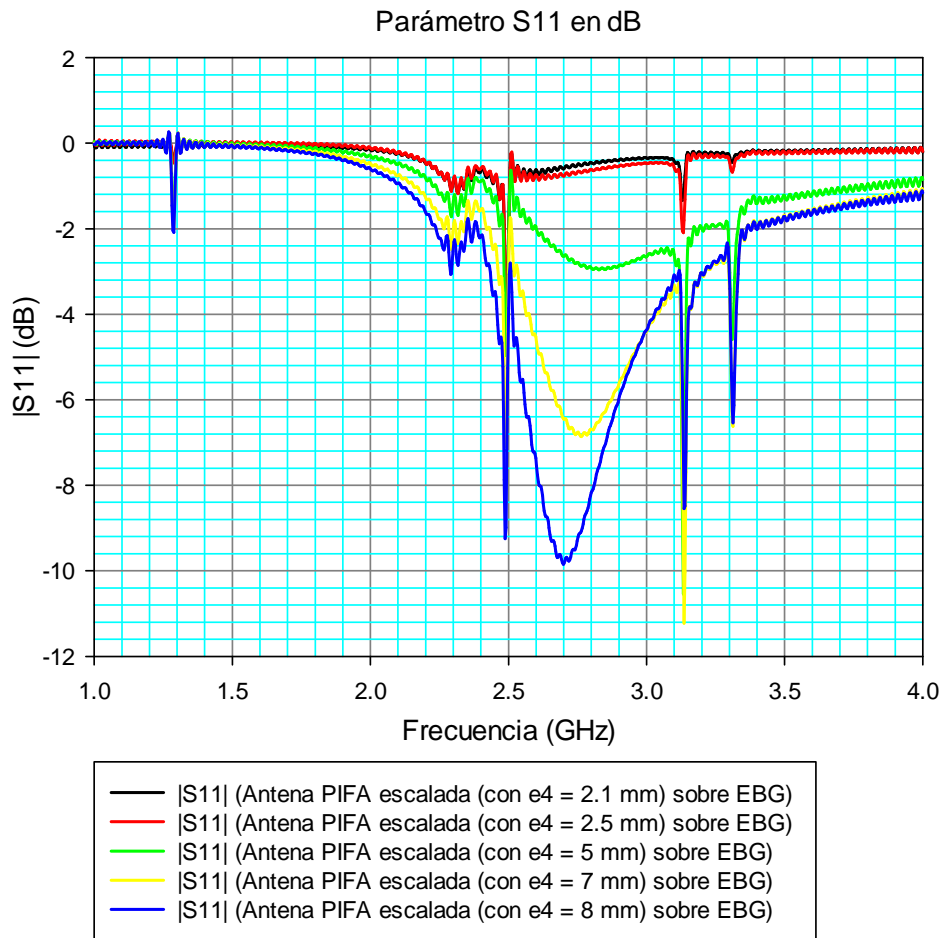


Figura 4.53. Nivel de adaptación del conjunto antena PIFA (escalada) - plano EBG para distintas alturas de la antena sobre el plano.

Con la intención de obtener el punto donde la directividad de la antena PIFA escalada es más alta, en la figura 4.54 se muestra el diagrama de radiación a la frecuencia de 2.5 GHz. Se observa como la directividad mejora hasta alcanzar los 8.56 dBi después de incrementar 8 mm la altura de la antena.

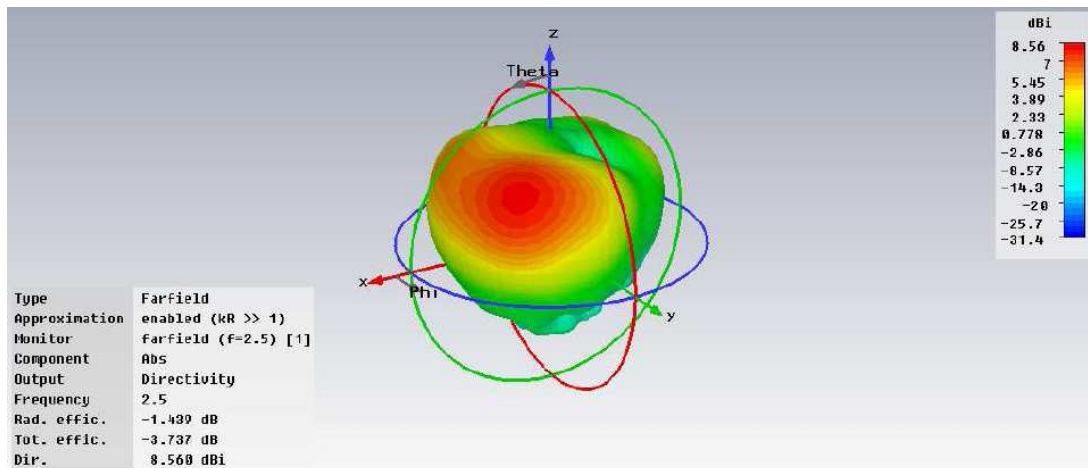
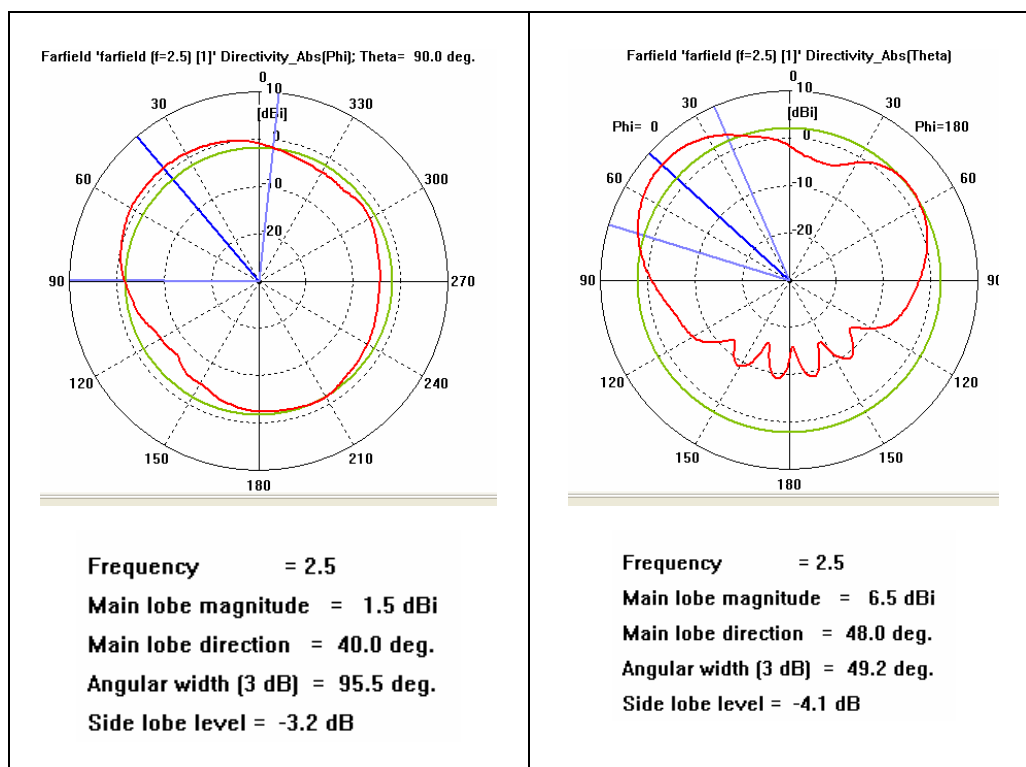


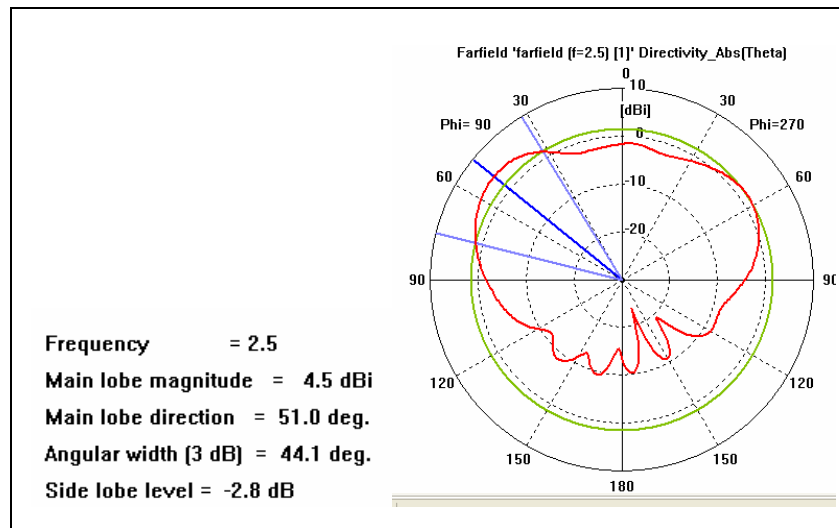
Figura.4.54. Diagrama de radiación del conjunto antena PIFA (escalada) - plano EBG, para una altura de 8 mm de la antena sobre el plano.

En la figura 4.55 se representan los cortes para distintos planos en coordenadas polares, correspondientes a los ángulos $\Theta = 90^\circ$, $\phi = 0^\circ$, y $\phi = 90^\circ$, observando una disminución de la radiación trasera según indican los lóbulos secundarios que aparecen en los planos XZ e YZ, respecto al caso de no tener el plano EBG (ver figura 4.47).



a) Plano XY, $\Theta = 90^\circ$, ϕ variable.

b) Plano XZ, $\phi = 0^\circ$, Θ variable.



c) Plano YZ, $\phi = 90^\circ$, Θ variable.

Figura 4.55. Diagramas polares del conjunto antena PIFA (escalada) – plano EBG.

4.3.3.2. Comparativa y conclusiones.

El objetivo de estudiar la antena PIFA ha sido para comprobar como introduciendo una pared cortocircuitante en la antena microstrip diseñada en el apartado 4.3.2, disminuye la frecuencia de resonancia presentando comportamiento de banda estrecha. Ha sido necesario escalar el tamaño de la antena PIFA para poder sintonizarla a 2.4 GHz, aunque no se ha obtenido un buen nivel de adaptación para implementarla físicamente hasta que se ha decidido aumentar la altura de la antena sobre el plano. En la figura 4.56 se representan los casos estudiados: la antena microstrip sin EBG, el conjunto PIFA ($\lambda/4 \times \lambda/6$) - plano EBG, el conjunto PIFA ($\lambda/6 \times \lambda/10$) - plano EBG, y el conjunto PIFA ($\lambda/6 \times \lambda/10$) - plano EBG elevando la antena 8 mm.

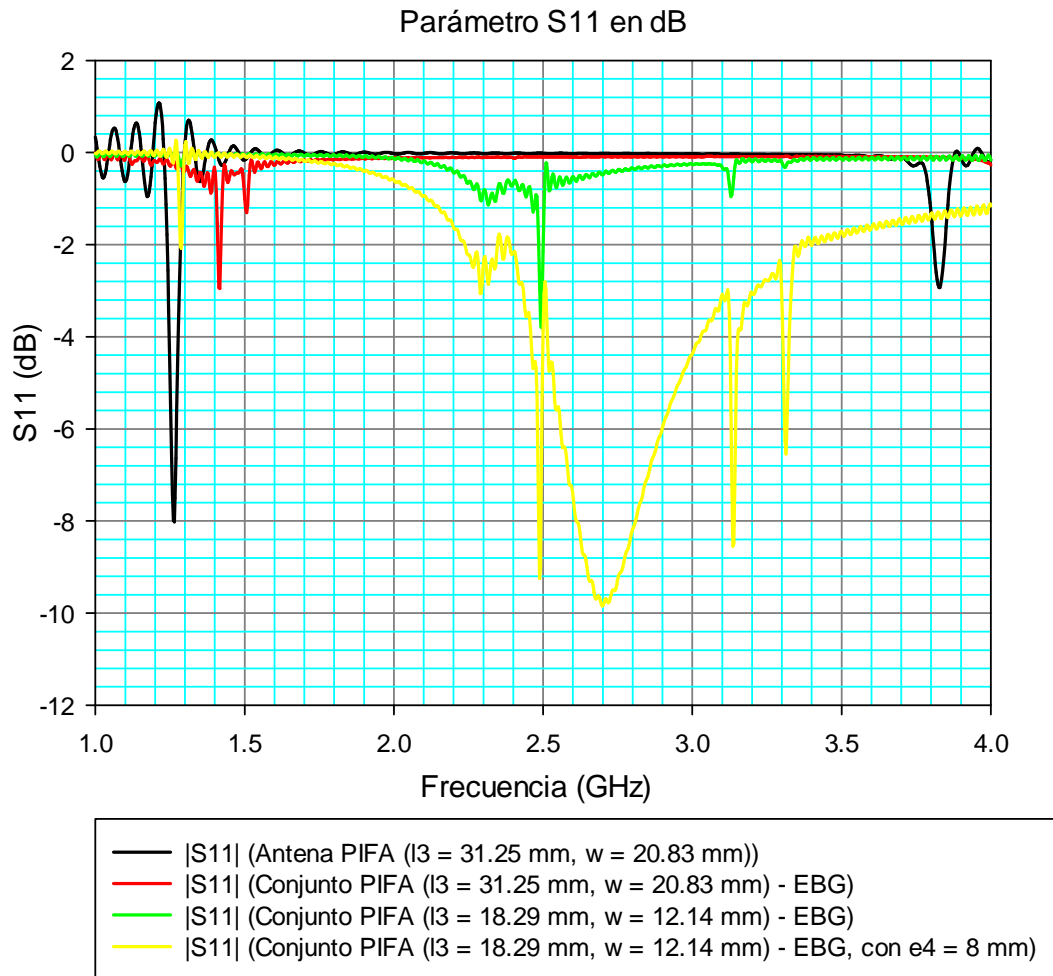


Figura 4.56. Nivel de adaptación de la antena PIFA según los casos estudiados.

La estructura presenta comportamiento AMC y EBG a la frecuencia de resonancia, y como se ha conseguido un nivel de adaptación aceptable para el conjunto PIFA - EBG tras escalar y elevar la antena, se puede afirmar que el hecho de insertar el plano EBG mejora la eficiencia de radiación. Se ha comprobado que la directividad insertando el plano artificial, aumenta respecto a no tenerlo, luego se abre la posibilidad de estudiar la manera de mejorar el factor de reflexión a la frecuencia de resonancia, sin tener que aumentar más la altura de la antena sobre el plano.

Si se comparan en la siguiente figura los diagramas de radiación de la antena PIFA sin y con plano EBG, se observa como la directividad aumenta en 0.6 dBi a la frecuencia bajo estudio, convirtiendo al antena PIFA en una antena de alta eficiencia.

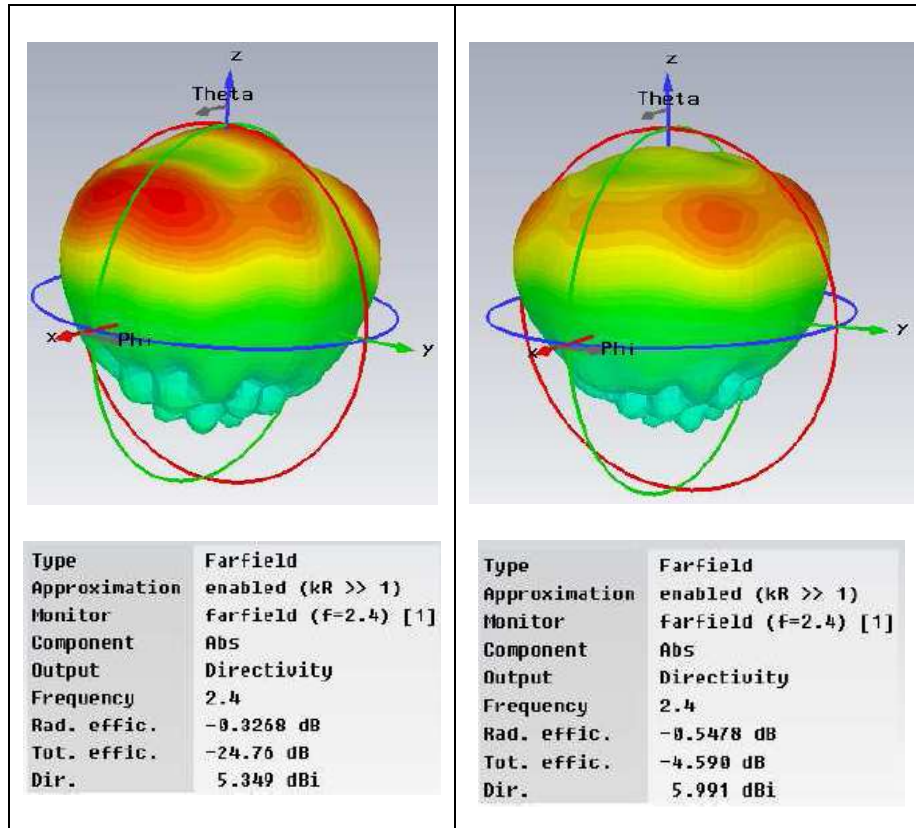


Figura 4.57. Diagramas de radiación 3D a 2.4 GHz.

a) Antena PIFA.

b) Antena PIFA escalada y elevada 8 mm sobre el plano EBG.

Capítulo 5

Conclusiones y líneas futuras.

5.1. Conclusiones.

Para finalizar este proyecto se redactan en este apartado las conclusiones finales que se han deducido desde el comienzo hasta el cierre.

La motivación que impulsó el inicio de este proyecto fue los numerosos estudios realizados sobre las ventajas que ofrecen los metamateriales, al introducirlos en el ámbito de las antenas planas, dentro de las microondas.

En el segundo capítulo se introdujeron los materiales artificiales o metamateriales, indicando sus propiedades más importantes y los diversos tipos que existen.

En el tercer capítulo se presta mayor importancia a los metamateriales EBG por eliminar las ondas de superficie y evitar así la interferencia multicamino, y al AMC por reflejar las ondas incidentes con una fase igual o cercana a cero grados. Ambos comportamientos permiten abordar el diseño de planos de masa, basados en estructuras periódicas en dos dimensiones. Se indican tres posibles estructuras a implementar y se decide emplear la estructura con metalización cuadrada y vías por ser más compacta. Además se incluyen diversos ejemplos aplicados al diseño de antenas planas, en donde se muestran en cada uno de ellos la importancia de incluir las estructuras EBG.

Para terminar en el cuarto capítulo se concentra el grueso del proyecto, en donde se diseña la estructura, que se utilizará como plano de masa artificial para las antenas planas estudiadas, concretamente, el dipolo, antena microstrip y la antena PIFA. Una vez determinadas las dimensiones definitivas del plano artificial, se estudió en cada caso el coeficiente de reflexión para distintos tamaños de la antena, escogiendo el que mejor adaptación presentaba a la frecuencia de 2.4 GHz. Para observar las ventajas que aporta introducir el plano EBG, se calculó el diagrama de radiación para cada conjunto, con la intención de poder contrastarlo con el caso de la antena sobre un simple plano de masa PEC.

El dipolo fue necesario elevarlo 15 mm sobre el plano EBG para obtener un buen nivel de adaptación, pero al estudiar la antena microstrip no resultó tan sencillo, por qué una vez encontrado el tamaño del parche adecuado, surgieron problemas con la alimentación de la antena microstrip. Como se explicó en el apartado 4.3.2.2 la alimentación del parche microstrip debe partir desde el plano de masa de la estructura EBG y llegar a la parte radiante de la antena, atravesando la estructura por los huecos existentes entre las metalizaciones, pero al simular el factor de reflexión disminuía considerablemente, por lo que se optó por alimentar entre la metalización de la estructura y la parte radiante de la antena, para ver si mejoraba. Lo hizo pero sólo en 2 dB. Después de variar otros parámetros, volver a simular y comprobar que no mejoraba el $|S_{11}|$, se probó a escalar el tamaño de los parches microstrip, en donde uno de ellos tenía un nivel de adaptación aceptable a 2.4 GHz. Para construir la antena PIFA, se utilizó el diseño de la antena microstrip y se cortocircuitó uno de sus lados, disminuyendo la frecuencia de resonancia al simular. Al insertar la antena PIFA sobre el plano EBG, surgió el mismo problema que con la antena microstrip y se escaló el tamaño de la antena para mejorar el factor de reflexión, pero en este caso no dio el mismo resultado. Se probó a aumentar la altura de la antena PIFA sobre el plano EBG, es decir, el espesor del substrato, y se logró adaptar la antena situando ésta a 8 mm del plano EBG.

En las tres antenas estudiadas se ha comprobado como situándolas sobre un plano EBG mejora su eficiencia, debido a que el plano EBG incrementa la directividad, y disminuye la radiación trasera.

5.2. Líneas futuras.

Al estudiar el comportamiento AMC de la estructura diseñada en donde la fase de la onda plana generada por el puerto debe anularse a frecuencias cercanas a 2.4 GHz, se observó que no lo hacía, por lo que se probaron distintos tamaños de la metalización. Al aumentar el tamaño de la metalización hasta los 34 mm la fase se anula a frecuencias cercanas a 2.4 GHz. En un primer momento se escogió un tamaño de metalización igual a 30 mm por anularse la fase exactamente a 2.4 GHz y ser más pequeño, pero al situarle el dipolo la directividad no mejoraba, en cambio para 34 mm la directividad sí aumentaba, por lo que se definieron las nuevas dimensiones de la celda unidad, en donde el plano artificial cumplía con los comportamientos AMC y EBG, a costa de aumentar el tamaño. Sería interesante estudiar el resto de parámetros que forma la celda unidad, con la finalidad de disminuir las dimensiones de la estructura con metalización cuadrada y vías, y reducir el coste de fabricación.

Como la fabricación no se pudo llevar a cabo, se podría escoger una de las tres antenas estudiadas e implementarla físicamente. Para ello se han de tener en cuenta que los valores que forman la celda unidad, prestando especial interés a los espesores, cumplan las dimensiones estándar de las planchas de los materiales disponibles para fabricar el plano. El hecho de fabricarlas permitiría contrastar la medida de los parámetros teóricos obtenidos con el simulador CST, con los medidos en el laboratorio utilizando un analizador vectorial.

Otra línea de investigación podría orientarse a estudiar si el comportamiento de las antenas estudiadas mejora situándolas sobre las otras dos superficies de alta impedancia: celda unidad con metalización en anillo y en anillo abierto.

En el capítulo tres se mostraron ejemplos de aplicaciones como el array de antenas, donde se mejoraba la ganancia y el ancho de banda, o el dipolo situado en el borde del plano EBG. Sería interesante comprobarlo empleando la estructura EBG diseñada en este proyecto. También se podría estudiar el comportamiento del monopolo, que se barajó incluirlo en el proyecto, pero que al final se optó por la antena PIFA.

Bibliografía

- [1] J. M. González-Arbesú, E. Úbeda y J. Romeo, “Matamateriales en Microondas y Antenas”, Revista Buran nº 20 Diciembre 2003.
- [2] Marta Cabedo Fabrés, “IEEE - Nuevas tendencias en el diseño de antenas para sistemas de comunicaciones”, Presentación de Power Point, Grupo de Radiación Electromagnética (GRE), Universidad Politécnica de Valencia, Marzo 2005.
- [3] “Introducción”, Red Española de Metamateriales (REME), Grupo de microondas, Marzo 2009.
- [4] Andrés García Aguilar, “Análisis, diseño y prototipado de una lente plana basada en estructuras metamateriales para antenas”, Proyecto Final de Carrera, Universidad Politécnica de Madrid, Octubre 2008.
- [5] Inmaculada Tomeo Reyes, “Aplicación de las superficies de alta impedancia al diseño de antenas de hilo de bajo perfil”, Proyecto Final de Carrera, Universidad Carlos III de Madrid, Junio 2008.
- [6] Jordi Bonache Albacete, “Filtros de microondas basados en metamateriales y en resonadores concentrados”, Tesis doctoral, Universidad Autònoma de Barcelona, Diciembre 2006.
- [7] Francisco Falcone, Ferran Martín, Jordi Bonache, J. B., T. L., M. G., “Estructuras metamateriales en tecnología plana basadas en partículas SRR y CSRR”, Universidad de Navarra.
- [8] “Monografías del SOPT, Los metamateriales y sus aplicaciones en defensa”, Ministerio de Defensa.
- [9] Javier Bará, “Circuitos de Microondas con Líneas de Transmisión”, Ediciones UPC, 1993.
- [10] M.G. Bray and D.H. Werner, “A Brodband Open-Sleeve Dipole Antenna Mounted Above Tunable EBG AMC Ground Plane”, The Pennsylvania State University, 2004
- [11] Z. Duan, D.Linton, W.scanlon, G. Conway, “ Improving Wearable Slot Antennna Performance With EBG Structures”, Queen’s University Belfast, 2008.
- [12] Luis Azcona, Iñigo Ederra, Ramón Gonzalo, Luis Azcona Esparza, “Array de Antenas en tecnología EBG en banda KU”, Universidad Pública de Navarra.

- [13] F. Yang, V. Demir, D. A. Elsherbeni, and A. Z. Elsherbeni, “ Enhancement of Printed Dipole Antennas Characteristics Using Semi-EBG Groun Plane”, The University of Mississippi, MS 38677, USA.
- [14] Agustín Fernández Herrera, “Estudio y eliminación del acoplo mutuo entre antenas de parche basadas en modos CRLH”, Proyecto fin de carrera, Universidad Carlos III de Madrid, Mayo 2009.
- [15] C. A. Balanis, “Antenna Theory: Analysis and Design,” John Wiley & Sons, Nueva York, 1997.
- [16] D. Sievenpiper, et al “High-Impedance Electromagnetic Surfaces with a Forbidden Frequency Band”, IEEE Trans. Microw.Theory Tech., 1999, vol.47, 11, 2059-2074.
- [17] S. Tse et al: “Reduced sized cells for electromagnetic bandgap structures”, Electronics Letts., 2003, vol.39, 4, pp.1699-1701.
- [18] O. Folayan and R.J. Langley “Wideband reduced size electromagnetic bangap structure”, Electronics Letts., 2005, vol.41, 20, pp.1099-1100.
- [19] E.R Brown, C.D.Parker and E.Yablonovitch, “Radiation Properties of a Planar Antenna on a Photonic-Crystal Substrate”, J.Opt. Soc. Am, 1993, vol.10, 404-407.
- [20] O. Folayan, and R. Langley,”Compact EBG antenna” EuCAP 2006. First European Conference on Antennas and Propagation, Nov. 2006.