

UNIVERSIDAD AUTONOMA DE MADRID

ESCUELA POLITECNICA SUPERIOR



TRABAJO FIN DE MÁSTER

Estudio de Array de Antenas de Referencia para GNSS

Máster Universitario en Ingeniería de Telecomunicación

Autor: Pérez Quintana, Adrián

Tutor: Salas Natera, Miguel Alejandro

Ponente: Masa Campos, José Luis

Departamento de Tecnologías Electrónicas y de Comunicaciones

Julio 2019

Estudio de Array de Antenas de Referencia para GNSS

AUTOR: Adrián Pérez Quintana
TUTOR: Miguel Alejandro Salas Natera
PONENTE: José Luis Masa Campos

Grupo de Radiofrecuencia, Antenas, Circuitos y Sistemas
Dpto. de Tecnologías Electrónicas y de Comunicaciones
Escuela Politécnica Superior
Universidad Autónoma de Madrid
Julio de 2019

Resumen

Este Trabajo de Fin de Máster consiste en el estudio de la geometría y arquitectura de los arrays de antenas de referencia para GNSS en banda L, estudiando el impacto de la geometría de la Electronic Band Gap sobre el plano de masa del elemento radiante de polarización circular diseñado por la autora en [1], el estudio de la conformación de un array 3D, y la propuesta de una arquitectura Digital Beamforming del array de antenas.

Se parte del modelo de elemento radiante diseñado por la autora en [1], basado en el diseño de un parche circular activo con dos planos de dieléctrico, cuya polarización se mejoró mediante dipolos acoplados capacitivamente, con buena adaptación de los parámetros S para la banda de frecuencias de GNSS. Este modelo de elemento radiante se utiliza para la implantación de una estructura 3D denominada Electromagnetic Band Gap (EBG) sobre el plano de masa circular, cuyas dimensiones originales son extendidas para albergar la estructura.

La EBG consta de una serie de metamateriales, que ubicados en el plano de masa permiten modificar el comportamiento electromagnético de la antena, mejorando la impedancia entre elementos radiantes de un array, y mejorando el campo radiado en aspectos de estabilidad de centro de fase, mayor cobertura de relación axial y mayor ganancia de señal.

Para la optimización de la antena con EBG en la banda de frecuencia establecida (1.16-1.61 GHz), se llevará a cabo el estudio del impacto de la geometría 3D de la EBG respecto a una serie de parámetros. El primer estudio paramétrico será el del ajuste inicial de la altura de los metamateriales o pines. Posteriormente, se realizarán dos estudios paramétricos: el primero sobre la variación de los pines por pétalo, del número de pétalos, y de la distancia de los pines de la EBG respecto al elemento radiante, y el segundo sobre la variación del perfil de la altura de los pines en cada pétalo, utilizando el mejor modelo obtenido del primer estudio paramétrico.

Tras obtener los mejores modelos a nivel de un elemento radiante, se estudiará el impacto de la geometría de la EBG a nivel de dos elementos radiantes. Se realizará el estudio paramétrico distancia entre dos elementos radiantes, alturas de planos de masa, y comparación de diversos modelos de geometrías de EBG para dos elementos radiantes, comparando con dos elementos radiantes con plano de masa sin EBG.

Una vez obtenido el modelo con mejor rendimiento global para uno y dos elementos radiantes, se procederá a la conformación de array de antenas. Se diseñará una geometría 3D convexa, con el objetivo de garantizar cobertura de relación axial para dos escenarios distintos, y aumentando el rendimiento para señales de bajo ángulo de inclinación respecto al horizonte.

Finalmente se propondrá la arquitectura Digital Beamforming para el array de antenas de GNSS, puesto que permite realizar conformación de haz de Phased Array Antennas mediante procesamiento digital de señal, implantando algoritmos de conformación de

haz según el tipo de referencia de la señal. Se valorarán los resultados del mejor modelo de antena con EBG obtenido, y se comparará con el elemento radiante sin EBG y con los modelos comerciales de antenas de GNSS, revisando las especificaciones de modelos como el de Thales [2].

Palabras clave

Array de antenas, GNSS, EBG, geometría 3D, modelos de pendientes ascendentes, modelo de pendientes descendentes, elemento radiante, polarización circular a derechas, parámetros S, parámetros Z, diagrama de radiación, estabilidad del centro de fase, relación axial, conformación de array 3D, Digital Beamforming.

Abstract

This Master Thesis consists on the study of the geometry and architecture of GNSS permanent station arrays in L-band, studying the geometry impact of the Electromagnetic Band Gap over the ground plane of the circular polarized radiating element designed by the author in [1], the study of 3D conformal array, and the approach of a Digital Beamforming architecture for the antenna array.

In this project the model designed by the author in [1] is used as radiating element, which is formed by a circular active patch with two dielectric planes, with a polarization enhanced by capacity coupled dipoles, and good bandwidth for GNSS frequency bands. This radiating element model is used for the implementation of the Electromagnetic Band Gap 3D structure over the circular ground plane, which original dimension was extended in order to hold the structure.

EBG consists on a set of metamaterials located in the ground plane that allow to modify the antenna electromagnetic behavior, increasing the impedance between two radiating elements of the array, and enhancing the farfield in terms of stability of phase center, axial ratio beamwidth and signal gain.

For the optimization of the EBG antenna at the set frequency band (1.16-1.61 GHz), it will be carried out the study of the impact of EBG 3D geometry over a number of parameters. The first study will be the adjustment of metamaterial or pin height. Subsequently, two parametric studies will be performed: the first one about the variation of the number of pins by petal, the number of petals, and the EBG pin distance in relation to the radiating element, and the second one about the variation of the pin height contour in each petal, using the best model obtained from the first study.

After obtaining the best one radiating element models, it will be carried out the study of the impact of EBG 3D geometry over two radiating element models. It will be performed the study of the distance between two radiating elements, ground plane heights, and the comparison of diverse EBG geometries for two radiating elements, comparing with two radiating elements without EBG in the ground plane.

Once it is obtained the best performance model for one and two radiating elements, it will be performed the antenna array conformation. It will be designed a 3D convex geometry, in order to provide good axial ratio performance coverage for two different scenarios, and enhancing the performance for low elevation signals.

Finally, it will be proposed the Digital Beamforming architecture for the GNSS antenna array, since it allows performing beam steering for Phased Array Antennas by digital signal processing, implementing beam steering algorithms depending on the reference type of the signal. Best EBG antenna model results will be evaluated, and they will be compared with antenna without EBG model results, and with commercial GNSS antenna models checking the specifications from models as the Thales one [2].

Keywords

Antenna array, GNSS, EBG, 3D geometry, upward slope models, downward slope models, radiating element, right hand circular polarization, S parameters, Z parameters, radiation pattern, stability of the phase center, axial ratio, 3D array conformation, Digital Beamforming.

Agradecimientos

Quiero agradecer a todos los profesores que me han ayudado en todas las etapas de mi paso en la universidad, enseñándome y permitiéndome llegar hasta aquí. En especial agradeceré a mi tutor, Miguel Salas, que me ha dado la oportunidad de realizar este trabajo y que ha tenido la paciencia de ayudarme y animarme a lo largo de todo el proyecto.

A mis amigos, que me han apoyado y motivado durante estos años.

A mi familia, por todo el apoyo y los ánimos que he recibido durante esta etapa de mi vida.

Muchas Gracias.

INDICE DE CONTENIDOS

1	Introducción.....	23
1.1	Motivación.....	23
1.2	Objetivos.....	24
1.3	Organización de la memoria.....	24
2	Estado del arte	26
2.1	Señal GPS y técnicas CDMA.....	26
2.2	Arrays de antenas adaptativas.....	27
2.3	Arrays de antenas de GNSS	29
2.4	Relación axial en antenas de GNSS	31
2.5	Electromagnetic Band Gap.....	31
2.6	Síntesis de campo radiado sobre plano de masa de conductor magnético perfecto .	33
2.7	Interferencias de GNSS	35
2.7.1	Clasificación de las interferencias según su origen	35
2.7.1.1	Radio interferencias.....	35
2.7.1.2	Interferencias naturales.....	36
2.7.2	Clasificación de las interferencias según sus características	37
2.7.3	Procedimientos de análisis, caracterización, detección y mitigación de interferencias	38
2.7.3.1	NovAtel Interference Tool Kit	42
2.7.3.2	CRPA.....	42
2.7.3.3	Dual Polarized Antenna Array	43
3	Estudio del elemento unitario, geometría y parametrización de la EBG para un elemento del array	45
3.1	Revisión de especificaciones del array de antenas y requisitos del sistema.....	45
3.2	Definición de la arquitectura y componentes del elemento radiante y EBG.....	45
3.3	Parametrización de la EBG para un elemento unitario.....	47
3.3.1	Ajuste paramétrico de la altura inicial de los pines	49
3.3.2	Ajuste paramétrico del número de pines por pétalo, del número de pétalos y distancia de los pines	51
3.3.2.1	Simulaciones 3 pines por pétalo	52
3.3.2.1.1	Simulación 9 pétalos.....	52
3.3.2.1.2	Simulación 10 pétalos.....	54
3.3.2.1.3	Simulación 11 pétalos.....	56
3.3.2.2	Simulaciones 4 pines por pétalo	58
3.3.2.2.1	Simulación 9 pétalos.....	58
3.3.2.2.2	Simulación 10 pétalos.....	60
3.3.2.2.3	Simulación 11 pétalos.....	62
3.3.3	Ajuste paramétrico de variación de perfiles de la altura de pines	65
3.3.3.1	Simulaciones pendientes ascendentes	67
3.3.3.2	Simulaciones pendientes descendentes	74
4	Geometría de dos elementos del array.....	81
4.1	Distancia entre dos elementos radiantes	81
4.2	Altura del plano de masa	83
4.3	Comparación de geometrías	86
4.4	Cálculo de impedancia de superficie	90
5	Geometría y arquitectura del array de antenas	93
5.1	Diseño de la geometría del array	93

5.2 Diseño de la arquitectura del array	96
6 Conclusiones y trabajo futuro.....	98
6.1 Conclusiones.....	98
6.2 Trabajo futuro.....	101
Referencias	102
Anexos	105
A.Polarización de campo.....	105
B.Antenas de parche circulares	106
C.Consideraciones del plano de masa según el campo y ondas generadas	106
D.Sistemas GNSS: GPS, GLONASS y Galileo	107
E.Modelos comerciales de antenas de GPS.....	109

INDICE DE FIGURAS

FIGURA 2.1.1. ESQUEMA DE LA MODULACIÓN EN FASE DE LA SEÑAL GPS Y DE LAS TÉCNICAS CDMA EMPLEADAS PARA LA DETERMINACIÓN DE LAS PSEUDODISTANCIAS DE GPS MEDIANTE LA CORRELACIÓN CRUZADA DE CÓDIGOS BINARIOS PSEUDOALEATORIOS [3]	26
FIGURA 2.2.1. ESQUEMA DE DIAGRAMAS DE RADIACIÓN DE HACES CONMUTADOS Y ARRAY ADAPTATIVO[4].....	27
FIGURA 2.2.2. EJEMPLO DE RECEPTOR PARA EL PROCESO DIGITAL DE LOS ARRAYS DE ANTENAS ADAPTATIVAS[4]	28
FIGURA 2.2.3. MODELO DE SEÑAL PARA EL ALGORITMO DE CONFORMACIÓN DE HAZ DE LOS ARRAYS DE ANTENAS ADAPTATIVAS [4]	29
FIGURA 2.3.1. MITIGACIÓN DE INTERFERENCIAS DE UN ARRAY DE ANTENAS DE GNSS MEDIANTE TÉCNICA DE PRECORRELACIÓN [5].....	30
FIGURA 2.3.2. MITIGACIÓN DE INTERFERENCIAS DE UN ARRAY DE ANTENAS DE GNSS MEDIANTE TÉCNICA DE POSTCORRELACIÓN [5]	30
FIGURA 2.3.3. ARRAYS DE ANTENAS PARA GNSS DE GEOMETRÍA PLANA (A), CONVEXA (B) O CÓNCAVA (C) [6].....	30
FIGURA 2.3.4. REGIÓN ANGULAR DISPONIBLE EN ÁNGULO DE INCLINACIÓN PARA EL REQUISITO DE SNR DE -35 DB DE LA SEÑAL DESEADA PARA LOS MODELOS DE ARRAYS DE ANTENAS DE GNSS DE GEOMETRÍA PLANA, CONVEXA O CÓNCAVA PARA 7 ELEMENTOS DEL ARRAY (A) Y 10 ELEMENTOS DEL ARRAY (B)	31
FIGURA 2.5.1. ELECTROMAGNETIC BAND GAP. ESQUEMA DE LA ESTRUCTURA (A) Y VISTA LATERAL CON LA SUPERFICIE DE IMPEDANCIA (B) [8].....	32

FIGURA 2.5.2. CAPACITANCIA E INDUCTANCIA ENTRE DOS PINES DE LA SUPERFICIE CON EBG [9].....	32
FIGURA 2.6.1. ESCENARIO DE CUATRO FUENTES MAGNÉTICAS SOBRE UN PLANO DE MASA DE LONGITUD L DE LOS ESTUDIOS DE [10].....	34
FIGURA 2.6.2. SÍNTESIS DE CAMPO RADIADO $E\theta$ PARA $\Phi = 0^\circ$ DE LOS ESTUDIOS DE [10] (A) Y OBTENIDO MEDIANTE LAS ECUACIONES (4) Y (5) (B).....	35
FIGURA 2.7.1. CLASIFICACIÓN DE LAS INTERFERENCIAS DE GNSS [13].....	36
FIGURA 2.7.2. EFECTO DEL CENTELLEO IONOSFÉRICO EN LAS SEÑALES DE GNSS	37
FIGURA 2.7.3. FRECUENCIA DEL CENTELLEO IONOSFÉRICO SEGÚN LA ZONA GEOMAGNÉTICA DE LA TIERRA[17]	37
FIGURA 2.7.4. ANTENA PARABÓLICA RECEPTORA (A), VECTOR SIGNAL ANALYZER (B) Y ORDENADORES (C) PARA ESTUDIO DE SEÑALES DE GNSS DE LA UNIVERSIDAD DE STANFORD[18]	39
FIGURA 2.7.5. SEÑAL DE LA BANDA L1 DE GPS MEDIDA EN LOS ESTUDIOS DE [18]. AMPLITUD DE LA SEÑAL E INTERFERENCIA EN EL DOMINIO DE LA FRECUENCIA (A) Y AMPLITUD DE LA INTERFERENCIA EN EL DOMINIO DEL TIEMPO (B).....	39
FIGURA 2.7.6. SEÑAL DE LA BANDA L5 DE GPS MEDIDA EN LOS ESTUDIOS DE [18]. AMPLITUD DE LA SEÑAL E INTERFERENCIA EN EL DOMINIO DE LA FRECUENCIA (A) Y AMPLITUD DE LA INTERFERENCIA EN EL DOMINIO DEL TIEMPO (B).....	40
FIGURA 2.7.7. EQUIPAMIENTO DEL SETUP MÓVIL PARA LA MEDICIÓN DE INTERFERENCIAS DE LOS ESTUDIOS DE [18]. SPECTRUM VECTOR ANALYZER, RECEPTORES GPS (A) Y ANTENAS (B)	40
FIGURA 2.7.8. DENSIDAD ESPECTRAL DE POTENCIA DE UNA INTERFERENCIA EN LA BANDA L1 DE GPS DE LOS ESTUDIOS DE [18] EN EL DOMINIO DE LA FRECUENCIA Y EN EL DOMINIO DEL TIEMPO.....	41
FIGURA 2.7.9. COMPARATIVA DE COMPORTAMIENTO DE UN ARRAY DE ANTENAS CON SISTEMA DE MITIGACIÓN DE INTERFERENCIAS FRENTE A UNA ANTENA SIN SISTEMA DE MITIGACIÓN [18]	41
FIGURA 2.7.10. ANÁLISIS DE INTERFERENCIAS PROVENIENTES DE LA MARINA UTILIZANDO LA HERRAMIENTA INTERFERENCE TOOL KIT DE NOVATEL. DETECCIÓN DE LA INTERFERENCIA (A) Y APLICACIÓN DEL FILTRO CORRESPONDIENTE (B) [19]	42

FIGURA 2.7.11. FUNCIONAMIENTO DE UNA ANTENA CRPA [19]	43
FIGURA 2.7.12. PUERTOS DE UNA DUAL POLARIZED ANTENNA Y SUS COMPONENTES COPOLAR Y CONTRAPOLAR [19].....	43
FIGURA 2.7.13. MÉTODO DE MITIGACIÓN DE INTERFERENCIAS DE DOS ETAPAS DE PRECORRELACIÓN Y POSTCORRELACIÓN MEDIANTE EL USO DE BLIND BEAMFORMING [19]	44
FIGURA 3.1.1. ELEMENTO RADIANTE DISEÑADO EN[1]. VISTA FRONTAL (A) Y VISTA DE LA ALIMENTACIÓN (B).....	46
FIGURA 3.1.2. TIPO DE PIN UTILIZADO Y GEOMETRÍA A ESTUDIO QUE CONFORMAN LA EBG	47
FIGURA 3.1.3. MODELOS DE ELEMENTOS RADIANTES CON PLANO DE MASA CIRCULAR EXTENDIDO Y EBG PARA EL ESTUDIO PARAMÉTRICO DE LAS DISTANCIAS DE LOS PINES (A) Y LA VARIACIÓN DEL PERFIL DE LA ALTURA DE LOS PINES (B).....	48
FIGURA 3.1.4. PARÁMETRO S_{11} DE LA SIMULACIÓN PARAMÉTRICA DE LA ANTENA CON EBG PARA EL AJUSTE ÓPTIMO DE LA ALTURA UNIFORME INICIAL DE LOS PINES	49
FIGURA 3.1.5. PARÁMETRO S_{22} DE LA SIMULACIÓN PARAMÉTRICA DE LA ANTENA CON EBG PARA EL AJUSTE ÓPTIMO DE LA ALTURA UNIFORME INICIAL DE LOS PINES	50
FIGURA 3.1.6. PARÁMETRO S_{33} DE LA SIMULACIÓN PARAMÉTRICA DE LA ANTENA CON EBG PARA EL AJUSTE ÓPTIMO DE LA ALTURA UNIFORME INICIAL DE LOS PINES	50
FIGURA 3.1.7. PARÁMETRO S_{44} DE LA SIMULACIÓN PARAMÉTRICA DE LA ANTENA CON EBG PARA EL AJUSTE ÓPTIMO DE LA ALTURA UNIFORME INICIAL DE LOS PINES	50
FIGURA 3.1.8. MODELOS DE ANTENAS CON EBG PARA LA VERSIÓN DE 3 PINES Y 9 PÉTALOS	52
FIGURA 3.1.9. PARÁMETRO S_{11} DE LA SIMULACIÓN PARAMÉTRICA DE LA ANTENA CON EBG PARA LA VERSIÓN DE 3 PINES Y 9 PÉTALOS	53
FIGURA 3.1.10. PARÁMETRO S_{22} DE LA SIMULACIÓN PARAMÉTRICA DE LA ANTENA CON EBG PARA LA VERSIÓN DE 3 PINES Y 9 PÉTALOS	53
FIGURA 3.1.11. PARÁMETRO S_{33} DE LA SIMULACIÓN PARAMÉTRICA DE LA ANTENA CON EBG PARA LA VERSIÓN DE 3 PINES Y 9 PÉTALOS	54

FIGURA 3.1.12. PARÁMETRO S_{44} DE LA SIMULACIÓN PARAMÉTRICA DE LA ANTENA CON EBG PARA LA VERSIÓN DE 3 PINES Y 9 PÉTALOS	54
FIGURA 3.1.13. MODELOS DE ANTENAS CON EBG PARA LA VERSIÓN DE 3 PINES Y 10 PÉTALOS	54
FIGURA 3.1.14. PARÁMETRO S_{11} DE LA SIMULACIÓN PARAMÉTRICA DE LA ANTENA CON EBG PARA LA VERSIÓN DE 3 PINES Y 10 PÉTALOS	55
FIGURA 3.1.15. PARÁMETRO S_{22} DE LA SIMULACIÓN PARAMÉTRICA DE LA ANTENA CON EBG PARA LA VERSIÓN DE 3 PINES Y 10 PÉTALOS	55
FIGURA 3.1.16. PARÁMETRO S_{33} DE LA SIMULACIÓN PARAMÉTRICA DE LA ANTENA CON EBG PARA LA VERSIÓN DE 3 PINES Y 10 PÉTALOS	56
FIGURA 3.1.17. PARÁMETRO S_{44} DE LA SIMULACIÓN PARAMÉTRICA DE LA ANTENA CON EBG PARA LA VERSIÓN DE 3 PINES Y 10 PÉTALOS	56
FIGURA 3.1.18. MODELOS DE ANTENAS CON EBG PARA LA VERSIÓN DE 3 PINES Y 11 PÉTALOS	56
FIGURA 3.1.19. PARÁMETRO S_{11} DE LA SIMULACIÓN PARAMÉTRICA DE LA ANTENA CON EBG PARA LA VERSIÓN DE 3 PINES Y 11 PÉTALOS	57
FIGURA 3.1.20. PARÁMETRO S_{22} DE LA SIMULACIÓN PARAMÉTRICA DE LA ANTENA CON EBG PARA LA VERSIÓN DE 3 PINES Y 11 PÉTALOS	57
FIGURA 3.1.21. PARÁMETRO S_{33} DE LA SIMULACIÓN PARAMÉTRICA DE LA ANTENA CON EBG PARA LA VERSIÓN DE 3 PINES Y 11 PÉTALOS	58
FIGURA 3.1.22. PARÁMETRO S_{44} DE LA SIMULACIÓN PARAMÉTRICA DE LA ANTENA CON EBG PARA LA VERSIÓN DE 3 PINES Y 11 PÉTALOS	58
FIGURA 3.1.23. MODELOS DE ANTENAS CON EBG PARA LA VERSIÓN DE 4 PINES Y 9 PÉTALOS	58
FIGURA 3.1.24. PARÁMETRO S_{11} DE LA SIMULACIÓN PARAMÉTRICA DE LA ANTENA CON EBG PARA LA VERSIÓN DE 4 PINES Y 9 PÉTALOS	59
FIGURA 3.1.25. PARÁMETRO S_{22} DE LA SIMULACIÓN PARAMÉTRICA DE LA ANTENA CON EBG PARA LA VERSIÓN DE 4 PINES Y 9 PÉTALOS	59
FIGURA 3.1.26. PARÁMETRO S_{33} DE LA SIMULACIÓN PARAMÉTRICA DE LA ANTENA CON EBG PARA LA VERSIÓN DE 4 PINES Y 9 PÉTALOS	60
FIGURA 3.1.27. PARÁMETRO S_{44} DE LA SIMULACIÓN PARAMÉTRICA DE LA ANTENA CON EBG PARA LA VERSIÓN DE 4 PINES Y 9 PÉTALOS	60

FIGURA 3.1.28. MODELOS DE ANTENAS CON EBG PARA LA VERSIÓN DE 4 PINES Y 10 PÉTALOS	60
FIGURA 3.1.29. PARÁMETRO S_{11} DE LA SIMULACIÓN PARAMÉTRICA DE LA ANTENA CON EBG PARA LA VERSIÓN DE 4 PINES Y 10 PÉTALOS	61
FIGURA 3.1.30. PARÁMETRO S_{22} DE LA SIMULACIÓN PARAMÉTRICA DE LA ANTENA CON EBG PARA LA VERSIÓN DE 4 PINES Y 10 PÉTALOS	61
FIGURA 3.1.31. PARÁMETRO S_{33} DE LA SIMULACIÓN PARAMÉTRICA DE LA ANTENA CON EBG PARA LA VERSIÓN DE 4 PINES Y 10 PÉTALOS	62
FIGURA 3.1.32. PARÁMETRO S_{44} DE LA SIMULACIÓN PARAMÉTRICA DE LA ANTENA CON EBG PARA LA VERSIÓN DE 4 PINES Y 10 PÉTALOS	62
FIGURA 3.1.33. MODELOS DE ANTENAS CON EBG PARA LA VERSIÓN DE 4 PINES Y 11 PÉTALOS	62
FIGURA 3.1.34. PARÁMETRO S_{11} DE LA SIMULACIÓN PARAMÉTRICA DE LA ANTENA CON EBG PARA LA VERSIÓN DE 4 PINES Y 11 PÉTALOS	63
FIGURA 3.1.35. PARÁMETRO S_{22} DE LA SIMULACIÓN PARAMÉTRICA DE LA ANTENA CON EBG PARA LA VERSIÓN DE 4 PINES Y 11 PÉTALOS	63
FIGURA 3.1.36. PARÁMETRO S_{33} DE LA SIMULACIÓN PARAMÉTRICA DE LA ANTENA CON EBG PARA LA VERSIÓN DE 4 PINES Y 11 PÉTALOS	64
FIGURA 3.1.37. PARÁMETRO S_{44} DE LA SIMULACIÓN PARAMÉTRICA DE LA ANTENA CON EBG PARA LA VERSIÓN DE 4 PINES Y 11 PÉTALOS	64
FIGURA 3.1.38. MODELOS DE ANTENAS CON EBG DE LA VERSIÓN DE 4 PINES Y 10 PÉTALOS (A), (B1), (C1), (D1), (E1) Y SIN EBG (F) PARA EL ESTUDIO PARAMÉTRICO DE PENDIENTES ASCENDENTES.....	67
FIGURA 3.1.39. PARÁMETRO S_{11} DE LA VERSIÓN DE 4 PINES Y 10 PÉTALOS PARA EL ESTUDIO PARAMÉTRICO DE PENDIENTES ASCENDENTES.....	67
FIGURA 3.1.40. PARÁMETRO S_{22} DE LA VERSIÓN DE 4 PINES Y 10 PÉTALOS PARA EL ESTUDIO PARAMÉTRICO DE PENDIENTES ASCENDENTES.....	68
FIGURA 3.1.41. PARÁMETRO S_{33} DE LA VERSIÓN DE 4 PINES Y 10 PÉTALOS PARA EL ESTUDIO PARAMÉTRICO DE PENDIENTES ASCENDENTES.....	68
FIGURA 3.1.42. PARÁMETRO S_{44} DE LA VERSIÓN DE 4 PINES Y 10 PÉTALOS PARA EL ESTUDIO PARAMÉTRICO DE PENDIENTES ASCENDENTES.....	68

FIGURA 3.1.43. VSWR CALCULADO DEL PARÁMETRO S_{11} DE LA VERSIÓN DE 4 PINES Y 10 PÉTALOS PARA EL ESTUDIO PARAMÉTRICO DE PENDIENTES ASCENDENTES.....	69
FIGURA 3.1.44. VSWR CALCULADO DEL PARÁMETRO S_{22} DE LA VERSIÓN DE 4 PINES Y 10 PÉTALOS PARA EL ESTUDIO PARAMÉTRICO DE PENDIENTES ASCENDENTES.....	69
FIGURA 3.1.45. VSWR CALCULADO DEL PARÁMETRO S_{44} DE LA VERSIÓN DE 4 PINES Y 10 PÉTALOS PARA EL ESTUDIO PARAMÉTRICO DE PENDIENTES ASCENDENTES.....	69
FIGURA 3.1.46. VSWR CALCULADO DEL PARÁMETRO S_{44} DE LA VERSIÓN DE 4 PINES Y 10 PÉTALOS PARA EL ESTUDIO PARAMÉTRICO DE PENDIENTES ASCENDENTES.....	70
FIGURA 3.1.47. DIAGRAMA DE RADIACIÓN NORMALIZADO COPOLAR (A) Y CONTRAPOLAR (B) PARA $\Phi=90^\circ$ DEL MODO FUNDAMENTAL A $F=1.202$ GHZ DE LA VERSIÓN DE 4 PINES Y 10 PÉTALOS PARA EL ESTUDIO PARAMÉTRICO DE PENDIENTES ASCENDENTES	70
FIGURA 3.1.48. DIAGRAMA DE RADIACIÓN NORMALIZADO COPOLAR (A) Y CONTRAPOLAR (B) PARA $\Phi=90^\circ$ DEL MODO FUNDAMENTAL A $F=1.602$ GHZ DE LA VERSIÓN DE 4 PINES Y 10 PÉTALOS PARA EL ESTUDIO PARAMÉTRICO DE PENDIENTES ASCENDENTES	71
FIGURA 3.1.49. FASE DE COMPONENTE COPOLAR PARA $\Phi=90^\circ$ DEL MODO FUNDAMENTAL A $F=1.202$ GHZ (A) Y $F=1.602$ GHZ (B) DE LA VERSIÓN DE 4 PINES Y 10 PÉTALOS PARA EL ESTUDIO PARAMÉTRICO DE PENDIENTES ASCENDENTES.....	72
FIGURA 3.1.50. RELACIÓN AXIAL DEL MODO FUNDAMENTAL PARA DIVERSOS CORTES DE PHI DE LA VERSIÓN DE 4 PINES Y 10 PÉTALOS PARA EL ESTUDIO PARAMÉTRICO DE PENDIENTES ASCENDENTES.....	72
FIGURA 3.1.51. MODELOS DE ANTENAS CON EBG DE LA VERSIÓN DE 4 PINES Y 10 PÉTALOS (A), (B2), (C2), (D2) Y SIN EBG (F) PARA EL ESTUDIO PARAMÉTRICO DE PENDIENTES DESCENDENTES.....	74
FIGURA 3.1.52. PARÁMETRO S_{11} DE LA VERSIÓN DE 4 PINES Y 10 PÉTALOS PARA EL ESTUDIO PARAMÉTRICO DE PENDIENTES DESCENDENTES	74
FIGURA 3.1.53. PARÁMETRO S_{22} DE LA VERSIÓN DE 4 PINES Y 10 PÉTALOS PARA EL ESTUDIO PARAMÉTRICO DE PENDIENTES DESCENDENTES	75
FIGURA 3.1.54. PARÁMETRO S_{33} DE LA VERSIÓN DE 4 PINES Y 10 PÉTALOS PARA EL ESTUDIO PARAMÉTRICO DE PENDIENTES DESCENDENTES	75

FIGURA 3.1.55. PARÁMETRO S_{44} DE LA VERSIÓN DE 4 PINES Y 10 PÉTALOS PARA EL ESTUDIO PARAMÉTRICO DE PENDIENTES DESCENDENTES	75
FIGURA 3.1.56. VSWR CALCULADO DEL PARÁMETRO S_{11} DE LA VERSIÓN DE 4 PINES Y 10 PÉTALOS PARA EL ESTUDIO PARAMÉTRICO DE PENDIENTES DESCENDENTES	76
FIGURA 3.1.57. VSWR CALCULADO DEL PARÁMETRO S_{22} DE LA VERSIÓN DE 4 PINES Y 10 PÉTALOS PARA EL ESTUDIO PARAMÉTRICO DE PENDIENTES DESCENDENTES	76
FIGURA 3.1.58. VSWR CALCULADO DEL PARÁMETRO S_{33} DE LA VERSIÓN DE 4 PINES Y 10 PÉTALOS PARA EL ESTUDIO PARAMÉTRICO DE PENDIENTES DESCENDENTES	76
FIGURA 3.1.59. VSWR CALCULADO DEL PARÁMETRO S_{44} DE LA VERSIÓN DE 4 PINES Y 10 PÉTALOS PARA EL ESTUDIO PARAMÉTRICO DE PENDIENTES DESCENDENTES	77
FIGURA 3.1.60. DIAGRAMA DE RADIACIÓN NORMALIZADO COPOLAR (A) Y CONTRAPOLAR (B) PARA $\Phi=90^\circ$ DEL MODO FUNDAMENTAL A $F=1.202$ GHZ DE LA VERSIÓN DE 4 PINES Y 10 PÉTALOS PARA EL ESTUDIO PARAMÉTRICO DE PENDIENTES DESCENDENTES	77
FIGURA 3.1.61. DIAGRAMA DE RADIACIÓN NORMALIZADO COPOLAR (A) Y CONTRAPOLAR (B) PARA $\Phi=90^\circ$ DEL MODO FUNDAMENTAL A $F=1.202$ GHZ DE LA VERSIÓN DE 4 PINES Y 10 PÉTALOS PARA EL ESTUDIO PARAMÉTRICO DE PENDIENTES DESCENDENTES	78
FIGURA 3.1.62. FASE DE COMPONENTE COPOLAR PARA $\Phi=90^\circ$ DEL MODO FUNDAMENTAL A $F=1.202$ GHZ (A) Y $F=1.602$ GHZ (B) DE LA VERSIÓN DE 4 PINES Y 10 PÉTALOS PARA EL ESTUDIO PARAMÉTRICO DE PENDIENTES DESCENDENTES	79
FIGURA 3.1.63. RELACIÓN AXIAL DEL MODO FUNDAMENTAL PARA DIVERSOS CORTES DE PHI DE LA VERSIÓN DE 4 PINES Y 10 PÉTALOS PARA EL ESTUDIO PARAMÉTRICO DE PENDIENTES DESCENDENTES	79
FIGURA 4.1.1. MODELOS DE DOS ELEMENTOS RADIANTES CON EBG DE LA VERSIÓN DE 4 PINES Y 10 PÉTALOS ASCENDENTE-DESCENDENTE VERSIÓN 2 PARA EL ESTUDIO DE DISTANCIA ENTRE DOS ELEMENTOS RADIANTES.....	82
FIGURA 4.1.2. PARÁMETRO Z_{51} ENTRE DOS PUERTOS DE ANTENAS DE LA VERSIÓN DE 4 PINES Y 10 PÉTALOS ASCENDENTE-DESCENDENTE VERSIÓN 2 PARA EL ESTUDIO DE DISTANCIA ENTRE DOS ELEMENTOS RADIANTES.....	82

FIGURA 4.1.3. PARÁMETRO Z_{62} ENTRE DOS PUERTOS DE ANTENAS DE LA VERSIÓN DE 4 PINES Y 10 PÉTALOS ASCENDENTE-DESCENDENTE VERSIÓN 2 PARA EL ESTUDIO DE DISTANCIA ENTRE DOS ELEMENTOS RADIANTES.....	82
FIGURA 4.1.4. PARÁMETRO Z_{73} ENTRE DOS PUERTOS DE ANTENAS DE LA VERSIÓN DE 4 PINES Y 10 PÉTALOS ASCENDENTE-DESCENDENTE VERSIÓN 2 PARA EL ESTUDIO DE DISTANCIA ENTRE DOS ELEMENTOS RADIANTES.....	83
FIGURA 4.1.5. PARÁMETRO Z_{84} ENTRE DOS PUERTOS DE ANTENAS DE LA VERSIÓN DE 4 PINES Y 10 PÉTALOS ASCENDENTE-DESCENDENTE VERSIÓN 2 PARA EL ESTUDIO DE DISTANCIA ENTRE DOS ELEMENTOS RADIANTES.....	83
FIGURA 4.2.1. MODELOS DE DOS ELEMENTOS RADIANTES CON EBG DE LA VERSIÓN DE 4 PINES Y 10 PÉTALOS ASCENDENTE-DESCENDENTE VERSIÓN 2 PARA EL ESTUDIO DE LA ALTURA DEL PLANO DE MASA.....	84
FIGURA 4.2.2. PARÁMETRO Z_{51} ENTRE DOS PUERTOS DE ANTENAS DE LA VERSIÓN DE 4 PINES Y 10 PÉTALOS ASCENDENTE-DESCENDENTE VERSIÓN 2 PARA EL ESTUDIO DE LA ALTURA DEL PLANO DE MASA.....	84
FIGURA 4.2.3. PARÁMETRO Z_{62} ENTRE DOS PUERTOS DE ANTENAS DE LA VERSIÓN DE 4 PINES Y 10 PÉTALOS ASCENDENTE-DESCENDENTE VERSIÓN 2 PARA EL ESTUDIO DE LA ALTURA DEL PLANO DE MASA.....	85
FIGURA 4.2.4. PARÁMETRO Z_{73} ENTRE DOS PUERTOS DE ANTENAS DE LA VERSIÓN DE 4 PINES Y 10 PÉTALOS ASCENDENTE-DESCENDENTE VERSIÓN 2 PARA EL ESTUDIO DE LA ALTURA DEL PLANO DE MASA.....	85
FIGURA 4.2.5. PARÁMETRO Z_{84} ENTRE DOS PUERTOS DE ANTENAS DE LA VERSIÓN DE 4 PINES Y 10 PÉTALOS ASCENDENTE-DESCENDENTE VERSIÓN 2 PARA EL ESTUDIO DE LA ALTURA DEL PLANO DE MASA.....	85
FIGURA 4.3.1. MODELOS DE DOS ELEMENTOS RADIANTES CON PLANO DE MASA DE DOS ALTURAS DE LA VERSIÓN DE 4 PINES Y 10 PÉTALOS ASCENDENTE-DESCENDENTE VERSIÓN 2 SIN CAVIDAD (A3) Y CON CAVIDAD (B3), PENDIENTE DESCENDENTE (C3), UNIFORME LAMBDA/4 (D3), UNIFORME LAMBDA/8 (E3) Y SIN EBG (F3)	87
FIGURA 4.3.2. PARÁMETRO Z_{51} ENTRE DOS PUERTOS DE ANTENAS DEL ESTUDIO DE LA GEOMETRÍA DE DIVERSOS MODELOS DE ANTENAS CON PLANO DE MASA DE DOS ALTURAS.....	88
FIGURA 4.3.3. PARÁMETRO Z_{62} ENTRE DOS PUERTOS DE ANTENAS DEL ESTUDIO DE LA GEOMETRÍA DE DIVERSOS MODELOS DE ANTENAS CON PLANO DE MASA DE DOS ALTURAS.....	88

FIGURA 4.3.4. PARÁMETRO Z_{73} ENTRE DOS PUERTOS DE ANTENAS DEL ESTUDIO DE LA GEOMETRÍA DE DIVERSOS MODELOS DE ANTENAS CON PLANO DE MASA DE DOS ALTURAS.....	89
FIGURA 4.3.5. PARÁMETRO Z_{84} ENTRE DOS PUERTOS DE ANTENAS DEL ESTUDIO DE LA GEOMETRÍA DE DIVERSOS MODELOS DE ANTENAS CON PLANO DE MASA DE DOS ALTURAS.....	89
FIGURA 4.4.1. MODELO DE ANTENA DE BOCINA Y PLANO DE MASA DE LOS AUTORES EN [20] (A) Y MODELO DE ANTENA DE BOCINA Y PLANO DE MASA CON EBG DISEÑADO EN CST (B) PARA EL ANÁLISIS DE LA ONDA ELECTROMAGNÉTICA EN LA ESTRUCTURA Y SU IMPEDANCIA DE SUPERFICIE.....	90
FIGURA 4.4.2. RESULTADOS DE CAMPO $E_z(A)$ Y H_y (B) DEL MODELO DE ANTENA DE BOCINA CON PLANO DE MASA DE DOS ELEMENTOS RADIANTES Y LA VERSIÓN PENDIENTE ASCENDENTE DESCENDENTE PARA $F = 1.2$ GHZ ANTES DE LA EBG PARA $X = 82$ MM.....	91
FIGURA 4.4.3. RESULTADOS DE CAMPO $E_z(A)$ Y H_y (B) DEL MODELO DE ANTENA DE BOCINA CON PLANO DE MASA DE DOS ELEMENTOS RADIANTES Y LA VERSIÓN PENDIENTE ASCENDENTE DESCENDENTE PARA $F = 1.2$ GHZ EN EL PIN DE $Z = 10$ MM DE LA EBG PARA $X = 117$ MM.....	91
FIGURA 4.4.4. RESULTADOS DE CAMPO $E_z(A)$ Y H_y (B) DEL MODELO DE ANTENA DE BOCINA CON PLANO DE MASA DE DOS ELEMENTOS RADIANTES Y LA VERSIÓN PENDIENTE ASCENDENTE DESCENDENTE PARA $F = 1.2$ GHZ EN EL PIN DE $Z = 20$ MM DE LA EBG PARA $X = 147$ MM.....	92
FIGURA 4.4.5. RESULTADOS DE CAMPO $E_z(A)$ Y H_y (B) DEL MODELO DE ANTENA DE BOCINA CON PLANO DE MASA DE DOS ELEMENTOS RADIANTES Y LA VERSIÓN PENDIENTE ASCENDENTE DESCENDENTE PARA $F = 1.2$ GHZ TRAS LA EBG PARA $X = 182$ MM.....	92
FIGURA 5.1.1. MODELO DE ANTENA CON EBG DE LA VERSIÓN DE 4 PINES 10 PÉTALOS PENDIENTE DESCENDENTE (A) Y RELACIÓN AXIAL DEL MODO FUNDAMENTAL PARA LA FRECUENCIA $F=1.602$ GHZ Y $\Phi=90^\circ$ (B)	93
FIGURA 5.1.2. DIAGRAMA DE RADIACIÓN DE LA COMPONENTE COPOLAR (A) Y LA RELACIÓN AXIAL (B) DEL ELEMENTO UNITARIO DEL MODO FUNDAMENTAL A $F=1.602$ GHZ REPRESENTADO EN MATLAB DE LA ANTENA CON EBG DE LA VERSIÓN DE 4 PINES 10 PÉTALOS PENDIENTE DESCENDENTE	95
FIGURA 5.1.3. VISTA SUPERIOR DEL PLANO XY (A) E ISOMÉTRICA (B) DE LA CONFORMACIÓN DE HACES DEL ARRAY REPRESENTADO EN MATLAB PARA COBERTURA DE RELACIÓN AXIAL MENOR DE 2 DB.....	95

FIGURA 5.1.4. VISTA SUPERIOR DEL PLANO XY (A) E ISOMÉTRICA (B) DE LA CONFORMACIÓN DE HACES DEL ARRAY REPRESENTADO EN MATLAB PARA COBERTURA DE RELACIÓN AXIAL MENOR DE 5 DB.....	96
FIGURA 5.2.1. DIAGRAMA DE UN PHASED ARRAY ANTENNA UTILIZANDO LA ARQUITECTURA DIGITAL BEAMFORMING[21]	97
FIGURA 6.2.1. POLARIZACIÓN DE CAMPO RADIADO[4].....	105

INDICE DE TABLAS

TABLA 3.1.1. REQUISITOS TÉCNICOS DEL ARRAY DE ANTENAS	45
TABLA 3.1.2. VARIACIÓN DE DISTANCIAS DE PINES RESPECTO AL CENTRO DEL ELEMENTO RADIANTE PARA LOS MODELOS DE 3 PINES POR PÉTALO	51
TABLA 3.1.3. VARIACIÓN DE DISTANCIAS DE PINES RESPECTO AL CENTRO DEL ELEMENTO RADIANTE PARA LOS MODELOS DE 4 PINES POR PÉTALO	52
TABLA 3.1.4. VARIACIÓN DE ÁNGULO POR PÉTALOS SEGÚN EL NÚMERO DE PÉTALOS.....	52
TABLA 3.1.5. VARIACIÓN DEL PERFIL DE DISTINTAS ALTURAS DE LOS PINES PARA EL MEJOR MODELO PARAMÉTRICO DE 4 PINES Y 10 PÉTALOS	65
TABLA 3.1.6. VALORES DE DIRECTIVIDAD, ANCHO DE HAZ A -3DB Y EFICIENCIA TOTAL PARA $\Phi=90^\circ$ DEL MODO FUNDAMENTAL A $F=1.202$ GHZ DELA VERSIÓN DE 4 PINES Y 10 PÉTALOS PARA EL ESTUDIO PARAMÉTRICO DE PENDIENTES ASCENDENTES.....	71
TABLA 3.1.7. VALORES DE DIRECTIVIDAD, ANCHO DE HAZ A -3DB, DIRECTIVIDAD A $\Theta=85^\circ$ Y EFICIENCIA TOTAL PARA $\Phi=90^\circ$ DEL MODO FUNDAMENTAL A $F=1.602$ GHZ DE LA VERSIÓN DE 4 PINES Y 10 PÉTALOS PARA EL ESTUDIO PARAMÉTRICO DE PENDIENTES ASCENDENTES	71
TABLA 3.1.8. ESTABILIDAD DEL CENTRO DE FASE DEL MODO FUNDAMENTAL DE LA VERSIÓN DE 4 PINES Y 10 PÉTALOS PARA EL ESTUDIO PARAMÉTRICO DE PENDIENTES ASCENDENTES.....	72
TABLA 3.1.9. CORTES DE PHI DE EVALUACIÓN PARA EL REQUISITO DE RELACIÓN AXIAL, ANCHO DE HAZ PARA RELACIÓN AXIAL < 2 DB Y RELACIÓN AXIAL < 5 DB DEL MODO FUNDAMENTAL A $F=1.602$ GHZ DE LA VERSIÓN DE 4 PINES Y 10 PÉTALOS PARA EL ESTUDIO PARAMÉTRICO DE PENDIENTES ASCENDENTES.....	73

TABLA 3.1.10. VALORES DE DIRECTIVIDAD, ANCHO DE HAZ A -3DB Y EFICIENCIA TOTAL PARA $\Phi=90^\circ$ DEL MODO FUNDAMENTAL A F=1.202 GHZ DE LA VERSIÓN DE 4 PINES Y 10 PÉTALOS PARA EL ESTUDIO PARAMÉTRICO DE PENDIENTES DESCENDENTES.....	78
TABLA 3.1.11. VALORES DE DIRECTIVIDAD, ANCHO DE HAZ A -3DB, DIRECTIVIDAD A $\Theta=85^\circ$ Y EFICIENCIA TOTAL PARA $\Phi=90^\circ$ DEL MODO FUNDAMENTAL A F=1.602 GHZ DE LA VERSIÓN DE 4 PINES Y 10 PÉTALOS PARA EL ESTUDIO PARAMÉTRICO DE PENDIENTES DESCENDENTES.....	78
TABLA 3.1.12. ESTABILIDAD DEL CENTRO DE FASE DEL MODO FUNDAMENTAL DE LA VERSIÓN DE 4 PINES Y 10 PÉTALOS PARA EL ESTUDIO PARAMÉTRICO DE PENDIENTES DESCENDENTES.....	79
TABLA 3.1.13. CORTES DE PHI DE EVALUACIÓN PARA EL REQUISITO DE RELACIÓN AXIAL, ANCHO DE HAZ PARA RELACIÓN AXIAL < 2 DB Y RELACIÓN AXIAL < 5 DB DEL MODO FUNDAMENTAL A F=1.602 GHZ DE LA VERSIÓN DE 4 PINES Y 10 PÉTALOS PARA EL ESTUDIO PARAMÉTRICO DE PENDIENTES DESCENDENTES.....	80
TABLA 4.4.1. RESULTADOS DE CAMPO $E_z(A)$ Y $H_y(B)$ DEL MODELO DE ANTENA DE BOCINA CON PLANO DE MASA DE DOS ELEMENTOS RADIANTES Y LA VERSIÓN PENDIENTE ASCENDENTE DESCENDENTE PARA F = 1.2 GHZ PARA LOS CUATRO ESCENARIOS	92
TABLA 5.1.1. NIVELES DE PLANOS DE ARRAY Y ÁNGULOS DE INCLINACIÓN DE CADA PLANO PARA EL ESCENARIO DE COBERTURA DE RELACIÓN AXIAL MENOR A 2 DB	94
TABLA 5.1.2. NIVELES DE PLANOS DE ARRAY Y ÁNGULOS DE INCLINACIÓN DE CADA PLANO PARA EL ESCENARIO DE COBERTURA DE RELACIÓN AXIAL MENOR A 5 DB	94
TABLA 6.2.1. COMPARATIVA DE PRESTACIONES DE LOS SISTEMAS GNSS: GPS, GLONASS Y GALILEO[23].....	107
TABLA 6.2.2. COMPARATIVA DE FRECUENCIAS DE LOS SISTEMAS GNSS: GPS, GLONASS Y GALILEO[23].....	108
TABLA 6.2.3. COMPARATIVA DE LOS MODELOS COMERCIALES DE ANTENAS DE GPS DE THALES [2][28], LEICA [25], NOVATEL [26] Y TRIMBLE [27].....	109

1 Introducción

1.1 Motivación

Este Trabajo de Fin de Máster consiste en el estudio de la geometría y arquitectura de los arrays de antenas de referencia para GNSS en banda L, estudiando el impacto de la geometría de la Electronic Band Gap sobre el plano de masa del elemento radiante de polarización circular diseñado por la autora en [1], el estudio de la conformación de un array 3D, y la propuesta de una arquitectura Digital Beamforming del array de antenas.

Actualmente los sistemas de navegación por satélite tienen la necesidad de mejorar sus sistemas de posicionamiento mediante diferentes técnicas y tecnologías, como por ejemplo el desarrollo de sistemas de antenas de referencia de alta estabilidad y precisión del centro de fase, sistemas híbridos que unan tecnologías como 5G y GNSS, entre otras. En la actualidad, no existen tecnologías en el mercado que faciliten una solución clara a los requerimientos, aunque a nivel experimental existen algunas propuestas de investigación.

El presente TFM está orientado a realizar un análisis de array de antenas de referencia para sistemas GNSS. Para ello se utilizará un elemento radiante desarrollado en trabajos anteriores y basados en la mejora de polarización mediante dipolos acoplados capacitivamente. Utilizando el elemento radiante diseñado por la autora en [1], se mejora el rendimiento en aspectos de adaptación de parámetros S, aumento de cobertura de relación axial, y aumento de impedancias entre elementos radiantes del array.

Para ello se realiza el impacto de la geometría de la estructura de metamateriales denominada Electromagnetic Band Gap sobre el plano de masa del elemento radiante extendido. Con el objetivo de mejorar el rendimiento, se optimiza la geometría de la EBG de tal forma que se consiga mayor adaptación de parámetros S de la antena, parámetros Z entre dos antenas, y cobertura de relación axial.

La geometría del array de antenas de GNSS propuesta en este TFM es una geometría 3D convexa, la cual presenta un mayor rendimiento para la recepción de señales de bajo ángulo de inclinación frente al ruido y las interferencias. Las antenas de referencia de GNSS tienen dificultad para conseguir una buena relación axial para cubrir ángulos de inclinación desde el cénit hasta bajos ángulos de inclinación respecto al horizonte. En este TFM se presenta una conformación de planos de array 3D convexa para aumentar la cobertura de relación axial para señales procedentes de bajos ángulos de inclinación respecto al horizonte.

En este TFM se propone la arquitectura de array Digital Beamforming. Las Phased Array Antennas constituyen un tipo de arquitectura de array que permite la conformación de haces mediante la aplicación de diferentes alimentaciones y desfases a los elementos del array. La arquitectura Digital Beamforming es la versión digital de las

Phased Array Antennas, con mejoras de rendimiento significativas, procesamiento digital de señal, y conformación de haz mediante algoritmos adaptativos programados en un procesador digital.

El presente TFM es una evolución clara de los esfuerzos anteriores para el desarrollo de nuevas antenas de referencias de un solo elemento, a nuevas antenas de referencias en array. En esta línea, la agencia ESA y GSA están invirtiendo recursos y esfuerzo para conseguir mucho mejores prestaciones en cuanto a precisión y mitigación de interferencias que garanticen la seguridad y fiabilidad de hasta los vehículos autónomos y los no tripulados.

1.2 Objetivos

- Estudio del estado del arte de las antenas de referencias de un solo elemento y en array y revisión de los requisitos a nivel de sistema.
- Estudio del estado del arte de los métodos de caracterización, detección y mitigación de interferencias para antenas de referencia de GNSS.
- Mejora de los elementos radiantes de array mediante implementación de una estructura en cavidad basado en superficies EBG.
- Optimización de ancho de banda mediante la parametrización de la EBG para mejorar la adaptación de la antena en todo el ancho de banda objetivo (1.16-1.61).
- Aumento de la impedancia entre dos elementos radiantes mediante la parametrización de la EBG en todo el ancho de banda objetivo (1.16-1.61).
- Optimización del diagrama de radiación aumentando el ancho de haz de la relación axial y estabilidad del centro de fase de la antena para mejorar la precisión de la ubicación GNSS.
- Análisis de arquitecturas y geometrías de antenas de referencia en array utilizando Matlab.
- Conformación de array 3D convexo para aumentar la cobertura de relación axial para señales de bajo ángulo de inclinación.

1.3 Organización de la memoria

La memoria consta de los siguientes capítulos:

- En el capítulo 2 introduce el estado del arte, donde se presenta la señal de GPS y técnicas CDMA, los arrays de antenas adaptativas, los arrays de antenas de GNSS, la Electromagnetic Band Gap (EBG), la clasificación de las interferencias de GNSS, los procedimientos de análisis y caracterización de interferencias y los procedimientos de detección y mitigación de interferencias.

- El capítulo 3 trata del diseño de la Electromagnetic Band Gap sobre el plano de masa circular de un elemento radiante de la autora en [1], el estudio del impacto de la EBG respecto a las variaciones de una serie de parámetros, donde se presentan los resultados de los parámetros S_{11} , S_{22} , S_{33} y S_{44} y los diagramas de radiación de los mejores modelos de los estudios paramétricos.
- El capítulo 4 trata del diseño de la Electromagnetic Band Gap sobre el plano de masa de dos elementos radiantes a partir de los mejores modelos de EBG obtenidos, el estudio del impacto de las variaciones de distancias entre dos elementos radiantes, alturas de plano de masa y diversas geometrías de la EBG, donde se presentan los resultados de los parámetros Z_{51} , Z_{62} , Z_{73} y Z_{84} entre dos elementos radiantes.
- En el capítulo 5 se realiza la conformación de planos de array a partir del diagrama de radiación del mejor modelo obtenido, conformando un array 3D convexo para dar cobertura de relación axial en dos escenarios diferentes, y se presentan los resultados en Matlab. Se propone el uso de la arquitectura de array Digital Beamforming.
- En el capítulo 6 se presentan las conclusiones de este TFM y se propone una línea futura de investigación para mejorar el rendimiento de la antena.

2 Estado del arte

2.1 Señal GPS y técnicas CDMA

En el sistema GPS se utiliza la técnica del espectro ensanchado (CDMA) para realizar la modulación de fase de la señal [3]. De esta forma, mediante la generación de códigos binarios pseudoaleatorios, A_n , P_n , se modulan las señales de GPS en el satélite transmisor. La antena de referencia de GNSS conoce estos códigos, y aplica a las señales la función de correlación con las señales recibidas. Definiendo la función de correlación cruzada de la Ecuación (1):

$$\vartheta(\zeta) = \sum_{i=0}^{n-1} a \cdot b_{(i+\zeta)} \quad (1)$$

Donde $\vartheta(\zeta)$ es la función de correlación de dos códigos, a es el código transmitido por el satélite, b es el código conocido en memoria del receptor, ζ es la referencia de tiempo para la función de correlación de las señales. La función de correlación representa la diferencia entre el número de coincidencias y el número de no coincidencias entre los bits de ambas series cuando las dos secuencias están desfasadas un tiempo ζ . Cuando el código a es igual que el código b , la función de correlación supera un umbral de decisión para $t=\zeta$.

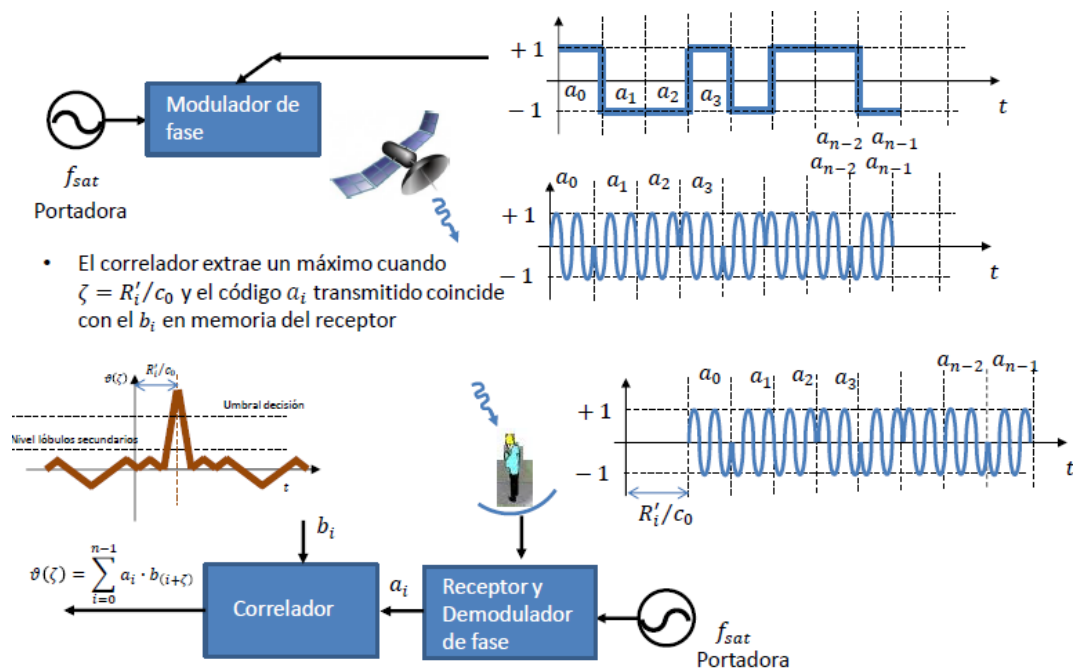


Figura 2.1.1. Esquema de la modulación en fase de la señal GPS y de las técnicas CDMA empleadas para la determinación de las pseudodistancias de GPS mediante la correlación cruzada de códigos binarios pseudoaleatorios [3]

2.2 Arrays de antenas adaptativas

Los arrays de antenas adaptativas son capaces de configurar su diagrama de radiación en función del entorno radioeléctrico, favoreciendo la dirección de una señal deseada, frente a las direcciones de otras señales interferentes [4]. Las mejoras de relación S/N con respecto a antenas de haces conmutados son notables.

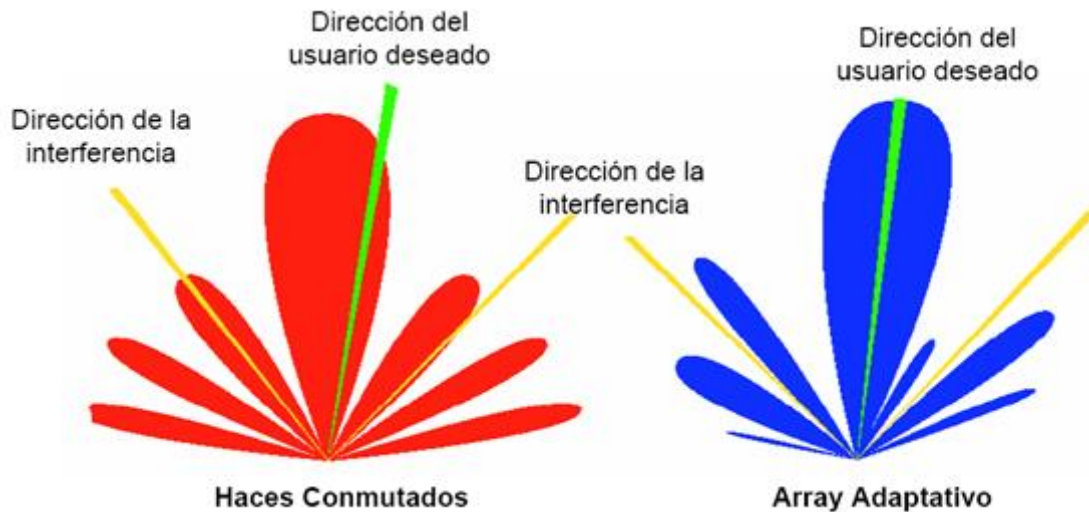


Figura 2.2.1. Esquema de diagramas de radiación de haces conmutados y array adaptativo [4]

En sistemas de navegación por satélite, GNSS, se aprovecha la característica de la señal modulada por código (CDMA) para establecer una referencia temporal con el satélite. El diagrama se adapta a la señal del satélite deseado, introduciendo nulos en señales indeseadas, interferencias de jamming o spoofing.

Para la conformación del diagrama, los coeficientes de alimentación A_m de cada antena se varían digitalmente en el procesador digital y se denominan pesos w_m . Se requiere un proceso de realimentación en el que se tienen en cuenta las señales recibidas en la definición de los pesos w_m más óptimos. Según el tipo de referencia que se tenga de la señal deseada, se definen distintos tipos de conformación de haz. La referencia puede ser temporal, cuando se conoce una señal correlada con la deseada; espacial, cuando se conoce la dirección de llegada; o ciega, cuando se conoce alguna propiedad de modulación o correlación de la señal.

Para el funcionamiento de las antenas adaptativas, es necesario incluir un receptor completo en cada elemento de la agrupación del array. El muestreo puede realizarse en banda base o en FI. La obtención de las señales I/Q, son las entradas al procesador digital que son utilizadas como entradas al algoritmo adaptativo.

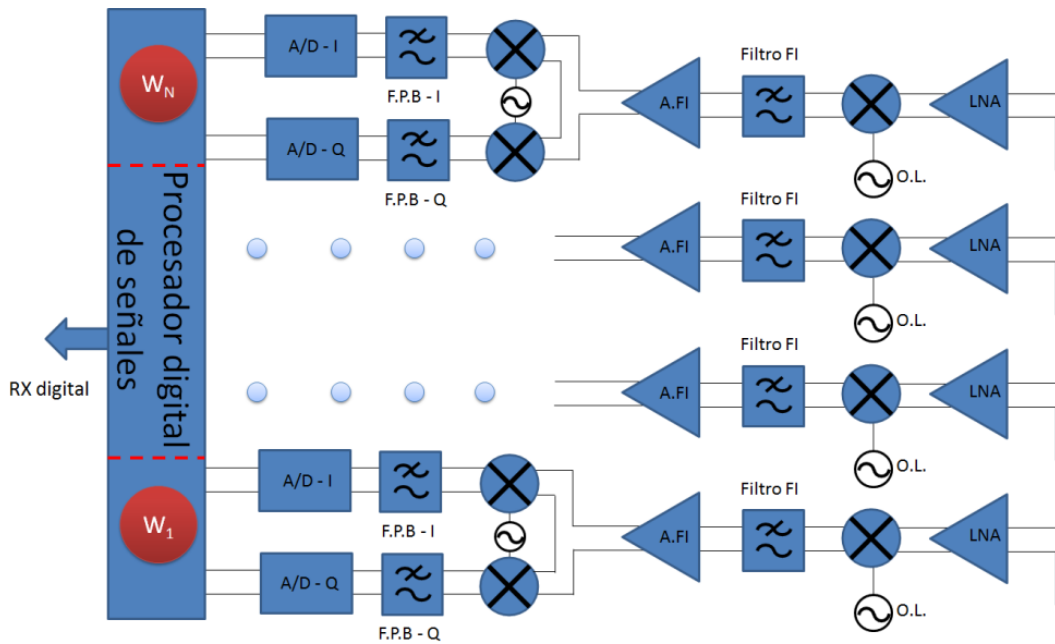


Figura 2.2.2. Ejemplo de receptor para el proceso digital de los arrays de antenas adaptativas [4]

La conformación del haz conocida una referencia de la señal se realiza mediante la referencia de adaptación, el algoritmo de adaptación, y el control de pesos. Se conoce una señal digitalizada $d(n)$, conocida como la referencia de adaptación, que está correlada con la deseada e incorrelada con las interferencias. La variable n representa muestras temporales. La señal recibida $y(n)$ contiene la información de las K señales incidentes en el vector $x(n)$, tanto de la señal deseada como de las interferentes. Se compara la señal conocida $d(n)$ con la recibida $y(n)$, que utiliza unos pesos y se determina el error cuadrático medio mediante la Ecuación (2).

$$e(n) = d(n) - y(n) = d(n) - (w)^H(x(n)) \quad (2)$$

En la comparativa del sistema realimentado se minimiza el error $e(n)$, de tal forma que se obtienen los pesos óptimos que adaptan el diagrama de la señal deseada.

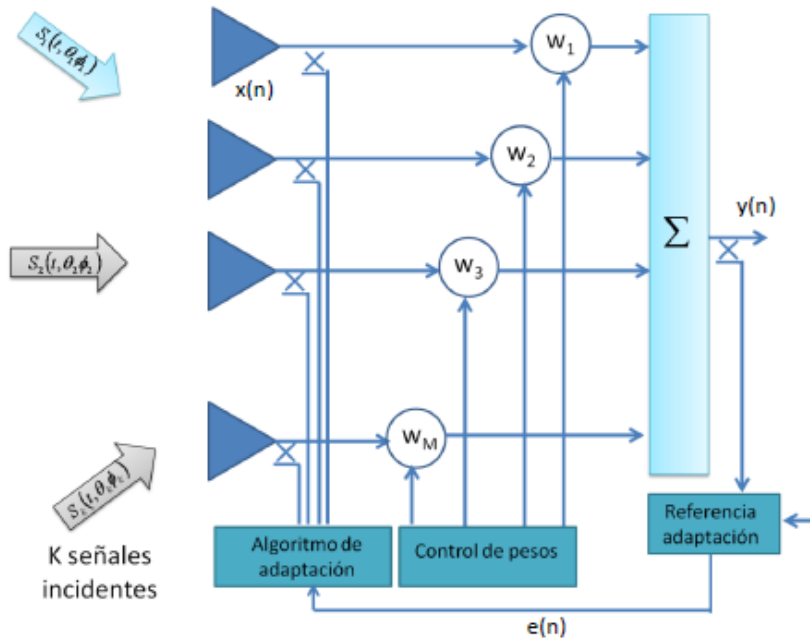


Figura 2.2.3. Modelo de señal para el algoritmo de conformación de haz de los arrays de antenas adaptativas [4]

2.3 Arrays de antenas de GNSS

Los arrays de antenas de GNSS y el procesamiento de señal del array presenta numerosas ventajas para la tecnología GNSS: mitigación de interferencias RF, nulling de señales interferentes, mitigación de señales multicamino, disponibilidad mejorada, mayor precisión, determinación de la altura, detección de varias direcciones de llegada de la señal y detección de spoofing, entre otras características [5].

Los arrays de antenas de GNSS utilizan técnicas de procesamiento de señal para la mitigación de interferencias, denominados técnicas de pre y post correlación. Un tipo de técnica de precorrelación es el procesamiento espacio tiempo para definir el vector de pesos del array que minimicen la potencia de la interferencia. Un tipo de técnica de postcorrelación es la definición del vector de pesos del array según la dirección de llegada de la señal.

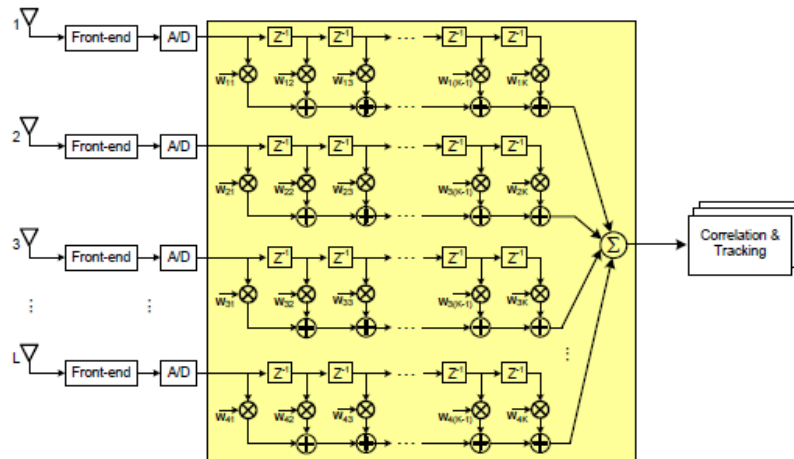


Figura 2.3.1. Mitigación de interferencias de un array de antenas de GNSS mediante técnica de precorrelación [5]

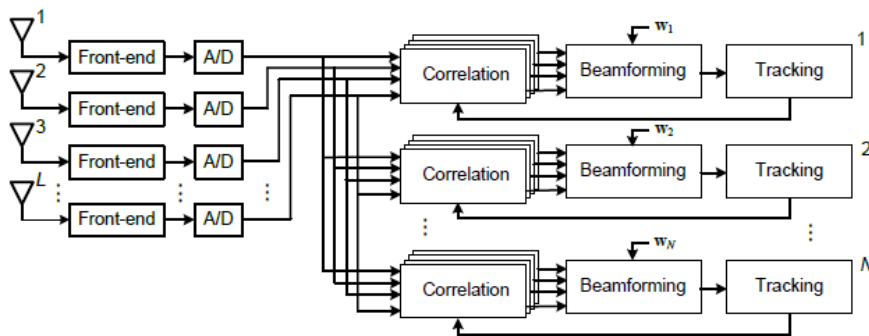


Figura 2.3.2. Mitigación de interferencias de un array de antenas de GNSS mediante técnica de postcorrelación [5]

Los arrays de antenas de GNSS tienen diversas geometrías. Pueden ser arrays planos, arrays 3D convexos, y arrays 3D cóncavos. Los arrays de antenas 3D convexos poseen mayor rendimiento para señales de bajo ángulo de inclinación [6].

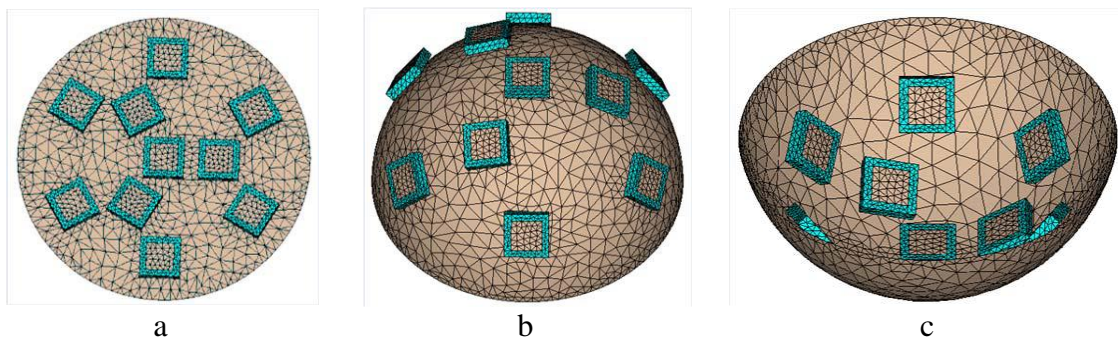


Figura 2.3.3. Arrays de antenas para GNSS de geometría plana (a), convexa (b) o cóncava (c) [6]

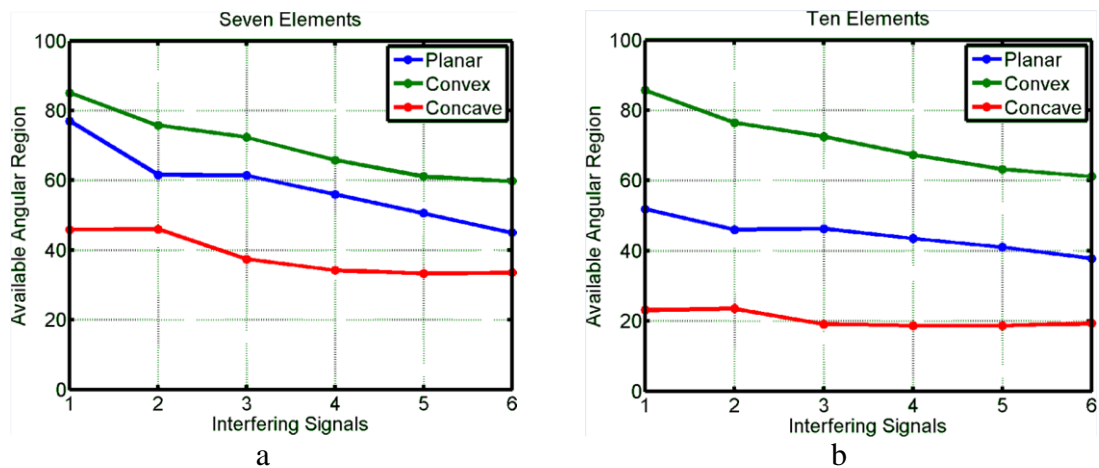


Figura 2.3.4. Región angular disponible en ángulo de inclinación para el requisito de SNR de -35 dB de la señal deseada para los modelos de arrays de antenas de GNSS de geometría plana, convexa o cóncava para 7 elementos del array (a) y 10 elementos del array (b)

2.4 Relación axial en antenas de GNSS

Los satélites y antenas de referencia de GNSS poseen una polarización elíptica con relaciones axiales finitas, lo que conlleva pérdidas en recepción y afecta a la relación C/N_0 [7]. Las relaciones axiales de los satélites de GPS tienen el requerimiento de ser menores a 1.8 dB para ángulos de inclinación hasta 14.3° desde el cenit. En la banda L2 de GPS, este requerimiento es menor de 2.2 dB. Las antenas de los satélites tienen el requerimiento de mantener una buena relación axial en un ancho de haz estrecho, de en torno a $\pm 14^\circ$. Las antenas de referencia de GNSS receptoras de señales de satélites tienen otro tipo de requerimiento. Deben mantener un nivel de relación axial de buen rendimiento con un ancho de haz mucho mayor, desde el cenit hasta ángulos de 5° y 10° de inclinación sobre el horizonte, lo cual es difícil de conseguir. La relación axial de buen rendimiento en la antena receptora contribuye también a la robustez frente a las señales multicamino.

2.5 Electromagnetic Band Gap

Electromagnetic Band Gap es una estructura formada por una serie de elementos periódicos como parches o pines (metamateriales) que permiten modificar el comportamiento electromagnético de las estructuras donde son instalados. La estructura formada por pines 3D (Figura 2.5.1 a) permite crear una superficie de impedancia en los bordes de dichos pines (Figura 2.5.1 b) [8].

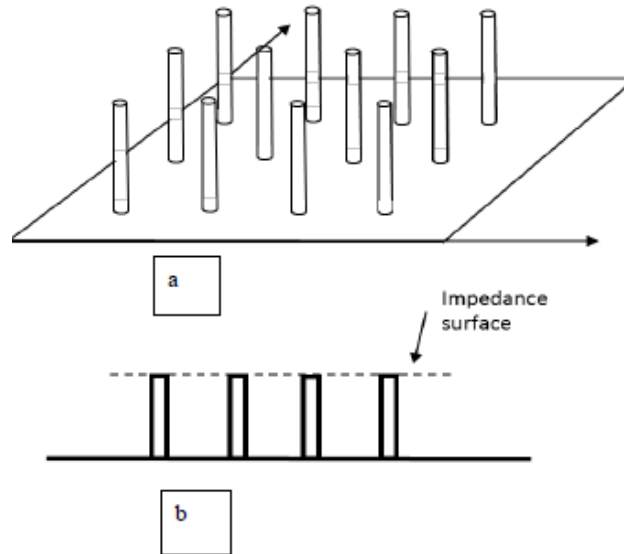


Figura 2.5.1. Electromagnetic Band Gap. Esquema de la estructura (a) y vista lateral con la superficie de impedancia (b) [8]

Las superficies EBG aportan alta impedancia a ambas polarizaciones de las antenas de GNSS y para todas las direcciones de propagación [7]. También son denominadas conductores magnéticos artificiales, puesto que el campo magnético tangencial es cero en la superficie. Las superficies EBG se pueden caracterizar como un circuito equivalente de parámetros concentrados [9]. La impedancia de una superficie EBG se puede modelar como un circuito resonante paralelo, cuyos valores de capacitancia e inductancia pueden ser modelados para obtener alta impedancia en una banda de frecuencia determinada.

La estructura presentada en la Figura 2.5.2 ilustra los efectos de capacitancia e inductancia que se producen entre los pines de la EBG presentados en la Figura 2.5.1. Las ondas electromagnéticas interactúan con dicha estructura y genera corrientes. Las cargas de estas corrientes generan cargas que se acumulan en los bordes de los pines, creando capacitancia, y fluyen entre el borde superior del pin y el plano de masa, creando inductancia.

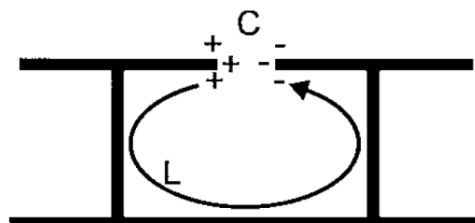


Figura 2.5.2. Capacitancia e inductancia entre dos pines de la superficie con EBG [9]

La impedancia de este circuito resonante paralelo se presenta en la Ecuación (3). La superficie es inductiva a frecuencias bajas, permitiendo ondas TM, y capacitiva a frecuencias altas, permitiendo ondas TE. La impedancia es muy alta cerca de la frecuencia de resonancia ω_0 . Esta alta impedancia se asocia con una banda de frecuencia denominada bandgap [9].

$$Z = \frac{j\omega L}{1 - \omega^2 LC} \quad (3)$$

En los estudios de [7] se realiza una comparativa entre dos modelos de antenas de GNSS, el modelo C-146 de EDO Corporation, con plano de masa sin EBG, y la E-Teena Model 200a, con plano de masa con EBG, ambas antenas con el mismo diámetro de plano de masa. En la comparativa se pueden apreciar varias mejoras que aporta la antena con EBG respecto a la antena sin EBG. La antena sin EBG posee en su componente copolar RHCP un rizado de -3 dB para $\theta < \pm 40^\circ$, efecto que no aparece en la antena con EBG. Otra mejora que se observa del estudio es una disminución de -2 dB en los lóbulos laterales de la componente copolar RHCP en la antena con EBG respecto a la antena sin EBG.

2.6 Síntesis de campo radiado sobre plano de masa de conductor magnético perfecto

La precisión de las señales de GNSS está relacionada con la robustez de la antena frente a las señales multitrayecto. Estas señales multitrayecto pueden evitarse modificando el diagrama de radiación, disminuyendo la ganancia para ángulos cercanos al horizonte. En los estudios de los autores en [10] se presenta que para lograr un diagrama de radiación que disminuye la ganancia en ángulos cercanos al horizonte se pueden emplear planos de masa de varias longitudes de onda de tamaño.

Los autores de [10] presentan el escenario de la Figura 2.6.1. Se plantea un estudio de cuatro fuentes magnéticas representadas por puntos transversales al eje Y, sobre un plano de masa conductor magnético perfecto de longitud L, una altura superior h, una separación en el eje X de a, y una separación en el eje Z de Δ . Estas fuentes magnéticas se utilizan para modelar el diagrama de campo E. Considerando el plano de masa como conductor magnético perfecto ($H_t = 0$), la distribución de cada corriente magnética a lo largo del plano de masa en función de x se puede calcular como la expresión de la Ecuación (4):

$$\vec{t}_m = 2V \frac{k_0}{4} H_1^{(2)} \left(k_0 \sqrt{h^2 + \left(x - \left(x - \frac{a}{2}\right)^2\right)} \right) \sin \left(\tan^{-1} \left(\frac{h}{\left|x - \frac{a}{2}\right|} \right) \right) \vec{y}_0 \quad (4)$$

donde \vec{i}_m es la distribución de corriente magnética [A], V es la tensión de la fuente magnética [V], k_0 es el número de onda [m^{-1}], $H_1^{(2)}(x)$ es la función de Hankel de primer orden y segundo grado, \vec{y}_0 es el vector unidad del eje Y.

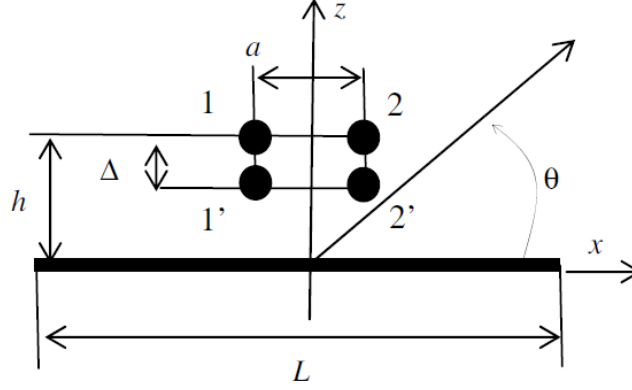


Figura 2.6.1. Escenario de cuatro fuentes magnéticas sobre un plano de masa de longitud L de los estudios de [10]

La síntesis de campo lejano E_θ se obtiene a partir de la Ecuación(5) de [11]:

$$E_\theta = \sum_{m=0}^N j\eta_0 \frac{k_0 i_m l e^{-jk_0 r}}{4\pi r} \cos \theta \quad (5)$$

donde E_θ es el campo eléctrico lejano del dipolo infinitesimal en condiciones de $kr \gg 1$ [V/m], k_0 es el número de onda [m^{-1}], r es la distancia entre el punto del observación y la carga [m], η_0 es la impedancia intrínseca del aire [Ω], i_m es la distribución de cada corriente calculada en la Ecuación (4) [A], l es la longitud del dipolo infinitesimal [m]. La disposición de la carga a lo largo del eje Y conlleva la modificación de la función seno por coseno.

Utilizando las ecuaciones (4) y (4) se ha conformado un script de Matlab para representar el corte de campo E_θ particularizado en $\varphi = 0^\circ$ y comparar el resultado con el presentado por los autores en [10]. En el artículo se utiliza $\theta = 90^\circ$ como dirección broadside, con lo cual la comparativa se ha realizado estableciendo 90° como dirección de máxima directividad, rotando el eje del sistema de coordenadas 90° . En la Figura 2.6.2(a) se presenta el resultado de campo E_θ normalizado para θ entre 90 y -90° de [10], y en la Figura 2.6.2 (b) se presenta el resultado de campo E_θ normalizado para θ entre 0 y 90° utilizando las ecuaciones (4) y (4), particularizando los valores $a = 0.4 \lambda$, $h = 0.6 \lambda$, $\Delta = 0.2 \lambda$, $L = 14 \lambda$, $r = 10 \lambda$:

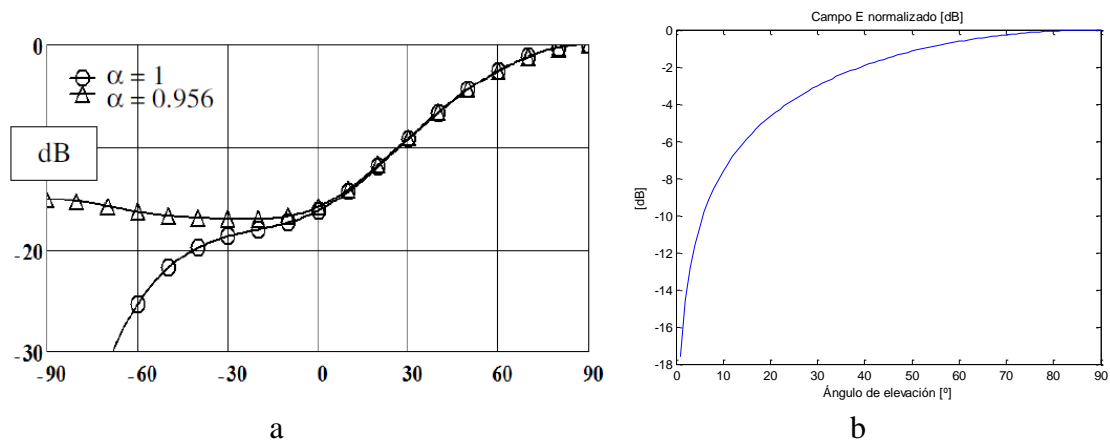


Figura 2.6.2. Síntesis de campo radiado E_θ para $\varphi = 0^\circ$ de los estudios de [10] (a) y obtenido mediante las ecuaciones (4) y (4) (b)

2.7 Interferencias de GNSS

Las interferencias de GNSS son señales RF recibidas por un receptor GNSS procedentes de una fuente indeseada [12]. Son un fenómeno clave a tener en cuenta para asegurar un buen rendimiento y precisión de los sistemas de GNSS. La principal razón por la cual las señales de GNSS son vulnerables a las interferencias es la baja potencia de la señal transmitida [13]. Por tanto, es necesario el desarrollo e implementación de mecanismos que permitan la mitigación de interferencias de GNSS.

2.7.1 Clasificación de las interferencias según su origen

Las interferencias de GNSS se pueden dividir en varios tipos según su origen. Hay dos grupos principales: las radio interferencias provenientes de sistemas de radio, y las interferencias naturales [13]. La clasificación de las interferencias de GNSS se presenta en la Figura 2.7.1.

2.7.1.1 Radio interferencias

Dentro de las radio interferencias se distinguen dos tipos: las no intencionadas, como torres transmisoras de señal de televisión y móvil, radares de aeropuerto, y las intencionadas, como el jamming o el spoofing.

Las radio interferencias no intencionadas provienen de sistemas de radiofrecuencia que pueden ser de la misma banda (In-band) utilizada de GNSS o fuera de la banda (Out-of-band). El caso de los sistemas que operan en la misma banda puede ser el de distintos sistemas de GNSS que interfieren entre sí. Los sistemas fuera de banda pueden afectar al espectro de GNSS si no están bien diseñados, o sus frecuencias no están correctamente reguladas [14].

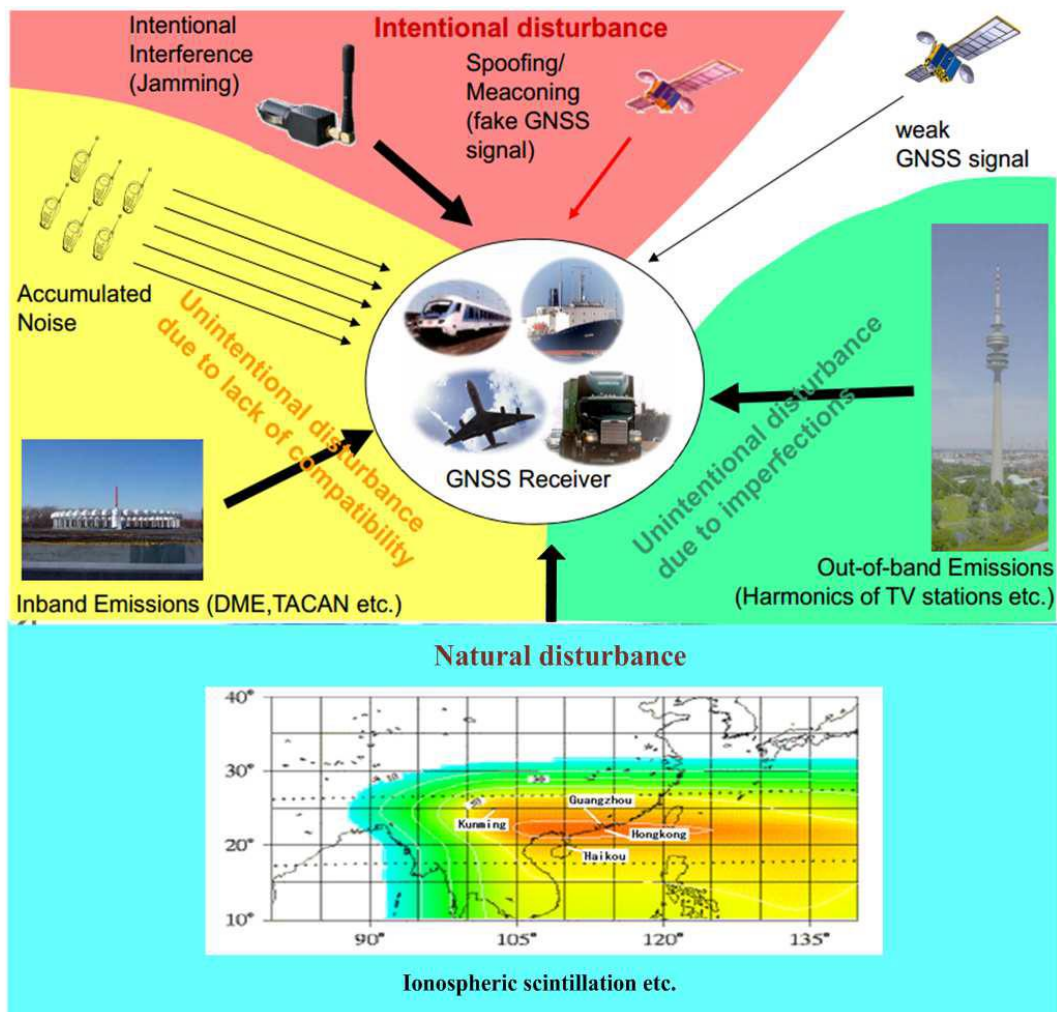


Figura 2.7.1. Clasificación de las interferencias de GNSS [13]

Las radio interferencias intencionadas se dividen en dos tipos: jamming y spoofing. Los jammers de GNSS son dispositivos que generan interferencias dañinas intencionadamente para perjudicar o impedir la llegada de la señal original. Este tipo de interferencias es común en usuarios que no desean ser monitorizados, no obstante la interferencia de jamming puede afectar a otros usuarios de señales de GNSS. El spoofing consiste en la difusión de señales falsas de GNSS con la intención de que el receptor tome dichas señales por correctas [15].

2.7.1.2 Interferencias naturales

Las interferencias de GNSS pueden provenir de la naturaleza, cuyo elemento más significativo es el centelleo ionosférico [13]. El centelleo ionosférico es la modificación rápida de las ondas de radio causadas por pequeñas estructuras de la ionosfera a la densidad de electrones de la misma, causando refracción y dispersión a las ondas que lo atraviesan [16]. Esta perturbación natural afecta a la amplitud y a la fase de las señales de GNSS, como se presenta en la Figura 2.7.2.

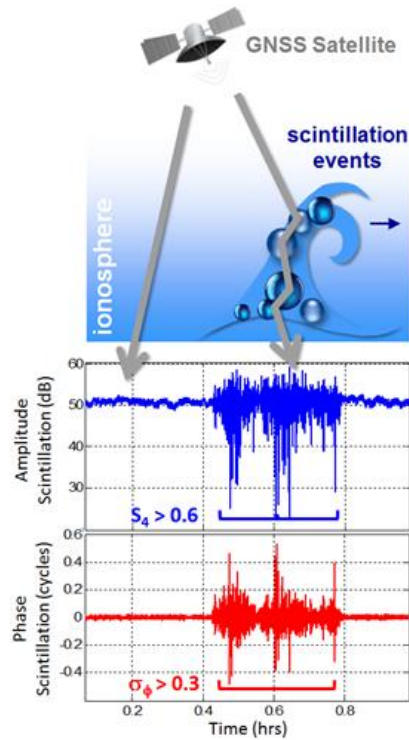


Figura 2.7.2. Efecto del centelleo ionosférico en las señales de GNSS

El centelleo ionosférico varía según factores como el tiempo, la estación del año y la posición geomagnética de la Tierra. Esta perturbación puede disminuir la precisión de la señal de GNSS e incluso provocar la pérdida de la monitorización de la señal. La frecuencia del centelleo ionosférico según la zona geomagnética de la Tierra se presenta en Figura 2.7.3.

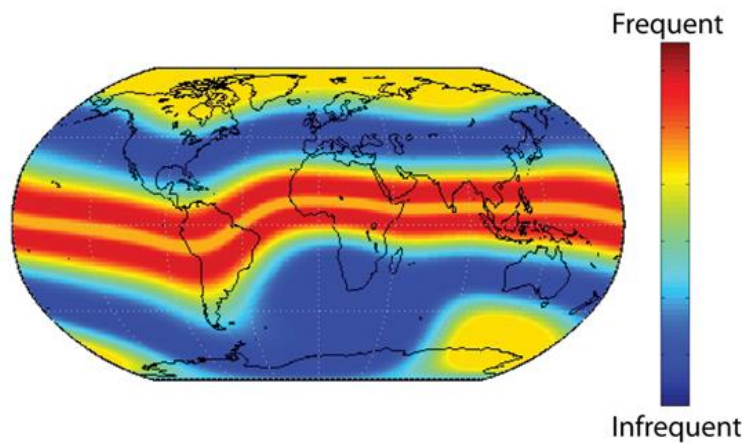


Figura 2.7.3. Frecuencia del centelleo ionosférico según la zona geomagnética de la Tierra [17]

2.7.2 Clasificación de las interferencias según sus características

Las interferencias de GNSS se pueden dividir en varios tipos según sus características:

- Dominio de la frecuencia: según su forma en frecuencia, las interferencias se pueden clasificar en interferencias de onda continua, un solo tono en frecuencia [12]. En señales de amplitud, frecuencia o fase modulada, en las que la señal es repartida en el espectro de frecuencia, en el que el código es modulado según estas tres características, o bien de manera pulsada (pulse modulation). En interferencias de ruido, como resultado de la suma de transmisiones aleatorias de señales de radiofrecuencia. Según su distribución en frecuencia, estas interferencias pueden ser ruido Gaussiano o ruido blanco Gaussiano.
- Frecuencia central: según su frecuencia central pueden ser interferencias In-band, la interferencia es transmitida dentro de las mismas bandas de frecuencia de GNSS, Near-band y Out-of-band, según la cercanía de la frecuencia de las señales interferentes.
- Ancho de banda: según su ancho de banda, las interferencias se pueden clasificar en interferencias de banda estrecha (narrowband) o de banda ancha (wideband), según el ancho de banda de la señal interferente en comparación con la señal de GNSS.
- Potencia: las señales interferentes también se distinguen según su nivel de potencia respecto a las señales de GNSS. Pueden ser expresadas en relación interference-to-signal (I/S) o jammer-to-signal (J/S) en decibelios.
- Dominio del tiempo: las interferencias pueden clasificarse según si son señales continuas o pulsadas en el dominio del tiempo. Para caracterizar las señales pulsadas se utilizan diversos parámetros como el ancho del pulso (pulse width, PW), la frecuencia de repetición del pulso (pulse repetition frequency, PRF) y el duty cycle (DC).

2.7.3 Procedimientos de análisis, caracterización, detección y mitigación de interferencias

Hay diferentes técnicas para el análisis, la caracterización, detección y mitigación de interferencias. Los autores de [13] exponen que para proteger a los sistemas GNSS de las interferencias no intencionadas son importantes los estudios de compatibilidad electromagnética, para las intencionadas es importante la legislación sobre la protección del espectro de radiofrecuencia, y para las naturales es clave el estudio ionosférico para llevar a cabo medidas de predicción de centelleo ionosférico.

Hay diversos tipos de procedimientos para el estudio y el análisis de las interferencias de GNSS. Es de interés el estudio realizado por la universidad de Stanford [18] acerca de las señales e interferencias de una estación monitora de GNSS y de un setup móvil. En el primer estudio, orientado a la caracterización de interferencias, utilizan una antena receptora parabólica de 1.8 metros, un Vector Signal Analyzer para la captura de datos, y un conjunto de ordenadores para el procesamiento de los datos (Figura 2.7.4).

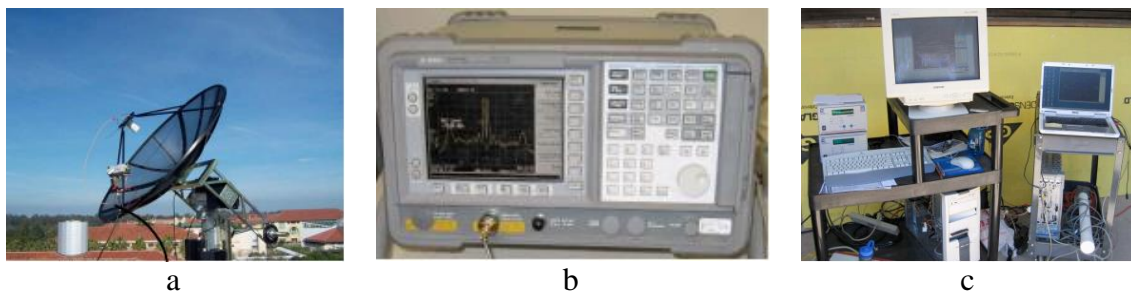


Figura 2.7.4. Antena parabólica receptora (a), Vector Signal Analyzer (b) y ordenadores (c) para estudio de señales de GNSS de la universidad de Stanford [18]

Mediante este equipo de medición realizaron diversas medidas de señales e interferencias de GNSS. En la Figura 2.7.5 y Figura 2.7.6 se presentan señales de las bandas de frecuencia L1 y L5 de GPS respectivamente. En la señal de la banda L1 se puede apreciar la interferencia en el dominio de la frecuencia, pero no en el dominio del tiempo. En el caso de la señal de la banda L5, las interferencias se pueden apreciar tanto en el dominio de la frecuencia como en el dominio del tiempo. Estas interferencias de pulso son procedentes de un sistema DME de aviación de emisiones In-band.

Los sistemas receptores de señales de la banda L5 de GPS y E5a y E5b de Galileo, que se encuentran en la misma banda de frecuencia que L5 de GPS, utilizarán un sistema de mitigación de interferencias de pulso denominado “pulse blanking” para minimizar el impacto de estas emisiones In-band. La estación monitora de GNSS de Stanford utiliza la tecnología “extended dynamic range” para recibir y procesar señales GNSS de la banda L5 e interferencias procedentes del sistema DME (Distance Measuring Equipment).

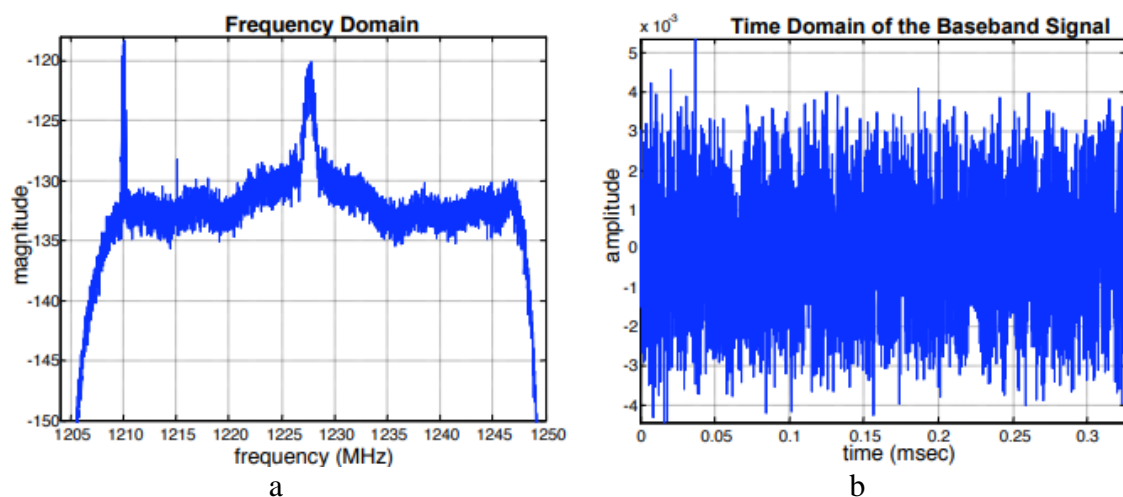


Figura 2.7.5. Señal de la banda L1 de GPS medida en los estudios de [18]. Amplitud de la señal e interferencia en el dominio de la frecuencia (a) y amplitud de la interferencia en el dominio del tiempo (b)

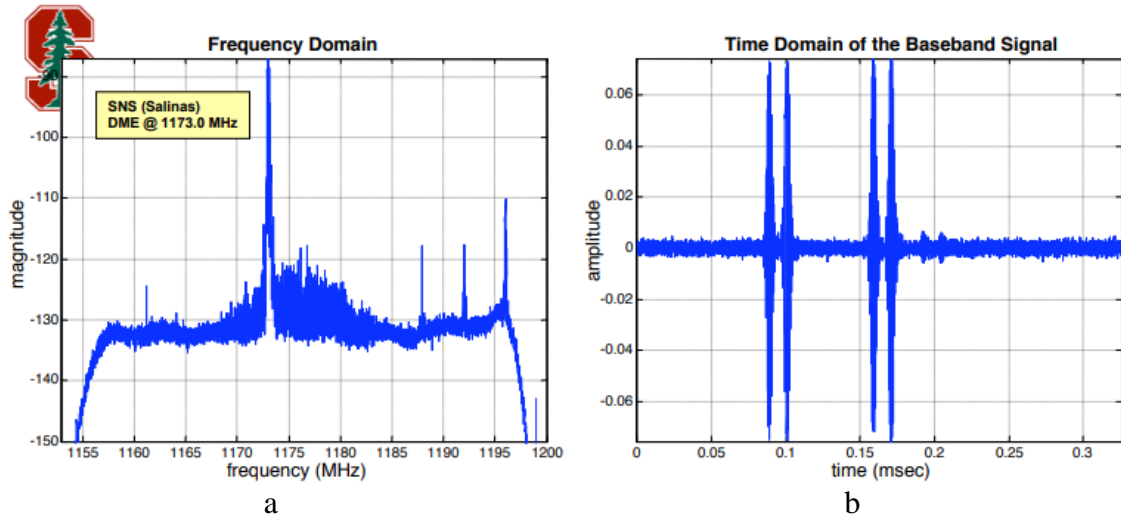


Figura 2.7.6. Señal de la banda L5 de GPS medida en los estudios de [18]. Amplitud de la señal e interferencia en el dominio de la frecuencia (a) y amplitud de la interferencia en el dominio del tiempo (b)

Otro de los estudios de los autores en [18] es el establecimiento de un setup móvil de medición en tiempo real y mitigación de interferencias. El equipamiento para la medición de interferencias consta de Spectrum Vector Analyzers (R&S FSH6, R&S FSP3, Agilent E4443A), receptores GPS (Ashtech G12, Leica GSP1200) y antenas (hemisférica, GPS-patch, direccional).

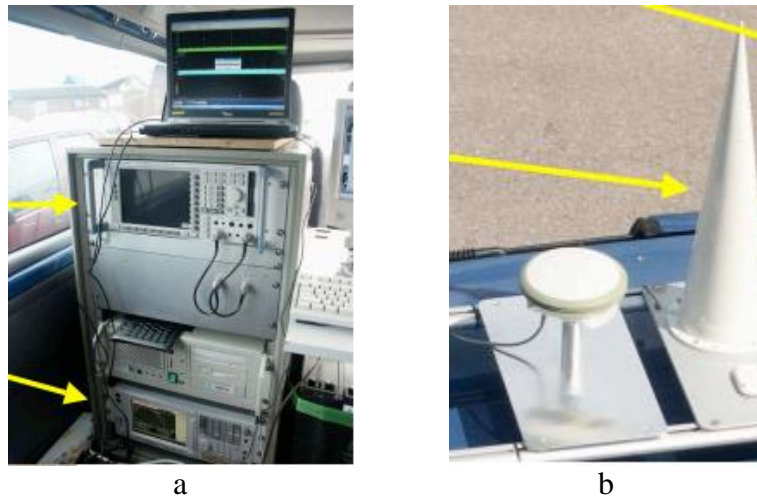


Figura 2.7.7. Equipamiento del setup móvil para la medición de interferencias de los estudios de [18]. Spectrum Vector Analyzer, receptores GPS (a) y antenas (b)

Mediante el uso de este setup móvil se detectaron varios tipos de interferencias. La interferencia de banda ancha detectada en la banda L1 de GPS se presenta en la Figura 2.7.8.

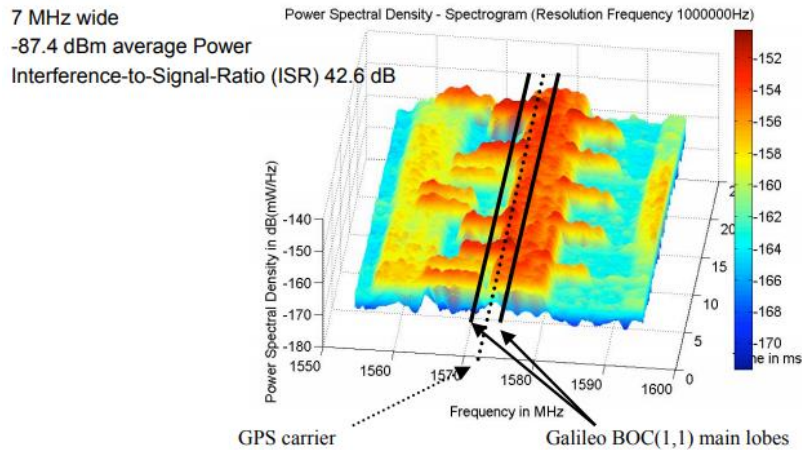


Figura 2.7.8. Densidad espectral de potencia de una interferencia en la banda L1 de GPS de los estudios de [18] en el dominio de la frecuencia y en el dominio del tiempo

En esta interferencia de banda ancha L1 se observan varias características de su densidad espectral de potencia: información sobre la portadora de GPS y sus lóbulos secundarios, el ancho de banda de la interferencia, la potencia media y la relación ISR. En este diagrama se puede observar la densidad espectral de potencia en el dominio de la frecuencia y en el dominio del tiempo.

Los autores en [18] también presentan una comparativa del comportamiento de un array de antenas con sistema de mitigación de interferencias frente a una antena sin dicho sistema de mitigación como el presentado en la Figura 2.7.9.

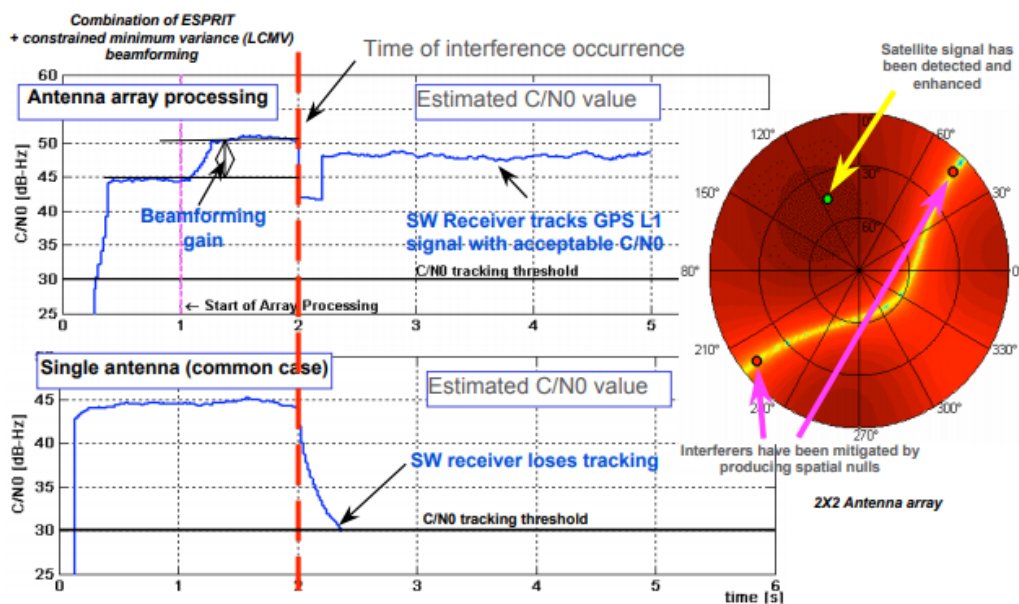


Figura 2.7.9. Comparativa de comportamiento de un array de antenas con sistema de mitigación de interferencias frente a una antena sin sistema de mitigación [18]

Se puede observar el diferente comportamiento de un sistema y otro frente a la recepción de una interferencia de tipo jamming. En el sistema correspondiente al array de antenas se utiliza un método combinado de mitigación de interferencias consistente en ESPRIT (Estimation of Signal Parameters via Rotational Invariance Techniques) y LCMV (Linearly Constrained Minimum Variance) beamforming. Mediante la combinación de ambas técnicas de mitigación de interferencias, se observa un aumento de la ganancia y un mantenimiento de la relación señal a ruido tras recibir la interferencia, frente a la pérdida de tracking de la antena sin sistema de mitigación de interferencias.

2.7.3.1 NovAtel Interference Tool Kit

Uno de los autores de [19] expone un modelo de análisis de interferencias durante el desarrollo del proyecto de un producto que utiliza tecnología GNSS. Utiliza la herramienta “NovAtel Interference Tool Kit” para analizar los tipos de interferencias que se ha encontrado de diversos ejemplos de señales. En dichos ejemplos, muestra picos o “spikes” del módulo de la señal de banda ancha procedentes de diversos tipos de interferencias. Uno de los ejemplos es la caracterización de una interferencia procedente del décimo armónico de una señal de la marina (Figura 2.7.10): mediante el conocimiento de su canal usado es posible aplicar el filtro correcto para evitar dicha interferencia.

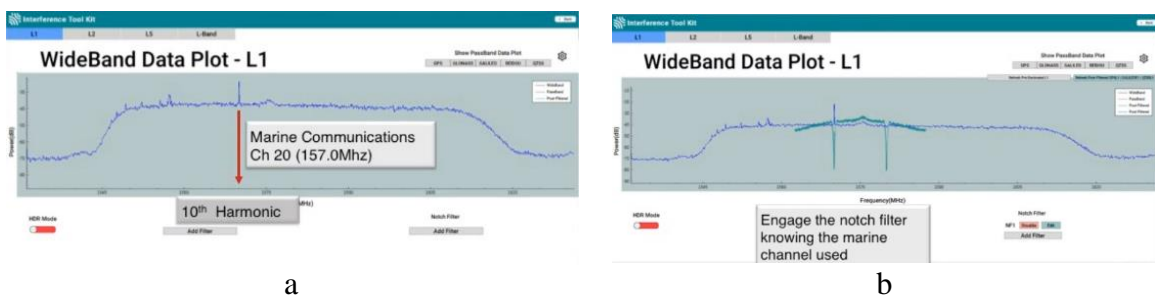


Figura 2.7.10. Análisis de interferencias provenientes de la marina utilizando la herramienta Interference Tool Kit de NovAtel. Detección de la interferencia (a) y aplicación del filtro correspondiente (b) [19]

2.7.3.2 CRPA

Uno de los autores de [19] propone la sustitución de la antena de GNSS que está sufriendo interferencias por una antena CRPA (Controlled Reception Pattern Antennas). Este dispositivo es un array de antenas que realiza procesamiento de señal RF para aplicar nulling de la señal interferente (Figura 2.7.11).

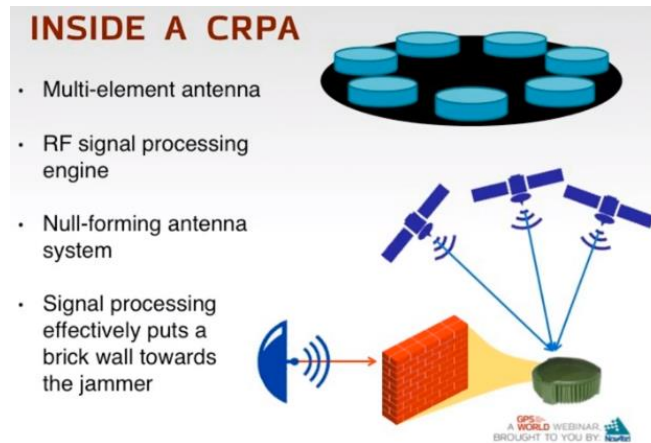


Figura 2.7.11. Funcionamiento de una antena CRPA [19]

2.7.3.3 Dual Polarized Antenna Array

Otro de los autores de [19] propone el uso de “Dual Polarized Antenna Array” para la mitigación de interferencias. Este sistema se basa en un array de cuatro antenas impresas con dos puertos cada una. El funcionamiento del sistema se basa en la combinación de la componente copolar del puerto derecho con la componente contrapolar del puerto izquierdo, de tal forma que el diagrama de radiación del array de antenas ofrezca buen rendimiento ante interferencias, especialmente en el caso de señales procedentes de bajo ángulo de inclinación.

Para señales de bajo ángulo de inclinación, la componente contrapolar del puerto izquierdo es muy similar a la componente copolar del puerto derecho. Esto supone que la potencia que recibe el puerto izquierdo es alta a bajo ángulo de inclinación, tal y como se presenta en la Figura 2.7.12.

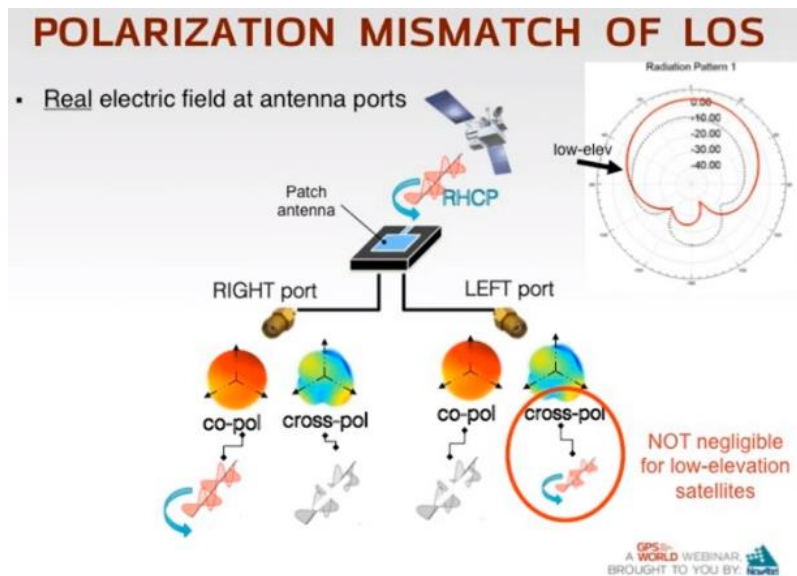


Figura 2.7.12. Puertos de una Dual Polarized Antenna y sus componentes copolar y contrapolar [19]

El objetivo de este sistema es combinar las componentes copolares y contrapolares de ambos puertos para aplicar nulling a la interferencia, y para ello utiliza un método de conformación de diagrama de radiación a ciegas, el cual no necesita conocer la respuesta de la antena ni la dirección de llegada de las señales. El método se divide en dos etapas, precorrelación y postcorrelación. En la etapa de precorrelación se proyecta la señal en el subespacio de interferencias. En la etapa de postcorrelación se conforma el steering vector mediante el uso de pesos del array para maximizar la relación señal a ruido y multipath. Este método de mitigación de interferencias se presenta en la Figura 2.7.13.

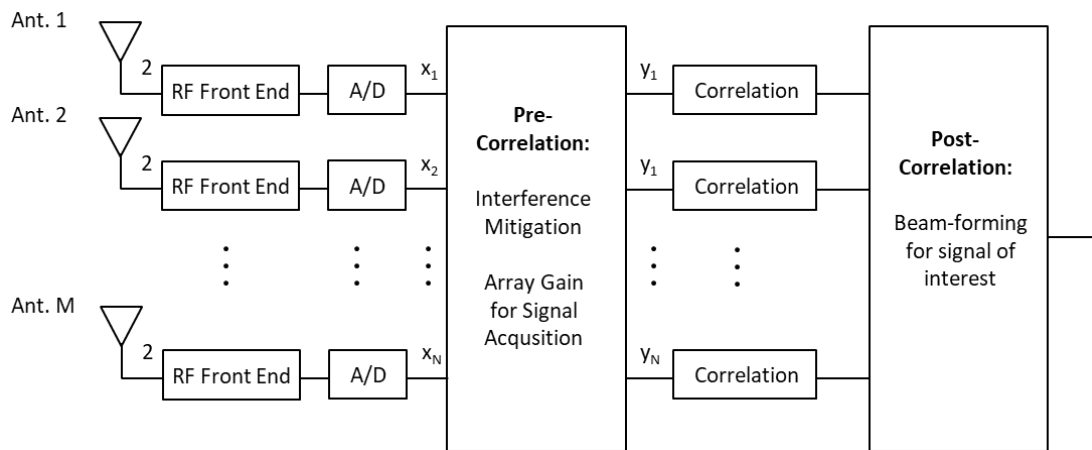


Figura 2.7.13. Método de mitigación de interferencias de dos etapas de precorrelación y postcorrelación mediante el uso de blind beamforming [19]

En la medición de los resultados de este sistema, el autor compara el uso de array de antenas de polarización única con arrays de antenas de polarización dual. En sus resultados obtuvo un mejor rendimiento de las señales de bajo ángulo de inclinación utilizando arrays de antenas de polarización dual.

3 Estudio del elemento unitario, geometría y parametrización de la EBG para un elemento del array

3.1 Revisión de especificaciones del array de antenas y requisitos del sistema

Los requisitos del sistema y especificaciones técnicas del array de antenas deben cumplir ciertos parámetros estándar sobre las antenas de GNSS. El modelo comercial de Thales [2] es un diseño que cumple totalmente los requisitos de las estaciones permanentes International GPS Service (IGS). Se trata de un modelo que cumple las especificaciones estándar de GPS, por lo cual el diseño del array de antenas se realiza teniendo en cuenta ciertas especificaciones generales de la antena de Thales y otras expuestas en Anexos E.

Uno de los objetivos del array de antenas es dar cobertura a varias bandas de frecuencia de GNSS: L1, L2 y L5 de GPS, L1 y L2 de GLONASS, y E1, E2, E3, E4 y E5 de Galileo. Los modelos comerciales de antenas de Anexos E no cubren todas las bandas de interés de GNSS de este trabajo, pero sirven como referencia en cuanto a las características generales que debe cumplir el sistema. El ancho de banda total es de 1.164 a 1.61 GHz.

Además de la banda de frecuencias, son importantes otras especificaciones de los modelos de antenas comerciales: la polarización circular a derechas (RHCP) de la antena, impedancia de conectores de 50 Ω , VSWR y estabilidad de centro de fase. El resumen de los requisitos totales del sistema se presenta en la Tabla 3.1.1.

Tabla 3.1.1. Requisitos técnicos del array de antenas

Bandas de frecuencia	Ancho de banda (GHz)	Polarización	VSWR	Impedancia de conectores (Ω)	Estabilidad de centro de fase (mm)	Relación Axial (dB)
GPS: L1, L2 y L5 GLONASS: L1 y L2 Galileo: E1, E2, E3, E4 y E5	1.164-1.61	RHCP	1.5:1	50	≤ 2	≤ 1.8

3.2 Definición de la arquitectura y componentes del elemento radiante y EBG

Para cumplir con dichas especificaciones y requisitos, se toma como elemento radiante el diseñado en [1], introduciendo algunas modificaciones. En este trabajo se diseñó un elemento radiante formado por los siguientes elementos:

- Parche activo: consta de un parche circular simple, constituido por un plano de masa seguido del material Foam, que actúa como sustrato separador con la parte final, el parche activo. El modo fundamental del parche activo circular es el TM_{110} , cuya frecuencia de corte se presenta en Anexos A.
- Dipolos: consta de un array de dipolos dispuestos sobre la superficie de otro material Foam, que actúa como sustrato separador entre el array de dipolos y el parche activo. El objetivo de estos dipolos es introducir picos de resonancia en el parámetro S_{11} de la antena, con la modificación de las corrientes que se crean en el parche apilado.
- Alimentación: consta de cuatro sondas coaxiales, que se conectan a la antena por medio de un conector SMA introducido por la parte inferior del plano de masa. La alimentación atraviesa el primer sustrato de la estructura a través de unos filamentos de alimentación y llegan hasta la parte superior del coaxial circular. Estos cuatro conectores coaxiales se encuentran desfasados 90° para obtener polarización circular a derechas, RHCP. Los conectores 1 y 3 se encuentran en el plano XZ, y los conectores 2 y 4 en el plano YZ, distribuidos en sentido antihorario según la vista frontal del elemento radiante.

La modificación que se ha introducido en este trabajo sobre el elemento radiante diseñado en [1] es la eliminación de los parches apilados de la estructura. El elemento radiante utilizado en este trabajo se presenta en la Figura 3.1.1.

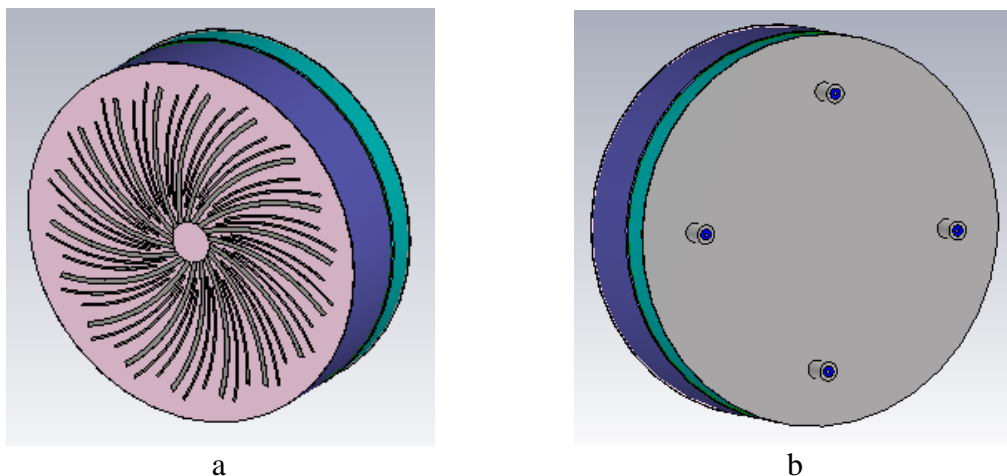


Figura 3.1.1. Elemento radiante diseñado en [1]. Vista frontal (a) y vista de la alimentación (b)

Utilizando este elemento radiante, se implementa una estructura de array 3D de antenas. Es un array de antenas conformado que se dispone sobre las caras de un poliedro. Este tipo de array se utiliza para cubrir la trayectoria de satélites de órbita baja, desde el horizonte hasta el cénit.

En este diseño de array 3D de antenas para GNSS, se implementa una estructura denominada Electromagnetic Band Gap (EBG). Esta estructura consta de una serie de metamateriales cuyas características permiten modificar el comportamiento electromagnético del array. El tipo de pines y geometría a estudio se presentan en la Figura 3.1.2.

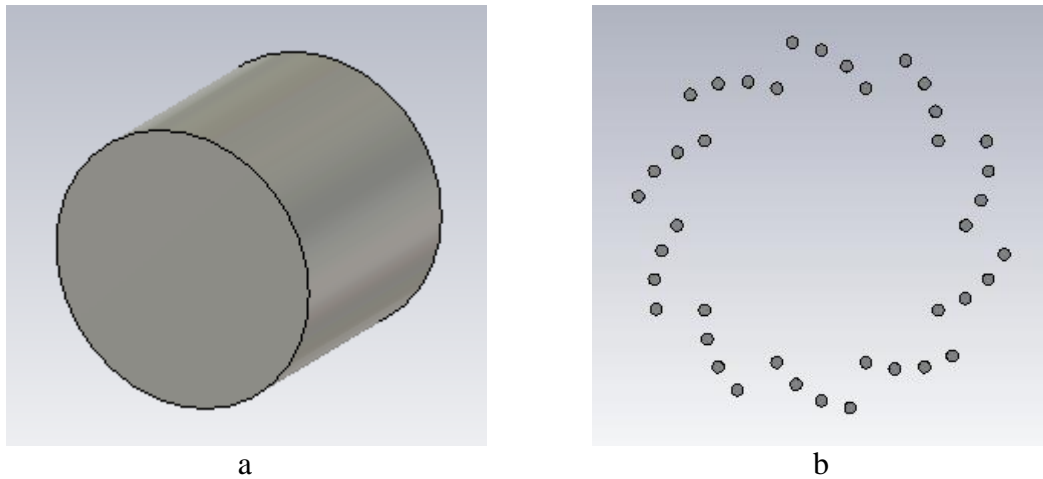


Figura 3.1.2. Tipo de pin utilizado y geometría a estudio que conforman la EBG

En la sección 3.3 se presenta el estudio del impacto de la geometría de la EBG en un elemento radiante. En la sección **Error! Reference source not found.** se presenta el estudio del impacto de la EBG en dos elementos radiantes. La geometría del array 3D, las diferentes conformaciones de planos de array y la arquitectura del array se presentan en el Capítulo **Error! Reference source not found.**

3.3 Parametrización de la EBG para un elemento unitario

Utilizando el elemento radiante diseñado en [1], se extiende el plano de masa circular original para conformar un plano de array que integre la estructura a estudio, la EBG. Las dimensiones del plano de masa se toman teniendo en cuenta las consideraciones sobre la dimensión del plano de masa presentadas en Anexos C.

El diámetro del elemento radiante es de 150 milímetros. Se ha establecido que el diámetro del plano de masa circular sea 2.75 veces el diámetro del elemento radiante, esto es, 412.5 milímetros. El motivo de esta decisión está relacionado con la parametrización de la EBG. Se ha considerado que el factor de 2.75 es óptimo para albergar las simulaciones paramétricas de la EBG de los resultados de mejor rendimiento. La dimensión de este plano de masa es lo suficientemente grande para minimizar el efecto de las ondas de pérdidas del sustrato y de las ondas de espacio

radiadas por el elemento radiante, sin exceder un tamaño excesivo que incremente las dimensiones y el coste total del array.

Utilizando el elemento radiante diseñado en [1] y el plano de masa circular extendido, se realiza el estudio del impacto de la geometría 3D respecto a las variaciones de una serie de parámetros. En las siguientes secciones se presentan diversos tipos de simulaciones paramétricas sobre la estructura EBG del plano de masa.

Para diseñar el modelo 3D de la antena y realizar las simulaciones se utiliza la herramienta CST STUDIO SUITE®. Mediante esta herramienta se estudia el efecto de la geometría de la EBG sobre los parámetros S_{11} , S_{22} , S_{33} y S_{44} (secciones 3.3.1, 3.3.2), la relación axial (3.3.3) y sobre el campo radiado de la antena (sección **Error! Reference source not found.**). Debido al ahorro del tiempo de simulación, en las secciones 3.3.3 y **Error! Reference source not found.** se presentan los mejores casos de las simulaciones paramétricas.

En la sección 3.3.1 se realiza el estudio paramétrico de la variación uniforme de la altura de los pines de la EBG. En la sección 3.3.2 se realiza el estudio paramétrico del número de pines por pétalo, del número de pétalos y de la distancia de los pines de la EBG. En la sección 3.3.3 se realiza el estudio paramétrico de la variación de perfiles de alturas de los pines de la EBG. En la Figura 3.1.3 se presentan distintos modelos de antenas con EBG pertenecientes al estudio paramétrico de la variación de distancias de los pines (a) y la variación de perfiles de altura de los pines (b).

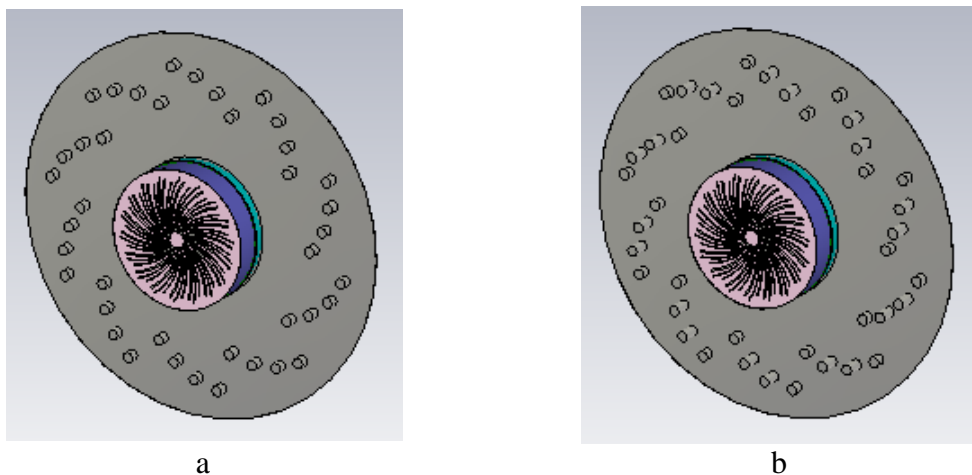


Figura 3.1.3. Modelos de elementos radiantes con plano de masa circular extendido y EBG para el estudio paramétrico de las distancias de los pines (a) y la variación del perfil de la altura de los pines (b)

3.3.1 Ajuste paramétrico de la altura inicial de los pines

El primer estudio paramétrico de los pines de la EBG consiste en la optimización de la altura de los pines de manera uniforme para la banda de frecuencia especificada (1.16 - 1.61 GHz) partiendo del modelo inicial de 4 pines por pétalo¹ y 10 pétalos presentado en la Figura 3.1.3 (a). Para ello se han consultado diversos modelos comerciales de pines, y se han elegido las siguientes alturas de pines: 5 mm, 6 mm, 8 mm, 10 mm, 18 mm, 20 mm y 30 mm. El diámetro de los pines en todos los casos es de 11 mm.

La simulación paramétrica inicial realiza un barrido de alturas de pines de manera uniforme para determinar qué dimensiones son las que presentan un mejor resultado de los parámetros S_{11} , S_{22} , S_{33} y S_{44} para la banda de frecuencia de 1.16 a 1.61 GHz.

La configuración para realizar las simulaciones establece un mallado de 26 celdas por longitud de onda y un rango de frecuencias de 1 a 1.8 GHz. Las simulaciones realizadas en CST para este TFM se inician en 1 GHz en lugar de 1.1 GHz debido a que la herramienta necesita un margen frecuencial inferior mínimo a la banda de frecuencia de interés para el procesamiento correcto de la señal. A la estructura de la antena se han colocado cuatro puertos, uno en cada conector coaxial de alimentación en el que se considera el primer modo de propagación de la guía coaxial TE_{11} .

A la vista de los resultados de la adaptación de los parámetros S_{11} , S_{22} , S_{33} y S_{44} presentados en la Figura 3.1.4, Figura 3.1.5, Figura 3.1.6 y Figura 3.1.7 respectivamente, se observa que la simulación n° 4 (altura del metamaterial = 10 mm) tiene el mejor comportamiento global de toda la banda de frecuencias (1.16 – 1.61 GHz). A bajas, medias y altas frecuencias el resultado de la adaptación de los parámetros S_{11} , S_{22} , S_{33} y S_{44} es el más equilibrado para toda la banda de entre toda la serie de simulaciones. Esta altura uniforme de los pines es utilizada en las simulaciones de la sección 3.3.2.

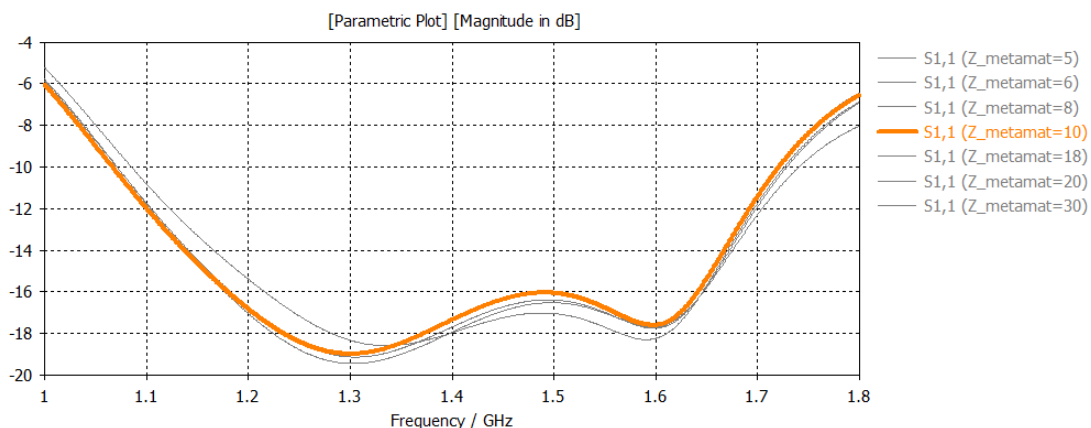


Figura 3.1.4. Parámetro S_{11} de la simulación paramétrica de la antena con EBG para el ajuste óptimo de la altura uniforme inicial de los pines

¹ La definición de pétalo se presenta en la sección 3.3.2

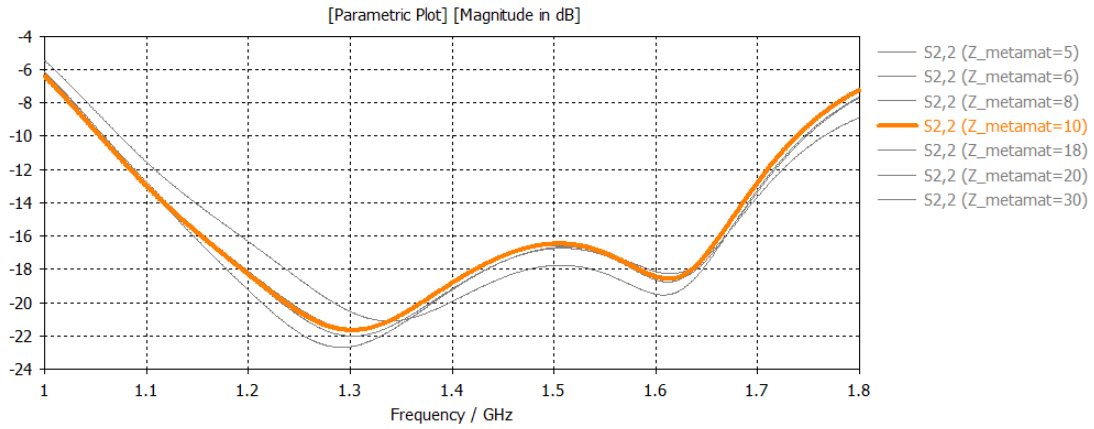


Figura 3.1.5. Parámetro S₂₂ de la simulación paramétrica de la antena con EBG para el ajuste óptimo de la altura uniforme inicial de los pines

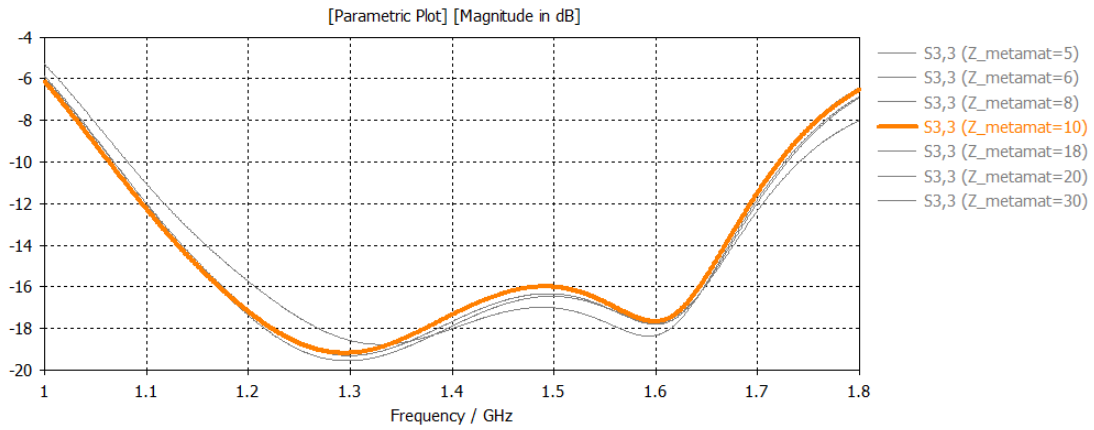


Figura 3.1.6. Parámetro S₃₃ de la simulación paramétrica de la antena con EBG para el ajuste óptimo de la altura uniforme inicial de los pines

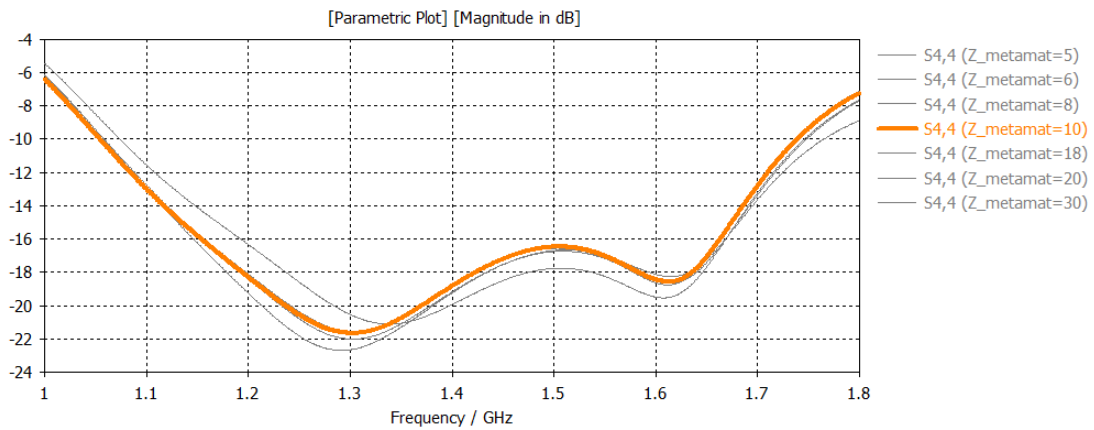


Figura 3.1.7. Parámetro S₄₄ de la simulación paramétrica de la antena con EBG para el ajuste óptimo de la altura uniforme inicial de los pines

3.3.2 Ajuste paramétrico del número de pines por pétalo, del número de pétalos y distancia de los pines

En esta sección se presenta el estudio del impacto de la variación de determinados parámetros en la estructura sobre los parámetros S_{11} , S_{22} , S_{33} y S_{44} . Se realizan tres tipos de estudio: el ajuste paramétrico del número de pines por pétalo, del número de pétalos de la estructura EBG y de la distancia de los pines de los pétalos respecto al elemento radiante.

Se define un pétalo de la EBG como un conjunto de pines dispuestos de manera curva formando un arco. El conjunto total de pétalos situados alrededor del elemento radiante forma la estructura completa de la EBG. El ajuste paramétrico del número de pines por pétalo y el de la distancia de los pines respecto al elemento radiante viene fijado por el tamaño del plano de masa circular establecido. Se realiza la simulación paramétrica de 3 o 4 pines por pétalo, combinada con el número de pétalos de la estructura, 9, 10 u 11, y la variación de la distancia de los pines según la variable Delta.

La variable Delta se aplica al radio de los pines de la EBG para modificar su distancia respecto al elemento radiante. Se definen cinco valores de la variable Delta, de tal forma que los pines cubran el área del plano de masa circular, desde geometrías con pines concentrados cerca del elemento radiante hasta geometrías con pines más dispersos y separados del elemento radiante. El número de pétalos de la estructura no afecta a la distancia de los pines respecto al elemento radiante, sino a la separación entre pétalos, definiendo un ángulo por pétalo para cada modelo. Las variaciones de radios de las distancias de los pines para 3 y 4 pines por pétalo se presentan en la Tabla 3.1.2 y Tabla 3.1.3, respectivamente. Las variaciones de ángulo por pétalo según el número de pétalos se presentan en la Tabla 3.1.4.

Tabla 3.1.2. Variación de distancias de pines respecto al centro del elemento radiante para los modelos de 3 pines por pétalo

Simulación	Delta	Distancia pin 1 (mm)	Distancia pin2 (mm)	Distancia pin3 (mm)
Delta 1	1	92.75	103.75	112.75
Delta 2	1.15	106.66	119.31	129.66
Delta 3	1.3	120.57	134.87	146.57
Delta 4	1.45	134.49	150.43	163.48
Delta 5	1.6	148.4	166	180.4

Tabla 3.1.3. Variación de distancias de pines respecto al centro del elemento radiante para los modelos de 4 pines por pétalo

Simulación	Delta	Distancia pin 1 (mm)	Distancia pin2 (mm)	Distancia pin3 (mm)	Distancia pin4 (mm)
Delta 1	1	92.75	103.75	112.75	119.04
Delta 2	1.15	106.67	119.31	129.67	136.89
Delta 3	1.3	120.57	134.87	146.57	154.75
Delta 4	1.45	134.49	150.43	163.48	172.6
Delta 5	1.6	148.4	166	180.4	190.46

Tabla 3.1.4. Variación de ángulo por pétalos según el número de pétalos

Número de pétalos	9	10	11
Ángulo por pétalo (°)	40	36	32.72

A continuación se presentan las simulaciones realizadas, de las cuales se va a seleccionar la que presenta mejores prestaciones, para luego hacer el análisis del campo radiado y su frente de fase. El mejor modelo de las secciones 3.3.2.1 y **Error! Reference source not found.** se selecciona para el estudio paramétrico de la variación de perfiles de alturas de los pines de la EBG en la sección 3.3.3.

3.3.2.1 Simulaciones 3 pines por pétalo

3.3.2.1.1 Simulación 9 pétalos

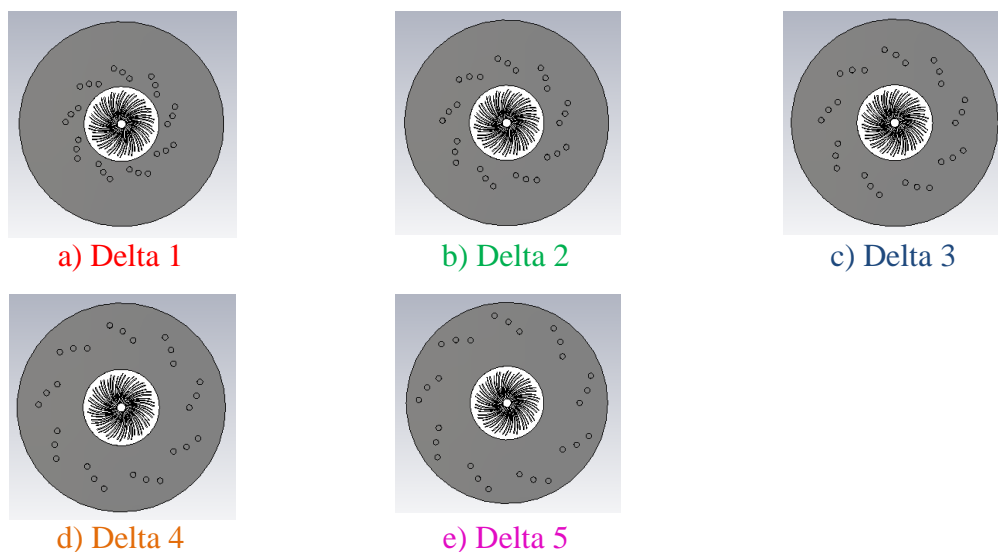


Figura 3.1.8. Modelos de antenas con EBG para la versión de 3 pines y 9 pétalos

A la vista de los resultados de la adaptación de los parámetros S_{11} , S_{22} , S_{33} y S_{44} presentados en la Figura 3.1.9, Figura 3.1.10, Figura 3.1.11 y Figura 3.1.12, se observa que la simulación inicial es la que peor adapta para los parámetros S_{11} y S_{22} . Según se separan los pines del elemento radiante, hay mayor adaptación para frecuencias bajas y altas. En el parámetro S_{11} hay una mayor adaptación en la tercera simulación, en el parámetro S_{33} hay mayor adaptación en la quinta simulación, y en el S_{22} y S_{44} destacan la tercera y la quinta simulación.

De esta serie de simulaciones se considera que la quinta simulación (Delta = 1.6) tiene mejores prestaciones, puesto que tiene las mejores prestaciones en todas las frecuencias para el parámetro S_{33} por una diferencia significativa, y en el resto de parámetros es equilibrada, siendo mejor ligeramente que la tercera simulación en el parámetro S_{44} .

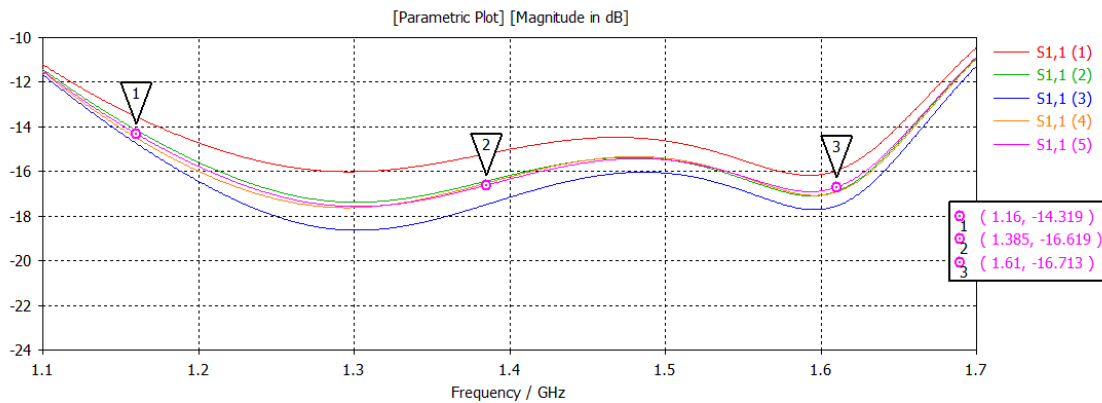


Figura 3.1.9. Parámetro S_{11} de la simulación paramétrica de la antena con EBG para la versión de 3 pines y 9 pétalos

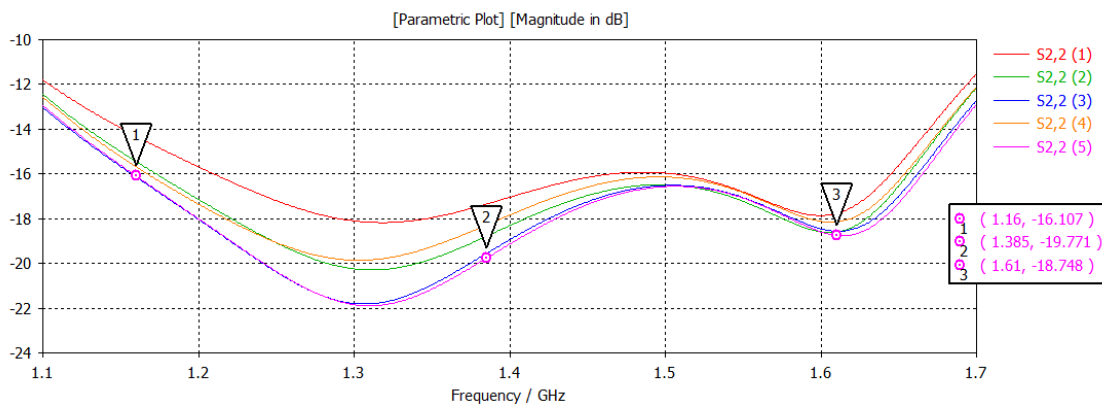


Figura 3.1.10. Parámetro S_{22} de la simulación paramétrica de la antena con EBG para la versión de 3 pines y 9 pétalos

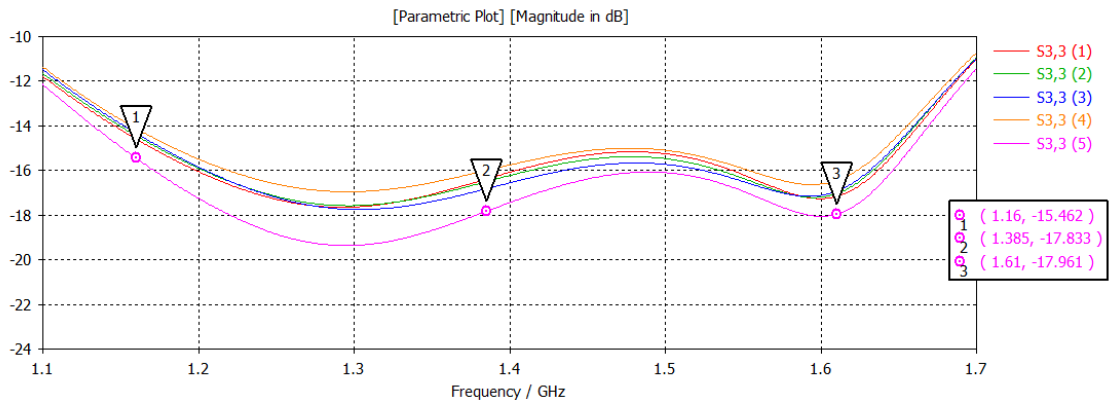


Figura 3.1.11. Parámetro S_{33} de la simulación paramétrica de la antena con EBG para la versión de 3 pines y 9 pétalos

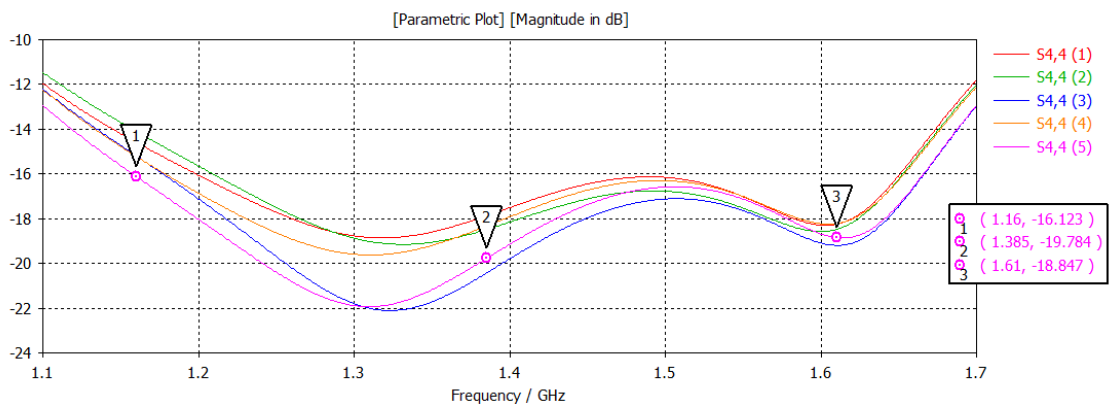


Figura 3.1.12. Parámetro S_{44} de la simulación paramétrica de la antena con EBG para la versión de 3 pines y 9 pétalos

3.3.2.1.2 Simulación 10 pétalos

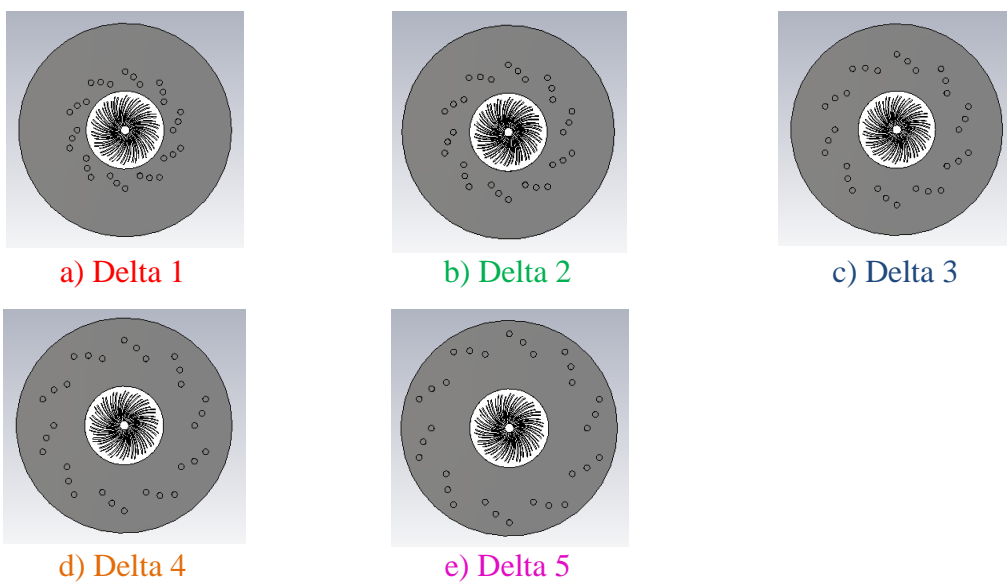


Figura 3.1.13. Modelos de antenas con EBG para la versión de 3 pines y 10 pétalos

A la vista de los resultados de la adaptación de los parámetros S_{11} , S_{22} , S_{33} y S_{44} presentados en la Figura 3.1.14, Figura 3.1.15, Figura 3.1.16 y Figura 3.1.17, se observa que las dos primeras simulaciones son las que peor adaptan para todas las frecuencias. Según se separan los pines del elemento radiante, hay mayor adaptación para toda la banda de frecuencias. Se observa un progreso en prestaciones hasta la cuarta simulación, puesto que la quinta simulación adapta peor a frecuencias bajas para los parámetros S_{22} y S_{44} .

De esta serie de simulaciones se considera que la cuarta simulación ($\Delta = 1.45$) tiene mejores prestaciones, pues presenta un rendimiento equilibrado para todas las frecuencias de todos los parámetros S , y para bajas frecuencias es la que mejor está adaptada.

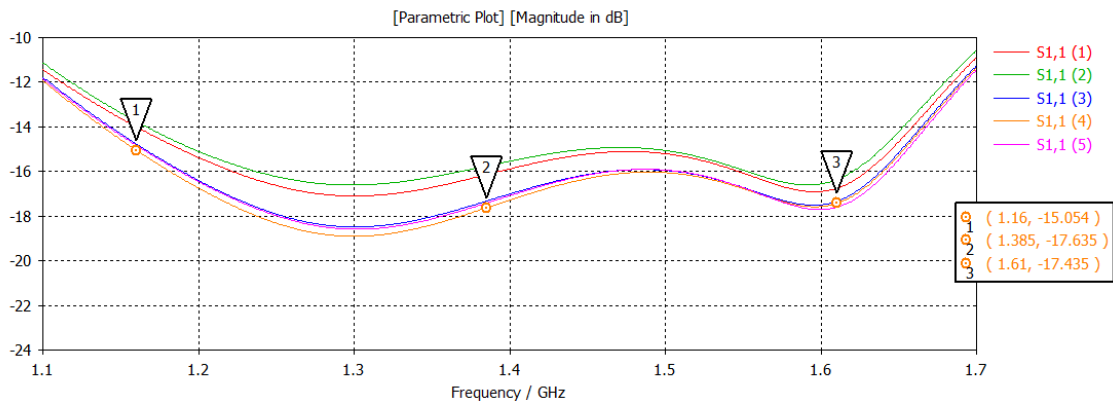


Figura 3.1.14. Parámetro S_{11} de la simulación paramétrica de la antena con EBG para la versión de 3 pines y 10 pétalos

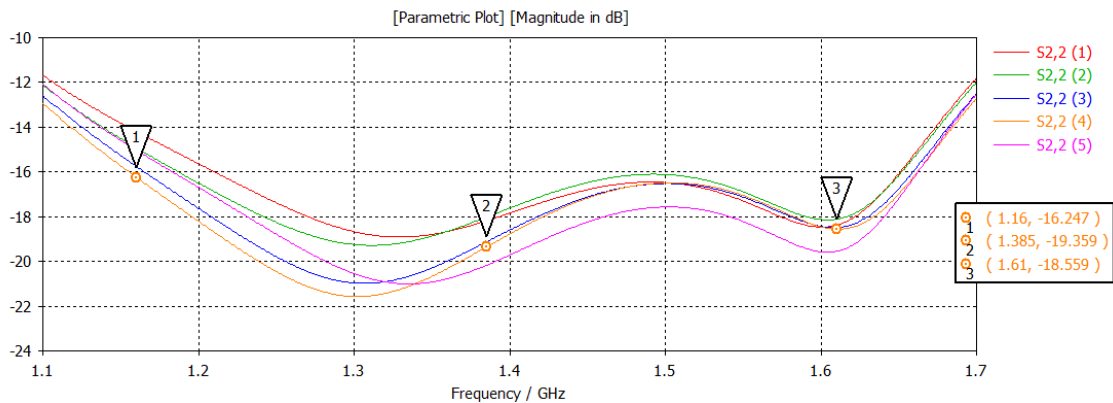


Figura 3.1.15. Parámetro S_{22} de la simulación paramétrica de la antena con EBG para la versión de 3 pines y 10 pétalos

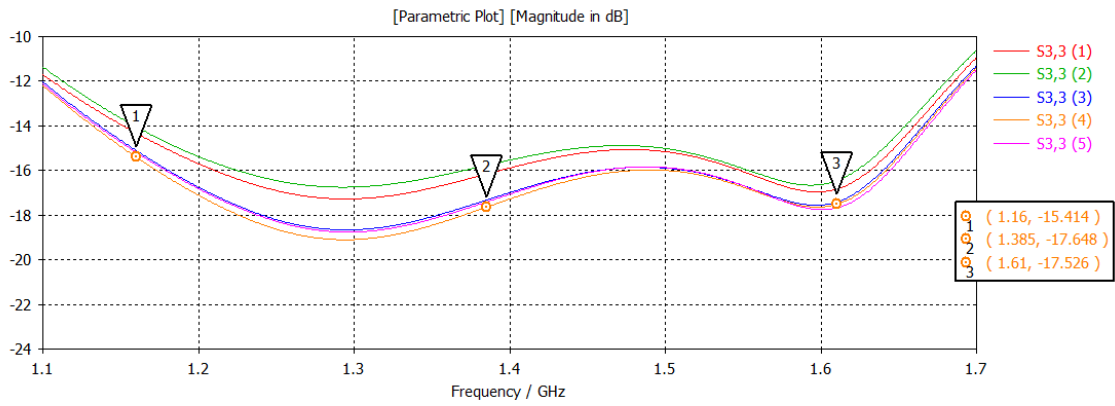


Figura 3.1.16. Parámetro S_{33} de la simulación paramétrica de la antena con EBG para la versión de 3 pines y 10 pétalos

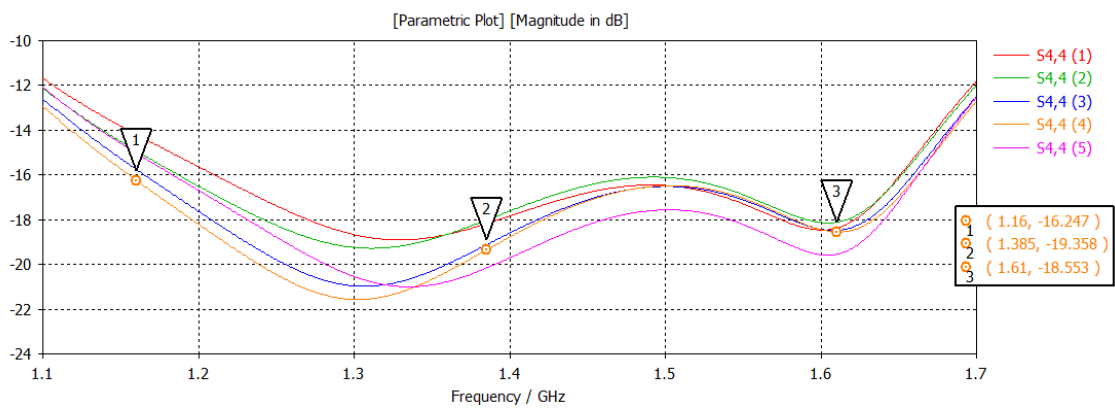


Figura 3.1.17. Parámetro S_{44} de la simulación paramétrica de la antena con EBG para la versión de 3 pines y 10 pétalos

3.3.2.1.3 Simulación 11 pétalos

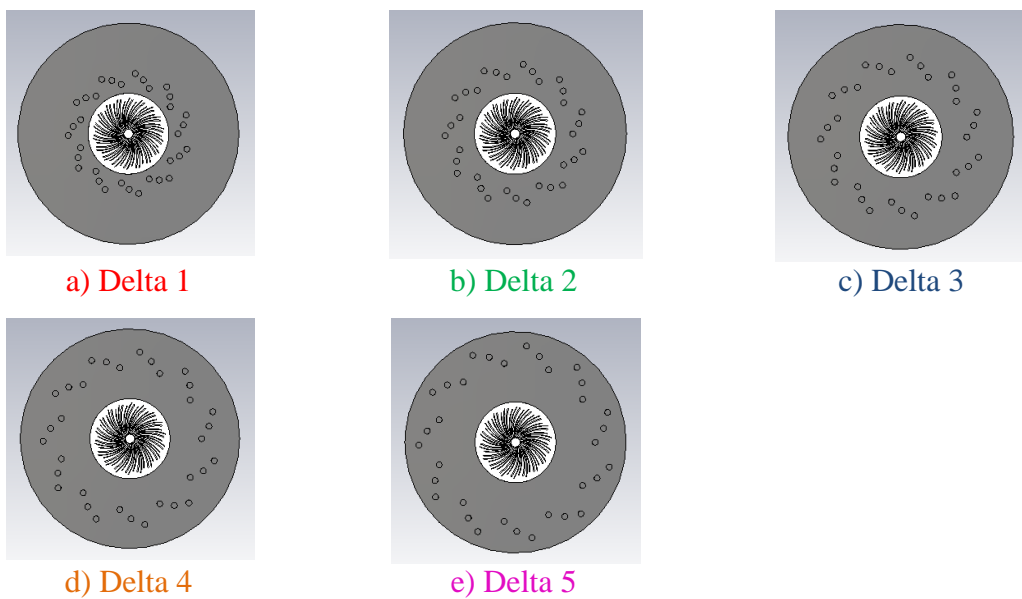


Figura 3.1.18. Modelos de antenas con EBG para la versión de 3 pines y 11 pétalos

A la vista de los resultados de la adaptación de los parámetros S_{11} , S_{22} , S_{33} y S_{44} presentados en la Figura 3.1.19, Figura 3.1.20, Figura 3.1.21 y Figura 3.1.22, se observa que la primera simulación es la que peor adapta en todas las frecuencias. Según se separan los pines del elemento radiante, hay mayor adaptación para toda la banda de frecuencias. Se observa un progreso en prestaciones hasta la cuarta simulación, puesto que la quinta simulación adapta peor a frecuencias bajas para los parámetros S_{22} y S_{44} .

De esta serie de simulaciones se considera que la cuarta simulación ($\Delta = 1.45$) tiene mejores prestaciones, pues presenta un rendimiento equilibrado para todas las frecuencias de todos los parámetros S , y para bajas frecuencias es la que mejor está adaptada.

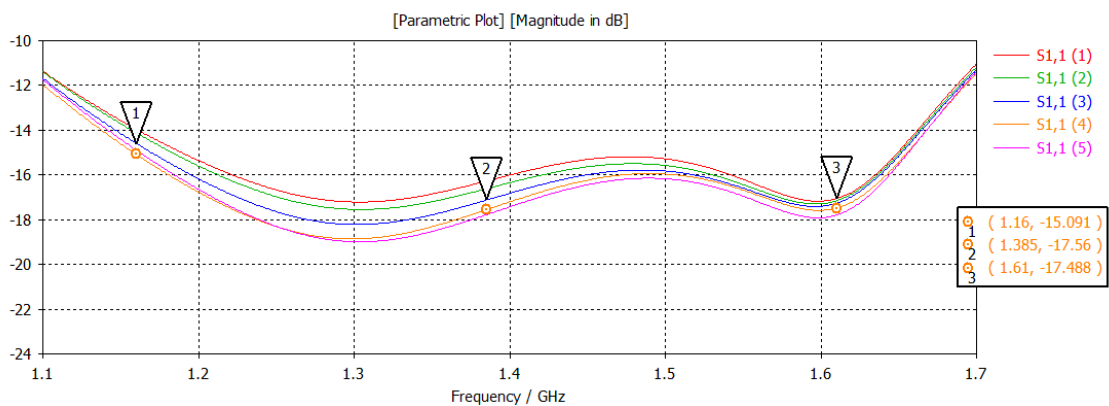


Figura 3.1.19. Parámetro S_{11} de la simulación paramétrica de la antena con EBG para la versión de 3 pines y 11 pétalos

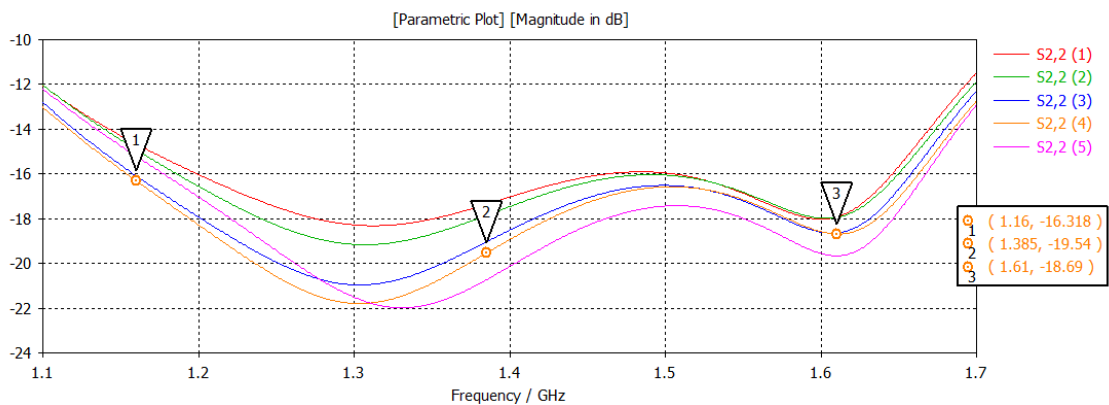


Figura 3.1.20. Parámetro S_{22} de la simulación paramétrica de la antena con EBG para la versión de 3 pines y 11 pétalos

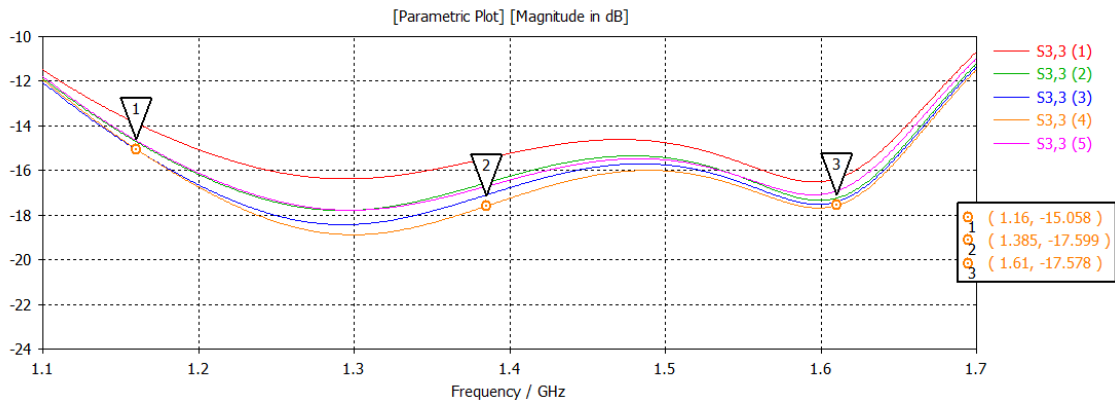


Figura 3.1.21. Parámetro S_{33} de la simulación paramétrica de la antena con EBG para la versión de 3 pines y 11 pétalos

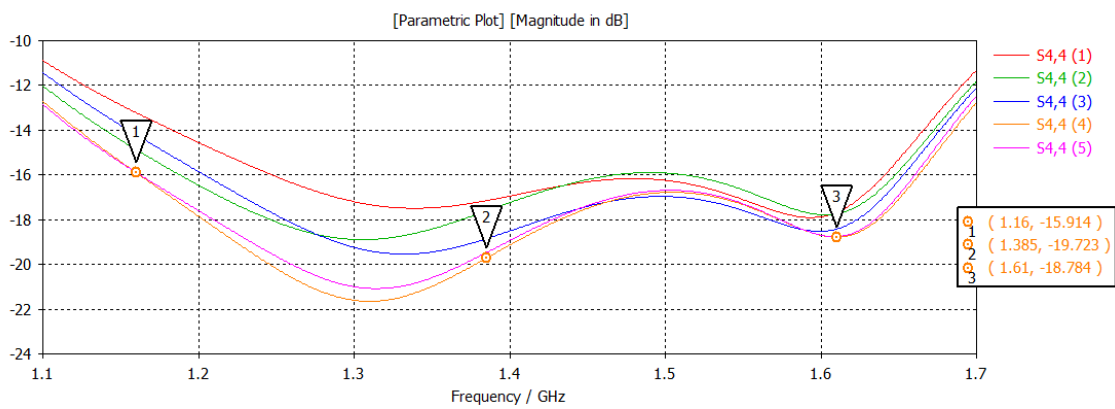


Figura 3.1.22. Parámetro S_{44} de la simulación paramétrica de la antena con EBG para la versión de 3 pines y 11 pétalos

3.3.2.2 Simulaciones 4 pines por pétalo

3.3.2.2.1 Simulación 9 pétalos

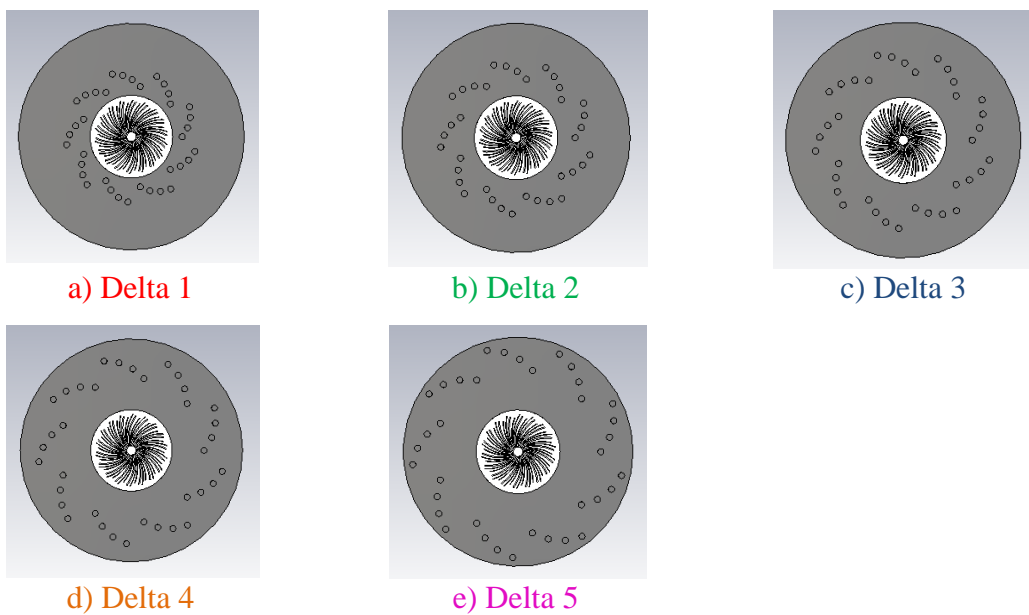


Figura 3.1.23. Modelos de antenas con EBG para la versión de 4 pines y 9 pétalos

A la vista de los resultados de la adaptación de los parámetros S_{11} , S_{22} , S_{33} y S_{44} presentados en la Figura 3.1.24, Figura 3.1.25, Figura 3.1.26 y Figura 3.1.27, se observa que las dos primeras simulaciones son las que peor adaptan en todas las frecuencias. Según se separan los pines del elemento radiante, hay mayor adaptación para toda la banda de frecuencias. Se observa un progreso en prestaciones hasta la tercera simulación, puesto que a partir de la cuarta simulación adapta peor para todas las frecuencias para el parámetro S_{11} .

De esta serie de simulaciones se considera que la tercera simulación ($\Delta = 1.3$) tiene mejores prestaciones, pues presenta un rendimiento equilibrado para todas las frecuencias de todos los parámetros S , y para frecuencias medias es la que mejor está adaptada.

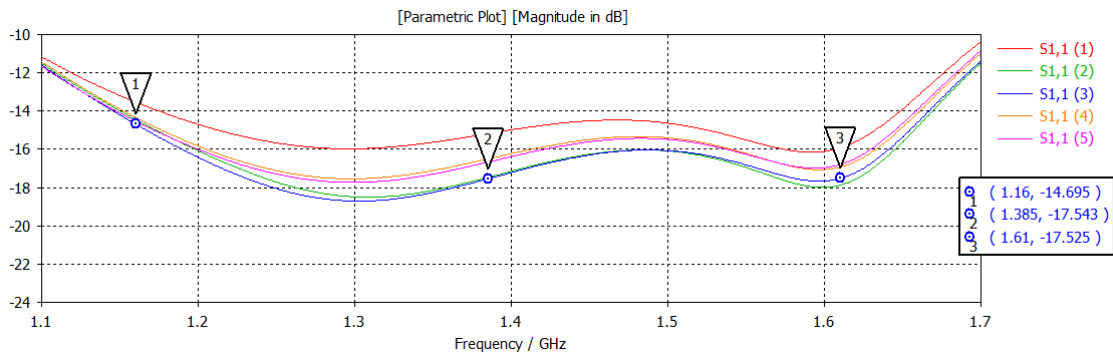


Figura 3.1.24. Parámetro S_{11} de la simulación paramétrica de la antena con EBG para la versión de 4 pines y 9 pétalos

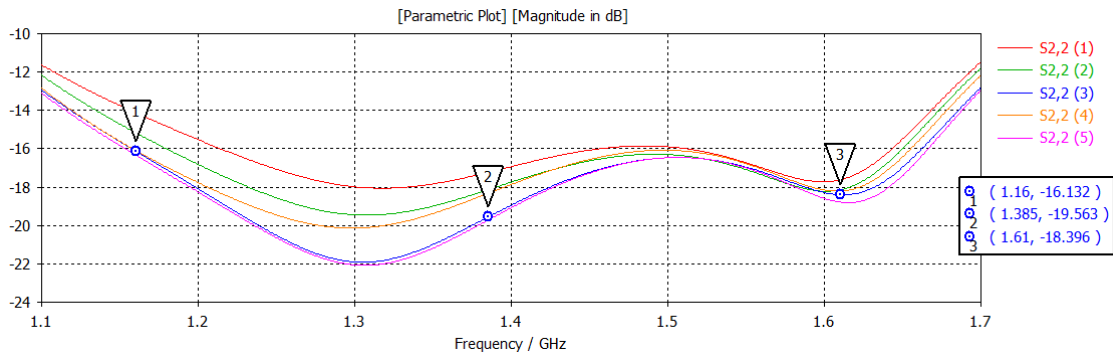


Figura 3.1.25. Parámetro S_{22} de la simulación paramétrica de la antena con EBG para la versión de 4 pines y 9 pétalos

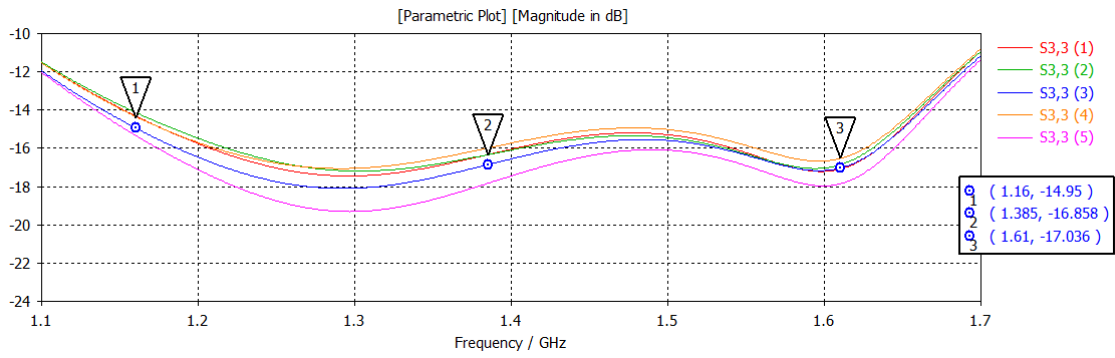


Figura 3.1.26. Parámetro S_{33} de la simulación paramétrica de la antena con EBG para la versión de 4 pines y 9 pétalos

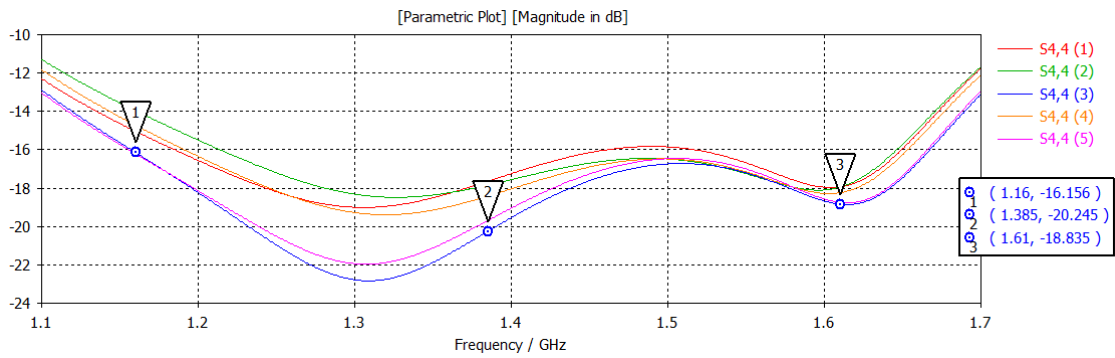


Figura 3.1.27. Parámetro S_{44} de la simulación paramétrica de la antena con EBG para la versión de 4 pines y 9 pétalos

3.3.2.2.2 Simulación 10 pétalos

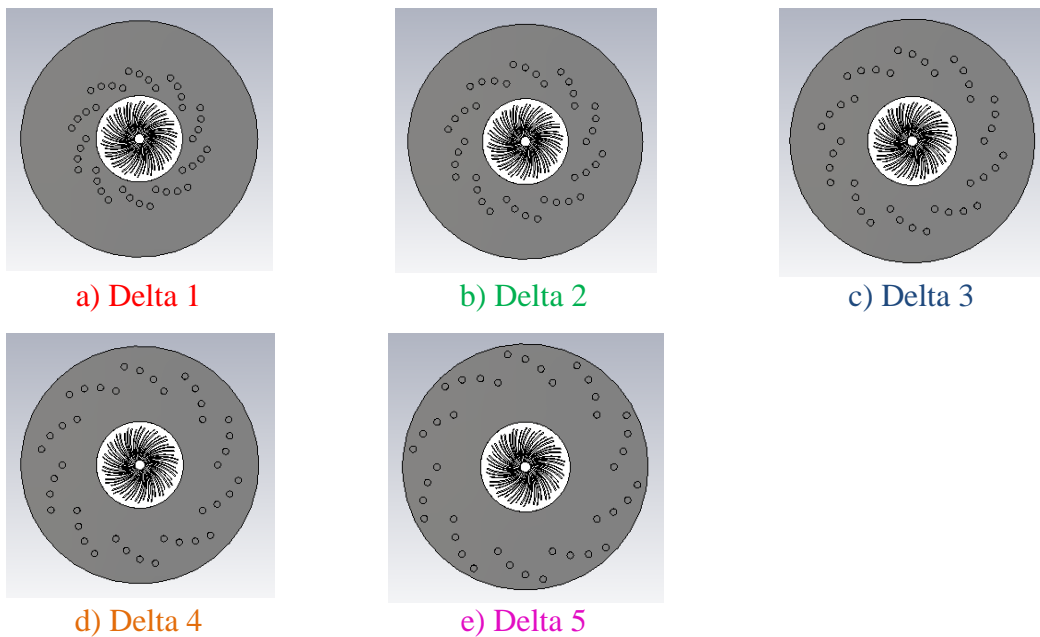


Figura 3.1.28. Modelos de antenas con EBG para la versión de 4 pines y 10 pétalos

A la vista de los resultados de la adaptación de los parámetros S_{11} , S_{22} , S_{33} y S_{44} presentados en la Figura 3.1.29, Figura 3.1.30, Figura 3.1.31 y Figura 3.1.32, se observa que las dos primeras simulaciones son las que peor adaptan en todas las frecuencias. Según se separan los pines del elemento radiante, hay mayor adaptación para toda la banda de frecuencias. Se observa un progreso en prestaciones hasta la cuarta simulación, puesto que la quinta simulación adapta peor a frecuencias bajas para los parámetros S_{22} y S_{44} .

De esta serie de simulaciones se considera que la cuarta simulación ($\Delta = 1.45$) tiene mejores prestaciones, pues presenta un rendimiento equilibrado para todas las frecuencias de todos los parámetros S, y para bajas frecuencias es la que mejor está adaptada.

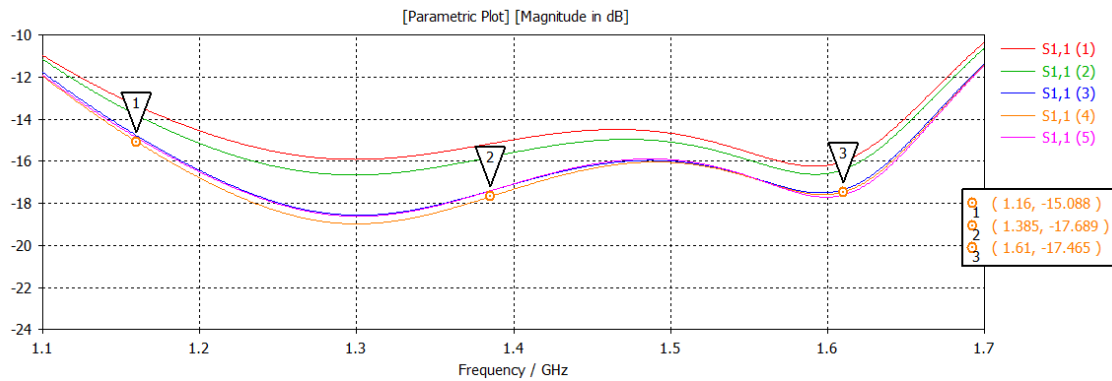


Figura 3.1.29. Parámetro S_{11} de la simulación paramétrica de la antena con EBG para la versión de 4 pines y 10 pétalos

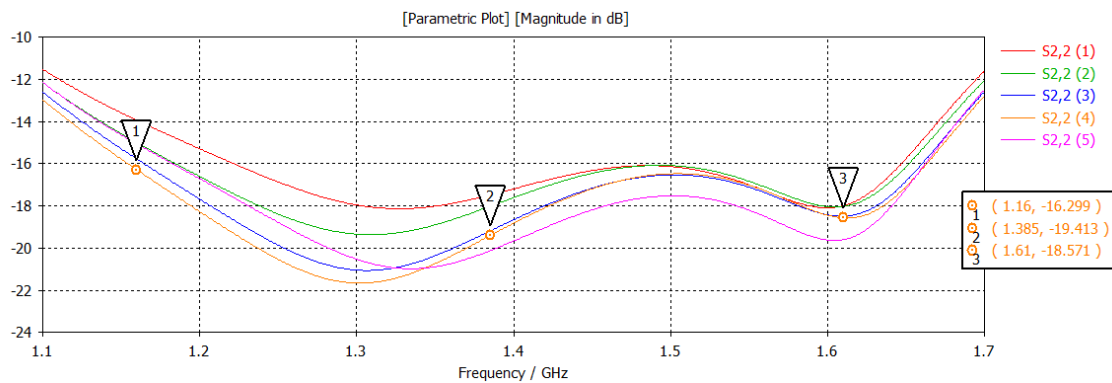


Figura 3.1.30. Parámetro S_{22} de la simulación paramétrica de la antena con EBG para la versión de 4 pines y 10 pétalos

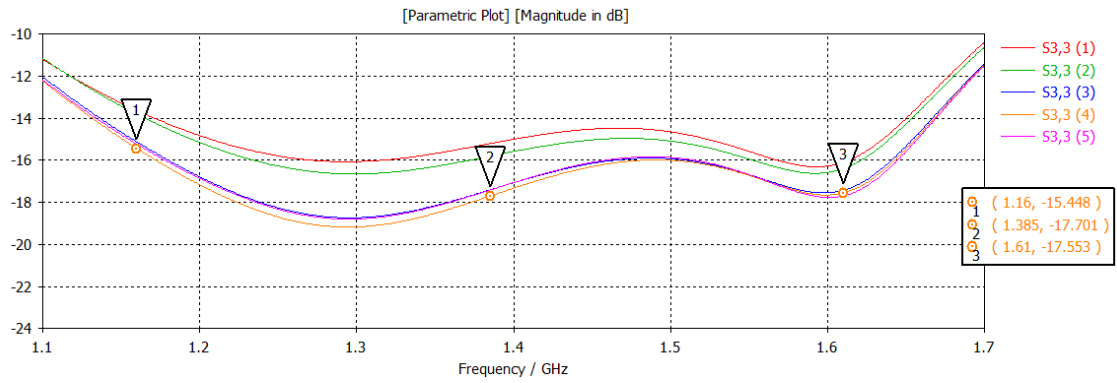


Figura 3.1.31. Parámetro S_{33} de la simulación paramétrica de la antena con EBG para la versión de 4 pines y 10 pétalos

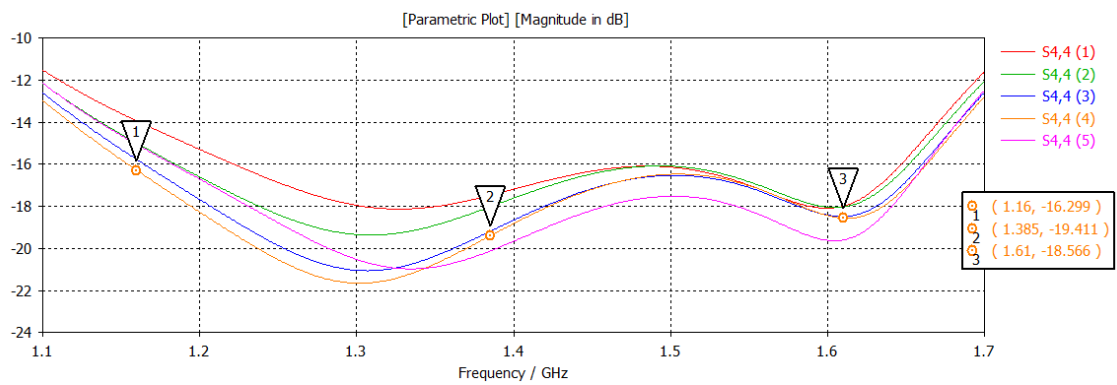


Figura 3.1.32. Parámetro S_{44} de la simulación paramétrica de la antena con EBG para la versión de 4 pines y 10 pétalos

3.3.2.2.3 Simulación 11 pétalos

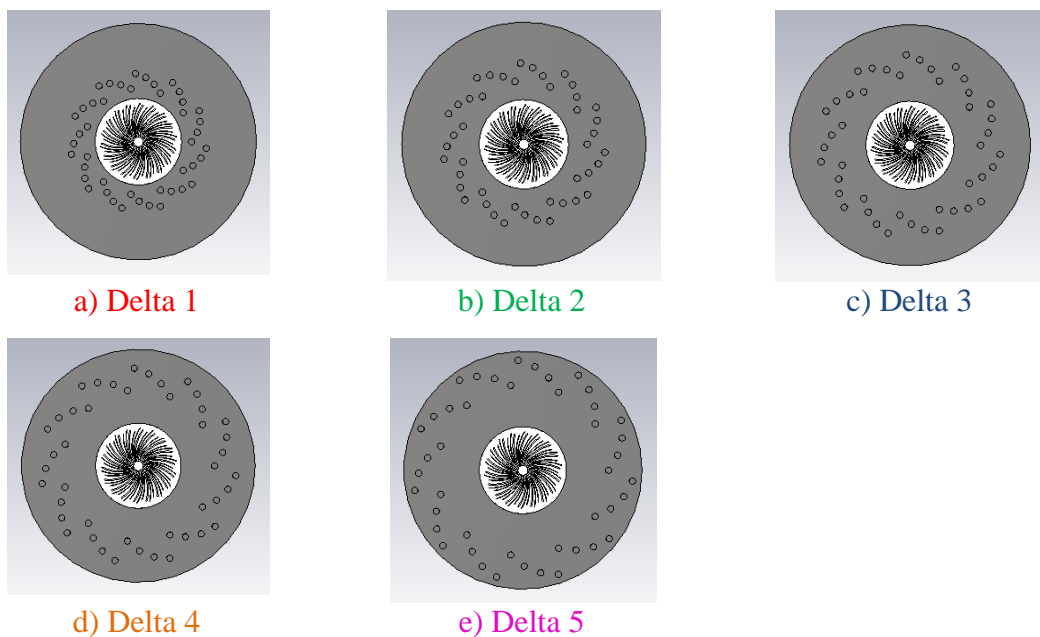


Figura 3.1.33. Modelos de antenas con EBG para la versión de 4 pines y 11 pétalos

A la vista de los resultados de la adaptación de los parámetros S_{11} , S_{22} , S_{33} y S_{44} presentados en la Figura 3.1.34, Figura 3.1.35, Figura 3.1.36 y Figura 3.1.37, se observa que la primera simulación es la que peor adapta en todas las frecuencias. Según se separan los pines del elemento radiante, hay mayor adaptación para toda la banda de frecuencias. Se observa un progreso en prestaciones hasta la cuarta simulación, puesto que la quinta simulación adapta peor a frecuencias bajas para el parámetro S_{22} y adapta peor a altas frecuencias para el parámetro S_{44} .

De esta serie de simulaciones se considera que la cuarta simulación (Delta = 1.45) tiene mejores prestaciones, pues presenta un rendimiento equilibrado para todas las frecuencias de todos los parámetros S.

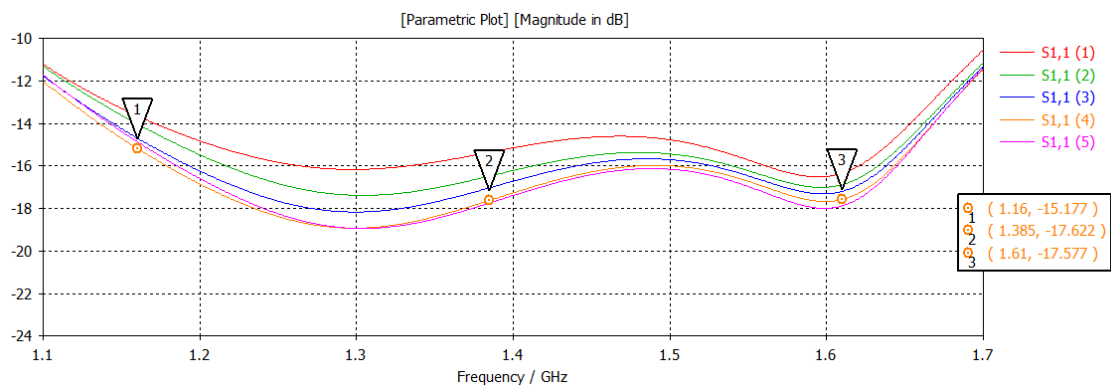


Figura 3.1.34. Parámetro S_{11} de la simulación paramétrica de la antena con EBG para la versión de 4 pines y 11 pétalos

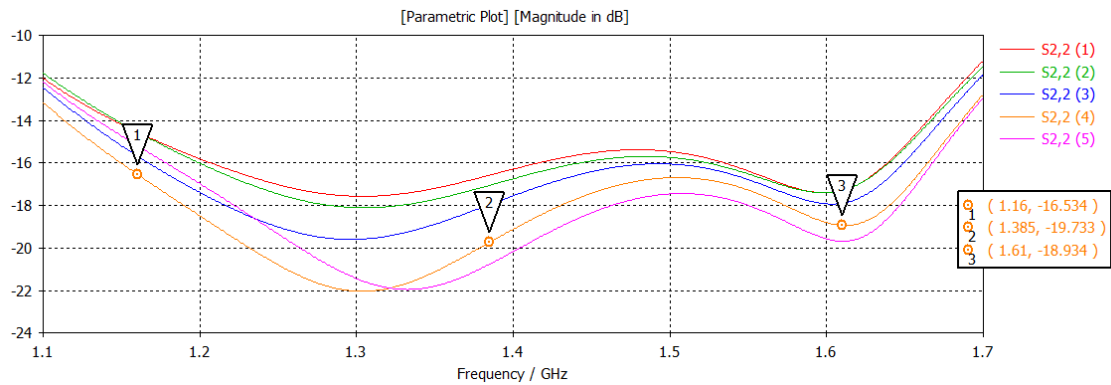


Figura 3.1.35. Parámetro S_{22} de la simulación paramétrica de la antena con EBG para la versión de 4 pines y 11 pétalos

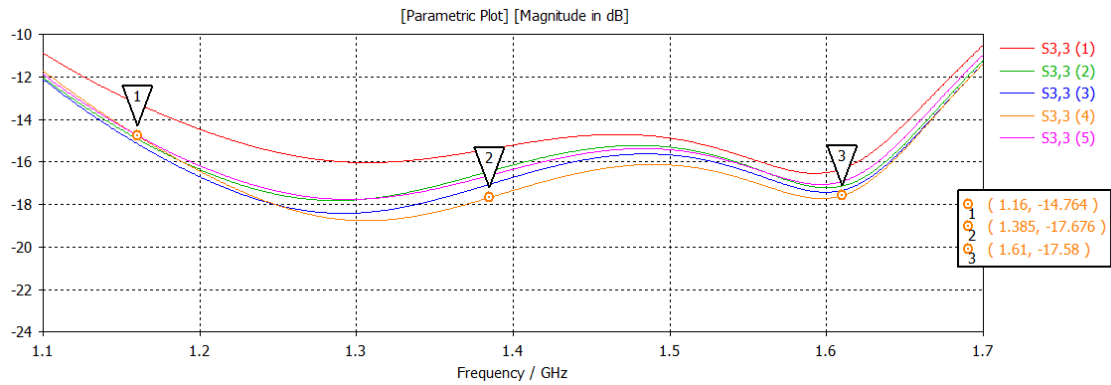


Figura 3.1.36. Parámetro S_{33} de la simulación paramétrica de la antena con EBG para la versión de 4 pines y 11 pétalos

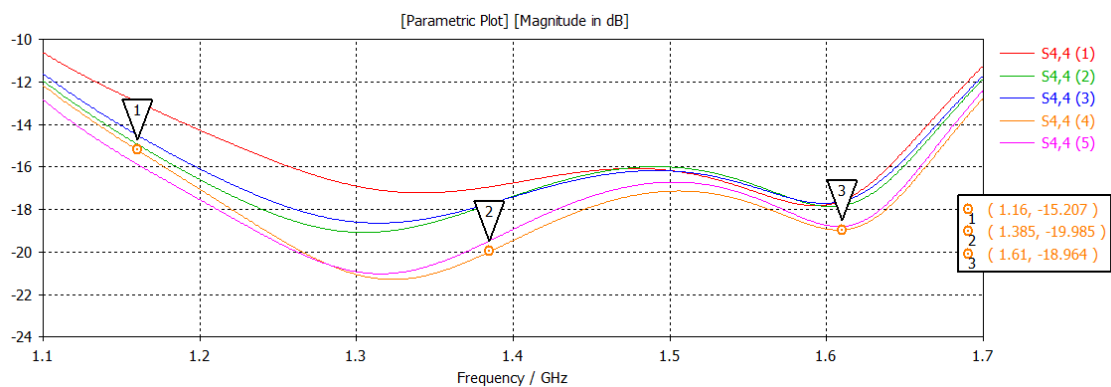


Figura 3.1.37. Parámetro S_{44} de la simulación paramétrica de la antena con EBG para la versión de 4 pines y 11 pétalos

El estudio paramétrico de las secciones 3.3.2.1 y 3.3.2.2 ofrecen unos mejores casos de adaptación de los parámetros S_{11} , S_{22} , S_{33} y S_{44} muy similares. En todos ellos, el modelo mejora según se separan los pines del elemento radiante hasta cierta distancia, a partir de la cual la adaptación a frecuencias bajas o altas empieza a empeorar.

Destacan los mejores modelos de las secciones 3.3.2.1.2 y 3.3.2.2.2 correspondientes a las geometrías de EBG de 3 pines por pétalo y 10 pétalos, y 4 pines por pétalo y 10 pétalos, ambos utilizando los mismos radios de distancia de los pines respecto al elemento radiante, $\Delta = 1.45$. Estos modelos poseen unos parámetros S muy similares, con una adaptación en frecuencia muy equilibrada. Se considera mejor modelo el de 4 pines y 10 pétalos puesto que la configuración de 4 pines por pétalo ofrece mayor versatilidad de geometrías para el estudio paramétrico de la variación de altura de perfiles de los pines de la sección 3.3.3.

3.3.3 Ajuste paramétrico de variación de perfiles de la altura de pines

El segundo tipo de estudio sobre la geometría de la EBG consiste en la parametrización de la altura de los pines de manera individual, no uniforme, de tal forma que se establezcan distintos tipos de perfiles según la altura de los pines. Esta parametrización de perfiles de alturas de pines se establece para todos los pétalos de la estructura.

Utilizando las alturas de pines comerciales definidas en la sección 3.3.1, se establecen varios tipos de perfiles según la altura que forman los pines en su pétalo. Los modelos definidos son: altura uniforme, pendiente ascendente, pendiente ascendente-descendente versión 1, pendiente ascendente-descendente versión 2, pendiente ascendente-descendente-ascendente, pendiente descendente, pendiente descendente-ascendente y pendiente descendente-ascendente-descendente. La pendiente se determina a partir de la altura del pin más cercano al elemento radiante.

El modelo elegido para este estudio paramétrico es el de 4 pines por pétalo, 10 pétalos, $\Delta = 1.45$, puesto que es el que posee mejores resultados de adaptación para toda la banda de frecuencias, y la configuración de 4 pines por pétalo ofrece mayor versatilidad de geometrías a estudio. Las variaciones de las alturas de los pines de la EBG según el tipo de perfil establecido se presentan en la Tabla 3.1.5.

Tabla 3.1.5. Variación del perfil de distintas alturas de los pines para el mejor modelo paramétrico de 4 pines y 10 pétalos

Simulación	Altura pin 1 (mm)	Altura pin2 (mm)	Altura pin3 (mm)	Altura pin4 (mm)
Uniforme	10	10	10	10
Ascendente (asc)	6	10	20	30
Ascendente-Descendente versión 1 (a_d_v1)	10	30	30	10
Ascendente-Descendente versión 2 (a_d_v2)	10	20	20	10
Ascendente-Descendente-Ascendente (a_d_a)	10	30	10	30
Descendente (desc)	30	20	10	6
Descendente-Ascendente (d_a)	30	10	10	30
Descendente-Ascendente-Descendente (d_a_d)	30	10	30	10

En este estudio paramétrico se evalúa el impacto de la geometría de distintos perfiles de alturas de los pines sobre los parámetros S_{11} , S_{22} , S_{33} y S_{44} , sobre el VSWR asociado a dichos parámetros y sobre el campo radiado. Se presentan en dos series de simulaciones, simulación de modelos de pendientes ascendentes y simulación de modelos de pendientes descendentes. En la Figura 3.1.38 se presentan los modelos de pendientes

ascendentes, y en la los modelos de pendientes descendentes. En ambos casos se incluyen los modelos de altura uniforme y sin EBG.

Se presenta el campo del plano E de la componente copolar y contrapolar, normalizados para el resultado de mayor directividad de toda la serie para cada frecuencia, para el modo fundamental de la estructura. El modo fundamental de la antena formada por el elemento unitario y el plano de masa con EBG es una combinación de varios modos. Este modo fundamental se puede obtener mediante la combinación de componentes de campo de varias frecuencias. La representación del modo fundamental de propagación no forma parte de este TFM. La representación del campo del plano H no se incluye puesto que los resultados son similares entre un plano y otro debido a que se trata de un diagrama de radiación omnidireccional en función del ángulo de azimut.

Se presentan tablas con valores significativos asociados a dichos diagramas de radiación, y la fase de la componente copolar del modo fundamental para $\Phi = 90$. Se presenta el centro de fase y la estabilidad del centro de fase. Puesto que el centro de fase de todos los modelos es X,Y (0,0), se presenta el centro de fase de la componente Z, cuya variación entre las frecuencias a estudio determina la estabilidad del centro de fase del modelo.

Se presenta la relación axial en los cortes de ϕ más relevantes, puesto que pese a tratarse de un diagrama de radiación omnidireccional, existes diferencias relevantes en cuanto al ángulo de iluminación de la relación axial en diferentes cortes de ϕ .

Puesto que el elemento radiante está más adaptado a frecuencias altas y bajas, se presentan los resultados de campo radiado para frecuencia alta y baja. Se han elegido como monitores de frecuencia las frecuencias centrales de la banda E5 de Galileo ($f=1.202$ GHz) y de la banda L1 de GLONASS ($f=1.602$ GHz). El motivo es tener mayor visión de campo radiado de los modelos a estudio, por ello no se eligen las bandas de los extremos. En el caso de la frecuencia $f=1.602$ GHz se evalúa el campo radiado al ángulo de elevación $\theta = 85^\circ$, puesto que los diferentes resultados de las componentes copolar y contrapolar de cada modelo son un factor clave en esta frecuencia y ángulo de elevación.

Se presenta la relación axial para los cortes más relevantes de ϕ , cuyos cortes de ϕ se especifican en la Tabla 3.1.9 y Tabla 3.1.13. En estos casos se presenta para la frecuencia de $f = 1.602$ GHz, puesto que es la que presenta peor rendimiento de relación axial, y es la que condiciona los requisitos mínimos de relación axial. En este TFM se va a evaluar el ángulo de iluminación de relación axial menor a 2 dB y menor a 5 dB. En el capítulo 5 se conforma la geometría del array para garantizar estas dos condiciones en ángulos de elevación de $\theta \leq 85^\circ$ para todos los ángulos de ϕ .

3.3.3.1 Simulaciones pendientes ascendentes

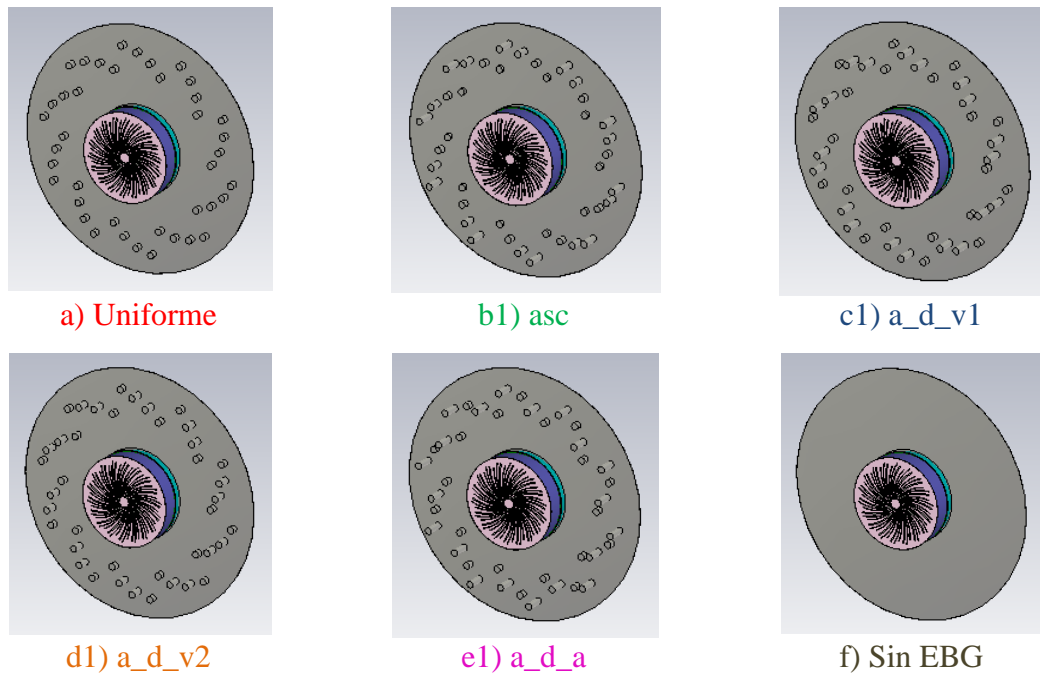


Figura 3.1.38. Modelos de antenas con EBG de la versión de 4 pines y 10 pétalos (a), (b1), (c1), (d1), (e1) y sin EBG (f) para el estudio paramétrico de pendientes ascendentes

Los resultados de la adaptación de los parámetros S_{11} , S_{22} , S_{33} y S_{44} se presentan en la Figura 3.1.39, Figura 3.1.40, Figura 3.1.41 y Figura 3.1.42. Se observa que la simulación uniforme es la que peor adapta a alta frecuencia, y la simulación sin EBG es la que peor adapta a baja frecuencia, y la que mejor adapta a alta frecuencia. La cuarta y sexta simulaciones son las que mejor adaptan en toda la banda. Estas simulaciones corresponden a geometrías donde la diferencia de altura de pines es de 20 mm entre unos pines y otros.

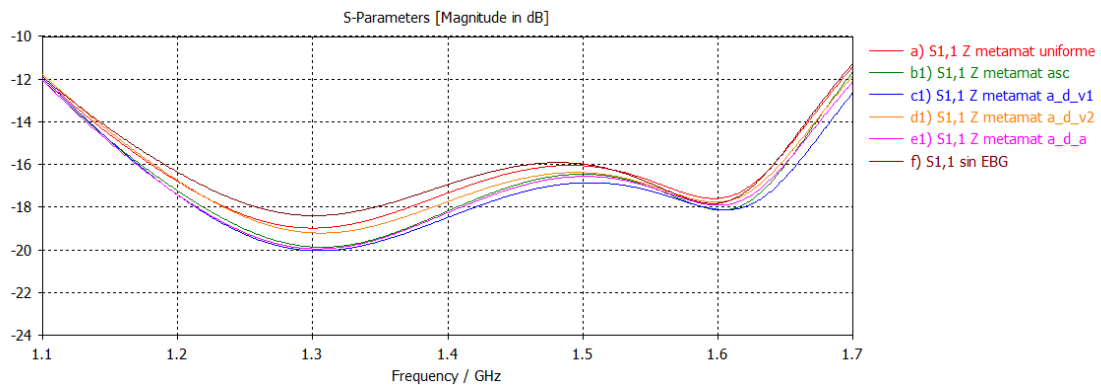


Figura 3.1.39. Parámetro S_{11} de la versión de 4 pines y 10 pétalos para el estudio paramétrico de pendientes ascendentes

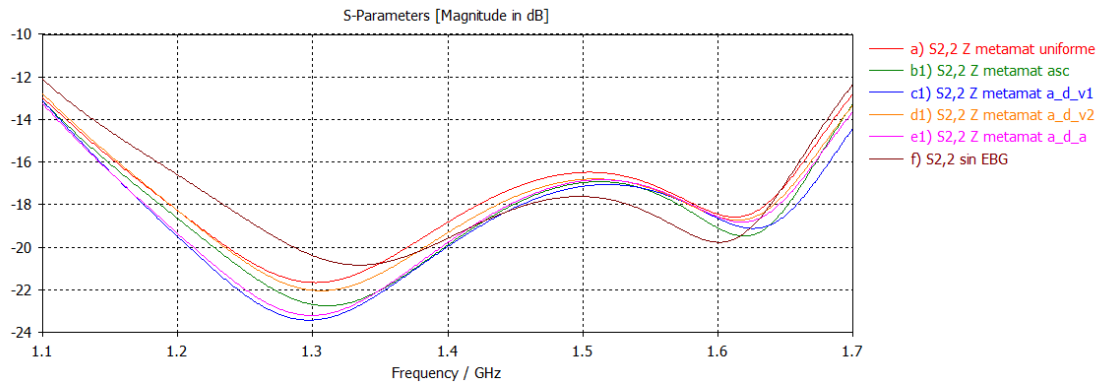


Figura 3.1.40. Parámetro S₂₂ de la versión de 4 pines y 10 pétalos para el estudio paramétrico de pendientes ascendentes

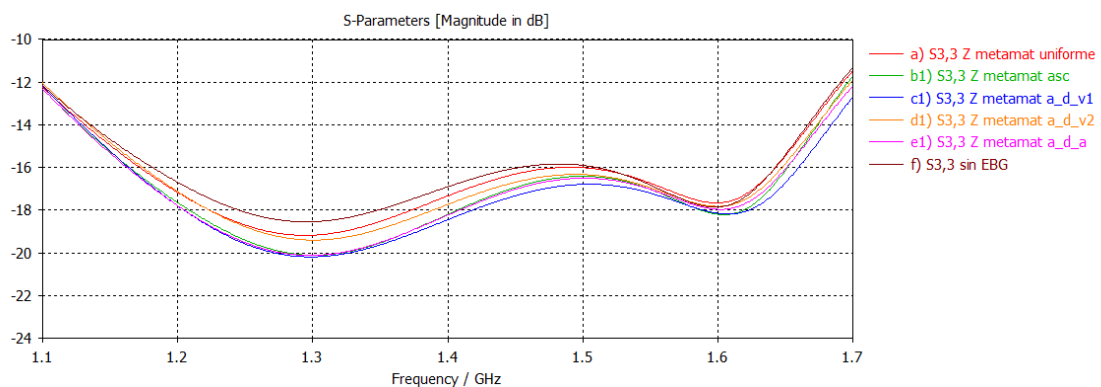


Figura 3.1.41. Parámetro S₃₃ de la versión de 4 pines y 10 pétalos para el estudio paramétrico de pendientes ascendentes

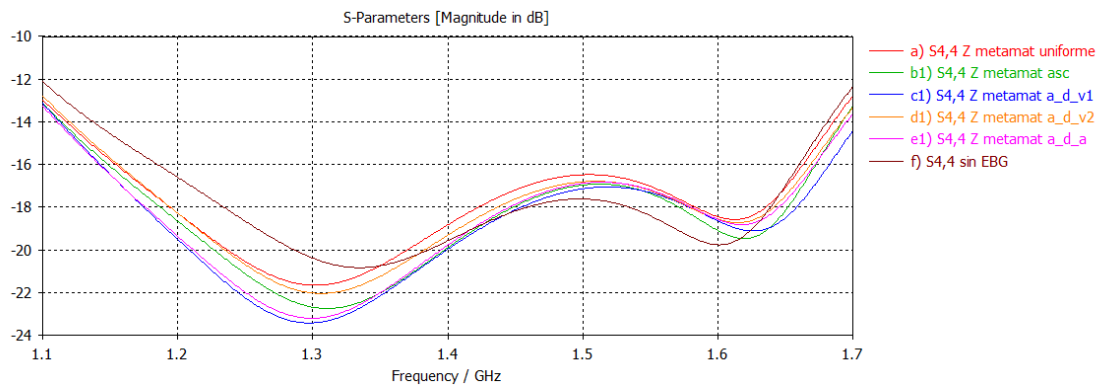


Figura 3.1.42. Parámetro S₄₄ de la versión de 4 pines y 10 pétalos para el estudio paramétrico de pendientes ascendentes

Los resultados del VSWR calculado sobre los parámetros S₁₁, S₂₂, S₃₃ y S₄₄ se presentan en la Figura 3.1.43, Figura 3.1.44, Figura 3.1.45 y Figura 3.1.46. Se observan conclusiones similares a las vistas para los parámetros S. El requisito de VSWR se cumple para toda la banda en todos los modelos.

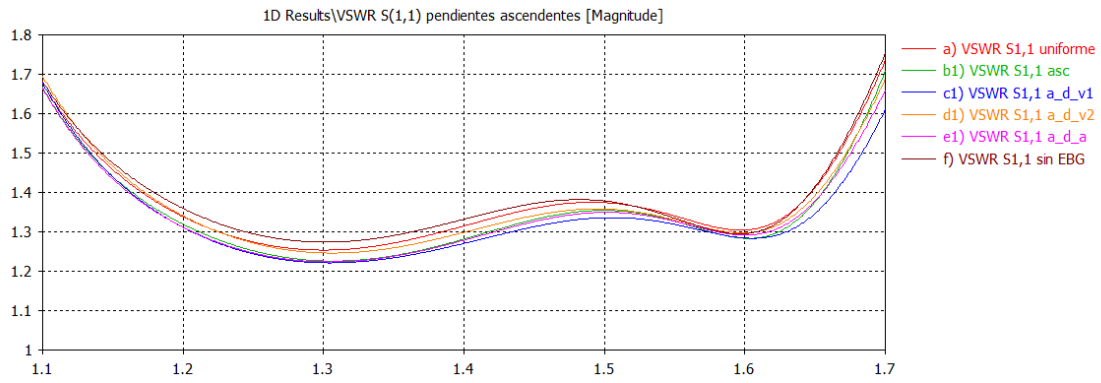


Figura 3.1.43. VSWR calculado del parámetro S_{11} de la versión de 4 pines y 10 pétalos para el estudio paramétrico de pendientes ascendentes

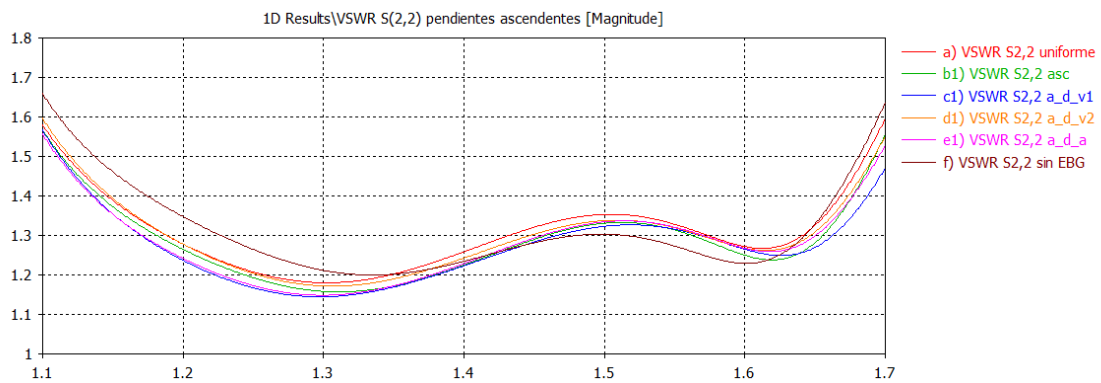


Figura 3.1.44. VSWR calculado del parámetro S_{22} de la versión de 4 pines y 10 pétalos para el estudio paramétrico de pendientes ascendentes

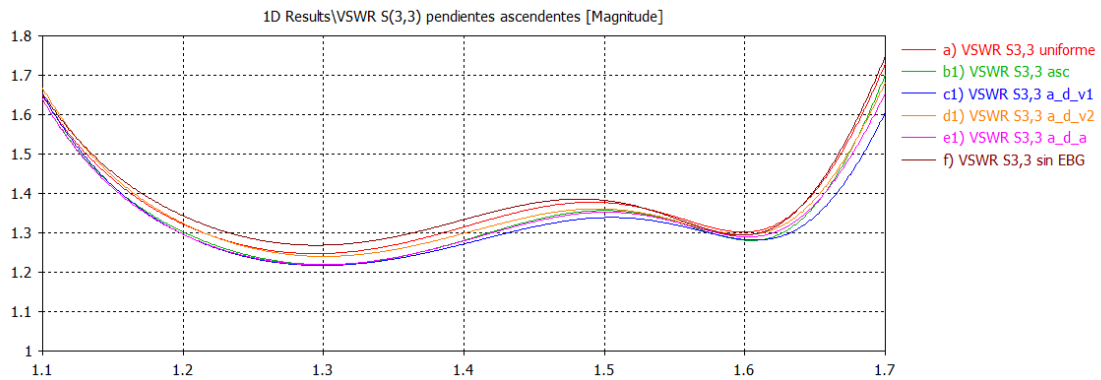


Figura 3.1.45. VSWR calculado del parámetro S_{44} de la versión de 4 pines y 10 pétalos para el estudio paramétrico de pendientes ascendentes

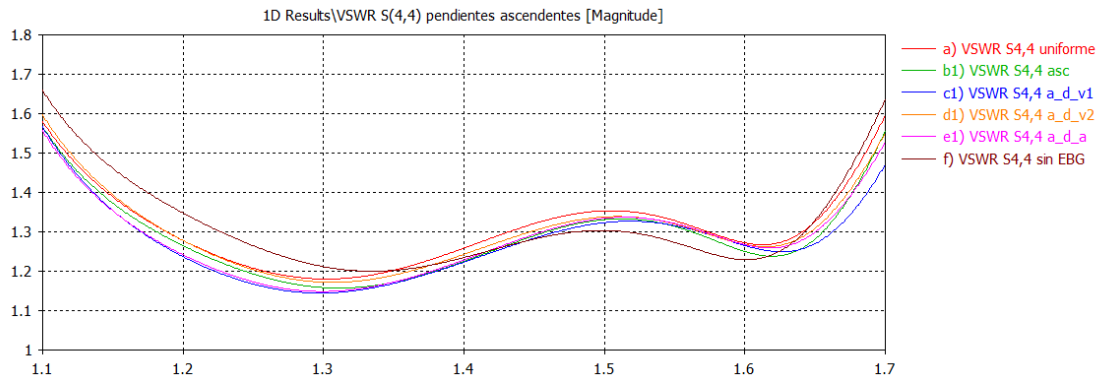


Figura 3.1.46. VSWR calculado del parámetro S₄₄ de la versión de 4 pines y 10 pétalos para el estudio paramétrico de pendientes ascendentes

Los resultados de directividad copolar y contrapolar para esta serie de simulaciones se presentan en la Figura 3.1.47, Figura 3.1.48, Tabla 3.1.6 y Tabla 3.1.7. A frecuencia de 1.202 GHz se observan resultados muy similares entre todos los modelos. A frecuencia de 1.602 GHz se pueden observar más diferencias. Evaluando el valor de la componente copolar y contrapolar del campo del plano E a $\theta = 85^\circ$, se pueden establecer diferencias de rendimiento entre unos modelos y otros. Los modelos a, d1 y f son los de mayor rendimiento de componente copolar y contrapolar a ese ángulo de inclinación con una diferencia menor a 3 dB de la contrapolar sobre la copolar. Los modelos b1, c1 y e1 son los que peor rendimiento ofrecen en esta característica, pues su componente copolar está por debajo de la contrapolar en torno a 4 y 10 dB.

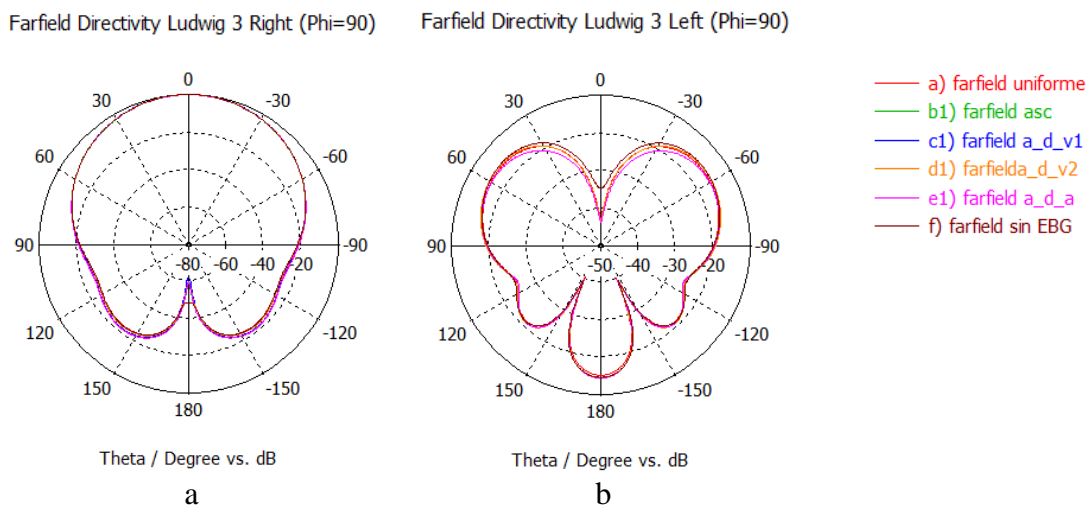


Figura 3.1.47. Diagrama de radiación normalizado copolar (a) y contrapolar (b) para $\phi=90^\circ$ del modo fundamental a $f=1.202$ GHz de la versión de 4 pines y 10 pétalos para el estudio paramétrico de pendientes ascendentes

Tabla 3.1.6. Valores de directividad, ancho de haz a -3dB y eficiencia total para $\phi=90^\circ$ del modo fundamental a $f=1.202$ GHz de la versión de 4 pines y 10 pétalos para el estudio paramétrico de pendientes ascendentes

Simulación	Directividad D_0 copolar (dBi)	Ancho de haz a -3dB copolar ($^\circ$)	Directividad D_0 contrapolar (dBi)	Eficiencia total
a)	9.26	62.9	-6.19	88.45
b1)	9.24	62.1	-5.53	87.39
c1)	9.22	64	-5.64	87.17
d1)	9.27	63	-5.99	88.47
e1)	9.17	64	-5.45	87.26
f)	9.24	62.4	-5.63	89.3

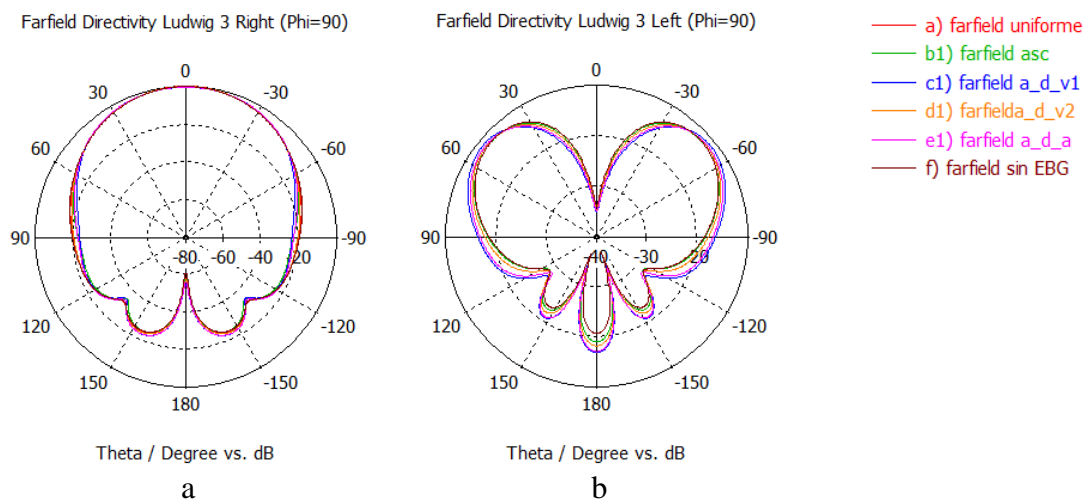


Figura 3.1.48. Diagrama de radiación normalizado copolar (a) y contrapolar (b) para $\phi=90^\circ$ del modo fundamental a $f=1.602$ GHz de la versión de 4 pines y 10 pétalos para el estudio paramétrico de pendientes ascendentes

Tabla 3.1.7. Valores de directividad, ancho de haz a -3dB, directividad a $\theta=85^\circ$ y eficiencia total para $\phi=90^\circ$ del modo fundamental a $f=1.602$ GHz de la versión de 4 pines y 10 pétalos para el estudio paramétrico de pendientes ascendentes

Simulación	Directividad D_0 copolar (dBi)	Ancho de haz a -3dB copolar ($^\circ$)	Directividad D_0 contrapolar (dBi)	Directividad a $\theta = 85^\circ$ copolar (dBi)	Directividad a $\theta = 85^\circ$ contrapolar (dBi)	Eficiencia total
a)	9.32	54.4	-2.64	-9.87	-8.13	90.77
b1)	9.12	58.3	-2.15	-12.44	-7.96	91.12
c1)	8.76	63.3	-2.05	-17.16	-6.64	89.43
d1)	9.25	56.2	-2.49	-10.54	-7.56	90.26
e1)	8.85	62.5	-2.3	-12.7	-6.8	90.44
f)	9.2	54.4	-2.61	-9.55	-8.29	91.19

Los resultados de fase de componente copolar del campo del plano E, y estabilidad del centro de fase se presentan en la Figura 3.1.49 y Tabla 3.1.8. Los resultados de fase son

muy similares entre todos los modelos. La estabilidad del centro de fase varía según la coordenada Z, puesto que el centro de fase en todos los modelos es X,Y (0,0). Los modelos de centro de fase más inestable son a, b1 y f. El modelos d1 es de rendimiento medio, y los modelos c1 y d1 son los de centro de fase más estable.

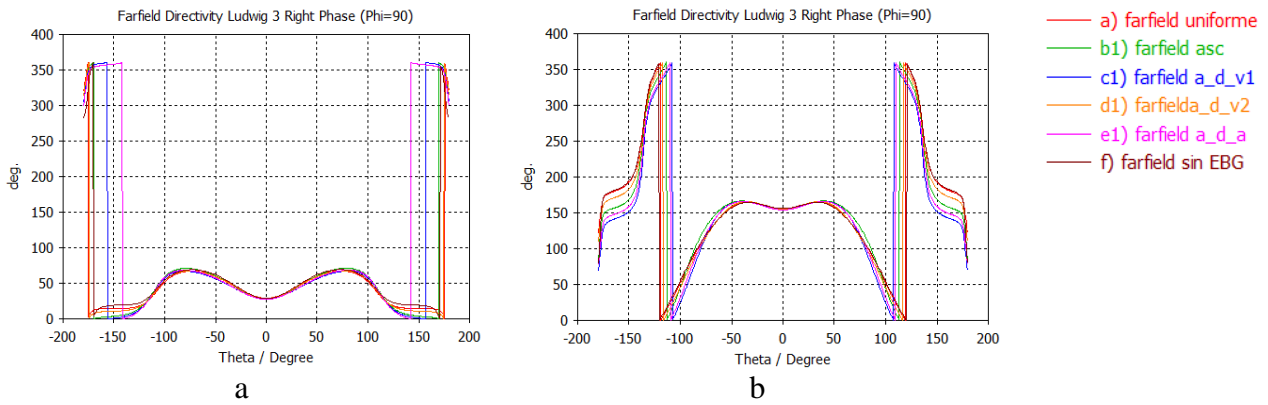


Figura 3.1.49. Fase de componente copolar para $\phi=90^\circ$ del modo fundamental a $f=1.202$ GHz (a) y $f=1.602$ GHz (b) de la versión de 4 pines y 10 pétalos para el estudio paramétrico de pendientes ascendentes

Tabla 3.1.8. Estabilidad del centro de fase del modo fundamental de la versión de 4 pines y 10 pétalos para el estudio paramétrico de pendientes ascendentes

	a)	b1)	c1)	d1)	e1)	f)
Posición en coordenada Z a $f = 1.202$ GHz (mm)	-71.19	-70.04	-60.15	-67.42	-63.29	-77.38
Posición en coordenada Z a $f = 1.602$ GHz (mm)	-24.09	-23.01	-23.21	-26.35	-26.94	-21.1
Estabilidad del centro de fase (mm)	47.1	47.03	36.94	41.07	36.35	56.28

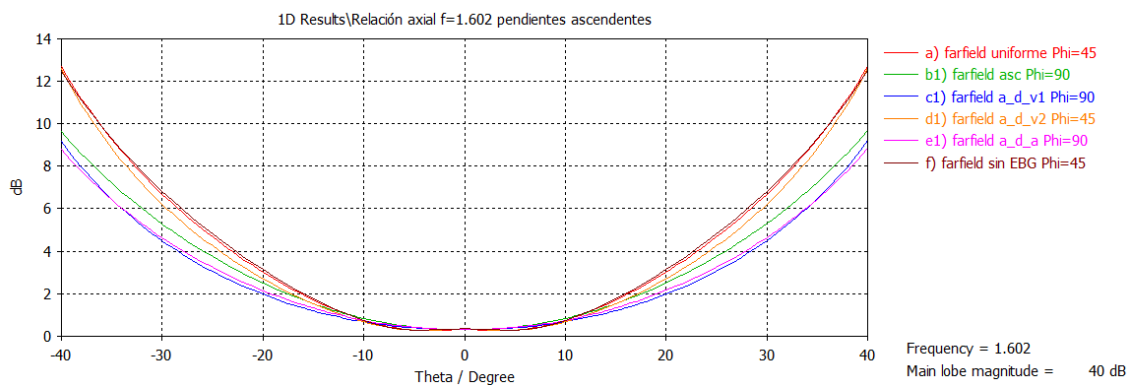


Figura 3.1.50. Relación axial del modo fundamental para diversos cortes de phi de la versión de 4 pines y 10 pétalos para el estudio paramétrico de pendientes ascendentes

Tabla 3.1.9. Cortes de phi de evaluación para el requisito de relación axial, ancho de haz para relación axial < 2 dB y relación axial < 5 dB del modo fundamental a f=1.602 GHz de la versión de 4 pines y 10 pétalos para el estudio paramétrico de pendientes ascendentes

Simulación	Corte de phi de evaluación de requisito de AR (°)	Ancho de haz para AR < 2 dB (°)	Ancho de haz para AR < 5 dB (°)
a)	45	32	50
b1)	90	34	58
c1)	90	40	62
d1)	45	34	54
e1)	90	38	62
f)	45	30	50

El resultado de la relación axial para diversos cortes de phi se presenta en la Figura 3.1.50 y Tabla 3.1.9. Se observan dos grupos diferenciados según su rendimiento: un grupo de rendimiento muy bajo, correspondiente al modelo de altura uniforme y modelo sin EBG, y rendimiento bajo, correspondiente al modelo d1, y el correspondiente al rendimiento alto para los modelos b1, c1 y e1.

Analizando todos los resultados de esta serie de simulaciones, se obtienen diversos rendimientos según la geometría de los modelos. Los modelos de mayor diferencia de altura de pines ofrecen mejores prestaciones en los parámetros S, y mayor ángulo de iluminación de los requisitos de la relación axial. El modelo uniforme y sin EBG ofrecen mejores prestaciones de componente copolar y contrapolar para ángulos cercanos al horizonte para la frecuencia $f = 1.602$ GHz.

El modelo d1 ofrece unos resultados equilibrados, tanto en parámetros S como en campo radiado. Esta geometría, de diferencia de altura de pines ascendente-descendente más suavizada, es una de las utilizadas para el estudio de parámetros Z de dos elementos radiantes en el Capítulo 4.

3.3.3.2 Simulaciones pendientes descendentes

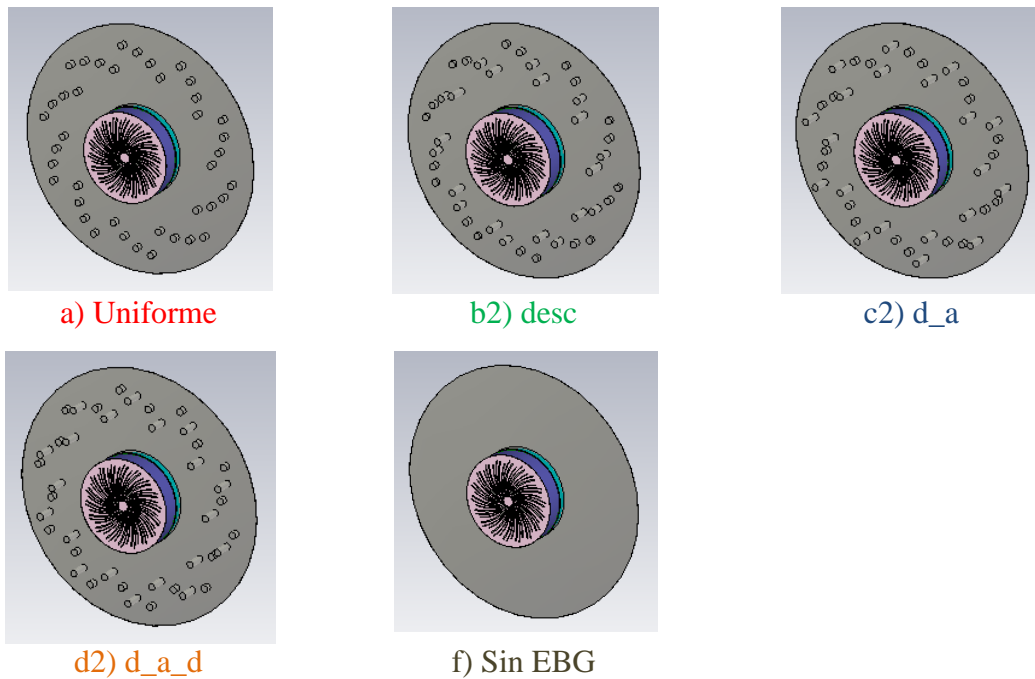


Figura 3.1.51. Modelos de antenas con EBG de la versión de 4 pines y 10 pétalos (a), (b2), (c2), (d2) y sin EBG (f) para el estudio paramétrico de pendientes descendentes

Los resultados de la adaptación de los parámetros S_{11} , S_{22} , S_{33} y S_{44} se presentan en la Figura 3.1.52, Figura 3.1.53, Figura 3.1.54 y Figura 3.1.55. Se observa que la simulación uniforme es la que mejor adapta a baja frecuencia, y la simulación sin EBG es la que peor adapta a baja frecuencia, y la que mejor adapta a alta frecuencia. La segunda y cuarta simulaciones son las que mejor adaptan en toda la banda. Las diferencias en adaptación de los parámetros S entre el modelo uniforme y los diferentes modelos descendentes son menores que entre los modelos ascendentes.

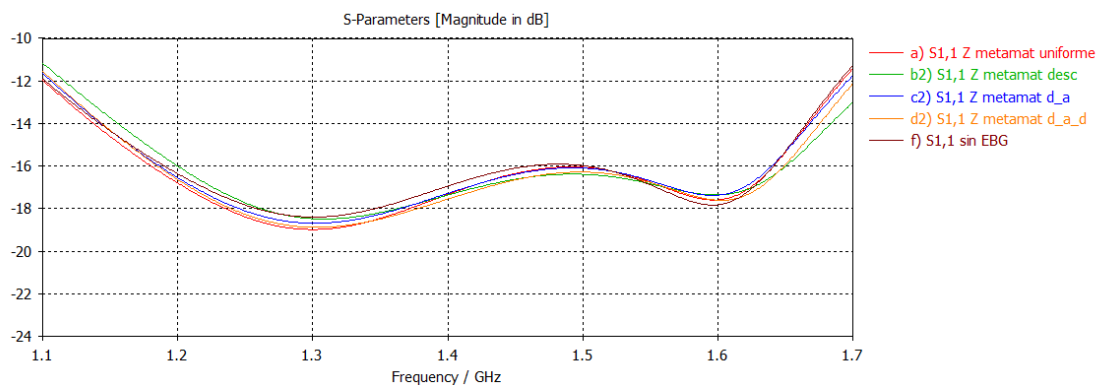


Figura 3.1.52. Parámetro S_{11} de la versión de 4 pines y 10 pétalos para el estudio paramétrico de pendientes descendentes

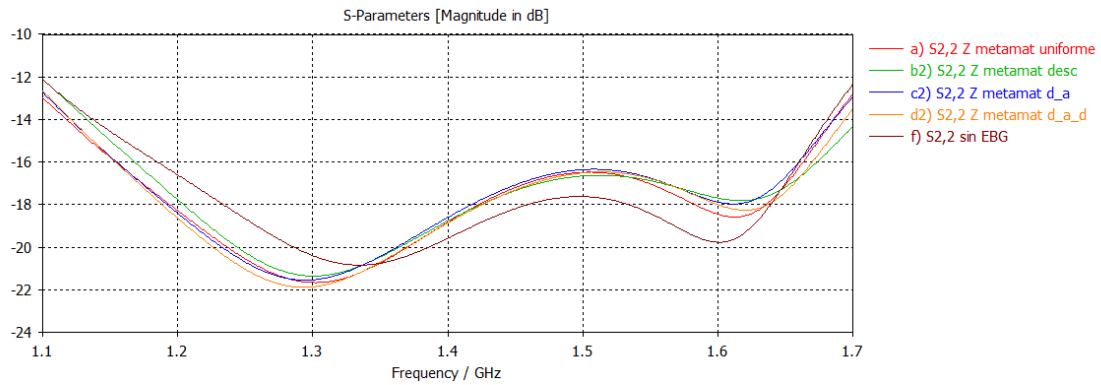


Figura 3.1.53. Parámetro S₂₂ de la versión de 4 pines y 10 pétalos para el estudio paramétrico de pendientes descendentes

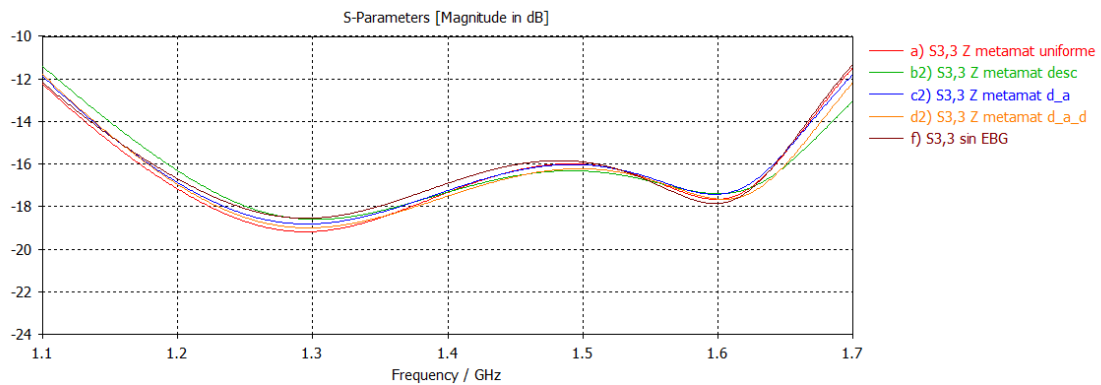


Figura 3.1.54. Parámetro S₃₃ de la versión de 4 pines y 10 pétalos para el estudio paramétrico de pendientes descendentes

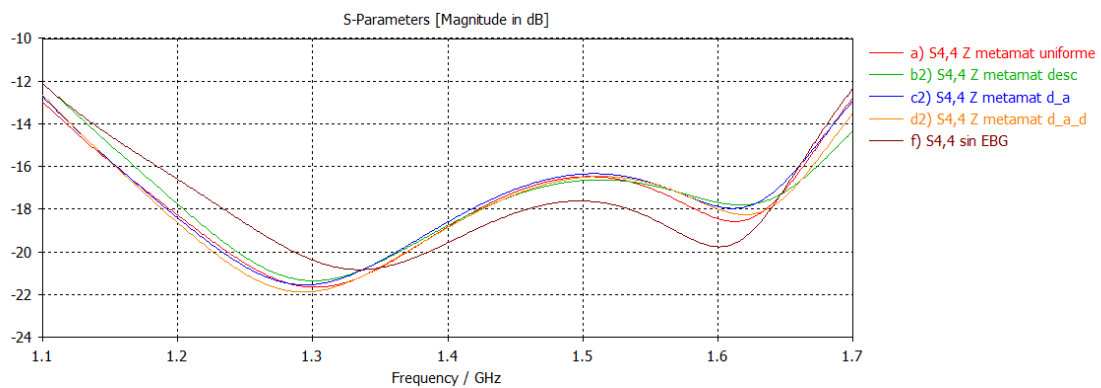


Figura 3.1.55. Parámetro S₄₄ de la versión de 4 pines y 10 pétalos para el estudio paramétrico de pendientes descendentes

Los resultados del VSWR calculado sobre los parámetros S₁₁, S₂₂, S₃₃ y S₄₄ se presentan en la Figura 3.1.56, Figura 3.1.57, Figura 3.1.58 y Figura 3.1.59. Se observan conclusiones similares a las vistas para los parámetros S. El requisito de VSWR se cumple para toda la banda en todos los modelos.

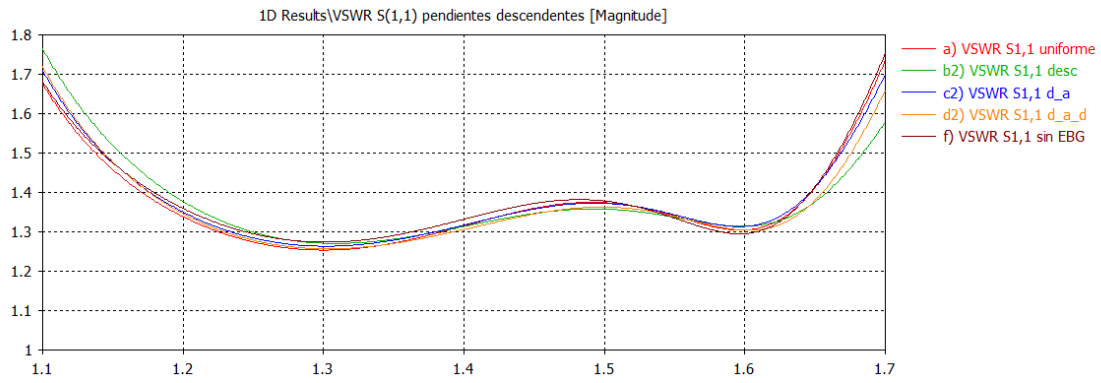


Figura 3.1.56. VSWR calculado del parámetro S_{11} de la versión de 4 pines y 10 pétalos para el estudio paramétrico de pendientes descendentes

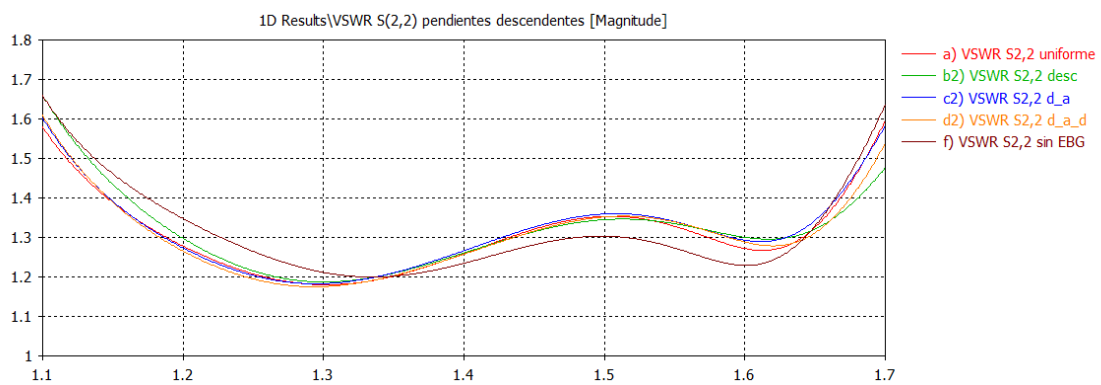


Figura 3.1.57. VSWR calculado del parámetro S_{22} de la versión de 4 pines y 10 pétalos para el estudio paramétrico de pendientes descendentes

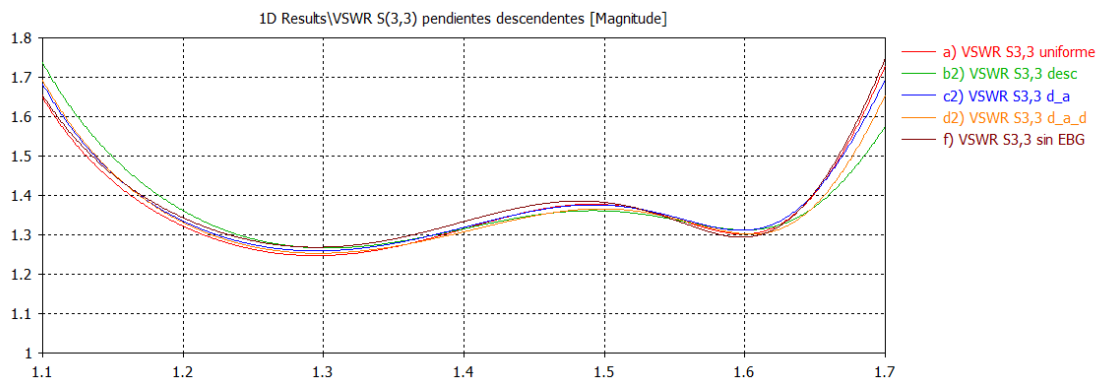


Figura 3.1.58. VSWR calculado del parámetro S_{33} de la versión de 4 pines y 10 pétalos para el estudio paramétrico de pendientes descendentes

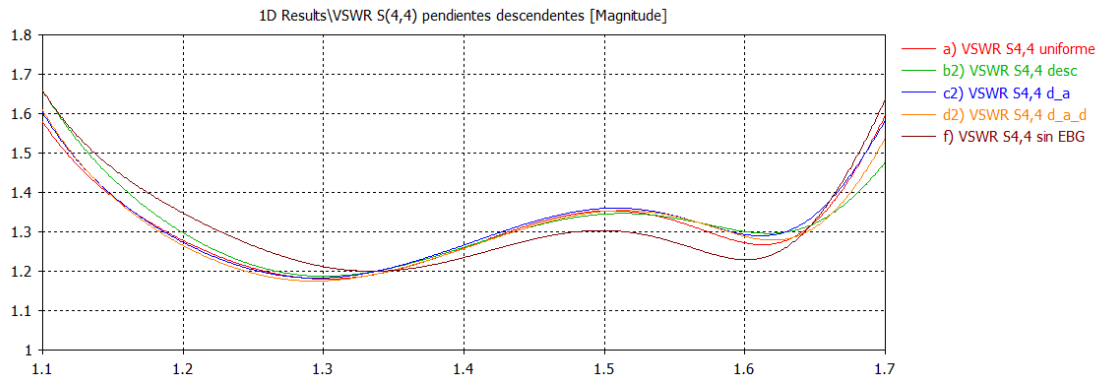


Figura 3.1.59. VSWR calculado del parámetro S₄₄ de la versión de 4 pines y 10 pétalos para el estudio paramétrico de pendientes descendentes

Los resultados de directividad copolar y contrapolar para esta serie de simulaciones se presentan en la Figura 3.1.60, Figura 3.1.61, Tabla 3.1.10 y Tabla 3.1.11. A frecuencia de 1.202 GHz se observan resultados muy similares entre todos los modelos. A frecuencia de 1.602 GHz se pueden observar más diferencias. Evaluando el valor de la componente copolar y contrapolar del campo del plano E a $\theta = 85^\circ$, se pueden establecer diferencias de rendimiento entre unos modelos y otros. Los modelos a, b2 y f son los de mayor rendimiento de componente copolar y contrapolar a ese ángulo de inclinación con una diferencia menor a 3.3 dB de la contrapolar sobre la copolar. Los modelos c2 y d2 son los que peor rendimiento ofrecen en esta característica, pues su componente copolar está por debajo de la contrapolar en torno a 4 y 5 dB. En esta serie de simulaciones de pendientes descendentes, se observa que en los modelos de diferencias de altura de 20 mm entre unos pines y otros, la componente copolar no decae tanto como en los modelos con esas diferencias de alturas de la serie de simulaciones de pendientes descendentes.

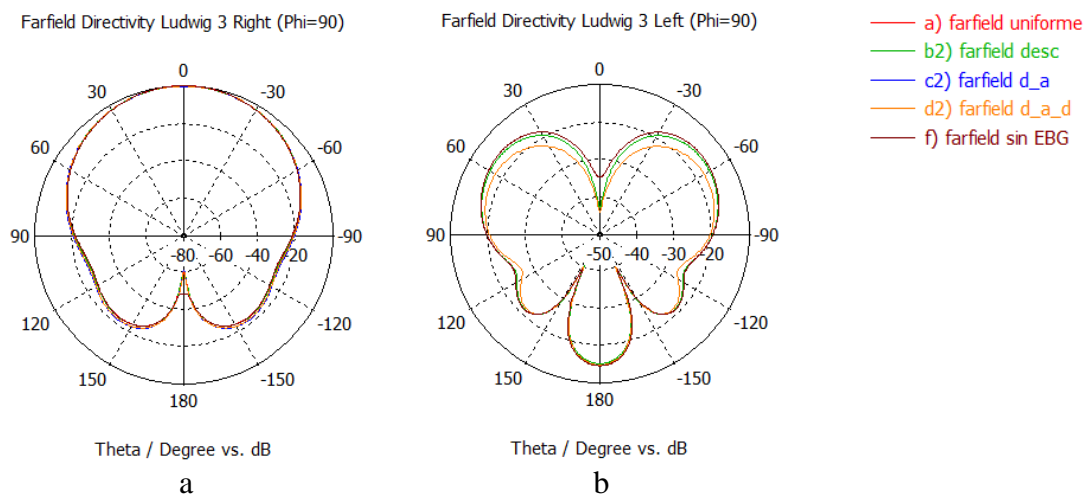


Figura 3.1.60. Diagrama de radiación normalizado copolar (a) y contrapolar (b) para $\phi=90^\circ$ del modo fundamental a $f=1.202$ GHz de la versión de 4 pines y 10 pétalos para el estudio paramétrico de pendientes descendentes

Tabla 3.1.10. Valores de directividad, ancho de haz a -3dB y eficiencia total para $\phi=90^\circ$ del modo fundamental a $f=1.202$ GHz de la versión de 4 pines y 10 pétalos para el estudio paramétrico de pendientes descendentes

Simulación	Directividad D_0 copolar (dBi)	Ancho de haz a -3dB copolar ($^\circ$)	Directividad D_0 contrapolar (dBi)	Eficiencia total
a)	9.26	62.9	-6.19	88.45
b2)	9	68.3	-6.42	89.75
c2)	8.93	68.1	-5.78	88.78
d2)	9	67.6	-5.88	88.64
f)	9.24	62.4	-5.63	89.3

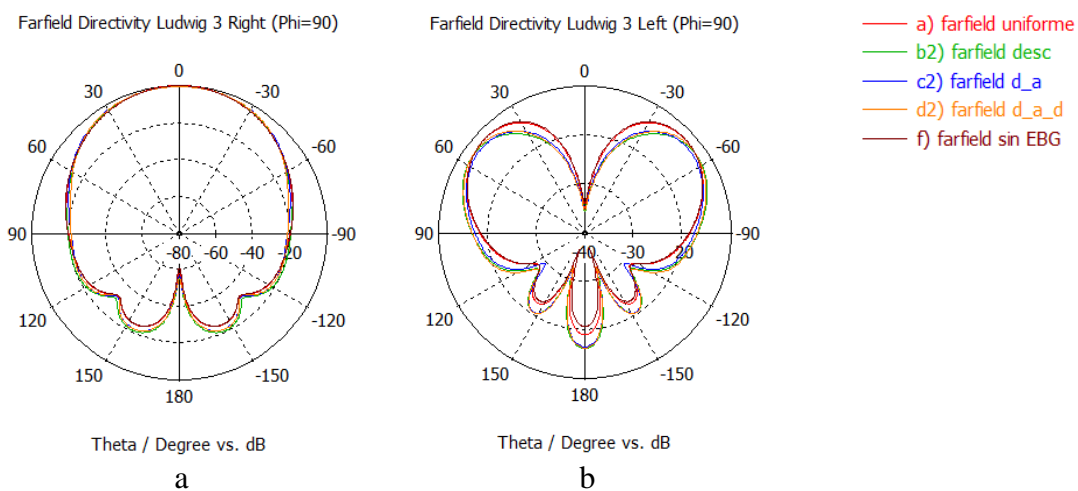


Figura 3.1.61. Diagrama de radiación normalizado copolar (a) y contrapolar (b) para $\phi=90^\circ$ del modo fundamental a $f=1.202$ GHz de la versión de 4 pines y 10 pétalos para el estudio paramétrico de pendientes descendentes

Tabla 3.1.11. Valores de directividad, ancho de haz a -3dB, directividad a $\theta=85^\circ$ y eficiencia total para $\phi=90^\circ$ del modo fundamental a $f=1.602$ GHz de la versión de 4 pines y 10 pétalos para el estudio paramétrico de pendientes descendentes

Simulación	Directividad D_0 copolar (dBi)	Ancho de haz a -3dB copolar ($^\circ$)	Directividad D_0 contrapolar (dBi)	Directividad a theta = 85° copolar (dBi)	Directividad a theta = 85° contrapolar (dBi)	Eficiencia total
a)	9.32	54.4	-2.64	-9.87	-8.13	90.77
b2)	8.81	62.8	-2.91	-9.99	-6.7	88.43
c2)	8.73	65.3	-3.47	-11.41	-7.45	89.93
d2)	8.68	65.3	-2.87	-11.78	-6.87	89.28
f)	9.2	54.4	-2.61	-9.55	-8.29	91.19

Los resultados de fase de componente copolar del campo del plano E, y estabilidad del centro de fase se presentan en la Figura 3.1.62 y Tabla 3.1.12. Los resultados de fase son muy similares entre todos los modelos. La estabilidad del centro de fase varía según

la coordenada Z, puesto que el centro de fase en todos los modelos es X,Y (0,0). Los modelos de centro de fase más inestable son a y f. Los modelos b2, c2 y d2 son los de centro de fase más estable. Los modelos de esta serie de simulaciones de pendientes descendentes presentan mayor estabilidad de centro de fase que los modelos de pendientes ascendentes

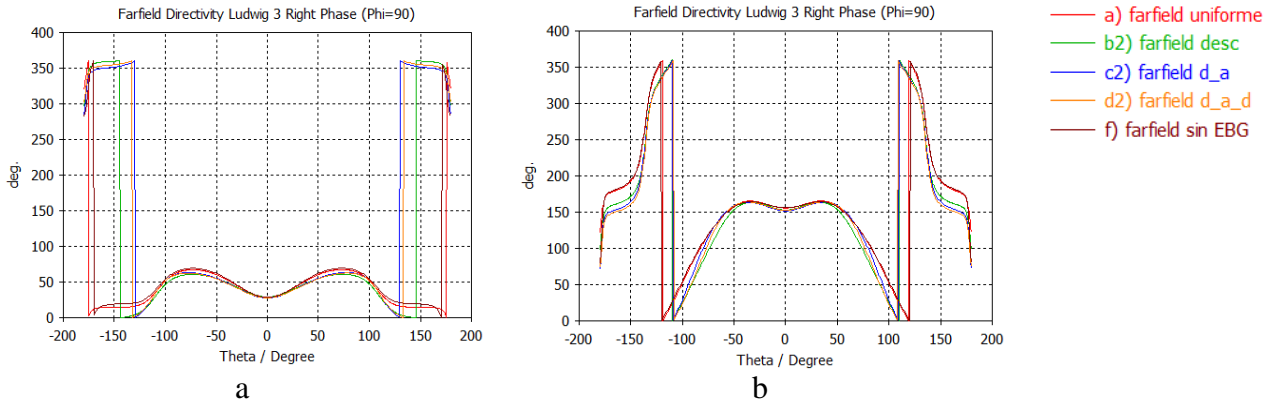


Figura 3.1.62. Fase de componente copolar para $\phi=90^\circ$ del modo fundamental a $f=1.202$ GHz (a) y $f=1.602$ GHz (b) de la versión de 4 pines y 10 pétalos para el estudio paramétrico de pendientes descendentes

Tabla 3.1.12. Estabilidad del centro de fase del modo fundamental de la versión de 4 pines y 10 pétalos para el estudio paramétrico de pendientes descendentes

	a)	b2)	c2)	d2)	f)
Posición en coordenada Z a $f = 1.202$ GHz (mm)	-71.19	-58.23	-61.21	-57.96	-77.38
Posición en coordenada Z a $f = 1.602$ GHz (mm)	-24.09	-31.78	-31.71	-29.06	-21.1
Estabilidad del centro de fase (mm)	47.1	26.45	29.5	28.9	56.28

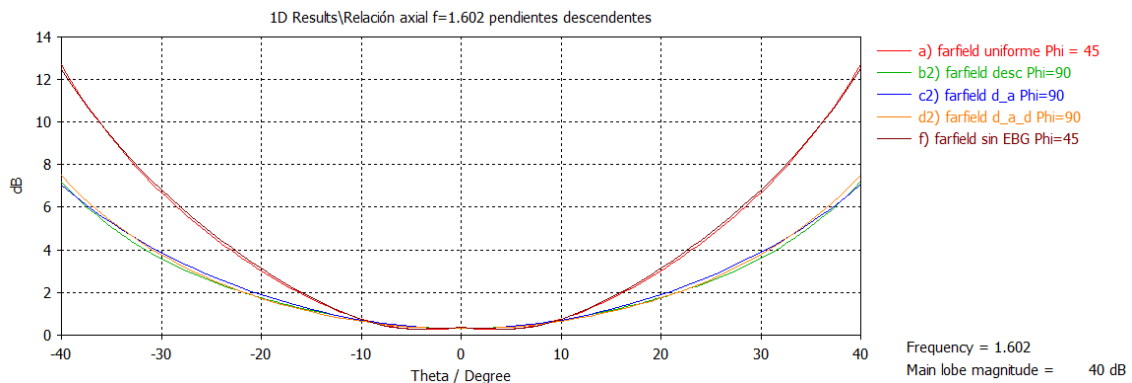


Figura 3.1.63. Relación axial del modo fundamental para diversos cortes de phi de la versión de 4 pines y 10 pétalos para el estudio paramétrico de pendientes descendentes

Tabla 3.1.13. Cortes de phi de evaluación para el requisito de relación axial, ancho de haz para relación axial < 2 dB y relación axial < 5 dB del modo fundamental a f=1.602 GHz de la versión de 4 pines y 10 pétalos para el estudio paramétrico de pendientes descendentes

Simulación	Corte de phi de evaluación de requisito de AR (°)	Ancho de haz para AR < 2 dB (°)	Ancho de haz para AR < 5 dB (°)
a)	45	32	50
b2)	90	42	68
c2)	90	40	68
d2)	90	42	66
f)	45	30	50

El resultado de la relación axial para diversos cortes de phi se presenta en la Figura 3.1.63 y Tabla 3.1.13. Se observan dos grupos diferenciados según su rendimiento: un grupo de rendimiento muy bajo, correspondiente al modelo de altura uniforme y modelo sin EBG, y el correspondiente al rendimiento alto para los modelos b2, c2 y d2.

Analizando todos los resultados de esta serie de simulaciones, se obtienen diversos rendimientos según la geometría de los modelos. Los modelos de esta serie de simulaciones ofrecen unos resultados más similares al modelo de altura uniforme y al modelo sin EBG en los parámetros S y VSWR.

Los resultados de componente copolar y contrapolar de campo del plano E son similares a los de pendientes ascendentes a frecuencia de 1.202 GHz. A frecuencia de 1.602 GHz, la componente copolar no decae tanto para ángulos cercanos al horizonte como en los modelos de pendientes ascendentes. Los modelos de pendientes descendentes ofrecen mejor rendimiento en estabilidad de frente de fase y ángulo de iluminación de los requisitos de la relación axial que los modelos de pendientes ascendentes.

El modelo b2 ofrece los mejores resultados de toda la serie. Destaca por su rendimiento equilibrado en componente copolar y contrapolar a la frecuencia de 1.602 GHz, mayor estabilidad de centro de fase y mayor ángulo de iluminación del requisito de la relación axial. Esta geometría, de diferencia de altura de pines de pendiente descendente es una de las utilizadas para el estudio de parámetros Z de dos elementos radiantes en el Capítulo 4.

4 Geometría de dos elementos del array

En este capítulo tiene lugar el estudio de la geometría de dos elementos del array de antenas dispuestos sobre el eje X. Se evalúa el impacto de la EBG de dos elementos radiantes sobre los parámetros Z. Se analiza el parámetro Z entre cada puerto del primer elemento radiante con el mismo puerto del segundo elemento radiante. De esta forma, se evalúan los parámetros Z_{51} , Z_{62} , Z_{73} y Z_{84} . Los puertos 1 y 3 se encuentran en el plano XZ, y los puertos 2 y 4 en el plano YZ, distribuidos en sentido antihorario según la vista frontal del elemento radiante.

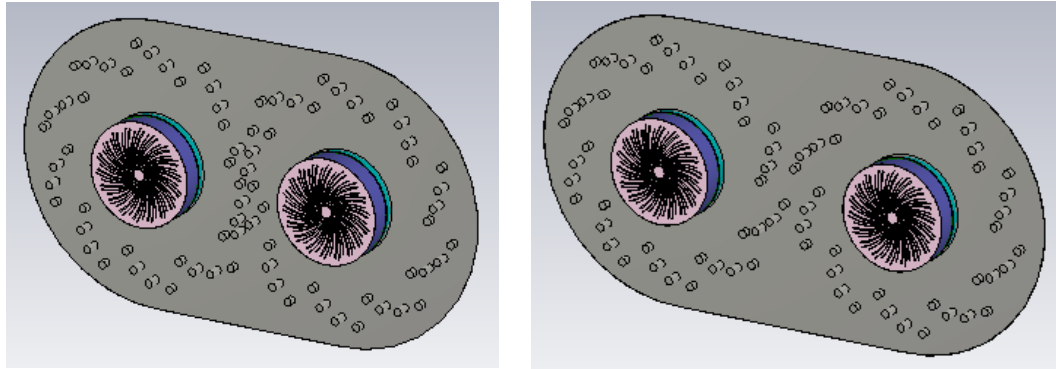
4.1 Distancia entre dos elementos radiantes

En esta sección tiene lugar el estudio del impacto de la distancia entre dos elementos radiantes sobre los parámetros Z entre cada puerto de un elemento radiante y el mismo puerto del segundo elemento radiante.

La distancia entre dos elementos radiantes del array se ha definido a partir de las geometrías de los mejores modelos de la sección 3.3.3. Los dos mejores modelos de las simulaciones pendientes ascendentes y pendientes descendentes son pendiente ascendente-descendente versión 2 y pendiente descendente. Estos modelos tienen el mismo modelo de distancia de los pines respecto al elemento radiante, $\Delta = 1.45$. Para establecer la distancia entre dos elementos, y para establecer la altura del plano de masa de la sección 4.2, se estudia el modelo de pendiente ascendente-descendente versión 2. Con la distancia y la altura del plano de masa definido, se estudia la geometría de diversos modelos en la sección 4.3.

Teniendo en cuenta estas distancias de los pines respecto al elemento radiante, se estudian dos tipos de geometrías respecto a la distancia de los pines. En el primer modelo de dos elementos radiantes a estudio, se establece que los pines de la EBG de dos elementos se intercalen en su frontera de su separación. Puesto que algunos pines de ambos elementos son coincidentes en el mismo espacio, se establece la eliminación de los pines del segundo elemento que son coincidentes con los del primer elemento. La primera distancia entre los centros de los dos elementos radiantes, denominada distancia 1, es de 288.75 mm.

En el segundo modelo de dos elementos radiantes, se establece que los pines de la EBG de ambos elementos mantengan una distancia mínima de $\lambda/8$. La longitud de onda en este estudio se considera para la frecuencia superior de 1.6 GHz, por lo tanto, la longitud mínima entre dos pines pertenecientes a cada elemento radiante es de 23.44 mm. La segunda distancia entre los centros de los dos elementos radiantes, denominada distancia 2, es de 357.5 mm. Los modelos de dos elementos radiantes de la versión pendiente ascendente-descendente versión 2 para la distancia 1 y distancia 2 se presentan en la Figura 4.1.1.



a) 4 10 a_d distancia 1

b) 4 10 a_d distancia 2

Figura 4.1.1. Modelos de dos elementos radiantes con EBG de la versión de 4 pines y 10 pétalos ascendente-descendente versión 2 para el estudio de distancia entre dos elementos radiantes

Los parámetros Z_{51} , Z_{62} , Z_{73} y Z_{84} se presentan en la Figura 4.1.2, Figura 4.1.3, Figura 4.1.4 y Figura 4.1.5. En todos los resultados se observa que el modelo de los pines intercalados de ambas EBG presenta mayor impedancia entre los puertos de ambos elementos para todas las frecuencias.

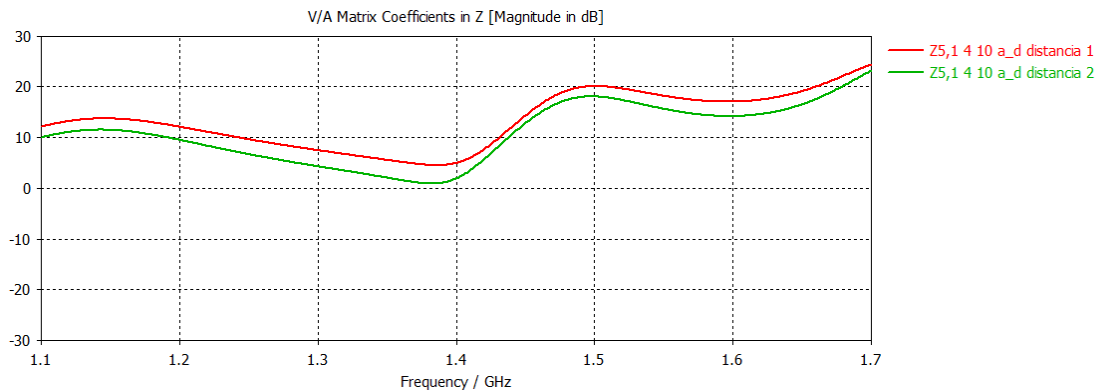


Figura 4.1.2. Parámetro Z_{51} entre dos puertos de antenas de la versión de 4 pines y 10 pétalos ascendente-descendente versión 2 para el estudio de distancia entre dos elementos radiantes

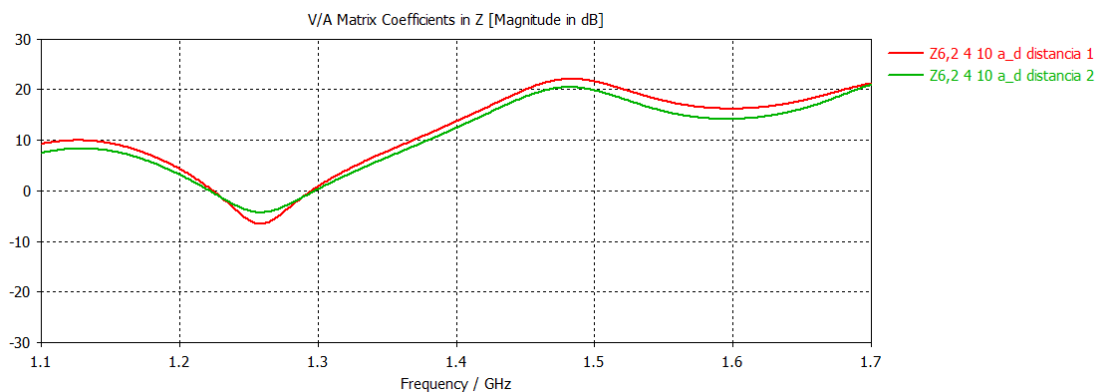


Figura 4.1.3. Parámetro Z_{62} entre dos puertos de antenas de la versión de 4 pines y 10 pétalos ascendente-descendente versión 2 para el estudio de distancia entre dos elementos radiantes

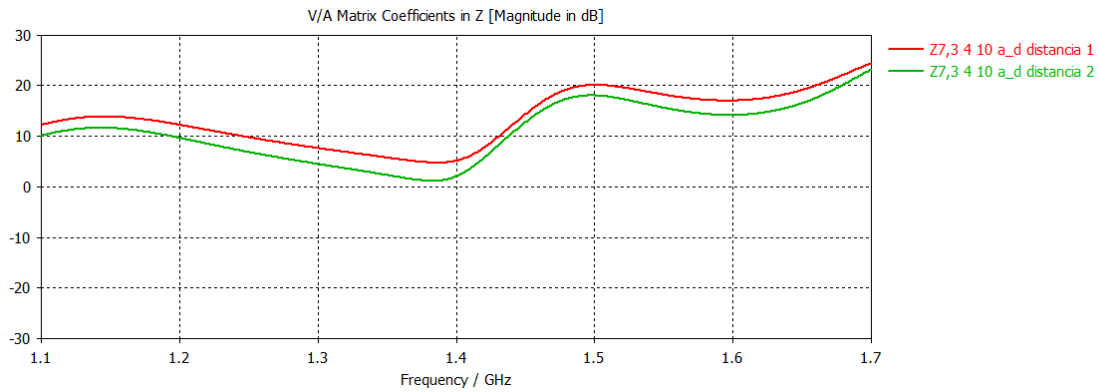


Figura 4.1.4. Parámetro Z_{73} entre dos puertos de antenas de la versión de 4 pines y 10 pétalos ascendente-descendente versión 2 para el estudio de distancia entre dos elementos radiantes

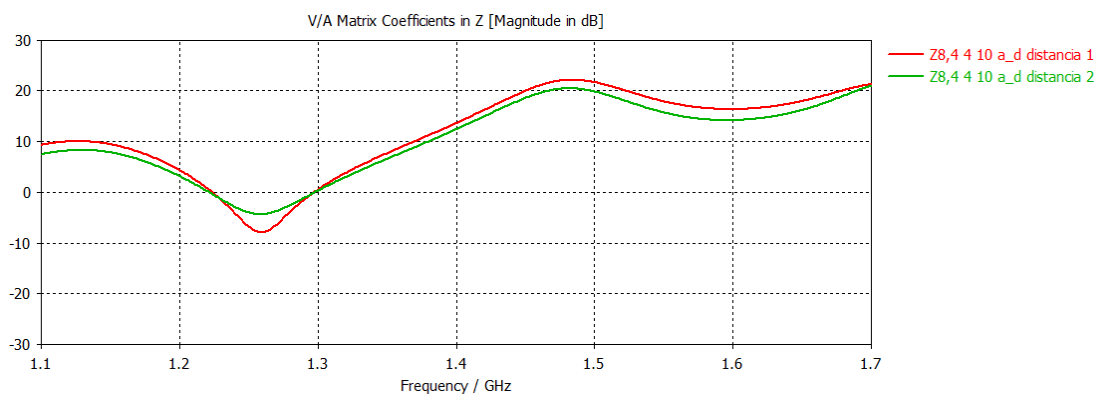


Figura 4.1.5. Parámetro Z_{84} entre dos puertos de antenas de la versión de 4 pines y 10 pétalos ascendente-descendente versión 2 para el estudio de distancia entre dos elementos radiantes

4.2 Altura del plano de masa

En esta sección tiene lugar el estudio del impacto de la altura del plano de masa entre dos elementos radiantes sobre los parámetros Z entre cada puerto de un elemento radiante y el mismo puerto del segundo elemento radiante.

Se estudia el impacto de establecer dos alturas del plano de masa con respecto a la utilización de una altura de plano de masa. Para este estudio se utiliza el mejor modelo de la sección anterior, el de la versión de 4 pines 10 pétalos pendiente ascendente-descendente versión 2, con distancia entre radios de elementos radiantes igual a 288.75 mm. Este modelo utiliza dos alturas de pines, 10 mm y 20 mm. En este estudio se establece situar dos alturas de planos de masa: una al nivel de la base del elemento radiante, y otra altura inferior situada 20 mm bajo el elemento radiante.

El objetivo de esta geometría es ubicar la altura del plano de masa del elemento radiante a la altura superior de los pines de mayor longitud, en este caso de 20 mm. La longitud del plano de masa superior alrededor de cada elemento radiante es ligeramente inferior a $\lambda/8$, en este caso 20.61 mm. Los modelos de dos elementos radiantes de la versión

pendiente ascendente-descendente versión 2 distancia 1 para el estudio de la altura del plano de masa se presentan en la Figura 4.2.1.

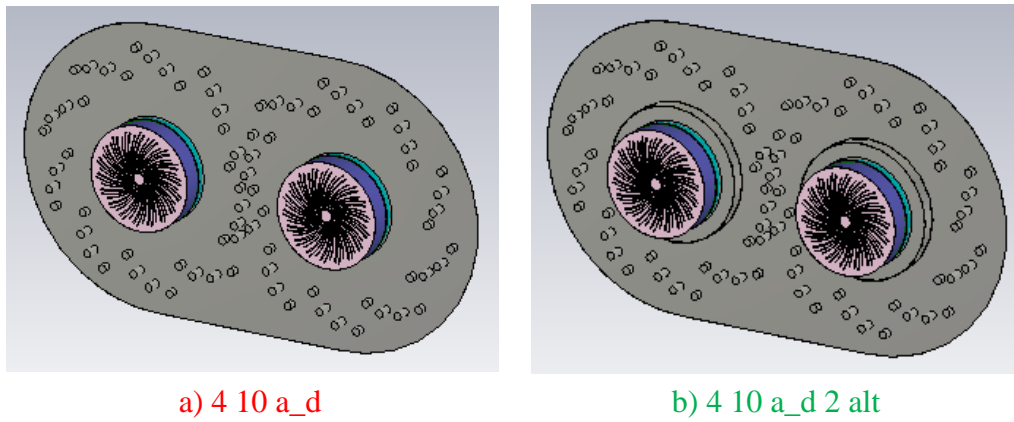


Figura 4.2.1. Modelos de dos elementos radiantes con EBG de la versión de 4 pines y 10 pétalos ascendente-descendente versión 2 para el estudio de la altura del plano de masa

Los parámetros Z_{51} , Z_{62} , Z_{73} y Z_{84} se presentan en la Figura 4.2.2, Figura 4.2.3, Figura 4.2.4 y Figura 4.2.5. En todos los resultados se observa que el modelo de masa de dos alturas presenta mayor impedancia entre los puertos de ambos elementos para la mayoría de frecuencias. La impedancia entre los puertos situados en el plano YZ de cada elemento, Z_{62} y Z_{84} , presentan una caída de rendimiento a la frecuencia de 1.24 GHz para el modelo de plano de masa de dos alturas. No obstante, este modelo presenta impedancias mayores en el rendimiento general puerto a puerto. En la sección 4.3 se presenta el estudio de modelos de distintas geometrías utilizando un plano de masa de dos alturas.

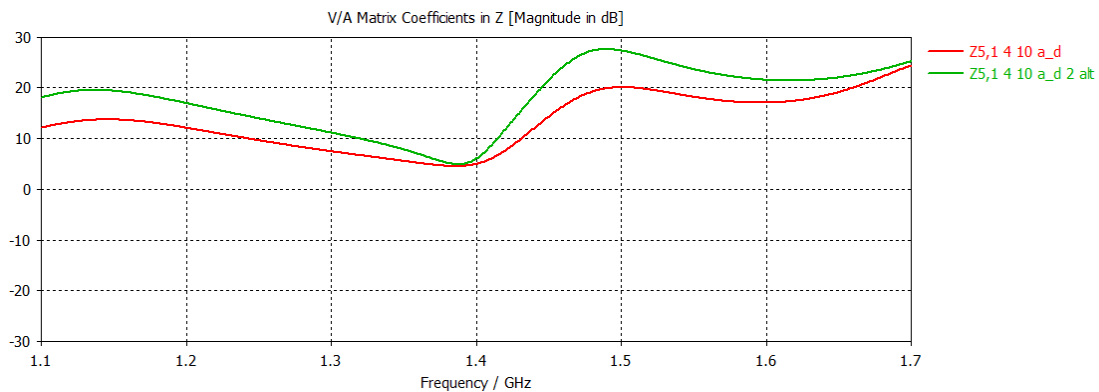


Figura 4.2.2. Parámetro Z_{51} entre dos puertos de antenas de la versión de 4 pines y 10 pétalos ascendente-descendente versión 2 para el estudio de la altura del plano de masa

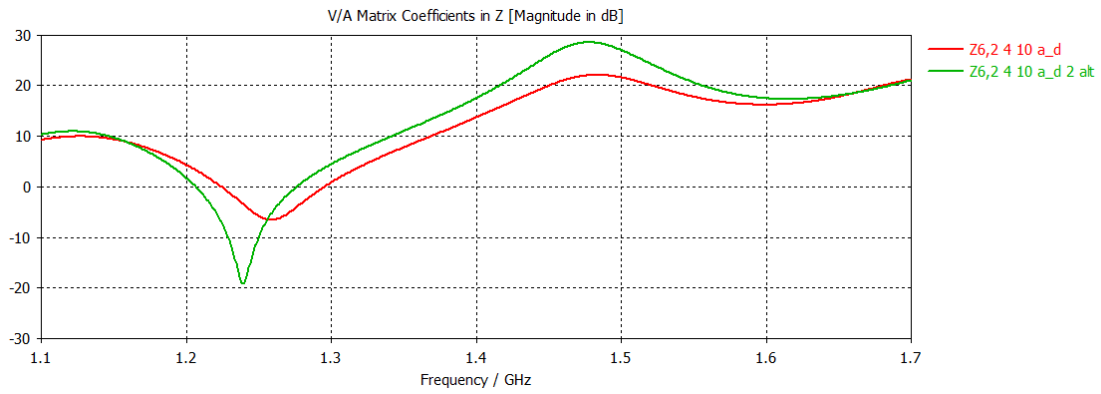


Figura 4.2.3. Parámetro Z_{62} entre dos puertos de antenas de la versión de 4 pines y 10 pétalos ascendente-descendente versión 2 para el estudio de la altura del plano de masa

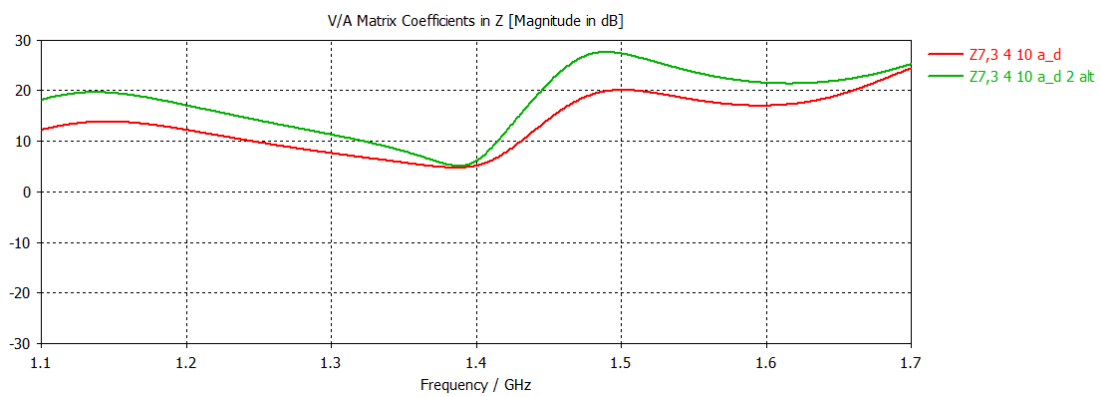


Figura 4.2.4. Parámetro Z_{73} entre dos puertos de antenas de la versión de 4 pines y 10 pétalos ascendente-descendente versión 2 para el estudio de la altura del plano de masa

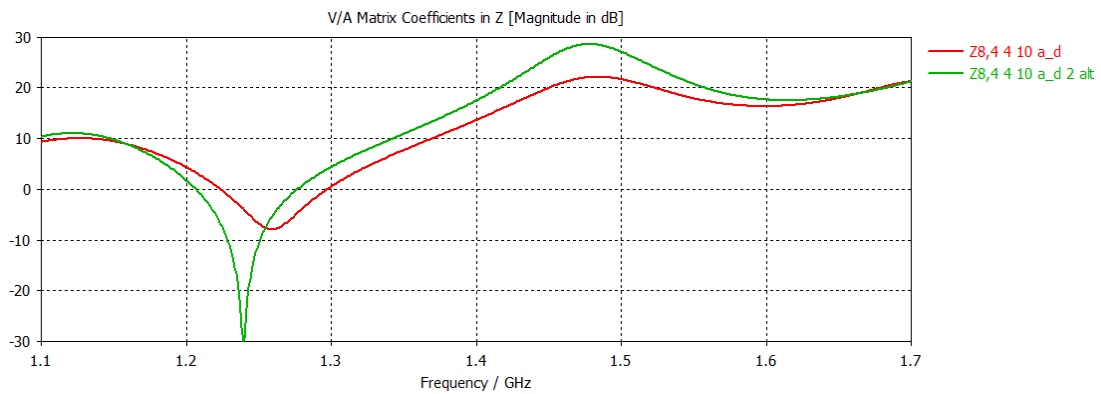


Figura 4.2.5. Parámetro Z_{84} entre dos puertos de antenas de la versión de 4 pines y 10 pétalos ascendente-descendente versión 2 para el estudio de la altura del plano de masa

4.3 Comparación de geometrías

En esta sección tiene lugar el estudio de modelos de dos elementos radiantes de diferentes geometrías con plano de masa de dos alturas sobre los parámetros Z entre cada puerto de un elemento radiante y el mismo puerto del segundo elemento radiante.

Se estudian varios tipos de modelos de dos elementos radiantes con plano de masa de dos alturas. El primer modelo es el de la sección anterior, el de la versión de 4 pines 10 pétalos pendiente ascendente-descendente versión 2, distancia 1, plano de masa de dos alturas. El segundo modelo es la implementación de una cavidad adicional en el primer modelo. Esta cavidad consiste en la extensión de la sección del plano de masa alrededor del elemento radiante hasta la altura de la base del segundo foam del elemento. De esta forma, la nueva altura del plano de masa alrededor del elemento radiante es 14 mm superior al primer modelo. Esta sección añadida al plano de masa es de material PEC, considerando el espacio entre las dos alturas de la cavidad un elemento metálico macizo.

El tercer modelo de dos elementos radiantes a estudio es el mejor modelo de pendientes descendentes de la sección 3.3.3.2. El modelo es el de la versión de 4 pines 10 pétalos pendiente descendente. La altura de los planos de masa se ha ajustado para esta versión. Puesto que el pin de mayor longitud tiene una altura de 30 mm, se han establecido las bases de los elementos radiantes y sus planos de masa circundantes a 30 mm respecto a la base de los pines.

El cuarto y quinto modelo de dos elementos radiantes a estudio corresponden a distribuciones uniformes de pines. El cuarto modelo se corresponde con una distribución de pines uniforme triangular, con distancia entre centros de radios de pines igual a $\lambda/4$, a frecuencia de 1.6 GHz, la distancia es igual a 46.87 mm. El quinto modelo se corresponde con una distribución de pines uniforme triangular, con distancia entre centros de radios de pines igual a $\lambda/8$, a frecuencia de 1.6 GHz, la distancia es igual a 23.44 mm. En ambos modelos se utiliza una altura de plano de masa superior de 20 mm, y altura de pines de 10 mm. El sexto modelo de dos elementos radiantes se corresponde al de plano de masa de dos alturas sin EBG, con altura de plano de masa superior de 20 mm. Los modelos de dos elementos radiantes de diferentes geometrías con plano de masa de dos alturas se presenta en la Figura 4.3.1.

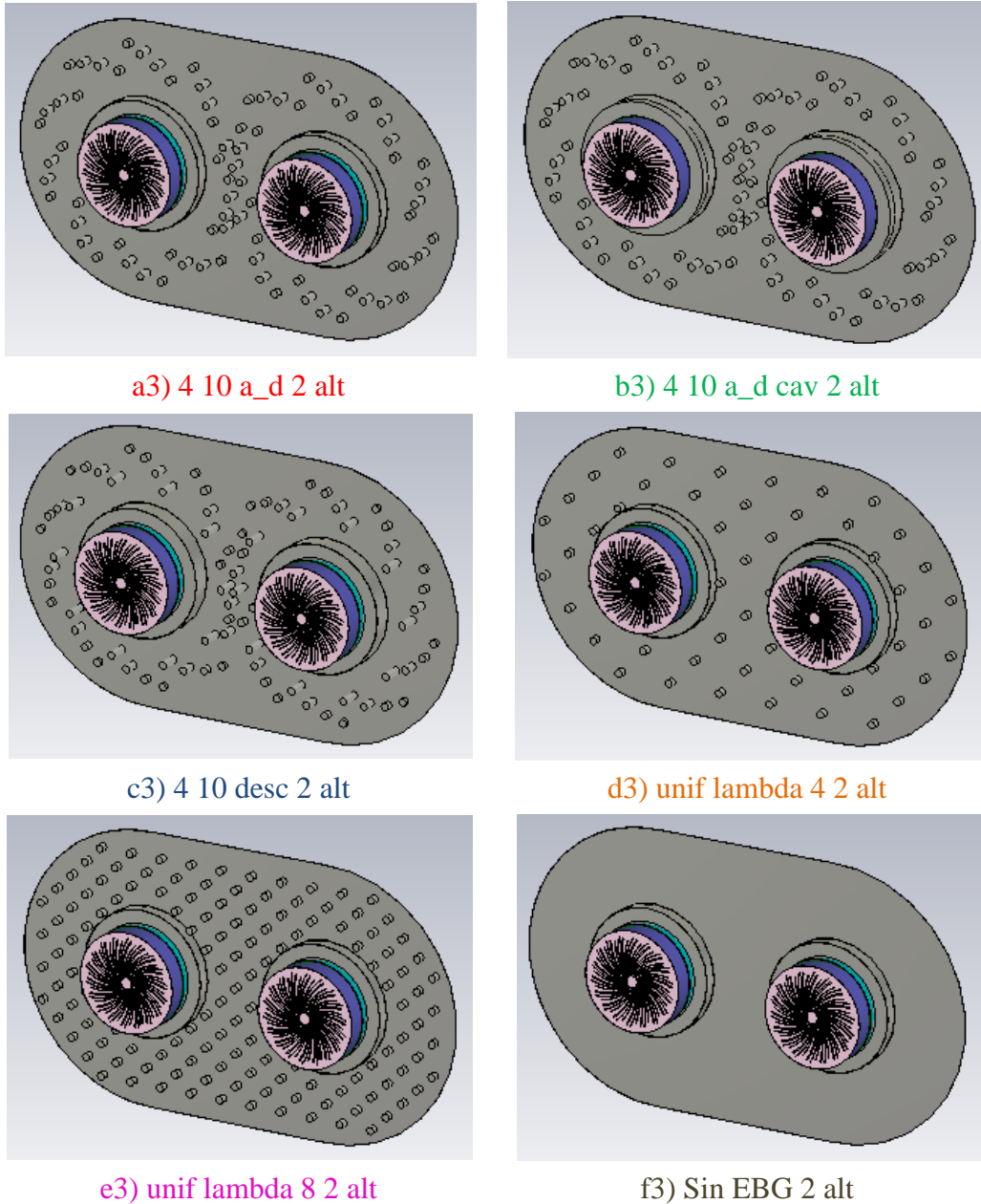


Figura 4.3.1. Modelos de dos elementos radiantes con plano de masa de dos alturas de la versión de 4 pines y 10 pétalos ascendente-descendente versión 2 sin cavidad (a3) y con cavidad (b3), pendiente descendente (c3), uniforme $\lambda/4$ (d3), uniforme $\lambda/8$ (e3) y sin EBG (f3)

Los parámetros Z_{51} , Z_{62} , Z_{73} y Z_{84} se presentan en la Figura 4.3.2, Figura 4.3.3, Figura 4.3.4 y Figura 4.3.5. En los parámetros Z_{51} y Z_{73} , correspondientes a la impedancia entre los puertos situados en los planos XZ de cada elemento, se observan resultados similares entre todos los modelos excepto el modelo b3, correspondiente a la versión de la pendiente ascendente-descendente con cavidad. En dicho modelo se observa menor impedancia entre puertos de dos elementos radiantes para frecuencias altas y bajas, con una impedancia de hasta 16 dB menor al resto de modelos a frecuencia de 1.37 GHz.

En los parámetros Z_{62} y Z_{84} , correspondientes a la impedancia entre los puertos situados en los planos YZ de cada elemento, se observa mayor variedad de resultados. Al igual que con los parámetros Z_{51} y Z_{73} , el modelo de menor impedancia entre puertos de dos elementos radiantes es el de pendiente ascendente-descendente con cavidad. El modelo a3, correspondiente a la versión pendiente ascendente-descendente sin cavidad, presenta decaimiento de impedancia a frecuencia de 1.24 GHz de hasta 20 dB menor que el resto de modelos. El modelo c3, correspondiente a la versión de 4 pines 10 pétalos pendiente descendente es el que presenta impedancias mayores en el rendimiento general puerto a puerto. Este modelo se utiliza en el capítulo 5 para el estudio de la geometría de la conformación del array convexo no planar, y la arquitectura del array.

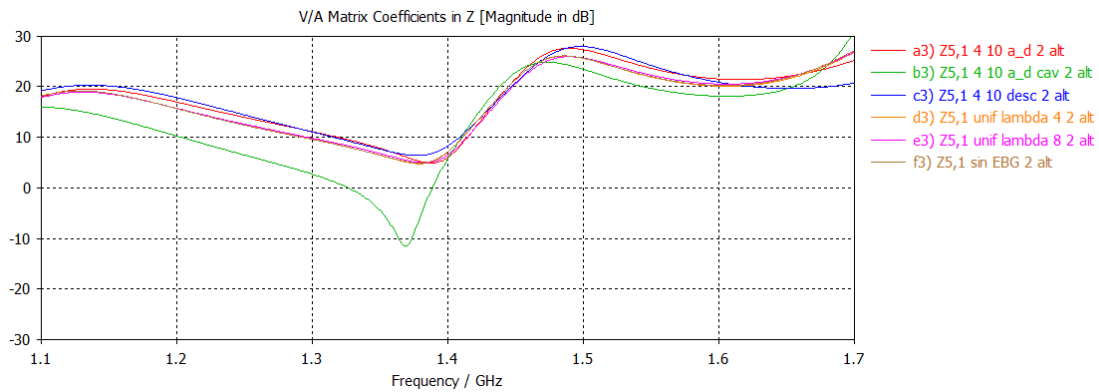


Figura 4.3.2. Parámetro Z_{51} entre dos puertos de antenas del estudio de la geometría de diversos modelos de antenas con plano de masa de dos alturas

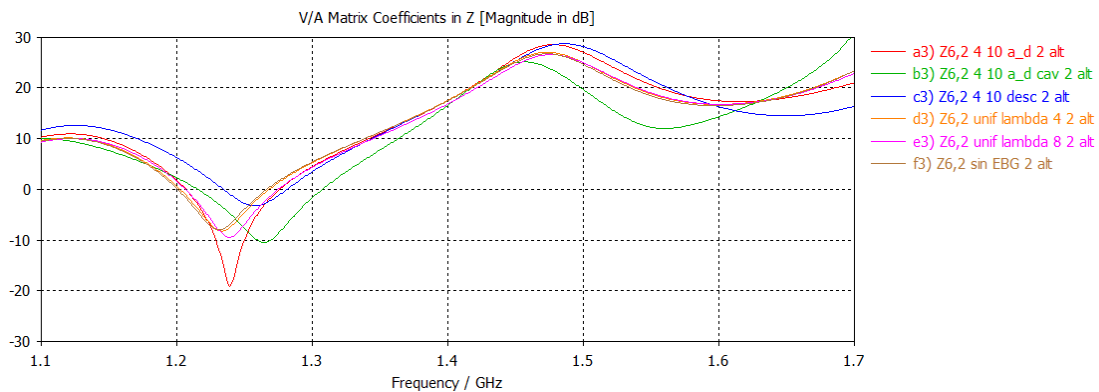


Figura 4.3.3. Parámetro Z_{62} entre dos puertos de antenas del estudio de la geometría de diversos modelos de antenas con plano de masa de dos alturas

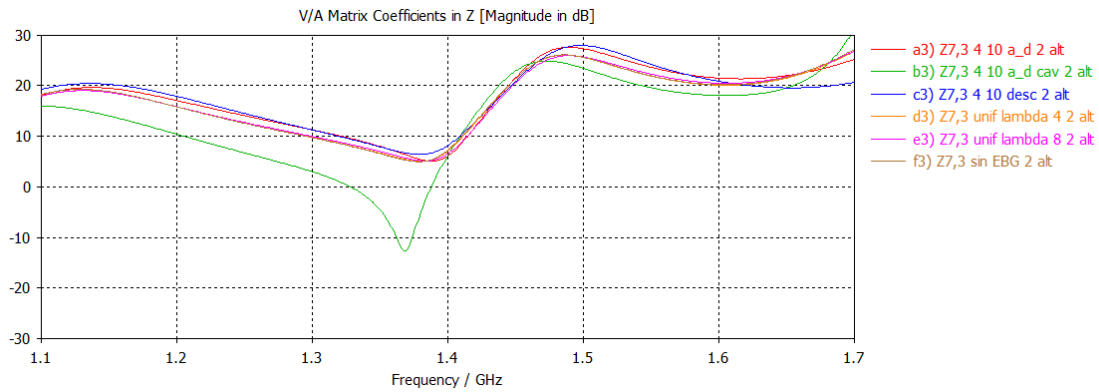


Figura 4.3.4. Parámetro Z_{73} entre dos puertos de antenas del estudio de la geometría de diversos modelos de antenas con plano de masa de dos alturas

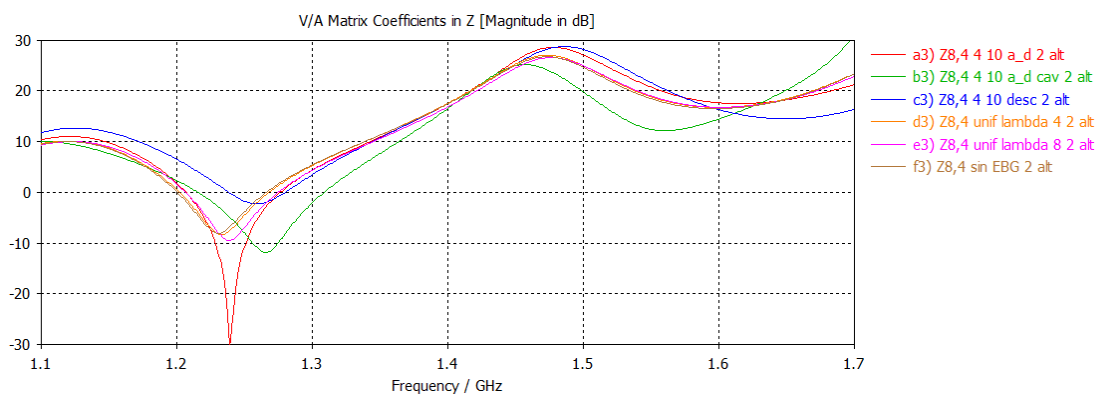


Figura 4.3.5. Parámetro Z_{84} entre dos puertos de antenas del estudio de la geometría de diversos modelos de antenas con plano de masa de dos alturas

La longitud de onda a frecuencia de 1.6 GHz es de 187.5 mm. Las dos distancias establecidas entre los radios de cada elemento superan la longitud de $\lambda/2$, que es de 93.75 mm. Esta circunstancia supone la aparición de grating lobes en el diagrama de radiación. El objetivo del estudio de esta sección es la obtención de la distancia entre elementos que maximice el valor del parámetro Z entre los puertos de los dos elementos, de tal forma que haya la mayor impedancia entre puertos.

El fenómeno de los grating lobes supone un ligero decaimiento del rendimiento del campo radiado a nivel de directividad. Este problema puede paliarse en cierta medida con la implantación de la arquitectura del array basada en Digital Beamforming presentada en la sección 5.2. Mediante el control de los pesos de cada elemento para la conformación del diagrama de radiación, es posible obtener una configuración de alimentación que minimice los efectos de los grating lobes, aunque el estudio de dicha configuración no forma parte del contenido de este TFM. Los resultados de campo radiado de dos elementos no se presentan en este TFM. La conformación de un array convexo no planar de más de dos elementos afecta al diagrama de radiación del array de dos elementos radiantes, con lo cual, el análisis de campo radiado del array dos elementos es muy variable según la conformación de planos de array utilizado. En la sección 5.1 se presentan los resultados del array conformado para diversas geometrías según la cobertura de la relación axial establecida.

4.4 Cálculo de impedancia de superficie

En esta sección tiene lugar el estudio de la impedancia de superficie de la estructura formada por el plano de masa que alberga dos elementos radiantes, y la estructura de pines de la versión de 4 pines y 10 pétalos pendiente ascendente descendente. Para ello se diseña un modelo de antena de bocina en sustitución del elemento radiante, tal y como se presenta en los estudios de los autores en [20]. El objetivo del estudio es el análisis de la onda electromagnética generada en la antena de bocina a través de la estructura del plano de masa con pines para obtener la impedancia de superficie. En la Figura 4.4.1 (a) se presenta el modelo de los autores en [20], y en la Figura 4.4.1 (b) se presenta el modelo de plano de masa y versión de 4 pines y 10 pétalos pendiente ascendente y descendente diseñado en CST.

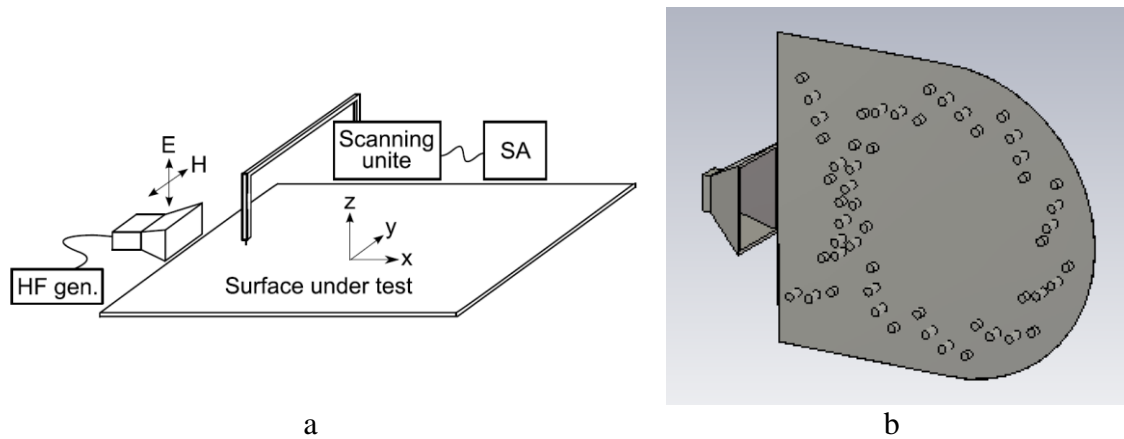


Figura 4.4.1. Modelo de antena de bocina y plano de masa de los autores en [20] (a) y modelo de antena de bocina y plano de masa con EBG diseñado en CST (b) para el análisis de la onda electromagnética en la estructura y su impedancia de superficie

La expresión de impedancia de superficie se presenta en la ecuación:

$$Z_s = \frac{E_z}{H_y} \quad (6)$$

donde Z_s es la impedancia de superficie [Ω], E_z es la componente Z del campo E [V/m] y H_y es la componente Y del campo H [A/m]. Estos valores se obtienen de las componentes de campo generadas por la antena de bocina que se desplazan a lo largo de la estructura diseñada en CST.

Para ello, se evalúa con la herramienta de CST “Field at Cursor” el valor de campo de E_z o H_y en un instante y posición determinados. Se analiza la impedancia de superficie de cuatro escenarios, obteniendo el valor de módulo y fase de los campos de la estructura para una coordenada Y fija y variando la coordenada X. Se calcula la impedancia del plano de masa para X anterior al pin de la EBG, sobre el pin de $Z = 10$ mm de la EBG, sobre el pin de $Z = 20$ mm de la EBG y sobre el plano de masa tras la

EBG. Una vez obtenidos los valores de módulo y fase para los campos E_z y H_y , se realiza la conversión de su valor en polares a cartesianas, para obtener la parte real e imaginaria del campo, y poder realizar el cociente del campo E_z y H_y para los cuatro escenarios comentados. El cálculo de impedancias se realiza mediante un script de Matlab.

En las siguientes figuras se presentan los resultados de campo E_z y H_y para la frecuencia $f = 1.2$ GHz, para $Y = 24$ mm y distintos escenarios de X : Figura 4.4.2 antes de la EBG (82 mm), Figura 4.4.3 pin de $Z = 10$ mm de la EBG (117 mm), Figura 4.4.4 pin de $Z = 20$ mm de la EBG (147 mm), Figura 4.4.5 tras la EBG (182 mm). En la Tabla 4.4.1 se presentan los resultados de campo E_z y H_y e impedancia de los cuatro escenarios.

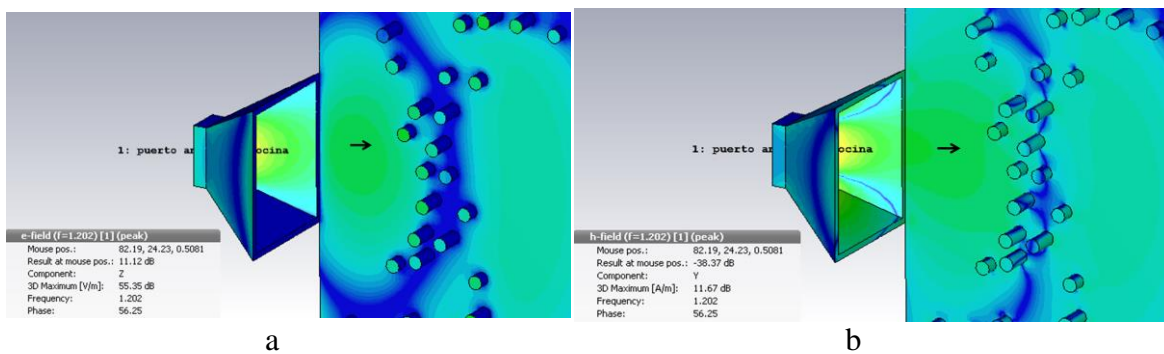


Figura 4.4.2. Resultados de campo E_z (a) y H_y (b) del modelo de antena de bocina con plano de masa de dos elementos radiantes y la versión pendiente ascendente descendente para $f = 1.2$ GHz antes de la EBG para $X = 82$ mm

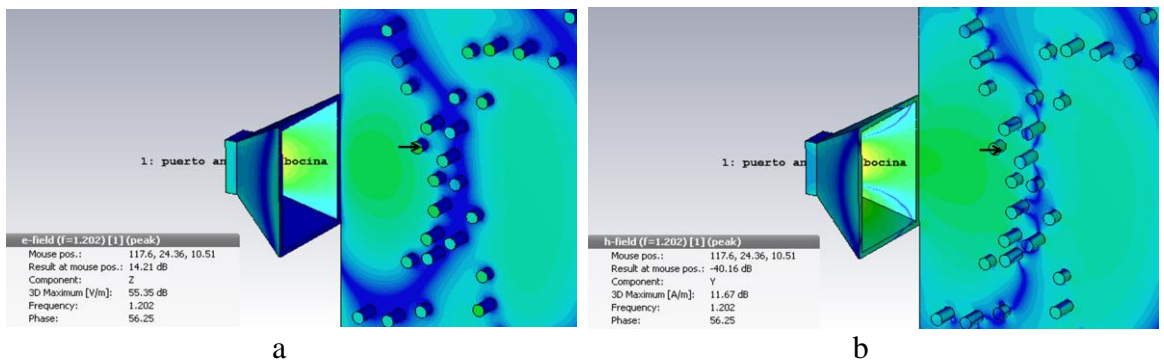


Figura 4.4.3. Resultados de campo E_z (a) y H_y (b) del modelo de antena de bocina con plano de masa de dos elementos radiantes y la versión pendiente ascendente descendente para $f = 1.2$ GHz en el pin de $Z = 10$ mm de la EBG para $X = 117$ mm

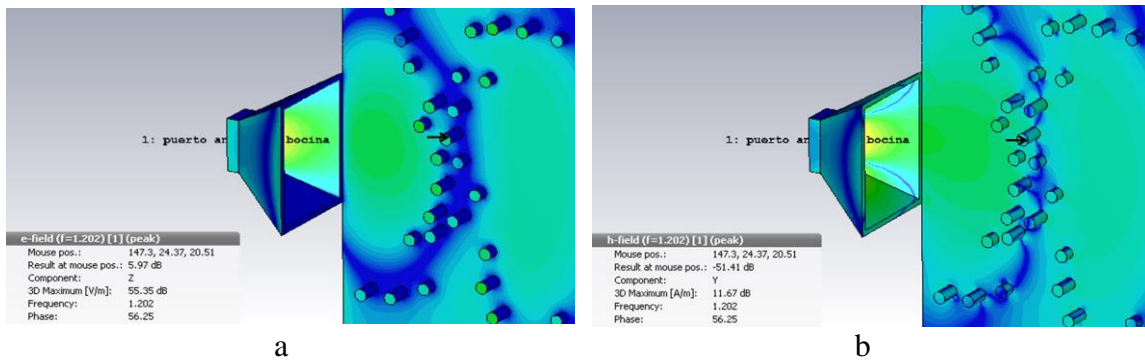


Figura 4.4.4. Resultados de campo E_z (a) y H_y (b) del modelo de antena de bocina con plano de masa de dos elementos radiantes y la versión pendiente ascendente descendente para $f = 1.2$ GHz en el pin de $Z = 20$ mm de la EBG para $X = 147$ mm

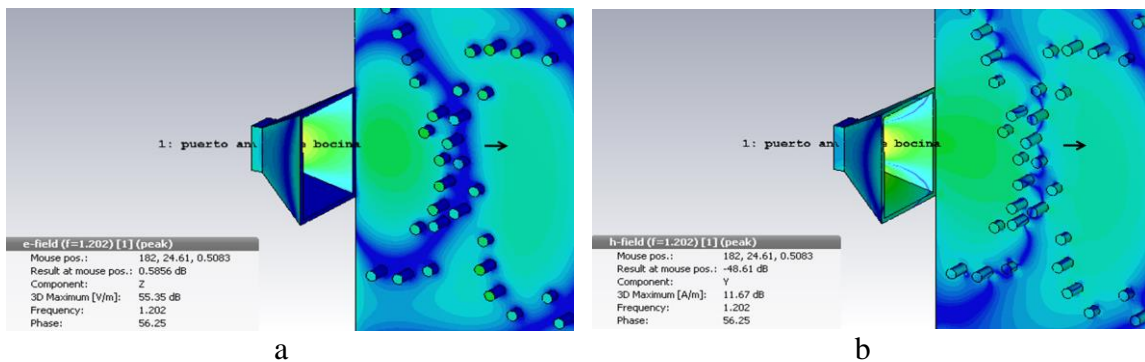


Figura 4.4.5. Resultados de campo E_z (a) y H_y (b) del modelo de antena de bocina con plano de masa de dos elementos radiantes y la versión pendiente ascendente descendente para $f = 1.2$ GHz tras la EBG para $X = 182$ mm

Tabla 4.4.1. Resultados de campo E_z (a) y H_y (b) del modelo de antena de bocina con plano de masa de dos elementos radiantes y la versión pendiente ascendente descendente para $f = 1.2$ GHz para los cuatro escenarios

Posición de medición de los campos	Antes de la EBG ($X = 82$ mm)	Pin de $Z = 10$ mm de la EBG ($X = 117$ mm)	Pin de $Z = 20$ mm de la EBG ($X = 147$ mm)	Tras la EBG ($X = 182$ mm)
Campo E_z (dB)	11	14	6	0.6
Campo H_y (dB)	-38	-40	-51	-48.6
Impedancia de superficie (Ω)	285	518	741	288

A la vista de los resultados de la Tabla 4.4.1, se observa un aumento de impedancia de superficie en los pines de la EBG respecto al plano de masa, aumentando la impedancia con la altura de los pines de la EBG.

5 Geometría y arquitectura del array de antenas

5.1 Diseño de la geometría del array

En esta sección tiene lugar el diseño de la geometría del array de antenas. Para la geometría de planos de array se establece una conformación de planos de array convexa no planar. Esta conformación convexa de planos de array permite dar mayor cobertura a señales de satélites de GNSS de baja inclinación respecto al horizonte. En este TFM la línea de diseño de conformación de array es la cobertura de la relación axial.

El objetivo es realizar dos diseños de conformación de planos de array que garanticen relación axial menor de 2 dB, y relación axial menor a 5 dB, para ángulos de inclinación desde $\theta = 0^\circ$ hasta $\theta = 85^\circ$. Para ello, se elige el modelo de elemento radiante y EBG de mayor rendimiento obtenido en los capítulos 3 y 4. El modelo es la versión 4 pines 10 pétalos pendiente descendente. Como se vio en la sección 3.3.3.2 se evalúan los cortes de ϕ para la frecuencia de 1.602 GHz, que es la que presenta peor rendimiento en relación axial, y por tanto la que asegura el rendimiento total del sistema. Para una relación axial menor a 2 dB, el ángulo de iluminación que garantiza la relación axial es $\theta = \pm 21^\circ$, y para relación axial menor a 5 dB, $\theta = \pm 34^\circ$, para todos los ángulos de ϕ . El modelo de 4 pines 10 pétalos pendientes descendentes y su relación axial se presentan en la Figura 5.1.1.

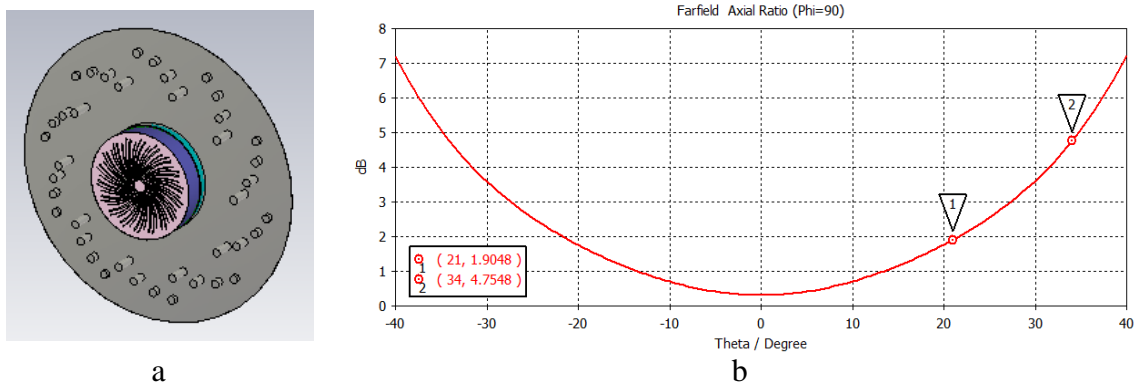


Figura 5.1.1. Modelo de antena con EBG de la versión de 4 pines 10 pétalos pendiente descendente (a) y relación axial del modo fundamental para la frecuencia $f=1.602$ GHz y $\phi=90^\circ$ (b)

Para la conformación de planos de array, se ha simplificado el planteamiento de cobertura de la relación axial, considerando el diagrama de relación axial de cada elemento como una circunferencia de radio el ángulo correspondiente para cada escenario de relación axial. La conformación de diagramas de relación axial se ha realizado en red hexagonal, de manera que se minimice el número de planos necesarios para dar cobertura.

De esta forma, para cada caso de cobertura de relación axial se conforma un array 3D de antenas de forma convexa, de manera que se definen varios planos de array según theta y phi. Para el caso de cobertura de relación axial menor a 2 dB, se definen 4 niveles de planos de array desde theta = 0° hasta theta = 84°, y 9 niveles de planos de array desde phi = 0° hasta phi = 360°. Para el caso de cobertura de relación axial menor a 5 dB, se definen 3 niveles de planos de array desde theta = 0° hasta theta = 88°, y 6 niveles de planos de array desde phi = 0° hasta phi = 360°. El primer nivel de plano de array en ambos casos cubre la cobertura para todos los ángulos de phi, por lo que hay un único plano para theta = 0°. Los niveles de planos de array, con el ángulo de inclinación de cada plano, para los dos escenarios de relación axial menor a 2 dB y relación axial menor a 5 dB se presentan en la Tabla 5.1.1 y Tabla 5.1.2.

Tabla 5.1.1. Niveles de planos de array y ángulos de inclinación de cada plano para el escenario de cobertura de relación axial menor a 2 dB

Nivel de plano	Phi 1	Phi 2	Phi 3	Phi 4	Phi 5	Phi 6	Phi 7	Phi 8	Phi 9
Theta 1	$\theta = 0^\circ$								
Theta 2	$\theta=28^\circ$ $\varphi=0^\circ$	$\theta=28^\circ$ $\varphi=40^\circ$	$\theta=28^\circ$ $\varphi=80^\circ$	$\theta=28^\circ$ $\varphi=120^\circ$	$\theta=28^\circ$ $\varphi=160^\circ$	$\theta=28^\circ$ $\varphi=200^\circ$	$\theta=28^\circ$ $\varphi=240^\circ$	$\theta=28^\circ$ $\varphi=280^\circ$	$\theta=28^\circ$ $\varphi=320^\circ$
Theta 3	$\theta=56^\circ$ $\varphi=0^\circ$	$\theta=56^\circ$ $\varphi=40^\circ$	$\theta=56^\circ$ $\varphi=80^\circ$	$\theta=56^\circ$ $\varphi=120^\circ$	$\theta=56^\circ$ $\varphi=160^\circ$	$\theta=56^\circ$ $\varphi=200^\circ$	$\theta=56^\circ$ $\varphi=240^\circ$	$\theta=56^\circ$ $\varphi=280^\circ$	$\theta=56^\circ$ $\varphi=320^\circ$
Theta 4	$\theta=84^\circ$ $\varphi=0^\circ$	$\theta=84^\circ$ $\varphi=40^\circ$	$\theta=84^\circ$ $\varphi=80^\circ$	$\theta=84^\circ$ $\varphi=120^\circ$	$\theta=84^\circ$ $\varphi=160^\circ$	$\theta=84^\circ$ $\varphi=200^\circ$	$\theta=84^\circ$ $\varphi=240^\circ$	$\theta=84^\circ$ $\varphi=280^\circ$	$\theta=84^\circ$ $\varphi=320^\circ$

Tabla 5.1.2. Niveles de planos de array y ángulos de inclinación de cada plano para el escenario de cobertura de relación axial menor a 5 dB

Nivel de plano	Phi 1	Phi 2	Phi 3	Phi 4	Phi 5	Phi 6
Theta 1	$\theta = 0^\circ$					
Theta 2	$\theta=44^\circ$ $\varphi=0^\circ$	$\theta=44^\circ$ $\varphi=60^\circ$	$\theta=44^\circ$ $\varphi=120^\circ$	$\theta=44^\circ$ $\varphi=180^\circ$	$\theta=44^\circ$ $\varphi=240^\circ$	$\theta=44^\circ$ $\varphi=300^\circ$
Theta 3	$\theta=88^\circ$ $\varphi=0^\circ$	$\theta=88^\circ$ $\varphi=60^\circ$	$\theta=88^\circ$ $\varphi=120^\circ$	$\theta=88^\circ$ $\varphi=180^\circ$	$\theta=88^\circ$ $\varphi=240^\circ$	$\theta=88^\circ$ $\varphi=300^\circ$

En este TFM se conforma el plano del array para cobertura de relación axial. Por simplificación del planteamiento, no se ha tenido en cuenta el factor de array para la configuración del diagrama global, sino que se ha conformado el array con el diagrama de radiación de relación axial de cada componente unitario. Este planteamiento permite tomar cada diagrama de relación axial por separado para la composición de haces de elementos unitarios sobre los ángulos theta y phi.

En este TFM se ha considerado la implantación de un elemento unitario por cada plano del array, de tal forma que se minimicen el número de elementos radiantes usados para

garantizar la cobertura de relación axial. Para el modelo de relación axial menor a 2 dB se establecen 28 planos de array, y para el modelo de relación axial menor a 5 dB se establecen 13 planos de array.

Para la conformación del diagrama y la presentación de resultados de campo radiado se utiliza la herramienta Matlab. Se exporta el farfield de CST a frecuencia $f=1.602$ GHz del modelo de 4 pines 10 pétalos pendiente ascendente, y se procesan sus componentes en Matlab. En la Figura 5.1.2 se presenta el diagrama de radiación de la componente copolar y la relación axial del elemento unitario. En la Figura 5.1.3 se presenta la conformación de haces del array para cobertura de relación axial menor de 2 dB. En la Figura 5.1.4 se presenta la conformación de haces del array para cobertura de relación axial menor de 5 dB.

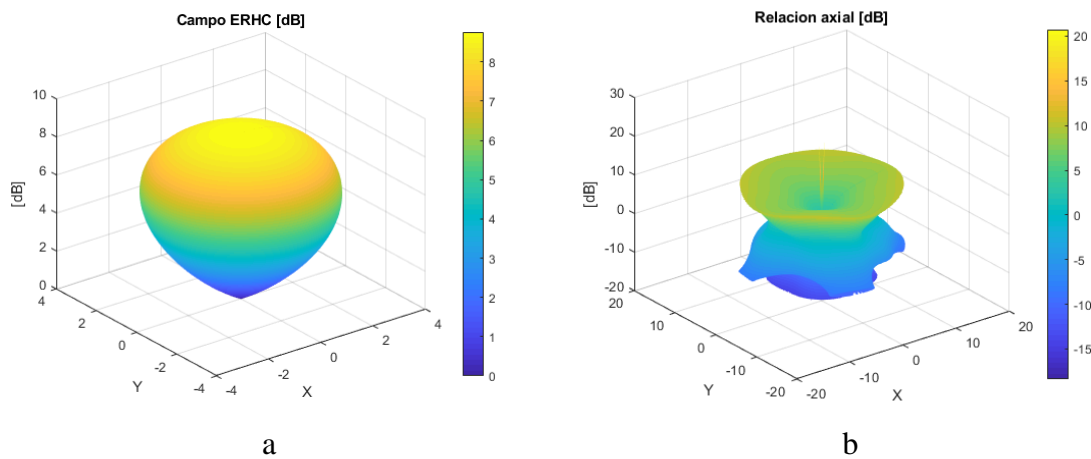


Figura 5.1.2. Diagrama de radiación de la componente copolar (a) y la relación axial (b) del elemento unitario del modo fundamental a $f=1.602$ GHz representado en Matlab de la antena con EBG de la versión de 4 pines 10 pétalos pendiente descendente

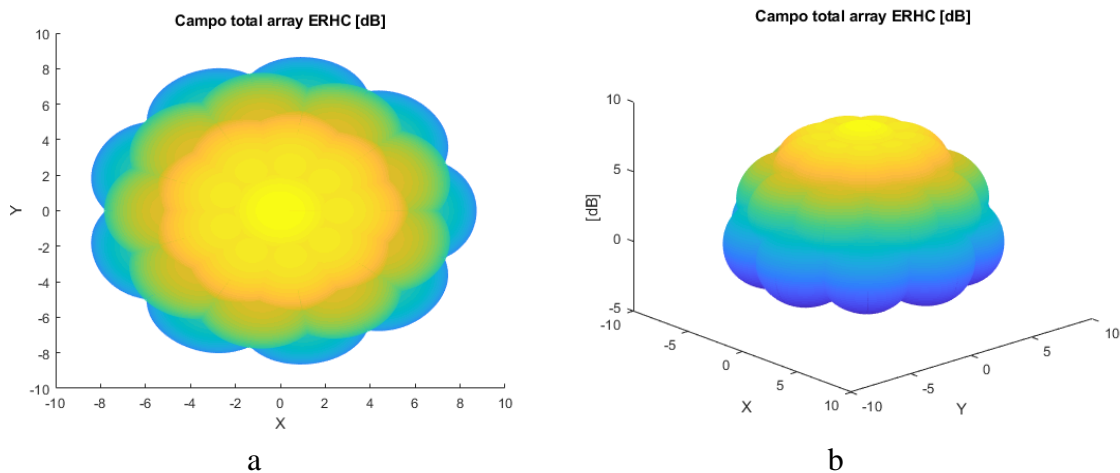


Figura 5.1.3. Vista superior del plano XY (a) e isométrica (b) de la conformación de haces del array representado en Matlab para cobertura de relación axial menor de 2 dB

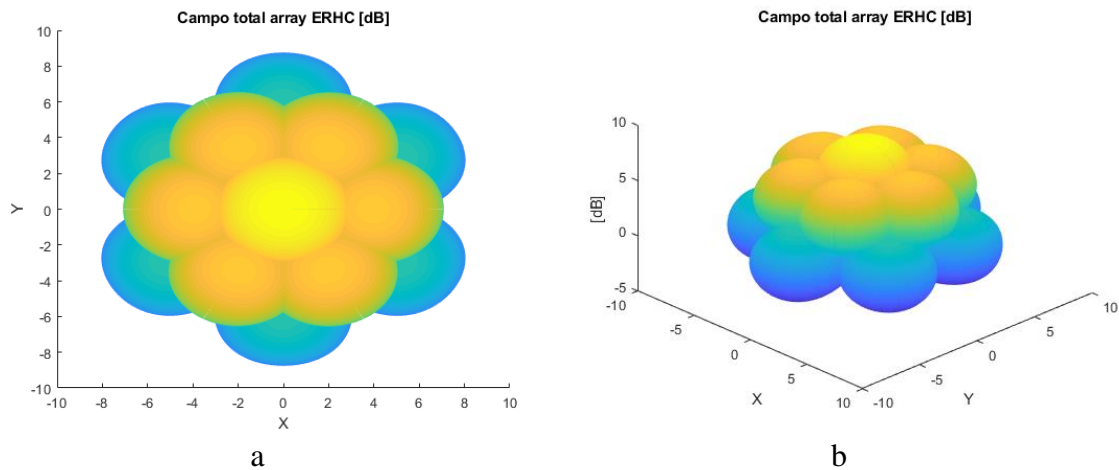


Figura 5.1.4. Vista superior del plano XY (a) e isométrica (b) de la conformación de haces del array representado en Matlab para cobertura de relación axial menor de 5 dB

5.2 Diseño de la arquitectura del array

En este TFM se propone realizar el diseño de la arquitectura del array mediante la conformación de Phased Array Antennas con Digital Beamforming. Las Phased Array Antennas tienen capacidad de apuntar el diagrama de radiación del array electrónicamente con alta efectividad, consiguiendo minimizar los lóbulos laterales y obteniendo anchos de haz estrechos [21].

El beamformer analógico aplica el vector de pesos de amplitud y fase en la etapa analógica, suma el resultado de las señales analógicas y posteriormente las convierte a señal digital [22]. Esta arquitectura puede construirse mediante la implementación de phase shifters, que requieren procedimientos complejos y analógicos para establecer el incremento de fase en cada una de las antenas. Otra implementación posible es el uso de Digital Beamforming para realizar el apuntamiento del array. Este método es el propuesto para la arquitectura del array en este TFM.

Digital Beamforming consiste en el filtrado espacial de la señal donde el incremento de fase, escalado de amplitud, y suma de las señales son implementadas digitalmente [21]. La señal de cada antena receptora es convertida a señal digital para aplicar el vector de pesos de amplitud y fase. El fundamento de esta arquitectura es el uso de un entorno programable y computacional que procese la señal en el dominio digital para controlar el desfase entre cada antena del array.

Una de las ventajas de la arquitectura de array basada en Digital Beamforming necesita menos energía que las arquitecturas más analógicas para realizar el apuntamiento del diagrama a la señal deseada, puesto que utiliza menos componentes analógicos. Otra ventaja es la versatilidad del array para minimizar lóbulos laterales, optimizar cancelación de interferencias y realizar operaciones multihaz sin cambiar la arquitectura física del array de antenas.

En la Figura 5.2.1 se presenta la arquitectura Digital Beamforming para una estación receptora [22]. Cada señal es amplificada por un LNA, demodulada de RF y posteriormente convertida a señal digital. El Digital Beamformer trabaja con cada una de las señales digitales de los receptores. La amplitud y la fase de los elementos del array son controladas por un vector de pesos aplicados a los canales, que se suman en su conjunto para formar una señal final.

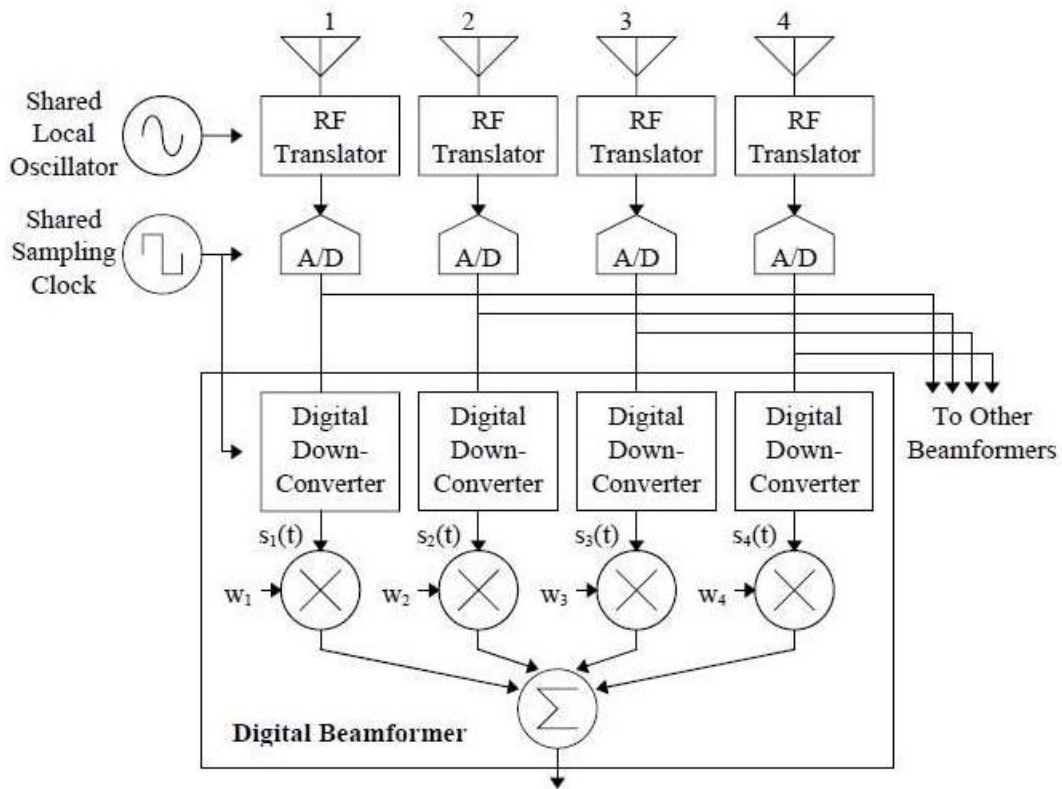


Figura 5.2.1. Diagrama de un Phased Array Antenna utilizando la arquitectura Digital Beamforming [22]

Los modos de operación del digital beamformer son creados y controlados mediante código, el cual se programa en el dispositivo programable del digital beamformer. Para realizar el apuntamiento del array se programa en el dispositivo un código que contiene un algoritmo de conformación de haz. Según la antena adaptativa conozca referencias temporales, espaciales, o ciegas, se implementa un tipo de algoritmo u otro. Destaca el algoritmo Least-Mean-Square (LMS), que realiza el apuntamiento del diagrama de radiación conociendo referencias espaciales de la señal deseada e indeseadas, y calcula el error cuadrático medio de la diferencia entre las señales.

6 Conclusiones y trabajo futuro

6.1 Conclusiones

Actualmente los sistemas de navegación por satélite tienen la necesidad de mejorar sus sistemas de posicionamiento mediante diferentes técnicas y tecnologías, como por ejemplo el desarrollo de sistemas de antenas de referencia de alta estabilidad y precisión del centro de fase, sistemas híbridos que unan tecnologías como 5G y GNSS, entre otras. Las antenas de referencia de GNSS tienen dificultades para conseguir un buen rendimiento de relación axial desde ángulos de inclinación desde el cénit hasta bajos ángulos de inclinación con respecto al horizonte.

En este TFM se realizó una propuesta de evolución de los esfuerzos anteriores para el desarrollo de nuevas antenas de referencias de un solo elemento, a nuevas antenas de referencias en array. Se realizó una propuesta de diseño de array de antenas de GNSS con la implantación de la estructura Electromagnetic Band Gap en el plano de masa que mejore la adaptación en la banda de frecuencias de GNSS, aumente la estabilidad del centro de fase, y mejore la cobertura de la relación axial para bajos ángulos de inclinación con respecto al horizonte.

Para ello se utilizó como elemento radiante un modelo de parche con dos planos de dieléctrico y dipolos acoplados capacitivamente con buena adaptación de los parámetros S para la banda de frecuencias de GNSS y buen rendimiento de polarización circular. Este modelo de elemento radiante se utilizó para la implantación de una estructura 3D denominada Electromagnetic Band Gap (EBG) sobre el plano de masa circular, cuyas dimensiones originales se extendieron para albergar la estructura.

Se realizó el estudio del impacto de la geometría 3D de la EBG respecto a una serie de parámetros. Inicialmente se parametrizó la altura inicial de los metamateriales, o pines, para posteriormente realizar estudios paramétricos de diversas geometrías. El segundo estudio geométrico consistió en la parametrización del número de pines por cada elemento radial, o pétalo, de la estructura de la EBG, el número de pétalos, y la distancia de los pines de la EBG respecto al elemento radiante. Se comprobaron los resultados de los parámetros S_{11} , S_{22} , S_{33} y S_{44} para cada modelo, observando que los modelos mejoraban según los pines se separaban de la estructura, con pocos dB de diferencia, hasta llegar a cierto umbral de distancia, a partir del cual empeoraba la adaptación del modelo.

El tercer estudio geométrico consistió en la variación del perfil de la altura de los pines por cada pétalo, utilizando el mejor modelo de las parametrizaciones anteriores, el de la versión de 4 pines y 10 pétalos a distancia $\Delta = 1.45$. Se comprobaron los resultados de los parámetros S, los parámetros VSWR, y el campo radiado para el modo fundamental.

De todas ellas se comprobó que los resultados de los parámetros S seguían siendo muy similares. Se comprobó que todos los modelos de antenas cumplen el requisito del parámetro VSWR de los modelos comerciales, para los cuatro puertos de la antena, y para todas las frecuencias. Los resultados de directividad, ancho de haz y eficiencias fueron muy similares para la frecuencia baja a estudio de 1.202 GHz. Para la frecuencia alta a estudio de 1.602 GHz se observó que para el ángulo de inclinación de 5° grados respecto al horizonte, la componente contrapolar era superior a la copolar. Esta diferencia en dB era muy variable según el modelo de variación de perfil de altura de los pines a estudio. El modelo de pines de altura uniforme, el de pendiente ascendente-descendente de versión de diferencia de altura de pines suavizada, la versión de pendiente descendente y la versión sin EBG presentaron el mejor rendimiento a este ángulo de inclinación.

El frente de fase en todos los modelos de antena de un elemento radiante se mantiene en el rango θ comprendido entre $\pm 50^\circ$ respecto a la dirección de máxima ganancia (0°). La estabilidad de centro de fase en todos los modelos se mantiene en X,Y (0,0), pero es muy variable según la coordenada Z entre las dos frecuencias a estudio en los diferentes modelos de variación de perfil de altura de los pines. Los modelos de centro de fase más estable fueron los de pendientes descendentes, y los modelos de centro de fase más inestable fueron los modelos de altura uniforme de pines y modelo sin EBG. La variación de la altura de pines de la EBG contribuye a la estabilidad del centro de fase de la antena. Se observa que frente a los modelos comerciales de antenas de GPS, el mejor requisito obtenido para toda la banda es de < 26.45 mm frente a los < 2 mm de las especificaciones comerciales.

La relación axial es variable entre las diferentes geometrías a estudio. Los modelos de mayor ancho de haz de relación axial menor de 2 dB y menor de 5 dB son el modelo pendiente ascendente descendente versión mayor diferencia de altura entre pines y los modelos de pendientes descendentes, y los modelos de menor ancho de haz de relación axial son los modelos de altura uniforme de pines y modelo sin EBG. La ubicación de pines de mayor altura cerca del elemento radiante, seguidos por pines de alturas inferiores o distintas en pines más lejanos al elemento radiante, permite un aumento del ancho de haz de la relación axial. Se consideró que el mejor modelo de pendientes ascendentes fue el de versión pendiente ascendente de diferencia de altura de pines suavizada, y el de versión de pendiente descendente.

Se realizó el estudio del impacto de la geometría de dos elementos radiantes sobre los parámetros Z entre ambos elementos, utilizando los mejores modelos del estudio paramétrico anterior. Se estableció una longitud entre elementos radiantes que permitiera intercalar los pines de la EBG de cada elemento radiante, puesto que aumentaba la impedancia entre los puertos de ambos elementos. Se estableció un plano de masa de dos alturas, la altura superior con una sección de plano de masa inferior a $\lambda/8$ circundante al elemento radiante, y otra altura de plano de masa inferior en la que se implementen los pines de la EBG, de tal forma que la altura del plano de masa superior

se encuentre al nivel de la altura del pin de la EBG de mayor longitud, puesto que los resultados de impedancia de los parámetros Z era mayor. Con la distancia entre elementos radiantes y la altura de planos de masa establecida, se evaluaron diversas geometrías de dos elementos radiantes. Se evaluaron los dos mejores modelos del estudio paramétrico anterior, un modelo de elementos radiantes con cavidad adicional alrededor del elemento radiante, modelos de distribuciones de pines uniformes de distancia entre pines $\lambda/4$ y $\lambda/8$, y modelo de dos elementos radiantes sin EBG. Se estableció que el mejor modelo es el de 4 pines 10 pétalos pendiente descendente, puesto que presenta mayor impedancia de todos los parámetros Z entre dos elementos radiantes para toda la banda de frecuencias a estudio.

Se observó que el mejor modelo obtenido de antena con EBG posee mayor rendimiento que el modelo de antena sin EBG. Se observó una mejora de la antena con EBG pendiente descendente con una estabilidad de centro de fase < 26.45 mm, por los 56.28 mm del modelo de antena sin EBG. El ancho de haz de la relación axial de la antena con EBG menor a 2 dB es de $\pm 42^\circ$ respecto al cénit y menor a 5 dB de $\pm 68^\circ$, por los $\pm 30^\circ \pm 50^\circ$ de la antena sin EBG. La impedancia puertos de dos elementos radiantes para el mejor modelo de antena con EBG es 2 dB mayor respecto al modelo de antena sin EBG. Los resultados de directividad, frente de fase y eficiencia entre el mejor modelo de antena con EBG y el modelo de antena sin EBG son muy similares.

Se realizó la conformación de planos de array para dar cobertura de relación axial desde ángulos de inclinación desde el cénit hasta 5° respecto al horizonte. Se consideraron dos escenarios, un escenario de cobertura de relación axial menor a 2 dB, y un escenario de relación axial menor de 5 dB. Se realizó una conformación de planos de array 3D convexa, el cual presenta mejores resultados para señales de bajo ángulo de inclinación respecto al horizonte. Se realizó la conformación de array para relación axial menor a 2 dB mediante 9 planos de inclinación de ϕ de 0 a 360° y 4 planos de inclinación de θ de 0 a 84° , utilizando un elemento radiante por cada plano de array, y 28 planos de array en total. Para el escenario de relación axial menor a 5 dB Se realizó la conformación de array mediante 6 planos de inclinación de ϕ de 0 a 360° y 3 planos de inclinación de θ de 0 a 88° , utilizando un elemento radiante por cada plano de array, y 13 planos de array en total. Se presentaron en Matlab los resultados del diagrama de radiación total del array mediante la conformación diagramas de radiación del elemento unitario exportado de CST.

Se propuso el uso de la arquitectura Digital Beamforming para el array de antenas. Esta arquitectura posee mejoras de rendimiento significativas respecto a las Phased Arrays Antennas analógicas, utilizando procesamiento digital de la señal recibida, y conformación de haz mediante algoritmos adaptativos programados en un procesador digital. Se propuso el algoritmo de conformación de haz LMS basado en la minimización del error cuadrático medio entre la señal deseada y la señal recibida

6.2 Trabajo futuro

En este TFM no se ha considerado el efecto de los grating lobes en el diagrama de radiación total del array de antenas. Se ha establecido que la distancia elementos radiantes sea mayor a $\lambda/2$ debido a la optimización de la geometría de la EBG.

Con el objetivo de minimizar el efecto de los grating lobes, se plantea el diseño de un elemento radiante de menor dimensión, reduciendo el tamaño de los parches y la distancia entre los coaxiales de alimentación. Este elemento radiante de menor dimensión puede ubicarse a menor distancia del siguiente elemento del array, revisando la distancia óptima de los pines de la EBG utilizada con los nuevos elementos.

Se plantea el análisis del control de los pesos de alimentación del array para minimizar las interferencias en el diagrama de radiación total del array de antenas, además del estudio de algoritmos de Digital Beamforming que maximicen la ganancia de las señales del sistema.

Referencias

- [1] M. P. Fernández, "Desarrollo de una antena banda ancha para sistemas de navegación por satélite," EPS UAM Trabajo de Fin de Grado, 2017.
- [2] Thales. "Choke Ring Antenna". [Online]. www.thalesgroup.com/navigation
- [3] J. L. Masa Campos, "VI Sistemas de navegación por satélite (GNSS)," in *Apuntes de la Asignatura Sistemas de Radionavegación y Posicionamiento*. Escuela Politécnica Superior, UAM, Madrid.
- [4] J. L. Masa Campos, "II Conceptos básicos de antenas, III Antenas lineales e impresas, IV Agrupación de antenas (arrays)," in *Apuntes de la Asignatura Antenas y Compatibilidad Electromagnética*. Escuela Politécnica Superior, UAM, Madrid, 2012.
- [5] A. Konovaltsev, "Antenna Arrays for Robust GNSS in Challenging Environments," Institute of Communications and Navigation German Aerospace Center (DLR), 2014.
- [6] NovAtel, "The Role of GNSS Antennas," NovAtel, 2013.
- [7] B. Rama Rao, W. Kunysz, R. L. Fante, and K. F. McDonald, *GPS/GNSS Antennas*. Artech House, 2013.
- [8] D. Tatarnikov, "Topcon Full Wave GNSS Reference Station Antenna with Convex Impedance Ground Plane".
- [9] D. Sievenpiper, L. Zhang, R. F. Jimenez Broas, N. G. Alexópolous, and E. Yablonovitch, "High-Impedance Electromagnetic Surfaces with a Forbidden Frequency Band," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 1999.
- [10] D. V. Tatarnikov and A. V. Astakhov, "Large Impedance Ground Plane Antennas for mm-accuracy of GNSS Positioning in Real Time," *Topcon Positioning Systems*, 2013.
- [11] C. A. Balannis, *Antenna Theory. Analysis and Design*. Hoboken, Nueva Jersey, Estados Unidos: John Wiley & Sons Inc, 2005.
- [12] P. F. de Bakker, "Effects of Radio Frequency Interference on GNSS Receiver Output," *Delft University of Technology Tesis de Máster*.

- [13] Zhouyi, X. Wen, and Z. Weiming, "Classification of GNSS interference," in , Viena.
- [14] Skybrary. Interference to GNSS Signals. [Online]. [https://www.skybrary.aero/index.php/Interference to GNSS Signals](https://www.skybrary.aero/index.php/Interference_to_GNSS_Signals)
- [15] M. L. Psiaki and T. E. Humphreys, "GNSS Spoofing and Detection".
- [16] National Oceanic and Atmospheric Administration. Ionospheric Scintillation. [Online]. <https://www.swpc.noaa.gov/phenomena/ionospheric-scintillation>
- [17] GPS World. (2012) Ionospheric Scintillations. [Online]. <https://www.gpsworld.com/gnss-systemsignal-processinginnovation-ionospheric>
- [18] C. Günther and S. Lo, "GNSS Signal Observations - Stanford and DLR," Institute for Communications and Navigation and Stanford University.
- [19] P. Casiano, K. Burnell, R. Hamilton, and M. Sgammini, "Signal Interference: Detection and Mitigation," in .
- [20] P. Kovács and T. Urbanec, "Electromagnetic Band Gap Structures: Practical Tips and Advice for Antenna Engineers," Dept. of Radio Electronics, Brno University of Technology, 2012.
- [21] J. A. Torres-Rosario, "Implementation of a phased array antenna using digital beamforming," Universidad de Puerto Rico Tesis de Máster, 2005.
- [22] RF Wireless World. Analog Beamforming vs Digital Beamforming. [Online]. <http://www.rfwireless-world.com/Terminology/Analog-Beamforming-vs-Digital-Beamforming.html>
- [23] J. L. Masa Campos, "II Conceptos básicos de antenas, III Antenas lineales e impresas," in *Apuntes de la Asignatura Antenas y Compatibilidad Electromagnética*. Escuela Politécnica Superior, UAM, Madrid, 2012.
- [24] D. A. García Álvarez, "Sistema GNSS (Global Navigation Satellite System)," Escuela Politécnica Superior, UAM, Madrid, Proyecto de Fin de Carrera, 2008.
- [25] M. V. Pérez de Vargas. La señal GNSS.
- [26] Leica. Leica Spider hardware. Datos Técnicos. [Online]. www.leica-geosystems.com
- [27] NovAtel. Antennas GNSS-750. [Online]. www.novatel.com/products/gnss-antennas/fixed-reference-gnss-antennas/gnss-750/

- [28] Trimble. Trimble GNSS Geodetic Antennas. [Online]. www.trimble.com
- [29] E. Inc. "DM C146 Series GPS Antenna".
- [30] "Choke Ring Theory". [Online]. <http://javad.com/jns/index.html?jns/technology/Choke%20Ring%20Theory.html>
- [31] W. Kunysz, "A Three Dimensional Choke Ring Ground Plane Antenna," NovAtel Inc.
- [32] T. L. Blakney, D. D. Connell, B. J. Lambert, and J. R. Lee, "Broad-Band Antenna Structure Having Frequency-Independent, Low-Loss Ground Plane," US Patent #4608572, 26, 1986.
- [33] NovAtel. "Antennas GPS-701-GG & GPS-702-GG".
- [34] J. L. Volakis, *Antenna Engineering Handbook*.
- [35] T. A. Milligan, *Modern Antenna Design*. Hoboken, New Jersey: John Wiley & Sons, Inc., 2005.
- [36] J.-L. Desvilles, "Radiating horns with low crosspolarisation over a large bandwidth," *Annales des Télécommunications*, vol. 44, no. 9-10, pp. 523-527, 1989.
- [37] IFE, Geo++. Absolute Phase Center Variations. PCV Calibration of GPS Antennas - General Overview. [Online]. http://www.geopp.de/media/docs/AOA_DM_T/general.html
- [38] J. A. Fernández Montaña, "Polarización Circular. Antenas para trabajar satélites en VHF y UHF," *Unión de Radioaficionados Españoles*, Jul. 2006.
- [39] C. Mekik and O. Can, "An investigation on multipath errors in real time kinematic GPS method," *Scientific Research and Essays*, vol. V, no. 16, pp. 2186-2200, 2010.
- [40] "Reduce cross polarization in reflector type antennas," *Microwaves*, pp. 48-51, Mar. 1978.
- [41] S. Magdaleno, "El impacto de la ionosfera en la navegación por satélite," Jornada Técnica sobre Clima Espacial II, GMV, 2012.
- [42] J. A. Ruiz Cruz, *Apuntes de la Asignatura Medios de Transmisión*. Escuela Politécnica Superior, UAM, Madrid, 2012.
- [43] Marki Microwave, "Return Loss to VSWR Conversion Table".

Anexos

A. Polarización de campo

La polarización del campo radiado por una antena es la polarización del campo eléctrico radiado en la dirección de máxima radiación [4]. Se puede definir como la figura que el campo eléctrico traza en función del tiempo, para una dirección fija, el extremo del vector del campo radiado y su sentido de giro, observando el campo desde el origen de la antena en el sentido de la dirección de propagación.

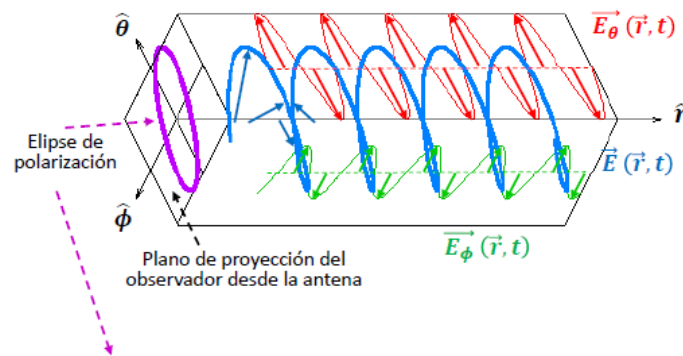


Figura 6.2.1. Polarización de campo radiado [4]

Se define la relación axial como el cociente del semieje mayor con el semieje menor de la elipse de polarización:

$$AR = \frac{OA}{OB} \quad (7)$$

donde AR es la relación axial, OA es el semieje mayor y OB es el semieje menor.

Según el valor de la relación axial, la polarización de campo puede ser de varios tipos:

- Polarización lineal: es aquella en la que el campo proyectado sobre el plano del observador lo hace sobre una recta ($AR = \infty$).
- Polarización circular: es la polarización en la que el campo proyectado sobre el plano del observador se mueve sobre una circunferencia ($AR = 1$). Puede ser circular a derechas (desfase $\Delta\varphi = -90^\circ$) o circular a izquierdas (desfase $\Delta\varphi = +90^\circ$).
- Polarización elíptica: es aquella en la que el campo proyectado sobre el plano del observador se mueve sobre una elipse ($1 < AR < \infty$). Puede ser elíptica a derechas ($\Delta\varphi < 0$) o elíptica a izquierdas ($\Delta\varphi > 0$).

B. Antenas de parche circulares

Las antenas de parche circulares poseen como modos de propagación los modos TM [23]. El modo fundamental es el TM_{110} . Las frecuencias de corte se pueden calcular mediante la Ecuación(8):

$$f_{c,mnp} = \frac{c_0}{2\pi\sqrt{\epsilon_r}} * \frac{\chi'_{mn}}{a_{efec}} \quad (8)$$

donde $f_{c,mnp}$ es la frecuencia de corte [Hz], c_0 es la velocidad de la luz en el vacío [m/s], ϵ_r es la constante dieléctrica del parche [F/m], χ'_{mn} es el enésimo cero de la función de Bessel, a_{efec} es el área efectiva del parche [m²].

La polarización circular del parche se puede obtener con excitación en uno o dos puertos. Para el caso de dos puertos, se utilizan dos puntos de excitación en posiciones ortogonales y con desfase $\pm 90^\circ$. La polarización circular mejora un poco el ancho de banda con respecto a la polarización lineal, puesto que la suma de las reflexiones procedentes de los puntos de excitación no se realiza en fase.

Para el aumento del ancho de banda en antenas de parche, una solución posible es la colocación de parches apilados separados por aire para evitar la onda de superficie. Mediante este método, se generan dos resonancias muy próximas en frecuencia, resultando un ancho de banda combinado mucho mayor.

C. Consideraciones del plano de masa según el campo y ondas generadas

El tamaño eléctrico del plano de masa de una antena determina el diagrama de interferencias de las ondas de difracción y dispersión generadas en el borde del plano de masa, así como el campo radiado por la antena [7]. Los fenómenos de difracción y dispersión producidos en los bordes de los planos de masa tienen un impacto muy significativo en el campo lejano radiado por una antena. Estos campos tienen una contribución procedente de tres tipos de ondas: ondas de pérdidas (leaky waves), ondas de superficie y ondas de espacio.

- Ondas de pérdidas: son modos procedentes del sustrato que radian según se propagan por su estructura. Su contribución a los campos de dispersión del plano de masa se pueden reducir si se incrementa el tamaño del plano de masa.
- Ondas de superficie: son en muchos casos el componente principal del campo de difracción y dispersión del borde del plano de masa. Son modos del sustrato que no radian según se propagan, sino que su contribución al campo lejano tiene lugar en los

bordes del plano de masa. Los efectos de estas ondas pueden minimizarse si se suavizan los bordes del plano de masa y se aumenta la impedancia del plano de masa cerca de sus bordes.

- Ondas de espacio: son ondas generadas por la propia antena que al atravesar el borde del plano de masa se difractan. Este tipo de ondas decaen con la distancia de manera más rápida que las ondas de superficie, por lo tanto, su contribución al campo radiado es menor cuanto menor sea el tamaño del plano de masa.

D. Sistemas GNSS: GPS, GLONASS y Galileo

En esta sección se presenta la comparativa entre los sistemas de GNSS: GPS, GLONASS y Galileo. Se presentan sus prestaciones, frecuencias, y servicios asociados a dichas frecuencias.

Tabla 6.2.1. Comparativa de prestaciones de los sistemas GNSS: GPS, GLONASS y Galileo [24]

	GPS		GLONASS		Galileo	
Satélites	30		24		30	
Altitud (km)	20200		19100		23222	
Inclinación (°)	55		64.8		56	
Planos	6		3		3	
Estación maestra	Base Falcon US Air Force (Colorado)		System Control Center (Moscú)		Dos estaciones en Europa	
Estación monitora	5 en todo el planeta		5 en Rusia		5 en todo el planeta	
Antenas de transmisión	3 en las estaciones monitoras (TT&C links)		5 en Mission Up-Links (TT&C links)		5 en Mission Up-Links (TT&C links)	
Cobertura	Global	Local	Global	Local	Global	Local
Precisión horizontal (H) y vertical (V) (m)	H< 20 V< 20	EGNOS H<1 V<2	H < 50 V < 70	EGNOS H<1 V<2	Dual:H=4 V=8 Mono: H=15 V=35	EGNOS H<1 V<2
Disponibilidad	95%	95-99.7%	99.7%	99.7%	99.8%	99.8%
Integridad	No	Sí	No	Sí	No	Sí

Tabla 6.2.2. Comparativa de frecuencias de los sistemas GNSS: GPS, GLONASS y Galileo [24]

	GPS	GLONASS	Galileo
Frecuencias (MHz)	L5: 1164 - 1188 L2: 1216 - 1240 L1: 1563 - 1587	 L2: 1240 - 1254 L1: 1593 - 1610	E5: 1190 - 1214 E3: 1214 - 1216 E4: 1254 - 1260 E6: 1260 - 1300 E2: 1559 - 1563 E1: 1587 - 1593 C: 5010 - 5030
Servicios	L5: SoL L2: SPS/PPS L1: SPS/PPS	L2: CSA/CHA L1: CSA/CHA	E5a-I, E5a-Q: OS/SoL E5b-I, E5b-Q: OS/SoL/CS E6-A: PRS, E6-A: CS, E6-C: PRS E2-L1-E1-A: PRS E2-L1-E1-B: OS/SoL/CS E2-L1-E1-C: OS/SoL/CS L6 downlink (1544 MHz): SAR

Los servicios asociados a dichos sistemas son:

- SoL (Safety Of Life): servicios relacionados con la seguridad para la vida. Ejemplo: aviación comercial [24].
- PPS (Precise Positioning Service): servicio militar de alta precisión y velocidad, de servicio temporal autorizado por los EEUU.
- SPS (Standar Positioning Service): servicio global gratuito de posicionamiento y navegación disponible para todos los usuarios de GPS.
- CSA (Channel of Standar Accuracy): servicio de posicionamiento de precisión estándar de uso civil.
- CHA (Channel of High Accuracy): servicio de posicionamiento de alta precisión de uso militar.
- OS (Open Service): servicio gratuito y abierto para público general. Ejemplo navegación en automóviles mediante el uso de teléfonos móviles.
- CS (Comercial Service): servicio de pago para entornos profesionales y comerciales de prestaciones superiores.
- PRS (Public Regulated Service): servicio robusto frente a interferencias para aplicaciones de policía, protección civil, industrias, transporte, militares.
- SAR (Search and Rescue Service): servicio en tiempo real de mensajes de socorro [25].

E. Modelos comerciales de antenas de GPS

En esta sección se presenta la comparativa de los modelos comerciales de antenas de GPS de Thales [2], Leica [26], NovAtel [27] y Trimble [28].

Tabla 6.2.3. Comparativa de los modelos comerciales de antenas de GPS de Thales [2] [29], Leica [26], NovAtel [27] y Trimble [28]

	Thales Choke Ring	Leica AR25 Choke Ring	NovAtel GNSS-750 Choke Ring	Trimble GNSS Choke Ring
Bandas de frecuencias	GPS: L1, L2	GPS: L1, L2, L5 GLONASS: L1,L2,L3 Galileo: E2-L1 E1, E5a, E5b, E5a+b (AltBOC), E6 QZSS: L1,L1C,L2C, L5, L1-SAIF, LEX BeiDou: B1, B2, B3 Banda L: SBAS, OmniSTAR, Veri pos, CDSGPS	GPS: L1, L2, L2C, L5 GLONASS: L1, L2, L3 Galileo: E1, E5a, E5b, E6, AltBOC BeiDou: B1, B2, B3 L-Band	GPS: L1, L2, L5 GLONASS: G1, G2, G3 Galileo: E1,E2, E5ab,E6 COMPASS
Elemento radiante	Dorne & Margolin C146-10	Dorne & Margolin GPS, GLONASS, Galileo, BeiDou, elemento de antena QZSS	Dorne & Margolin C146-10	Dorne & Margolin AIL C-146
Tensión de alimentación CC (V)	5 - 15	3.3 - 12	3.3 - 12	3.5 - 20
Corriente de alimentación (mA)	45 (típica)	100 (máximo)	100 (típica)	125 (máximo)
Polarización	RHCP	Según el elemento radiante	RHCP	RHCP
Relación Axial (dB)	-	-	-	2 (Zenith)
Ganancia total con LNA (dB)	L1: 38 ± 3 L2: 39 ± 3	40	41 ± 3	50 ± 2
Ganancia en el zenith (dBiC)	5	Según el elemento radiante	5	5
VSWR	1.5:1	Según el elemento radiante	1.5:1	2:1
Estabilidad de centro de fase (mm)	-	< 1	< 2	<2
Conector	Tipo N (50 Ω)	Tipo N (50 Ω)	Tipo N (50 Ω)	Tipo N (50 Ω)
Temperatura de operación (°C)	-55 a 65	-55 a 85	-55 a 85	-55 a 85
Temperatura de almacenamiento (°C)	-55 a 75	-55 a 90	-55 a 90	-55 a 85
Protección ante humedad	100%	100%	100%	100%
Dimensiones (mm)	127 altura	Φ 380 x 200 altura	Φ 380 x 200 altura	Φ 380 x 140 altura
Peso (kg)	4.7	8.1	7.6	4.3