

UNIVERSIDAD AUTONOMA DE MADRID

ESCUELA POLITECNICA SUPERIOR



**Grado en Ingeniería de Tecnologías y Servicios de
Telecomunicación**

TRABAJO FIN DE GRADO

**DISEÑO DE ANTENAS PARA ESTACIONES DE GPS
MEDIANTE PARAMETRIZACIÓN DE LAS
CORRUGACIONES DE CHOKE**

Adrián Pérez Quintana
Tutor: Miguel Alejandro Salas Natera
Ponente: José Luis Masa Campos

Julio 2016

**DISEÑO DE ANTENAS PARA ESTACIONES DE GPS
MEDIANTE PARAMETRIZACIÓN DE LAS
CORRUGACIONES DE CHOKE**

**AUTOR: Adrián Pérez Quintana
TUTOR: Miguel Alejandro Salas Natera**

**Grupo de Radiofrecuencia, Antenas, Circuitos y Sistemas
Dpto. de Tecnologías Electrónicas y de Comunicaciones
Escuela Politécnica Superior
Universidad Autónoma de Madrid
Julio de 2016**

Resumen

Este Trabajo Fin de Grado consiste en el diseño y optimización de una antena de choke para estaciones de GPS en banda L utilizando una antena de parches circulares apilados como elemento radiante de la antena y conectores coaxiales como alimentación usando polarización circular.

Como diseño inicial de este proyecto, se parte del modelo de bocina con cuatro chokes optimizados para dos frecuencias propuesto por los autores en [1], que posee gran pureza de polarización y baja componente contrapolar en la banda X. Este modelo de bocina de chokes, con una disposición del ángulo de los chokes invertidos, similar a los modelos de antenas de chokes 3D de GPS propuestos por los autores en [2], que presentan ventajas frente a la geometría 2D de antenas de GPS en aspectos de estabilidad del centro de fase, reducción del multi-trayecto, y mayor ganancia de señal para bajos ángulos de inclinación de señales de GPS.

Para la optimización de la antena con chokes en la banda de frecuencia establecida (1.21-1.58), se llevará a cabo el estudio del impacto de la geometría 3D respecto a una serie de parámetros. El primer estudio paramétrico será el de la optimización de los anchos de los chokes. Posteriormente, se realizarán dos estudios paramétricos: el primero sobre la variación de las pendientes lineales que forman los chokes entre sí, y el segundo de la disposición de la envolvente que forman los chokes según una función coseno, respetando para cada caso la profundidad de la pared interior o exterior del choke.

Tras obtener los mejores modelos de antenas con chokes para cada caso de estudio, se implementará y optimizará una antena de parches circulares apilados como elemento radiante. Se parametrizarán sus dimensiones y se valorará el uso de bocados en los parches.

Finalmente, se integrará la antena completa utilizando los cinco mejores modelos de antenas con chokes obtenidos en los estudios paramétricos, junto con el mejor modelo de la antena de parches circulares. Se valorarán los resultados del modelo de antena completa, y se comparará frente a los modelos comerciales de antenas de choke 2D para GPS revisando las especificaciones de modelos como el de Thales [3].

Palabras clave

Antena de choke, GPS, corrugaciones axiales, geometría 3D, estabilidad del centro de fase, multi-trayecto, modelo de pendientes lineales, modelo de función coseno, elemento radiante, antena de parches circulares apilados, polarización circular a derechas, parámetros S, diagrama de radiación.

Abstract

This Bachelor Thesis consists in the design and optimization of a choke ring antenna for GPS permanent stations in L-band using a circular stacked patch antenna as antenna element and coaxial connectors as feeding using circular polarization.

As an initial design, this project is based on the four optimized choke ring model for two frequencies proposed by the authors in [1], which has high purity polarization and low crosspolarization for X-band. This choke ring model, with an invested angle choke layout, similar to the 3D GPS choke ring models proposed by the authors in [2], which have some advantages over the 2D geometry of the GPS antennas in issues of stability of the phase center, multipath reduction and higher signal gain for low elevation tracking.

So that the optimization of the choke ring antenna at the set frequency band (1.21-1.58), it will be carried out the study of the impact of the 3D geometry over a number of parameters. The first study will be the optimization of the wide chokes. Subsequently, two parametric studies will be performed: the first one about the variation of the linear slopes that chokes form between them, and the second one about the envelope that chokes can form in a cosine model respecting in each case the depth of the inner or outer wall of the choke.

After obtaining the best choke ring models for each case of study, it will be implemented and optimized a circular stacked patch antenna as antenna element. Its dimensions will be parameterized, and it will be assessed the use of bites on the patches.

Finally, the complete antenna will be integrated using the best five choke ring antenna models obtained at the parametric studies, along with the best circular patch antenna model. The results of the complete antenna model will be evaluated, and they will be compared with the 2D GPS choke ring commercial models checking the specifications from models as the Thales one [3].

Keywords

Choke ring antenna, GPS, axial corrugations, 3D geometry, stability of the phase center, multipath, linear slopes model, cosine function model, antenna element, circular stacked patch antenna, right hand circular polarization, S-parameters, radiation pattern.

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

Muchas Gracias.

INDICE DE CONTENIDOS

1	Introducción.....	18
1.1	Motivación.....	18
1.2	Objetivos.....	19
1.3	Organización de la memoria.....	19
2	Estado del arte	20
2.1	Antenas con chokes	20
2.1.1	Bocinas con chokes	20
2.1.2	Antenas con chokes para GPS.....	21
2.2	Fundamentos de la tecnología GPS.....	23
2.2.1	Diseños actuales de antenas de GPS	23
2.2.1.1	Geometrías 3D de antenas con chokes	24
2.2.1.2	Ventajas	25
2.2.1.3	Importancia de la variación del centro de fase	26
2.2.1.4	Importancia de la reducción del multi-trayecto.....	26
3	Diseño de la Antena de GPS con chokes.....	27
3.1	Revisión de especificaciones de la antena y requisitos del sistema	27
3.2	Definición de la arquitectura y componentes de la antena	27
3.3	Parametrización de las corrugaciones de choke	28
3.3.1	Ajuste paramétrico inicial.....	29
3.3.2	Modelo de variación según pendientes lineales	30
3.3.2.1	Simulación pendientes lineales 1	31
3.3.2.2	Simulación pendientes lineales 2	32
3.3.2.3	Simulación pendientes lineales 3	34
3.3.3	Modelo de variación según la función coseno	35
3.3.3.1	Simulación función coseno 1	36
3.3.3.2	Simulación función coseno 2	37
3.3.4	Resultados de campo radiado	38
3.3.4.1	Simulación pendientes lineales 1 mejor simulación: $\theta_{1,4} = 22.63^\circ$; $\theta_{2,4} = 19.38^\circ$	39
3.3.4.2	Simulación pendientes lineales 2 mejor simulación: $\theta_{1,2} = 37.72^\circ$; $\theta_{2,2} = 32.31^\circ$	41
3.3.4.3	Simulación pendientes lineales 3 mejor simulación: $\theta_{1,2} = 37.72^\circ$; $\theta_{2,2} = 32.31^\circ$	43
3.3.4.4	Simulación función coseno 1 mejor simulación: Var 7 = 1.3	45
3.3.4.5	Simulación función coseno 2 mejor simulación: Var 1 = 0.7	47
4	Diseño del elemento radiante	49
4.1	Arquitectura de parches y alimentación de la antena	49
4.1.1	Parametrización de dimensiones del parche y bocados.....	50
5	Integración de la antena completa	53
5.1	Verificación del centro de fase para integración	53
5.2	Resultados finales.....	55
5.2.1	Campo radiado a $f = 1.217$ GHz.....	55
5.2.2	Campo radiado a $f = 1.401$ GHz.....	56
5.2.3	Campo radiado a $f = 1.585$ GHz.....	56
5.2.4	Fase a $f = 1.217$ GHz.....	57
5.2.5	Fase a $f = 1.401$ GHz.....	57
5.2.6	Fase a $f = 1.585$ GHz.....	57
5.2.7	VSWR.....	58

5.2.8 Eficiencias totales	58
6 Conclusiones y trabajo futuro.....	60
6.1 Conclusiones.....	60
6.2 Trabajo futuro	62
Referencias	63
Anexos.....	65
A. Fundamentos de las antenas.....	65
a. Impedancia de entrada y coeficiente de reflexión en la línea de transmisión ..	65
b. Parámetros S y VSWR	66
c. Polarización de campo.....	67
d. Ganancia, eficiencia y centro de fase	68
B. Guías de onda.....	70
a. Guía de onda circular	70
b. Guía de onda coaxial	72
C. Antenas de parche circulares	73
D. Sistemas GNSS: GPS, GLONASS y Galileo	74
E. Modelos comerciales de antenas de GPS	76

INDICE DE FIGURAS

FIGURA 2.1 BOCINA CON CORRUGACIONES AXIALES [8]	20
FIGURA 2.2 BOCINA CON CHOKES FRONTALES [9] (A) Y BOCINA CON CHOKES FRONTALES OPTIMIZADA PARA DOS BANDAS DE FRECUENCIAS [1] (B)	21
FIGURA 2.3 ONDAS DE CAMPO EN LA ANTENA DE CHOKE DE [10].....	22
FIGURA 2.4 ANTENAS DE CHOKE DE 2D, 2.5D Y 3D [2]	24
FIGURA 3.1 DISEÑO INICIAL ESQUEMÁTICO DE LA ANTENA DE CHOKE CON DIMENSIONES DE SUS ELEMENTOS EN LONGITUDES DE ONDA.....	28
FIGURA 3.2 CORTES TRANSVERSALES DEL DISEÑO 3D DE LA ANTENA DE CHOKE PARA EL ESTUDIO PARAMÉTRICO DE LAS PENDIENTES LINEALES (A) Y DE LA FUNCIÓN COSENO (B)29	
FIGURA 3.3 PARÁMETRO S_{11} DE LA SIMULACIÓN PARAMÉTRICA DE LA ANTENA DE CHOKE PARA EL AJUSTE ÓPTIMO DE LOS ANCHOS DE LOS CHOKES.....	30
FIGURA 3.4 CORTES TRANSVERSALES DE LA ANTENA DE CHOKE PARA LA VERSIÓN DE LA PENDIENTE LINEAL PARA PARED INTERIOR CONSTANTE	31
FIGURA 3.5 PARÁMETRO S_{11} DE LA SIMULACIÓN PARAMÉTRICA DE LA ANTENA DE CHOKE PARA LA VERSIÓN DE LA PENDIENTE LINEAL PARA PARED INTERIOR CONSTANTE.....	32
FIGURA 3.6 CORTES TRANSVERSALES DE LA ANTENA DE CHOKE PARA LA VERSIÓN DE LA PENDIENTE LINEAL PARA PARED EXTERIOR CONSTANTE	32

FIGURA 3.7 PARÁMETRO S_{11} DE LA SIMULACIÓN PARAMÉTRICA DE LA ANTENA DE CHOKE PARA LA VERSIÓN DE LA PENDIENTE LINEAL PARA PARED EXTERIOR CONSTANTE.....	33
FIGURA 3.8 CORTES TRANSVERSALES DE LA ANTENA DE CHOKE PARA LA VERSIÓN DE LA PENDIENTE LINEAL PARA PARED EXTERIOR CONSTANTE Y ESCALÓN DE PENDIENTES.....	34
FIGURA 3.9 PARÁMETRO S_{11} DE LA SIMULACIÓN PARAMÉTRICA DE LA ANTENA DE CHOKE PARA LA VERSIÓN DE LA PENDIENTE LINEAL PARA PARED EXTERIOR CONSTANTE Y ESCALÓN DE PENDIENTES	35
FIGURA 3.10 CORTES TRANSVERSALES DE LA ANTENA DE CHOKE PARA LA VERSIÓN DE LA FUNCIÓN COSENO PARA PARED INTERIOR CONSTANTE	36
FIGURA 3.11 PARÁMETRO S_{11} DE LA SIMULACIÓN PARAMÉTRICA DE LA ANTENA DE CHOKE PARA LA VERSIÓN DE LA FUNCIÓN COSENO PARA PARED INTERIOR CONSTANTE	37
FIGURA 3.12 CORTES TRANSVERSALES DE LA ANTENA DE CHOKE PARA LA VERSIÓN DE LA FUNCIÓN COSENO PARA PARED EXTERIOR CONSTANTE	37
FIGURA 3.13 PARÁMETRO S_{11} DE LA SIMULACIÓN PARAMÉTRICA DE LA ANTENA DE CHOKE PARA LA VERSIÓN DE LA FUNCIÓN COSENO PARA PARED EXTERIOR CONSTANTE.....	38
FIGURA 3.14 CORTE TRANSVERSAL Y PARÁMETRO S_{11} DE LA SIMULACIÓN PARAMÉTRICA DE LA ANTENA DE CHOKE PARA LA MEJOR VERSIÓN DE LA PENDIENTE LINEAL PARA PARED INTERIOR CONSTANTE.....	39
FIGURA 3.15 DIAGRAMA DE RADIACIÓN NORMALIZADO COPOLAR (A) Y CONTRAPOLAR (B) PARA $\phi=90^\circ$ DEL MODO FUNDAMENTAL TE_{11} DE LA MEJOR VERSIÓN DE LA PENDIENTE LINEAL PARA PARED INTERIOR CONSTANTE	39
FIGURA 3.16 DIAGRAMA DE RADIACIÓN NORMALIZADO COPOLAR (A) Y CONTRAPOLAR (B) PARA $\phi=90^\circ$ DEL PRIMER MODO SUPERIOR TM_{01} DE LA MEJOR VERSIÓN DE LA PENDIENTE LINEAL PARA PARED INTERIOR CONSTANTE	40
FIGURA 3.17 FASE DE COMPONENTE COPOLAR PARA $\phi=90^\circ$ DEL MODO FUNDAMENTAL TE_{11} (A) Y DEL PRIMER MODO SUPERIOR TM_{01} (B) DE LA MEJOR VERSIÓN DE LA PENDIENTE LINEAL PARA PARED INTERIOR CONSTANTE.....	40
FIGURA 3.18 CORTE TRANSVERSAL Y PARÁMETRO S_{11} DE LA SIMULACIÓN PARAMÉTRICA DE LA ANTENA DE CHOKE PARA LA MEJOR VERSIÓN DE LA PENDIENTE LINEAL PARA PARED EXTERIOR CONSTANTE.....	41
FIGURA 3.19 DIAGRAMA DE RADIACIÓN NORMALIZADO COPOLAR (A) Y CONTRAPOLAR (B) PARA $\phi=90^\circ$ DEL MODO FUNDAMENTAL TE_{11} DE LA MEJOR VERSIÓN DE LA PENDIENTE LINEAL PARA PARED EXTERIOR CONSTANTE	41
FIGURA 3.20 DIAGRAMA DE RADIACIÓN NORMALIZADO COPOLAR (A) Y CONTRAPOLAR (B) PARA $\phi=90^\circ$ DEL PRIMER MODO SUPERIOR TM_{01} DE LA MEJOR VERSIÓN DE LA PENDIENTE LINEAL PARA PARED EXTERIOR CONSTANTE	42
FIGURA 3.21- FASE DE COMPONENTE COPOLAR $\phi=90^\circ$ DEL MODO FUNDAMENTAL TE_{11} (A) Y DEL PRIMER MODO SUPERIOR TM_{01} (B) DE LA MEJOR VERSIÓN DE LA PENDIENTE LINEAL PARA PARED EXTERIOR CONSTANTE	42

FIGURA 3.22 CORTE TRANSVERSAL Y PARÁMETRO S_{11} DE LA SIMULACIÓN PARAMÉTRICA DE LA ANTENA DE CHOKE PARA LA MEJOR VERSIÓN DE LA PENDIENTE LINEAL PARA PARED EXTERIOR CONSTANTE Y ESCALÓN DE PENDIENTES	43
FIGURA 3.23 DIAGRAMA DE RADIACIÓN NORMALIZADO COPOLAR (A) Y CONTRAPOLAR (B) PARA $\phi=90^\circ$ DEL MODO FUNDAMENTAL TE_{11} DE LA MEJOR VERSIÓN DE LA PENDIENTE LINEAL PARA PARED EXTERIOR CONSTANTE Y ESCALÓN DE PENDIENTES	43
FIGURA 3.24 DIAGRAMA DE RADIACIÓN NORMALIZADO COPOLAR (A) Y CONTRAPOLAR (B) PARA $\phi=90^\circ$ DEL PRIMER MODO SUPERIOR TM_{01} DE LA MEJOR VERSIÓN DE LA PENDIENTE LINEAL PARA PARED EXTERIOR CONSTANTE Y ESCALÓN DE PENDIENTES	44
FIGURA 3.25 FASE DE COMPONENTE COPOLAR PARA $\phi=90^\circ$ DEL MODO FUNDAMENTAL TE_{11} (A) Y DEL PRIMER MODO SUPERIOR TM_{01} (B) LA MEJOR VERSIÓN DE LA PENDIENTE LINEAL PARA PARED EXTERIOR CONSTANTE Y ESCALÓN DE PENDIENTES	44
FIGURA 3.26 CORTE TRANSVERSAL Y PARÁMETRO S_{11} DE LA SIMULACIÓN PARAMÉTRICA DE LA ANTENA DE CHOKE PARA LA MEJOR VERSIÓN DE LA FUNCIÓN COSENO PARA PARED INTERIOR CONSTANTE.....	45
FIGURA 3.27 DIAGRAMA DE RADIACIÓN NORMALIZADO COPOLAR (A) Y CONTRAPOLAR (B) PARA $\phi=90^\circ$ DEL MODO FUNDAMENTAL TE_{11} DE LA MEJOR VERSIÓN DE LA FUNCIÓN COSENO PARA PARED INTERIOR CONSTANTE.....	45
FIGURA 3.28 DIAGRAMA DE RADIACIÓN NORMALIZADO COPOLAR (A) Y CONTRAPOLAR (B) PARA $\phi=90^\circ$ DEL PRIMER MODO SUPERIOR TM_{01} DE LA MEJOR VERSIÓN DE LA FUNCIÓN COSENO PARA PARED INTERIOR CONSTANTE.....	46
FIGURA 3.29 FASE DE COMPONENTE COPOLAR PARA $\phi=90^\circ$ DEL MODO FUNDAMENTAL TE_{11} (A) Y DEL PRIMER MODO SUPERIOR TM_{01} (B) DE LA MEJOR VERSIÓN DE LA FUNCIÓN COSENO PARA PARED INTERIOR CONSTANTE.....	46
FIGURA 3.30 CORTE TRANSVERSAL Y PARÁMETRO S_{11} DE LA SIMULACIÓN PARAMÉTRICA DE LA ANTENA DE CHOKE PARA LA MEJOR VERSIÓN DE LA FUNCIÓN COSENO PARA PARED EXTERIOR CONSTANTE.....	47
FIGURA 3.31 DIAGRAMA DE RADIACIÓN NORMALIZADO COPOLAR (A) Y CONTRAPOLAR (B) PARA $\phi=90^\circ$ DEL MODO FUNDAMENTAL TE_{11} DE LA MEJOR VERSIÓN DE LA FUNCIÓN COSENO PARA PARED EXTERIOR CONSTANTE.....	47
FIGURA 3.32 DIAGRAMA DE RADIACIÓN NORMALIZADO COPOLAR (A) Y CONTRAPOLAR (B) PARA $\phi=90^\circ$ DEL PRIMER MODO SUPERIOR TM_{01} DE LA MEJOR VERSIÓN DE LA FUNCIÓN COSENO PARA PARED EXTERIOR CONSTANTE.....	48
FIGURA 3.33 FASE DE COMPONENTE COPOLAR PARA $\phi=90^\circ$ DEL MODO FUNDAMENTAL TE_{11} (A) Y DEL PRIMER MODO SUPERIOR TM_{01} (B) DE LA MEJOR VERSIÓN DE LA FUNCIÓN COSENO PARA PARED EXTERIOR CONSTANTE.....	48
FIGURA 4.1 DISEÑO INICIAL DE LA ANTENA DE PARCHES DESDE LA VISTA SUPERIOR (A), SU CORTE TRANSVERSAL (B) Y LOS CONECTORES COAXIALES BNC COMO ALIMENTACIÓN DE LA ANTENA (C).....	49

FIGURA 4.2 PARÁMETRO S_{11} DE LA SIMULACIÓN PARAMÉTRICA DE LA ANTENA DE PARCHES DEL PUERTO 1 PARA EL AJUSTE ÓPTIMO DE LOS RADIOS DE LOS PARCHES.....	50
FIGURA 4.3 PARÁMETRO S_{22} DE LA SIMULACIÓN PARAMÉTRICA DE LA ANTENA DE PARCHES DEL PUERTO 2 PARA EL AJUSTE ÓPTIMO DE LOS RADIOS DE LOS PARCHES.....	51
FIGURA 4.4 ANTENAS DE PARCHES PARA LOS CASOS DE DOS BOCADOS (A), CUATRO BOCADOS (B) Y SIN BOCADOS (C).....	51
FIGURA 4.5 PARÁMETRO S_{11} DE LA SIMULACIÓN PARAMÉTRICA DE LA ANTENA DE PARCHES DEL PUERTO 1 PARA LOS CASOS DE DOS BOCADOS, CUATRO BOCADOS Y SIN BOCADOS.....	52
FIGURA 4.6 PARÁMETRO S_{22} DE LA SIMULACIÓN PARAMÉTRICA DE LA ANTENA DE PARCHES DEL PUERTO 2 PARA LOS CASOS DE DOS BOCADOS, CUATRO BOCADOS Y SIN BOCADOS.....	52
FIGURA 5.1 PARÁMETRO S_{11} DE LA SIMULACIÓN PARAMÉTRICA DE LA ANTENA COMPLETA DE LA MEJOR VERSIÓN DE LA PENDIENTE LINEAL PARA PARED INTERIOR CONSTANTE Y DISTINTAS ALTURAS DE LA ANTENA DE PARCHES	53
FIGURA 5.2 DIAGRAMA DE RADIACIÓN NORMALIZADO COPOLAR PARA ALTURA DE PARCHES + 8 MM (A) Y + 22 MM (B) PARA $\phi=90^\circ$ DEL MODO FUNDAMENTAL TE_{11} DE LA MEJOR VERSIÓN DE LA PENDIENTE LINEAL PARA PARED INTERIOR CONSTANTE	54
FIGURA 5.3 DIAGRAMA DE RADIACIÓN NORMALIZADO COPOLAR (A) Y CONTRAPOLAR (B) PARA $\phi=90^\circ$ DEL MODO FUNDAMENTAL TE_{11} PARA LOS CINCO MODELOS DE ANTENAS COMPLETAS A LA FRECUENCIA DE 1.217 GHz	55
FIGURA 5.4 DIAGRAMA DE RADIACIÓN NORMALIZADO COPOLAR (A) Y CONTRAPOLAR (B) PARA $\phi=90^\circ$ DEL MODO FUNDAMENTAL TE_{11} PARA LOS CINCO MODELOS DE ANTENAS COMPLETAS A LA FRECUENCIA DE 1.401 GHz	56
FIGURA 5.5 DIAGRAMA DE RADIACIÓN NORMALIZADO COPOLAR (A) Y CONTRAPOLAR (B) PARA $\phi=90^\circ$ DEL MODO FUNDAMENTAL TE_{11} PARA LOS CINCO MODELOS DE ANTENAS COMPLETAS A LA FRECUENCIA DE 1.585 GHz	56
FIGURA 5.6 FASE DE COMPONENTE COPOLAR $\phi=90^\circ$ DEL MODO FUNDAMENTAL TE_{11} PARA LOS CINCO MODELOS DE ANTENAS COMPLETAS A LA FRECUENCIA DE 1.217 GHz.....	57
FIGURA 5.7 FASE DE COMPONENTE COPOLAR $\phi=90^\circ$ DEL MODO FUNDAMENTAL TE_{11} PARA LOS CINCO MODELOS DE ANTENAS COMPLETAS A LA FRECUENCIA DE 1.401 GHz.....	57
FIGURA 5.8 FASE DE COMPONENTE COPOLAR $\phi=90^\circ$ DEL MODO FUNDAMENTAL TE_{11} PARA LOS CINCO MODELOS DE ANTENAS COMPLETAS A LA FRECUENCIA DE 1.585 GHz.....	57
FIGURA 5.9 VSWR DEL MODO FUNDAMENTAL TE_{11} PARA LOS CINCO MODELOS DE ANTENAS COMPLETAS.....	58
FIGURA 0.1 MATRIZ DE PARÁMETROS S [20]	66
FIGURA 0.2 POLARIZACIÓN DE CAMPO RADIADO [19]	67
FIGURA 0.3 CENTRO DE FASE EN UNA ANTENA DE BOCINA [19].....	69

FIGURA 0.4 GUÍA DE ONDA CIRCULAR	71
FIGURA 0.5 VALORES DE CEROS DE LA FUNCIÓN DE BESSEL PARA LOS MODOS TE Y TM DE LA GUÍA CIRCULAR.....	71
FIGURA 0.6 MODOS DEGENERADOS DEL TE_{11} DE LA GUÍA DE ONDA CIRCULAR.....	72
FIGURA 0.7 GUÍA DE ONDA COAXIAL	72

INDICE DE TABLAS

TABLA 2.1 DETALLES DE DISEÑO DE LOS ANILLOS DE CHOKE [2]	25
TABLA 3.1 REQUISITOS TÉCNICOS DE LA ANTENA DE CHOKE.....	27
TABLA 3.2 MAPA DE MODOS DE LA ANTENA DE CHOKE	28
TABLA 3.3 VARIACIÓN DE ÁNGULOS Y ALTURAS DE CILINDROS PARA LA VERSIÓN DE LA PENDIENTE LINEAL	31
TABLA 3.4 VARIACIÓN DE ÁNGULOS Y ALTURAS DE CILINDROS PARA LA VERSIÓN DE LA PENDIENTE LINEAL Y ESCALÓN DE PENDIENTES.....	34
TABLA 3.5 VARIACIÓN DE LA VARIABLE VAR Y ALTURAS DE CILINDROS PARA LA VERSIÓN DE LA FUNCIÓN COSENO	36
TABLA 3.6 VALORES DE DIRECTIVIDAD, ANCHO DE HAZ A -3dB Y EFICIENCIA TOTAL PARA $\phi=90^\circ$ DEL MODO FUNDAMENTAL TE_{11} DE LA MEJOR VERSIÓN DE LA PENDIENTE LINEAL PARA PARED INTERIOR CONSTANTE.....	39
TABLA 3.7 VALORES DE DIRECTIVIDAD, ANCHO DE HAZ A -3dB Y EFICIENCIA TOTAL PARA $\phi=90^\circ$ DEL PRIMER MODO SUPERIOR TM_{01} DE LA MEJOR VERSIÓN DE LA PENDIENTE LINEAL PARA PARED INTERIOR CONSTANTE.....	40
TABLA 3.8 VALORES DE DIRECTIVIDAD, ANCHO DE HAZ A -3dB Y EFICIENCIA TOTAL PARA $\phi=90^\circ$ DEL MODO FUNDAMENTAL TE_{11} DE LA MEJOR VERSIÓN DE LA PENDIENTE LINEAL PARA PARED EXTERIOR CONSTANTE.....	41
TABLA 3.9 VALORES DE DIRECTIVIDAD, ANCHO DE HAZ A -3dB Y EFICIENCIA TOTAL PARA $\phi=90^\circ$ DEL PRIMER MODO SUPERIOR TM_{01} DE LA MEJOR VERSIÓN DE LA PENDIENTE LINEAL PARA PARED EXTERIOR CONSTANTE.....	42
TABLA 3.10 VALORES DE DIRECTIVIDAD, ANCHO DE HAZ A -3dB Y EFICIENCIA TOTAL PARA $\phi=90^\circ$ DEL MODO FUNDAMENTAL TE_{11} DE LA MEJOR VERSIÓN DE LA PENDIENTE LINEAL PARA PARED EXTERIOR CONSTANTE Y ESCALÓN DE PENDIENTES	43
TABLA 3.11 VALORES DE DIRECTIVIDAD, ANCHO DE HAZ A -3dB Y EFICIENCIA TOTAL PARA $\phi=90^\circ$ DEL PRIMER MODO SUPERIOR TM_{01} DE LA MEJOR VERSIÓN DE LA PENDIENTE LINEAL PARA PARED EXTERIOR CONSTANTE Y ESCALÓN DE PENDIENTES	44

TABLA 3.12 VALORES DE DIRECTIVIDAD, ANCHO DE HAZ A -3dB Y EFICIENCIA TOTAL PARA $\phi=90^\circ$ DEL MODO FUNDAMENTAL TE_{11} DE LA MEJOR VERSIÓN DE LA FUNCIÓN COSENO PARA PARED INTERIOR CONSTANTE.....	45
TABLA 3.13 VALORES DE DIRECTIVIDAD, ANCHO DE HAZ A -3dB Y EFICIENCIA TOTAL PARA $\phi=90^\circ$ DEL PRIMER MODO SUPERIOR TM_{01} DE LA MEJOR VERSIÓN DE LA FUNCIÓN COSENO PARA PARED INTERIOR CONSTANTE.....	46
TABLA 3.14 VALORES DE DIRECTIVIDAD, ANCHO DE HAZ A -3dB Y EFICIENCIA TOTAL PARA $\phi=90^\circ$ DEL MODO FUNDAMENTAL TE_{11} DE LA MEJOR VERSIÓN DE LA FUNCIÓN COSENO PARA PARED EXTERIOR CONSTANTE.....	47
TABLA 3.15 VALORES DE DIRECTIVIDAD, ANCHO DE HAZ A -3dB Y EFICIENCIA TOTAL PARA $\phi=90^\circ$ DEL PRIMER MODO SUPERIOR TM_{01} DE LA MEJOR VERSIÓN DE LA FUNCIÓN COSENO PARA PARED EXTERIOR CONSTANTE.....	48
TABLA 5.1 ESTABILIDAD DEL CENTRO DE FASE DEL MODO FUNDAMENTAL TE_{11} PARA LOS CINCO MODELOS DE ANTENAS COMPLETAS.....	54
TABLA 5.2 EFICIENCIAS TOTALES DEL MODO FUNDAMENTAL TE_{11} PARA LOS CINCO MODELOS DE ANTENAS COMPLETAS	58
TABLA 0.1 COMPARATIVA DE PRESTACIONES DE LOS SISTEMAS GNSS: GPS, GLONASS Y GALILEO [5].....	74
TABLA 0.2 COMPARATIVA DE FRECUENCIAS DE LOS SISTEMAS GNSS: GPS, GLONASS Y GALILEO [5].....	74
TABLA 0.3 COMPARATIVA DE LOS MODELOS COMERCIALES DE ANTENAS DE GPS DE THALES [3] [15], LEICA [11], NOVATEL [12] Y TRIMBLE [13].....	76

1 Introducción

1.1 Motivación

Esta memoria de TFG trata del diseño de una antena de choke 3D para estaciones de GPS, así como del estudio de sus parámetros y optimización de sus corrugaciones para su operación en la banda L de frecuencias de GPS (que están comprendidas entre 1.2-1.6 GHz).

En la actualidad, las ofertas tecnológicas de antenas de GPS con chokes se basan en una geometría 2D y fundamentalmente están diseñadas para cubrir dos bandas de frecuencia (L1 y L2) de GPS. Uno de los problemas más significativos es el efecto que las señales multi-camino tienen sobre las señales deseadas causando interferencias. Por otro lado, existe la necesidad de cubrir las bandas de frecuencias propuestas en la actualización de los sistemas actuales como GPS y GLONASS [4], el despliegue de los sistemas de mejoramiento o aumento tales como el WASS de EEUU, el EGNOS de Europa, o el MFSAS de Japón y Australia [5], y sistemas emergentes como el Galileo de Europa, el COMPASS de China, el IRNSS de India y el QZSS de Japón.

Este TFG se centra en mejorar el rendimiento de la antena de choke en aspectos como su inmunidad al multi-trayecto y el aumento de su ancho de banda, y para ello se realiza el análisis del impacto de la geometría 3D con un estudio paramétrico. Con el objetivo de mejorar el rendimiento de la antena de choke, se optimiza su diseño de tal forma que se atenúe de forma considerable la contribución de las señales multi-camino GPS que se pretenden rechazar, mejorando así la calidad de las señales GPS que se quieren procesar en la antena.

La antena propuesta para sistemas de navegación por satélite con chokes utiliza la polarización circular, puesto que en las aplicaciones de recepción de señal GPS presenta numerosas ventajas frente a la polarización lineal [6]. La polarización circular consigue una mayor ganancia de la señal de los satélites de la constelación del sistema de navegación. Las estaciones terrestres deben utilizar un sistema radiante que permita recibir cualquier polarización con la mínima atenuación, y la polarización circular permite mayor calidad de recepción para este tipo de señales. Además, presenta mayor robustez frente a los fenómenos atmosféricos como la atenuación de las cargas eléctricas de la atmósfera, que atenúan la señal y producen cambios en su polarización, y la atenuación por lluvia.

El diseño tridimensional permite que las señales recibidas con un ángulo de inclinación muy bajo mantengan mejor su integridad frente al multi-trayecto mejorando su robustez frente al ruido y las interferencias con respecto a las antenas con chokes estándar. Además el nuevo diseño de la antena se realiza para poder cubrir todo el ancho de banda que hay entre dichas frecuencias, aumentando así el ancho de banda de frecuencia de GPS.

1.2 Objetivos

- Diseño inicial del modelo de antena de bocina de choke 3D para lograr una adaptación en toda la banda de frecuencias de los sistemas de posicionamiento por satélite comprendida entre (1.21-1.58) GHz.
- Optimización de ancho de banda mediante la parametrización del modelo para mejorar la adaptación de la antena en todo el ancho de banda objetivo.
- Optimización del diagrama de radiación aumentando del ancho de haz para recibir señal de satélites situados a una inclinación muy baja respecto de la posición de la antena.
- Disminución del rizado en el frente de fase del diagrama de radiación para mejorar la precisión de la ubicación GPS.
- Optimización de una antena de parches circulares apilados con polarización circular como elemento radiante de la antena con chokes para GPS.

1.3 Organización de la memoria

La memoria consta de los siguientes capítulos:

- En el capítulo 2 introduce el estado del arte, donde se presentan las bocinas de choke, las antenas de choke para GPS, la tecnología GPS dentro de los sistemas GNSS, el impacto de la geometría 3D, la importancia de la estabilidad del centro de fase y de la reducción del multi-trayecto.
- El capítulo 3 trata del diseño de la antena de choke 3D que parte del diseño invertido de los autores en [1], el estudio del impacto de la geometría 3D respecto a las variaciones de una serie de parámetros, donde se presentan los resultados del parámetro S_{11} y los diagramas de radiación de los mejores modelos de los estudios paramétricos.
- El capítulo 4 trata del diseño de la antena de parches como elemento radiante de la antena, utilizando conectores coaxiales ortogonales desfasados 90° para conseguir polarización circular. Se realiza el estudio paramétrico de las dimensiones de los parches además de la posible utilización de bocados.
- En el capítulo 5 se realizan las simulaciones de la antena completa, considerando los cinco mejores modelos de las simulaciones anteriores junto con el mejor modelo de la antena de parches, valorando los resultados obtenidos.
- En el capítulo 6 se presentan las conclusiones de este TFG y se propone una línea futura de investigación para mejorar el rendimiento de la antena.

2 Estado del arte

2.1 Antenas con chokes

Una antena con chokes se puede definir como aquella antena que posee una estructura compuesta por una serie de ranuras o corrugaciones axiales (chokes) [7], los cuales pueden constituir una bocina con chokes, o una antena de chokes para GPS. En las siguientes secciones (2.1.1 y 2.1.2) se estudian estos dos tipos de antenas.

2.1.1 Bocinas con chokes

Las bocinas con chokes son una modalidad de las antenas con chokes, y su explicación en este TFG se referencia a los estudios de John L. Volakis [8], Thomas A. Milligan [9] y J-L Desvilles [1].

El autor en [8] introduce el estudio de bocinas con corrugaciones axiales mediante otro tipo de antenas, las bocinas circulares escalonadas multimodo. En ellas evalúa los modos de propagación que tienen lugar en la estructura, determinando que los modos que realizan las dos contribuciones más importantes son el TE_{11} y el TM_{11} . Cuando los modos están correctamente desfasados en la apertura de la antena, el modo TM_{11} cancela la componente ϕ del campo eléctrico y magnético en la apertura debido a la contribución del modo TE_{11} . Este efecto de los campos en la apertura permite una buena simetría de los lóbulos de radiación y bajo nivel de componente contrapolar.

Este fenómeno electromagnético tiene lugar también en las bocinas con corrugaciones axiales [8], con la diferencia de que en éstas últimas se produce un aumento de los lóbulos laterales. Las bocinas circulares multimodo tienen un ancho de banda bajo, que puede ser mayor aumentando el diámetro de la guía principal y añadiendo corrugaciones concéntricas (coaxiales). El modelo presentado en [8] se muestra en la Figura 2.1.

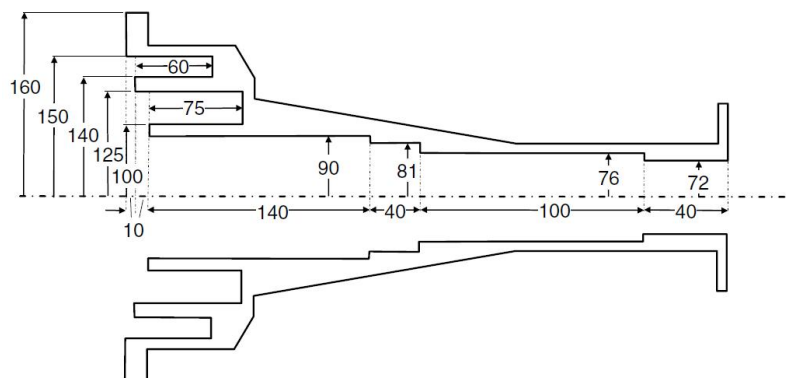


Figura 2.1 Bocina con corrugaciones axiales [8]

El autor en [9] utiliza el término “choke” para denotar a las corrugaciones axiales de su modelo de bocina de chokes. En sus estudios explica que se pueden añadir

corrugaciones axiales (chokes) a una guía circular con el objetivo de diseñar antenas con un ancho de haz alto, buena simetría de radiación y bajo nivel de componente contrapolar. Su modelo de bocina con chokes (ver Figura 2.2 (a)), consiste en la disposición de corrugaciones axiales alrededor de la guía circular formando un ángulo de 0° de inclinación respecto a la eje de simetría, todos ellos con una profundidad de $\lambda/4$.

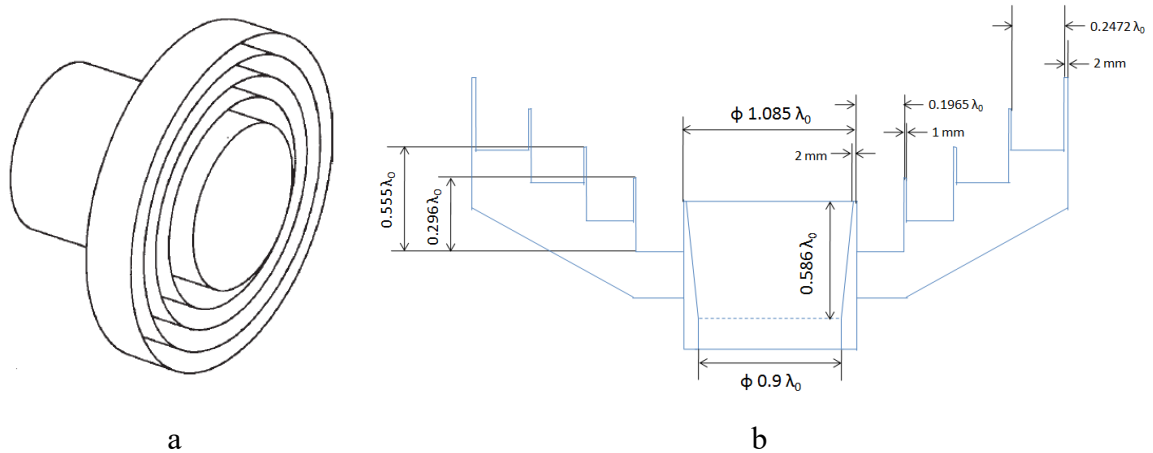


Figura 2.2 Bocina con chokes frontales [9] (a) y bocina con chokes frontales optimizada para dos bandas de frecuencias [1] (b)

Las antenas con áreas de apertura pequeñas necesitan las corrugaciones para reducir la componente contrapolar existente en los planos diagonales que se forman entre los planos E y H [9]. Por otro lado, el mismo autor añade que mediante la reducción del área de apertura se consigue lograr un aumento del ancho de los lóbulos de radiación, lo cual también reduce el ancho de banda limitado por la geometría de la guía de onda y la componente contrapolar.

El autor en [1] realiza un estudio sobre bocinas de chokes a frecuencias de la banda X con el objetivo de lograr diseñar antenas con una gran pureza de polarización y baja componente contrapolar en un ancho de banda alto. Destaca el diseño del cuarto modelo de su estudio, en el que mediante cuatro chokes consigue un nivel de componente contrapolar de -30 dB en el 70% del ancho de banda. El diseño esquemático de la bocina de choke de [1] junto con sus dimensiones en longitudes de onda se presenta en la Figura 2.2 (b).

2.1.2 Antenas con chokes para GPS

Una antena con chokes para GPS se puede definir como aquella antena que posee una estructura consistente en una serie de ranuras o corrugaciones axiales (chokes) alrededor de una guía de onda donde está situado el elemento radiante de la antena [10], cuya finalidad es recibir señales de GPS procedentes de satélites espaciales.

El principio de funcionamiento de una antena de choke para GPS se basa en el tratamiento de ondas directas e indirectas que llegan a la antena. Las ondas directas que llegan a la antena son las deseadas. El objetivo de la antena de choke es el tratamiento de las señales indeseadas que también llegan a la antena, llamadas señales multi-camino.

La señal total que llega a la antena por tanto consta de dos componentes: una directa y otra reflejada. Los anillos de choke tienen un efecto muy bajo en la señal directa, cuya única aportación es una ligera disminución de la ganancia cuando el ángulo de incidencia de la señal es muy bajo respecto al plano del suelo. El efecto de los chokes en la señal indeseada es, en cambio, mucho más trascendente.

El campo electromagnético de la señal reflejada puede definirse como la suma de dos ondas electromagnéticas. Una de ellas es la onda de campo primaria que rodea la antena por la cubierta inferior de la misma a lo largo de una superficie conductora S (ver Figura 2.3). Dicha onda continúa su camino por la parte superior de los chokes dirigiéndose directamente al centro de la antena.

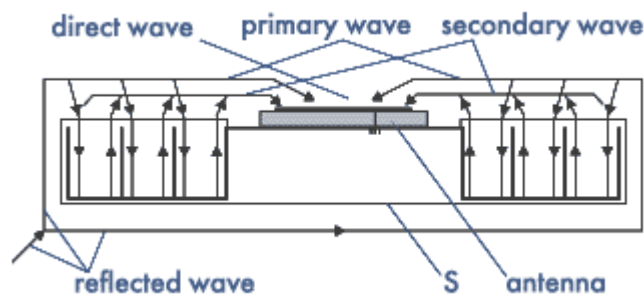


Figura 2.3 Ondas de campo en la antena de choke de [10]

Si nos permitimos reducir la complejidad electromagnética del problema, la onda secundaria es creada a partir de la primera por el efecto del campo electromagnético desarrollado en el interior de los chokes. El campo producido en el interior de los chokes se compone de dos ondas. La primera de ellas procede de la onda primaria y se propaga verticalmente hacia la superficie inferior del fondo del choke. La segunda onda es la onda reflejada por la pared del fondo del choke en el extremo inferior, y se propaga verticalmente hacia la parte superior del choke. Esta onda reflejada es la que finalmente conforma la onda secundaria [10].

La suma de la onda primaria y secundaria llega al centro de la antena sumándose así a la señal total compuesta por la onda deseada y la indeseada. El objetivo de la antena de choke es que las ondas primaria y secundaria de la señal reflejada se cancelen entre sí. Para ello, ambas ondas deben tener la misma amplitud y un desfase entre ellas de 180° . La relación de fase depende de la profundidad de los chokes, mientras que la relación entre amplitudes depende de más factores como las características del elemento radiante, del número de chokes, y del ancho de los mismos.

El comportamiento óptimo de la antena de choke depende de varios factores. Uno de ellos es su frecuencia de resonancia, [10] establece un estrecho ancho de banda para el cual el funcionamiento es óptimo.

Los estudios de la antena de choke convencional del Jet Propulsion Laboratory (JPL) [10] determinan que la longitud de la profundidad de los chokes debe ser ligeramente mayor a $\lambda/4$, de tal forma que se genere una alta impedancia de onda [2] que evite crear corrientes adicionales que desajusten la amplitud y desfase de las señales requerido para la eliminación del multi-camino de señal, así como el control de la excitación de modos de propagación indeseados.

2.2 Fundamentos de la tecnología GPS

El sistema de posicionamiento global (GPS) es un subconjunto del sistema GNSS de navegación por satélite, diseñado para ofrecer un servicio de posicionamiento espacial y temporal de cualquier punto y momento del planeta [5]. El sistema NAVSTAR GPS tuvo sus inicios en los años 70 en EEUU, como una aplicación militar de su departamento de defensa. A partir de la segunda mitad de los 90 esta tecnología empieza a utilizarse con fines civiles y a implantarse en diversos países del mundo, convirtiéndose en el que a día de hoy es el único sistema de navegación por satélite plenamente operativo a nivel global. La señal GPS, así como el resto de sistemas GNSS, se usa en la banda L debido a que los efectos del retardo ionosférico² son menores que en otras bandas, y hay menor cantidad de interferencias [4]. La comparativa entre los sistemas de GNSS: GPS, GLONASS y Galileo se presenta en la sección Anexos D.

En las siguientes secciones se presentan los diseños actuales de las antenas de GPS con una comparativa de los modelos comerciales que hay en la actualidad, un estudio del impacto de la geometría 3D en las antenas de choke para GPS con las ventajas que aporta, así como la importancia de la variación del centro de fase y de la reducción del multi-trayecto.

2.2.1 Diseños actuales de antenas de GPS

La tecnología de las antenas para estaciones de GPS ha estado en constante evolución durante los últimos años. Se han realizado estudios sobre diversas geometrías de las antenas de choke [2], así como implementado modelos comerciales como los presentados por Thales [3], Leica [11], NovAtel [12] y Trimble [13]. Los diversos modelos comerciales de antenas de GPS se presentan en Anexos E.

² Es el retardo que tienen las señales al atravesar la ionosfera. Sus efectos dependen del contenido de electrones libres en la ionosfera [22]

2.2.1.1 Geometrías 3D de antenas con chokes

El estudio de la geometría de las antenas de bocina de choke [2] es particularmente interesante. El propósito de su estudio es la comparación de las antenas de choke convencionales de corrugaciones axiales dispuestas en 2D y 2.5D frente a los diseños de corrugaciones axiales dispuestas en 3D.

Los diseños de [2] tienen el objetivo de mejorar la recepción de señales de satélites con un ángulo de inclinación bajo consiguiendo mayor inmunidad frente al multi-camino. Su propuesta de diseño se basa en un diseño cónico invertido (3D) con una disposición lineal de los chokes.

Las antenas para estaciones de GPS deben garantizar la estabilidad del centro de fase. Esta estabilidad está relacionada con la precisión de la ubicación GPS: cuanto más estable sea la fase de la antena, mayor precisión se consigue para determinar una ubicación. Las antenas de bocinas de choke estándar poseen cierta desventaja importante como es la baja ganancia para señales a baja inclinación. Esta disminución de la ganancia implica menor robustez y calidad de la señal, obteniéndose así peor precisión en la ubicación.

Los diseños de [2] en 3D intentan mejorar la calidad de señal para señales con inclinaciones cercanas al horizonte, la estabilidad del centro de fase, la simetría de señal en amplitud, fase, y retardo de grupo. La configuración de este tipo de antenas con mayor ancho de banda fue propuesta en el año de 1986 en [14]. La configuración de este tipo de antenas para GPS es una modificación del diseño original de [14].

El estudio de [2] trató de la comparativa entre antenas 2D, 2.5D y 3D (ver Figura 2.4)² para observar su rendimiento mediante el estudio de diversos parámetros.



Figura 2.4 Antenas de Choke de 2D, 2.5D y 3D [2]

Las antenas A y B de 2D poseen anillos adaptados a frecuencias menores L1 (los más exteriores) y a frecuencias mayores L2 (los anillos internos). La C de 2D sólo adapta a L1, la D de 2.5D tiene anillos de distinta profundidad para adaptar a L1. La E y F de

² En la figura falta el modelo F, la bocina de choke 3D restante

3D tienen anillos a distinto nivel que permiten obtener adaptación en L1 y L2 de mayor ancho de banda (ver Tabla 2.1).

Como elemento radiante, cada antena de choke fue estudiada con dos tipos comerciales: la Dorne & Margolin C146-10-1 [15] y la NovAtel GPS-702 “PinwheelTM” [16], cuyos parámetros serán analizados y comparados con los del diseño propuesto en este TFG.

Para llevar a cabo su estudio, Kunysz utilizó un determinado software llamado “Skyplot”, propio de la empresa a la que pertenecía, NovAtel Inc. Mediante dicho software realizó simulaciones para evaluar varios parámetros. Una de sus simulaciones fue el envío de señal con inclinaciones muy bajas respecto al nivel del suelo, realizando el estudio de diversas figuras de mérito tales como la SNR o el número de tramas correctas recibidas en función del ángulo de inclinación (de 0° a 10°).

Otro de los resultados que obtuvo mediante el post-procesamiento de “Skyplot” fue el análisis del multi-camino para distintos ángulos de inclinación. El tercer estudio que llevó a cabo fue el de simetría de amplitud de la señal y rizado de fase en función de la inclinación de las señales recibidas.

Tabla 2.1 Detalles de diseño de los anillos de choke [2]

Antena de Choke	Tipo de Chokes	Profundidad de Chokes
A	2D	5 para L1 y 5 para L2
B	2D	4 para L1 y 4 para L2
C	2D	5 para L2
D	2.5D	3 para L1 ³
E	3D	4 para L1 y L2
F	3D	4 para L1 y L2

Como conclusiones de sus estudios, Kunysz determinó que las antenas 3D propuestas mejoraban a las 2D y 2.5D significativamente en señales GPS de satélites a bajo ángulo de inclinación, mejorando además el efecto de las señales multi-camino. El escalonamiento del plano de masa de cada choke no influía negativamente a la simetría de la señal.

También concluyó que el diseño de los anillos de choke debe tener en cuenta su interacción con el elemento radiante, pues los efectos que hay entre dicho elemento y los anillos de choke son trascendentales a la hora de mejorar el rendimiento de la antena completa, obteniendo una precisión mayor para la ubicación GPS.

2.2.1.2 Ventajas

A la vista de los resultados de los estudios en [2], las ventajas de la geometría 3D para las antenas de choke para GPS se pueden resumir en:

³ El modelo de 2.5D emplea profundidades de chokes distintas para la adaptación a la misma frecuencia L1

- Alta precisión en las medidas GPS realizadas.
- Las señales observadas poseen mayor robustez y disponibilidad para el usuario.
- Elimina la necesidad de futuros rediseños de la antena.
- Un diseño robusto ofrece un rendimiento fiable incluso en entornos complicados.
- El diseño 3D mejora la recepción de señales a baja inclinación con respecto al horizonte.
- Los chokes de la antena mejoran la estabilidad del centro de fase

2.2.1.3 Importancia de la variación del centro de fase

El centro de fase de recepción de una señal GPS no es homogéneo, lo que produce un error de fase en función de la dirección de la señal y varía según el azimut y la elevación [17]. Esta variación del centro de fase se encuentra en un rango que abarca desde pocos milímetros hasta varios centímetros. Este error de fase puede conllevar errores de posicionamiento (baseline) de entre milímetros y centímetros.

La inestabilidad del centro de fase puede deberse a las distintas configuraciones de medidas de la señal y su posterior procesamiento. Los diversos factores que pueden desequilibrar el centro de fase son los tipos de antena, los tipos de redes, el ángulo de inclinación de las señales, la estimación de los parámetros troposféricos. Por ello es importante la correcta calibración del centro de fase.

2.2.1.4 Importancia de la reducción del multi-trayecto

El multi-trayecto se puede describir como la contribución que tienen las señales de GPS que inciden de forma indirecta (señales indeseadas) en una antena de GPS receptora sobre la señal directa (deseada) [18].

Los errores multi-trayecto se producen cuando se reciben señales GPS reflejadas de superficies cercanas al receptor, como por ejemplo las reflejadas por el suelo. Cuando estas señales llegan a la antena receptora, se produce un error de medida posicional de la señal que el satélite envía al receptor. Este tipo de error se acentúa en áreas urbanas e industriales, donde la cantidad de edificios aumenta y por tanto el número de superficies posibles de reflexión de señales cercanas a la antena receptora.

Estos errores multi-trayecto se producen debido a que las antenas receptoras de señales de GPS son omnidireccionales, lo que permite recibir señales en múltiples direcciones del espacio. Los autores en [18] explican que los errores de medida producidos por el multi-trayecto no suelen ser superiores de 5 cm, no obstante el multi-trayecto contribuye a las fuentes totales de errores de señales de GPS, por lo que su reducción es determinante para conseguir una precisión de ubicación muy alta.

3 Diseño de la Antena de GPS con chokes

3.1 Revisión de especificaciones de la antena y requisitos del sistema

Los requisitos del sistema y especificaciones técnicas de la antena de choke deben cumplir ciertos parámetros estándar sobre las antenas de GPS. El modelo comercial de Thales [3] visto en la sección 2.2.1 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 de la antena de choke se realiza teniendo en cuenta ciertas especificaciones generales de la antena de Thales y otras expuestas en Anexos E.

El requisito principal de las estaciones de GPS es cubrir las dos bandas de frecuencias L1 y L2. El modelo de Thales [3] toma como frecuencias y anchos de banda los siguientes valores: $L1 = 1227.6 \pm 10.23$ MHz y $L2 = 1575.42 \pm 10.23$ MHz. La antena de choke toma como valores la banda de frecuencia comprendida entre 1.217 GHz y 1.585 GHz.

Además de la banda de frecuencias, otra de las especificaciones relevantes de Thales es la polarización circular a derechas (RHCP) de su antena, polarización implementada también en la antena de choke. Asimismo, la impedancia de entrada de los conectores de 50Ω va a ser igualmente establecida en el modelo de la antena de choke. El resumen de los requisitos totales del sistema se presenta en la Tabla 3.1.

Tabla 3.1 Requisitos técnicos de la antena de choke

Ancho de banda (GHz)	Polarización	VSWR	Impedancia de conectores (Ω)	Estabilidad de centro de fase (mm)
1.217-1.585	RHCP	1.5:1	50	≤ 2

3.2 Definición de la arquitectura y componentes de la antena

Para cumplir con dichas especificaciones y requisitos, se toma como modelo inicial de referencia una geometría 3D piramidal como las presentadas en [2] que puede coincidir con una bocina de chokes como las presentadas en [1], invirtiendo el ángulo de disposición de los chokes. Las dimensiones de los elementos de la antena de choke se basan en las presentadas en [1] con el ángulo de disposición de los chokes invertido, cuyas medidas vienen expresadas en longitudes de onda.

El diseño de la guía circular y de la estructura de chokes con sus parámetros geométricos es presentado en la Figura 3.1, donde $\lambda_0 = 214.05$ mm y $\lambda_g = 282.03$ mm (ver Anexos B).

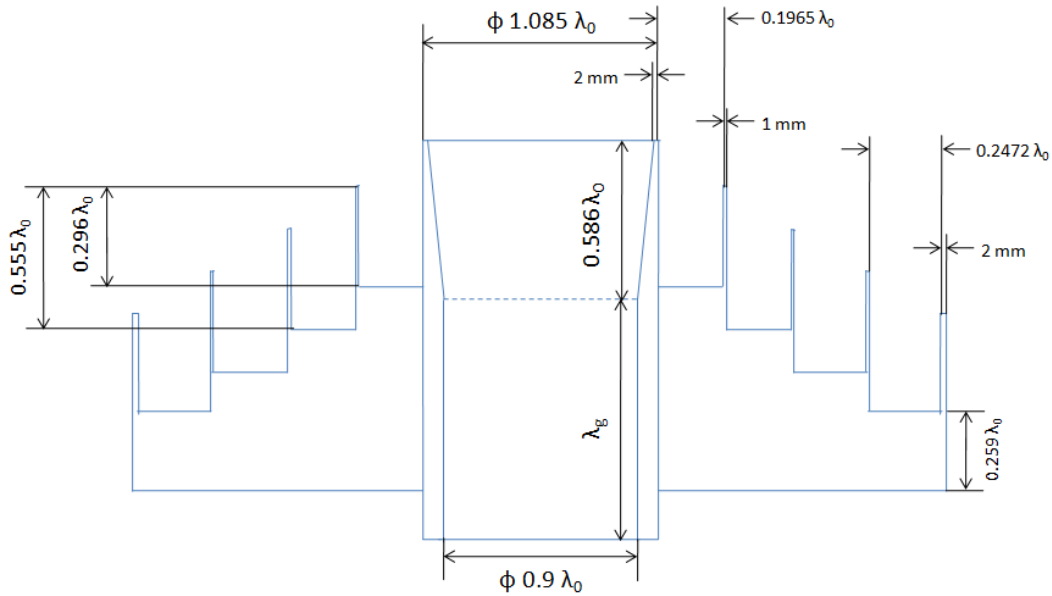


Figura 3.1 Diseño inicial esquemático de la antena de choke con dimensiones de sus elementos en longitudes de onda

Como elemento radiante de la antena, se va a utilizar una antena de parches apilados, y como alimentación de la antena completa dos conectores coaxiales desfasados 90° para obtener polarización circular. El desarrollo de ambos elementos se explica en la sección 4. El radomo que recubre la antena de parches no es considerado en este TFG. El mapa de modos de la estructura se presenta en la Tabla 3.2⁴.

Tabla 3.2 Mapa de modos de la antena de choke

Modo	Frecuencia de corte de la onda electromagnética (MHz)	Longitud de onda de la guía (m)	Frecuencia de corte de los modos que se propagan en la guía (MHz)
TE ₁₁ guía circular	912.55	0.282	1063.71
TM ₀₁ guía circular	1192.11	0.407	736.94
TE ₁₁ guía coaxial 1	349.41	0.221	1357.26
TE ₁₁ guía coaxial 2	267.17	0.218	1375.81
TE ₁₁ guía coaxial 3	210.35	0.216	1385.63
TE ₁₁ guía coaxial 4	169.63	0.215	1391.21

3.3 Parametrización de las corrugaciones de choke

Partiendo del diseño inicial de [1] con el ángulo de los chokes invertido, 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 los elementos de la antena de choke.

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

⁴ El cálculo de frecuencias de corte y longitudes de onda se explica en Anexos B

la geometría de los chokes sobre el parámetro S_{11} (secciones 3.3.1, 3.3.2 y 3.3.3) y sobre el campo radiado de la antena (sección 3.3.4). Debido al ahorro del tiempo de simulación, en la sección 3.3.4 se presentan los mejores casos de cada una de las simulaciones paramétricas.

En la sección 3.3.2 se realiza el estudio paramétrico de la variación de las pendientes lineales con ángulos θ_1 y θ_2 , disminuyendo su inclinación respecto a la horizontal (Figura 3.2 (a)). En la sección 3.3.3 se realiza el estudio paramétrico de la variación de la función coseno que se aplica a la envolvente que forman los chokes, cuya altura y amplitud se regula mediante la variable Var^5 (Figura 3.2 (b)).

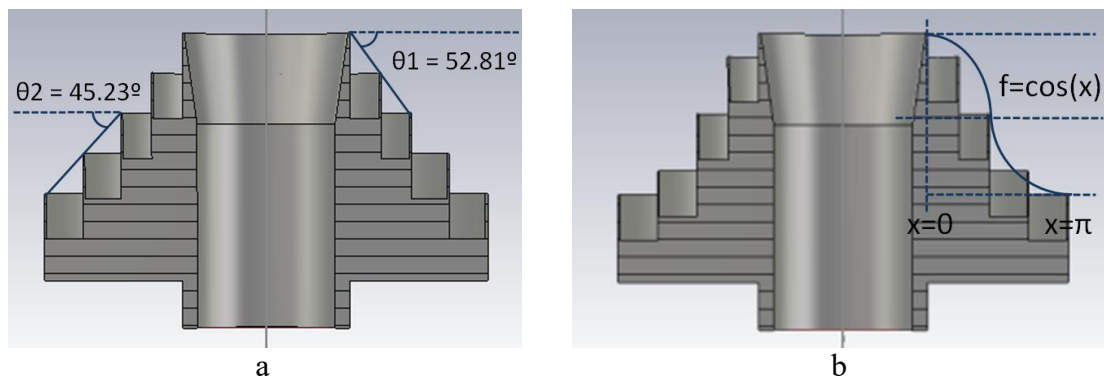


Figura 3.2 Cortes transversales del diseño 3D de la antena de choke para el estudio paramétrico de las pendientes lineales (a) y de la función coseno (b)

3.3.1 Ajuste paramétrico inicial

El primer estudio paramétrico de las corrugaciones de choke consiste en la optimización de la anchura de los chokes para banda de frecuencia especificada (1.21 – 1.58 GHz) partiendo del diseño inicial presentado en la Figura 3.1. El diseño de la antena de [1] posee dos anchos distintos $W1 = 0.1965 \lambda_0 = 41.06$ mm y $W2 = 0.2472 \lambda_0 = 51.43$ mm para cada frecuencia de la banda de 8 a 14 GHz.

La simulación paramétrica inicial realiza un barrido de anchos para determinar qué dimensiones son las que presentan un mejor resultado del parámetro S_{11} para la banda de frecuencia de 1.21 a 1.58 GHz. El barrido está configurado para cubrir los anchos $W1$ entre 32.848 mm y 49.272 mm con pasos de 3.2848 mm, y los anchos de $W2$ entre 41.1441 mm y 61.7161 mm con pasos de 4.1144 mm.

La configuración para realizar la simulaciones establece un mallado de 25 celdas por longitud de onda y un rango de frecuencias de 1.1 a 1.6 GHz, aunque los resultados del parámetro S_{11} se presentan entre 1.2 y 1.6 GHz por cuestiones de espacio del documento. Las simulaciones realizadas en CST para este TFG se inician en 1.1 GHz en lugar de 1.2 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. En cuanto al extremo superior de la banda la simulación se realiza hasta 1.6 GHz por

⁵ La ecuación explicativa de dicha altura y amplitud en la función coseno es presentada en la Ecuación (1)

ahorro de tiempo de simulación. A la estructura de la antena se ha colocado un puerto en la superficie inferior de la guía en el que se consideran los dos primeros modos de propagación de la guía circular TE_{11} y TM_{01} .

A la vista de los resultados de la adaptación del parámetro S_{11} presentados en la Figura 3.3, se observa que la simulación n° 4 ($W1 = 41.06$ mm, $W2 = 53.49$ mm) tiene el mejor comportamiento global de toda la banda de frecuencias (1.21 – 1.58 GHz). A bajas, medias y altas frecuencias el resultado de la adaptación del parámetro S_{11} es el más equilibrado para toda la banda de entre toda la serie de simulaciones. Estos anchos de chokes $W1$ y $W2$ son utilizados para las siguientes simulaciones que se presentan en este TFG.

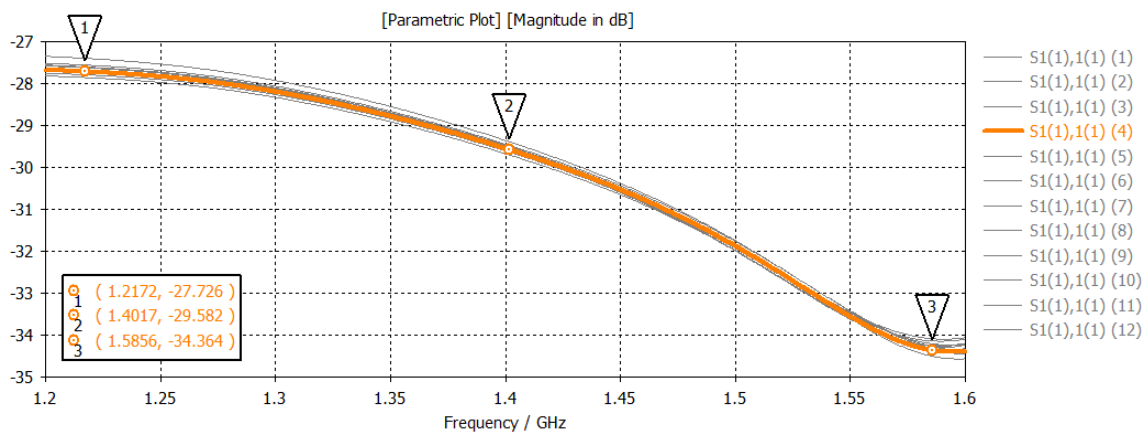


Figura 3.3 Parámetro S_{11} de la simulación paramétrica de la antena de choke para el ajuste óptimo de los anchos de los chokes

3.3.2 Modelo de variación según pendientes lineales

En esta sección se presenta el estudio del impacto de la variación de determinados parámetros en la estructura sobre el parámetro S_{11} . Como primer tipo de estudio, se realiza una variación lineal de la pendiente que forman los chokes entre sí.

Puesto que los dos primeros chokes tienen un ancho distinto al de los dos últimos como se explica en la sección 3.3.1, se definen dos ángulos de pendiente, θ_1 y θ_2 . A partir de la inclinación inicial, se definen dos tipos de pasos de ángulo para cada θ , de tal forma que dicha pendiente vaya reduciendo progresivamente su inclinación. Para ello, se incrementa la altura de cada choke, manteniendo fija siempre la altura del cilindro bocinado de la guía principal. Las variaciones de ángulos y las correspondientes alturas de chokes vienen definidas en la Tabla 3.3.

Tabla 3.3 Variación de ángulos y alturas de cilindros para la versión de la pendiente lineal

Simulación	Ángulo θ_1 (°)	Ángulo θ_2 (°)	Altura superior cilindro 1 (mm)	Altura superior cilindro 2 (mm)	Altura superior cilindro 3 (mm)	Altura superior cilindro 4 (mm)
Original	$\theta_{1,0} = 52.81$	$\theta_{2,0} = 45.23$	352.02	296.58	241.14	185.7
$\theta_{1,1} \theta_{2,1}$	$\theta_{1,1} = 45.27$	$\theta_{2,1} = 38.77$	365	322.54	278.77	234.20
$\theta_{1,2} \theta_{2,2}$	$\theta_{1,2} = 37.72$	$\theta_{2,2} = 32.31$	374.92	342.38	307.92	272.83
$\theta_{1,3} \theta_{2,3}$	$\theta_{1,3} = 30.18$	$\theta_{2,3} = 25.85$	383	358.54	332.14	305.26
$\theta_{1,4} \theta_{2,4}$	$\theta_{1,4} = 22.63$	$\theta_{2,4} = 19.38$	389.92	372.38	353.21	333.68
$\theta_{1,5} \theta_{2,5}$	$\theta_{1,5} = 15.09$	$\theta_{2,5} = 12.92$	396.11	384.77	372.27	359.54
$\theta_{1,6} \theta_{2,6}$	$\theta_{1,6} = 7.54$	$\theta_{2,6} = 6.46$	401.88	396.31	390.14	383.86

Además de este estudio del ángulo de la pendiente, se introduce una parametrización de la altura del fondo del choke que va a ser constante para cada tipo de simulación. Para el modelo de pendiente lineal, se fija en una simulación la altura de la pared interior que cada choke mantiene con la profundidad de choke correspondiente (Simulación pendientes lineales 1). Mientras que en otro tipo de simulación, se fija la altura de la pared exterior que cada choke mantiene con el fondo del choke correspondiente (Simulación pendientes lineales 2).

Esta nueva parametrización permite un análisis más exhaustivo del recorrido de la onda incidente y reflejada que tienen lugar en cada fondo del choke, manteniendo fija en cada caso la altura del choke correspondiente, variando en este caso su profundidad.

A continuación se presentan las simulaciones realizadas, de las cuales se va a seleccionar la mejor en cada caso, para luego hacer el análisis del campo radiado y su frente de fase, así como la integración del elemento radiante tipo parche que se ha utilizado como antena y se presenta en la sección 4.

3.3.2.1 Simulación pendientes lineales 1

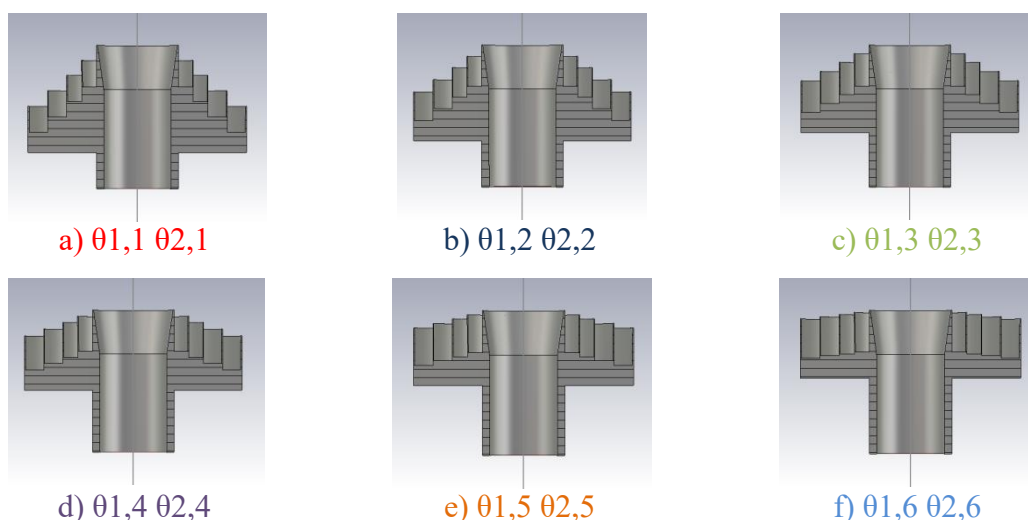


Figura 3.4 Cortes transversales de la antena de choke para la versión de la pendiente lineal para pared interior constante

A la vista de los resultados de la adaptación del parámetro S_{11} presentados en la Figura 3.5, se observa que la simulación inicial es la que peor adapta a bajas frecuencias, y la que mejor adapta a altas frecuencias. Según la pendiente es menos inclinada, hay mayor adaptación a bajas frecuencias. En altas frecuencias, hay una mayor adaptación hasta la cuarta simulación, mientras que la quinta y sexta simulaciones empeoran significativamente la adaptación.

De esta serie de simulaciones se considera que la cuarta simulación ($\theta_{1,4}=22.63^\circ$; $\theta_{2,4}=19.38^\circ$) tiene mejores prestaciones, puesto que a bajas frecuencias tiene una adaptación intermedia entre toda la serie, mientras que a altas frecuencias es la que mejor está adaptada.

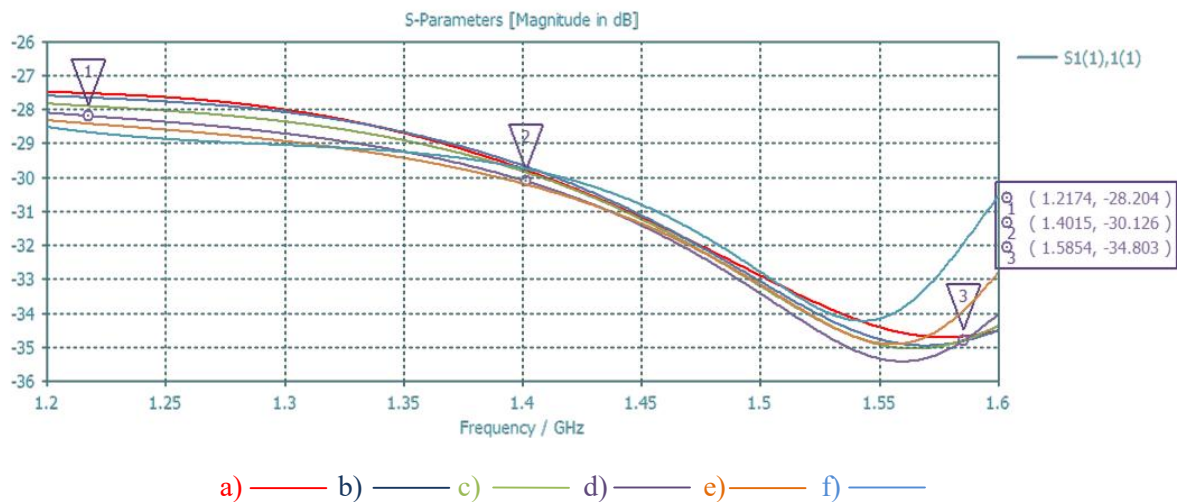


Figura 3.5 Parámetro S_{11} de la simulación paramétrica de la antena de choke para la versión de la pendiente lineal para pared interior constante

3.3.2.2 Simulación pendientes lineales 2

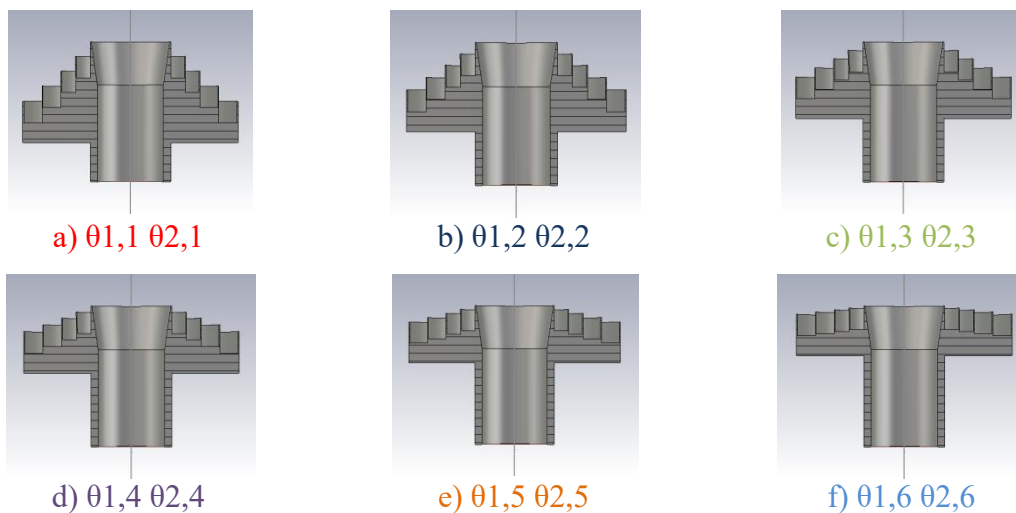


Figura 3.6 Cortes transversales de la antena de choke para la versión de la pendiente lineal para pared exterior constante

A la vista de los resultados de la adaptación del parámetro S_{11} presentados en la Figura 3.7, se observa que la simulación inicial es la que mejor adapta a bajas frecuencias, y la que peor adapta a altas frecuencias. Según la pendiente es menos inclinada, hay peor adaptación a bajas frecuencias. Este comportamiento a bajas frecuencias es inverso al del modelo anterior. En altas frecuencias, las simulaciones posteriores a la inicial mejoran la adaptación en un intervalo muy similar, excepto la quinta simulación en la que hay un aumento algo mayor.

De esta serie de simulaciones se considera que la segunda simulación ($\theta_{1,2} = 37.72^\circ$; $\theta_{2,2} = 32.31^\circ$) tiene mejores prestaciones, puesto que a bajas frecuencias tiene la segunda mejor adaptación entre toda la serie, y a altas frecuencias es de las que mejor está adaptada.

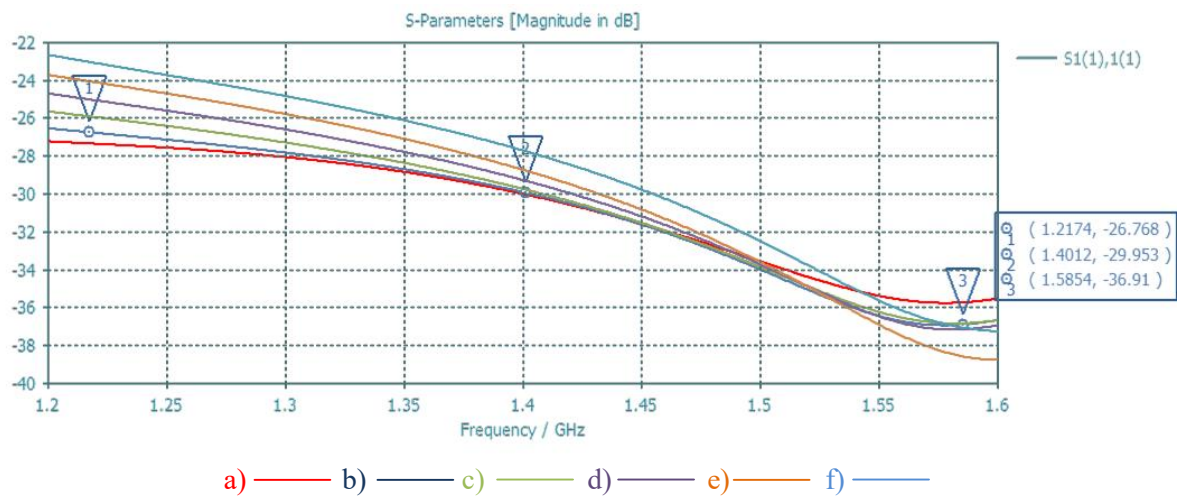


Figura 3.7 Parámetro S_{11} de la simulación paramétrica de la antena de choke para la versión de la pendiente lineal para pared exterior constante

Tras el estudio del impacto de la variación de la pendiente lineal en las dos primeras simulaciones, se va a introducir un nuevo tipo de simulación relacionada con dicha pendiente lineal. En las anteriores simulaciones, los cilindros exteriores 3 y 4 iban formando la pendiente correspondiente respecto a la altura superior actual del cilindro 2 en dicha simulación. Para este nuevo modelo, no se tendrá en cuenta dicha actualización de la altura, de tal forma que la reducción de inclinación de la pendiente del ángulo θ_2 se realizará siempre respecto a la altura superior original del cilindro 2.

Este nuevo modelo da lugar a dos inclinaciones independientes, formando entre ellas un “escalón”. Para terminar de definir los parámetros de la simulación, se ha elegido mantener únicamente la pared exterior del choke constante, puesto que a medida que el escalón es más pronunciado, una simulación con pared interior constante da como resultado que el fondo del choke entre el cilindro 2 y 3 se rellena con pared metálica. Las variaciones de ángulos y las correspondientes alturas de chokes vienen definidos en la Tabla 3.4.

Tabla 3.4 Variación de ángulos y alturas de cilindros para la versión de la pendiente lineal y escalón de pendientes

Simulación	Ángulo θ_1 (°)	Ángulo θ_2 (°)	Altura superior cilindro 1 (mm)	Altura superior cilindro 2 (mm)	Altura superior cilindro 3 (mm)	Altura superior cilindro 4 (mm)
Original	$\theta_{1,0} = 52.81$	$\theta_{2,0} = 45.23$	352.02	296.58	278.77	208.24
$\theta_{1,1} \theta_{2,1}$	$\theta_{1,1} = 45.27$	$\theta_{2,1} = 38.77$	365	322.54	307.92	227.02
$\theta_{1,2} \theta_{2,2}$	$\theta_{1,2} = 37.72$	$\theta_{2,2} = 32.31$	374.92	342.38	332.14	243.30
$\theta_{1,3} \theta_{2,3}$	$\theta_{1,3} = 30.18$	$\theta_{2,3} = 25.85$	383	358.54	353.21	257.88
$\theta_{1,4} \theta_{2,4}$	$\theta_{1,4} = 22.63$	$\theta_{2,4} = 19.38$	389.92	372.38	372.27	271.34
$\theta_{1,5} \theta_{2,5}$	$\theta_{1,5} = 15.09$	$\theta_{2,5} = 12.92$	396.11	384.77	390.14	284.12
$\theta_{1,6} \theta_{2,6}$	$\theta_{1,6} = 7.54$	$\theta_{2,6} = 6.46$	401.88	396.31	278.77	208.24

3.3.2.3 Simulación pendientes lineales 3

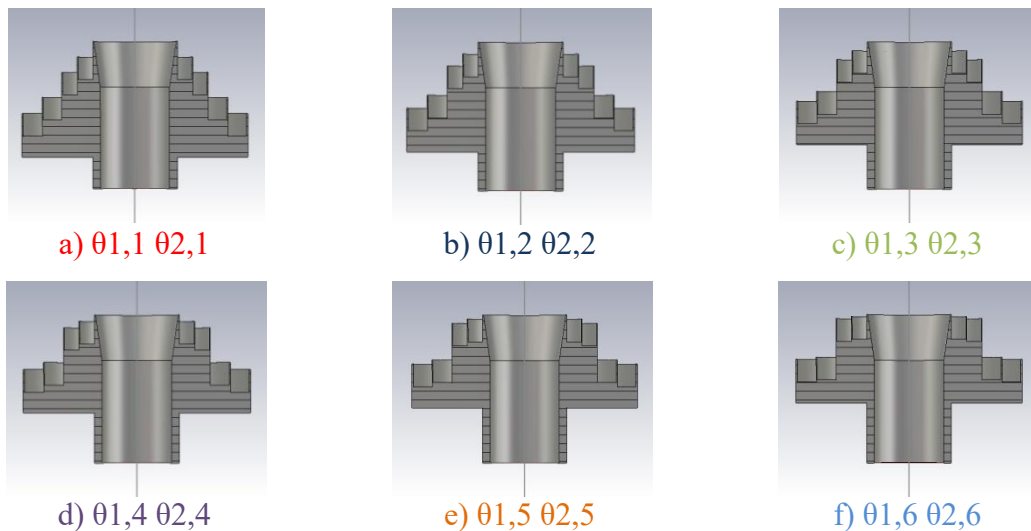


Figura 3.8 Cortes transversales de la antena de choke para la versión de la pendiente lineal para pared exterior constante y escalón de pendientes

A la vista de los resultados de la adaptación del parámetro S_{11} presentados en la Figura 3.9, se observa que la simulación inicial es la que mejor adapta a bajas frecuencias, y la que peor adapta a altas frecuencias. Según la pendiente es menos inclinada, hay peor adaptación a bajas frecuencias. En altas frecuencias, hay una mejor adaptación hasta la tercera simulación, a partir de la cual empeora ligeramente.

De esta serie de simulaciones se considera que la segunda simulación ($\theta_{1,2} = 37.72^\circ$; $\theta_{2,2} = 32.31^\circ$) tiene mejores prestaciones, puesto que a bajas frecuencias tiene una de las mejores adaptaciones de entre toda la serie, mientras que a altas frecuencias es de adaptación media más cercana a las mejores adaptaciones.

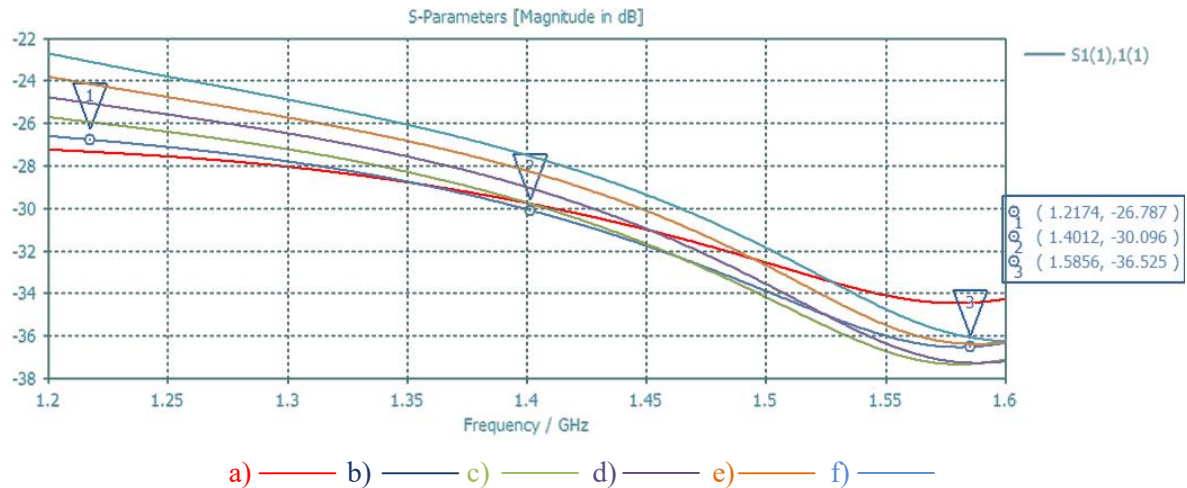


Figura 3.9 Parámetro S₁₁ de la simulación paramétrica de la antena de choke para la versión de la pendiente lineal para pared exterior constante y escalón de pendientes

Si observamos los tres resultados, podemos comprender que el acoplo entre los chokes definidos para la frecuencia de L1 y los chokes definidos para la frecuencia de L2 es importante para la adaptación en toda la banda observando la variación que tenemos en adaptación (S₁₁) entre una simulación con los chokes continuos (ver Figura 3.4 d) y Figura 3.5) y otra con los chokes separados por el escalón (ver Figura 3.8 d) y Figura 3.9). El resultado de este efecto es una desadaptación en las frecuencias cercanas a L1, siendo más representativo esto cuando observamos los resultados de la simulación pendiente lineales 3 en la Figura 3.9.

Esta desadaptación a L1 puede deberse a que en estas últimas simulaciones no se optimiza nuevamente el ancho de los chokes para cada rango de frecuencias de L1 y L2, sino que se toman las anchuras de chokes de la optimización inicial realizada con éstos seguidos sin la discontinuidad o salto presente en la “simulación pendiente lineal 3”.

3.3.3 Modelo de variación según la función coseno

El segundo tipo de estudio sobre las corrugaciones de la antena de choke consistirá en la parametrización de las alturas de los cilindros de manera que formen la función coseno.

La función coseno tiene su inicio en la altura superior del cilindro bocinado, la cual se mantiene constante. Al primer cilindro concéntrico le corresponde al argumento del coseno $\pi/4$, el segundo $\pi/2$, el tercero $3\pi/4$ y el cuarto π . De tal forma, la función coseno es representada en las alturas de los cilindros de la antena tomando cinco valores.

De los cinco valores, sólo el inicial se mantiene constante. A los otros cuatro se les aplica un escalado y offset según la variable Var (ver Ecuación (1)). Dicha expresión toma un valor negativo que se aplica a la altura superior de cada cilindro correspondiente. Siguiendo la metodología del estudio de las pendientes lineales, en estas simulaciones va a considerarse nuevamente el modelo que mantiene la pared interior del choke constante (Simulación función coseno 1), y el modelo que mantiene

la pared exterior del choke constante (Simulación función coseno 2). Los distintos valores de *Var* y las correspondientes alturas de chokes vienen definidos en la Tabla 3.5.

$$\Delta C = \cos(\alpha) * kH * Var - kH * Var \quad (1)$$

donde ΔC es el incremento negativo de la altura superior del cilindro [mm]; α es el argumento de la función coseno [rad]; kH es una altura diferencia que es constante para toda la simulación [mm]; *Var* es la nueva variable paramétrica que toma valores entre 0.7 y 1.3.

Tabla 3.5 Variación de la variable *Var* y alturas de cilindros para la versión de la función coseno

Simulación	Var	Altura superior cilindro 1 (mm)	Altura superior cilindro 2 (mm)	Altura superior cilindro 3 (mm)	Altura superior cilindro 4 (mm)
Original		352.02	296.58	278.77	208.24
Var 1	0.7	384.72	329.84	274.96	252.22
Var 2	0.8	381.47	318.75	256.03	230.05
Var 2	0.9	378.23	307.66	237.10	207.87
Var 3	1	374.98	296.58	218.17	185.7
Var 4	1.1	371.73	285.49	199.24	163.52
Var 5	1.2	368.48	274.40	180.31	141.34
Var 7	1.3	365.24	263.31	161.39	119.17

3.3.3.1 Simulación función coseno 1

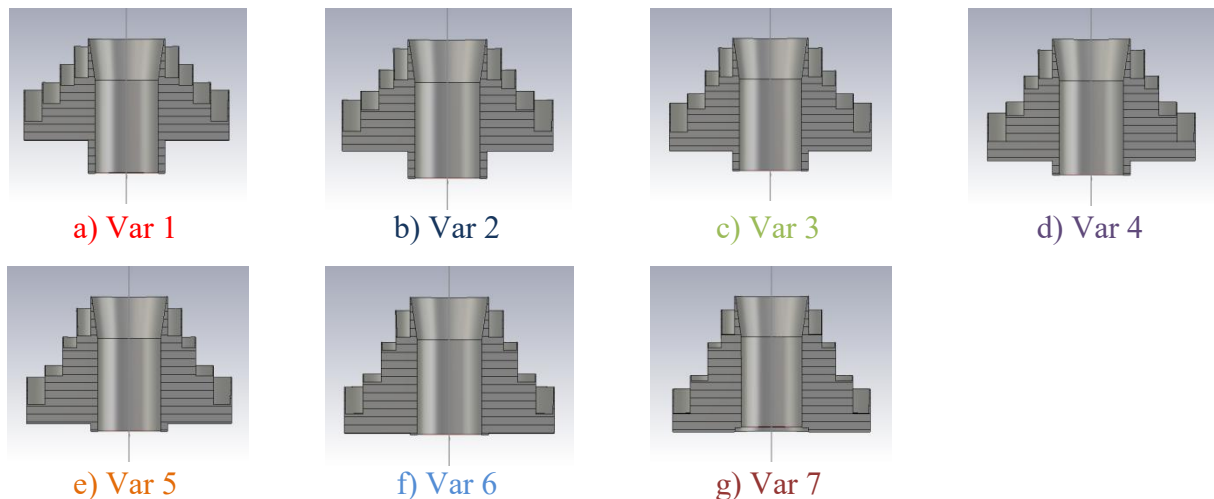


Figura 3.10 Cortes transversales de la antena de choke para la versión de la función coseno para pared interior constante

A la vista de los resultados de la adaptación del parámetro S_{11} presentados en la Figura 3.11, se observa que la simulación inicial es la que mejor adapta a bajas frecuencias, y la que peor adapta a altas frecuencias. Según la función coseno se le aplica un escalado

y offset mayor, hay peor adaptación a bajas frecuencias, y mejor adaptación en altas frecuencias, destacando el caso de la séptima simulación, que mejora de manera mucho más significativa.

De esta serie de simulaciones se considera que la séptima simulación ($\text{Var } 7 = 1.3$) tiene mejores prestaciones, puesto que a pesar de que a bajas frecuencias tiene la peor adaptación de toda la serie, ésta no se diferencia mucho del resto, mientras que a altas frecuencias posee la mejor adaptación con mayor diferencia.

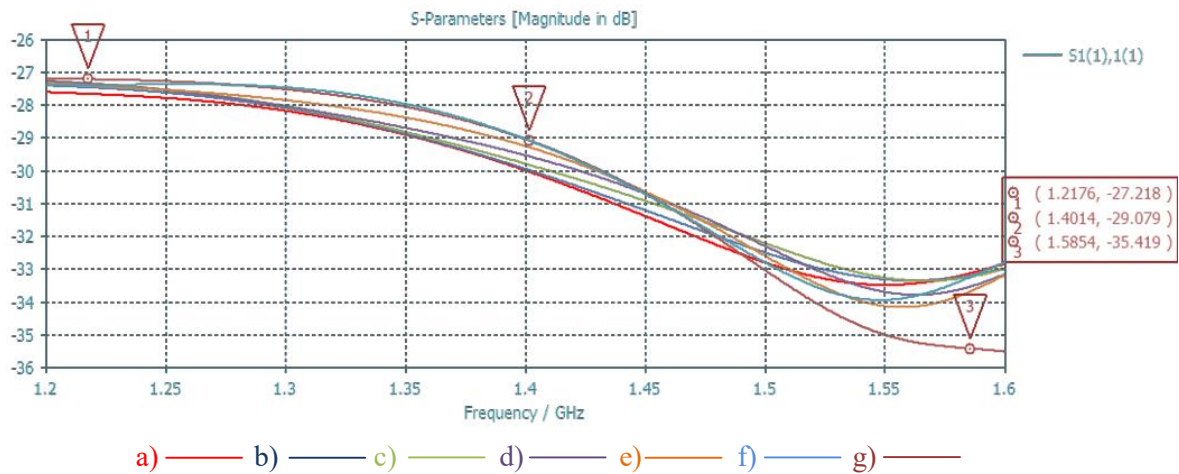


Figura 3.11 Parámetro S_{11} de la simulación paramétrica de la antena de choke para la versión de la función coseno para pared interior constante

Podemos observar que al disminuir la profundidad de los chokes, la estructura se adapta mejor a frecuencias más altas. Es importante recordar que dicha profundidad para adaptar a una frecuencia está establecida inicialmente como $\lambda/4$ a frecuencia de diseño.

3.3.3.2 Simulación función coseno 2

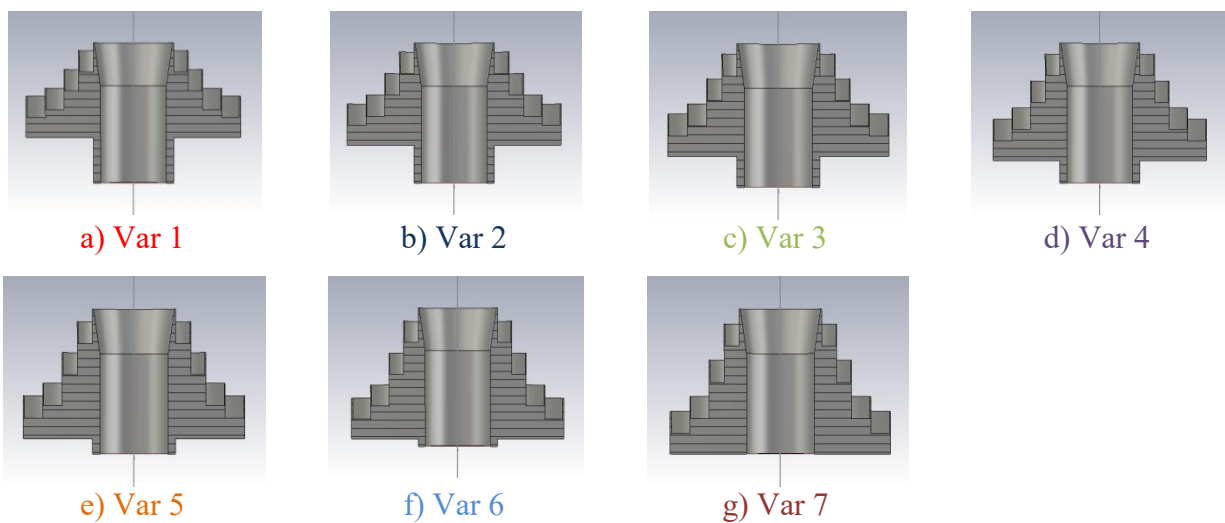


Figura 3.12 Cortes transversales de la antena de choke para la versión de la función coseno para pared exterior constante

A la vista de los resultados de la adaptación del parámetro S_{11} presentados en la Figura 3.13, se observa que la simulación inicial es la que mejor adapta a bajas frecuencias, y la que peor adapta a altas frecuencias. Según la función coseno se le aplica un escalado y offset mayor, hay peor adaptación a bajas frecuencias. En altas frecuencias, hay progresivamente una mayor adaptación hasta la cuarta simulación, empeorando ligeramente en la quinta, y mejorando de nuevo en las simulaciones sucesivas.

De esta serie de simulaciones se considera que la primera simulación ($\text{Var } 1 = 0.7$) tiene mejores prestaciones, puesto que a pesar de que a bajas frecuencias tiene la peor adaptación de toda la serie, ésta no se diferencia mucho del resto, mientras que a altas frecuencias posee la mejor adaptación. En comparación con el modelo anterior, a bajas frecuencias la mejor simulación es ligeramente peor al resto, y a altas frecuencias ligeramente mejor a la segunda mejor simulación.

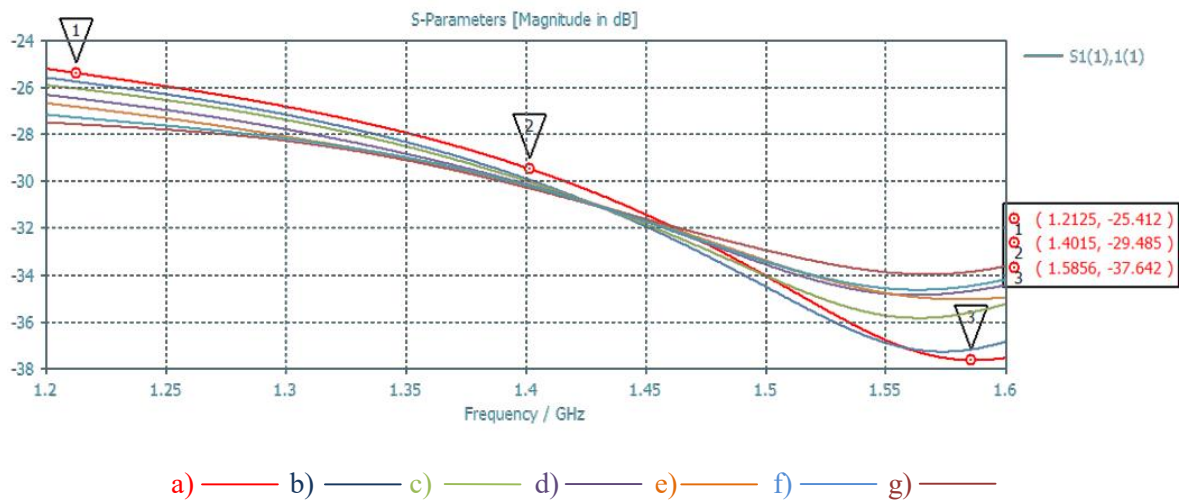


Figura 3.13 Parámetro S_{11} de la simulación paramétrica de la antena de choke para la versión de la función coseno para pared exterior constante

Al ver los resultados de estas simulaciones, se puede observar que el haber tomado como envolvente de la función coseno las alturas superiores de los chokes penaliza la adaptación a frecuencias altas. La razón que podemos dar a este fenómeno es el desacoplo de los dos primeros chokes al aumentar drásticamente la separación entre ellos verticalmente.

3.3.4 Resultados de campo radiado

En esta sección se evalúa el campo radiado de los mejores modelos de antena de choke vistos en las secciones 3.3.2 y 3.3.3. Se presentan los cortes transversales de los modelos junto con los resultados de su parámetro S_{11} , el campo del plano E de componente copolar y contrapolar (normalizados cada frecuencia) para el modo fundamental TE_{11} y el primer modo superior TM_{01} , tablas con valores significativos asociados a dichos diagramas de radiación, y la fase de la componente copolar para los modos TE_{11} y TM_{01} respectivamente. 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.

Pese a que las antenas de GPS no utilizan el modo superior, no se descarta que puedan tener un lugar las antenas multi-modo en el futuro basado en el incremento de aplicaciones que tienen estas antenas y los nuevos desarrollos en el área de procesado de señal en esta tecnología.

3.3.4.1 Simulación pendientes lineales 1 mejor simulación: $\theta_{1,4} = 22.63^\circ$; $\theta_{2,4} = 19.38^\circ$

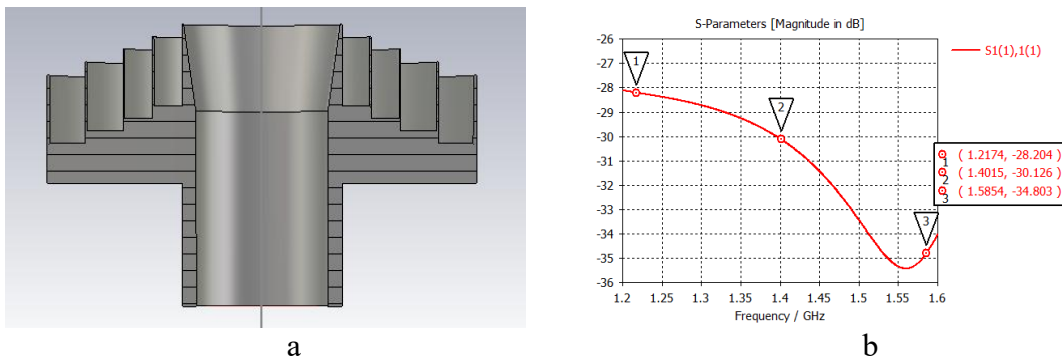


Figura 3.14 Corte transversal y parámetro S_{11} de la simulación paramétrica de la antena de choke para la mejor versión de la pendiente lineal para pared interior constante

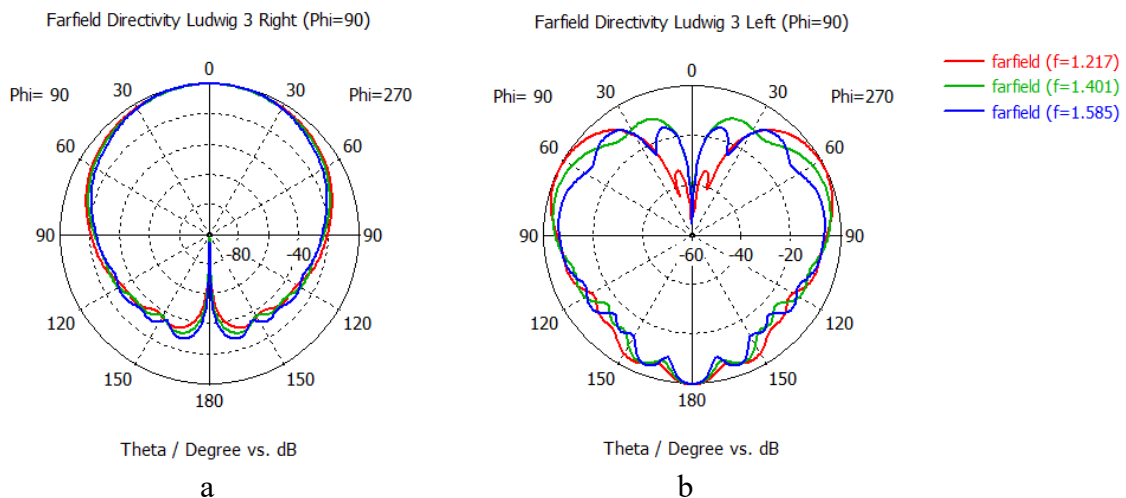


Figura 3.15 Diagrama de radiación normalizado copolar (a) y contrapolar (b) para $\varphi=90^\circ$ del modo fundamental TE_{11} de la mejor versión de la pendiente lineal para pared interior constante

Tabla 3.6 Valores de directividad, ancho de haz a -3dB y eficiencia total para $\varphi=90^\circ$ del modo fundamental TE_{11} de la mejor versión de la pendiente lineal para pared interior constante

Frecuencia (GHz)	Directividad D_0 copolar (dBi)	Ancho de haz a -3dB copolar ($^\circ$)	Directividad D_0 contrapolar (dBi)	Eficiencia total
1.217	9.62	62.6	-14.8	99.65%
1.401	10.3	56.1	-12.8	99.56%
1.585	10.6	57.6	-11.1	99.42%

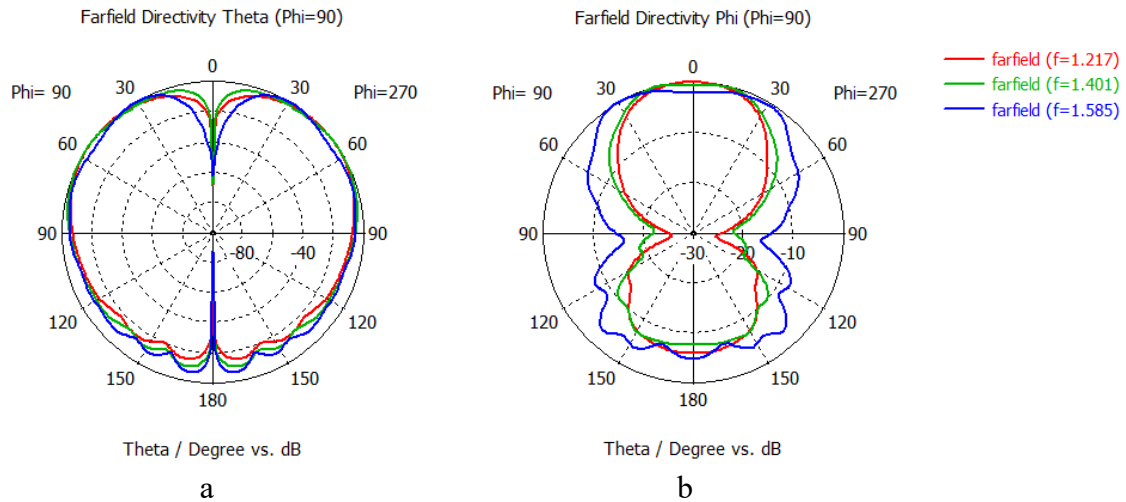


Figura 3.16 Diagrama de radiación normalizado copolar (a) y contrapolar (b) para $\phi=90^\circ$ del primer modo superior TM_{01} de la mejor versión de la pendiente lineal para pared interior constante

Tabla 3.7 Valores de directividad, ancho de haz a -3dB y eficiencia total para $\phi=90^\circ$ del primer modo superior TM_{01} de la mejor versión de la pendiente lineal para pared interior constante

Frecuencia (GHz)	Directividad D_0 copolar (dBi)	Ancho de haz a -3dB copolar ($^\circ$)	Directividad D_0 contrapolar (dBi)	Eficiencia total
1.217	4.79	47.2	-54.5	99.4%
1.401	4.21	63.7	-61.9	90.3%
1.585	5.21	26.1	-57.6	91.39%

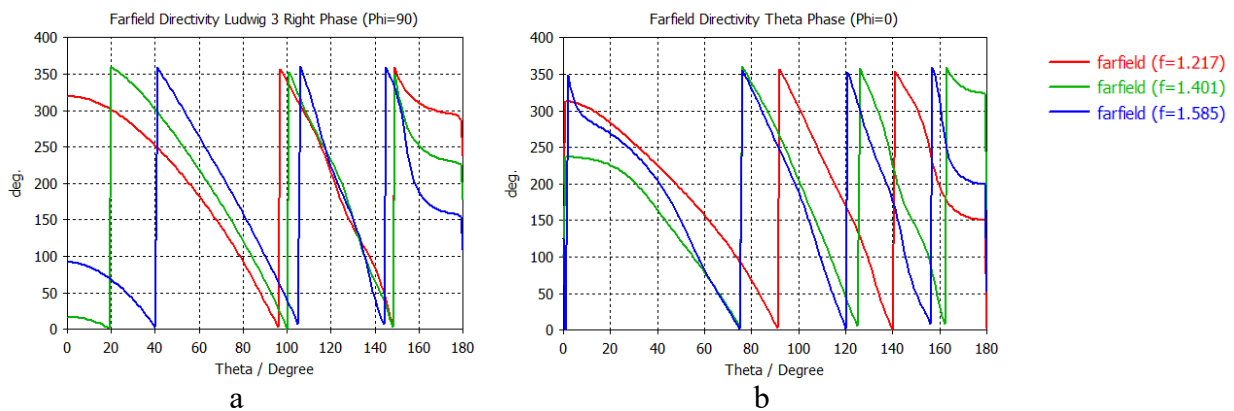


Figura 3.17 Fase de componente copolar para $\phi=90^\circ$ del modo fundamental TE_{11} (a) y del primer modo superior TM_{01} (b) de la mejor versión de la pendiente lineal para pared interior constante

A la vista de los resultados en esta simulación, se observa que la directividad copolar del modo fundamental es más del doble que la del modo superior. Los anchos de haz son en general mayores en el TE_{11} que en el TM_{01} salvo a la frecuencia central, donde son muy parecidos. No obstante, la componente contrapolar es entre 40 y 60 dB menor

en el modo superior que en el fundamental. La eficiencia total es claramente mayor en el modo fundamental (en torno al 100% en todas las frecuencias) que en el primer modo superior (en torno al 90% para la frecuencia central y superior). La fase del modo fundamental es mucho más estable que la del primer modo superior.

3.3.4.2 Simulación pendientes lineales 2 mejor simulación: $\theta_{1,2} = 37.72^\circ$; $\theta_{2,2} = 32.31^\circ$

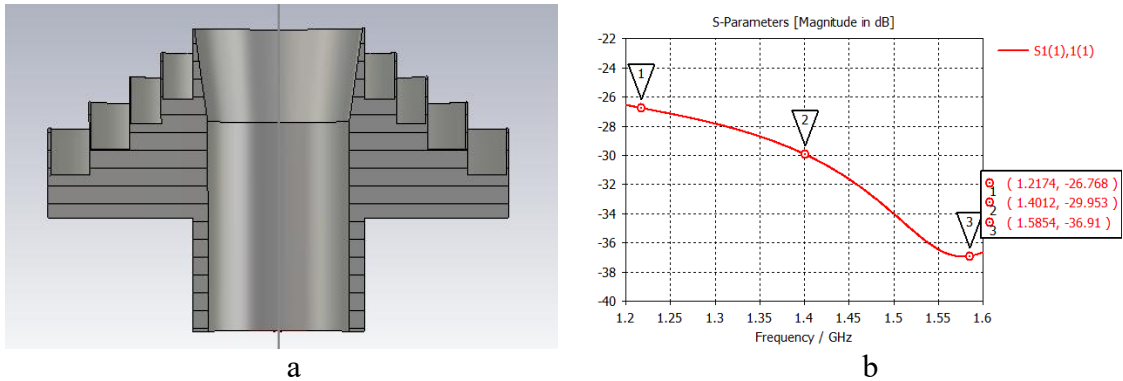


Figura 3.18 Corte transversal y parámetro S_{11} de la simulación paramétrica de la antena de choke para la mejor versión de la pendiente lineal para pared exterior constante

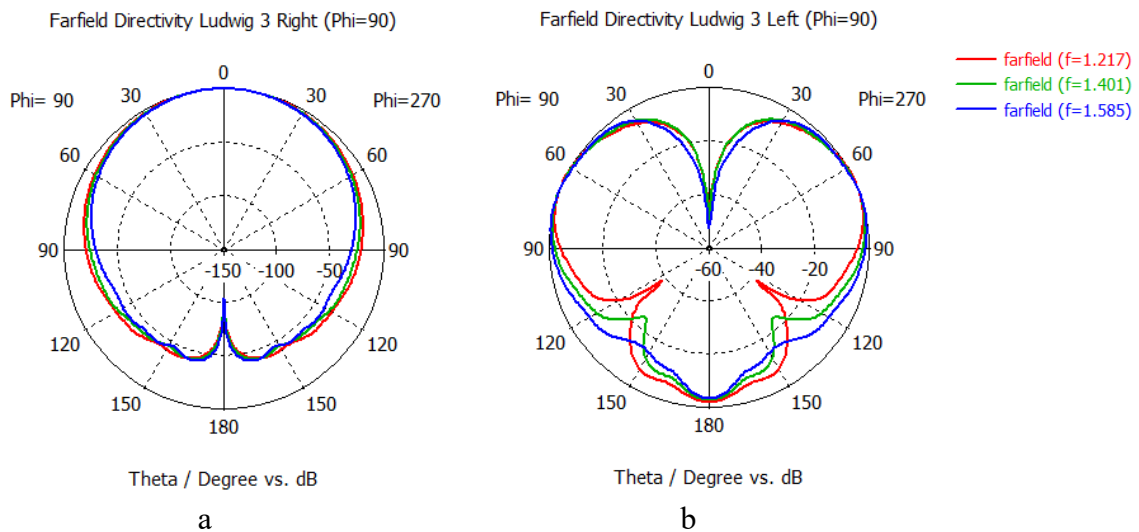


Figura 3.19 Diagrama de radiación normalizado copolar (a) y contrapolar (b) para $\phi=90^\circ$ del modo fundamental TE_{11} de la mejor versión de la pendiente lineal para pared exterior constante

Tabla 3.8 Valores de directividad, ancho de haz a -3dB y eficiencia total para $\phi=90^\circ$ del modo fundamental TE_{11} de la mejor versión de la pendiente lineal para pared exterior constante

Frecuencia (GHz)	Directividad D_0 copolar (dBi)	Ancho de haz a -3dB copolar ($^\circ$)	Directividad D_0 contrapolar (dBi)	Eficiencia total
1.217	9.93	60.8	-16.6	99.6%
1.401	10.5	57.2	-15.1	99.55%
1.585	11.2	52.7	-14.8	99.48%

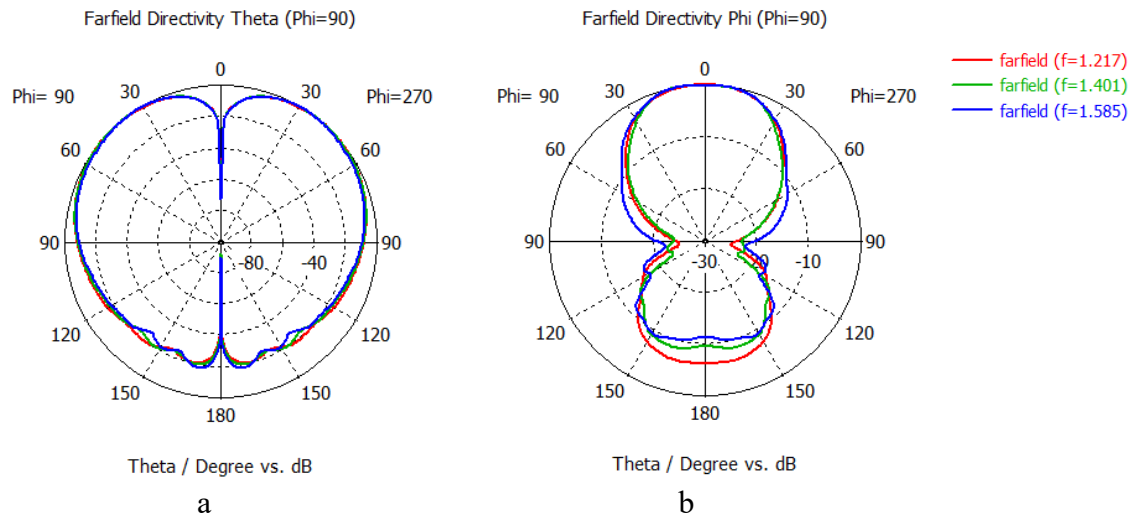


Figura 3.20 Diagrama de radiación normalizado copolar (a) y contrapolar (b) para $\phi=90^\circ$ del primer modo superior TM_{01} de la mejor versión de la pendiente lineal para pared exterior constante

Tabla 3.9 Valores de directividad, ancho de haz a -3dB y eficiencia total para $\phi=90^\circ$ del primer modo superior TM_{01} de la mejor versión de la pendiente lineal para pared exterior constante

Frecuencia (GHz)	Directividad D_0 copolar (dBi)	Ancho de haz a -3dB copolar ($^\circ$)	Directividad D_0 contrapolar (dBi)	Eficiencia total
1.217	4.89	52.1	-88.8	97.84%
1.401	5.05	51.7	-86.8	90.88%
1.585	5.67	45.2	-86.9	95.27%

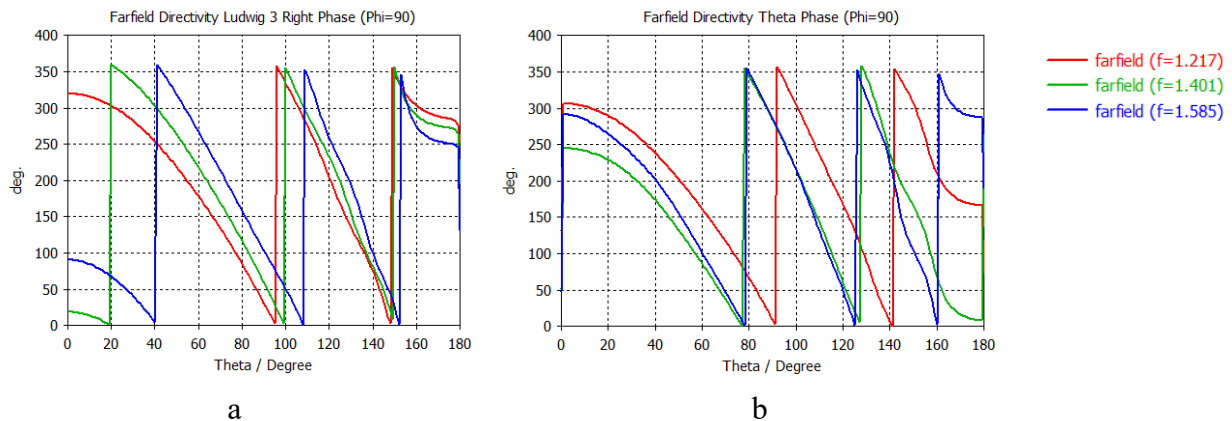


Figura 3.21- Fase de componente copolar $\phi=90^\circ$ del modo fundamental TE_{11} (a) y del primer modo superior TM_{01} (b) de la mejor versión de la pendiente lineal para pared exterior constante

A la vista de los resultados en esta simulación, se observa que la comparativa de la directividad y el ancho de haz entre el modo fundamental y el superior es similar a la vista en la simulación pendientes lineales 1. El nivel de componente contrapolar del modo superior es 20 dB menor en esta simulación. Las eficiencias son muy similares respecto a la anterior simulación, mejorando un 5% en la frecuencia superior del primer

modo superior. La estabilidad de fase mejora significativamente para el primer modo superior respecto a la simulación anterior.

3.3.4.3 Simulación pendientes lineales 3 mejor simulación: $\theta_{1,2} = 37.72^\circ$; $\theta_{2,2} = 32.31^\circ$

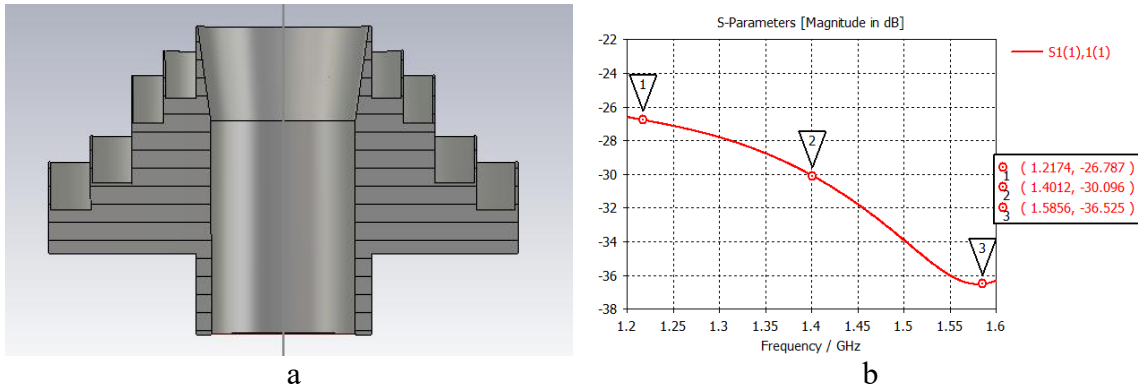


Figura 3.22 Corte transversal y parámetro S_{11} de la simulación paramétrica de la antena de choke para la mejor versión de la pendiente lineal para pared exterior constante y escalón de pendientes

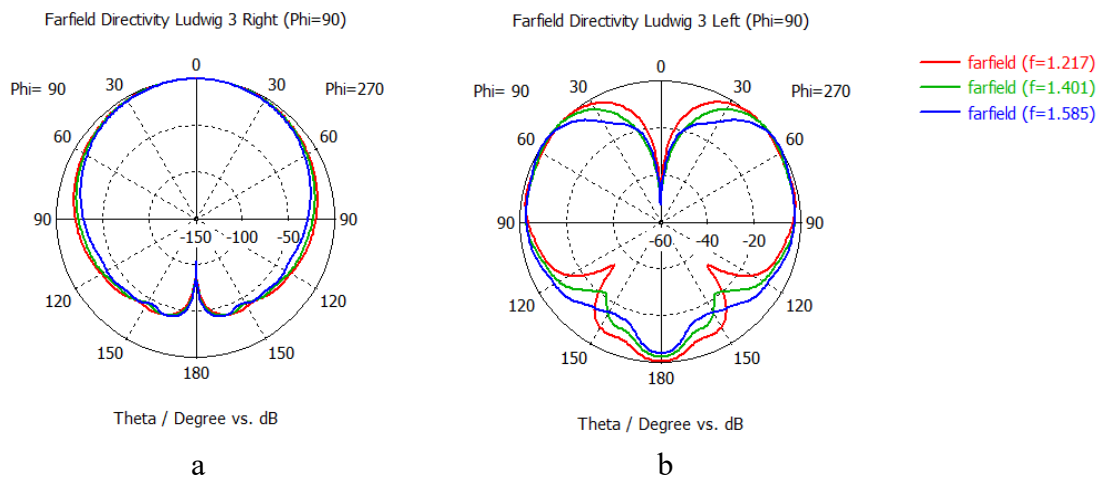


Figura 3.23 Diagrama de radiación normalizado copolar (a) y contrapolar (b) para $\varphi=90^\circ$ del modo fundamental TE_{11} de la mejor versión de la pendiente lineal para pared exterior constante y escalón de pendientes

Tabla 3.10 Valores de directividad, ancho de haz a -3dB y eficiencia total para $\varphi=90^\circ$ del modo fundamental TE_{11} de la mejor versión de la pendiente lineal para pared exterior constante y escalón de pendientes

Frecuencia (GHz)	Directividad D_0 copolar (dBi)	Ancho de haz a -3dB copolar ($^\circ$)	Directividad D_0 contrapolar (dBi)	Eficiencia total
1.217	9.89	61.9	-17.1	99.61%
1.401	10.3	59.7	-15	99.56%
1.585	11.2	53.1	-14.2	99.49%

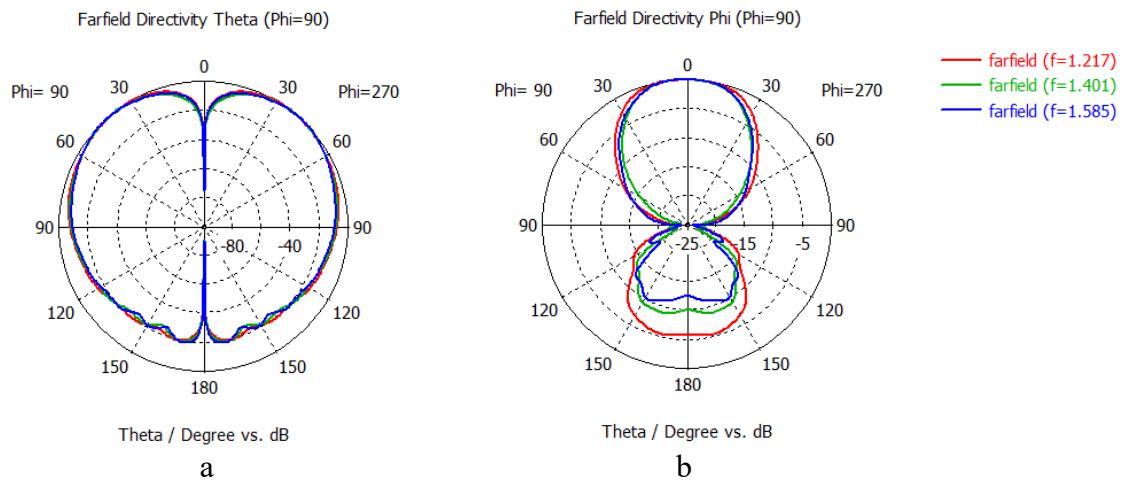


Figura 3.24 Diagrama de radiación normalizado copolar (a) y contrapolar (b) para $\varphi=90^\circ$ del primer modo superior TM_{01} de la mejor versión de la pendiente lineal para pared exterior constante y escalón de pendientes

Tabla 3.11 Valores de directividad, ancho de haz a -3dB y eficiencia total para $\varphi=90^\circ$ del primer modo superior TM_{01} de la mejor versión de la pendiente lineal para pared exterior constante y escalón de pendientes

Frecuencia (GHz)	Directividad D_0 copolar (dBi)	Ancho de haz a -3dB copolar ($^\circ$)	Directividad D_0 contrapolar (dBi)	Eficiencia total
1.217	5.31	46.8	-89.8	97.85%
1.401	5.79	38	-87	90.7%
1.585	5.93	38.4	-86	95.13%

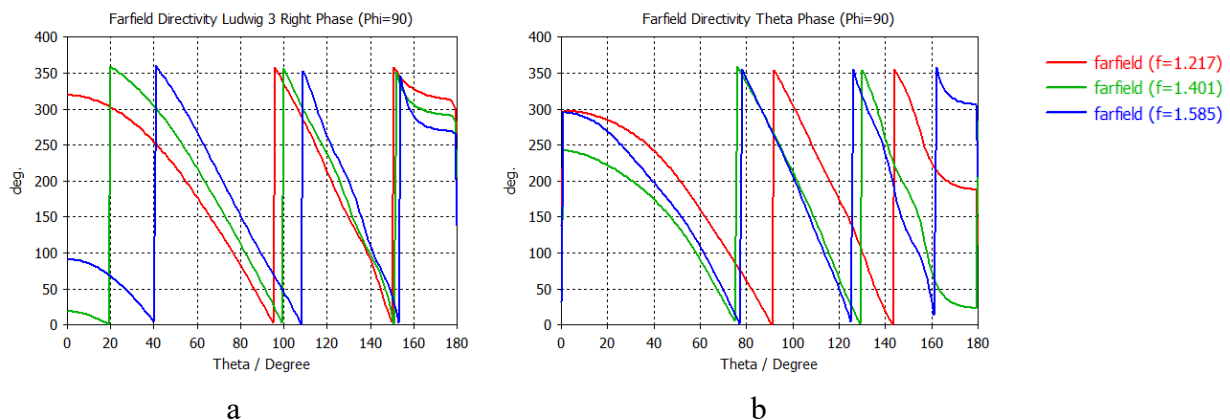


Figura 3.25 Fase de componente copolar para $\varphi=90^\circ$ del modo fundamental TE_{11} (a) y del primer modo superior TM_{01} (b) la mejor versión de la pendiente lineal para pared exterior constante y escalón de pendientes

A la vista de los resultados en esta simulación, se observa que la directividad copolar del TM_{01} es 2 dB mayor que en la primera simulación. En términos de ancho de haz del primer modo superior se asemeja más a los resultados de la primera simulación, y más a los resultados de la eficiencia y directividad contrapolar de la segunda simulación. La fase del primer modo superior a frecuencias altas empeora respecto a la anterior simulación.

3.3.4.4 Simulación función coseno 1 mejor simulación: Var 7 = 1.3

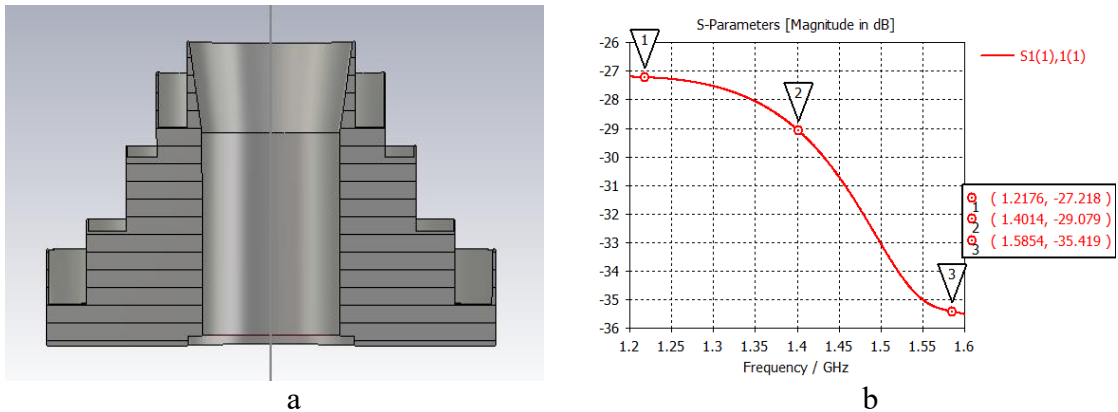


Figura 3.26 Corte transversal y parámetro S_{11} de la simulación paramétrica de la antena de choke para la mejor versión de la función coseno para pared interior constante

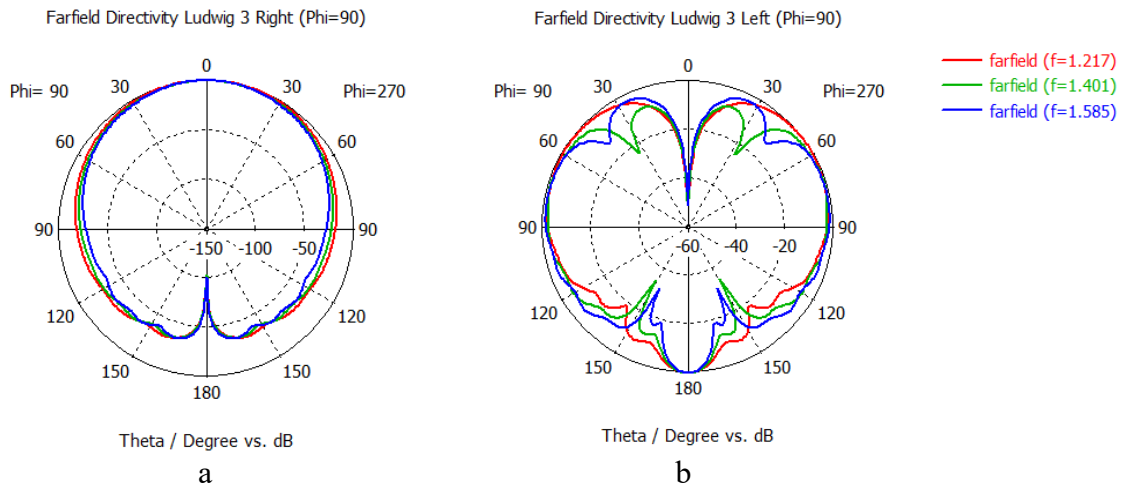


Figura 3.27 Diagrama de radiación normalizado copolar (a) y contrapolar (b) para $\phi=90^\circ$ del modo fundamental TE_{11} de la mejor versión de la función coseno para pared interior constante

Tabla 3.12 Valores de directividad, ancho de haz a -3dB y eficiencia total para $\phi=90^\circ$ del modo fundamental TE_{11} de la mejor versión de la función coseno para pared interior constante

Frecuencia (GHz)	Directividad D_0 copolar (dBi)	Ancho de haz a -3dB copolar ($^\circ$)	Directividad D_0 contrapolar (dBi)	Eficiencia total
1.217	8.75	74.7	-15.6	99.66%
1.401	10.5	54	-15	99.61%
1.585	11.1	51.1	-15.2	99.6%

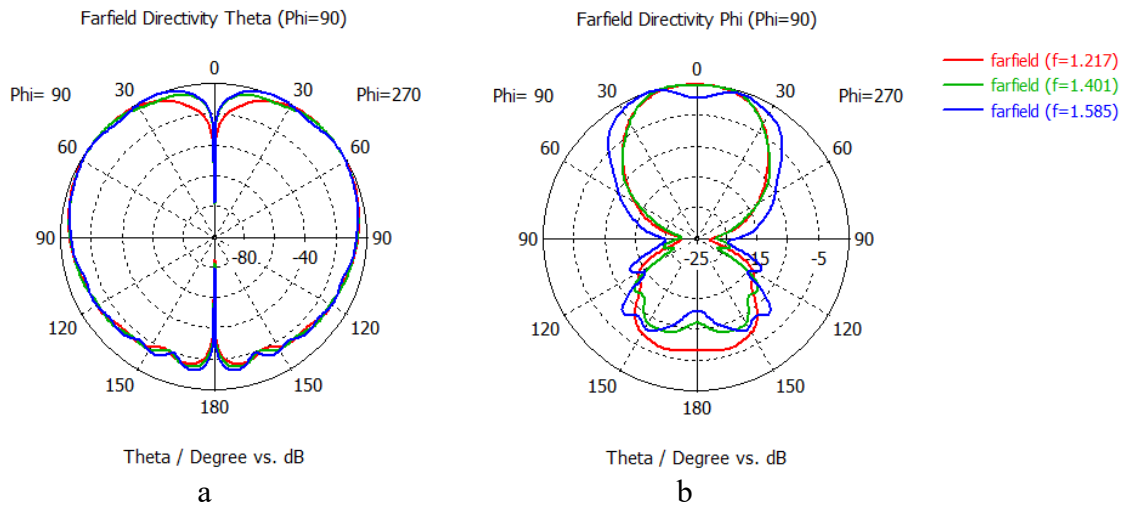


Figura 3.28 Diagrama de radiación normalizado copolar (a) y contrapolar (b) para $\varphi=90^\circ$ del primer modo superior TM_{01} de la mejor versión de la función coseno para pared interior constante

Tabla 3.13 Valores de directividad, ancho de haz a -3dB y eficiencia total para $\varphi=90^\circ$ del primer modo superior TM_{01} de la mejor versión de la función coseno para pared interior constante

Frecuencia (GHz)	Directividad D_0 copolar (dBi)	Ancho de haz a -3dB copolar ($^\circ$)	Directividad D_0 contrapolar (dBi)	Eficiencia total
1.217	4.64	47.7	-88.2	97.35%
1.401	4.89	40.6	-86.1	89.67%
1.585	4.85	57.6	-87.8	91.04%

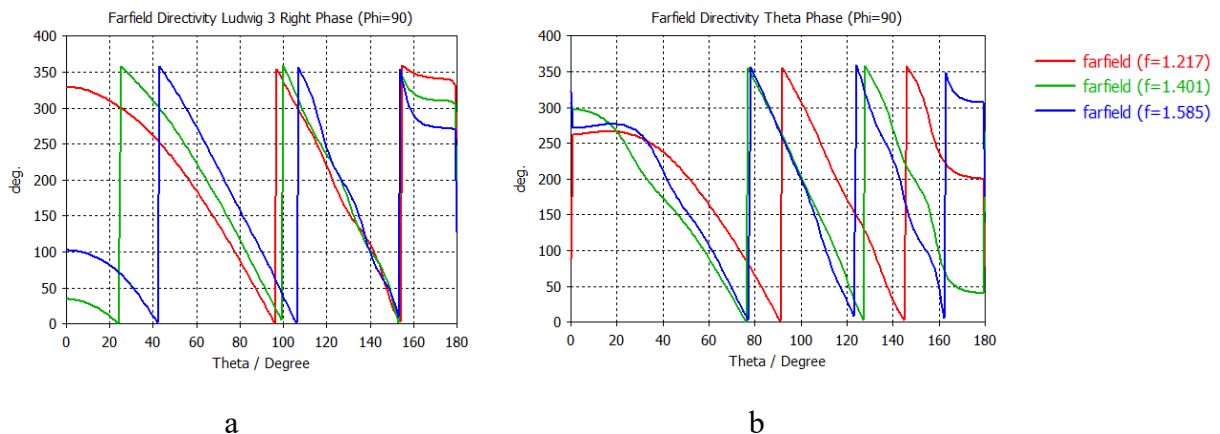


Figura 3.29 Fase de componente copolar para $\varphi=90^\circ$ del modo fundamental TE_{11} (a) y del primer modo superior TM_{01} (b) de la mejor versión de la función coseno para pared interior constante

A la vista de los resultados en esta simulación, se observa la pérdida de 1 dB para la directividad copolar de frecuencia inferior del modo fundamental respecto a las simulaciones de pendientes lineales, conllevando un ancho de haz superior para ese caso. La eficiencia total y el nivel de directividad contrapolar del primer modo superior son similares a las simulaciones pendiente lineal 2 y 3. La estabilidad de fase del primer

modo superior es significativamente peor que en las simulaciones de pendientes lineales.

3.3.4.5 Simulación función coseno 2 mejor simulación: Var 1 = 0.7

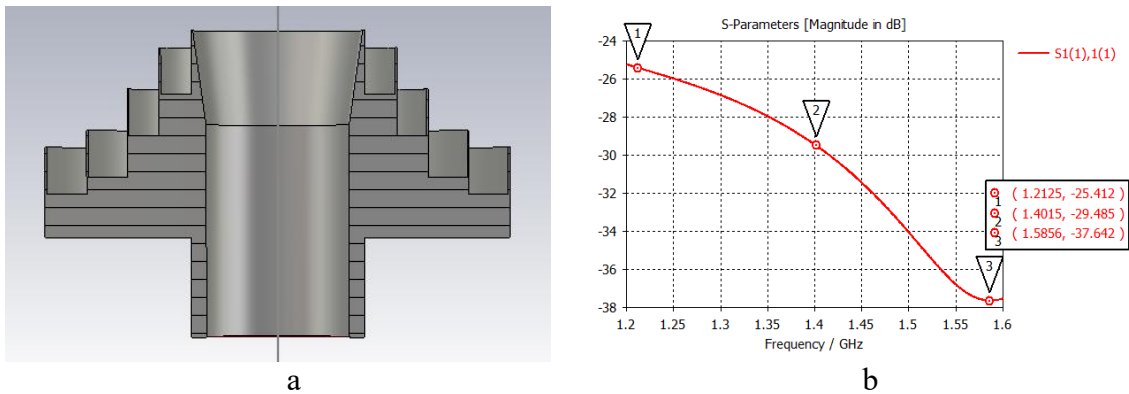


Figura 3.30 Corte transversal y parámetro S_{11} de la simulación paramétrica de la antena de choke para la mejor versión de la función coseno para pared exterior constante

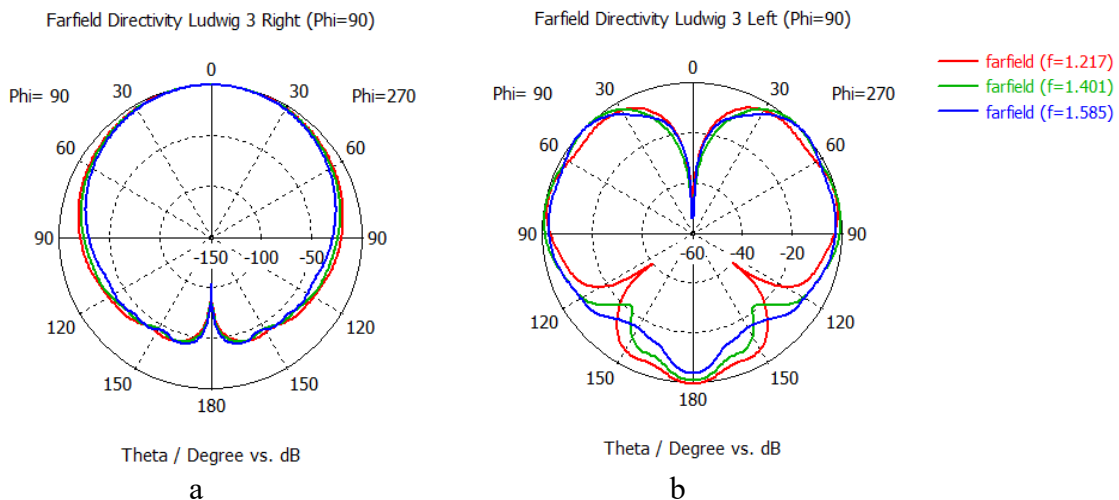


Figura 3.31 Diagrama de radiación normalizado copolar (a) y contrapolar (b) para $\phi=90^\circ$ del modo fundamental TE_{11} de la mejor versión de la función coseno para pared exterior constante

Tabla 3.14 Valores de directividad, ancho de haz a -3dB y eficiencia total para $\phi=90^\circ$ del modo fundamental TE_{11} de la mejor versión de la función coseno para pared exterior constante

Frecuencia (GHz)	Directividad D_0 copolar (dBi)	Ancho de haz a -3dB copolar ($^\circ$)	Directividad D_0 contrapolar (dBi)	Eficiencia total
1.217	10.1	59.5	-18.5	99.55%
1.401	10.7	56.3	-16.7	99.57%
1.585	11.5	50.9	-13.9	99.52%

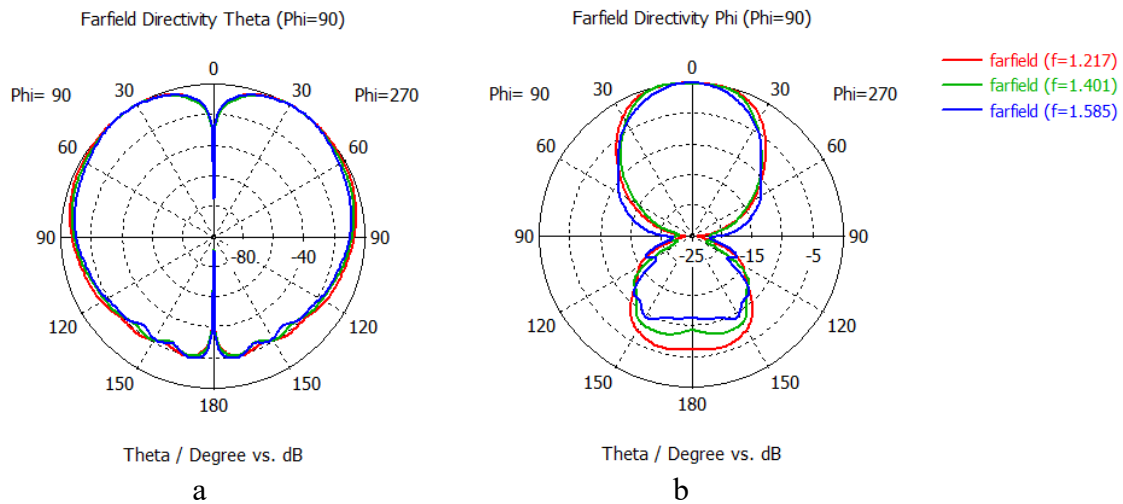


Figura 3.32 Diagrama de radiación normalizado copolar (a) y contrapolar (b) para $\phi=90^\circ$ del primer modo superior TM_{01} de la mejor versión de la función coseno para pared exterior constante

Tabla 3.15 Valores de directividad, ancho de haz a -3dB y eficiencia total para $\phi=90^\circ$ del primer modo superior TM_{01} de la mejor versión de la función coseno para pared exterior constante

Frecuencia (GHz)	Directividad D_0 copolar (dBi)	Ancho de haz a -3dB copolar ($^\circ$)	Directividad D_0 contrapolar (dBi)	Eficiencia total
1.217	4.8	54.9	-89.1	96.15%
1.401	5.73	41.5	-88.1	90.11%
1.585	6.42	35.5	-87.6	94.5%

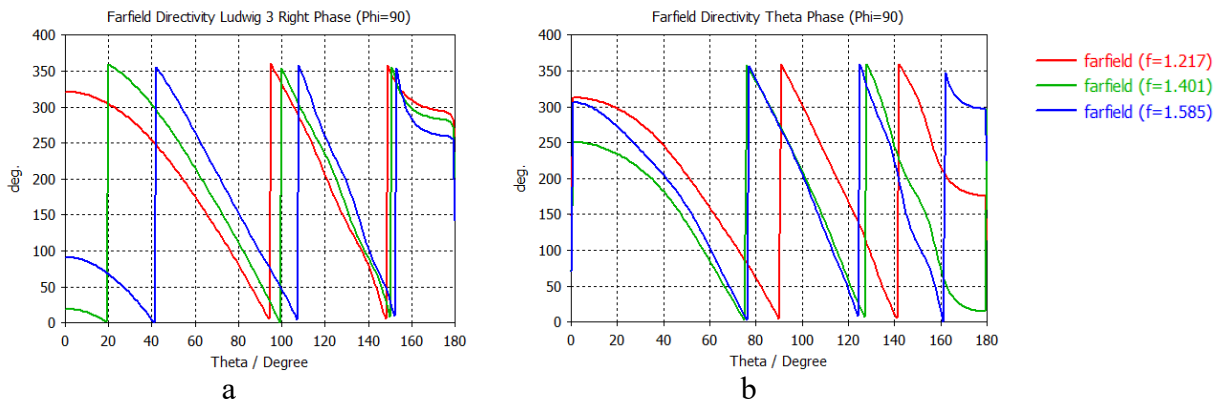


Figura 3.33 Fase de componente copolar para $\phi=90^\circ$ del modo fundamental TE_{11} (a) y del primer modo superior TM_{01} (b) de la mejor versión de la función coseno para pared exterior constante

A la vista de los resultados en esta simulación, se observa un aumento significativo de la directividad copolar del primer modo superior a la frecuencia superior con respecto al resto de simulaciones. El nivel de directividad contrapolar del modo fundamental es mayor que en la simulación anterior. Hay un aumento de la eficiencia del primer modo superior a frecuencias altas, así como una fase más estable para el mismo modo con respecto a la anterior simulación.

4 Diseño del elemento radiante

4.1 Arquitectura de parches y alimentación de la antena

En esta sección tiene lugar la implementación del diseño del elemento radiante de la antena de choke así como de su alimentación. Como elemento radiante de la antena de choke se ha decidido utilizar una antena de parches circulares apilados. Se ha decidido realizar un diseño de tres parches apilados con el objetivo de generar más frecuencias de resonancia y así obtener mayor ancho de banda (ver Anexos C). La estructura total de parches se divide en un parche de plano de masa, un parche inferior activo al que se conecta la alimentación, y dos parches superiores activos que amplían el ancho de banda de la señal. Para unir la estructura de parches se ha utilizado un poste central desde el plano de masa hasta el parche pasivo 2

Como alimentación de la antena se ha decidido utilizar dos conectores coaxiales BNC de 50Ω en posiciones ortogonales con desfase de 90° con el objetivo de conseguir polarización circular. De esta forma, la excitación de ambos puertos desfasados 90° entre sí consigue mejorar el ancho de banda puesto que la suma de las reflexiones procedentes de los puntos de excitación no se realiza en fase. La polarización circular ofrece ventajas vistas en Anexos C.

Para llevar a cabo el diseño de la antena de parches, se ha tomado como referencia el diámetro de la guía circular de la antena con chokes. Dicho diámetro se ha utilizado como diámetro del plano de masa de la antena de parches. Las dimensiones de los parches activo y pasivos se han diseñado tomando como referencia el diámetro del plano de masa, de tal forma que cada parche reduce ligeramente su diámetro. El diseño inicial del que se parte cuenta con dos “bocados” en el parche pasivo 2, realizados con el objetivo de mejorar la adaptación de los puertos. El diseño del modelo inicial de la antena de parches junto con los conectores utilizados es presentado en la Figura 4.1.

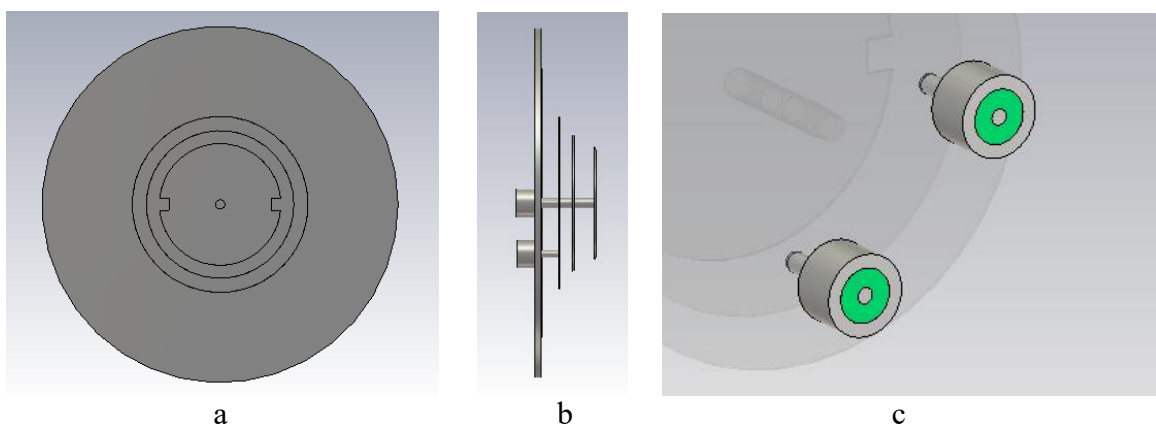


Figura 4.1 Diseño inicial de la antena de parches desde la vista superior (a), su corte transversal (b) y los conectores coaxiales BNC como alimentación de la antena (c)

4.1.1 Parametrización de dimensiones del parche y bocados

En esta sección se realiza el estudio del impacto de ciertos parámetros sobre la adaptación de los parámetros S_{11} y S_{22} para los puertos 1 (vertical) y 2 (horizontal) respectivamente. En primer lugar se realiza una parametrización de los radios de los parches activo y pasivos, multiplicando sus radios por un factor Delta radio 1, Delta radio 2 y Delta radio 3 respectivamente, con el objetivo de evaluar qué resultado ofrece mejores prestaciones. Las dimensiones de los radios del diseño inicial ya cuentan con la multiplicación de dicho factor con un valor de 0.9. Para la simulación de este parámetro se realiza una variación de 0.8 a 0.9025 en pasos de 0.025.

A la vista de los resultados de la adaptación del parámetro S_{11} y S_{22} presentados en las Figura 4.2 y Figura 4.3, se observa que las simulaciones nº1 (Delta radio 1 = 0.9025, Delta radio 2 = 0.9025, Delta radio 3 = 0.85) y nº26 (Delta radio 1 = 0.9, Delta radio 2 = 0.9, Delta radio 3 = 0.85) tienen una adaptación muy alta para el puerto 1 a frecuencias superiores, mientras que las simulaciones nº6 (Delta radio 1 = 0.9, Delta radio 2 = 0.8, Delta radio 3 = 0.85) y nº11 (Delta radio 1 = 0.9, Delta radio 2 = 0.825, Delta radio 3 = 0.85) tienen una adaptación muy alta para los puertos 1 y 2 a frecuencias intermedias.

De esta serie de simulaciones se considera que la simulación nº 16 (Delta radio 1 = 0.9, Delta radio 2 = 0.85, Delta radio 3 = 0.85) tiene el mejor comportamiento global de toda la banda de frecuencias. Tanto para el puerto 1 como para el puerto 2, la adaptación a frecuencias bajas es la mejor, a frecuencias intermedias de las mejores, y a frecuencias altas tiene unas prestaciones intermedias de entre toda la serie.

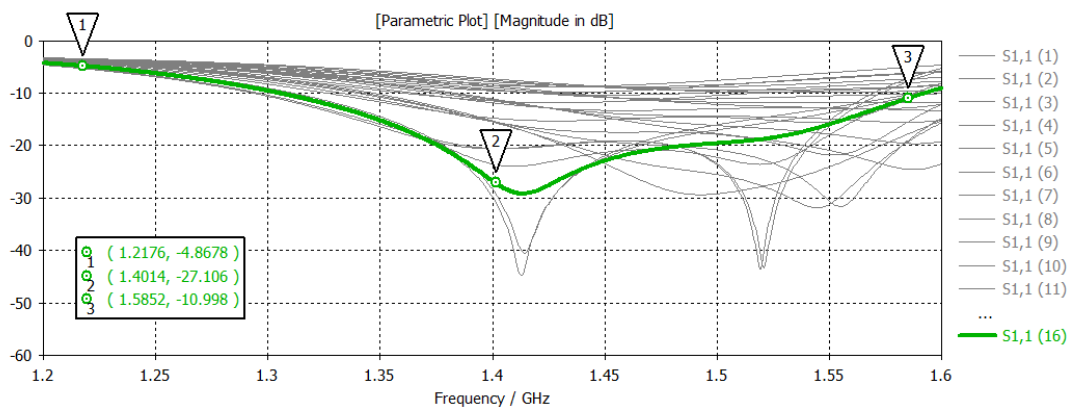


Figura 4.2 Parámetro S_{11} de la simulación paramétrica de la antena de parches del puerto 1 para el ajuste óptimo de los radios de los parches

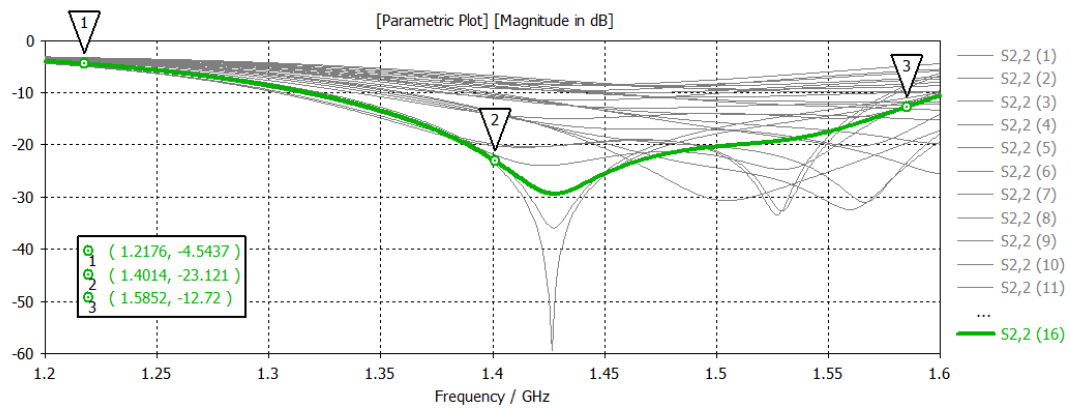


Figura 4.3 Parámetro S_{22} de la simulación paramétrica de la antena de parches del puerto 2 para el ajuste óptimo de los radios de los parches

Tras el ajuste óptimo de los radios de los parches para la adaptación de los parámetros S_{11} y S_{22} , se evalúa la configuración de los “bocados” utilizados en el parche pasivo 2. En el diseño inicial se utilizan bocados en el eje horizontal del parche pasivo 2, los cuales motivan las diferencias de adaptación de los parámetros S_{11} y S_{22} para los puertos 1 y 2 presentadas en las Figura 4.2 y Figura 4.3. Con el objetivo de conseguir la mejor adaptación posible para ambos puertos, se estudian la comparativa del caso con dos bocados, con cuatro bocados y sin bocados presentados en la Figura 4.4.

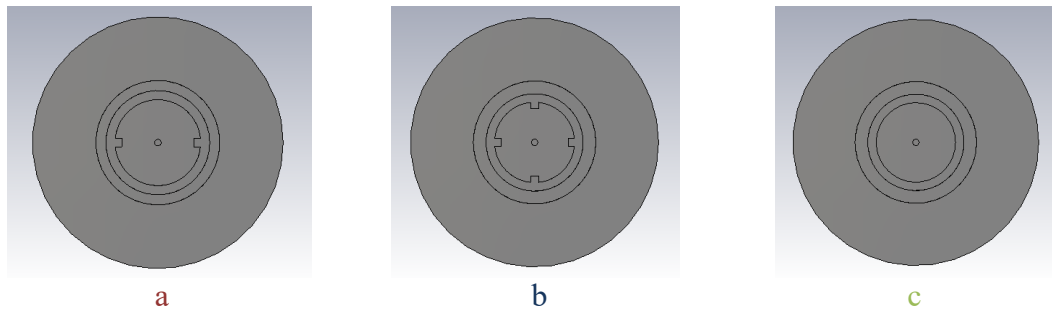


Figura 4.4 Antenas de parches para los casos de dos bocados (a), cuatro bocados (b) y sin bocados (c)

A la vista de los resultados de la adaptación del parámetro S_{11} y S_{22} presentados en las Figura 4.5 y Figura 4.6, se observa que la simulación sin bocados tiene mejores prestaciones generales en toda la banda, puesto que a frecuencias bajas tiene una adaptación similar, a frecuencias intermedias es la más adaptada, y a frecuencias altas es ligeramente peor en el parámetro S_{22} . De esta forma, la antena de parches elegida para instalar en la antena de choke es el modelo sin bocados presentado en la Figura 4.4 (c).

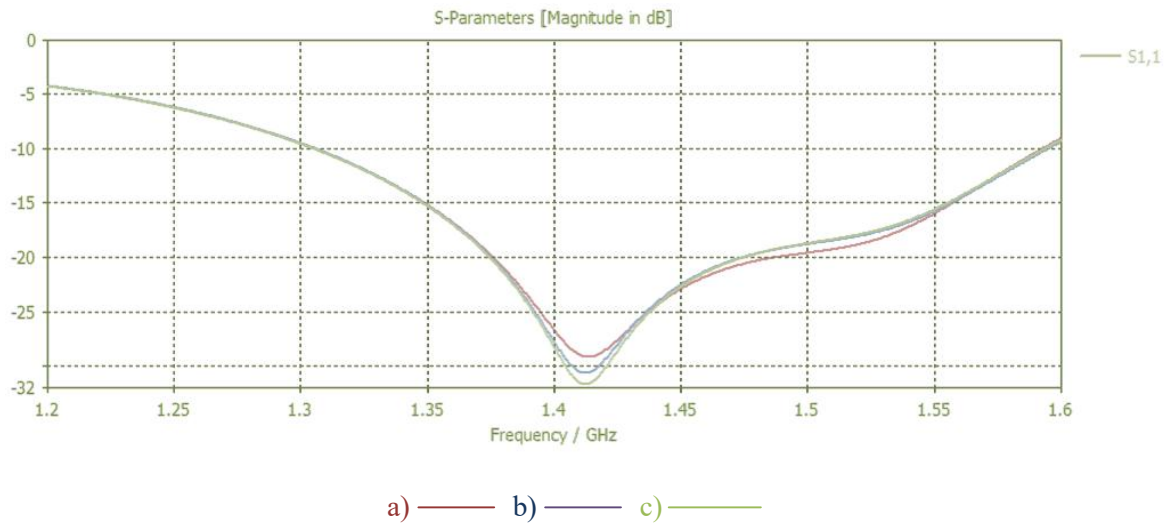


Figura 4.5 Parámetro S_{11} de la simulación paramétrica de la antena de parches del puerto 1 para los casos de dos bocados, cuatro bocados y sin bocados

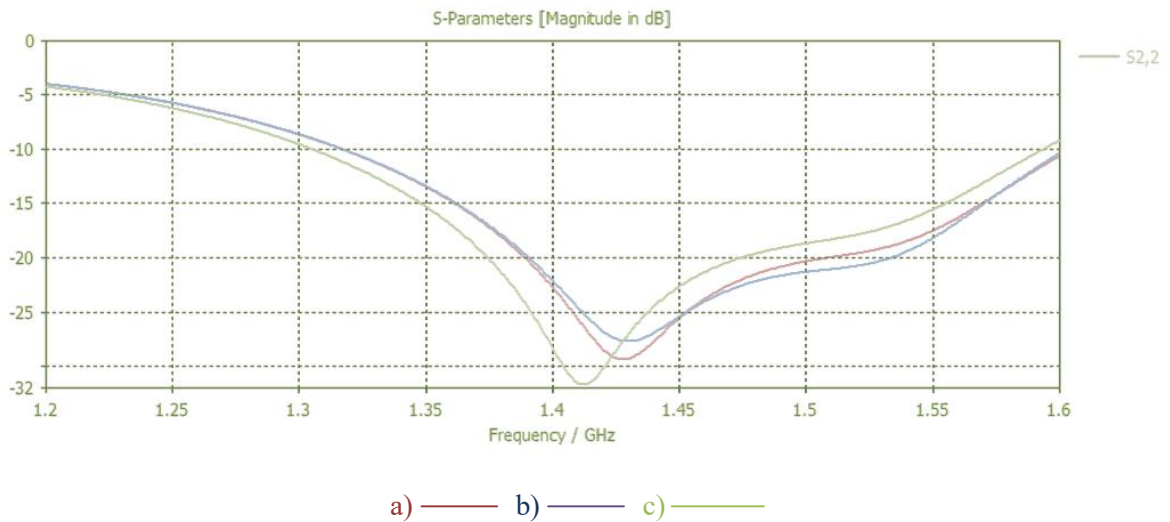


Figura 4.6 Parámetro S_{22} de la simulación paramétrica de la antena de parches del puerto 2 para los casos de dos bocados, cuatro bocados y sin bocados

5 Integración de la antena completa

En esta sección tiene lugar la integración de la antena completa. Para ello, se combinan los mejores modelos de las secciones 3.3.2 y 3.3.3 junto con la antena de parches desarrollada en la sección 4.

5.1 Verificación del centro de fase para integración

Para obtener unos resultados óptimos de la antena completa, la antena de parches de la sección 4 debe colocarse en el centro de fase de los mejores modelos de antenas con chokes vistas en las secciones 3.3.2 y 3.3.3. Mediante la herramienta CST se ha verificado el centro de fase de los cinco mejores modelos vistos en las secciones anteriores. El resultado de todos ellos se posicionaba en el origen de coordenadas de los ejes X e Y, situando el centro de fase en una altura del eje Z de en torno a 380 mm. Por este motivo, se ha decidido utilizar un único centro de fase para todos los modelos. Estas simulaciones se han realizado con la configuración de los puertos de la antena de parches de la sección 4.

Con el objetivo de verificar la adaptación del parámetro S_{11} para este centro de fase, se ha tomado el mejor modelo de la simulación pendientes lineales 1, y se ha realizado un estudio paramétrico de la variación de la altura de los parches en torno a ± 10 mm con respecto a la altura original que ofrece CST, más una simulación extra con los parches situados a 22 mm por encima de dicha altura, que es el límite físico de altura máxima para que los planos de masa de ambas antenas se mantengan en contacto.

A la vista de los resultados de la adaptación del parámetro S_{11} presentado en la Figura 5.1, se observa que los casos de mayor interés son la simulación nº10 (altura de parches + 8 mm) y la simulación extra al límite de altura de la antena (altura de parches + 22), debido a que la simulación nº10 tiene una adaptación aceptable a medias y altas frecuencias, y la simulación extra tiene las mejores prestaciones a bajas y medias frecuencias, pese a empeorar en las frecuencias superiores.

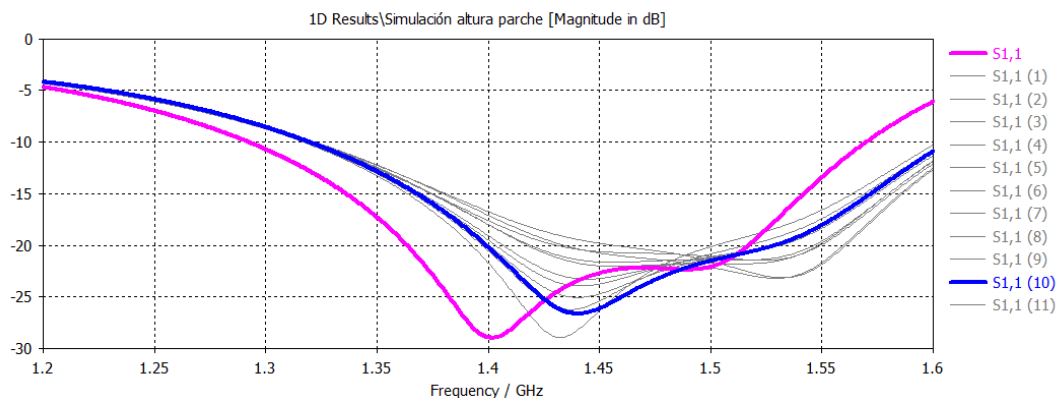


Figura 5.1 Parámetro S_{11} de la simulación paramétrica de la antena completa de la mejor versión de la pendiente lineal para pared interior constante y distintas alturas de la antena de parches

Para determinar cuál de los dos casos tiene las mejores prestaciones globales, se ha realizado la simulación de campo radiado para el modo fundamental TE_{11} , cuyos resultados se presentan en la Figura 5.2.

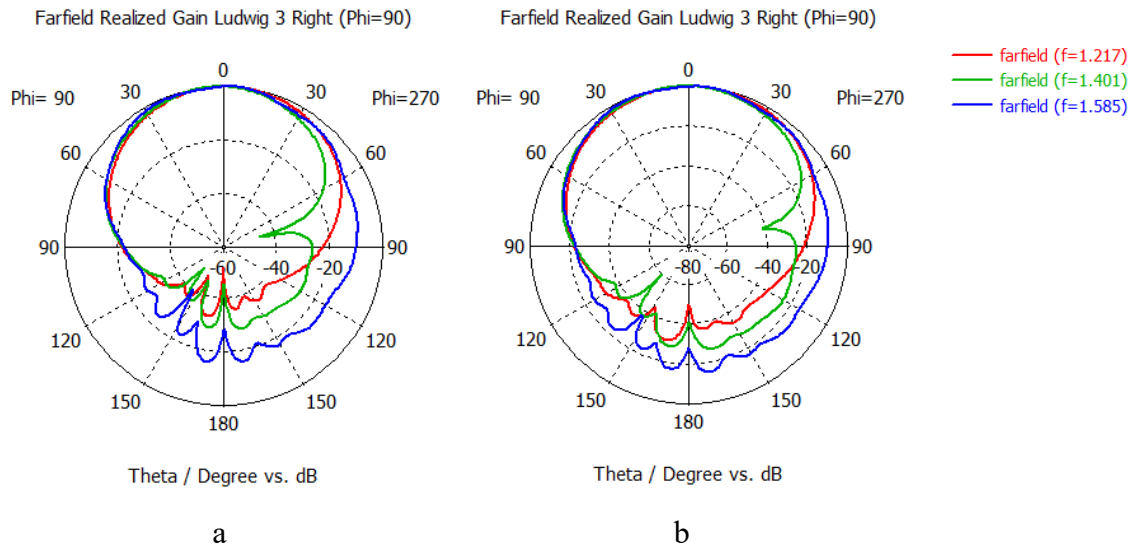


Figura 5.2 Diagrama de radiación normalizado copolar para altura de parches + 8 mm (a) y + 22 mm (b) para $\phi=90^\circ$ del modo fundamental TE_{11} de la mejor versión de la pendiente lineal para pared interior constante

A la vista de los resultados de esta simulación, se observa que el nulo de radiación del caso (b) para la frecuencia central no es tan pronunciado como el del caso (a). Por este motivo, para la integración de la antena completa en todos los modelos se toma la altura de parches de + 22 mm respecto al cálculo de CST del centro de fase (402.08 mm).

No obstante, la utilización de una única altura de antena de parches conlleva variaciones en el centro de fase para cada modelo que se presentan en la Tabla 5.1⁶.

Tabla 5.1 Estabilidad del centro de fase del modo fundamental TE_{11} para los cinco modelos de antenas completas

Frecuencia (GHz)	Estabilidad del centro de fase (mm) a)	Estabilidad del centro de fase (mm) b)	Estabilidad del centro de fase (mm) c)	Estabilidad del centro de fase (mm) d)	Estabilidad del centro de fase (mm) e)
1.217	< 4.38	< 5.76	< 7.16	< 1.46	< 6.41
1.401	< 6.18	< 4.94	< 3.42	< 7.63	< 4.73
1.585	< 6.86	< 6.1	< 7.52	< 2.3	< 9.09

A la vista de los resultados, se observa que la estabilidad del centro de fase es similar para las frecuencias inferior central, y empeora ligeramente para la frecuencia superior. El modelo que tiene mejores prestaciones a la frecuencia inferior es el de función coseno 1, a la frecuencia central el de pendientes lineales 3, y a la frecuencia superior el de función coseno 1. El modelo con mayor estabilidad es el de función coseno 1.

⁶ Donde a) es el mejor modelo de pendientes lineales 1, b) es el mejor modelo de pendientes lineales 2, c) es el mejor modelo de pendientes lineales 3, d) es el mejor modelo de función coseno 1 y e) es el mejor modelo de función coseno 2.

5.2 Resultados finales

En esta sección se presentan las simulaciones de los mejores modelos de las antenas con chokes de las secciones 3.3.2 y 3.3.3 junto con la antena de parches desarrollada en la sección 4, situada a una altura determinada en la sección anterior para todos los casos. Se realiza la simulación de campo radiado y del parámetro VSWR.

Para esta sección se ha modificado la configuración de la simulación. Los puertos situados en los conectores coaxiales se excitan de manera simultánea, aplicando un desfase de 90° al puerto 2, de tal forma que se consiga un ahorro del tiempo de simulación y un diagrama de campo radiado más simétrico que en la sección anterior. En esta sección se presentan los resultados de campo para el modo fundamental TE_{11} , puesto que la configuración de la simulación de excitación de puertos simultánea sólo tiene en cuenta el modo fundamental de propagación.

Los diagramas de campo están normalizados al valor de directividad copolar máximo de todos los casos, que es de 10.5 dB. El parámetro VSWR no es calculado por CST en este caso, sino que se obtiene mediante la herramienta de post procesamiento utilizando la conversión de los parámetros S_{11} a dicho parámetro con la explicación vista en Anexos A.

5.2.1 Campo radiado a $f = 1.217$ GHz

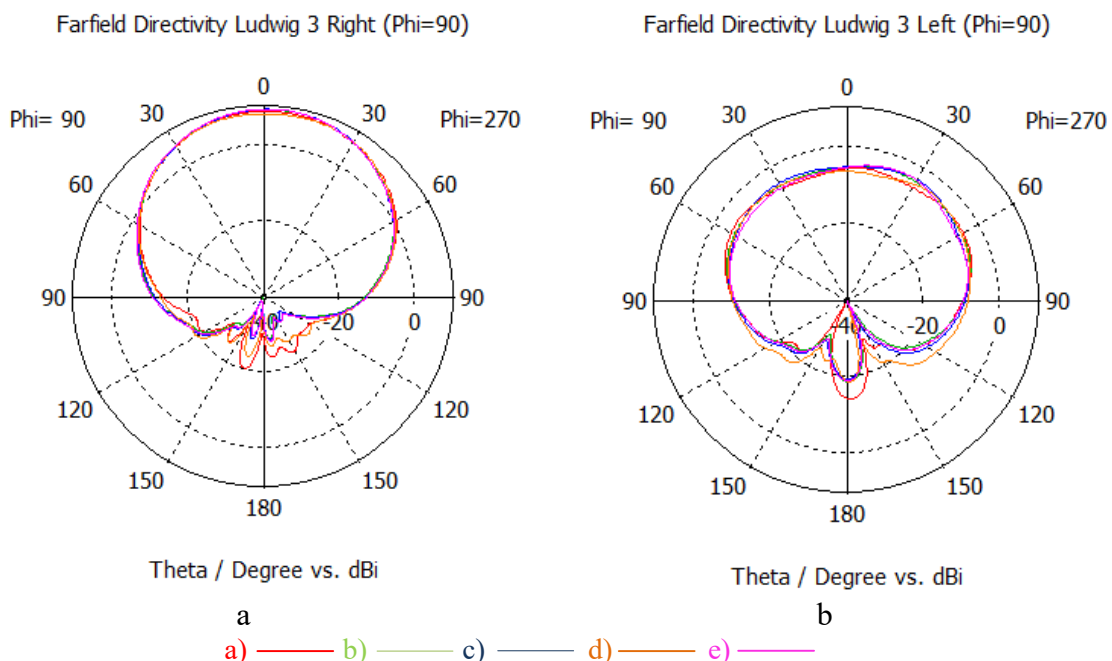


Figura 5.3 Diagrama de radiación normalizado copolar (a) y contrapolar (b) para $\phi=90^\circ$ del modo fundamental TE_{11} para los cinco modelos de antenas completas a la frecuencia de 1.217 GHz ⁷

⁷ Donde a) es el mejor modelo de pendientes lineales 1, b) es el mejor modelo de pendientes lineales 2, c) es el mejor modelo de pendientes lineales 3, d) es el mejor modelo de función coseno 1 y e) es el mejor modelo de función coseno 2.

5.2.2 Campo radiado a $f = 1.401$ GHz

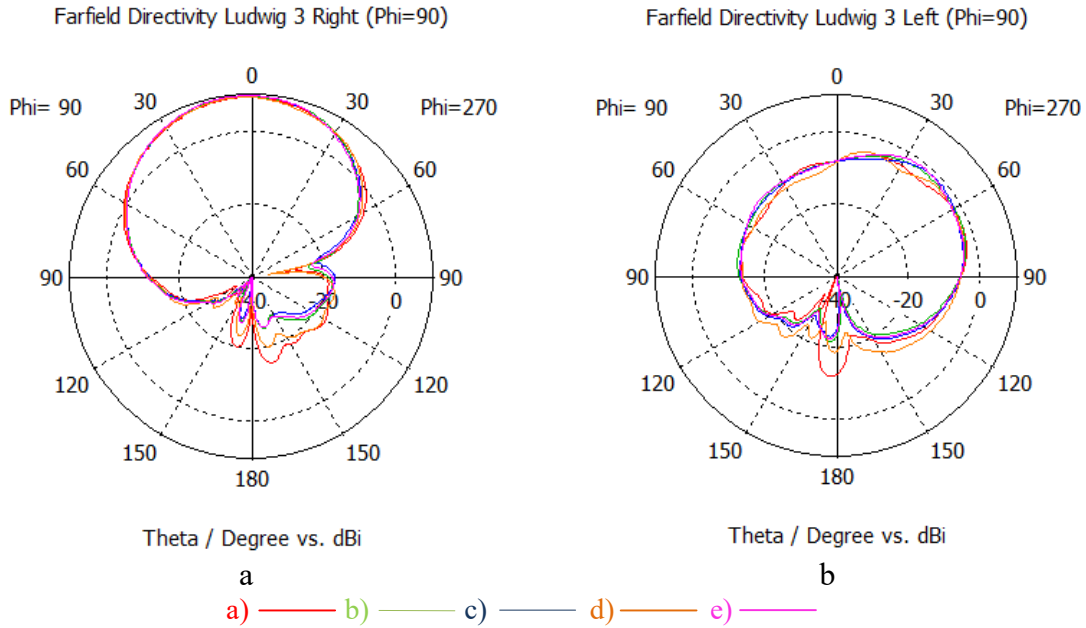


Figura 5.4 Diagrama de radiación normalizado copolar (a) y contrapolar (b) para $\phi=90^\circ$ del modo fundamental TE_{11} para los cinco modelos de antenas completas a la frecuencia de 1.401 GHz

5.2.3 Campo radiado a $f = 1.585$ GHz

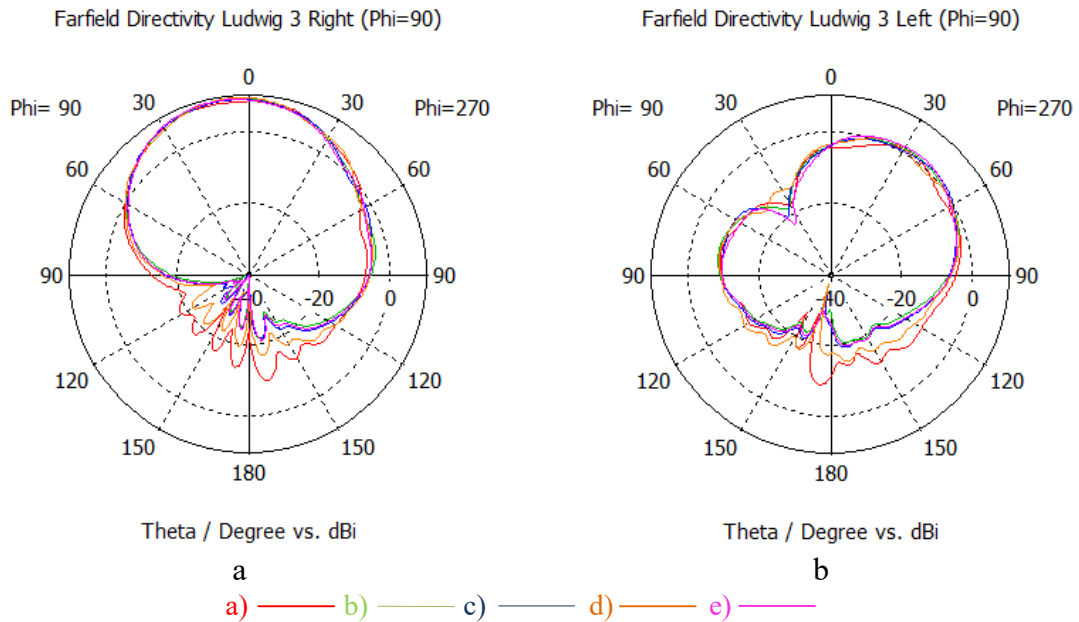


Figura 5.5 Diagrama de radiación normalizado copolar (a) y contrapolar (b) para $\phi=90^\circ$ del modo fundamental TE_{11} para los cinco modelos de antenas completas a la frecuencia de 1.585 GHz⁸

⁸ Donde a) es el mejor modelo de pendientes lineales 1, b) es el mejor modelo de pendientes lineales 2, c) es el mejor modelo de pendientes lineales 3, d) es el mejor modelo de función coseno 1 y e) es el mejor modelo de función coseno 2.

5.2.4 Fase a $f = 1.217$ GHz

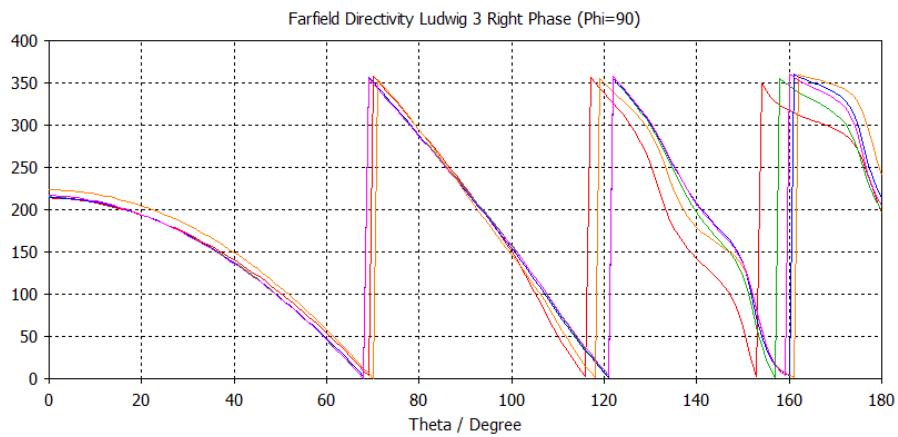


Figura 5.6 Fase de componente copolar $\phi=90^\circ$ del modo fundamental TE_{11} para los cinco modelos de antenas completas a la frecuencia de 1.217 GHz

5.2.5 Fase a $f = 1.401$ GHz

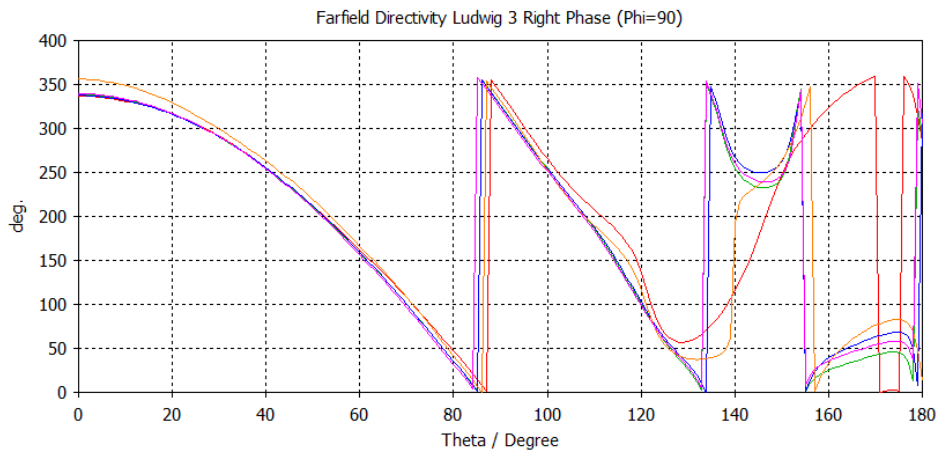


Figura 5.7 Fase de componente copolar $\phi=90^\circ$ del modo fundamental TE_{11} para los cinco modelos de antenas completas a la frecuencia de 1.401 GHz

5.2.6 Fase a $f = 1.585$ GHz

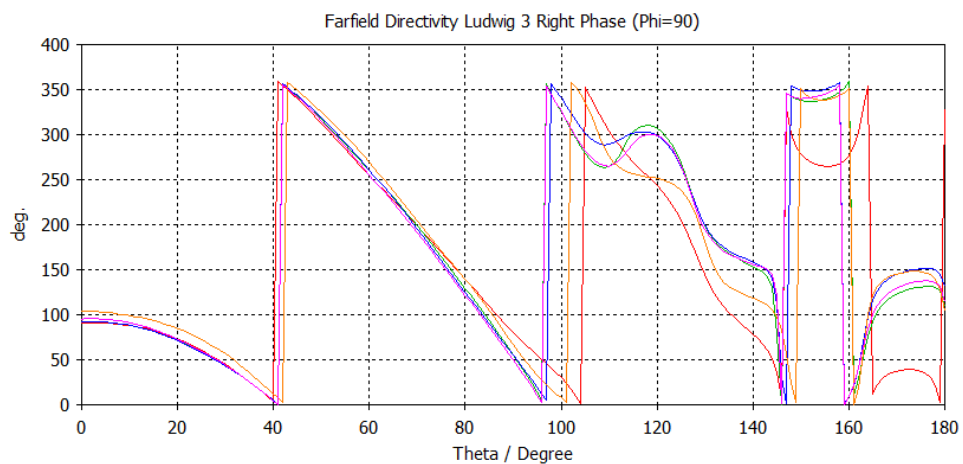


Figura 5.8 Fase de componente copolar $\phi=90^\circ$ del modo fundamental TE_{11} para los cinco modelos de antenas completas a la frecuencia de 1.585 GHz

5.2.7 VSWR

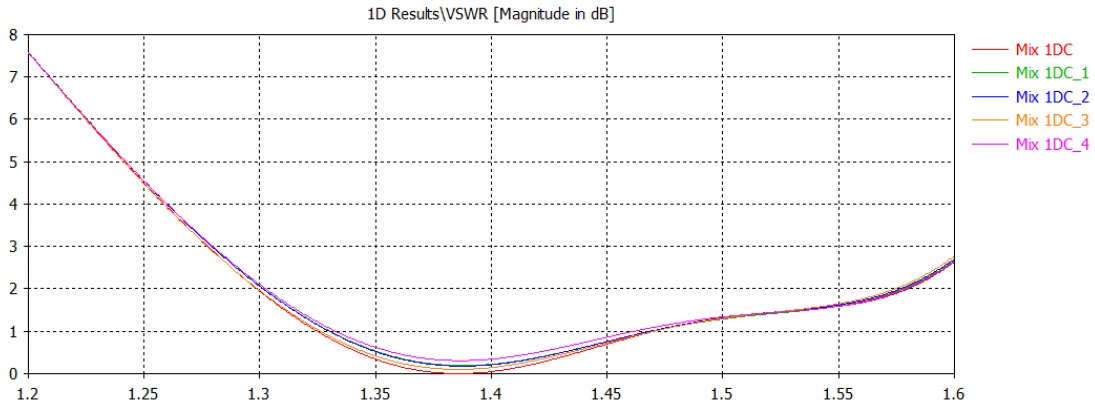


Figura 5.9 VSWR del modo fundamental TE_{11} para los cinco modelos de antenas completas

5.2.8 Eficiencias totales

Tabla 5.2 Eficiencias totales del modo fundamental TE_{11} para los cinco modelos de antenas completas

Frecuencia (GHz)	Eficiencia total a)	Eficiencia total b)	Eficiencia total c)	Eficiencia total d)	Eficiencia total e)
1.217	65.9%	66.43%	66.43%	66.1%	66.77%
1.401	97.75%	97.66%	97.67%	97.76%	97.66%
1.585	85.81%	86.3%	86.34%	86.2%	86.58%

Realizando una comparativa de resultados, se observa bastante similitud en los diagramas de radiación de los cinco modelos de antenas completas. Destaca visualmente que el modelo de pendientes lineales 1 es el que tiene mayor nivel de back-radiation⁹, seguido del modelo de función coseno 1.

A la frecuencia inferior de 1.127 GHz, se observa un diagrama de radiación copolar bastante simétrico para todos los modelos. A la frecuencia central de 1.401 GHz, el diagrama de radiación copolar empeora apareciendo un nulo en $\theta = -88^\circ$, que resulta muy pronunciado en los modelos de pendientes lineales 1 y función coseno 1, y se mitiga en el resto de modelos. Este nulo de radiación resulta perjudicial para los ángulos de inclinación de señal del horizonte de entre 0 y 5° , para el plano de la antena comprendido entre $\theta = 0$ a -180° . El motivo de este bajo nivel de copolar en esta región se produce por el efecto que tienen los conectores coaxiales sobre el diagrama de radiación total de la antena, aportando mayor nivel de contrapolar en esa región para la frecuencia central. A la frecuencia superior de 1.585 GHz, el diagrama de radiación copolar mejora debido a un notable aumento del nivel de señal en la región conflictiva que tenía lugar a la frecuencia central. Para la frecuencia superior, dicha región ofrece mejores prestaciones de señal respecto a la frecuencia inferior y central.

⁹ El nivel de back-radiation determina el nivel de señal que se propaga en sentido contrario a la dirección de propagación establecida mediante la alimentación de la antena con los conectores coaxiales

Analizando el diagrama de fase, el parámetro VSWR y las eficiencias totales, se observan unos resultados muy similares entre todos los modelos. En las fases, se aprecia una mayor inestabilidad para los modelos de pendientes lineales 1 y función coseno 1, produciéndose mayor distorsión de fase a la frecuencia superior. El nivel de VSWR es menor de 1.5 entre 1.32 a 1.54 GHz. En cuanto a las eficiencias totales, se observa que la peor eficiencia se produce a la frecuencia inferior (en torno al 66%), la eficiencia aumenta notablemente a la frecuencia central (en torno al 97%), y vuelve a disminuir para la frecuencia superior (en torno al 86%).

A la vista de los resultados presentados en estas secciones, se considera que el modelo de pendientes lineales 2 es el que ofrece mejores prestaciones, tanto a nivel de diagrama de radiación copolar, como a nivel de frente de fase, estabilidad del centro de fase y eficiencia total.

6 Conclusiones y trabajo futuro

6.1 Conclusiones

Las antenas con chokes estándar para estaciones de GPS se basan en su mayoría en una geometría 2D, y fundamentalmente están diseñadas para cubrir dos bandas de frecuencia (L1 y L2) de GPS. Se estudió que esta geometría conlleva un problema significativo, el efecto que las señales multi-camino tienen sobre las señales deseadas causando interferencias [2]. Por otro lado, la actualización de los sistemas GNSS como el GPS y el GLONASS [4], el despliegue de los sistemas de aumento como el WASS, el EGNOS y el MFSAS, y los sistemas emergentes como el Galileo, el COMPASS y el QZSS exigen que los modelos de antenas de GPS se diseñen para cubrir un mayor rango de bandas de frecuencias. Por estos motivos, en este TFG se realizó una propuesta de diseño de antenas con chokes 3D que mitigase el efecto de las señales multi-camino y cubriese la demanda de los sistemas actuales para navegación GPS.

Para ello se tomó como referencia un modelo de bocina con chokes con gran pureza de polarización y baja componente contrapolar en la banda X, cuyo diseño de chokes con ángulo invertido podía coincidir con las antenas con chokes que mitigaban el efecto multi-camino con una buena estabilidad del centro de fase.

A partir del diseño inicial, se realizó el estudio del impacto de la geometría 3D respecto a una serie de parámetros. Inicialmente se parametrizó el ancho de los chokes, para posteriormente realizar un estudio paramétrico de las pendientes lineales que formaban los chokes, así como la disposición de la envolvente que formaban los chokes según la función coseno, respetando para cada caso la pared interior o exterior del choke. Se comprobaron los resultados del parámetro S_{11} para cada modelo, observando que en todos los casos la adaptación era mayor para frecuencias altas, y se producían diferencias de pocos dB entre cada modelo.

Se realizaron simulaciones de campo radiado para el modo fundamental TE_{11} y el primer modo superior TM_{01} sobre los mejores casos de las simulaciones anteriores. De todas ellas se comprobó que los resultados entre cada modelo seguían siendo muy similares, obteniendo para el TE_{11} buenos valores de directividad copolar, ancho de haz, estabilidad de fase y eficiencia total, reduciéndose la mitad de directividad para el TM_{01} , y de manera menos significativa el ancho de haz y eficiencia, con mejores valores de componente contrapolar para este modo.

Como elemento radiante de la antena se decidió utilizar una antena de parches circulares apilados, a partir de las dimensiones del diámetro interior de la guía circular de la antena. Se decidió utilizar una arquitectura de cuatro parches apilados con el objetivo de mejorar el ancho de banda de la señal [19]. Se parametrizaron sus dimensiones y el uso de bocados en la antena, concluyendo que la mejor adaptación del parámetro S_{11} se producía sin el uso de bocados. Como alimentación de la antena de parches se utilizaron

dos conectores coaxiales de 50Ω dispuestos ortogonales y con un desfase de 90° , con el objetivo de conseguir una polarización circular a derechas.

Finalmente se evaluó el diagrama de radiación de la antena completa para los cinco mejores modelos de antenas con chokes obtenidos en las simulaciones anteriores, junto con el mejor modelo de la antena de parches circulares. Se observaron diagramas de directividad copolar muy parecidos, con un nulo de radiación a la frecuencia central a una inclinación para señales del horizonte de entre 0 y 5° . Este nulo era más pronunciado para el primer modelo de pendiente lineal y para el primer modelo de la función coseno, mitigándose la caída abrupta de señal para las demás simulaciones. Para la frecuencia inferior y superior el diagrama de directividad copolar era más simétrico, en el que no aparecía dicho nulo. El comportamiento de los diagramas de radiación está condicionado por el efecto que tienen los conectores coaxiales sobre la simetría del diagrama, pues en la región en la que se encuentran es en la que se produce la caída de señal a la frecuencia intermedia, y un aumento de nivel de señal a la frecuencia superior respecto a las frecuencias inferior e intermedia.

El frente de fase en todos los modelos optimizados en este trabajo se mantiene estable en el rango θ comprendido entre $\pm 40^\circ$ respecto a la dirección de máxima ganancia (0°). En comparación con los modelos comerciales, se comprobó que el requisito de VSWR se cumple en una banda de frecuencia central inferior a 1.5 entre 1.32 a 1.54 GHz. La VSWR empeora en L1 significativamente y ligeramente en L2. Este resultado está limitado por el comportamiento del elemento radiante seleccionado, que por falta de tiempo no se pudo comparar con otros diseños, así como completar su optimización.

La estabilidad del centro de fase de todos los modelos es similar a las frecuencias inferior y central, donde hay variaciones de entre 1.46 y 7.63 mm, y ligeramente peor para la frecuencia superior, donde hay variaciones de entre 2.3 y 9.09 mm. Entre cada modelo hay ligeras variaciones, siendo el modelo con mayor estabilidad del centro de fase el de función coseno 1, y el más inestable el de función coseno 2. Se observa que frente a los modelos comerciales de antenas de GPS, el mejor requisito obtenido para toda la banda es de < 6.1 mm frente a los < 2 mm de las especificaciones comerciales.

Las eficiencias totales de los modelos de antena completa disminuyeron respecto al modelo de la antena sin parches, obteniendo la mayor eficiencia total a la frecuencia intermedia, seguida de la frecuencia superior, y posteriormente la inferior. De todos los modelos estudiados, se consideró que el modelo de pendientes lineales 2 era el que tenía mejores prestaciones, aunque con diferencias poco significativas en los diagramas de directividad copolar, estabilidad del frente de fase, eficiencias totales y VSWR respecto al de pendientes lineales 3.

6.2 Trabajo futuro

En este TFG se ha realizado el diseño de la antena con chokes de manera independiente al diseño de la antena de parches como elemento radiante. Una línea de investigación futura puede ser el diseño conjunto de las corrugaciones de choke junto con la arquitectura del elemento radiante, para poder observar el impacto conjunto de ambos elementos sobre la adaptación del parámetro S_{11} y los diagramas de radiación.

Se plantea la implementación de otros elementos radiantes para mejorar las prestaciones de la antena, así como la implementación de una alimentación en guía de onda circular quad-ridge que permita la sustitución del elemento radiante. Cualquiera de las soluciones futuras deberá aportar mayor simetría en radiación, mejor adaptación en todo el ancho de banda de los sistemas actuales de posicionamiento y navegación por satélite, así como las pérdidas de retorno y su relación axial.

Referencias

- [1] J.-L. Desvilles, "Radiating horns with low crosspolarisation over a large bandwidth," *Annales des Télécommunications*, vol. 44, no. 9-10, pp. 523-527, 1989.
- [2] W. Kunysz, "A Three Dimensional Choke Ring Ground Plane Antenna," NovAtel Inc.
- [3] Thales. "Choke Ring Antenna". [Online]. www.thalesgroup.com/navigation
- [4] M. V. Pérez de Vargas. La señal GNSS.
- [5] D. A. García Álvarez, "Sistema GNSS (Global Navigation Satellite System)," Escuela Politécnica Superior, UAM, Madrid, Proyecto de Fin de Carrera, 2008.
- [6] J. A. Fernández Montaña, "Polarización Circular. Antenas para trabajar satélites en VHF y UHF," *Unión de Radioaficionados Españoles*, Jul. 2006.
- [7] "Reduce cross polarization in reflector type antennas," *Microwaves*, pp. 48-51, Mar. 1978.
- [8] J. L. Volakis, *Antenna Engineering Handbook*.
- [9] T. A. Milligan, *Modern Antenna Design*. Hoboken, New Jersey: John Wiley & Sons, Inc., 2005.
- [10] "Choke Ring Theory". [Online]. <http://javad.com/jns/index.html?jns/technology/Choke%20Ring%20Theory.html>
- [11] Leica. Leica Spider hardware. Datos Técnicos. [Online]. www.leica-geosystems.com
- [12] NovAtel. Antennas GNSS-750. [Online]. www.novatel.com/products/gnss-antennas/fixed-reference-gnss-antennas/gnss-750/
- [13] Trimble. Trimble GNSS Geodetic Antennas. [Online]. www.trimble.com
- [14] 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.
- [15] Exelis Inc. "DM C146 Series GPS Antenna".
- [16] NovAtel. "Antennas GPS-701-GG & GPS-702-GG".

- [17] 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
- [18] 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.
- [19] 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.
- [20] J. A. Ruiz Cruz, *Apuntes de la Asignatura Medios de Transmisión*. Escuela Politécnica Superior, UAM, Madrid, 2012.
- [21] Marki Microwave, "Return Loss to VSWR Conversion Table".
- [22] S. Magdaleno, "El impacto de la ionosfera en la navegación por satélite," Jornada Técnica sobre Clima Espacial II, GMV, 2012.

Anexos

A. Fundamentos de las antenas

a. Impedancia de entrada y coeficiente de reflexión en la línea de transmisión

La impedancia de entrada de una antena se define como la relación entre la tensión y la corriente en sus terminales de entrada [19], la cual se descompone en parte real (resistencia) y parte imaginaria (reactancia):

$$Z_{in} = \frac{V_{in}}{I_{in}} = R_a + jX_a \quad (2)$$

donde Z_{in} es la impedancia de entrada de la antena [Ω], V_{in} es la tensión de entrada de la antena [V], I_{in} es la corriente de entrada de la antena [A], R_a es la parte real de la impedancia (resistencia) y X_a es la parte imaginaria de la impedancia (reactancia).

La impedancia de entrada en una línea de transmisión sin pérdidas se puede expresar:

$$Z_{in} = Z_0 \frac{Z_L + Z_0 * \tanh \beta d}{Z_0 + Z_L * \tanh \beta d} \quad (3)$$

donde Z_{in} es la impedancia de entrada de la línea de transmisión [Ω], Z_0 es la impedancia intrínseca de la línea [Ω], Z_L es la impedancia de carga de la línea [Ω], β es la constante de fase [1/m], d es la distancia desde la línea desde la entrada a la carga [m].

El coeficiente de reflexión en un cierto punto (A) de la antena se define como la relación que hay entre la onda reflejada y la incidente de tensión y de corriente [19] [20] en dicho punto. Este coeficiente también viene determinado en una línea de transmisión por la relación que hay entre la impedancia vista en un punto del circuito y su impedancia intrínseca de la línea:

$$\rho_A = \frac{V^-(A)}{V^+(A)} = \frac{-I^-(A)}{I^+(A)} = \frac{Z_A - Z_0}{Z_A + Z_0} \quad (4)$$

donde ρ_A es el coeficiente de reflexión en el punto A, $V^-(A)$ es la tensión reflejada en el punto A [V], $V^+(A)$ es la tensión incidente en el punto A [V], $-I^-(A)$ es la corriente reflejada en el punto A [A], $I^+(A)$ es la corriente incidente en el punto A [A], Z_A es la impedancia vista en el punto A [Ω] y Z_0 es la impedancia intrínseca de la línea [Ω].

Particularizando la Ecuación (3) para una distancia d conocida en longitudes de onda se pueden obtener expresiones de la impedancia de entrada simplificadas:

$$Z_{in}|_{d=\frac{n1*\lambda}{4}} = \frac{Z_0^2}{Z_L}; Z_{in}|_{d=\frac{n2*\lambda}{4}} = Z_L \quad (5)$$

donde Z_{in} es la impedancia de entrada de la línea de transmisión [Ω], d es la distancia desde la línea desde la entrada a la carga [m], λ es la longitud de onda [m], Z_0 es la impedancia intrínseca de la línea [Ω], Z_L es la impedancia de carga de la línea [Ω], $n1$ es un número entero impar, y $n2$ es un número entero impar.

Mediante la Ecuación (5) resulta sencillo determinar la impedancia de entrada de un determinado punto de la antena. Como ejemplo práctico, si $d = \frac{n1*\lambda}{4}$ y $Z_L = 0$, la impedancia de entrada de un determinado punto es infinito.

b. Parámetros S y VSWR

El comportamiento electromagnético de una antena se puede formular como una red de n puertos, en la que en cada puerta hay una de potencia entrante a_i al circuito y otra onda de potencia saliente b_i del circuito [20]. Cada onda está asociada a un plano de referencia t_i o puerto con impedancia de referencia Z_{0i} como se presenta en la Figura 0.1.

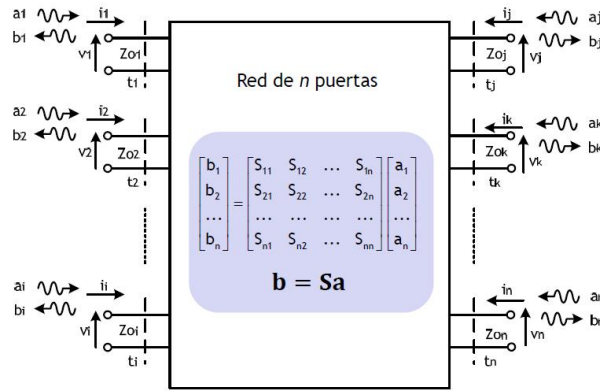


Figura 0.1 Matriz de parámetros S [20]

Las ondas de potencia se definen como:

$$a_i = \frac{v_i + Z_{0i} * i_i}{\sqrt{8 * Re[Z_{0i}]}}; b_i = \frac{v_i - Z_{0i}^* * i_i}{\sqrt{8 * Re[Z_{0i}]}} \quad (6)$$

donde a_i es la onda de potencia entrante al circuito, b_i es la onda de potencia saliente del circuito, Z_{0i} es la impedancia de referencia del puerto i [Ω], v_i es la tensión del puerto i [V], i_i es la corriente del puerto i [A].

Los parámetros S relacionan las ondas de potencia entrantes y salientes de la red, teniendo en cuenta el cortocircuito en otra puerta de la red distinta a la considerada por dicho parámetro. Según los puertos que relacione el parámetro S, se distinguen dos casos:

$$S_{ii} = \frac{b_i}{a_i} |_{a_{k=0}, k \neq i}; \quad S_{ji} = \frac{b_j}{a_i} |_{a_{k=0}, k \neq i} \quad (7)$$

Según estos dos casos, se puede distinguir entre pérdidas de retorno y pérdidas de inserción:

$$\text{Pérdidas de retorno [dB]} = -20 \log_{10} |S_{ii}| \quad (8)$$

$$\text{Pérdidas de inserción [dB]} = -20 \log_{10} |S_{ji}| \quad (9)$$

El parámetro VSWR (Voltage Standing Wave Ratio) se puede obtener a partir de las pérdidas de retorno [21]:

$$VSWR = \frac{1 + 10^{\left(\frac{-\text{Pérdidas de retorno}}{20}\right)}}{1 - 10^{\left(\frac{-\text{Pérdidas de retorno}}{20}\right)}} \quad (10)$$

c. Polarización de campo

La polarización del campo radiado por una antena es la polarización del campo eléctrico radiado en la dirección de máxima radiación [19]. 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.

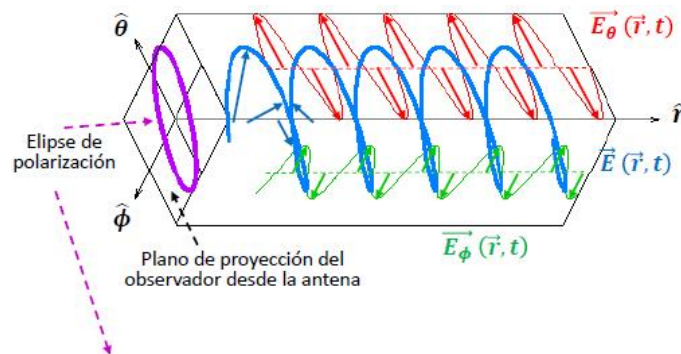


Figura 0.2 Polarización de campo radiado [19]

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

$$AR = \frac{OA}{OB} \quad (11)$$

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 ($\Delta\varphi > 0$).

d. Ganancia, eficiencia y centro de fase

La ganancia directiva de una antena es la relación que hay entre su intensidad de radiación en cada dirección del espacio y la de una antena isotrópica que radiase la misma potencia total [19]. También puede expresarse en función de la potencia radiada. La directividad D_0 se define como la ganancia directiva en la dirección de máxima radiación.

$$D(\theta, \varphi) = \frac{U(\theta, \varphi)}{U_{iso}} = 4\pi \frac{U(\theta, \varphi)}{P_{rad}} \quad (12)$$

donde $D(\theta, \varphi)$ es la ganancia directiva que se puede convertir a unidades logarítmicas [dBi], $U(\theta, \varphi)$ es la intensidad de radiación de la antena [W], U_{iso} es la intensidad de radiación de la antena isotrópica [W], P_{rad} es la potencia radiada de la antena [W].

La ganancia de potencia es la relación que hay entre la intensidad de radiación de una antena en cada dirección del espacio y la de una antena isotrópica que aceptase la misma potencia entregada. La ganancia máxima G_0 es el valor de la ganancia de potencia en la dirección de máxima radiación.

$$G(\theta, \varphi) = \frac{U(\theta, \varphi)}{P_{ent}} \quad (13)$$

donde $G(\theta, \varphi)$ es la ganancia de potencia que se puede convertir a unidades logarítmicas [dBi], $U(\theta, \varphi)$ es la intensidad de radiación de la antena [W], P_{ent} es la potencia radiada de la antena [W].

La eficiencia de radiación se define como:

$$\zeta_{rad} = \frac{P_{rad}}{P_{ent}} = \frac{G_0}{D_0}$$

La eficiencia de total evalúa todos los tipos de pérdidas que se producen en la antena:

$$\zeta_{tot} = \zeta_{adap} * \zeta_{disc,c} * \zeta_{disc,d}$$

donde ζ_{rad} es la eficiencia total de la antena, ζ_{adap} es la eficiencia de adaptación que evalúa la pérdida de eficiencia por desadaptación entre la potencia que genera la antena y la potencia que entrega $\zeta_{adap} = \frac{P_{ent}}{P_{dg}}$, $\zeta_{disc,c}$ es la eficiencia de conductores que evalúa las pérdidas en los conductores que la forman, $\zeta_{disc,d}$ es la eficiencia de dieléctricos que evalúa las pérdidas en los dieléctricos que la forman.

El centro de fase de una antena de bocina se puede interpretar como el origen de su radiación. Si la bocina tiene una fase constante en su apertura, su error de fase es nulo en cualquier punto del lóbulo principal situado en la esfera $R = cte$.

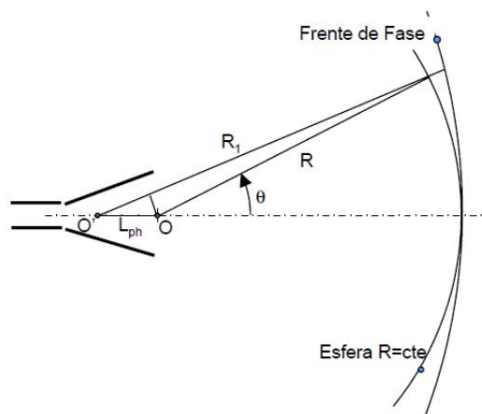


Figura 0.3 Centro de fase en una antena de bocina [19]

B. Guías de onda

Una guía de onda es un medio de transmisión guiado por soporte físico [20], cerrado por un conductor que contiene en su interior uno o varios materiales dieléctricos a través de los cuales se propagan las ondas electromagnéticas. Para este TFG se utilizarán guías de onda circulares y coaxiales.

Los modos de transmisión propagados a través de la guía de onda se clasifican en:

- a) Modo Transversal Eléctrico (TE): modo de transmisión cuya componente de campo eléctrico longitudinal es nula.
- b) Modo Transversal Magnético TM: modo de transmisión cuya componente de campo magnético longitudinal es nula.
- c) Modo Transversal Electromagnético (TEM): modo de transmisión cuyas componentes de campo eléctrico y magnético longitudinales son nulas. Tienen lugar en medios de transmisión de dos o más conductores.
- d) Modos Híbridos (HE, EH): modo de transmisión cuyas componentes de campo eléctrico y magnético longitudinales no son nulas.

La longitud de onda de una guía viene determinada por la Ecuación (14):

$$\lambda_g = \frac{1}{\epsilon_r} \frac{\lambda_0}{\sqrt{1 - \left(\frac{f_c}{f}\right)^2}} \quad (14)$$

donde λ_g es la longitud de onda de la guía [m]; ϵ_r es la constante dieléctrica de la guía [F/m]; λ_0 es la longitud de la onda electromagnética [m]; f_c es la frecuencia de corte del modo de transmisión correspondiente [Hz]; f es la frecuencia de trabajo [Hz].

Cuya frecuencia de guía asociada es:

$$f_g = \frac{c_0}{\lambda_g \sqrt{\epsilon_r}} \quad (15)$$

donde f_g es la frecuencia de corte de la guía [Hz]; ϵ_r es la constante dieléctrica de la guía [F/m]; c_0 es la velocidad de la luz en el vacío [m/s]; λ_g es la longitud de onda de la guía [m]; ϵ_r es la constante dieléctrica de la guía [F/m].

a. Guía de onda circular

Los modos de transmisión de la guía de onda circular se obtienen mediante la resolución de la ecuación de Helmholtz y las condiciones de contorno, además de la obtención de los ceros de las funciones de Bessel [20].

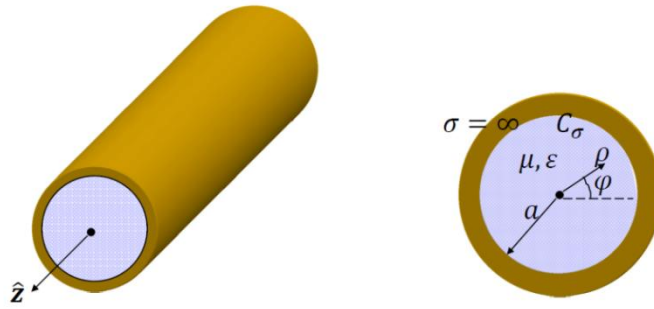


Figura 0.4 Guía de onda circular

Los ceros obtenidos de las funciones de Bessel sirven para determinar la frecuencia de corte de cada modo. La frecuencia de corte para los modos TE viene determinada por la Ecuación (16), y para los modos TM por la Ecuación (17).

$$f_c|_{TE_{mn}} = \frac{p'_{mn}}{2\pi a \sqrt{\mu\epsilon}} \quad (16)$$

donde $f_c|_{TE_{mn}}$ es la frecuencia de corte del modo TE_{mn} [Hz]; p'_{mn} es el enésimo cero de la función de Bessel; a es el radio interior de la guía [m]; μ es la permitividad magnética de la guía [H/m]; ϵ es la constante dieléctrica de la guía [F/m].

$$f_c|_{TM_{mn}} = \frac{p_{mn}}{2\pi a \sqrt{\mu\epsilon}} \quad (17)$$

donde $f_c|_{TM_{mn}}$ es la frecuencia de corte del modo TM_{mn} [Hz]; p_{mn} es el enésimo cero de la función de Bessel; a es el radio interior de la guía [m]; μ es la permitividad magnética de la guía [H/m]; ϵ es la constante dieléctrica de la guía [F/m].

Un resumen de los valores de los ceros para los modos TE y TM de la guía de onda circular vienen reflejados en la Figura 0.5.

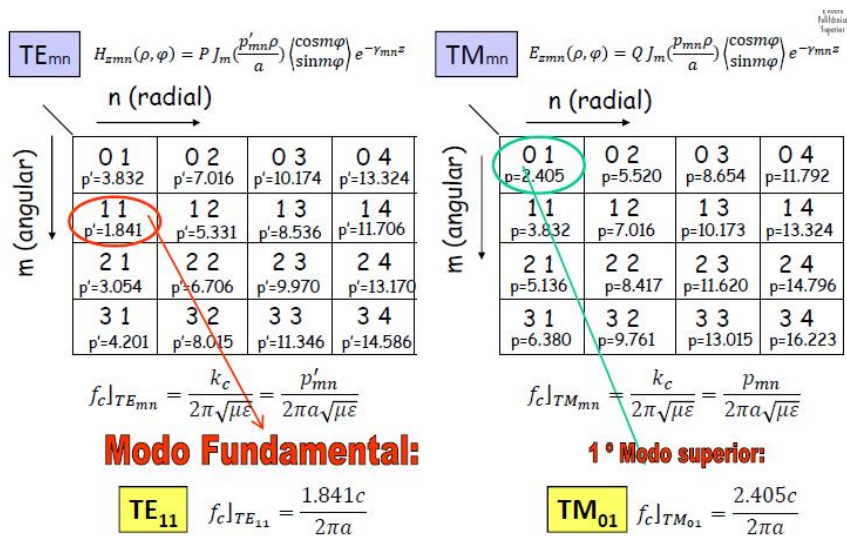


Figura 0.5 Valores de ceros de la función de Bessel para los modos TE y TM de la guía circular

El modo fundamental de la guía de onda circular es el TE_{11} . Dicho modo está formado por dos modos perpendiculares degenerados, obtenidos de la función coseno y seno respectivamente (ver Figura 0.6).

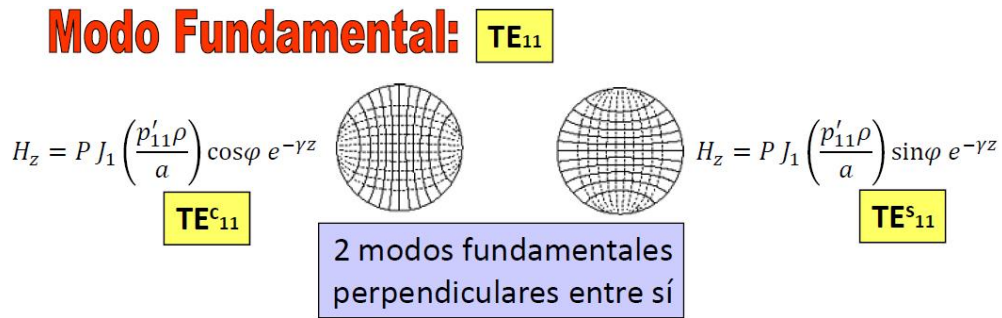


Figura 0.6 Modos degenerados del TE_{11} de la guía de onda circular

b. Guía de onda coaxial

Los modos de transmisión de la guía de onda circular se obtienen mediante la resolución de la ecuación de Helmholtz y las condiciones de contorno [20].

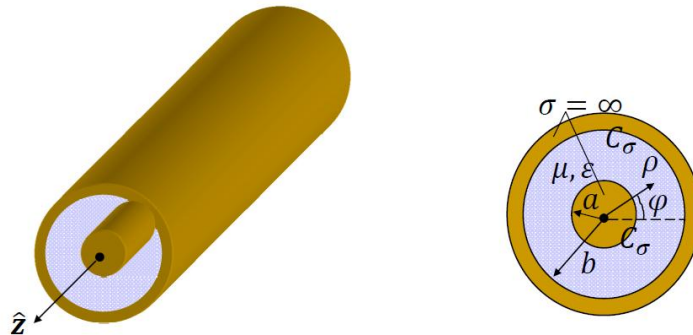


Figura 0.7 Guía de onda coaxial

Tras dicho desarrollo, se obtienen infinitas soluciones de los modos TE_{mn} y TM_{mn} , siendo el modo fundamental el TEM cuya frecuencia de corte es 0. El primer modo superior es el TE_{11} , cuya frecuencia de corte viene determinada por la Ecuación (18).

$$f_c|_{TE_{11}} \approx \frac{c_0}{\pi(a+b)} \quad (18)$$

donde $f_c|_{TE_{11}}$ es la frecuencia de corte del modo TE_{11} [Hz]; c_0 es la velocidad de la luz en el vacío [m/s]; a es el radio interior de la guía [m]; b es el radio exterior de la guía [m].

C. Antenas de parche circulares

Las antenas de parche circulares poseen como modos de propagación los modos TM [19]. El modo fundamental es el TM_{110} . Las frecuencias de corte se pueden calcular mediante la Ecuación (19):

$$f_{c,mnp} = \frac{c_0}{2\pi\sqrt{\epsilon_r}} * \frac{\chi'_{mn}}{a_{efec}} \quad (19)$$

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.

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 0.1 Comparativa de prestaciones de los sistemas GNSS: GPS, GLONASS y Galileo [5]

	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 0.2 Comparativa de frecuencias de los sistemas GNSS: GPS, GLONASS y Galileo [5]

	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 [5].
- 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 [4].

E. Modelos comerciales de antenas de GPS

En esta sección se presenta la comparativa de los modelos comerciales de antenas de GPS de Thales [3], Leica [11], NovAtel [12] y Trimble [13].

Tabla 0.3 Comparativa de los modelos comerciales de antenas de GPS de Thales [3] [15], Leica [11], NovAtel [12] y Trimble [13]

	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
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