

upna
Universidad
Pública de Navarra



UNIVERSIDAD PÚBLICA DE NAVARRA

ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR DE INGENIEROS INDUSTRIALES Y DE
TELECOMUNICACIÓN

DESIGN OF QUAD BAND X/KA COAXIAL HORN ANTENNA AND FEED CHAIN FOR SATELLITE COMMUNICATIONS

TRABAJO FIN DE GRADO EN INGENIERÍA EN
TECNOLOGÍAS DE TELECOMUNICACIÓN

Departamento de Ingeniería Eléctrica y Electrónica

Alumno:

Iker Gómez López

Tutor:

Jorge Teniente Vallinas

Lugar y Fecha de la Defensa:

Pamplona, 27 de Junio de 2015

Agradecimientos

Me gustaría agradecer a varias personas y entidades la oportunidad que se me ha brindado con este Trabajo Fin de Grado en empresa, así como la ayuda que se me ha facilitado para poder realizarlo satisfactoriamente.

En primer lugar, agradecer a mi tutor, el Dr. Jorge Teniente Vallinas por todos los conocimientos del campo de las comunicaciones por satélite y el diseño y fabricación de antenas de bocina que me ha aportado, pero sobre todo por la paciencia que ha tenido a la hora de enseñarme los conceptos teóricos más complejos que han tenido lugar en este proyecto, así como todas las dificultades que se han afrontado para poder obtener los resultados finales mostrados en este documento.

En segundo lugar, agradecer también a todo el equipo de Anteral S.L., empresa donde se ha realizado este Trabajo Fin de Grado, por facilitar sus instalaciones, personal y conocimientos en este campo de estudio, ya que han hecho posible realizar este proyecto de la mejor forma posible y en muy buena compañía. En especial me gustaría agradecer su gran colaboración, paciencia y predisposición al CTO de Antenas de la empresa, Aitor Martínez Agoues, pieza fundamental en este proyecto por todo el tiempo que ha invertido en ayudarme. También quisiera agradecer al CEO de la empresa, Gonzalo Crespo López, por el interés que ha mostrado en el desarrollo de este proyecto y todas las veces que se ha pasado por la oficina preguntando cómo progresaba todo o si necesitaba algo.

Agradecer también a mi compañero de prácticas en empresa, Rubén Caballero Nagore, por el apoyo mutuo que nos hemos dado durante estos meses de trabajo, tanto en labores técnicas de diseño, optimización y redacción como los buenos momentos que hemos podido compartir en estas prácticas en empresa.

Por último, me gustaría agradecer a la Universidad Pública de Navarra y a la Fundación Universidad – Sociedad por hacer posible que estudiantes como yo podamos realizar nuestro Trabajo Fin de Grado en una empresa y podamos comenzar de este modo nuestra actividad profesional lo antes posible, ayudándonos a valorar y aprender todos los temas ajenos a la teoría aportada en el Grado que también son importantes en la vida profesional.

Resumen

En este Trabajo Fin de Grado se presenta el proceso de diseño, simulación y optimización de un sistema de comunicaciones por satélite que trabaja simultáneamente en las bandas frecuenciales X y Ka con doble polarización lineal. La solución que se propone está destinada a la nueva generación de sistemas satelitales, y está compuesta por una antena de bocina corrugada coaxial que implementa corrugaciones axiales y radiales junto a un sistema de alimentación compuesto por un OMTJ coaxial y cuatro ramas de guía de onda rectangular precedido por un compacto polarizador OMT en las entradas de cada una de las bandas para permitir disponer de doble polarización lineal. En la parte interior de la bocina corrugada se encuentra una antena spline muy compacta específicamente diseñada para permitir que el sistema trabaje simultáneamente en ambas bandas frecuenciales, haciendo el sistema ideal para aplicaciones satelitales. El diseño se presenta junto a un largo proceso de optimización de todo el conjunto, procedimiento no recogido en la literatura hasta la fecha en este tipo de estructuras y que permite obtener unas mejores prestaciones.

Abstract

This Degree Final Project presents the design, simulation and optimization process of a X/Ka quad band dual polarization system for satellite communications. The solution proposed is focused in the next generation satellite systems, and it is composed for a coaxial horn antenna developed with axial and radial corrugations with a complete feed chain formed by a coaxial OMTJ, four rectangular waveguide branches and a compact OMT polarizer in each of the signal inputs in order to allow the desired dual polarization. In the inner part of the corrugated horn antenna a very compact spline antenna has been located to perform the higher frequency band at the same time, making this system ideal for satellite communications. The design is presented with a very complex optimization process of the structure as a whole in order to achieve better results than an individual optimization, process which has not been explored in the literature in this kind of structures.

Palabras Clave

Antena de bocina, antena corrugada, antena spline, antena de bocina coaxial, comunicaciones por satélite, OMT, OMTJ, polarizador, doble polarización lineal, septum, microondas, doble banda frecuencial, dual band, quad band, simulación, optimización, Mician uWave, ANSYS HFSS.

Índice de Contenidos

Agradecimientos	2
Resumen	3
Abstract	3
Palabras Clave	3
Índice de Figuras	7
Índice de Tablas	11
1 - Introducción	12
2 - Justificación y Objetivos	12
3 – Conceptos Básicos	14
3.1 – Principios Básicos de las Antenas	14
3.1.1 – Concepto de Antena	14
3.1.2 – Tipos de Antena	14
3.1.3 – Funcionamiento Básico de una Antena	16
3.1.4 – Parámetros de las Antenas en Transmisión	18
3.1.5 – Parámetros de Antenas en Recepción	22
3.1.6 – Ecuación de Transmisión	23
3.1.7 – Temperatura de Ruido de Antena	24
3.2 – Antenas de Bocina	25
3.2.1 – Introducción	25
3.2.2 – Diagrama de Radiación	27
3.2.3 – Desadaptación a la Entrada	27
3.2.4 – Eficiencia de Apertura	27
3.2.5 – Estabilidad del Centro de Fase	28
3.3 – Modos Electromagnéticos	29
3.3.1 – Guía de Onda Rectangular	29
3.3.2 – Guía de Onda Circular	32
3.3.3 – Guía de Onda Coaxial	36
4 - Estado del Arte	38
4.1 - Diseño de Antenas de Bocina Multimodo	38
4.1.1 - Dualmode Feed Horn	38
4.1.2 - Potters Horn with Scalar Rings	39
4.1.3 - Antenas Multimodo mediante Discontinuidades	40
4.1.4 - Antenas de Perfil Liso excitadas mediante Sección Corrugada	40
4.1.5 - Sistema Coaxial de Doble Banda y Doble Polarización	41
4.1.6 - Sistema Coaxial en Banda S/X con Capacidad de Tracking	42
4.2 - Diseño de Antenas de Bocina Corrugadas Multibanda	43
4.2.1 - Antenas Dual Band con Doble Corrugación	43

4.2.2 - Antenas Corrugadas Coaxiales Dual Band	44
4.2.3 - Antenas Corrugadas Dual Band con Múltiples Tipos de Superficies	46
4.2.4 - Antenas Corrugadas Dual Band S/X con Combinador	47
4.2.5 - Antenas con Corrugaciones Longitudinales y Varilla Dieléctrica Interior	51
4.2.6 - Antenas de Bocina Cónicas Corrugadas Multifrecuencia	51
4.3 - Diseño de Antenas de Bocina Multibanda Rellenas de Dieléctrico	52
4.3.1 - Antenas de Bocina Simple Rellena de Dieléctrico	53
4.3.2 - Antena de Bocina Rellena de Dieléctrico con Varilla de Dieléctrico Interior	56
4.3.3 - Antenas de Bocina Rellena Coaxialmente de Dieléctrico	57
5 - Metodología Empleada	58
6 - Fase de Diseño y Simulación	60
6.1 - Requisitos del Sistema	60
6.2 - Verificación de Simulación en Dos Bandas Frecuenciales	61
6.3 - Características Principales de Diseños Coaxial Iniciales	63
6.4 - Diseño de Antena Spline Interior	89
6.5 - Simulación Conjunta de Antena Corrugada y Spline	101
6.5.1 - Simplificación de la Estructura mediante Cortocircuito en la Apertura	102
6.5.2 - Radios de la Entrada Coaxial	104
6.5.3 - Implementación de Chokes	104
6.5.4 - Corrugaciones de Banda Ka en la Apertura	107
6.6 - Simplificación de la Bocina	110
6.7 - Sistema de Alimentación	113
6.7.1 - Recombinador	113
6.7.2 - OMTJ Coaxial	115
6.7.3 - Conexión con la Antena	118
6.7.4 - Proceso de Optimización	119
6.8 - Polarizadores Septum	124
6.8.1 - Diseño	124
6.8.2 - Optimización	126
6.9 - Optimización Final	129
7 - Results	131
7.1 - Ka Corrugated Horn Antenna	131
7.2 - Antena Spline por Separado	137
7.3 - Corrugated and Spline Horn Antenna	141
7.4 - Coaxial OMTJ	147
7.5 - Final Structure with Coaxial Horn Antenna and Feed Chain	148
8 - ANSYS HFSS	152
8.1 - Importación del Modelo	152
8.2 - Parámetros Fundamentales de la Simulación	153
8.3 - Resultados Banda X	158
8.4 - Resultados Banda Ka	163

9 - Reducción de Tamaño Final	168
9.1 – Justificación y Objetivos	168
9.2 – Resultados	168
10 - Conclusiones	172
11 – Bibliografía	174

Índice de Figuras

Figura 1 – Antena de Hilo	14
Figura 2 – Antena de Bocina	15
Figura 3 – Antena Tipo Parche	15
Figura 4 – Array de Antenas	15
Figura 5 – Antena Reflectora	16
Figura 6 – Sistema de Coordenadas Esféricas	18
Figura 7 – Diagrama de Radiación con Coordenadas Cartesianas y Polares	20
Figura 8 – Ejemplos de Antenas de Bocina en Guía Circular y Rectangular	25
Figura 9 – Ejemplos de Perfiles de Antenas de Bocina: a) Lineal, b) Escalonada, c) Corrugada, d) Seno Cuadrado, e) Gaussiano, f) General	26
Figura 10 – Centro de Fases en el Plano p	28
Figura 11 – Guía de Onda Rectangular	29
Figura 12 – Atenuación de los Modos en Guía Rectangular	31
Figura 13 – Representación de las Líneas de Campo de Diferentes Modos en Guía Rectangular	32
Figura 14 – Guía de Onda Circular	32
Figura 15 – Atenuación de los Modos en Guía Circular	35
Figura 16 – Frecuencias de Corte de los Modos TE y TM para una Guía de Onda Circular	35
Figura 17 – Guía Coaxial	36
Figura 18 – Líneas de Campo de modos TEM (izquierda) y TE ₁₁ (derecha) de una Guía Coaxial	37
Figura 19 – Frecuencia de Corte Normalizada del Modo Dominante TE ₁₁ de una Guía de Onda Coaxial	37
Figura 20 - Diagrama Vectorial del Modo Dominante, el de Orden Superior y el Resultante en Guía Circular	38
Figura 21 - Dualmode Feed Horn	39
Figura 22 - Potters Horn with Scalar Rings	39
Figura 23 - Antenas Multimodo mediante Discontinuidades	40
Figura 24 - Antena de Perfil Liso Excitada Mediante Sección Corrugada	41
Figura 25 - Sistema Coaxial de Doble Banda para el Radiotelescopio Parkes	41
Figura 26 - Sistema Coaxial de Doble Banda y Doble Polarización Circular	42

Figura 27 - Sistema Coaxial en Banda S/X con Capacidad de Tracking _____	42
Figura 28 - a) Antena Dual Band con Doble Corrugación, b) Configuración de las Corrugaciones de Doble Profundidad _____	43
Figura 29 - Antena Coaxial Corrugada de Doble Banda _____	44
Figura 30 - Modelo 3D del Sistema Coaxial X/Ka con Polarización Circular _____	45
Figura 31 - Esquema Transversal del Sistema Coaxial X/Ka con Polarización Circular _____	45
Figura 32 - Bocina Corrugada con Antena disk-on-rod _____	46
Figura 33 - Bocina Dual Band X/Ka _____	47
Figura 34 - a) Bocina Dual Band con Combinador, b) Corte Trasversal del Combinador _____	48
Figura 35 - Sistema en Banda X/Ka con Bocina Corrugada y Sistema de Alimentación _____	49
Figura 36 - Corte Transversal del Sistema X/Ka con Bocina Corrugada y Sistema de Alimentación _____	49
Figura 37 - Junction de Seis Puertos con Transición de Guía Rectangular a Circular _____	50
Figura 38 - Antena de Bocina con Doble Corrugación para Bandas S/X _____	50
Figura 39 - Bocina con Corrugaciones Longitudinales y Varilla Dieléctrica _____	51
Figura 40 - Antena de Bocina Corrugada con Alimentador Multifrecuencia _____	52
Figura 41 - Antena de Bocina Dual Band Rellena de Dieléctrico con OMT _____	53
Figura 42 - Diseño Inicial OMJ _____	54
Figura 43 - Diseño OMJ con guías T-septum _____	54
Figura 44 - Esquema de la Sección de la Bocina _____	54
Figura 45 - Sistema de Alimentación para la Generación de Polarización Circular _____	55
Figura 46 - Diseño Final Compacto del Sistema _____	56
Figura 47 - Antena Rellena de Dieléctrico con Varilla de Dieléctrico para Alta Frecuencia _____	57
Figura 48 - Antena de Bocina Coaxial Rellena de Dieléctrico _____	57
Figura 49 - Ejemplo de Bocina Coaxial de Mician uWave _____	61
Figura 50 - Corte de Perfil del Ejemplo de Bocina Corrugada Coaxial de Mician uWave _____	62
Figura 51 - Perfil Antena de Bocina Corrugada Convencional _____	63
Figura 52 - Gaussiana para Taper de -15dB en 29 Grados _____	64
Figura 53 - Gaussiana para Taper a -17dB en 29 Grados _____	65
Figura 54 - Gaussiana para Taper a -17dB en 29 Grados _____	65
Figura 55 - Pantalla General de Mician uWave _____	68
Figura 56 - Pantalla de Configuración del Elemento de Radiación (Main) _____	69
Figura 57 - Superficie de Radiación Cyl_rc _____	70
Figura 58 - Pantalla de Configuración del Elemento de Radiación (Port Geometries) _____	71
Figura 59 - Pantalla de Configuración del Elemento de Radiación (Port Geometries) _____	72
Figura 60 - Pantalla de Configuración del Elemento de Radiación (Port Displacements) _____	73
Figura 61 - Pantalla de Configuración de la Bocina Corrugada (Main) _____	74
Figura 62 - Pantalla de Configuración de la Bocina (Port Geometries) _____	75
Figura 63 - Pantalla de Configuración de la Bocina (Geometries) _____	76

Figura 64 - Pantalla de Configuración del Cutoff	77
Figura 65 - Pantalla Principal de Mician Guides	78
Figura 66 - Esquemático Diseño Inicial Dualband	79
Figura 67 - Diseño Inicial 1 de Antena Coaxial	80
Figura 68 - Diseño Inicial 2 de Antena Coaxial	81
Figura 69 - Corte de Perfil del Diseño Inicial 2 de Antena Coaxial	82
Figura 70 - Diseño Inicial 3 de Antena Coaxial	83
Figura 71 - Corte de Perfil del Diseño 3 de Antena Coaxial	84
Figura 72 - Diseño 4 de Antena Coaxial	84
Figura 73 - Corte de Perfil del Diseño 4 de Antena Coaxial	85
Figura 74 - Diseño 5 de Antena Coaxial	86
Figura 75 - Corte de Perfil del Diseño 5 de Antena Coaxial	87
Figura 76 - Corte de Perfil del Diseño 6 de Antena Coaxial	87
Figura 77 - Diseño 7 de Antena Coaxial	88
Figura 78 - Esquemático Antena Spline	89
Figura 79 - Subcircuito Esquemático Antena Spline	90
Figura 80 - Ventana de Configuración Antena Spline (Main)	91
Figura 81 - Ventana de Configuración Antena Spline (Geometries)	92
Figura 82 - Ventana de Configuración Antena Spline (Port Geometries)	93
Figura 83 - Mician Guides para Radio de Entrada a la Antena Spline	93
Figura 84 - Ventana de Optimización	95
Figura 85 - Modelo 3D de Antena Spline	98
Figura 86 - Corte de Perfil de Antena Spline	98
Figura 87 - Ventana de Configuración 1 de Diagramas de Radiación	99
Figura 88 - Ventana de Configuración 2 de Diagramas de Radiación	100
Figura 89 - Esquemático de Antena Corrugada y Spline	101
Figura 90 - Corte de Perfil de Antena Corrugada y Spline	102
Figura 91 - Corte de Perfil de Antena Corrugada y Spline	102
Figura 92 - Corte de Perfil de Antena Corrugada y Spline	103
Figura 93 - Implementación de Chokes como Sección de Adaptación en la Bocina Corrugada	105
Figura 94 - Esquemático de Bocina Corrugada con Chokes como Sección de Adaptación	106
Figura 95 - Corte de Perfil de Antena Coaxial con Corrugaciones de Banda X y Ka	108
Figura 96 - Corte de Perfil del Diseño Simplificado de la Bocina	110
Figura 97 - Modelo 3D del Diseño Simplificado de la Bocina	112
Figura 98 - Modelo 3D del Recombinador	113
Figura 99 - Ventana de Mician Guides para el Cálculo del Radio de Entrada al Recombinador	114
Figura 100 - Modelo 3D del OMTJ Coaxial	115
Figura 101 - Corte de Perfil del OMTJ Coaxial	116
Figura 102 - Esquemático del Circuito para el Junction Coaxial	117
Figura 103 - Visualización 3D de los Puertos y Ejes de Coordenadas en Mician uWave	117

Figura 104 – Modelo 3D del Sistema de Alimentación Completo _____	120
Figura 105 – Corte de Perfil del Sistema de Alimentación Completo _____	121
Figura 106 – Modelo 3D del Sistema Completo a falta de los Polarizadores _____	123
Figura 107 – Corte de Perfil del Sistema Completo a falta de los Polarizadores _____	123
Figura 108 – OMT Compacto para Polarización Lineal _____	125
Figura 109 – Funcionamiento del OMT para Polarización Lineal _____	126
Figura 110 – Corte de Perfil del Sistema Completo _____	127
Figura 111 – Configuración del Mician Guides para Cutoff de Conexión con OMT Banda X _____	128
Figura 112 – Configuración del Mician Guides para Cutoff de Conexión con OMT Banda Ka _____	129
Figura 113 – Corte de Perfil de Antena Coaxial con Corrugaciones de Banda X y Ka	131
Figura 114 – Diagrama de Radiación para la frecuencia de 7.175 GHz (banda X) _____	132
Figura 115 – Diagrama de Radiación para la frecuencia de 8.425 GHz (banda X) _____	132
Figura 116 – Diagrama de Radiación para la frecuencia de 32.05 GHz (banda Ka) _____	133
Figura 117 – Diagrama de Radiación para la frecuencia de 34.55 GHz (banda Ka) _____	133
Figura 118 – Pérdidas de Retorno y Directividad _____	134
Figura 119 – Tapes a 29° y Niveles de Crosspolar Máximos hasta 29 y 90° _____	135
Figura 120 – Eficiencias de Apertura para cada uno de los Diámetros de Salida _____	136
Figura 121 – Diagrama de Radiación Spline para 32.05 GHz (banda Ka) _____	137
Figura 122 – Diagrama de Radiación Spline para 34.55 GHz (banda Ka) _____	138
Figura 123 – Pérdidas de Retorno y Directividad Antena Spline _____	139
Figura 124 – Tapes a 29° y Máximos de Crosspolar a 29 y 90° de la Antena Spline _____	140
Figura 125 – Eficiencia Apertura Antena Spline _____	141
Figura 126 – Diagrama de Radiación para la frecuencia de 7.175 GHz del Diseño Final _____	142
Figura 127 – Diagrama de Radiación para la frecuencia de 8.425 GHz del Diseño Final _____	142
Figura 128 – Diagrama de Radiación para la frecuencia de 32.05 GHz del Diseño Final _____	143
Figura 129 – Diagrama de Radiación para la frecuencia de 34.55 GHz del Diseño Final _____	143
Figura 130 – Pérdidas de Retorno y Directividad para Antena Coaxial _____	144
Figura 131 – Tapes a 29° y Máximos de Crosspolar a 29 y 90° de la Antena Coaxial	145
Figura 132 – Eficiencia Apertura Antena Coaxial _____	146
Figura 133 – Parámetros S11 y S21 del Sistema de Alimentación _____	147
Figura 134 – Pérdidas de Retorno, Máxima Crosspolar y Aislamiento _____	148
Figura 135 – Centro de Fases del Diseño Final _____	149
Figura 136 – Centro de Fases y Cotas Diseño Final _____	150
Figura 137 – Pantalla Principal ANSYS HFSS _____	154
Figura 138 – Modelo 3D Sistema Final HFSS _____	155
Figura 139 – Modelo 3D Sistema Coaxial HFSS _____	156
Figura 140 – Menú Lateral HFSS _____	157
Figura 141 – Diagrama de Radiación HFSS para 7 GHz _____	158

Figura 142 – Diagrama de Radiación HFSS para 7.25 GHz	159
Figura 143 – Diagrama de Radiación HFSS para 8.35 GHz	159
Figura 144 – Diagrama de Radiación HFSS para 8.5 GHz	160
Figura 145 – Pérdidas de Retorno y Directividad HFSS	161
Figura 146 – Máximos Niveles de Crosspolar HFSS	162
Figura 147 – Diagrama de Radiación a 31.8 GHz HFSS	163
Figura 148 – Diagrama de Radiación a 32.3 GHz HFSS	164
Figura 149 – Diagrama de Radiación a 34.35 GHz HFSS	164
Figura 150 – Diagrama de Radiación a 34.75 GHz HFSS	165
Figura 151 – Máximos Niveles de Crosspolar y Aislamiento con HFSS	166
Figura 152 – Pérdidas de Retorno y Directividad con HFSS	167
Figura 153 – Directividad y Máximo Nivel de Crosspolar para Diseño Compacto Final	169
Figura 154 – Parámetro S11 y Aislamiento para Diseño Compacto Final	170

Índice de Tablas

Tabla 1 – Tabla de Rangos Frecuenciales y sus Servicios Asociados	16
Tabla 2 – Tabla de Rangos Frecuenciales y su Designación para Ondas Milimétricas	17
Tabla 3 – Tabla de Raíces de las Funciones de Bessel para Guía Circular y Modos TE ₃₃	
Tabla 4 – Tabla de Raíces de las Funciones de Bessel para Guía Circular y Modos TM	34
Tabla 5 - Requisitos Iniciales del Sistema	60
Tabla 6 – Tapers para los ángulos de Interés en el Proceso de Optimización	66

1 - Introducción

Las comunicaciones por satélite son uno de los mayores avances de la industria tecnológica que se han conseguido en los últimos tiempos, y han permitido lanzar un gran número de servicios y comunicaciones que anteriormente no eran posibles, tales como la retransmisión de contenidos en grandes extensiones geográficas, la comunicación entre cualquier punto del planeta de una manera mucho más sencilla, exploraciones y estudios del espacio, defensa militar, etc.

La industria espacial emplea constantemente gran cantidad de recursos en investigación y desarrollo de nuevos productos que puedan incorporarse en las próximas generaciones de componentes satelitales, manteniéndose siempre a la vanguardia de la tecnología. Este incesable desarrollo se produce en cada uno de los componentes que van a bordo de un satélite. Entre las características críticas que se estudian y se deben tener siempre en consideración a la hora de diseñar y fabricar un nuevo componente o una nueva versión del mismo es el tamaño y el peso. En la mayoría de los casos son parámetros que acabarán determinando el diseño. Asimismo, debido a la baja frecuencia con la que un satélite se pone en órbita, otros parámetros tales como la retrocompatibilidad o la visión de futuro en cuanto a rendimiento del sistema se refiere toman un papel muy importante en su desarrollo.

Uno de los componentes fundamentales en un satélite son las antenas, único vínculo de comunicación con la Tierra y otros sistemas satelitales. Este proyecto se ha centrado en el estudio y diseño de dicho componente, teniendo en cuenta el estado del arte actual en este campo de la investigación y los requisitos necesarios para las actuales y futuras generaciones de sistemas de comunicaciones por satélite, permitiendo ofrecer una solución viable, mejorada y con características adecuadas para los servicios y necesidades de esta industria.

2 - Justificación y Objetivos

Una vez contextualizado el entorno de este trabajo, se requiere profundizar en los aspectos más concretos que hacen necesario el estudio y diseño que se presenta a continuación, así como los objetivos finales que se han tenido en consideración a la hora de desarrollarlo.

Actualmente las comunicaciones por satélite operan en varias bandas frecuenciales, determinadas principalmente por el tipo de comunicación que se realice y el servicio que se vaya a proporcionar. Cada vez las tecnologías empleadas, así como los requerimientos de los usuarios finales están centradas en la obtención de mayores anchos de banda y mayores velocidades de transmisión, así como los estudios del espacio y la radioastronomía precisan de una mayor cantidad de datos a analizar para

obtener mejores precisiones en sus medidas. Todo esto unido a las limitaciones propias de la industria tales como la baja frecuencia de puesta en marcha de un satélite, su diseño y construcción, retrocompatibilidad con sistemas actualmente en vuelo, peso y dimensiones de los componentes hacen necesario el uso de sistemas que trabajen en varias bandas frecuenciales simultáneamente.

Trasladando todas estas consideraciones al campo de estudio de las antenas, una tendencia general en este ámbito de la investigación son las antenas que trabajen en varias bandas frecuenciales a la vez. Las ventajas de estos sistemas son evidentes: permiten trabajar a altas frecuencias para enviar gran cantidad de datos (comunicaciones terrestres, radioastronomía) a la vez que trabajan en bandas frecuenciales más bajas ya utilizadas actualmente para exploración más cercana u otros tipos de comunicaciones terrestres. Además, al disponer de un solo elemento para funciones que anteriormente se necesitaban dos antenas separadas ahorra mucho peso y espacio en el satélite, mejorando también el rendimiento que estos sistemas ofrecen sobre el reflector que deben iluminar, reduciendo la diferencia entre los centros de fases de ambas bandas frecuenciales.

Una vez descrita la justificación del diseño y uso de antenas para comunicaciones por satélite que trabajen en varias bandas frecuenciales, se han detallado los objetivos presentes durante la realización de este proyecto.

La empresa en la que se realizó dicho proyecto se encontraba involucrada en una misión de la Agencia Espacial Europea (ESA), llamada JUICE, que tiene como objetivo el lanzamiento de una sonda que vaya hasta las lunas de Júpiter y que permita captar, analizar y transmitir gran cantidad de datos referentes a composición, atmósfera, etc. Para poder cumplir con los requisitos que una misión de estas características presenta, se decidió el uso de antenas que trabajen en banda X y Ka simultáneamente, debido a todas las consideraciones mencionadas previamente en este documento. La empresa encargada de realizar el diseño de los componentes del satélite subcontrató el diseño de la antena a una empresa especializada, en la cual se realizó este proyecto. Los requisitos y especificaciones técnicas que el sistema de comunicaciones final debía tener fue determinado por dicha empresa, y se encuentran detallados en el apartado de diseño de este documento.

De esta forma, una vez visto el entorno y contexto en el que este proyecto se ha desarrollado, queda claramente definida tanto la justificación del diseño presentado como los objetivos finales que se tuvieron a la hora de comenzar, siendo un valor añadido la posibilidad de poder formar parte de un proyecto real y de gran repercusión.

3 – Conceptos Básicos

En este apartado del documento se han detallado todos los conceptos básicos empleados en el diseño de este proyecto y de cada uno de sus componentes.

3.1 – Principios Básicos de las Antenas

En esta sección se han tratado todos los aspectos fundamentales relacionados con las antenas. Toda la información se encuentra desarrollada en [1] y [2].

3.1.1 – Concepto de Antena

Una antena es un dispositivo metálico que es capaz de radiar o recibir ondas electromagnéticas. Una antena transmisora realiza de la misma forma tanto la recepción como la transmisión de señales electromagnéticas.

Si bien sus formas son muy variadas, todas las antenas tienen en común el ser una región de transición entre una zona donde existe una onda electromagnética guiada y una onda en el espacio libre, a la que se le puede además asignar un carácter direccional. La representación de la onda guiada se realiza por voltajes y corrientes (hilos conductores y líneas de transmisión) o por campos (guías de ondas); en el espacio libre, mediante campos.

3.1.2 – Tipos de Antena

Existen diferentes tipos de antenas de acuerdo a múltiples características. A continuación se detallan algunas de ellas:

- **Antenas de Hilo:** como puede ser un simple dipolo, para la radio FM, WiFi...



Figura 1 – Antena de Hilo

- **Antenas de Apertura:** son cada vez más utilizadas y con formas más sofisticadas, muy útiles para altas frecuencias y para aplicaciones espaciales.



Figura 2 – Antena de Bocina

- **Antenas Microstrip:** pueden ser de muy reducido tamaño, y hoy en día se emplean mucho en telefonía móvil.

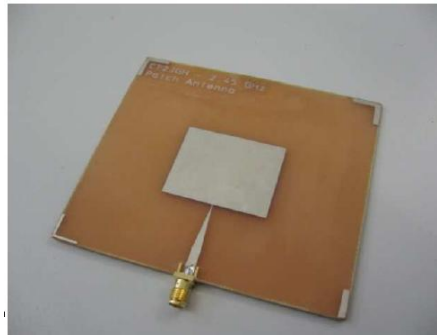


Figura 3 – Antena Tipo Parche

- **Agrupaciones de Antenas:** se trata de agrupar conjuntos de cualquier tipo de antena de forma que se consigan características de radiación que no se pueden conseguir con una sola antena.



Figura 4 – Array de Antenas

- **Antenas Reflectoras:** se tratan de antenas pensadas para comunicaciones de muy larga distancia, normalmente espaciales, y que en su mayoría son de forma parabólica o similar.



Figura 5 – Antena Reflectora

3.1.3 – Funcionamiento Básico de una Antena

Toda onda se caracteriza por su frecuencia f y su longitud de onda λ , ambas relacionadas por la velocidad de propagación en el medio, que habitualmente en antenas tiene las propiedades del vacío $c = 3 \cdot 10^8 m/s$, con $c = \lambda f$. El conjunto de todas las frecuencias, o espectro de frecuencias, se divide por décadas en bandas, con la denominación presentada en la siguiente tabla. Cada aplicación tiene asignada por los organismos de normalización unas determinadas porciones de ese espectro.

Frecuencia	Designación	Servicios Típicos
3 – 30 KHz	VLF (Muy Baja Frecuencia)	Navegación, Sonar
30 – 300 KHz	LF (Baja Frecuencia)	Radio Guía, Ayudas a la Navegación
0.3 – 3 MHz	MF (Media Frecuencia)	Radiodifusión AM, Servicios Marítimos
3 – 30 MHz	HF (Alta Frecuencia)	Telefonía, Telégrafo, Banda Ciudadana, Comunicaciones Mar-Tierra y Mar-Aire
30 – 300 MHz	VHF (Muy Alta Frecuencia)	Televisión, Radiodifusión FM, Control de Tráfico Aéreo, Ayudas a la Navegación
0.3 – 3 GHz	UHF (Ultra Alta Frecuencia)	Televisión, Hornos Domésticos, Comunicaciones por Satélite, Radares de Vigilancia
3 – 30 GHz	SHF (Súper Alta Frecuencia)	Radares Embarcados, de Policía, de Aeropuertos, Comunicaciones por Satélite, Radioenlaces, Televisión por Cable
30 – 300 GHz	EHF (Extremadamente Alta Frecuencia)	Radar, Localización de Misiles

Tabla 1 – Tabla de Rangos Frecuenciales y sus Servicios Asociados

Para la banda de las microondas se realiza una subdivisión más concreta detallada en la siguiente tabla:

Frecuencia (GHz)	Designación IEEE	Designación Militar	
0.1 – 0.25	VHF	A	
0.25 – 0.5	VHF – UHF	B	
0.5 – 1	UHF	C	
1 – 2	L	D	
2 – 3	S	E	
3 – 4		F	
4 – 6	C	G	
6 – 8		H	
8 – 10	X	I	
10 – 12.4		J	
12.4 – 18	Ku		
18 – 20	K		
20 – 26.5		K	
26.5 – 40	Ka	L	
40 – 60	Ondas Milimétricas		
60 – 100			M
100 – 140			N
140 – 300			
300 -		Ondas Submilimétricas	

Tabla 2 – Tabla de Rangos Frecuenciales y su Designación para Ondas Milimétricas

Las antenas tienen unas características de impedancia y de radiación que dependen de la frecuencia. El análisis de dichas características se realiza a partir de las ecuaciones de Maxwell en el dominio de la frecuencia.

3.1.4 – Parámetros de las Antenas en Transmisión

Una antena es solamente una parte más de un sistema de comunicaciones, por lo tanto, hay que caracterizarla con una serie de parámetros que la describan y permitan conocer su comportamiento para cada sistema.

3.1.4.1 – Impedancia

La antena ha de conectarse a un transmisor y radiar el máximo de potencia. La antena y el transmisor han de adaptarse para una máxima transferencia de potencia en términos de análisis clásico de circuitos.

La existencia de pérdidas en la antena hace que no toda la potencia entregada por el transmisor sea radiada, por lo que se puede definir un rendimiento o eficiencia de la antena

η_l mediante la relación entre la potencia radiada y la entregada, o equivalentemente entre la resistencia de entrada de esa antena, si hubiera sido ideal (sin pérdidas), y la que presenta realmente.

$$\eta_l = \frac{P_{radiada}}{P_{entregada}} = \frac{R_r}{R_r + R_\Omega} \quad (1)$$

3.1.4.2 – Intensidad de Radiación

Antes de comenzar a definir la Intensidad de radiación será necesario concretar el siguiente sistema de coordenadas esféricas más extendido para las antenas:

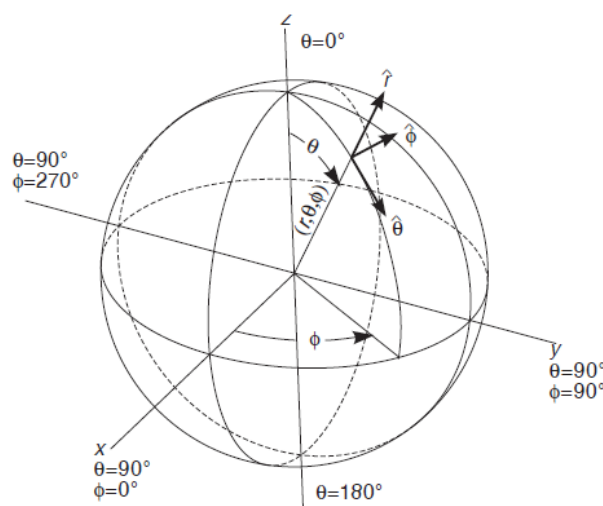


Figura 6 – Sistema de Coordenadas Esféricas

La onda electromagnética radiada se compone de un campo eléctrico y uno magnético; ambos son magnitudes vectoriales y están definidos por las ecuaciones de Maxwell.

La intensidad de radiación es la potencia radiada por unidad de ángulo sólido en una determinada dirección; sus unidades son vatios por estereorradián y a grandes distancias tiene la propiedad de ser independiente de la distancia a la que se encuentre la antena. La relación entre la intensidad de radiación y la densidad de potencia radiada es:

$$K(\theta, \Phi) = \rho(\theta, \Phi)r^2 \quad (2)$$

Y la potencia total radiada también se puede calcular integrando la intensidad de radiación en todas las direcciones del espacio:

$$P_r = \iint_{4\pi} K(\theta, \Phi)d\Omega \quad (3)$$

Al ser el diferencial de ángulo sólido en coordenadas esféricas:

$$d\Omega = \frac{ds}{r^2} = \text{sen } \theta \, d\theta \, d\Phi \quad (4)$$

3.1.4.3 – Diagrama de Radiación

Un diagrama de radiación es una representación gráfica de las propiedades de radiación de la antena, en función de las distintas direcciones del espacio, a una distancia fija. Normalmente se empleará un sistema de coordenadas esféricas. Con la antena situada en el origen y manteniendo constante la distancia se expresará el campo eléctrico en función de las variables angulares (θ, Φ) . Como el campo es una magnitud vectorial, habrá que determinar en cada punto de la esfera de radio constante el valor de dos componentes ortogonales E y H.

Como el campo magnético se deriva directamente del eléctrico, la representación podría realizarse a partir de cualquiera de los dos, siendo norma habitual que los diagramas se refieran al campo eléctrico.

La densidad de potencia es proporcional al cuadrado del módulo del campo eléctrico, por lo que la representación gráfica de un diagrama de potencia contiene la misma información que un diagrama de radiación de campo.

En determinadas circunstancias puede ser necesaria la representación gráfica de la fase de $E(\theta, \Phi)$, además de la amplitud de las dos componentes. Dicha representación se denomina el diagrama de fase de la antena.

Al observar a gran distancia una antena, se vería su radiación como si proviniera de un punto, es decir, los frentes de onda serían esféricos. A este punto, centro de curvatura de las superficies de fase constante, se le denomina el centro de fases de la antena.

Se pueden representar los diagramas de radiación en coordenadas polares o en coordenadas cartesianas:

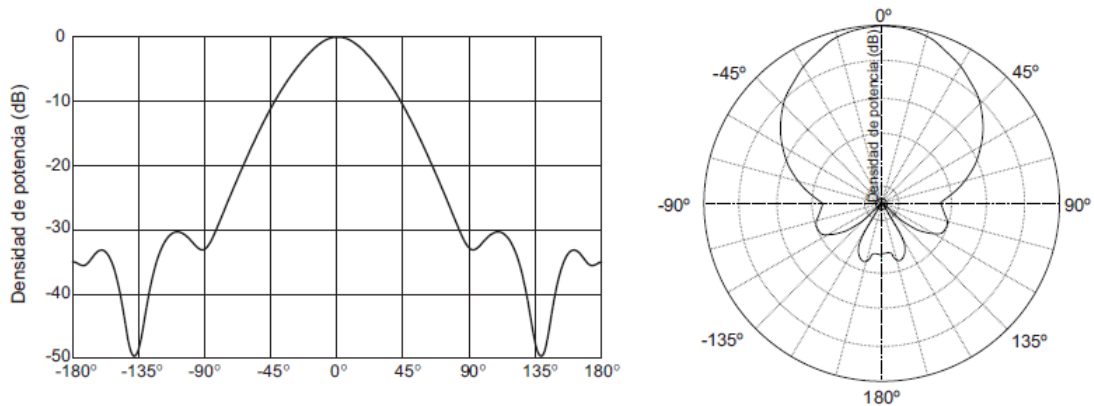


Figura 7 – Diagrama de Radiación con Coordenadas Cartesianas y Polares

En un diagrama de radiación habitual, se aprecia un lóbulo donde el campo E es máximo (lóbulo principal), y lóbulos adyacentes que se les denomina lóbulos secundarios o lóbulos laterales.

Definiremos unos parámetros importantes de cualquier diagrama:

- **Ancho de Haz a -3dB ($\Delta\theta$ -3dB):** la anchura en grados o radianes del lóbulo principal cuando cae su potencia a la mitad del máximo. También hay para -10dB y entre ceros, que varía en que en vez de medirse al caer 3dB es al llegar al primer mínimo del diagrama de radiación a partir del centro del lóbulo principal.
- **Nivel de Lóbulo Principal a Secundario (NLPS):** es la relación entre los máximos del lóbulo principal y el lóbulo secundario. Se trata del algo útil puesto que casi siempre es el lóbulo secundario, el adyacente al principal, el que tiene mayor valor de campo de entre el resto de lóbulos.

3.1.4.4 – Directividad

Una de las características fundamentales es la directividad de una antena, se podría definir como la capacidad de la antena para concentrar la energía que radia en diferentes zonas del espacio.

Antes de citar la definición exacta habría que definir el concepto de antena isotrópica como aquella antena que radia la misma intensidad en todas las direcciones del espacio. Se trata de un modelo teórico de antena puesto que no existe físicamente.

La definición exacta de directividad es la relación entre la densidad de potencia radiada en una dirección a una distancia dada y la densidad de potencia que radiaría a esa misma distancia una antena isotrópica que radiase la misma potencia que la antena. Normalmente el dato que interesa es la directividad en la dirección de máxima radiación.

$$D = \frac{\rho_{max}}{P_r / (4\pi r^2)} \quad (5)$$

Si se tienen en cuenta las pérdidas, éste parámetro se pasa a llamar ganancia, que se define con la siguiente ecuación.

$$G(\theta, \Phi) = \frac{\rho(\theta, \Phi)}{\frac{P_{entregada}}{4\pi r^2}} = \frac{P_{radiada}}{P_{entregada}} \frac{\rho(\theta, \Phi)}{\frac{P_{radiada}}{4\pi r^2}} = \eta_l D(\theta, \Phi) \quad (6)$$

3.1.4.5 – Polarización

La polarización es una indicación de la orientación del vector de campo en un punto fijo del espacio al transcurrir el tiempo.

La polarización de una antena en una dirección es la de la onda radiada por ella en esa dirección. La polarización de una onda es la figura geométrica descrita, al transcurrir el tiempo, por el extremo del vector campo eléctrico en un punto fijo del espacio en el plano perpendicular a la dirección de propagación. Para ondas con variación temporal sinusoidal esa figura es en general una elipse, pero hay dos casos particulares de interés: si la figura trazada es un segmento, la onda se denomina linealmente polarizada y si es un círculo, circularmente polarizada. En función del sentido del giro del campo eléctrico, podrán definirse dos polarizaciones circulares, circular a derecha o circular a izquierdas.

La polarización circular presentará ciertas ventajas como la independencia del alineamiento en Φ , pero será algo más compleja de lograr, y tendrá el problema de que conseguir una polarización totalmente circular es muy difícil. Para medir la calidad de una polarización existe un parámetro llamado relación axial (AR) que mide cuan circular es una polarización que en verdad es elipsoidal. La relación axial cuanto más cercana a 1 en unidades naturales o a 0dB, indica que la polarización es más circular.

Cuando la polarización es elíptica, predominará una de las componentes que la forman, la de circular a izquierdas o la de circular a derechas, siendo la más predominante la componente copolar, y la menos predominante la componente crosspolar. Para

polarizaciones lineales pasa lo mismo, pero siendo la componente copolar la del campo que predomine, y la crosspolar la del campo ortogonal al copolar.

La crosspolar será uno de los parámetros más importantes a la hora de diseñar una antena, puesto que cuanto mayor es la crosspolar, mayor interferencia hay, y de peor calidad es la señal.

3.1.4.6 – Ancho de Banda

Cualquier antena ha de ser diseñada para una o varias bandas de frecuencia en concreto. El tamaño de una antena va de la mano con la frecuencia para la que está diseñada; una gran antena estará diseñada para bajas frecuencias (grandes longitudes de onda) mientras que una pequeña estará destinada a altas frecuencias (pequeñas longitudes de onda).

A la capacidad de ofrecer unas características de radiación desde una frecuencia inferior hasta otra superior se le llama ancho de banda. Siendo este ancho de banda la diferencia entre la frecuencia superior y la inferior.

A mayor frecuencia, más fácil es tener un ancho de banda mayor.

3.1.5 – Parámetros de Antenas en Recepción

Una antena trabaja en recepción cuando se encarga de captar la potencia de la onda incidente en ella y la transfiere al receptor de la forma energéticamente más eficiente posible.

3.1.5.1 – Adaptación

La impedancia del puerto de la antena ha de ser la misma que la de la línea de transmisión que la conecta al receptor, o la del receptor en caso de estar conectada directamente, puesto que si no es así se producirán pérdidas.

Para que haya máxima transferencia de potencia, la impedancia de la antena y la impedancia de carga deben ser complejas conjugadas (perfectamente adaptadas). Si no es así habrá unas pérdidas delimitadas por el coeficiente de desadaptación C_a ,

$$C_a = \frac{4R_a R_L}{(R_a + R_L)^2 + (X_a + X_L)^2} \quad (7)$$

Quedando entonces la potencia total en la carga receptora:

$$P_L = P_{Lmax} C_a \quad (8)$$

3.1.5.2 – Área Efectiva

La antena capta una potencia determinada del frente de onda. A la relación entre la potencia total que la antena entrega a su carga (suponiendo que no hay pérdidas) y la densidad de potencia de la onda incidente se le denomina área efectiva.

$$A_{ef} = \frac{P_L}{\rho} \quad (9)$$

3.1.6 – Ecuación de Transmisión

Se ha definido poco a poca la ecuación que caracteriza un enlace entre un transmisor y un receptor a una distancia r . Si la antena transmisora fuera isotrópica la densidad de potencia que radia sería:

$$\rho = \frac{P_r}{4\pi r^2} \quad (10)$$

Como en realidad las antenas no son isotrópicas, habrá que concretar de qué forma se concentra la energía, y para ello empleamos la directividad:

$$\rho(\theta, \Phi) = \frac{P_r}{4\pi r^2} D(\theta, \Phi) \quad (11)$$

Al producto de P_r por $D(\theta, \Phi)$ se le denomina PIRE, potencia isotrópicamente radiada equivalente.

Falta por tanto llegado este punto, aplicar la capacidad del receptor para captar la potencia que envía la antena transmisora. Esto se hace con la eficiencia de apertura del receptor.

$$P_L = \frac{P_r}{4\pi r^2} D_T A_{efR} \quad (12)$$

El área efectiva se puede calcular con la siguiente ecuación:

$$\frac{A_{ef}}{D} = \frac{\lambda^2}{4\pi} \quad (13)$$

Siendo D la directividad de la antena receptora.

Esta sería la ecuación de transmisión siempre y cuando el transmisor y el receptor no tengan pérdidas y estén perfectamente alineados para que no se produzca desacoplo por polarización.

Reescribiendo la ecuación se consigue despejar L_0 , que corresponde con las pérdidas de propagación en espacio libre para dos antenas isotrópicas.

$$L_0 = 20 \log \frac{4\pi r}{\lambda} = 22 + 20 \log \frac{r}{\lambda} \quad (14)$$

De esta forma, la ecuación final será:

$$P_{Rx} = P_{Tx} - L_0 + G_{Tx} + G_{Rx} - C_{pol} - L_x \quad (15)$$

Siendo:

- P_{Rx} la potencia en el receptor sin tener en cuenta las pérdidas del receptor.
- P_{Tx} la potencia en el transmisor sin tener en cuenta las pérdidas del transmisor.
- L_0 las pérdidas en espacio libre.
- G_{Tx} ganancia de transmisión, que ya tiene en cuenta las pérdidas del transmisor.
- G_{Rx} ganancia de recepción, teniendo en cuenta las pérdidas del receptor.
- C_{pol} pérdidas por desacoplo de polarización

$$C_p = |\hat{e}_t * \hat{e}_r|^2 \quad (16)$$

- L_x resto de pérdidas que se quieran tener en cuenta como los fenómenos atmosféricos.

3.1.7 – Temperatura de Ruido de Antena

Una antena recibe también señales no deseadas, a lo cual se le denomina ruido. La forma de caracterizar el ruido en una antena se hace empleando un parámetro: la temperatura de ruido de antena. Se define como la temperatura a la que tendría que estar una resistencia para producir una potencia de ruido igual.

$$P_N = kT_a BW \quad (17)$$

Donde k es la constante de Boltzmann, T_a la temperatura de antena y BW el ancho de banda de operación de la antena.

La temperatura de antena se calcula mediante la siguiente ecuación:

$$T_a = \frac{1}{4\pi} \iint_{4\pi} T(\Omega) D(\Omega) d\Omega \quad (18)$$

Si la antena no tiene pérdidas óhmicas, toda la potencia de ruido provendrá del exterior, será captada por la antena y se transferirá al receptor.

Si la antena posee pérdidas, la potencia de ruido será en este caso:

$$P_N = kT_a B \eta_l + kT_{amb} B (1 - \eta_l) \quad (19)$$

3.2 – Antenas de Bocina

En esta sección se han tratado todos los aspectos fundamentales relacionados con las antenas de bocina. Toda la información se encuentra desarrollada en [3].

3.2.1 – Introducción

Las antenas de bocina son un tipo de antena de lo más extendido para las microondas. Comenzaron a diseñarse sobre el siglo XVII, aunque fue sobre 1930 cuando se comenzaron a desarrollar más ampliamente debido a las necesidades de comunicación surgidas en la segunda guerra mundial.

Su estructura básica más común es la de una guía de onda, circular o rectangular que va creciendo, tanto en largo como ancho en la guía rectangular o en radio en la guía circular, de tal forma que se consigue una forma como las de la ilustración siguiente:



Figura 8 – Ejemplos de Antenas de Bocina en Guía Circular y Rectangular

Las antenas de bocina son necesarias para proveer una iluminación deseada y para minimizar reflexiones extrañas y lóbulos laterales cuando se usan como feeds junto con reflectores o como radiadores directos. Éstas propiedades de las bocinas son especialmente deseadas, por ejemplo, en aplicaciones satelitales donde el haz ha de ser de una forma muy concreta y con una máxima ganancia o también en radio astronomía y en terminales terrestres de radioenlaces satelitales donde los lóbulos laterales conllevan un aumento del ruido e interferencia.

Normalmente se trata de conseguir una alta eficiencia de apertura para feeds individuales tanto como para sus reflectores. En los feeds formados por arrays de bocinas, las aperturas son normalmente lo suficientemente pequeñas para asegurar que los lóbulos de difracción no son un problema, para satisfacer el espaciado entre haces y para conseguir los tapers deseados. En ciertas aplicaciones como las

satelitales, el array de bocinas ha de ser también lo más corto posible para minimizar las pérdidas óhmicas y el peso.

Para cumplir con todos estos objetivos de rendimiento, las paredes de la bocina y su perfil longitudinal pueden variar de formas muy diversas como las que se pueden ver en la siguiente imagen.

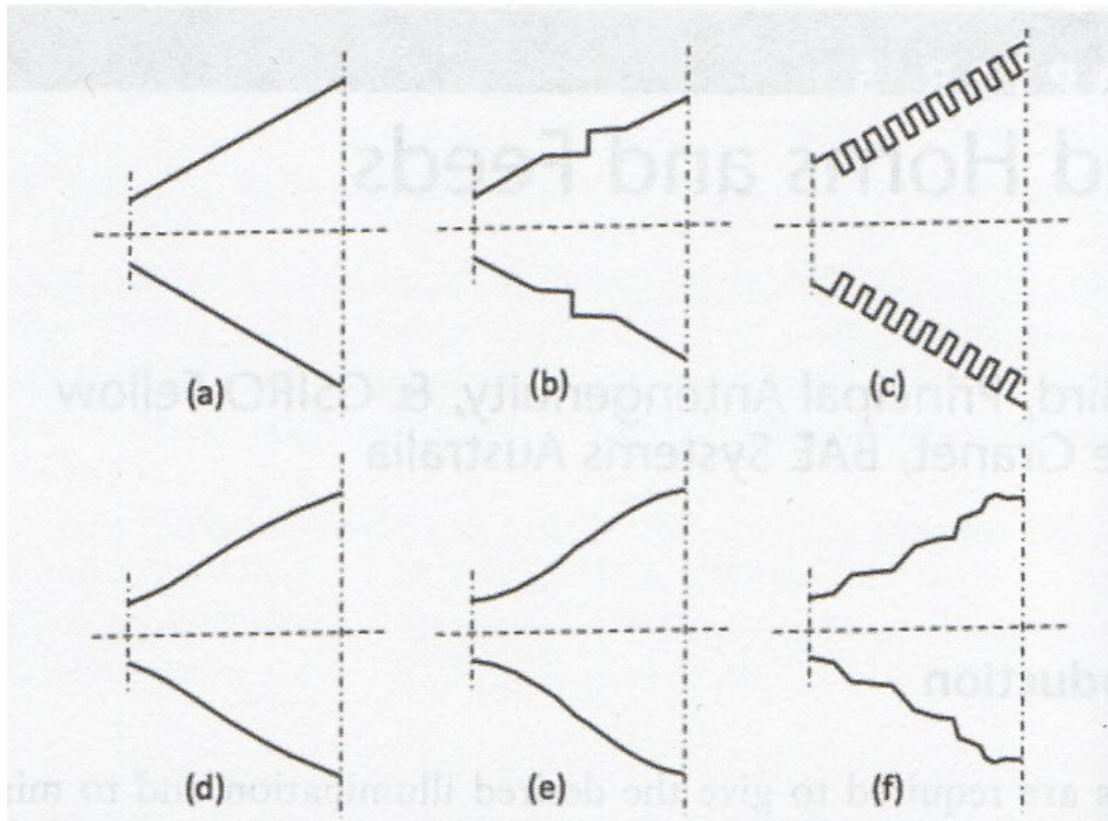


Figura 9 – Ejemplos de Perfiles de Antenas de Bocina: a) Lineal, b) Escalonada, c) Corrugada, d) Seno Cuadrado, e) Gaussiano, f) General

Los objetivos de rendimiento que se exigen habitualmente a una antena de bocina son el return loss o pérdidas de retorno, la eficiencia de apertura, el nivel de los lóbulos secundarios, la crosspolar máxima y los tapers.

El objetivo de realizar los diferentes perfiles es conseguir excitar los modos en la apertura con las amplitudes y fases necesarias para cumplir con los requisitos de radiación.

Los perfiles de seno al cuadrado y gaussianos son buenos para ofrecer un buen ancho de banda, el perfil de cuenco es especialmente bueno en ofrecer bajos lóbulos laterales, pero con un estrecho ancho de banda de alrededor del 5%. Los perfiles de steps, uniformes y lineales se emplean para conseguir antenas de bocina con alta eficiencia.

Hoy en día, con las optimizaciones automatizadas por ordenador, se facilita y mucho el diseño de cualquier tipo de bocina, sean los requisitos que sean.

3.2.2 – Diagrama de Radiación

El campo radiado por una bocina cualquiera sigue una distribución general. El diagrama de potencia se puede representar mediante una gráfica en tres dimensiones o por diversos planos. Por suerte, la mayoría de bocinas de uso habitual tienen simetría de revolución, o un par de planos de simetría. En ambos casos, 3 planos son normalmente suficientes para describir completamente el diagrama de radiación. Con esos planos, y con los diagramas ortogonales en casos de doble polarización, se puede representar completamente los campos radiados.

Es habitual a la hora de diseñar una antena, aplicar los requisitos de radiación, en el caso copolar a los 3 planos que lo representan mientras que para el crosspolar suele bastar con aplicarlos solo a un plano, el de máxima crosspolar, que en una antena de bocina común se encuentra en 45° . El diagrama copolar ha de tener unos límites de potencia tanto superiores como inferiores, mientras que el diagrama crosspolar únicamente ha de tener límite superior. Cuando se emplean reflectores, es el reflector el que dictamina los requisitos necesarios que ha de cumplir el feed.

3.2.3 – Desadaptación a la Entrada

La reflexión de entrada estará determinada por las discontinuidades a lo largo de la bocina junto con la reflexión asociada a la apertura. Además, la desadaptación de entrada se verá afectada por cualquier reflexión de algún sistema secundario cercano como un reflector o lentes. Las pérdidas de retorno empeoran rápidamente cuando el tamaño de la guía es pequeño como para que el modo fundamental pase por ella. Frecuentemente las pérdidas de retorno se miden de forma aislada en una cámara anecoica, por ello se puede medir su rendimiento antes de ser instalada como feed. El ancho de banda viene delimitado normalmente por el S11 o parámetro de reflexión de entrada; S11 se refiere a la relación de la entrada del puerto 1 respecto a la salida del puerto 1, pero se le suele llamar S11 en general aunque sea otro puerto. Sea la bocina lineal, perfilada o corrugada, cualquier variación en las paredes de la bocina, así como objetos extraños, contribuirán a empeorar las pérdidas de retorno. En ciertas ocasiones, si el rendimiento lo permite, se coloca un radomo en la apertura de la bocina de tal forma que así las paredes de la bocina están secas y libres de la oxidación.

3.2.4 – Eficiencia de Apertura

En algunas aplicaciones, un feed con una alta eficiencia de apertura es lo deseado. La eficiencia de apertura de una antena de bocina está definida como la relación entre el área de apertura efectiva y el área física, que es equivalente a la relación entre la ganancia de la bocina frente a una que radiada isotrópicamente. Ya es sabido, que la

máxima ganancia se consigue con un campo uniforme en la apertura, puesto que se excitarán los modos con amplitudes que se aproximarán a una distribución uniforme. Esto será cierto siempre y cuando la fase se mantenga constante.

Cuando una bocina se excita solamente con el modo fundamental, la máxima eficiencia de apertura rondará el 80% para bocinas rectangulares, pero de 100% para circulares, la cual puede ser aun superior si se añaden modos de orden superior.

En resultados prácticos, es complicado conseguir una eficiencia de apertura superior al 80%.

3.2.5 – Estabilidad del Centro de Fase

El centro de fases de una bocina para cualquier frecuencia dada esta determinado principalmente por el tamaño de la apertura, el cual se suele encontrar dentro de la bocina. Para una antena con reflector y un foco fijo interesa que el centro de fases sea todo lo constante posible en toda la banda frecuencial de uso mientras se consigue la iluminación deseada.

Para el funcionamiento con anchos de banda grandes, es importante asegurarse que el diagrama de radiación no varía a lo largo de la banda de frecuencia, pues esto provocaría que el centro de fases aparente se desplace causando pérdidas de eficiencia. La mejor forma de asegurarse que hay estabilidad es teniendo un diagrama de radiación copolar estable, lo cual se consigue normalmente teniendo los modos principales suficientemente por encima del cutoff.

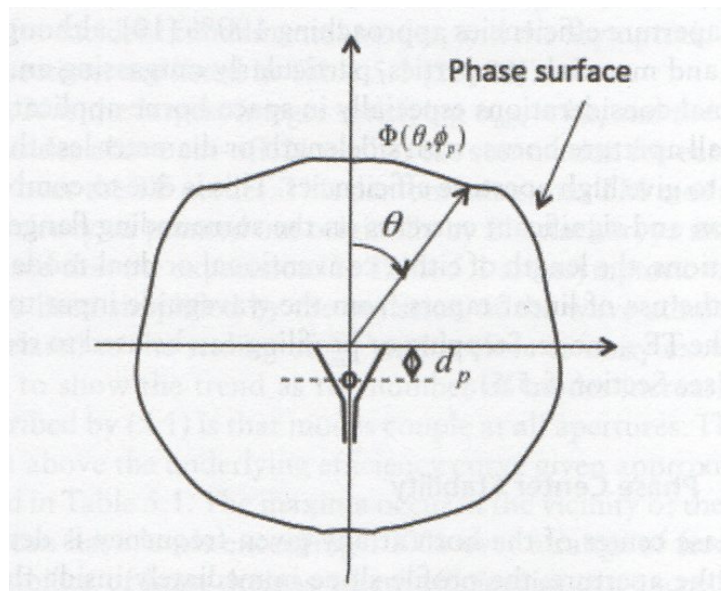


Figura 10 – Centro de Fases en el Plano p

3.3 – Modos Electromagnéticos

En esta sección se han tratado todos los aspectos fundamentales relacionados con los modos electromagnéticos. Toda la información se encuentra desarrollada en [4].

3.3.1 – Guía de Onda Rectangular

Las guías de onda rectangulares fueron uno de los primeros tipos de líneas de transmisión usadas para transportar señales, y siguen siendo usadas para muchas aplicaciones. Una gran variedad de componentes como acopladores, detectores, aisladores, atenuadores... se pueden encontrar disponibles para varios tamaños estándar de guía de onda rectangular. A pesar de la tendencia a la miniaturización e integración que conlleva diseñar los circuitos de microondas en microstrip o stripline, las guías de onda siguen siendo necesarias en muchos casos; sistemas de alta potencia, aplicaciones de Terahercios, sistemas para satélite y algunas aplicaciones de precisión.

Las guías de onda huecas permiten la propagación de los modos TM y TE, pero no los TEM. Se verá que los diferentes modos TM y TE de una guía rectangular tendrán diferentes frecuencias de corte, por debajo de las cuales la propagación no es posible.

3.3.1.1 – Modos TE

La geometría de una guía rectangular se muestra en la siguiente figura, donde se asume que la guía de onda esta rellena de un material con permitividad ϵ y permeabilidad μ . Es una convención llamar a y b a la largura y anchura, siendo $a > b$ siempre.

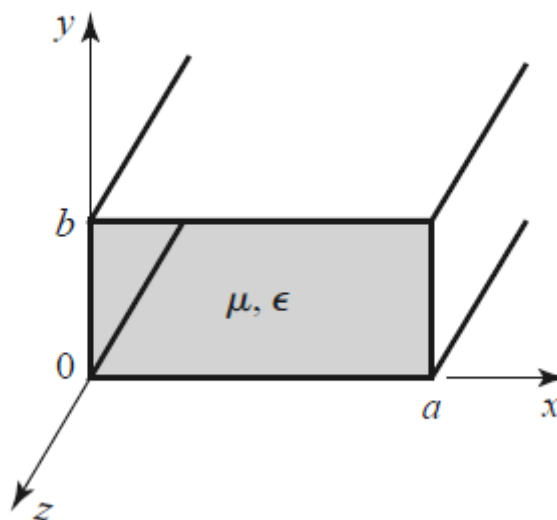


Figura 11 – Guía de Onda Rectangular

Los modos TE en la guía están caracterizados por campos con $E_z = 0$ mientras que H_z tiene que satisfacer la siguiente ecuación:

$$\left(\frac{\delta^2}{\delta x^2} + \frac{\delta^2}{\delta y^2} + k_c^2 \right) h_z(x, y) = 0 \quad (20)$$

Con $H_z(x, y, z) = h_z(x, y)e^{-j\beta z}$; siendo $k_c = \sqrt{k^2 - \beta^2}$ el número de onda del cutoff.

Desarrollando la ecuación anterior podemos llegar a definir la constante de propagación como:

$$\beta = \sqrt{k^2 - k_c^2} = \sqrt{k^2 - \left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 - \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2} \quad (21)$$

La cual parece ser real correspondiendo a un modo en propagación cuando:

$$k > k_c = \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2} \quad (22)$$

Dicho modo (cada combinación de m y n) tiene una frecuencia de corte f_{cmn} dado por:

$$f_{cmn} = \frac{k_c}{2\pi\sqrt{\mu\epsilon}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\mu\epsilon}} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2} \quad (23)$$

El modo con la frecuencia de corte más baja es llamado el modo dominante; al asumir que $a > b$, la frecuencia de corte más baja se da para el modo TE_{10} ($m=1, n=0$):

$$f_{c10} = \frac{1}{2a\sqrt{\mu\epsilon}} \quad (24)$$

A pesar de que el modo TE_{10} es el modo TE dominante, y como se verá, es también el dominante en general para una guía rectangular. Cabría fijarse que las expresiones de campo E y H se anulan si $m=n=0$, no existe el modo TE_{00} .

A una frecuencia f concreta, solo los modos cuya $f > f_c$ se propagarán; los modos que no cumplan esto, se atenuarán exponencialmente en función de un parámetro imaginario β o α si es real, conforme se alejan de la fuente. A estos modos se los conoce como modos en corte o modos evanescentes.

3.3.1.2 – Modos TM

Los modos TM en la guía están caracterizados por campos con $H_z = 0$ mientras que E_z tiene que satisfacer la siguiente ecuación:

$$\left(\frac{\delta^2}{\delta x^2} + \frac{\delta^2}{\delta y^2} + k_c^2 \right) e_z(x, y) = 0 \quad (25)$$

Con $E_z(x, y, z) = e_z(x, y)e^{-j\beta z}$; siendo $k_c = \sqrt{k^2 - \beta^2}$ el número de onda del cutoff.

Desarrollando las ecuaciones podemos llegar a que la constante de propagación es la misma que para los modos TE:

$$\beta = \sqrt{k^2 - k_c^2} = \sqrt{k^2 - \left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 - \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2} \quad (26)$$

Siendo β real para los modos en propagación e imaginaria para los modos en corte. Las frecuencias de corte de los modos TM_{mn} son las mismas que las de los modos TE_{mn} .

Cabe destacar de nuevo que las expresiones de campo E y H son nulas cuando $m=n=0$, tal y como pasa con los modos TE. No existe TM_{00} , TM_{01} ni TM_{10} . La frecuencia más baja para que se propague el primer modo, que es el TM_{11} es:

$$f_{c11} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\mu\epsilon}} \sqrt{\left(\frac{\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{\pi}{b}\right)^2} \quad (27)$$

La cual es algo superior que la mínima frecuencia de corte para los modos TE, como se puede apreciar en la siguiente imagen:

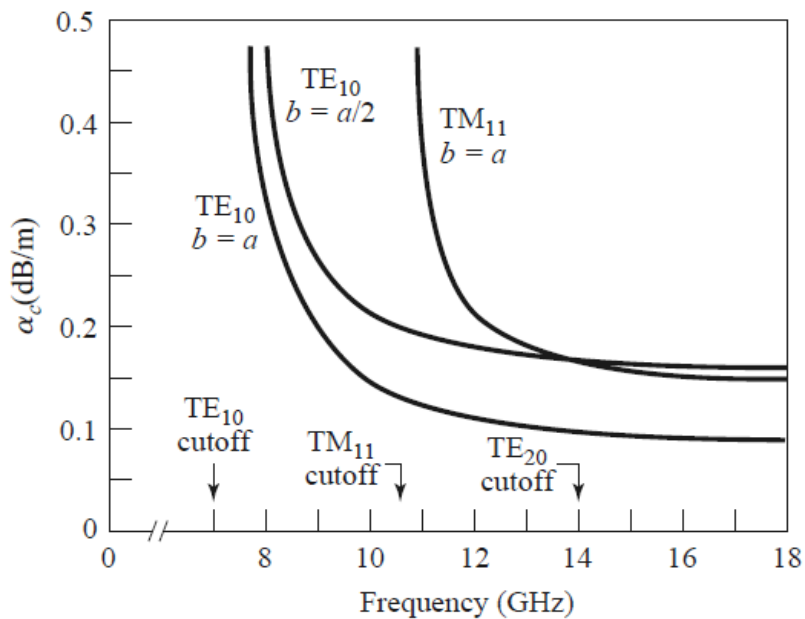


Figura 12 – Atenuación de los Modos en Guía Rectangular

Los modos fundamentales y de órdenes más bajos se pueden ver en las siguientes imágenes. Se muestran cortes de la guía de onda en los cuales se representan las líneas de campo.

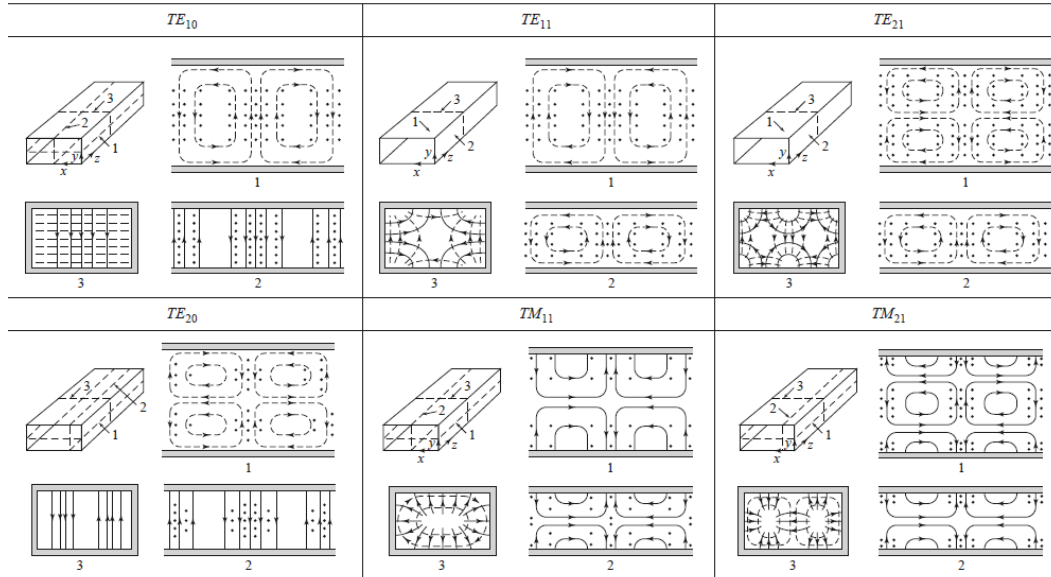


Figura 13 – Representación de las Líneas de Campo de Diferentes Modos en Guía Rectangular

3.3.2 – Guía de Onda Circular

Una guía de onda circular hueca soporta tanto el modo TE como el TM. La siguiente figura muestra la geometría de una guía de onda circular, con un radio a . Como aparece la geometría circular, es apropiado usar coordenadas cilíndricas.

En estructuras de guía circular en las cuales se producen variaciones simétricas de radio, los modos que se generan a partir de un modo TE_{nm} o TM_{nm} determinado son aquellos en los cuales el orden n no cambia. Ejemplo: si partimos de un modo fundamental TE_{11} se generarán TE_{1m} y TM_{1m} .

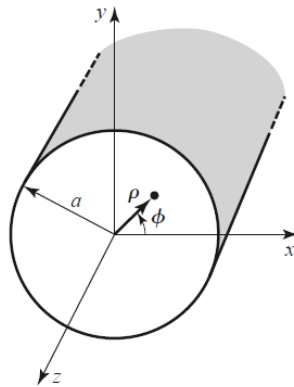


Figura 14 – Guía de Onda Circular

3.3.2.1 – Modos TE

Para los modos TE, $E_z = 0$, y H_z son solución para la ecuación de onda:

$$\nabla^2 H_z + k^2 H_z = 0 \quad (28)$$

Si $H_z(\rho, \phi, z) = h_z(\rho, \phi)e^{-j\beta z}$ la cual pasándose a coordenadas cilíndricas queda de la siguiente forma:

$$\left(\frac{\delta^2}{\delta \rho^2} + \frac{\delta}{\rho \delta \rho^2} + \frac{\delta^2}{\rho^2 \delta \phi^2} + k_c^2 \right) h_z(\rho, \phi) = 0 \quad (29)$$

Tras operar la ecuación, se consigue llegar a:

$$K_{cnm} = \frac{p'_{nm}}{a} \quad (30)$$

Donde p'_{nm} es la raíz m-ésima de las funciones de Bessel, las cuales cumplen la ecuación de onda.

Donde los valores de p'_{nm} son los de la siguiente tabla:

n	p'_{n1}	p'_{n2}	p'_{n3}
0	3.832	7.016	10.174
1	1.841	5.331	8.536
2	3.054	6.706	9.970

Tabla 3 – Tabla de Raíces de las Funciones de Bessel para Guía Circular y Modos TE

Los modos TE_{nm} están definidos por el número de corte de onda $K_{cnm} = \frac{p'_{nm}}{a}$ donde n hace referencia al número de variaciones en ϕ mientras que m hace referencia al número de variaciones de radio ρ . La constante de propagación del modo TE_{nm} es:

$$\beta = \sqrt{k^2 - k_c^2} = \sqrt{k^2 - \left(\frac{p'_{nm}}{a} \right)^2} \quad (31)$$

Con una frecuencia de corte de:

$$f_{cmn} = \frac{k_c}{2\pi\sqrt{\mu\epsilon}} = \frac{p'_{nm}}{2\pi a\sqrt{\mu\epsilon}} \quad (32)$$

El primer modo TE en propagarse es el modo con menor p'_{nm} , el cual según la tabla anterior es el TE_{11} . Este modo es el modo dominante de la guía circular, y es el más frecuentemente usado. Como $m \geq 1$, no hay modo TE_{10} pero sí hay un modo TE_{01} .

3.3.2.2 – Modos TM

Para la guía de onda circular debemos resolver para E_z la ecuación de onda en coordenadas cilíndricas:

$$\left(\frac{\delta^2}{\delta\rho^2} + \frac{\delta}{\rho\delta\rho^2} + \frac{\delta^2}{\rho^2\delta\phi^2} + k_c^2 \right) e_z = 0 \quad (33)$$

Donde $E_z(\rho, \phi, z) = e_z(\rho, \phi)e^{-j\beta z}$ y $k_c^2 = k^2 - \beta^2$. Puesto que esta ecuación es idéntica a la de los modos TE.

n	p_{n1}	p_{n2}	p_{n3}
0	2.405	5.520	8.654
1	3.832	7.016	10.174
2	5.135	8.417	11.620

Tabla 4 – Tabla de Raíces de las Funciones de Bessel para Guía Circular y Modos TM

Tras operar la ecuación, se consigue llegar a:

$$K_c = \frac{p_{nm}}{a} \quad (34)$$

Donde p_{nm} es la raíz m -ésima de las funciones de Bessel, las cuales cumplen la ecuación de onda. Los valores de p_{nm} están en la tabla anterior.

La constante de propagación de los modos TM_{nm} es:

$$\beta_{nm} = \sqrt{k^2 - k_c^2} = \sqrt{k^2 - \left(\frac{p_{nm}}{a}\right)^2} \quad (35)$$

Y la frecuencia de corte es:

$$f_{c_{nm}} = \frac{k_c}{2\pi\sqrt{\mu\epsilon}} = \frac{p_{nm}}{2\pi a\sqrt{\mu\epsilon}} \quad (36)$$

A pesar de que el primer modo TM que se propaga es el modo TM_{01} con $p_{01} = 2.405$ como éste es mayor que $p'_{11} = 1.841$ para el modo TE_{11} de menor orden, el modo TE_{11} es el modo dominante de la guía onda circular. Como con los modos TE, $m \geq 1$, por ello no existe el modo TM_{10} .

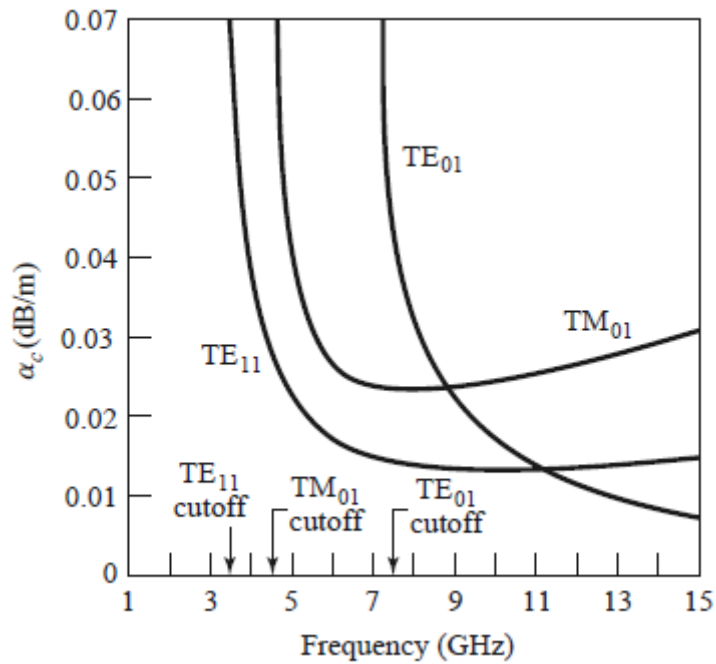


Figura 15 – Atenuación de los Modos en Guía Circular

Si se calcularan las frecuencias de corte para cada modo, los primeros modos TE y TM serían los de la siguiente imagen, que salen ordenados y normalizados respecto a la frecuencia de corte del modo fundamental.

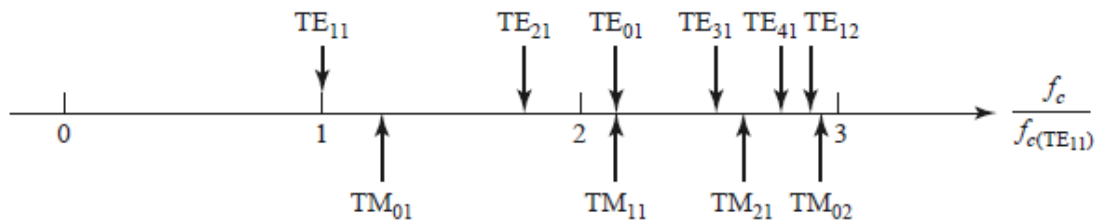


Figura 16 – Frecuencias de Corte de los Modos TE y TM para una Guía de Onda Circular

3.3.3 – Guía de Onda Coaxial

3.3.3.1 – Modos TEM

La geometría de la línea de transmisión coaxial se muestra en la siguiente ilustración, donde el conductor interior se encuentra a un potencial de V_0 voltios y el conductor exterior se encuentra a cero voltios. Los campos pueden expresarse de la siguiente forma:

$$\frac{1}{\rho} \frac{\delta}{\delta \rho} \left(\rho \frac{\delta \Phi(\rho, \phi)}{\delta \rho} \right) + \frac{1}{\rho^2} \frac{\delta^2 \Phi(\rho, \phi)}{\delta \phi^2} = 0 \quad (37)$$

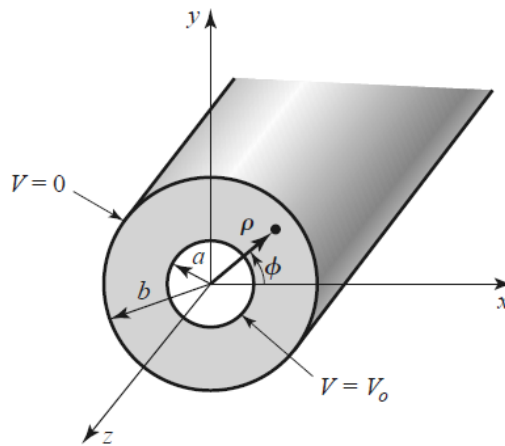


Figura 17 – Guía Coaxial

3.3.3.2 – Modos de Orden Superior

La guía de onda coaxial puede soportar los modos TE y TM además de los TEM. En la práctica, los modos TE y TM suelen estar normalmente en corte y solamente tienen un efecto reactivo cerca de las discontinuidades o fuentes, donde pueden excitarse. Es importante asegurarse que la frecuencia de corte del modo de orden más bajo es superior a la frecuencia de corte de la guía para evitar así modos indeseados propagándose con diferentes constantes de propagación, al mismo tiempo que pueden causar efectos no deseados. Evitar la propagación de los modos de orden superior supone establecer un límite superior en el tamaño del cable coaxial, un límite superior en la frecuencia de operación del cable.

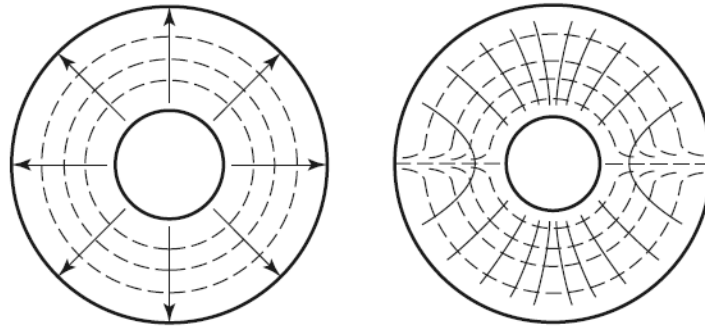


Figura 18 – Líneas de Campo de modos TEM (izquierda) y TE11 (derecha) de una Guía Coaxial

Si se operan las ecuaciones, se llega a que:

$$K_c = \frac{2}{a + b} \quad (38)$$

Entonces sabemos que la constante de propagación es la siguiente:

$$\beta_{nm} = \sqrt{k^2 - k_c^2} = \sqrt{k^2 - \left(\frac{2}{a + b}\right)^2} \quad (39)$$

Con su correspondiente frecuencia de corte

$$f_c = \frac{k_c}{2\pi\sqrt{\mu\epsilon}} = \frac{2}{2\pi\sqrt{\mu\epsilon}(a + b)} \quad (40)$$

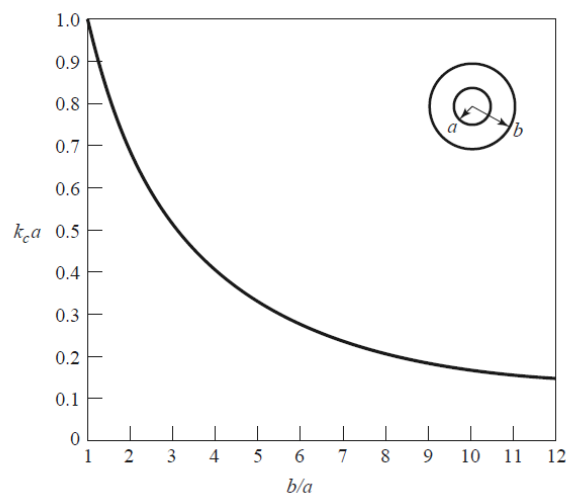


Figura 19 – Frecuencia de Corte Normalizada del Modo Dominante TE11 de una Guía de Onda Coaxial

4 - Estado del Arte

Para la redacción de este proyecto se ha realizado en primer lugar una búsqueda detallada en la literatura escrita al respecto para poder analizar cuáles son los principales caminos que se han tomado a la hora de implementar un sistema de estas características, poder estudiar cuales son las principales ventajas e inconvenientes de cada uno de ellos y de tal forma poder decidir si se toma algún camino parecido para mejorarlo, combinar varias propuestas u ofrecer por el contrario una solución novedosa e innovadora.

A continuación, se detallan los principales diseños que se han adoptado en el campo de la investigación para el diseño de antenas de bocina para comunicaciones por satélite que trabajen simultáneamente en varias bandas frecuenciales, muchos de los cuales se indican en [5].

4.1 - Diseño de Antenas de Bocina Multimodo

4.1.1 - Dualmode Feed Horn

Esta técnica, llamada modo dual en antena de bocina cónica, emplea una antena de bocina que es excitada en su entrada por los modos TE_{11} y TM_{11} . Posteriormente ambos modos son excitados en la apertura de la antena de forma que se consigan las características de radiación deseadas mediante su suma con la determinada amplitud y fase. El centro de fases coincide como resultado de lo mencionado previamente. Los modos de excitación y el resultante en guía circular se pueden ver en la Figura 20.

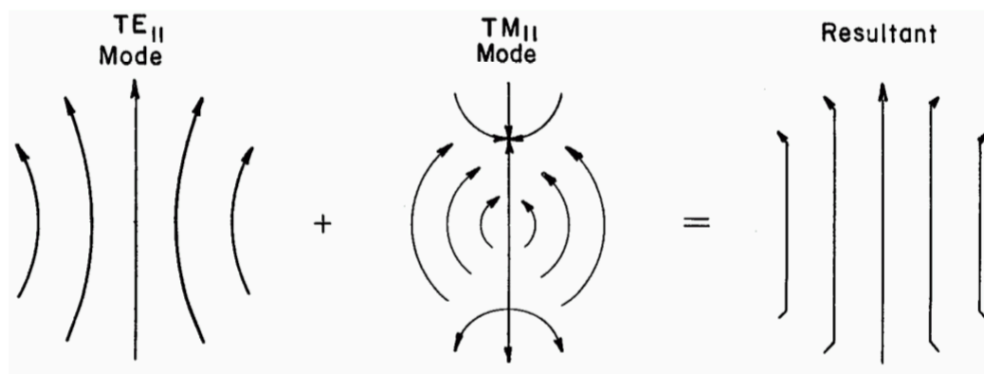


Figura 20 - Diagrama Vectorial del Modo Dominante, el de Orden Superior y el Resultante en Guía Circular

En la Figura 21 se puede apreciar un diseño de antena dualmode [6], donde el puerto de entrada es excitado con el modo TE_{11} . La apertura tiene un diámetro $D1$ que equivale a una longitud de onda aproximadamente. El sistema consigue niveles de

potencia similares en los planos E y H para la banda frecuencial baja. La pendiente indicada en la figura genera el modo TM_{11} para la banda frecuencial alta.

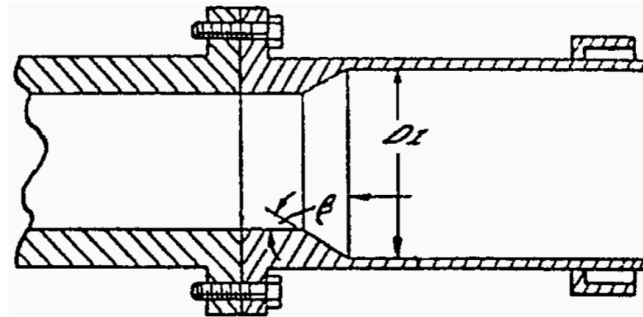


Figura 21 - Dualmode Feed Horn

4.1.2 - Potters Horn with Scalar Rings

En este tipo de antena [7], para la banda frecuencial superior los parámetros fundamentales que controlan el diagrama de radiación son los radios de los steps que generan el modo TM_{11} , la sección que controla la fase de dicho modo y el diámetro de la apertura. Los anillos exteriores localizados fuera de la guía no tienen un efecto apreciable en el diagrama de radiación de la banda frecuencial alta, especialmente si están colocados detrás de la apertura. Esto se debe básicamente porque la apertura es mayor en longitudes de onda en la banda alta, así como la correcta suma en términos de fase entre los modos TE_{11} y TM_{11} . En la banda baja, las dimensiones de los steps no generan el modo de orden superior. Este tipo de antena se puede observar en la Figura 22.

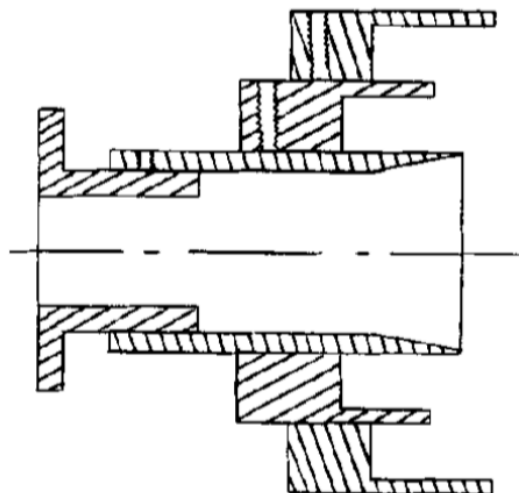


Figura 22 - Potters Horn with Scalar Rings

4.1.3 - Antenas Multimodo mediante Discontinuidades

Otra forma de diseñar sistemas que trabajen en varias bandas frecuenciales es el empleo de diferentes tipos de discontinuidades en el perfil de la antena [8] [9] [10], como pueden ser combinaciones de diferentes pendientes, secciones, steps en forma de anillo con simetría axial, etc. En la Figura 23 se muestran algunos de estos diseños.

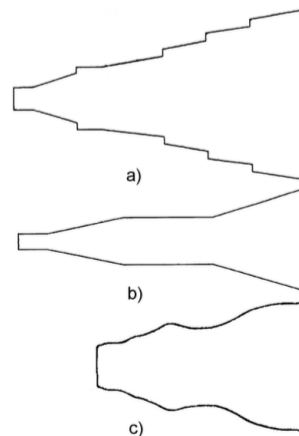


Figura 23 - Antenas Multimodo mediante Discontinuidades

4.1.4 - Antenas de Perfil Liso excitadas mediante Sección Corrugada

Otra forma de crear las antenas requeridas es mediante una antena cónica de perfil liso precedida por una sección corrugada [11] que genera los modos TE_{11} y TM_{11} en la proporción necesaria. El uso de una antena de perfil liso permite obtener un nivel bajo de crosspolar. Este paso de sección corrugada a lisa ofrece prestaciones mejores que las antenas con steps potter previamente mencionadas en términos de mayor ancho de banda y menos dispersivo. Puede ser diseñada para operar en dos bandas frecuenciales que disten mucho entre ellas.

La entrada al sistema es una guía circular excitada con el modo TE_{11} , que es introducido en una sección corrugada de doble profundidad que permite realizar una conversión del modo TE_{11} al modo híbrido HE_{11} , tanto en la banda frecuencial baja como en la alta. Dicho modo atraviesa la sección corrugada adyacente sin modificaciones significativas y pasa finalmente a la antena de perfil liso mencionada anteriormente. En la Figura 24 se puede apreciar un esquema del conjunto.

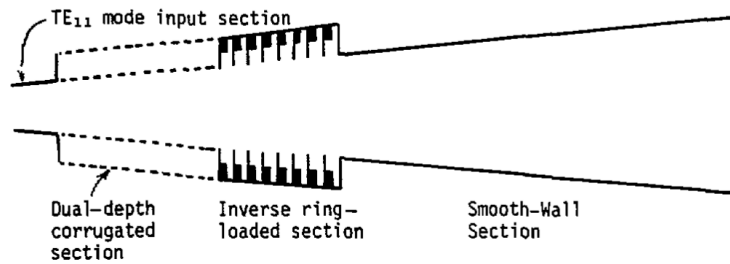


Figura 24 - Antena de Perfil Liso Excitada Mediante Sección Corrugada

4.1.5 - Sistema Coaxial de Doble Banda y Doble Polarización

Uno de los diseños más empleados a la hora de realizar un sistema que trabaje en varias bandas frecuenciales simultáneamente es el coaxial. En este tipo de sistemas la señal de alta frecuencia se introduce por la parte interior de la estructura, mientras la banda baja se propaga por la zona coaxial.

Un ejemplo de este tipo de sistema es el empleado para el radiotelescopio Parkes, descrito en [12] y [13]. En este caso, tal y como se ha comentado previamente, la señal de alta frecuencia emplea la parte interior de la estructura, mientras la de baja frecuencia emplea la zona coaxial. Para mejorar la simetría en los diagramas de radiación se ha empleado un choke (corrugación axial) entre las aperturas de ambas bocinas. Debido al diseño, la parte coaxial que recibe la banda frecuencial baja dispondrá de un peor parámetro de pérdidas de retorno, por lo que se han colocado unos iris para mejorar la adaptación.

Dicha banda baja es extraída posteriormente mediante un OMJ coaxial de seis puertos, para ser después acoplada a cuatro ramas de guías rectangulares mediante dos steps. Finalmente, las señales son recombinadas mediante dos uniones en T. Para el caso de la banda alta, la señal es extraída mediante un OMT convencional. Un esquema de este sistema descrito se puede apreciar en la Figura 25.

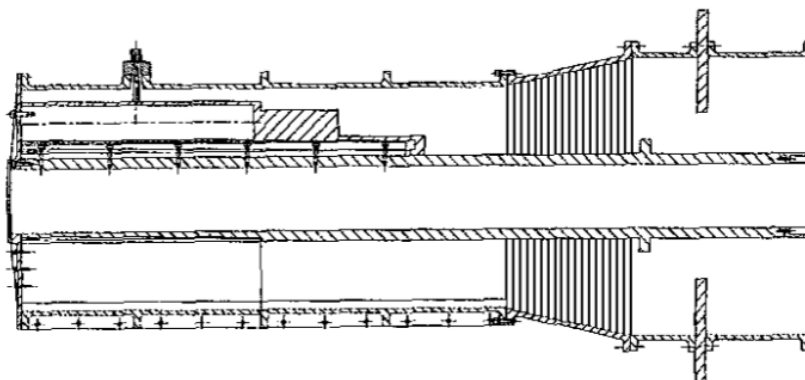


Figura 25 - Sistema Coaxial de Doble Banda para el Radiotelescopio Parkes

Otro ejemplo de un sistema coaxial similar con polarización circular es el descrito en [14]. En este sistema, los chokes empleados en la apertura son de igual profundidad y

corresponde aproximadamente a media longitud de onda de la frecuencia más alta de la banda de trabajo. De esta forma, para la banda alta se comporta como un plano de tierra conductor alrededor de la apertura, mientras que para la banda baja es un plano convencional no conductor entorno a una guía circular con diámetro 0.7 la longitud de onda, aproximadamente. Un esquema de este sistema se puede observar en la Figura 26.

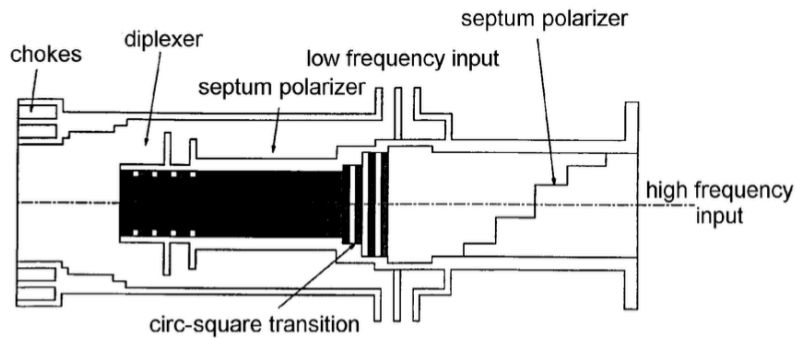


Figura 26 - Sistema Coaxial de Doble Banda y Doble Polarización Circular

4.1.6 - Sistema Coaxial en Banda S/X con Capacidad de Tracking

El sistema descrito en [15] emplea una estructura coaxial con una bocina de tipo Potter. Tanto la parte interior como la coaxial exterior son cónicas de perfil liso. Tal y como se ha comentado previamente, la banda X emplea la sección interior mientras la banda S emplea la parte coaxial. En ambas secciones se han usado varios steps en la parte de la apertura para mejorar las prestaciones de nivel de crosspolar. Los componentes necesarios para realizar el tracking se han incluido en la sección de la banda X, tal y como se puede observar en el corte de perfil del sistema en la Figura 27.

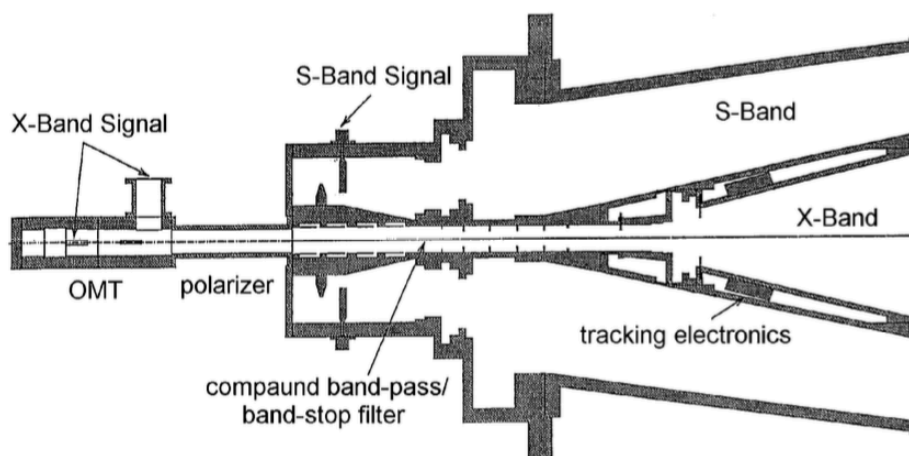


Figura 27 - Sistema Coaxial en Banda S/X con Capacidad de Tracking

4.2 - Diseño de Antenas de Bocina Corrugadas Multibanda

Las corrugaciones han sido empleadas desde hace varias décadas en el diseño de antenas de altas prestaciones, permitiendo generar condiciones límite cero tanto para la componente vertical como horizontal del campo en la superficie. Esto conlleva que las ondas polarizadas vertical y horizontalmente no se propaguen a través de la superficie, aplicándose tanto al plano E como al H y generando una simetría rotacional del diagrama de radiación, así como unos niveles bajos de crosspolar.

A continuación, en esta sección se han presentado ejemplos de antenas trabajando en varias bandas frecuenciales simultáneamente mediante el uso de corrugaciones radiales o axiales.

4.2.1 - Antenas Dual Band con Doble Corrugación

Una de las técnicas que se emplean para aprovechar las ventajas de las corrugaciones en más de una banda frecuencial es el uso de corrugaciones con doble profundidad que permitan desempeñar su labor en ambas bandas frecuenciales.

Es el caso descrito en [16], donde el sistema está compuesto por tres secciones principales: guía de onda que alimenta a la antena, el convertor de modos y la antena de bocina corrugada. La primera de ellas consiste en dos guías circulares concéntricas que son excitadas con el modo TE_{11} en ambas, siendo el circular para la banda alta y el coaxial para la banda baja. El convertor de modos es una parte crítica en el rendimiento del sistema global, debido a que debe garantizar un único modo y bajas pérdidas de retorno en ambas bandas frecuenciales. Todo esto es conseguido pasando el modo TE_{11} de guía circular al modo híbrido HE_{11} en la bocina corrugada. Dicha bocina ha sido diseñada para conseguir una transición suave con el convertor de modos, de forma que en la apertura se obtengan los diagramas de radiación deseados. Un esquema del sistema completo, así como de las corrugaciones en más detalle se puede ver en la Figura 28.

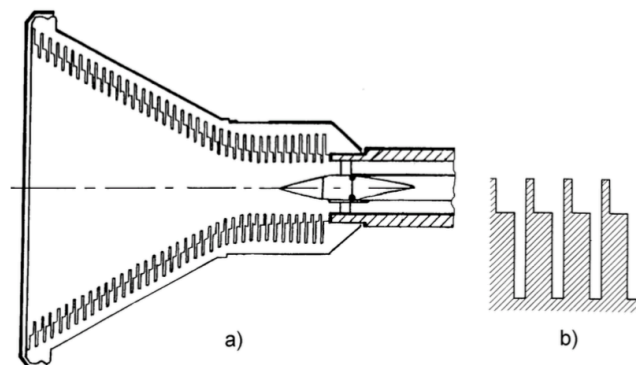


Figura 28 - a) Antena Dual Band con Doble Corrugación, b) Configuración de las Corrugaciones de Doble Profundidad

4.2.2 - Antenas Corrugadas Coaxiales Dual Band

Uno de los diseños que más se han empleado en el diseño de antenas de bocina corrugadas que operen en dos rangos de frecuencia muy separados es el coaxial. De forma similar a como se ha comentado previamente en este documento cuando se han tratado otras estructuras coaxiales, la banda frecuencial baja emplea la sección exterior coaxial del sistema mientras la alta frecuencia emplea la sección interior. En [17] se detalla un ejemplo sencillo de esta configuración, donde la baja frecuencia emplea una sección con perfil corrugado que se prolonga hasta la apertura de la bocina, mientras la alta frecuencia atraviesa una guía circular interior que termina en la zona de la apertura con un par de chokes para mejorar la simetría del diagrama de radiación de dicha banda. Un esquema de este sistema descrito se puede observar en la Figura 29.

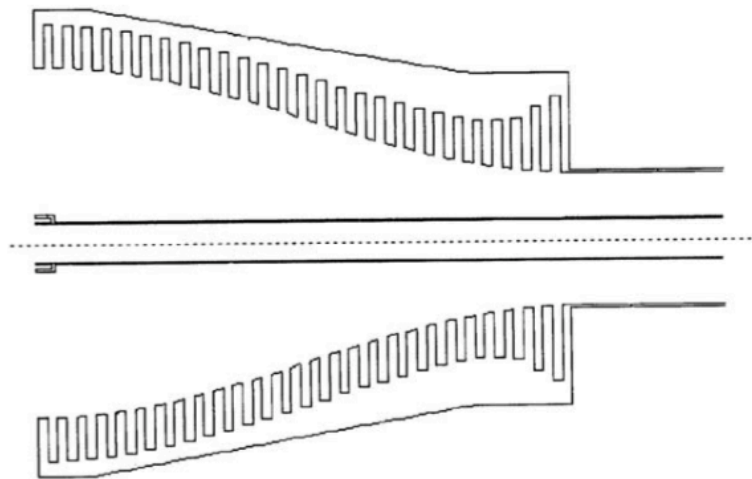


Figura 29 - Antena Coaxial Corrugada de Doble Banda

Otro diseño de antena dual band coaxial es mostrado en [18]. El sistema está formado por una antena de bocina coaxial con corrugaciones longitudinales, en cuyo interior se encuentra otra bocina, esta última sin corrugaciones. La antena corrugada exterior es la encargada de radiar la señal de baja frecuencia (banda X), mientras la antena interior se encarga de la alta frecuencia (banda Ka). A la sección de la bocina le precede un complejo sistema de guías y polarizadores para poder obtener la doble polarización circular en cada una de las bandas, tal y como se detalla a continuación.

A la antena de banda Ka se le conecta en su entrada un OMT corrugado que proporciona la polarización circular, y que posteriormente se separa en la componente RHCP y LHCP en guía rectangular. A la bocina coaxial de banda X se le han incluido varios iris para mejorar la adaptación. A todo esto se le conecta un OMTJ compuesto por cuatro ramas de guía rectangular que se prolongan hasta la parte anterior del sistema, donde las cuatro señales son recombinadas de nuevo e introducidas en un septum que proporciona la polarización circular deseada. Finalmente, un OMT es colocado para permitir la extracción e inserción de las señales RHCP y LHCP de banda X a guía rectangular.

Un modelo 3D de la estructura es mostrado en la Figura 30, mientras que un corte transversal se puede observar en la Figura 31.

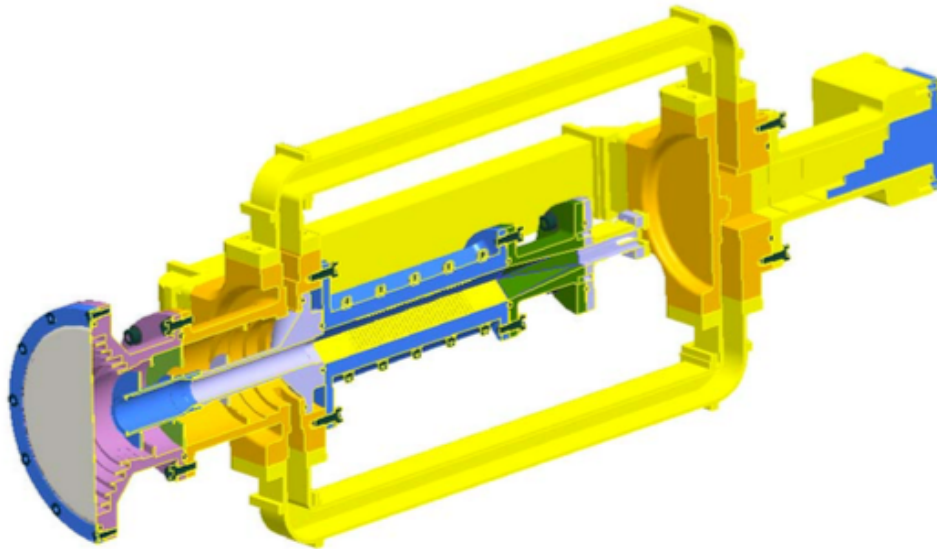


Figura 30 - Modelo 3D del Sistema Coaxial X/Ka con Polarización Circular

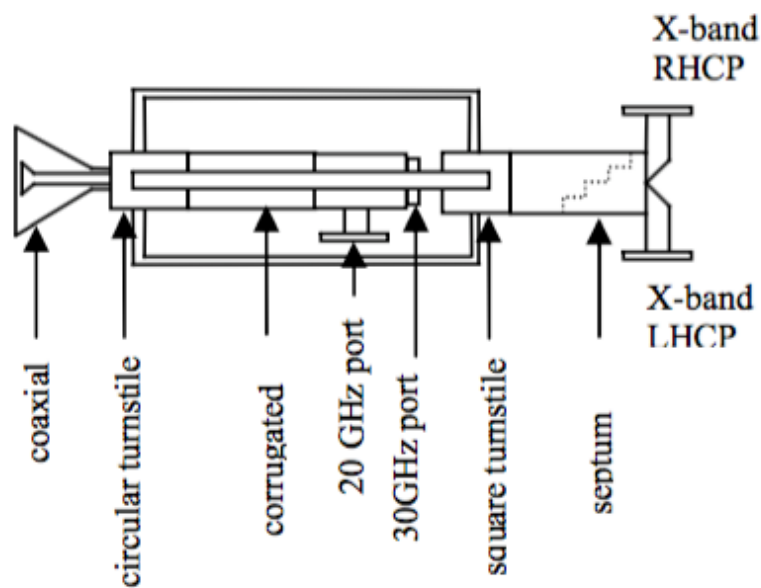


Figura 31 - Esquema Transversal del Sistema Coaxial X/Ka con Polarización Circular

4.2.3 - Antenas Corrugadas Dual Band con Múltiples Tipos de Superficies

Otro tipo diferente de antenas en consonancia con el tipo mencionado previamente son las antenas que emplean diferentes tipos de superficies para radiar la banda frecuencial alta y baja. En estos casos, una antena de bocina corrugada es diseñada para la banda baja, de igual forma que en los sistemas comentados anteriormente, permitiendo obtener diagramas de radiación simétricos y con bajos niveles de crosspolar. Sin embargo, para el caso de la banda frecuencial alta se pueden emplear diferentes estructuras como dielectric rod [19], disk-on-rod [20] o disk-in-tube y ring antennas [21]. Todos estos elementos permiten obtener diagramas de radiación simétricos y con una muy buena eficiencia de radiación. Un ejemplo de estos elementos mencionados puede observarse en la Figura 32.

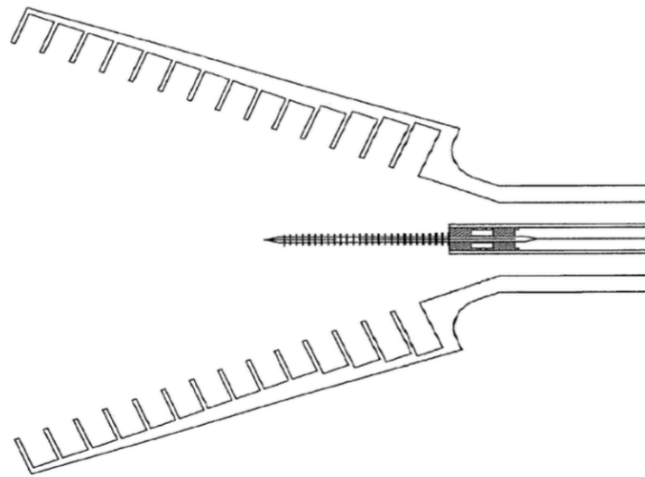


Figura 32 - Bocina Corrugada con Antena disk-on-rod

Otro sistema compuesto por bocina corrugada y varilla de dieléctrico disk-on-rod es propuesta en [22].

Las bajas frecuencias (banda X) llegan hasta los 4 puertos dispuestos por parejas a 90 y 180 grados en la guía circular conectada a la antena. Una pareja es necesaria para recibir la polarización circular (90°), mientras que la otra pareja (180°) es necesaria para evitar modos de orden superior generados en la unión.

La señal de alta frecuencia (banda Ka) emplea una varilla de dieléctrico disk-on-rod para atravesar el junction de la banda X de forma lo más transparente posible (y debe ser corto para introducir las menores pérdidas posibles), y llegar finalmente al puerto Ka. Un esquema general del sistema puede verse en la Figura 33.

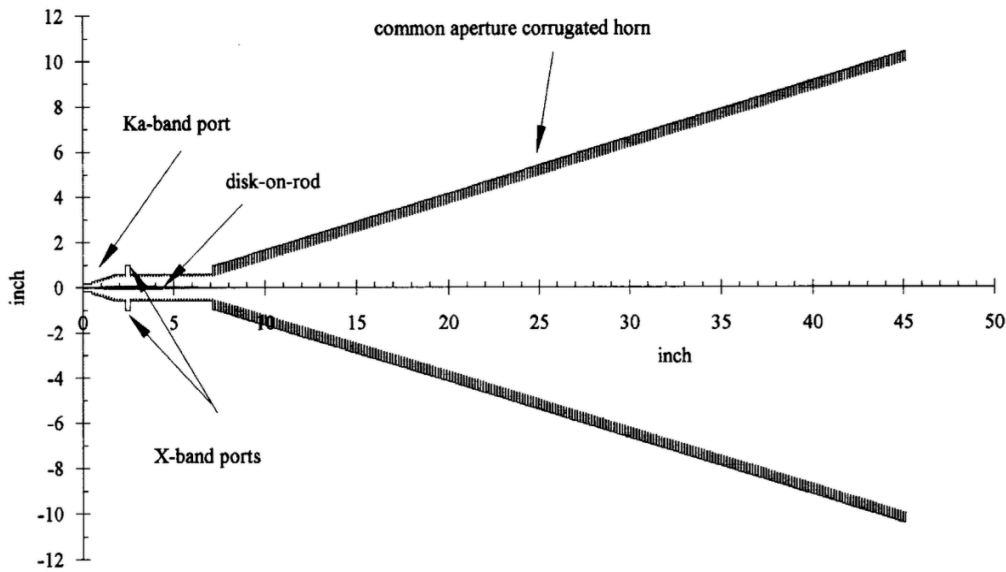


Figura 33 - Bocina Dual Band X/Ka

4.2.4 - Antenas Corrugadas Dual Band S/X con Combinador

El sistema propuesto en [23] presenta una bocina corrugada capaz de trabajar en dos bandas frecuenciales muy separadas, obteniendo diagramas de radiación prácticamente idénticos en ambas bandas. Para ello, la banda X es introducida por la entrada de la bocina, mientras que la banda S se introduce más adelante en la estructura a través de un combinador. Dicho elemento debe tener unas pérdidas de retorno inferiores a 0.02dB para la banda X de forma que pueda ser empleada en aplicaciones reales. Para ello, un par de chokes se han colocado en cada una de las 4 entradas a la bocina. La posición de estas entradas a la bocina es un parámetro crítico en cuanto a la adaptación de la banda S, por lo que se ha colocado en el punto óptimo para conseguir la mejor posible.

La excitación de la banda S se realiza mediante cuatro puertos, desfasados 180 grados dos a dos con el opuesto, de forma que una pareja se encargue de generar la polarización vertical y la otra la horizontal. Para conseguir polarización circular en sentido horario o anti-horario, la alimentación de los cuatro puertos se debe realizar con un desfase de 90 grados entre cada uno de ellos siguiendo ese mismo sentido horario.

Un corte transversal de este sistema, así como del elemento combinador de banda S, se muestra en la Figura 34.

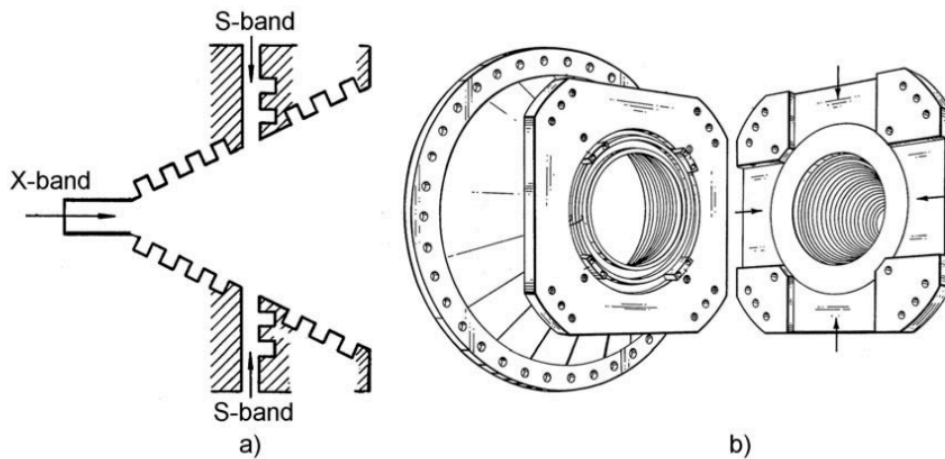


Figura 34 - a) Bocina Dual Band con Combinador, b) Corte Trasversal del Combinador

Otros diseños de antenas dual band con entradas de las señales en diferentes posiciones dentro del sistema se han realizado, como el propuesto en [24]. Este sistema trabaja en las bandas frecuenciales de X y Ka. Está compuesto por una bocina corrugada precedida de un complejo sistema de guías de onda y conversores de modos, de forma que dichas corrugaciones puedan servir simultáneamente para las dos señales que se radían.

En primer lugar, para la señal en banda Ka, se generan dos modos en la sección de alimentación del sistema: el modo TE₁₁ (suma) que se genera a través de un OMT comercial y un polarizador, y el TE₂₁ (resta) que se genera mediante 8 brazos simétricos que salen del centro de la guía, más unos combinadores para generar la polarización circular. Finalmente, ambos modos son transformados a modos híbridos HE₁₁ y HE₂₁ en un conversor de modos, y serán esos los que se propagarán en la bocina.

Posteriormente, para la señal en la banda X tenemos dos partes: el downlink, con un modo TE₁₁ que se genera a través de 4 guías de onda que salen directamente de la guía circular inicial, y el uplink con su modo TE₁₁ que se genera poco después en la cadena de alimentación mediante un diseño similar al downlink. Ambos modos TE₁₁ se convierten a los modos híbridos HE₁₁ mediante un conversor de modos, y se transmiten en la bocina.

Tras la generación de la señal de downlink para la banda X, tenemos una sección de guía de onda corrugada que actúa como filtro entre el DL y el UL de la banda X, impidiendo que se afecten la una a la otra. Hasta este punto todo el sistema está en un paquete crionizado. Esta parte crionizada termina con un thermal gap. A continuación, viene un vacuum window que impide el leakage entre señales. Por último vienen los tapers, que tienen que tener el tamaño suficiente para soportar el modo TE₁₁ del uplink que se genera a continuación en la cadena.

En la Figura 35 se muestra una imagen real del sistema construido.

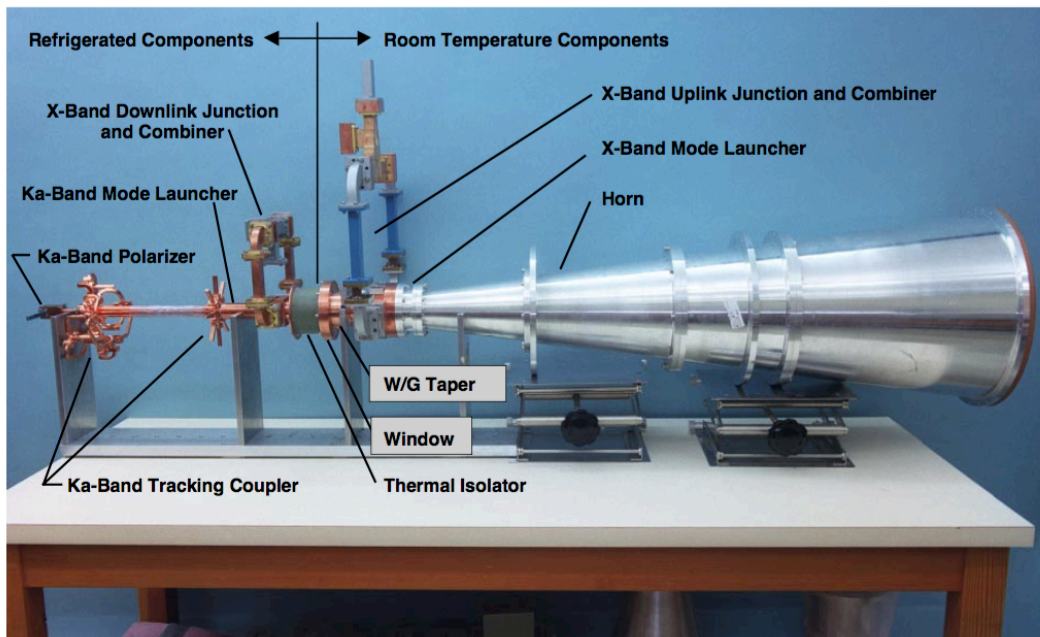


Figura 35 - Sistema en Banda X/Ka con Bocina Corrugada y Sistema de Alimentación

En la Figura 36 se puede observar un corte transversal del sistema completo, con referencias a las secciones de conversión de modos, corrugaciones y modos de propagación.

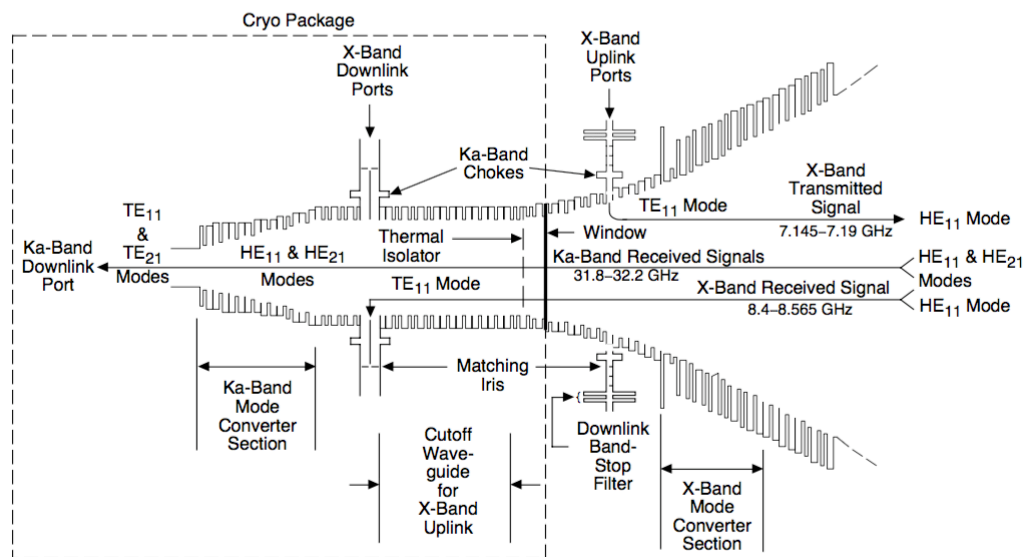


Figura 36 - Corte Transversal del Sistema X/Ka con Bocina Corrugada y Sistema de Alimentación

En la figura previa, se pueden observar las diferentes profundidades de corrugación que se emplean en función del momento de entrada al sistema de la banda frecuencial más alta. Asimismo, varios chokes e irises han sido implementados en las entradas de

las señales para mejorar las prestaciones en términos de aislamiento y pérdidas de retorno.

Un último ejemplo de bocina con doble profundidad de corrugación y diferentes entradas para las señales de las bandas frecuenciales de trabajo es propuesto en [25].

Dicho sistema es alimentado por el junction que se muestra en la Figura 37.

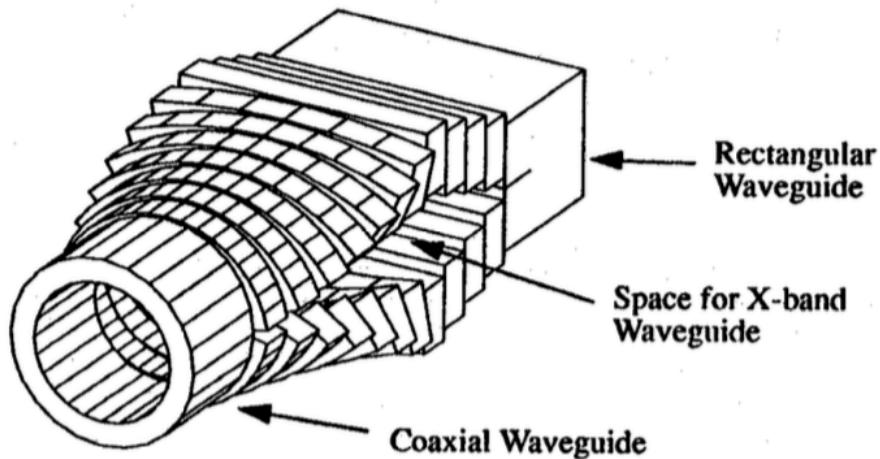


Figura 37 - Junction de Seis Puertos con Transición de Guía Rectangular a Circular

A este elemento se le introduce las señales en las bandas X (laterales) y S (posterior) mediante guías de onda rectangulares, por lo que se debe realizar una transición entre las guías rectangulares y la circular que alimenta a la antena de bocina (la cual es una circular interior para la alta frecuencia y una coaxial exterior para la baja frecuencia). Dicha transición se ha realizado con HFSS, y los iris necesarios para la optimización del sistema se han realizado mediante una herramienta de simulación FEM. Una imagen de la bocina corrugada doble se puede apreciar en la siguiente figura.

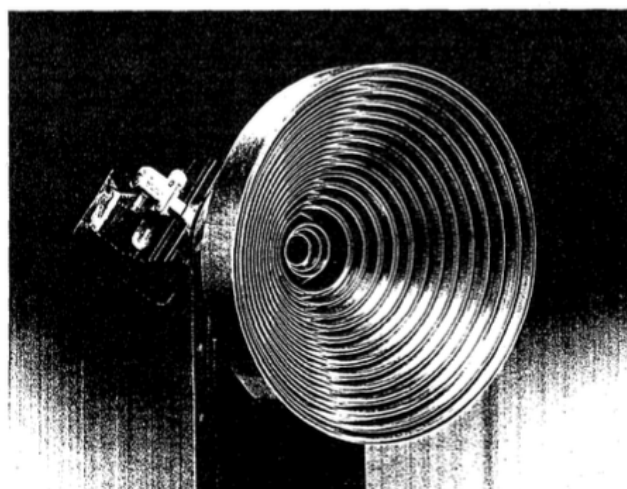


Figura 38 - Antena de Bocina con Doble Corrugación para Bandas S/X

4.2.5 - Antenas con Corrugaciones Longitudinales y Varilla Dieléctrica Interior

El sistema detallado en [26] sigue el funcionamiento de los mencionados previamente en este documento, pero en este caso las corrugaciones que emplea en la bocina son longitudinales, permitiendo también obtener diagramas de radiación simétricos para la banda frecuencial baja. En la parte de entrada a la bocina se emplean varios iris para mejorar la adaptación en esta banda, debido a que emplea la zona coaxial de la estructura.

Para el caso de la banda alta, el sistema emplea una varilla dieléctrica en el interior de la estructura, de forma que se consigue una gran eficiencia de radiación y diagramas simétricos también para esta banda. Un esquema del conjunto se muestra en la Figura 39.

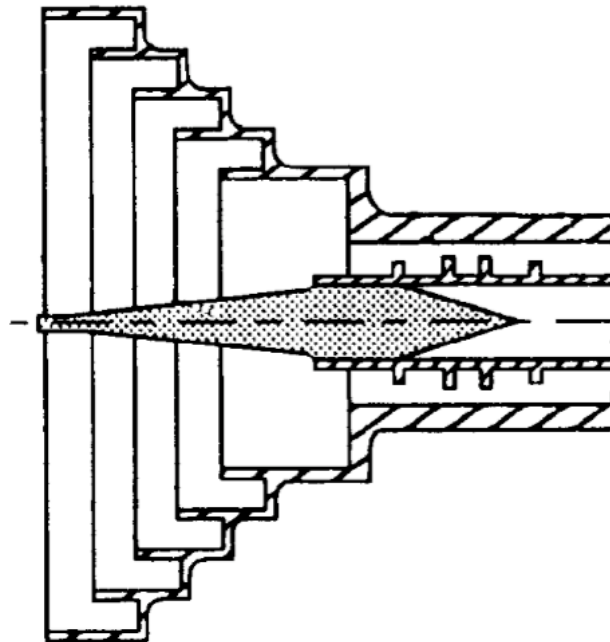


Figura 39 - Bocina con Corrugaciones Longitudinales y Varilla Dieléctrica

4.2.6 - Antenas de Bocina Cónicas Corrugadas Multifrecuencia

Como última propuesta en esta sección de antenas corrugadas se encuentra la estructura multifrecuencia detallada en [27]. Dicho sistema está compuesto por una antena corrugada cónica a la cual le precede un complejo alimentador con las cinco frecuencias de trabajo, cada una de ellas con un OMT para poder introducir las dos componentes desfasadas necesarias para producir el modo esférico híbrido deseado (HE_{11}). Un esquema de toda la estructura puede verse en la Figura 40.

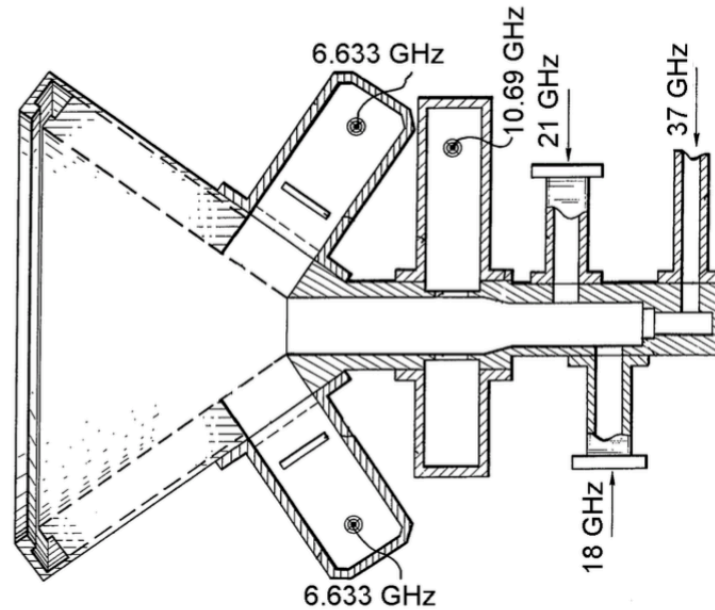


Figura 40 - Antena de Bocina Corrugada con Alimentador Multifrecuencia

La frecuencia más baja es introducida en el sistema mediante un par de slots colineales directamente en la zona de la bocina. Otras frecuencias son introducidas a la bocina directamente desde su entrada a través de una guía circular conectada a ella. La alta frecuencia se introduce en la parte final de la estructura, mientras que otras frecuencias intermedias se van incorporando en diferentes puntos del sistema a medida que se llega a la sección de la bocina. Adicionalmente se ha incorporado filtrado en cada puerto de entrada para mejorar las prestaciones de pérdidas de inserción y el aislamiento entre puertos. Entre el puerto de alta frecuencia y los dos de frecuencia intermedia adyacentes a él se ha colocado un transformador lambda cuartos para crear un pequeño circuito para estas dos últimas frecuencias.

4.3 - Diseño de Antenas de Bocina Multibanda Rellenas de

Dieléctrico

Una vez realizado el estudio de las antenas que trabajan en varias bandas frecuenciales mediante el empleo de bocinas de pared lisa o mediante diferentes tipos de corrugaciones radiales o axiales, así como otros elementos interiores formados por dieléctrico, se comenta a continuación una última sección en este estado del arte sobre antenas de bocina cuyo interior ha sido rellenado con material dieléctrico.

Este tipo de antenas comenzaron a ser de interés cuando el mundo de la investigación se dio cuenta de que mediante el empleo de materiales dieléctricos que son baratos y sencillos de conseguir se podían diseñar antenas con buenas prestaciones de radiación y crosspolar en un rango de frecuencias muy grande, siendo en el campo de

las ondas milimétricas mucho más sencillas de construir que las antenas corrugadas debido a las dimensiones y longitudes de onda con las que se trabaja.

A continuación, se han detallado diferentes diseños de antenas rellenas de dieléctrico, destacando su funcionamiento general y las ventajas e inconvenientes que presentan. Todas ellas emplean el material dieléctrico de forma coaxial interior al aire o a otro dieléctrico diferente para obtener una estructura dual band.

4.3.1 - Antenas de Bocina Simple Rellena de Dieléctrico

La estructura propuesta en [28] consiste en una antena de bocina rellena casi por completo por dieléctrico, como se puede observar en la Figura 41.

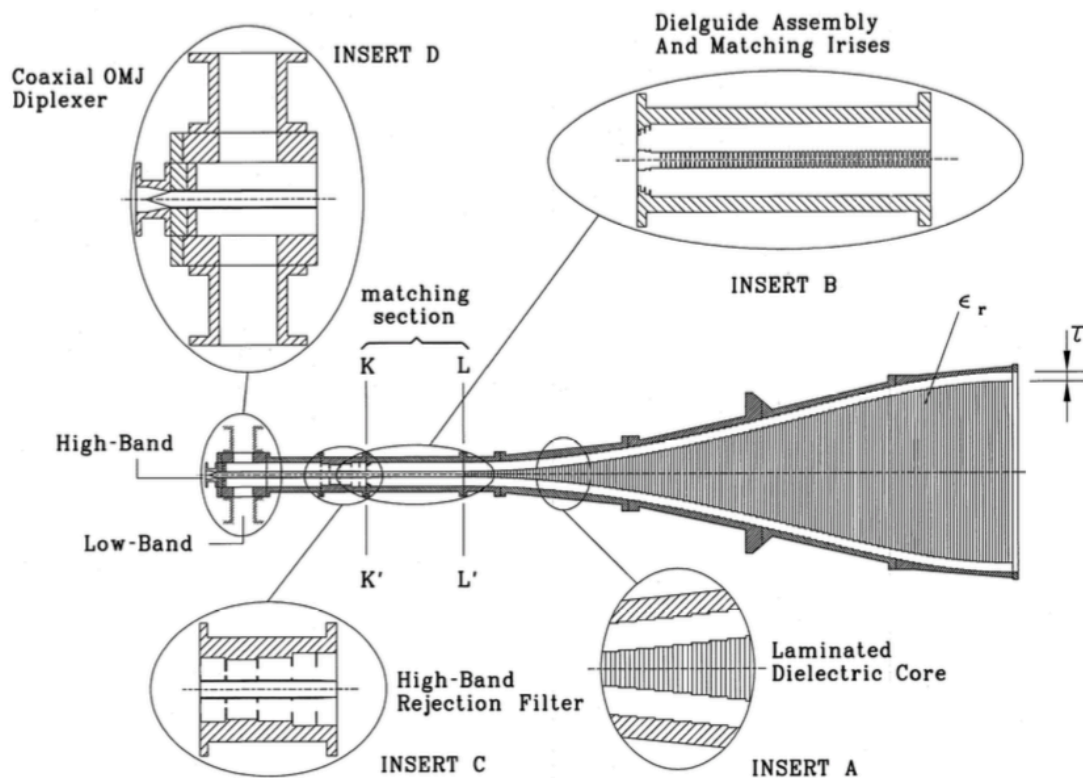


Figura 41 - Antena de Bocina Dual Band Rellena de Dieléctrico con OMT

Como en las anteriores estructuras coaxiales mencionadas, la alta frecuencia es soportada por la sección interior de la estructura, siendo en este caso toda la parte del material dieléctrico. Dicho material se encarga de propagar el modo híbrido. El gap que queda entre la bocina y la parte de dieléctrico ha sido optimizado para conseguir los parámetros de radiación deseados. Dicho parámetro no es crítico, así como no lo es el material que se emplee en dicho gap siempre que sea de permitividad menor que el empleado en el dieléctrico de la parte principal de la antena.

Otra propuesta de diseño algo más compleja es expuesta en [29], donde se emplea una bocina rellena de dieléctrico para la alta frecuencia, y un sistema de alimentación de la misma que se detalla a continuación.

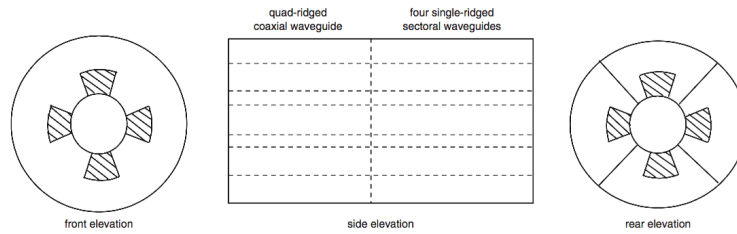


Figura 42 - Diseño Inicial OMJ

En primer lugar, se ha diseñado un OMJ coaxial para el alimentador con un sistema de guías de onda sectoriales en el interior de una guía de onda circular, indicado en la Figura 42.

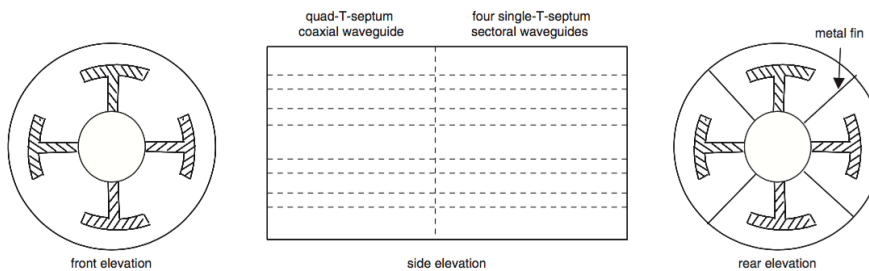


Figura 43 - Diseño OMJ con guías T-septum

A continuación, se ha creado el mismo sistema para el OMJ, pero en vez de usar guías de onda sectoriales se han empleado con forma de T-septum, indicado en la Figura 43.

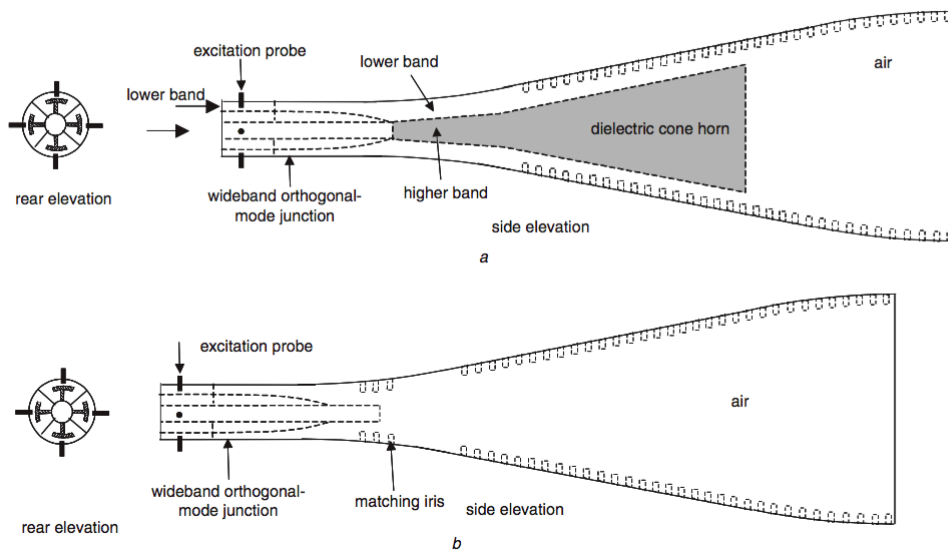


Figura 44 - Esquema de la Sección de la Bocina

En la sección de la bocina mostrada previamente en la Figura 44, la alta frecuencia se propaga por el interior de la guía, y la baja frecuencia por el exterior. La primera de ellas emplea posteriormente la antena con material dieléctrico interior, mientras la otra emplea la bocina corrugada exterior coaxial a la primera. Se ha empleado como OMJ el indicado previamente con guías T-septum.

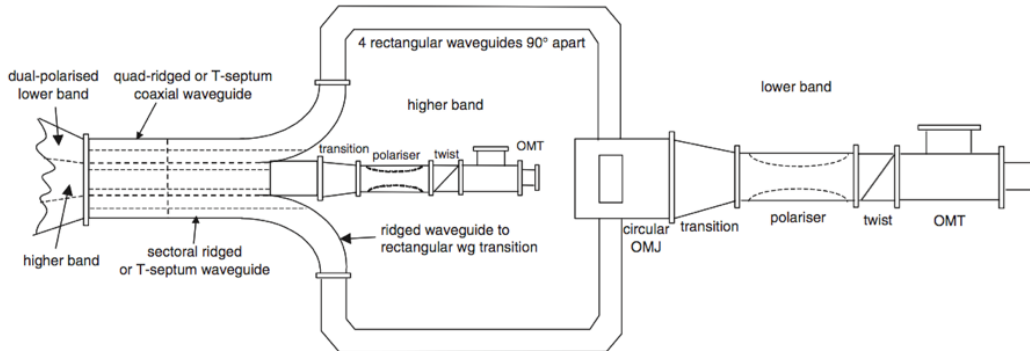


Fig. 7 Launch of CP waves using polariser, twist and OMT

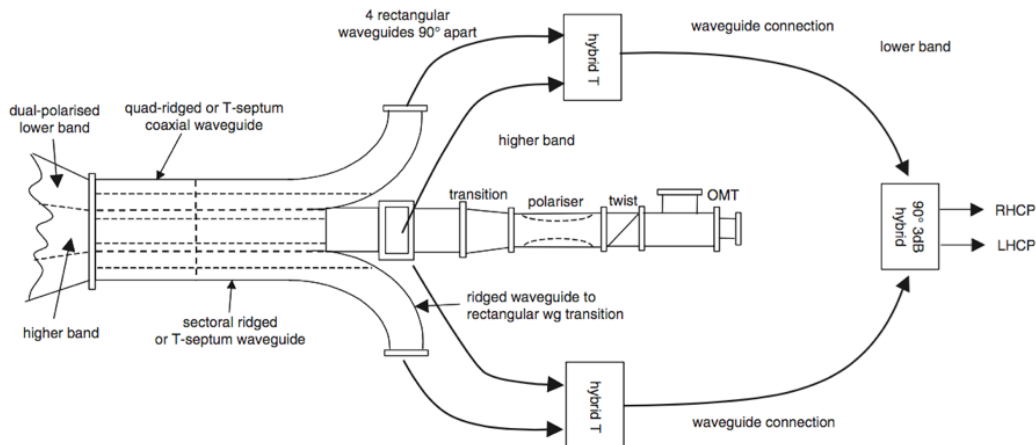


Figura 45 - Sistema de Alimentación para la Generación de Polarización Circular

A continuación, se ha creado un sistema para generar la polarización circular de las señales que se van a transmitir y recibir. Está formado por dos guías concéntricas que llevan la alta frecuencia en la interior y la baja frecuencia en la exterior. La parte de baja frecuencia se separa en 4 guías rectangulares que llegan a un OMJ circular, una transición entre guías de onda, un polarizador, twist y a un OMT para poder separar la LHCP y RHCP de la señal. Para la alta frecuencia, va por el interior de la guía de entrada hasta un esquema similar al anterior, donde también obtenemos las componentes LHCP y RHCP de la señal. Este esquema corresponde al primero de los dos mostrados en la Figura 45.

Otra forma de poder realizar el mismo esquema es con el uso de una T-mágica que une dos de las 4 guías de onda de la baja frecuencia por un lado, y las otras dos por el

otro lado, y ambas salidas entran en un híbrido de 90 grados, permitiendo obtener directamente las componentes LHCP y RHCP de la señal de baja frecuencia. El sistema para la alta frecuencia no se ve modificado. Esta última solución se observa en el segundo esquema de los dos mostrados en la Figura 45.

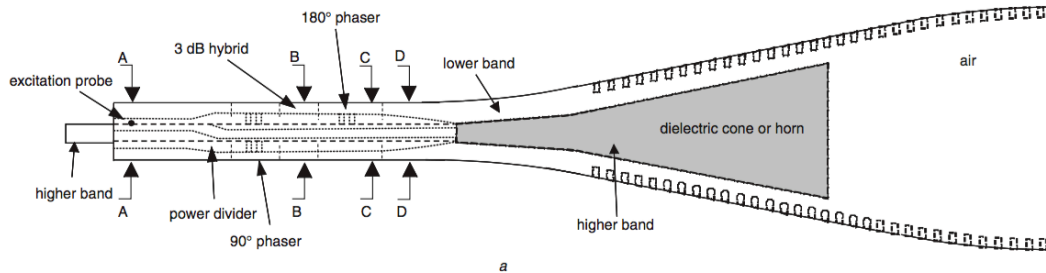


Figura 46 - Diseño Final Compacto del Sistema

Finalmente se ha llevado a cabo un diseño mucho más compacto del feed, consistente en 4 componentes principales: una transición de guía de onda coaxial a sectorial, híbridos, desfasadores y splitters de potencia. Todos ellos han sido implementados en el interior de la guía mediante programas CAD, para conseguir ese diseño compacto. El ancho de banda final conseguido en un estudio inicial es bastante más pequeño, pero el estudio será continuado para su futura mejora.

4.3.2 - Antena de Bocina Rellena de Dieléctrico con Varilla de Dieléctrico Interior

Siguiendo el desarrollo de las investigaciones realizadas en el apartado previo de este documento sobre las antenas lisas y corrugadas sin relleno dieléctrico, también se encuentran en este caso ejemplos de sistemas que emplean elementos con diferentes superficies, como pueden ser varillas dieléctricas normales, disk-on-rod (DITA) o ring antennas (RINGA), empleando todas estas estructuras en la parte coaxial interior para la banda de alta frecuencia, obteniéndose diagramas de radiación simétricos y bajos niveles de crosspolar. Un ejemplo de estos sistemas es presentado en [30], y el esquema del sistema se observa en la Figura 47.

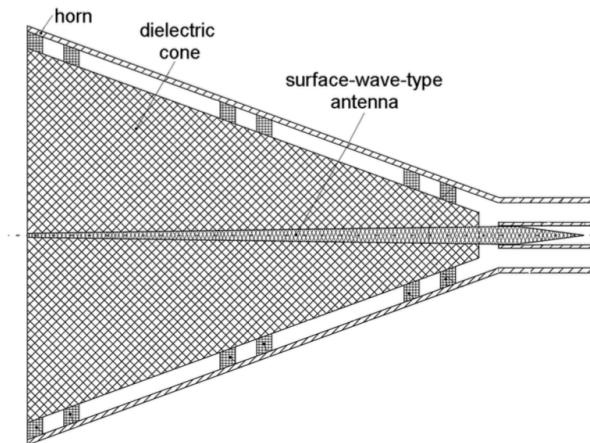


Figura 47 - Antena Rellena de Dieléctrico con Varilla de Dieléctrico para Alta Frecuencia

4.3.3 - Antenas de Bocina Rellena Coaxialmente de Dieléctrico

Además de los modelos vistos previamente en cuanto a antenas de dieléctrico se refiere, también se han realizado estudios con estructuras coaxiales donde tanto la parte interior como la coaxial exterior han sido rellenas con el correspondiente material dieléctrico. Ambas zonas están separadas por una pared de metal, la cual forma la antena de bocina interior del sistema coaxial. Las características de radiación están determinadas por la anchura de los gaps que quedan sin rellenar con dieléctrico en la zona interior y coaxial, la permitividad del material dieléctrico que se emplee y la relación entre los diámetros interior y exterior de las bocinas. Un sistema con estas características se propone en [31], cuyo corte de perfil puede observarse en la *Figura 48*.

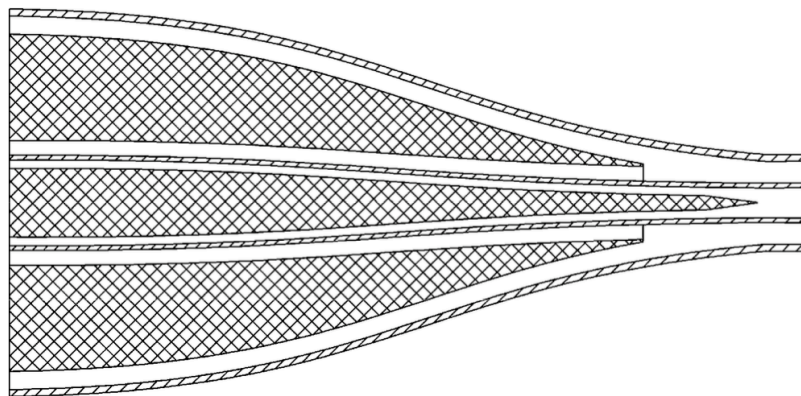


Figura 48 - Antena de Bocina Coaxial Rellena de Dieléctrico

5 - Metodología Empleada

Como ya se ha visto en la sección previa de este documento sobre el estado del arte en la investigación referente a antenas de bocina que trabajen simultáneamente en varias bandas frecuenciales, el abanico de posibilidades es bastante amplio. Muchas pruebas se han realizado en cada uno de los caminos que los investigadores de todo el mundo han tomado, bien mediante el empleo de materiales dieléctricos (tanto en el relleno de la bocina como en elementos radiantes concretos), bien por el uso de corrugaciones radiales o axiales o mediante la combinación de varias de estas características mencionadas.

Una vez analizados y estudiados todos esos avances, una parte inicial de este proyecto ha consistido en definir de forma general cuál debía ser el diseño del sistema, qué elementos y materiales iban a emplearse, de acuerdo a los requisitos pedidos.

Para la realización de las simulaciones se han empleado principalmente dos programas de simulación: Mician uWave 7.11 [32] y ANSYS HFSS 15.0 [33]. El primero de ellos es una herramienta de simulación MMT (Mode Matching Technique) la cual realiza el análisis de las estructuras incluidas en la simulación mediante la resolución de las fórmulas matemáticas de propagación de las ondas en dichos componentes, permitiendo a este software realizar dicha labor con una gran rapidez y abriendo la posibilidad a procesos de optimización. El segundo de ellos es una herramienta FEM (Finite Elements Method), la cual al contrario que la anterior discretiza el componente principal en muchas pequeñas piezas que analizar por separado, para después juntar todos sus parámetros característicos y obtener el resultado del conjunto. Dicha técnica es mucho más lenta que la MMT, pero también ofrece mucha más flexibilidad en cuanto a tipos de elementos a simular se refiere.

Para este proyecto, debido a las características principales de cada simulador mencionadas previamente, se ha empleado en su mayor parte el Mician uWave por su velocidad y capacidad de optimización, una herramienta indispensable en este tipo de estructuras tan complejas y delicadas. En diferentes partes del proceso de diseño, se ha ido comprobando el resultado de lo obtenido con HFSS, para asegurarse de que los resultados son fiables. Adicionalmente, la simulación final una vez que el proceso de diseño ha sido concluido se ha realizado con HFSS, permitiendo exportar los planos para la construcción del sistema ya que su herramienta CAD es mucho más avanzada.

Uno de los aspectos recurrentes en este proyecto y que han sido comentados a lo largo de este documento en las posteriores secciones es el tiempo de simulación y optimización, parámetro crítico a la hora de trabajar con este tipo de estructuras. Una vez que se han adquirido los conocimientos técnicos necesarios para plantear una posible solución a un determinado problema, ha sido necesaria una detallada investigación y varias pruebas para determinar cuáles tienen que ser los parámetros de

simulación que garanticen un resultado fiable a la vez que implique el menor tiempo de simulación posible.

En cuanto al diseño adoptado finalmente, tal y como se comenta en la siguiente sección, no se adoptó desde un principio sino que se fueron realizando comprobaciones y modificaciones sobre un primer diseño sencillo, de forma que se fueron comprobando los efectos que cada elemento introducido tenía sobre el conjunto.

6 - Fase de Diseño y Simulación

En esta sección del documento se han detallado cada una de las etapas del proceso de diseño que se han llevado a cabo, desde las comprobaciones iniciales hasta la simulación final.

6.1 - Requisitos del Sistema

Tal y como se ha indicado en el apartado de objetivos en el comienzo de este documento, el proyecto JUICE en donde está contextualizado este proyecto definió una serie de requisitos para el sistema de comunicación dual band, tanto en términos de frecuencias de operación como de niveles de crosspolar y tapers de los diagramas de radiación. A continuación se muestra una tabla con dichos requisitos:

Bandas de Frecuencia	
Recepción Banda X (Rx)	7.1 – 7.25 GHz
Transmisión Banda X (Tx)	8.35 – 8.5 GHz
Transmisión Banda Ka (Tx)	31.8 – 32.3 GHz
Recepción Banda Ka (Rx)	34.37 – 34.75 GHz
Especificaciones Eléctricas	
Taper Recepción Banda X	-15dB at 29°
Taper Transmisión Banda X	-15dB at 29°
Taper Transmisión Banda Ka	-17dB at 29°
Taper Recepción Banda Ka	-18dB at 29°
Máxima Crosspolar Bandas X y Ka	< -30dB hasta 29°
Pérdidas de Retorno Bandas X y Ka	> 30dB
Polarización	
Downlink Banda X	LHCP
Downlink Banda Ka	LHCP

Tabla 5 - Requisitos Iniciales del Sistema

Como comentario adicional con respecto a los requisitos, se puede observar que las bandas de frecuencia están muy separadas entre ellas, característica que en este tipo de estructuras puede ser más beneficioso que tenerlas juntas en frecuencia. Sin embargo, los tapers dados son muy similares en ambas bandas, lo que implicará una

mayor dificultad en el diseño ya que generalmente se suelen emplear directividades diferentes para cada una de ellas, en función del spot que se quiera iluminar en la Tierra. Como reto a conseguir, si se alcanza dicho requisito también se podrán conseguir otros que requieran tapers diferentes para cada banda.

6.2 - Verificación de Simulación en Dos Bandas Frecuenciales

Uno de los primeros retos que se han tenido que superar a la hora de comenzar este proyecto es la posibilidad de simular varias bandas frecuenciales en la misma estructura en Mician uWave. Anteriormente en la empresa donde este trabajo ha sido desarrollado sí se habían realizado otras simulaciones de antenas de altas prestaciones, pero todas ellas habían tenido una única banda de trabajo. Al ser la estructura actual más compleja, se hizo necesario asegurarse desde un principio que el programa analizaba correctamente lo que se quería simular.

Para este propósito, se realizaron dos aproximaciones: la primera de ellas consistió en tomar uno de los ejemplos de antenas coaxiales que Mician uWave incluye en su librería, y probar a adaptarla a las características y necesidades de este proyecto. En la Figura 49 se puede apreciar una imagen del modelo de ejemplo.

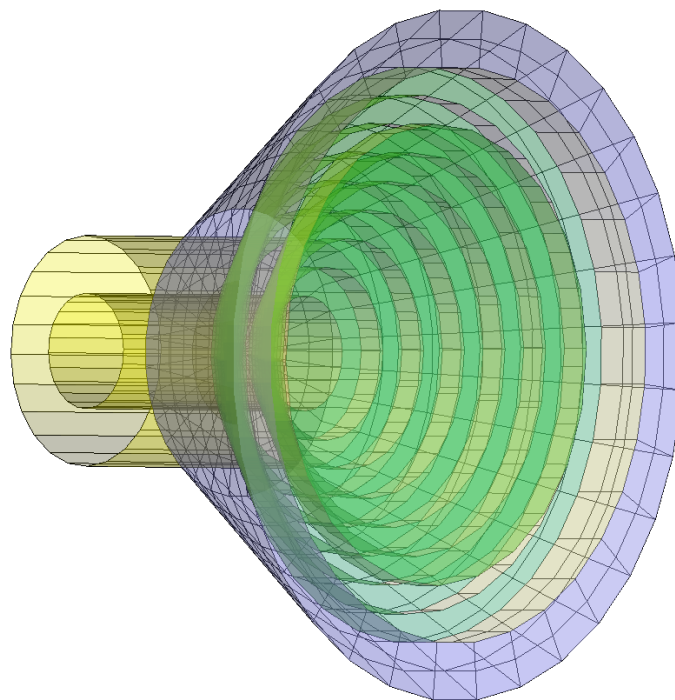


Figura 49 - Ejemplo de Bocina Coaxial de Mician uWave

En este ejemplo dado se tiene una antena de bocina corrugada coaxial a otra antena de bocina corrugada interior. La principal limitación que esta estructura presentaba era que únicamente tenía un puerto de entrada correspondiente a la sección coaxial. La zona interior servía únicamente para permitir simular dicha zona coaxial exterior, pero

no se podía aprovechar la antena corrugada interior para poder introducir otra señal por ella. Como solución a este problema se propuso realizar otro subcircuito que fuera réplica de la antena corrugada interior, de forma que al unir ambas estructuras mediante un step de coaxial a circular en la apertura se solaparan y consiguieran emular el funcionamiento deseado.

Gracias a esta aproximación se pudo realizar una simulación conjunta de ambas entradas y se comprobó que diagramas de radiación diferentes se habían creado en el proyecto, uno para cada entrada al sistema. Evidentemente, debido a que no se realizó ningún proceso de optimización en este diseño los diagramas obtenidos no eran los deseados, pero sirvió para poder plantearse la siguiente etapa en el diseño, ya que ahora sí se tenía la certeza de que la simulación daría resultados para ambas bandas frecuenciales.

En la Figura 50 se puede observar un corte de perfil de la estructura mencionada previamente.

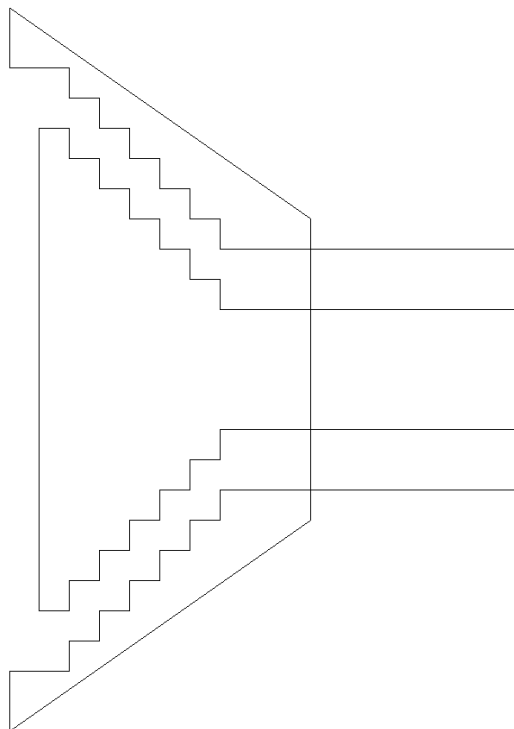


Figura 50 - Corte de Perfil del Ejemplo de Bocina Corrugada Coaxial de Mician uWave

El proceso de simulación de una antena de bocina en Mician uWave será tratado en posteriores secciones del documento, dado que la simulación anteriormente comentada no fue realizada expresamente para este proyecto.

Una de las limitaciones principales de este tipo de diseño es que se debe realizar mediante varias transiciones de guía coaxial a guía coaxial, por lo que las anchuras de cada una de las corrugaciones, así como el periodo de corrugación y la posición de cada una de ellas debe ser la misma para ambas antenas de bocina, cosa que si se

emplean dos antenas de bocina corrugadas es probable que no suceda debido a las diferentes longitudes de onda de las señales. Es por esto que se decidió por el segundo diseño planteado, el cual consiste básicamente en una antena de bocina corrugada convencional a la cual se le ha incluido un tubo interior, permitiendo una mayor flexibilidad en el diseño tanto de la antena interior como exterior. Dicha solución ha sido comentada en la siguiente sección con más detalle.

6.3 - Características Principales de Diseños Coaxial Iniciales

La solución que se ha adoptado para este proyecto a la hora de poder realizar varios diseños de antenas coaxiales dualband (una vez que se ha comprobado la capacidad de Mician uWave de poder simular ambas bandas frecuenciales a la vez) es bastante sencilla, pero a la vez permitió dotar al sistema de mucha flexibilidad, así como de una modularidad en el proceso de simulación que ha sido muy beneficiosa, tal y como se ha recalcado a lo largo de las posteriores secciones de este documento.

En primer lugar, se tomó una antena de bocina corrugada convencional sin ningún elemento coaxial en su interior tal y como se puede observar en la Figura 51.

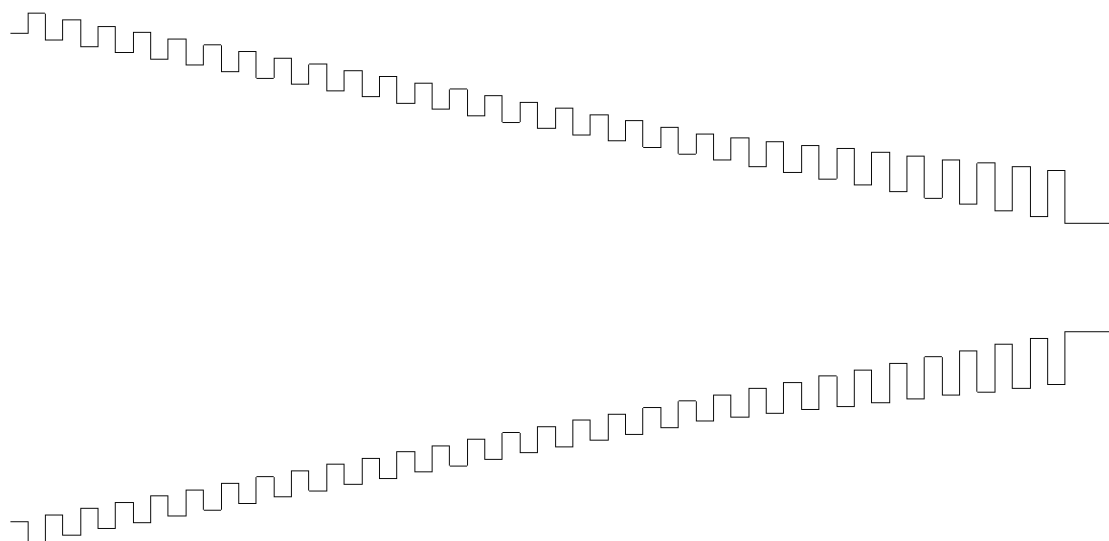


Figura 51 - Perfil Antena de Bocina Corrugada Convencional

El diseño mostrado en la imagen anterior se corresponde con un diseño sin optimizar y con una gran cantidad de corrugaciones, más de las necesarias para cumplir los requisitos pedidos en este proyecto, pero que sirve bien para mostrar los comienzos del mismo, así como para destacar los aspectos fundamentales de una antena de este tipo, que se detallan a continuación:

- Según los requisitos de diseño muchas veces se suele indicar una directividad determinada, que principalmente viene definida por el área de la apertura de la bocina, de acuerdo a la siguiente ecuación:

$$D = \frac{4\pi}{\lambda^2} \cdot S \cdot e \quad (41)$$

donde D corresponde con la directividad, λ con la longitud de onda, S con el área de la apertura de la bocina y e con la eficiencia de radiación. Dado que un diagrama gaussiano es la forma más eficiente de iluminar un reflector, y estos sistemas dualband se emplearán posteriormente para tal propósito, se ha realizado un cálculo aproximado de la directividad y el perfil gaussiano necesario para cumplir con los requisitos de tapers impuestos, mediante un script de MATLAB. En las siguientes figuras se muestra el resultado de dicho script para cada uno de los tres tapers que se piden en 29°:

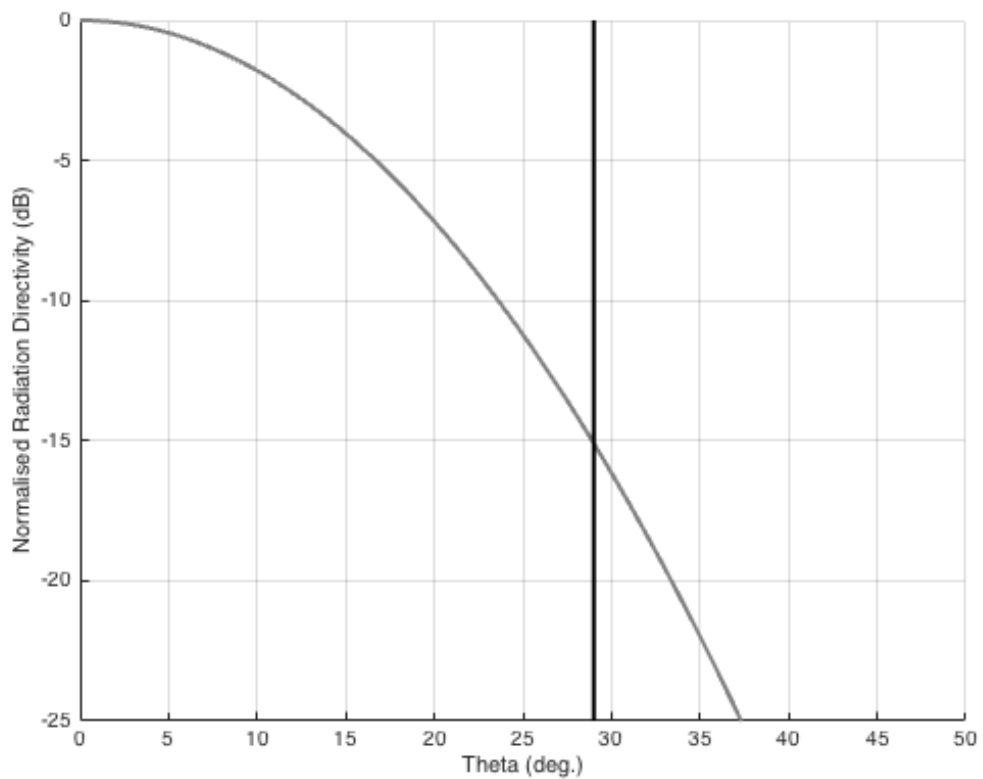


Figura 52 - Gaussiana para Taper de -15dB en 29 Grados

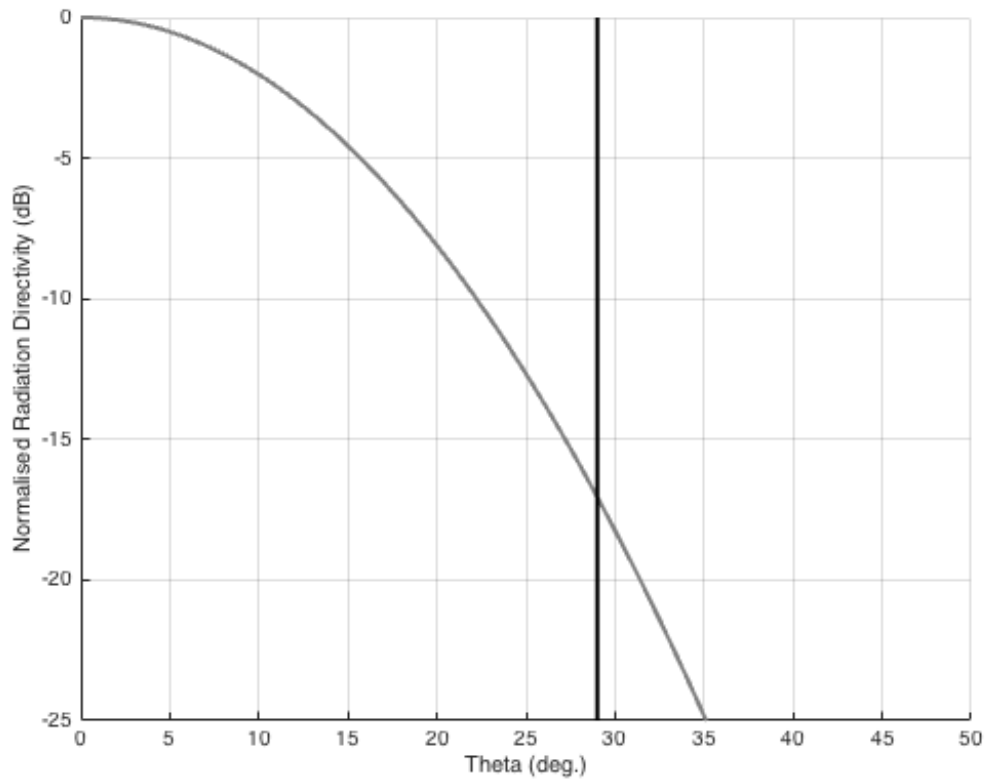


Figura 53 - Gaussiana para Taper a -17dB en 29 Grados

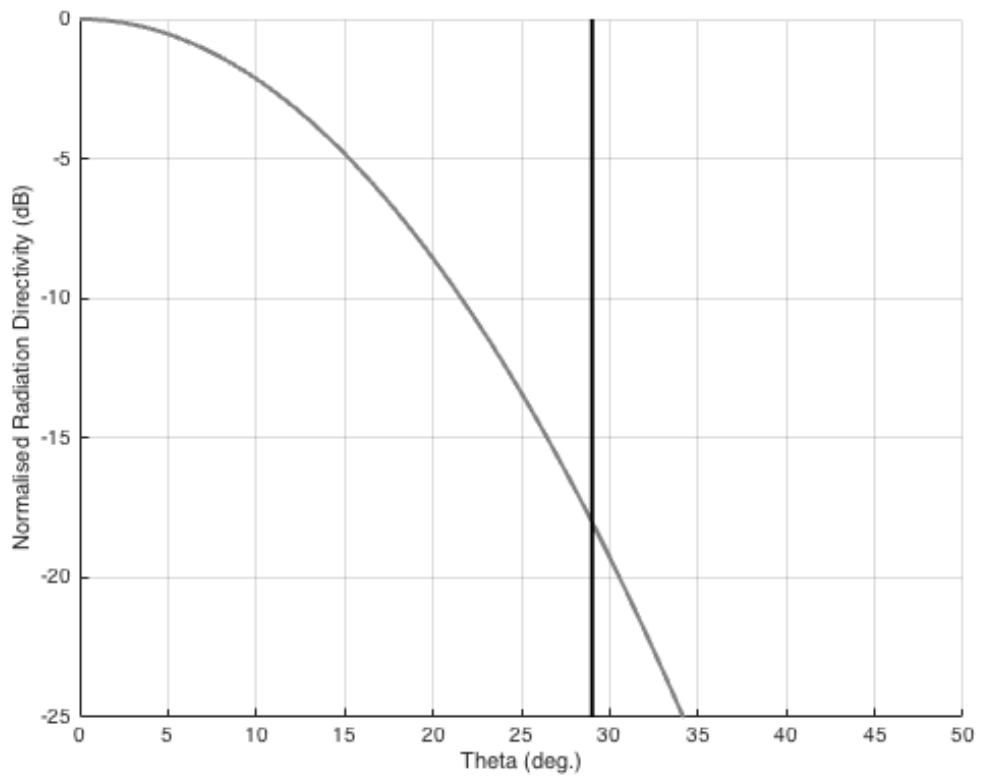


Figura 54 - Gaussiana para Taper a -17dB en 29 Grados

A partir de estos resultados se han podido obtener los valores de los tapers de cada diagrama de radiación en cualquier ángulo, siendo algo muy necesario en el proceso de optimización, como se ha comentado en posteriores secciones. En la siguiente tabla se pueden observar los ángulos empleados en este proyecto para conseguir los tapers:

Tapers para Banda X	
10 Grados	-1.7946 dB
15 Grados	-4.0379 dB
20 Grados	-7.1784 dB
24 Grados	-10.3369 dB
26 Grados	-12.1315 dB
29 Grados	-15 dB
> 35 Grados	-20 dB
Taper para Banda Ka en Transmisión	
10 Grados	-2.0271 dB
15 Grados	-4.5610 dB
20 Grados	-8.1084 dB
24 Grados	-11.6761 dB
26 Grados	-13.7031 dB
29 Grados	-17 dB
> 35 Grados	-20 dB
Tapers para Banda Ka en Recepción	
10 Grados	-2.1414 dB
15 Grados	-4.8181 dB
20 Grados	-8.5656 dB
24 Grados	-12.3344 dB
26 Grados	-14.4758 dB
29 Grados	-17 dB
> 35 Grados	-20 dB

Tabla 6 – Tapers para los ángulos de Interés en el Proceso de Optimización

- Una vez definido el parámetro de directividad y su relación con las dimensiones de la apertura de la antena, si no se indican requisitos de longitud máxima del sistema se suele trabajar con pendientes entorno a 20° , por lo que a partir de la apertura se puede obtener también el resto de la antena mediante este parámetro. Otro método que se suele emplear es tomar un radio fijo de entrada para la guía de onda circular que alimenta la bocina. Este radio de entrada se define en función de la frecuencia de corte de los modos que se pueden propagar por ella. Con el objetivo de conseguir una antena de bocina con buenas prestaciones de radiación y pérdidas de retorno se diseña de tal forma que sea monomodo en su entrada, es decir, que el tamaño de la guía de entrada para la frecuencia de operación permita propagarse únicamente al modo fundamental.

Por lo tanto, si se dispone de información sobre el radio de entrada de la antena, así como del tamaño de la apertura y/o de la pendiente a emplear, se puede obtener fácilmente el número de corrugaciones que se emplearán en dicho diseño de acuerdo a las características de las mismas detalladas a continuación.

- Las corrugaciones radiales que se muestran en la Figura 51 se diseñan en función de la longitud de onda de la señal que se vaya a emplear. El periodo de corrugación se toma como $\lambda/3$, siendo por tanto la anchura de cada corrugación (hendidura vista desde el interior de la bocina) de $\lambda/6$, así como la anchura de los dientes (parte interior del perfil de la bocina que no es la corrugación). Por lo tanto, siguiendo esta nomenclatura, un periodo de corrugación está formado por un diente y una corrugación.

La profundidad de las corrugaciones comienza valiendo $\lambda/2$ en la entrada de la bocina, para que hagan de sección de adaptación. Esa profundidad se va reduciendo gradualmente hasta que llega a valer $\lambda/4$, valor que se mantiene en el resto de la bocina para conseguir las características de radiación deseadas (a falta del proceso de optimización).

- Finalmente, en el programa de simulación Mician uWave se tiene que tener definidos unos circuitos y variables que permitan simular y posteriormente optimizar el sistema para alcanzar las características deseadas. En la siguiente figura se muestra el circuito global de una antena de bocina corrugada convencional:

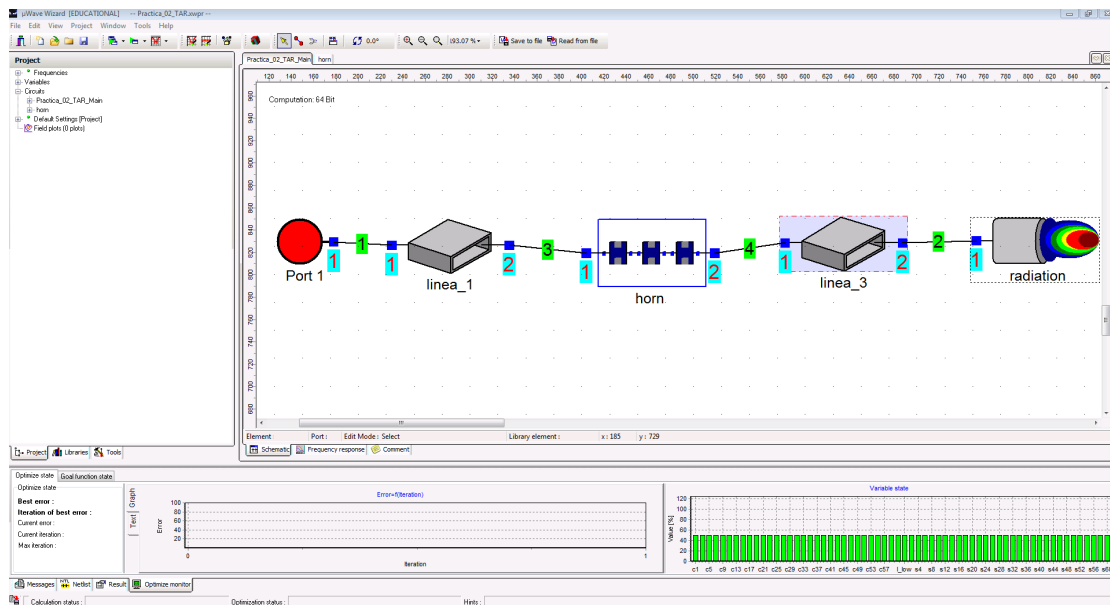


Figura 55 - Pantalla General de Mician uWave

Las variables que se definen en una antena de bocina corrugada son básicamente el radio de entrada, la anchura de las corrugaciones y dientes (que generalmente se toman como dos tercios y un tercio del periodo de corrugación, respectivamente) y cada uno de los sucesivos radios que conforman las corrugaciones y dientes de la bocina. Estos radios se definen en función de los radios inmediatamente anteriores (por parejas) a partir de variables de incremento que definen la pendiente de la bocina.

En la Figura 55 se puede distinguir en primer lugar un menú en la parte izquierda donde se indica la estructura del proyecto (variables, circuitos...), librería de componentes a incluir en la zona del esquemático o herramientas propias del sistema para realizar diferentes labores (macros, escalados en frecuencia...). La parte inferior que se muestra en la figura previa corresponde con el apartado de optimización, donde se indican los niveles de todas las variables de optimización, el error global y su tendencia a lo largo que se realizan las iteraciones y las variables de optimización que tienen más peso en dicho proceso y que por tanto están definiendo el resultado que se está adoptando.

Existen varios tipos de variables, aunque en este proyecto se han empleado básicamente cuatro: las variables reales son aquellas que no se modifica su valor en los procesos de optimización, las variables de optimización que son las que se emplean en dichos procesos, las variables de ecuación que permiten obtener su valor en función de diferentes expresiones u operaciones matemáticas entre otras variables definidas en el proyecto, y las variables de salida, que son aquellas que serán representadas en la pantalla de gráficos (segunda pestaña bajo el esquemático).

En la parte superior de la pantalla principal de Mician uWave se encuentran acciones frecuentes que se realizan como puede ser la gestión de proyectos (guardar, abrir, cerrar...), representar el circuito que se encuentre abierto en 3D mediante la herramienta CAD que tiene incluida el programa, realizar conexiones entre los diferentes elementos que se hayan incluido en el esquemático, zoom, guardar parámetros característicos de un circuito en concreto en un archivo para leerlo posteriormente...

Finalmente se tiene la zona de esquemático, donde se realiza la composición de los circuitos que se quieren simular. Los componentes que se pueden incluir se encuentran en el apartado de librería, como se ha comentado previamente. En este proyecto se han empleado componentes de las librerías de radiación, coaxial, steps y subcircuitos principalmente. Los subcircuitos son los elementos que se utilizan para poder separar diferentes partes del esquema general en pequeñas partes, para hacer el diseño más sencillo y delimitar posibles problemas que puedan surgir, así como permitir simular cada uno de ellos por separado.

En cuanto a los componentes que se han empleado en esta antena corrugada convencional destaca el elemento "radiation", presente en todos los circuitos de los que se quiera obtener cualquier parámetro de radiación. Permite obtener los diagramas de radiación, niveles de crosspolar, centro de fases... En las siguientes figuras se pueden observar las pantallas de configuración de este elemento:

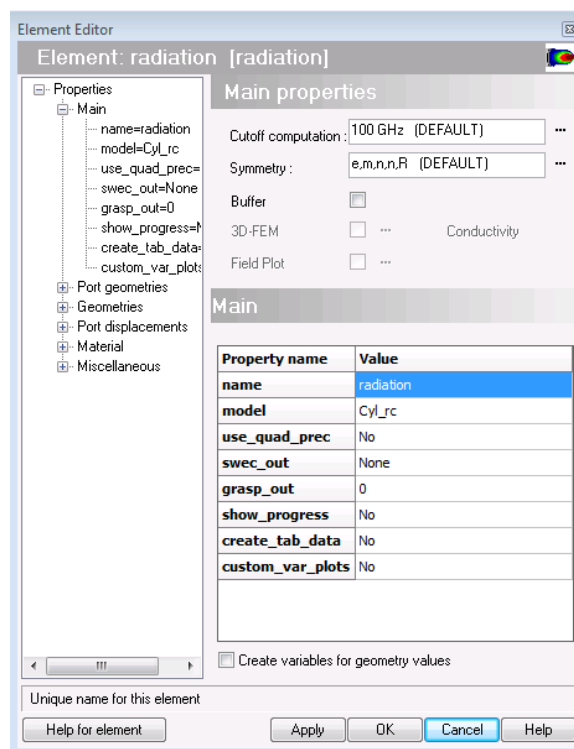


Figura 56 - Pantalla de Configuración del Elemento de Radiación (Main)

En la pantalla “Main” del elemento de radiación se encuentran los parámetros correspondientes al nombre del elemento, el tipo de modelo de superficie de radiación a emplear, la posibilidad de emplear el modo quad precisión o activar la creación de los archivos de resultados en formatos compatibles con otros softwares de simulación.

El modo quad precisión habilita el cálculo de los diagramas y demás parámetros de radiación de forma algo diferente, teniendo en cuenta diferentes aproximaciones y modos de baja potencia que no se tienen en cuenta de normal. Esto permite obtener resultados más precisos cuando se trabajan con puntos frecuenciales muy juntos en la simulación, así como cuando se configuran altas frecuencias de cutoff y bajos niveles de crosspolar.

El tipo de superficie de radiación es un parámetro bastante importante, ya que puede hacer variar mucho los resultados. En Mician uWave se ofrecen varios tipos de superficies, que se diferencian principalmente en su forma, tipo de bordes, dimensiones... El empleado en este proyecto es el llamado Cyl_rc, cuya forma y dimensiones principales se muestran a continuación:

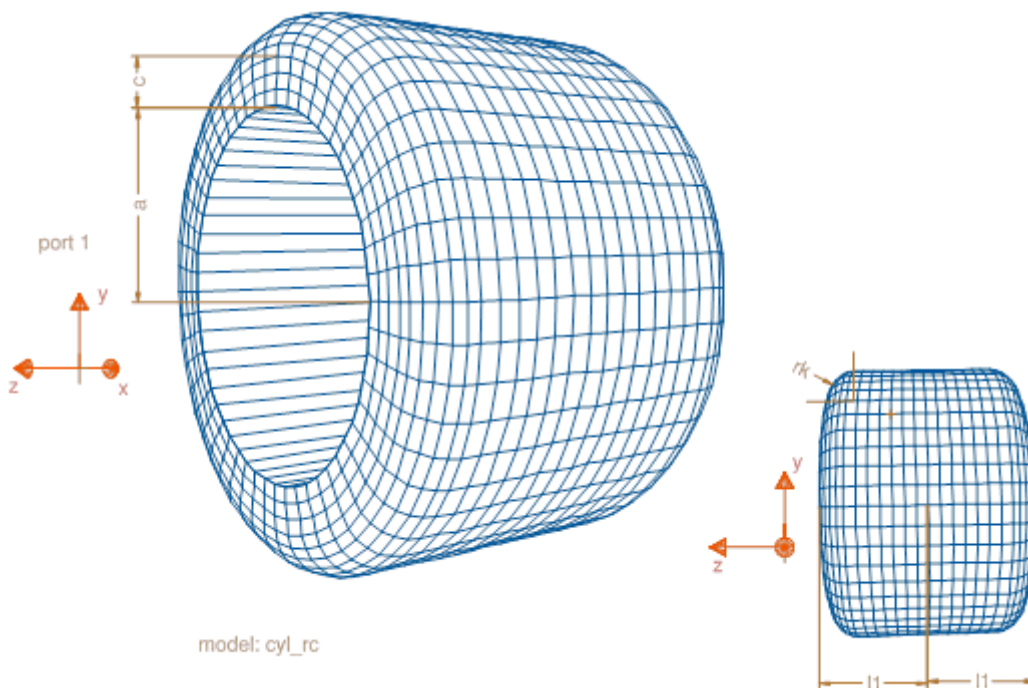


Figura 57 - Superficie de Radiación Cyl_rc

En el elemento de radiación se deben determinar varios parámetros, entre los que se encuentran el radio de la última corrugación de la bocina (para que no haya errores de geometría en la conexión), la diferencia entre el radio de la corrugación más grande (generalmente la penúltima) con el radio de la apertura, un radio de curvatura para la superficie de radiación y un margen que se le

suele dar de diferencia para que no solape con la bocina. Todas estas variables aparecen indicadas en las dos siguientes ilustraciones:

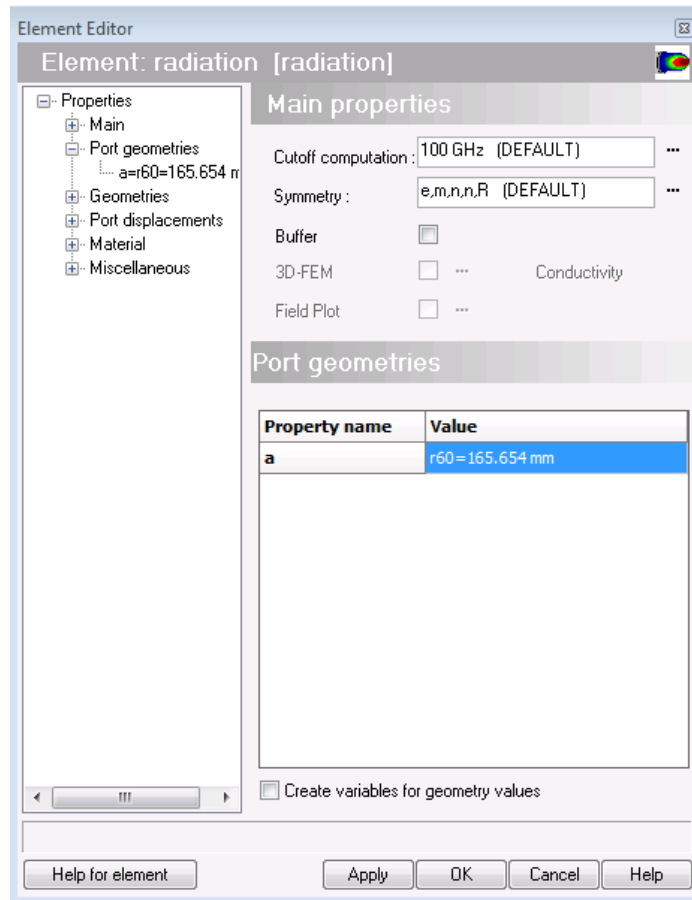


Figura 58 - Pantalla de Configuración del Elemento de Radiación (Port Geometries)

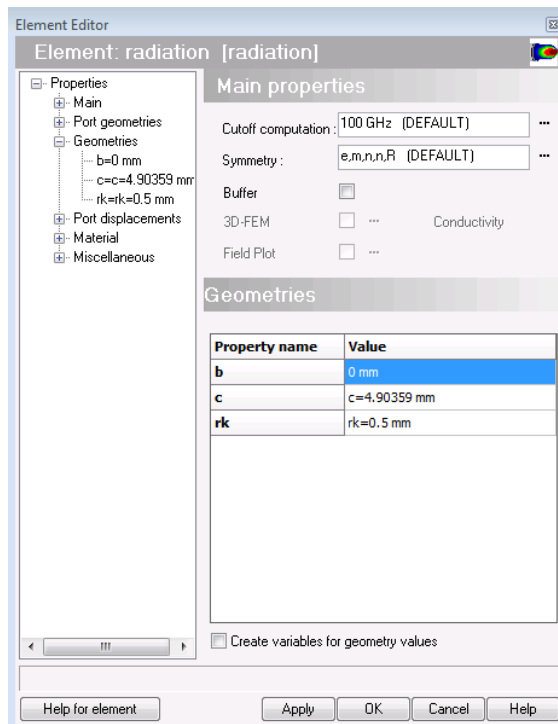


Figura 59 - Pantalla de Configuración del Elemento de Radiación (Port Geometries)

En la Figura 57 se define una longitud l_1 correspondiente a la mitad de la longitud de la superficie de radiación. Dicha longitud corresponde con el radio en la apertura considerando también la parte que en fabricación se metalizará, es decir, contando el radio de la mayor corrugación más el radio de curvatura de la superficie de radiación y el margen que se le dé de separación entre ellos. Todo ello es a lo que se refiere en la variable l_{1_rad} que aparece indicada en la siguiente figura:

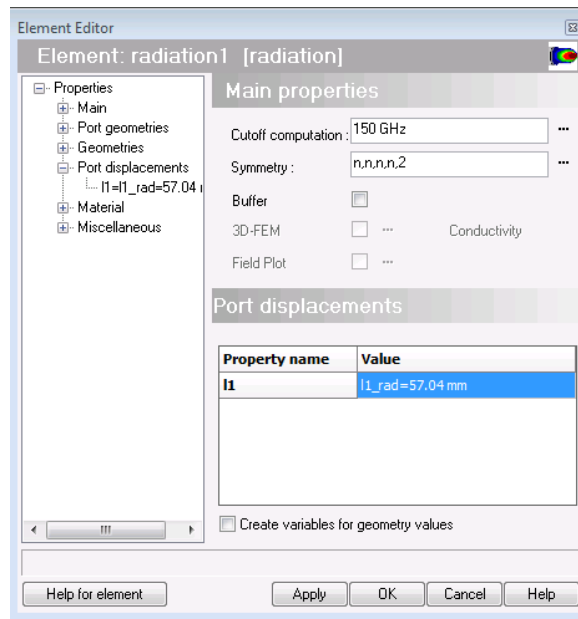


Figura 60 - Pantalla de Configuración del Elemento de Radiación (Port Displacements)

Una vez definidas las principales características del elemento de radiación, queda por definir el subcircuito que se encuentra también incluido en el circuito de la antena corrugada que se está analizando. Dicho subcircuito corresponde con la bocina, la cual se ha generado a partir de un elemento llamado “bor_corrugated”. Dicho elemento permite introducirle varios parámetros como pueden ser el nombre del elemento, el número de corrugaciones que va a tener (llamados slots en la ventana de configuración, los cuales incluyen un periodo de corrugación entero), si tendrá un tubo coaxial interior o no y cuál será su radio en caso de tenerlo, y los radios y longitudes de cada una de las corrugaciones y dientes que componen la bocina. Todas estas variables se indican en las siguientes pantallas de configuración:

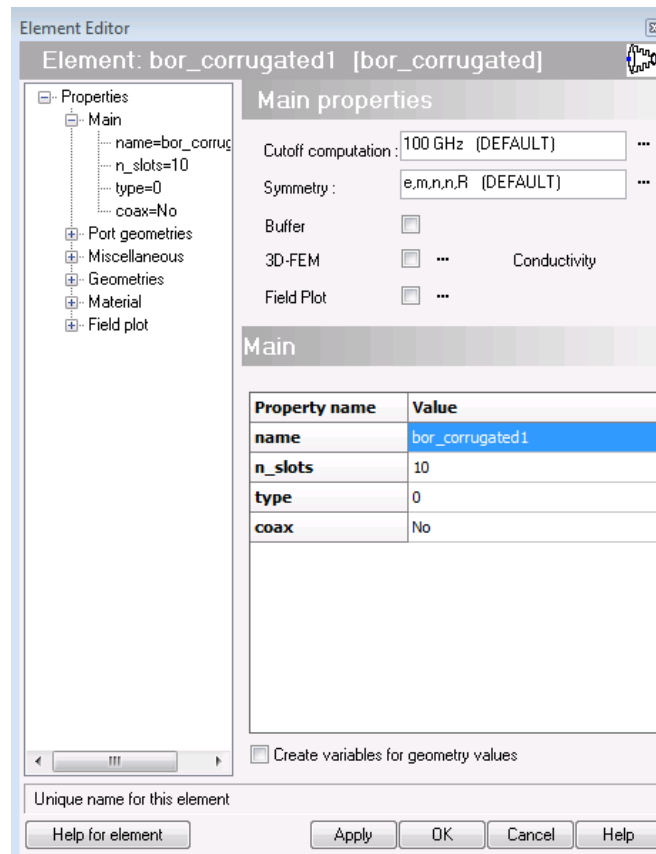


Figura 61 - Pantalla de Configuración de la Bocina Corrugada (Main)

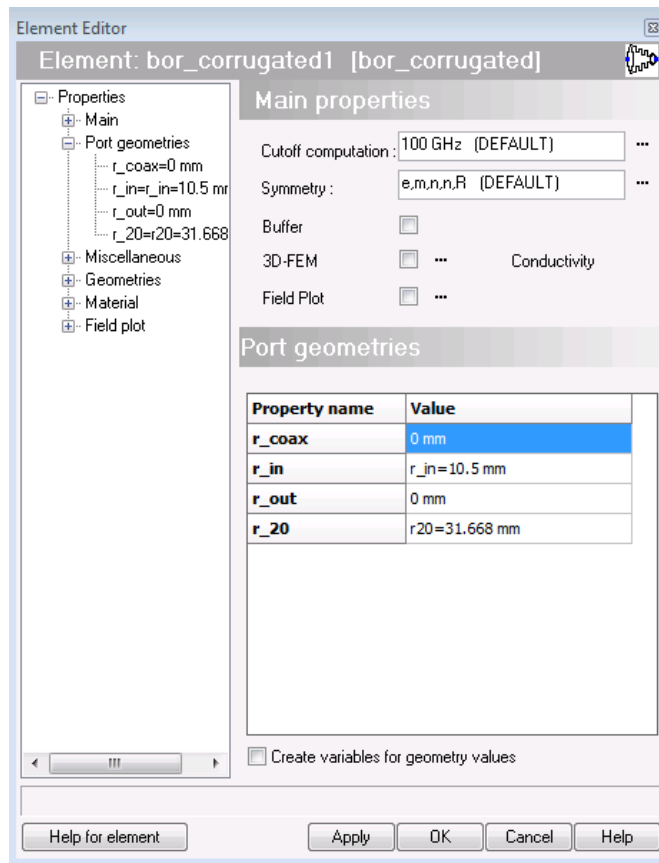


Figura 62 - Pantalla de Configuración de la Bocina (Port Geometries)

En la pantalla de configuración anterior, el campo r_20 hace referencia al radio de la última corrugación que tendrá la bocina, si es que se emplean todas las corrugaciones posibles que se le pueden asignar a este elemento (máximo 10). El número de radios máximo son 20 debido a que se deben indicar tanto para las corrugaciones como para los dientes.

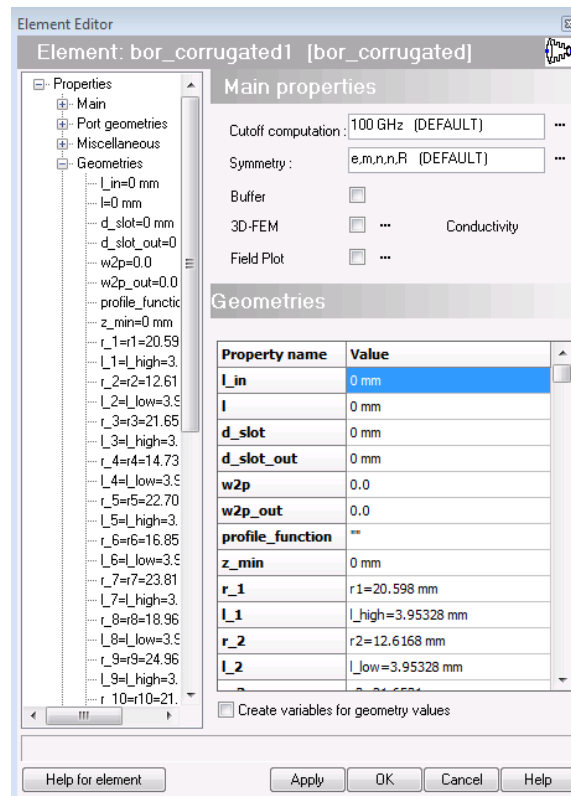


Figura 63 - Pantalla de Configuración de la Bocina (Geometries)

Además de los parámetros de configuración que se definen dentro de los propios elementos colocados en el esquemático, también hay otros parámetros globales de la simulación que hay que definir, como son las frecuencias de operación, el tipo de cálculo, el cutoff y las simetrías.

En cuanto a las frecuencias de operación, se encuentran dentro del menú de la izquierda de la pantalla principal. En la parte de configuración de las frecuencias se debe indicar los rangos en los que van a ser simulados cada uno de los circuitos del proyecto, pudiendo ser diferentes para cada uno de ellos o pudiendo desactivar temporalmente rangos de frecuencias definidos en un proyecto, si en ese momento no interesa su cálculo. También se deben indicar el número de puntos frecuenciales que habrá en cada uno de los rangos definidos, obteniendo mayor resolución frecuencial cuantos más puntos se definan. Dentro de la misma pantalla de configuración de las frecuencias se encuentra un checkbox para indicar si se desea que el tipo de cálculo del programa sea de 64 bits. A efectos prácticos, la mayor diferencia (aparte del tiempo de simulación que variará) es la posibilidad de poder detener la simulación en curso, algo muy útil cuando se detecta un error y ya ha comenzado a simularse el circuito.

Otro parámetro muy importante a determinar es el cutoff. El cutoff indica la frecuencia máxima que el programa va a tener en cuenta a la hora de calcular los modos que se propagan por la estructura. Es decir, a mayor cutoff más

modos entrarán dentro del análisis por lo que mayor veracidad tendrán los resultados obtenidos. Por el contrario, mayor número de cálculos y más complejos se deberán hacer, lo que ralentizará mucho la simulación. En la práctica se escoge el cutoff en función de la frecuencia de trabajo y la precisión que se quiera conseguir. Para antenas de bocina se suele trabajar con un cutoff en torno a 5-10 veces la frecuencia máxima de trabajo, aunque esto puede ser algo flexible, y se suele ir aumentando a medida que el diseño va siendo el definitivo. Una imagen de la pantalla de configuración del cutoff se puede observar en la siguiente figura:

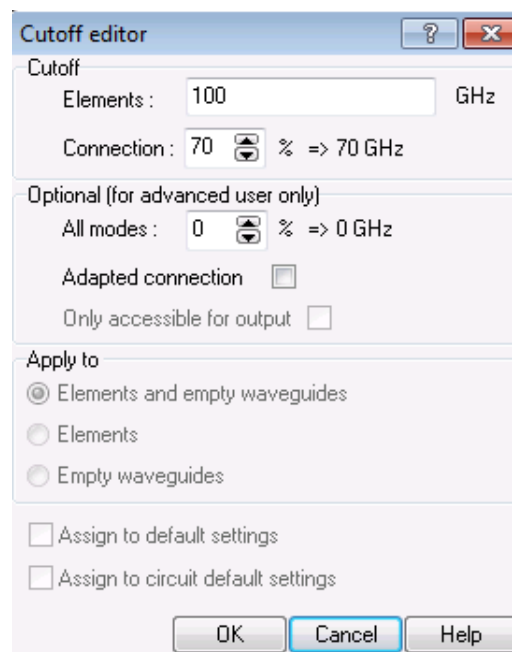


Figura 64 - Pantalla de Configuración del Cutoff

Se puede determinar el porcentaje del cutoff elegido que se debe tener en las conexiones entre elementos. Un valor típico suele rondar el 70%, aunque ya se ha indicado más adelante en este documento situaciones donde viene bien limitar el cutoff de ciertas conexiones cuando se quiere que se propague por una sección únicamente unos modos determinados. Además de esto, la opción de conexión adaptativa está disponible, la cual permite simular todos los modos hasta una cierta frecuencia de corte (situación que difiere de las simetrías explicadas a continuación).

Finalmente, se deben elegir las simetrías. Existen diferentes tipos de simetrías que se pueden configurar en el simulador: Plano E, Plano H, radial, modos de orden 1, 2... Cada una de ellas va a determinar el número de modos que se van a tener en cuenta en una estructura para el cutoff determinado en el circuito. Es decir, si tomamos una guía con unas dimensiones determinadas y un cutoff, y no indicamos ningún tipo de simetría el programa calculará la contribución de todos los modos cuya frecuencia de corte sea menor que el

cutoff indicado. Sin embargo, si seleccionamos algún tipo de simetría varios de los modos se cancelarán o no se tendrán en cuenta por ser de un orden superior al indicado, lo que reduce la complejidad de los cálculos y agiliza la simulación. Como en otras situaciones, se debe encontrar la solución óptima que garantice unos resultados fiables a la vez que un tiempo de simulación razonable.

Todos los conceptos de simetría y cutoff se pueden consultar en una herramienta que incluye el programa, llamada Mician Guides. En ella, se puede indicar la geometría de una guía determinada, el rango frecuencial de operación, el cutoff elegido y las simetrías que se quieren aplicar, y el programa te calcula el número de modos que se encuentran en propagación y que considera en la simulación, cuáles son y sus frecuencias de corte. Esto es muy útil para determinar radios de entrada o cutoffs de conexiones en estructuras complejas como se ha detallado más adelante en este documento. En la siguiente figura se puede observar una captura de la herramienta Mician Guides:

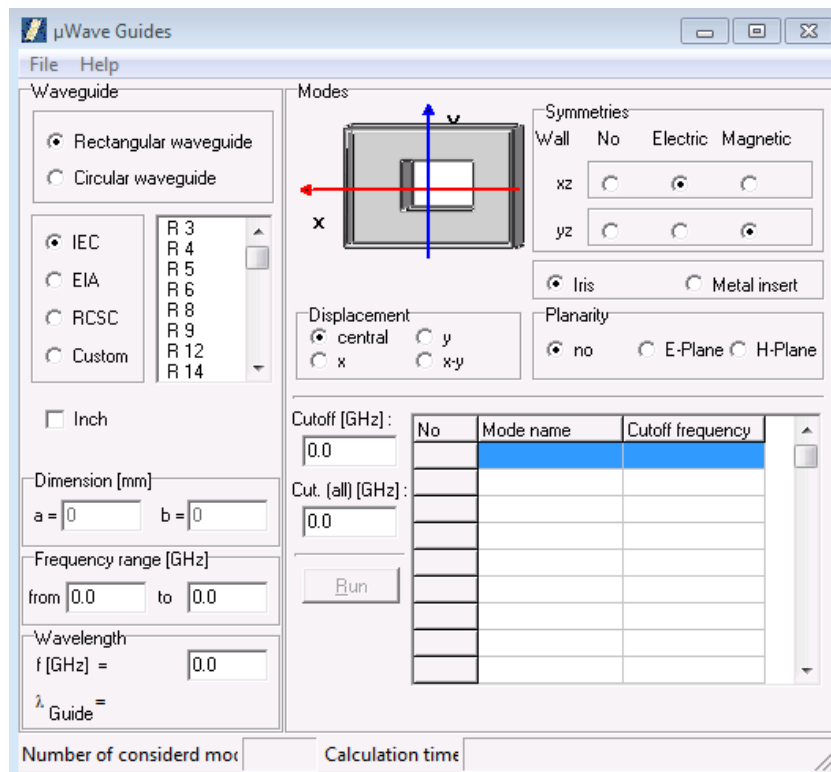


Figura 65 - Pantalla Principal de Mician Guides

Todos los conceptos definidos son fundamentales en cualquier tipo de simulación que se realice con Mician uWave, además de otros parámetros de configuración de elementos adicionales que se pueden incluir en los esquemáticos que se han ido detallando en este documento a medida que se han ido empleando en las sucesivas pruebas y evoluciones del diseño.

Debido a que la antena que finalmente se desea obtener debe seguir un diseño coaxial y trabajar en dos bandas frecuenciales, la siguiente etapa de diseño que se realizó fue la creación de diferentes bocetos o esquemáticos preliminares con posibles diseños que podían funcionar. La idea principal de todos estos diseños consistió en incluir en el parámetro de radio coaxial en las piezas de “bor_corrugated” anteriormente mencionadas un radio no nulo para que se pudiera simular la banda X introduciéndola por una guía coaxial. Mediante el empleo de una unión de guía coaxial a circular colocada en la boca de la antena se pudo realizar la conexión entre la antena corrugada coaxial mencionada con otra antena interior del diseño que se decidiera, así como con el elemento de radiación que se debe colocar después para simular el conjunto. El esquemático correspondiente se puede observar en la siguiente figura.

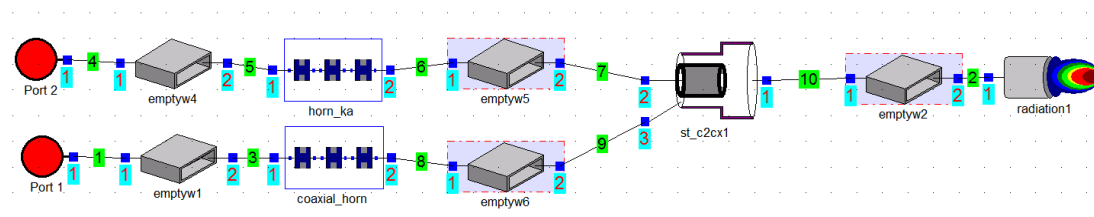


Figura 66 - Esquemático Diseño Inicial Dualband

En este diseño de esquemático se refleja muy bien el diseño general del sistema, teniendo dos ramas que corresponden con dos antenas diferentes y juntándose mediante un step de guía coaxial a circular con el elemento de radiación.

En base a este diseño, se crearon siete variantes de diseño, cada una con sus ventajas e inconvenientes, que se detallan a continuación en esta sección. Todos estos diseños no han sido optimizados y los perfiles que se muestran son del estado inicial de diseño, de ahí la tendencia lineal de todos los perfiles. Asimismo, todas las antenas interiores propuestas en esta sección son antenas corrugadas, aunque posteriormente se verán sus inconvenientes y el porqué de su sustitución por antenas de perfil liso.

En primer lugar, se tiene un esquema de dos antenas corrugadas con el mismo número de corrugaciones, pero cada una de ellas con una pendiente diferente para permitir el paso de la banda baja por la sección coaxial. Por lo tanto, la antena interior encargada de la alta frecuencia es mucho más pequeña que la antena coaxial exterior. Una imagen del modelo en 3D, así como del corte de perfil se muestra en las siguientes figuras:

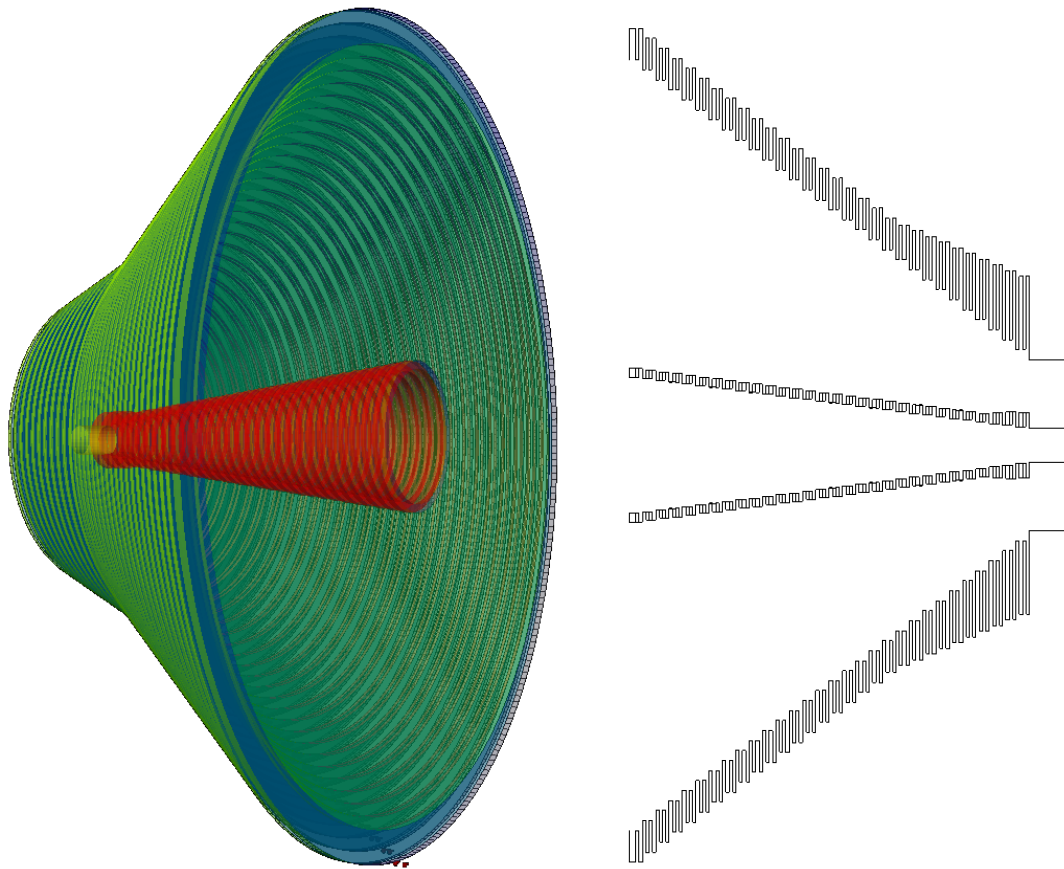


Figura 67 - Diseño Inicial 1 de Antena Coaxial

En el corte de perfil se puede observar que la entrada de ambas antenas se prolonga unos 10mm. Esta acción se realiza siempre en antenas de bocina para asegurarse que únicamente entra el modo fundamental, y todos aquellos modos que se hayan podido generar en estructuras de alimentación colocadas antes de la bocina se atenúen y no se propaguen por ella. Como ya se ha comentado, la anchura de las corrugaciones de este diseño no corresponde con las frecuencias de trabajo (así como los posteriores diseños iniciales mostrados) de este proyecto, pero la idea general del diseño mostrado sí se ha tenido en cuenta a la hora de decantarse por uno en concreto (o mezcla de varios) en el diseño final.

Este diseño es una adaptación con mayor número de corrugaciones y dos entradas al sistema (una para cada banda frecuencial) del ejemplo de Mician uWave comentado anteriormente. No hay ningún tubo interior (es el único diseño inicial que no tiene), por lo que la banda X vería el negativo de las corrugaciones (su parte exterior), algo que no parece a priori algo favorable para las propiedades de radiación. La antena interior se ha colocado como superposición de la antena interior ya incluida en la coaxial exterior, permitiendo simular ambas bandas a la vez.

A continuación, se muestra el modelo en 3D de la siguiente propuesta de diseño realizada:

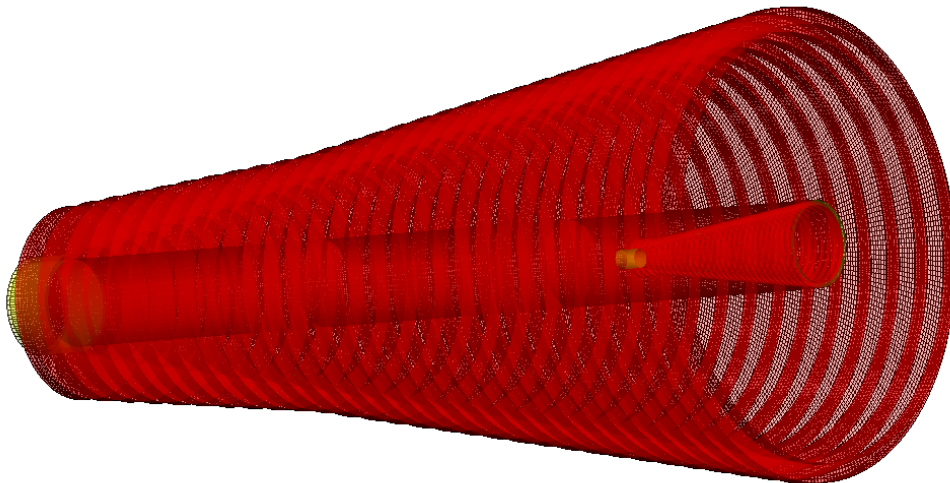


Figura 68 - Diseño Inicial 2 de Antena Coaxial

Una de las principales ventajas de este diseño es que la antena interior va a radiar prácticamente igual que si se simulara por separado, debido a que no va a ver las corrugaciones de banda X de la antena exterior. Esto supone una gran ventaja en el proceso de optimización, ya que ambas bandas frecuenciales pueden ser analizadas por separado sabiendo que al juntarse las estructuras los resultados obtenidos del conjunto van a ser iguales.

El tubo coaxial interior supone un punto de realismo extra en la simulación, debido a los procesos de fabricación que se deben realizar cuando se construye una antena de estas características. En la realidad, la mayoría de las antenas corrugadas estarán finalmente recubiertas por metal que tape todas las corrugaciones y asemeje la superficie de radiación que se coloca en el simulador. Para el caso de la antena interior, se deberá construir a partir de un tubo metálico donde se perfore la forma de la bocina deseada. De esta forma, siempre la banda baja que se propaga por la zona coaxial va a ver una pared lisa (o con steps) en vez de ver directamente las corrugaciones de la antena interior (en caso de ser corrugada). La guía circular que alimenta a la antena interior se deberá prolongar hasta la entrada de la antena coaxial, aunque en estos bocetos iniciales no se realizó por no suponer ninguna ventaja adicional de diseño.

Un esquema de la vista de perfil de este modelo se muestra en la siguiente figura. Los radios de entrada del diseño no son definitivos, ya que el espacio de entrada coaxial es muy pequeño para poder conseguir un parámetro de pérdidas de retorno aceptable.

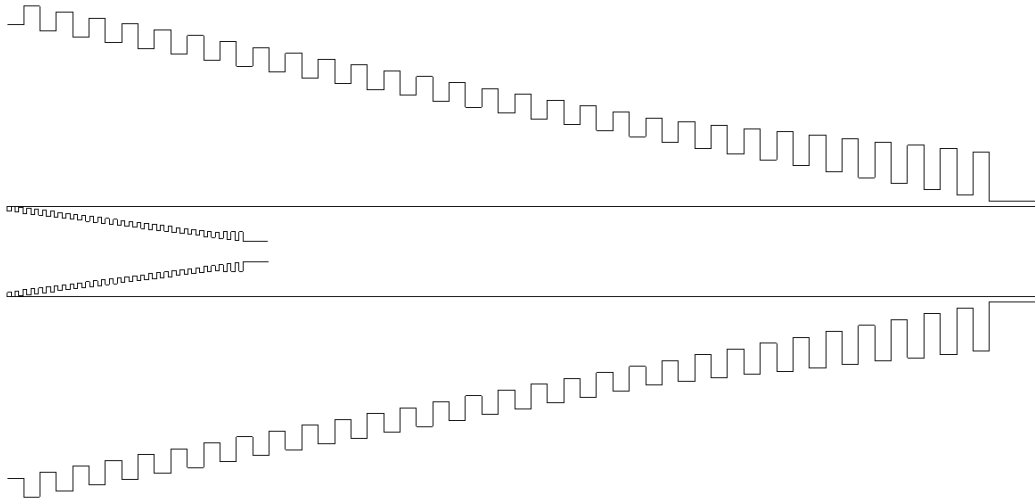


Figura 69 - Corte de Perfil del Diseño Inicial 2 de Antena Coaxial

Los sucesivos diseños mostrados en esta sección son variaciones menores de este anterior, siendo los factores diferenciadores la posición de la antena interior en relación con la apertura de la exterior, así como el perfil coaxial interior (en vez de un tubo de radio constante).

Uno de los parámetros críticos que se han encontrado en este proyecto es la determinación del perfil coaxial que se encuentra entre las dos antenas de bocina. En los ejemplos anteriores se ha visto como se ha pasado de no tener ningún perfil a tener un tubo con radio constante. La ventaja a priori que tiene dicho diseño es que la señal de banda X no ve ningún tipo de escalón a lo largo de la bocina, y en la optimización únicamente se tiene que modificar y tener en cuenta las variables relativas a las corrugaciones de la antena exterior, lo que lo hace más sencilla. En el siguiente diseño se ha realizado una modificación de este perfil coaxial, realizándolo escalonado desde un radio de entrada pequeño (algo superior al radio de entrada de la antena de Ka, definido en la siguiente sección del documento) hasta el radio de la apertura de la antena corrugada interior. En la siguiente figura se muestra el modelo en 3D de este diseño:

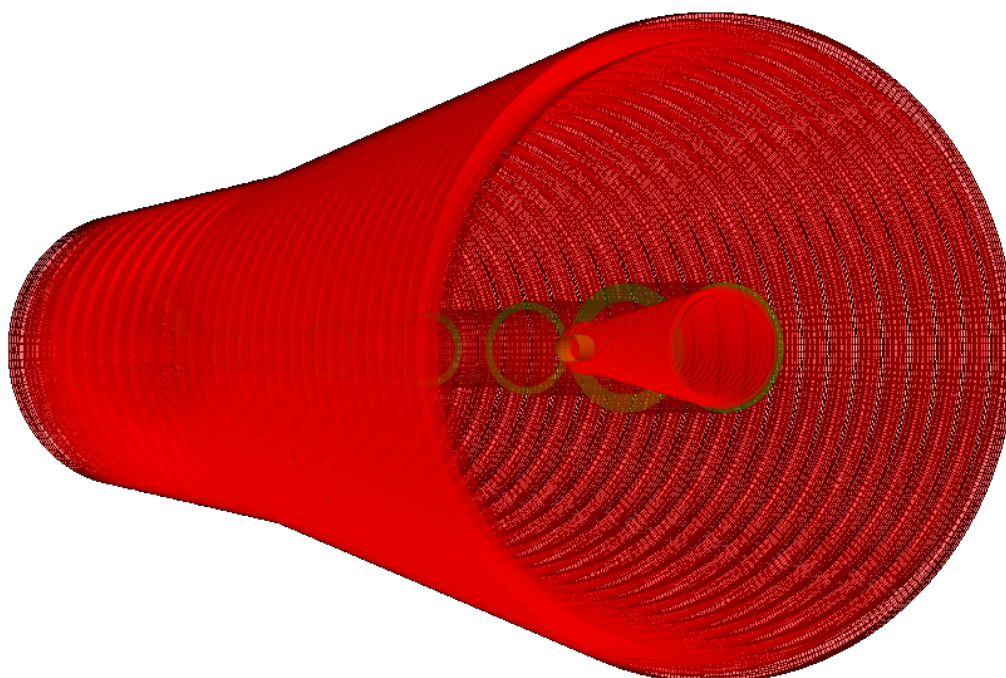


Figura 70 - Diseño Inicial 3 de Antena Coaxial

Una de las ventajas principales de este diseño frente al tubo coaxial de radio continuo es la posibilidad de optimización de los radios de cada una de las secciones que componen el tubo interior. Aunque a priori es preferible un radio continuo, el proceso de optimización de todos los radios interiores aumenta el abanico de posibilidades en cuanto a parámetros de radiación se refiere. Sin embargo, el punto a favor de este tipo de diseño es que permite disponer de una mayor diferencia entre los radios de entrada interior y exterior de la guía coaxial, permitiendo tener mayor espacio para introducir la señal de banda X y por tanto tener un menor parámetro S11 en el sistema.

En la siguiente figura se observa un corte de perfil de este último diseño comentado:

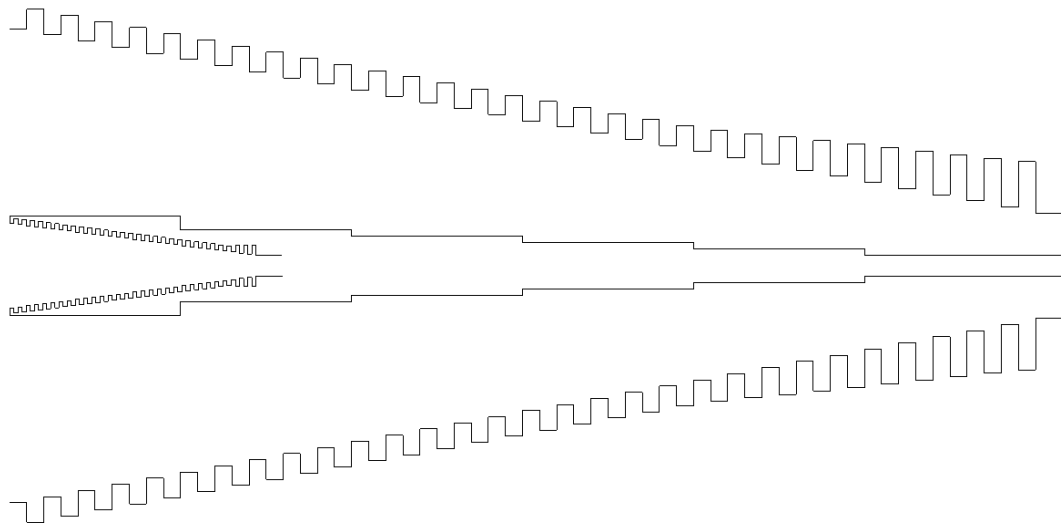


Figura 71 - Corte de Perfil del Diseño 3 de Antena Coaxial

Si se lleva este razonamiento al extremo, se puede pensar también en el siguiente diseño:

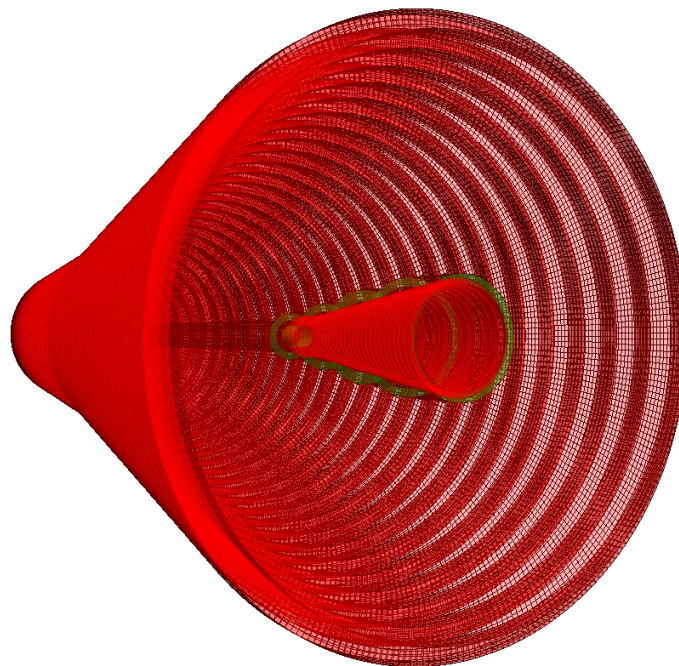


Figura 72 - Diseño 4 de Antena Coaxial

Como ya se ha comentado, el principal inconveniente de un perfil coaxial escalonado es el hecho de su negativo efecto sobre la señal de banda baja que se propaga por esa sección coaxial, debido principalmente a que esos escalones no facilitan a que el modo híbrido que se debe propagar por la bocina radie de la forma deseada. Uno de los dilemas que se han tenido en este proyecto es cómo afrontar el paso de un radio pequeño de entrada a otro mayor creciéndolo gradualmente de la forma que menos afecte al diagrama de radiación y la adaptación. Este último modelo propuesto se basa

en la idea de que un radio constante hasta la boca de la bocina ayudará a que la adaptación y la conversión de modos que se tiene que realizar en la sección inicial se produzca de la mejor forma posible, a la vez que se pasa algo más bruscamente al radio final deseado, teniendo en cuenta que la longitud de la antena para la banda Ka va a ser mucho menor que la corrugada de banda X (al menos eso se pensaba en este punto del proyecto. Sin embargo, a medida que va explicando la evolución del diseño se verá que esto no tiene por qué ser así). También se puede pensar que es mejor que la pendiente del perfil coaxial se produzca antes de la conformación del modo radiante en la bocina, así no tiene ningún obstáculo una vez que ha conseguido radiar con los parámetros que se desean obtener.

En la siguiente figura se tiene un corte de perfil de este último diseño:

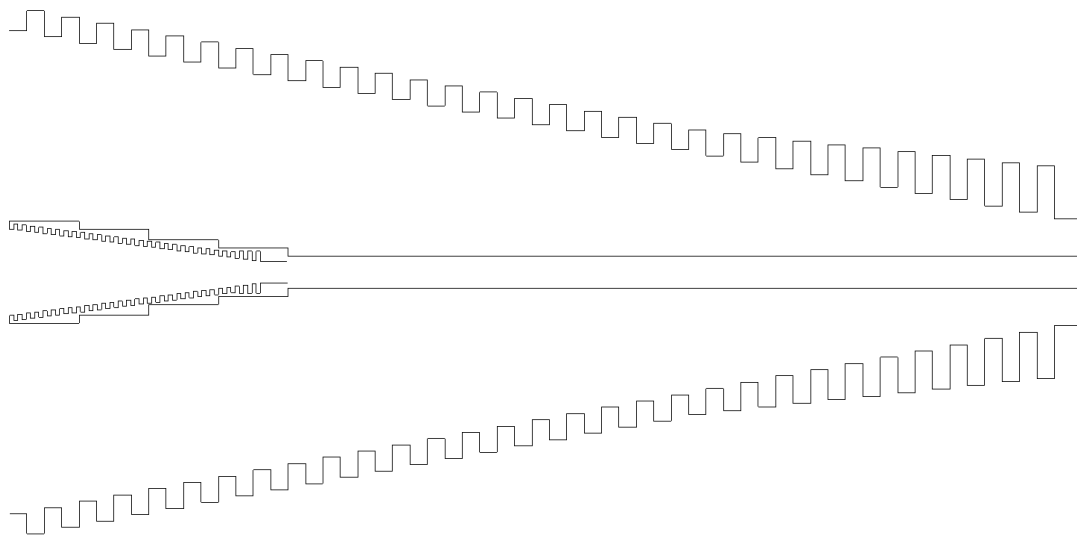


Figura 73 - Corte de Perfil del Diseño 4 de Antena Coaxial

Además de todo lo referente al perfil coaxial que ha sido comentado previamente, se realizaron también otros dos diseños que tenían en cuenta la posición de la antena interior con respecto a la exterior. Es decir, se planteó dos diseños donde la antena interior estaba localizada más adentro de la apertura, siendo un tema delicado de tratar, simular y optimizar.

Parece bastante evidente que cuando la antena interior se encuentra en la misma apertura del sistema, el diagrama de radiación de dicha antena será prácticamente idéntico al de esa antena simulada por separado. El problema de esos escenarios es que el diagrama de radiación que se debe conseguir para la banda baja tiene que producirse con una sección coaxial en todo momento, es decir, no hay ningún punto en el que la banda X vea una sección de antena corrugada convencional. Esto es perjudicial para el diagrama de radiación ya que fuerza a que el modo que se radía tenga un nulo en el centro, cuyo tamaño viene determinado por el diámetro del tubo coaxial de su interior. Todo esto tendrá unos efectos negativos en el rendimiento de

dicha antena, que han sido analizados en este proyecto con mayor detenimiento y explicados en posteriores secciones de este documento.

Planteado este conflicto entre las dos bandas, se pensó en una solución intermedia que permitiera cubrir las necesidades de ambas bandas: introducir la antena de banda Ka hacia el interior del sistema. De esta forma, la antena X tendría toda la apertura y la sección final para poder conseguir unos mejores parámetros de radiación, al mismo tiempo que la antena de Ka se desplaza al interior lo menos posible para que no se vea afectada por las últimas corrugaciones de banda X (que sólo la empeoraría porque el tamaño de las mismas es muy superior a la longitud de onda de Ka).

A continuación, se muestra tanto el modelo 3D del diseño mencionado como un corte del perfil:

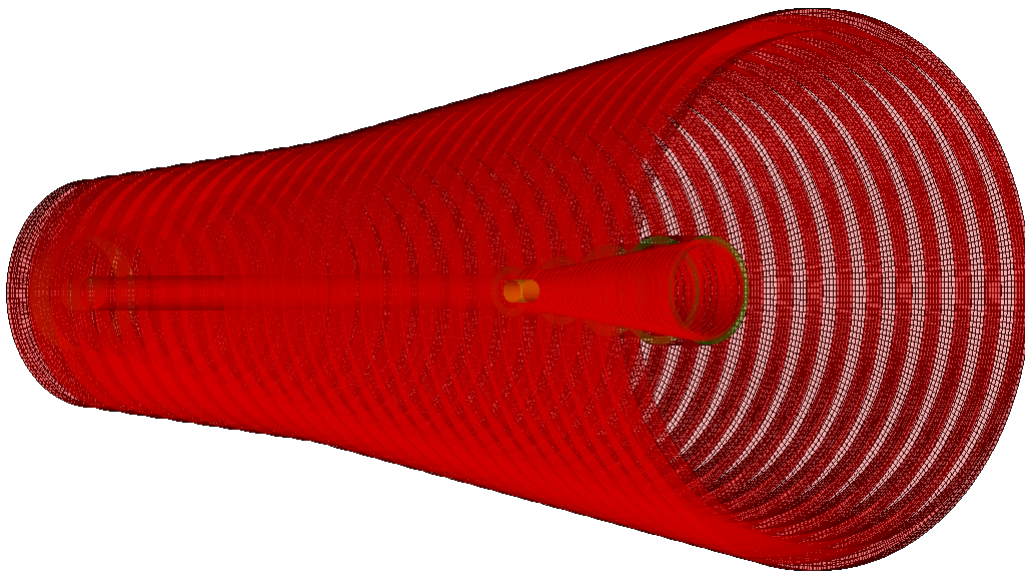


Figura 74 - Diseño 5 de Antena Coaxial

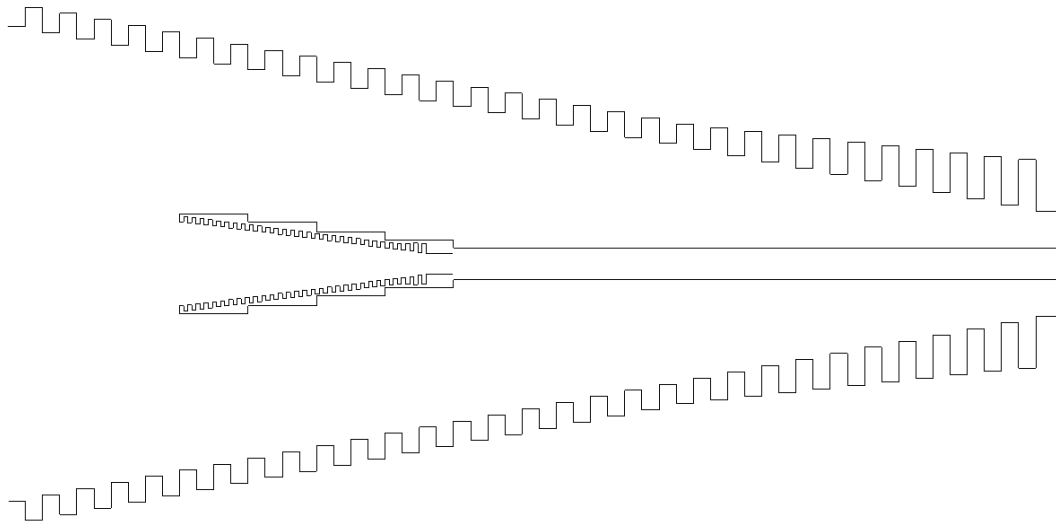


Figura 75 - Corte de Perfil del Diseño 5 de Antena Coaxial

Como también se realizó con los primeros diseños iniciales mencionados, todo se puede llevar al extremo. En este caso, la posición de la antena interior se puede desplazar hasta el comienzo de la bocina, quedando un diseño como el mostrado a continuación:

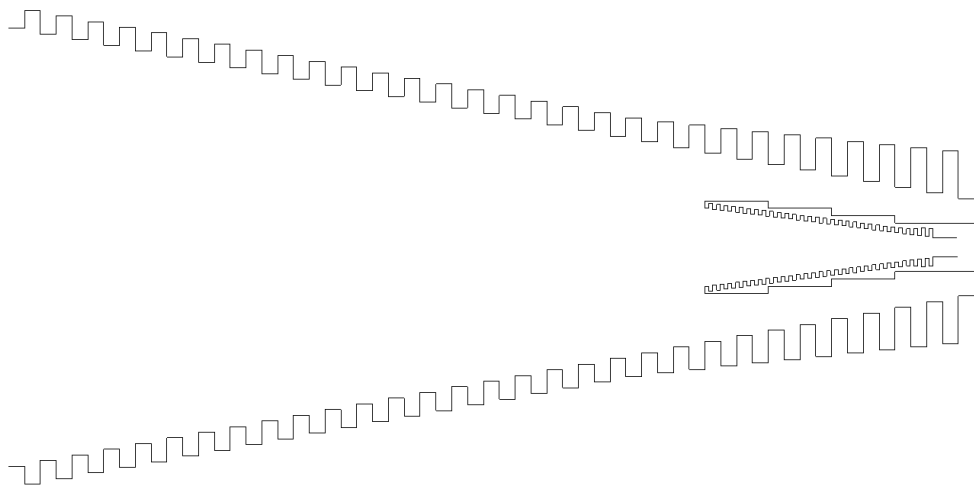


Figura 76 - Corte de Perfil del Diseño 6 de Antena Coaxial

Para este caso, parece evidente que los parámetros de radiación que se consigan para la banda baja sean mejores que en los diseños anteriores. Sin embargo, la banda alta no conseguirá radiar correctamente en esta posición, principalmente porque tiene que atravesar toda la bocina con corrugaciones de banda X antes de llegar a la apertura.

La única alternativa que le queda a este diseño es el modificar las corrugaciones de banda X que va a ver la banda alta, y adaptarlas para que sigan funcionando en la banda baja al mismo tiempo que no interfieran (o interfieran lo menos posible) en los

diagramas de radiación de la banda Ka. Todo esto se traduce en un diseño mucho más complejo y un proceso de optimización mucho más lento y complicado, principalmente porque el número de variables a optimizar será mayor, a la vez que se tienen que simular ambas bandas a la vez (o al menos sobre la misma estructura), lo que ralentizará el tiempo de iteración del simulador.

Este diseño ha sido abordado también como prueba en este proyecto, y ha sido tratado en posteriores secciones de este documento.

Finalmente, en este apartado de diseños iniciales para una antena coaxial dualband se ha introducido otro tipo de antena: una spline [34]. Esta antena consiste en una bocina de pared lisa cuyo perfil se realiza a partir de varios puntos con radios definidos y su unión mediante un polinomio de tercer orden. De esta forma se consigue un perfil liso con curvas suaves, permitiendo obtener niveles de crosspolar muy bajos, diagramas de radiación con muy buenas prestaciones (similares a antenas corrugadas convencionales) así como una alta eficiencia de radiación (cercana a 1).

En este último diseño inicial se realizaron algunas pruebas con este tipo de antenas como bocina exterior, mientras que en el interior se mantenía el mismo tipo de antena corrugada. Un modelo 3D de este diseño se puede observar en la siguiente figura:

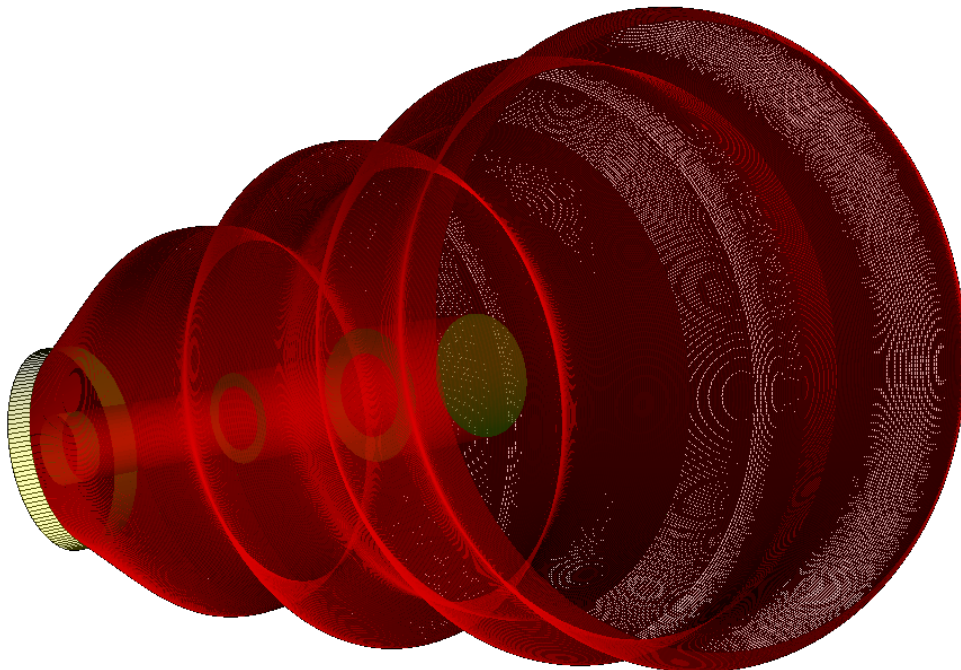


Figura 77 - Diseño 7 de Antena Coaxial

Los resultados iniciales obtenidos con este diseño no fueron nada satisfactorios, por lo que se decidió no emplear este diseño de antena para la bocina exterior. Una de las desventajas de este tipo de antenas frente a las corrugadas es la mayor longitud que deben tener para conseguir similares prestaciones de radiación, característica poco deseable para elementos destinados a las comunicaciones por satélite.

6.4 - Diseño de Antena Spline Interior

Con todos los modelos posibles de antenas coaxiales que trabajen simultáneamente en dos bandas frecuenciales (principalmente mediante el empleo de dos antenas de bocina, una coaxial a la otra) que han sido comentados y expuestos en la sección anterior, se pensó en una idea innovadora que permitiera mejorar las prestaciones del sistema a la vez que se aprovechara de varias de las ventajas que han sido comentadas en cuanto a las antenas spline y corrugadas: emplear una antena corrugada para la antena exterior y una spline para el interior.

Recordando las características principales de una antena corrugada, destaca sus buenas prestaciones de radiación en una bocina con dimensiones reducidas (principalmente en longitud). Debido a que dicha antena corrugada será la encargada de radiar la banda baja, la anchura y profundidad de sus corrugaciones serán mucho mayores que las empleadas en la banda Ka, por lo que un diseño lo más corto posible beneficia en este caso al sistema global.

En cuanto a la antena interior, debido a que se va a encargar de radiar la banda de alta frecuencia, sus dimensiones van a ser mucho menores en comparación con la de banda X. Por lo tanto, para esta antena la longitud de la misma no supondrá una limitación de diseño. Sin embargo, cuanto menor sea la apertura más beneficiará a las prestaciones de la banda baja, ya que el espacio por el que se puede introducir parte de la señal de band X será menor, a la vez que menor es el espacio ocupado en la apertura por la antena interior, y mejores prestaciones se conseguirán para la banda de la bocina exterior. Teniendo en cuenta todo esto, la antena spline supone una mucho mejor opción que una antena corrugada, principalmente por su mayor eficiencia de radiación, pudiendo obtener una antena con similares diagramas de radiación en una apertura mucho más pequeña (contando el grosor de pared de la misma, que en la corrugada siempre es mucho mayor debido a las profundidades de las corrugaciones), sin importar en exceso la longitud que se obtenga.

Una vez definidos los tipos de antena que se van a encargar de cada banda frecuencial, en esta sección se ha detallado el proceso de diseño y optimización de la antena spline de banda Ka.

En la siguiente figura se puede observar el esquemático de dicha bocina:

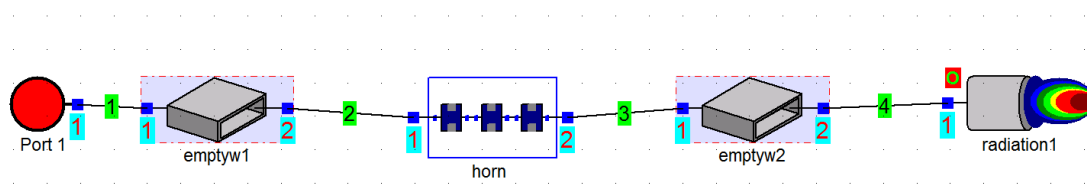


Figura 78 - Esquemático Antena Spline

Como se observa en la imagen, el diseño general de dicho esquemático es muy similar al comentado en los diseños iniciales para antenas corrugadas convencionales,

teniendo un subcircuito y un elemento de radiación. La única diferencia radica en el subcircuito de la bocina spline, que se muestra a continuación:

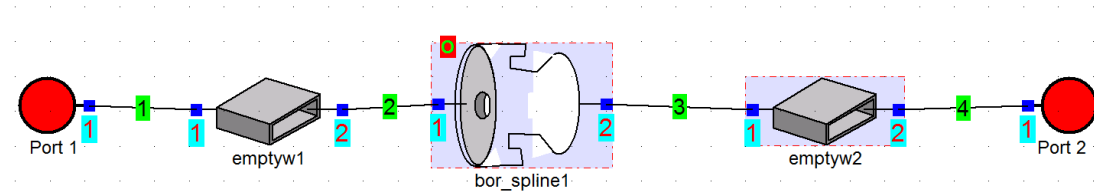


Figura 79 - Subcircuito Esquemático Antena Spline

El elemento “bor_spline” es el encargado de definir los parámetros necesarios para crear la antena spline. La organización dentro de la ventana de configuración de dicho elemento es muy similar a la de las corrugaciones, ya mencionado en la anterior sección del documento.

En primer lugar se tiene una pestaña de características principales, entre las que se encuentran el nombre que se le quiera dar al elemento en el esquemático, poder cargar la información de la bocina desde un archivo externo, poder incluir una sección coaxial interior, el número de secciones (radios) con los que se formará la curva que define el perfil de la bocina, y el número de puntos de discretización. Estas dos últimas características son muy importantes, y se basa en la forma que Mician uWave define este tipo de antenas. Para la spline de este proyecto, se han definido 20 secciones y 500 puntos de discretización. Es decir, a partir de 20 radios que están separados entre ellos la longitud de cada una de las secciones se definen 20 puntos. Estos puntos idealmente se unen mediante un polinomio de tercer orden, obteniendo una línea curva suave, sin cambios abruptos. Sin embargo, una línea curva en un programa de simulación como este debe ser discretizada en un número de puntos para que se pueda analizar y modelar en 3D. A mayor número de puntos se indique, más se aproximará el modelo al perfil curvo ideal, pero más carga computacional requerirá. En la siguiente figura se muestra la ventana de configuración con los parámetros mencionados anteriormente:

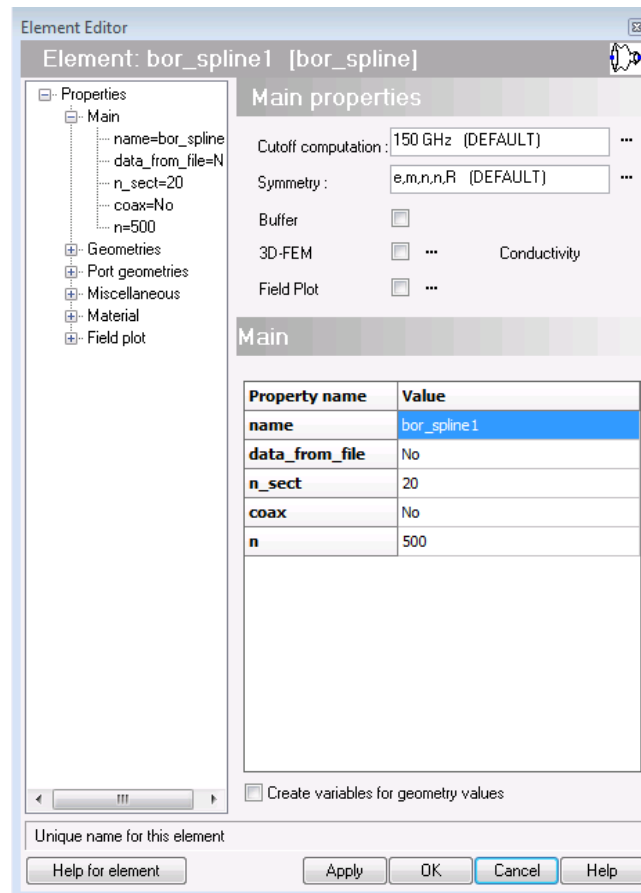


Figura 80 - Ventana de Configuración Antena Spline (Main)

Como ya se ha comentado, además de los parámetros indicados en la imagen anterior también hay que indicar cada uno de los radios de las secciones, y la longitud de las mismas. Para ello se accede a la pestaña de geometría que se muestra a continuación:

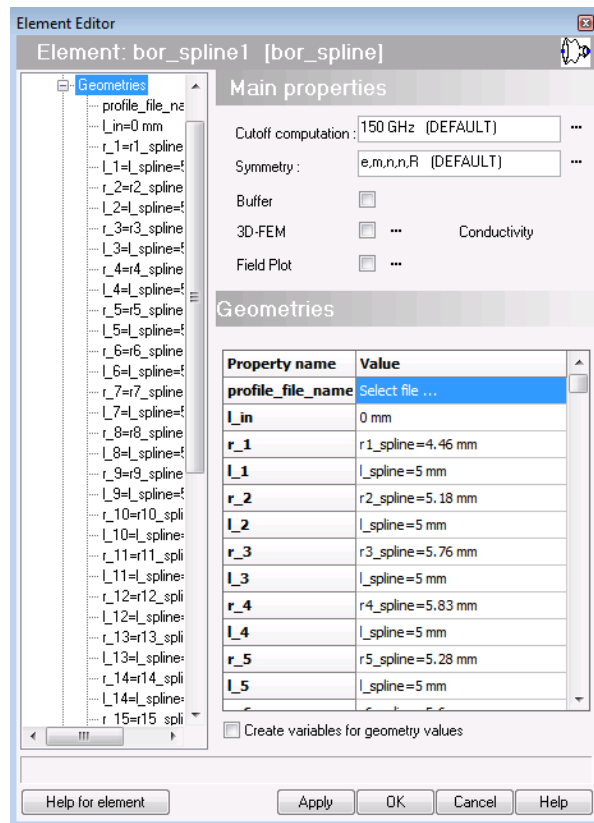


Figura 81 - Ventana de Configuración Antena Spline (Geometries)

Para este proyecto, se ha tomado una longitud de sección igual para todas ellas, asignándola a una variable como se ve en la Figura 81. Esto permite simplificar el proceso de optimización a la vez que no supone mucha limitación en las prestaciones que se pueden alcanzar.

Por último, se tiene la ventana de configuración de geometría de puertos donde se puede definir el radio de la sección coaxial (si es que se ha activado dicha opción en la ventana de configuración principal), así como el radio de entrada a la bocina. Esta ventana de configuración se muestra a continuación:

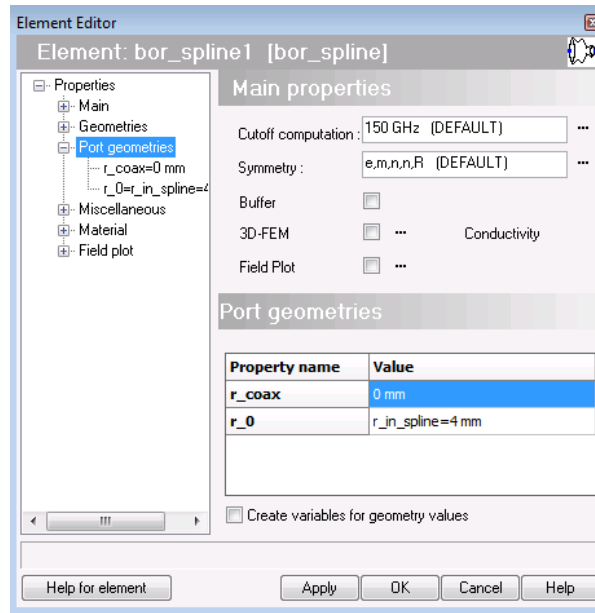


Figura 82 - Ventana de Configuración Antena Spline (Port Geometries)

El radio de entrada a la antena es un parámetro muy importante que no tiene que ser obviado. Para la elección de dicho radio, se ha empleado la herramienta Mician Guides, la cual ha permitido determinar el tamaño para el cual el único modo en propagación es el fundamental. La siguiente figura muestra una captura de la ventana del Guides para este caso en concreto:

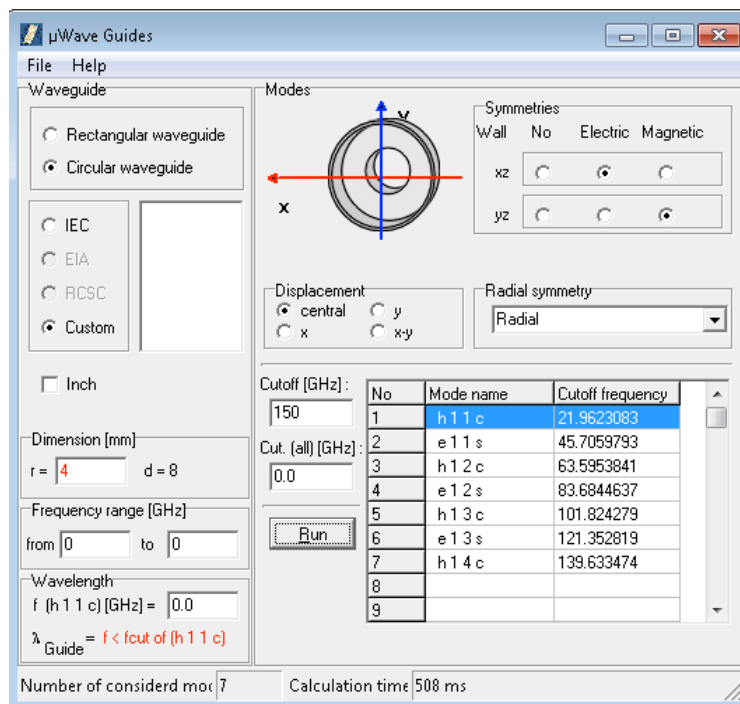


Figura 83 – Mician Guides para Radio de Entrada a la Antena Spline

Una vez introducida la geometría de la guía y el radio que se quiere determinar, así como el cutoff y las simetrías (las que se han empleado en el esquemático del circuito), se obtienen los modos que se tienen en cuenta en el cálculo de la simulación.

Como se puede observar en la figura anterior, para el tamaño elegido de 4mm únicamente se propaga el modo fundamental (h_{11c}), mientras que el segundo modo indicado queda fuera de la banda de operación. En realidad, también entra el modo h_{11s} (el transversal al fundamental) y el e_{01c} , sólo que las simetrías de plano E, H y radial los cancelan (al primero porque es transversal al fundamental y las simetrías plano E y H no lo consideran, y el segundo porque por simetría radial se cancelará). De esta forma, probando varios radios de entrada y viendo los modos que se propagan se ha podido determinado un radio óptimo para el diseño. Según lo indicado, se podría haber puesto un radio más pequeño, evitando que entrara el modo e_{01c} , pero debido a cuestiones mecánicas de fabricación y a los márgenes frecuenciales de operación que hay que dejar entre la frecuencia de corte del modo fundamental y el siguiente, se decidió dejarlo en 4mm.

Finalmente, cuando todas las consideraciones necesarias se han tenido en cuenta, sólo falta realizar el proceso de optimización. Dicho proceso ya se ha ido mencionando varias veces a lo largo de este documento, pero no se ha explicado en detalle su funcionamiento. En esta sección se profundizado más en él, tomando como base la antena spline.

Una vez se han definido todas las variables necesarias (tanto reales, de optimización, ecuación y salida), se tiene una antena spline preparada para comenzar el proceso de optimización. Este modelo inicial (de igual forma que se indicó para antenas corrugadas) se basa en una antena cónica de pared lisa, ya que se han inicializado todos los radios de forma que sea un perfil lineal.

La ventana de optimización se indica en la siguiente figura:

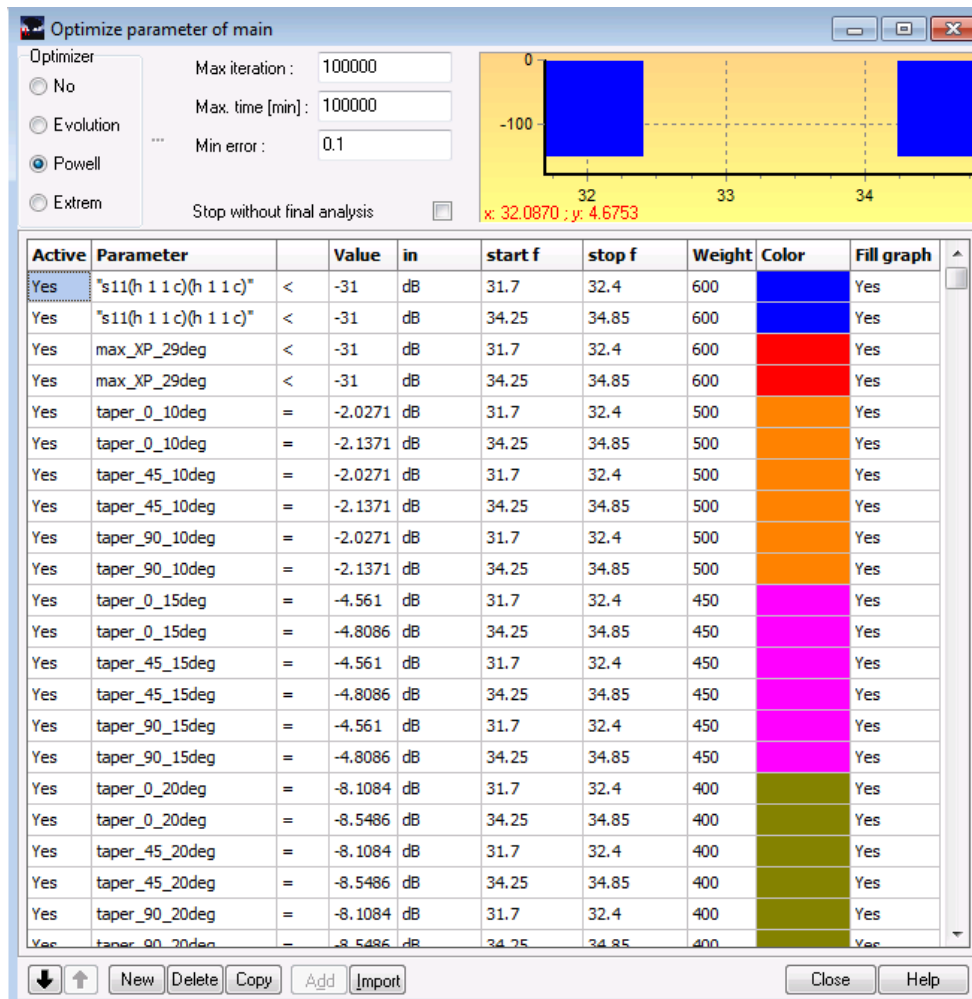


Figura 84 - Ventana de Optimización

En esta ventana tenemos muchos parámetros a definir, los cuales se listan a continuación:

- En la parte superior izquierda de la ventana se tiene que elegir el tipo de optimización que se va a realizar. Se puede elegir la opción “No”, la cual deshabilita la optimización, “Evolution”, la cual es un proceso de cambio de valores aleatorio de todas las variables de optimización que se han definido en el proyecto, el cual va calculando para cada una de las iteraciones el error global (en base al sumatorio de las diferencias de los parámetros en esa iteración respecto al parámetro objetivo indicado). Este modo de optimización realiza cambios grandes en los valores de las variables, y es adecuado para el inicio de la optimización cuando se dista mucho de la solución final o no se sabe con seguridad cuál va a ser la mejor solución.

El siguiente modo de optimización es el “Extreme”, el cual es muy similar al Evolution salvo por las variaciones que realiza de los valores de las variables en cada optimización, ya que en este caso son más pequeñas. Por lo tanto, dicho

modo de funcionamiento está destinado a optimizaciones avanzadas donde se tiene una estructura bastante próxima a la solución final, y los parámetros de la optimización no distan mucho de los valores objetivos fijados.

El último modo de optimización es el "Powell", el cual se basa en el cálculo del gradiente de la optimización para cada una de las variables. Es decir, este modo varía las variables de optimización de una en una fijándose en la pendiente de la curva de error global, acercándola y encontrando el mínimo local posible para esa variable en concreto. Cuando termina con una, pasa a la siguiente y así sucesivamente hasta que termina con todas. Después, comienza de nuevo con la primera ya que la situación global depende del valor de todas las variables y es posible que el mínimo local para cada una de ellas haya variado ligeramente. La optimización finaliza cuando ha llegado al mínimo de error posible. Este modo de funcionamiento está destinado a la parte final de las optimizaciones, cuando se quieren conseguir los últimos dB y alcanzar el mínimo global de la función de error.

Adicionalmente, junto a los checkboxes de selección de modos hay tres puntos, los cuales abren una ventana de configuración de 4 parámetros relacionados con el modo "Evolution". Dichos parámetros están relacionados con el modo de funcionamiento de la optimización, pudiendo indicar si existen muchas o pocas variables en la optimización, parámetros estadísticos que se emplean a la hora de realizar las iteraciones y los cambios en los valores de las variables, y poder variar las características del modo Evolution. Es decir, se puede asignar que el modo Evolution realice también una búsqueda del mínimo local en cada pasada, que tenga en cuenta el gradiente del error o que realice estimaciones de error durante el proceso. Todo esto hace que el modo Evolution pueda actuar de forma más gradual, con cambios menos bruscos en las variables y se asemeje por tanto más a los otros dos modos de optimización.

- Los siguientes parámetros que se muestran en la pantalla de optimización se encargan de indicar el número máximo de iteraciones que se desea realice el proceso, el tiempo máximo que tiene que transcurrir, o si se quiere que la optimización finalice una vez se ha llegado a un valor de error determinado.
- En la parte superior derecha se encuentra una gráfica en frecuencia, la cual indica las bandas de frecuencia que se van a tener en cuenta en la optimización de acuerdo a las variables de optimización que se han fijado y los rangos frecuenciales que se han indicado para cada una de ellas. Estos rangos frecuenciales abarcan las bandas de frecuencia que se han definido para este proyecto y un poco más (100MHz aproximadamente) a cada lado, debido principalmente a que se tiene que dejar una holgura para las variaciones de tamaño que la estructura puede sufrir cuando se lance al espacio, desplazando en frecuencia las bandas optimizadas.

- Finalmente, en la parte central se tiene la asignación de objetivos para la optimización. Es decir, cada una de las filas hace referencia a un objetivo que se le indica a la optimización debe alcanzar. Se tiene que indicar el parámetro que se quiere optimizar (puede ser cualquier variable de tipo salida que se haya definido en el proyecto o una nueva que no haya sido definida antes, como tapers, centros de fases, ganancias, potencias parciales, parámetros S...), el rango frecuencial en el que se debe alcanzar ese valor objetivo, un color para poder distinguirlo de otros (útil cuando tienes muchos parámetros de optimización) y un peso. Este último es un parámetro muy importante, y hace referencia a la importancia de esa variable en el proceso de optimización. El error global se calcula en función de la diferencia de cada uno de los parámetros listados en esta pantalla con su valor objetivo y ponderado con el peso que se le ha dado, de forma que un parámetro con mucho peso determinará el curso de la optimización y será el primero que se tratará de ajustar. El modo en el que los pesos son ajustados es un factor determinante si se desea conseguir un buen resultado final.

Para este circuito de la antena spline, se puede observar en la figura anterior que las variables de optimización que se han fijado son el parámetro S11, el nivel de crosspolar y cada uno de los tapers definidos como variables de salida en el proyecto. Además, también se ha indicado un parámetro de potencia parcial hasta 29 grados, el cual determina un porcentaje de potencia que se tiene que radiar antes de un determinado ángulo. Esto permite poder reducir los lóbulos laterales si se ha indicado un alto porcentaje de potencia para el principal (como es el caso, un 95%). La potencia parcial se debe indicar en dB.

Los pesos se han distribuido de la siguiente forma: el mayor peso se ha asignado para el parámetro S11 y la crosspolar, ya que son parámetros fundamentales en una antena y que de conseguirse los tapers deseados antes que estos, será muy complicado poder conseguirlos después. A continuación, se han indicado los pesos de los tapers de forma escalonada desde menor a mayor ángulo. Esto es debido a que si se quiere conseguir una forma gaussiana para el diagrama de radiación se tiene que ir consiguiendo en primer lugar en los ángulos pequeños, para que fuerce al diagrama a ir cumpliendo los sucesivos ángulos.

De acuerdo a lo comentado, en primer lugar se realizó una optimización con el modo Evolution y un cutoff algo más bajo (100 GHz) para que las iteraciones fueran más rápidas y el diseño general de la antena se fuera acercando al definitivo. Después, se subió el cutoff para obtener resultados más fiables para las frecuencias de operación con las que se trabaja en banda Ka, y se mantuvo el modo Evolution. Posteriormente, se pasó al modo Extreme para que ajustase todo lo posible al mínimo de error. Finalmente, se pasó al modo Powell para intentar afinar al máximo posible cada uno de los parámetros de la optimización.

En las siguientes figuras se muestra el resultado final en un modelo en 3D y el corte de perfil de la bocina spline:

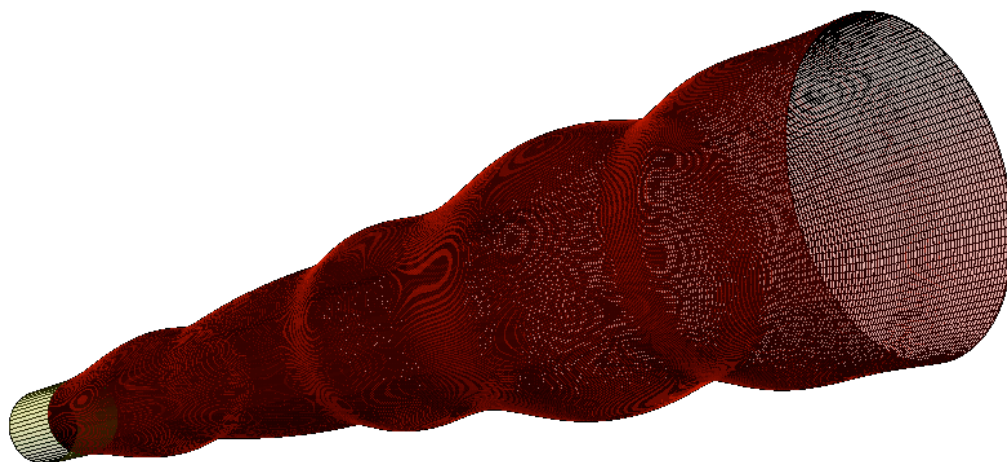


Figura 85 – Modelo 3D de Antena Spline

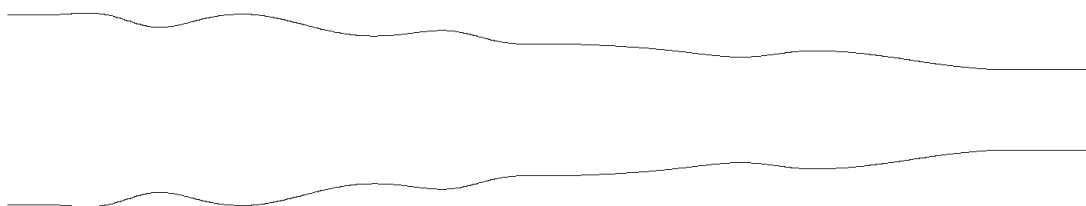


Figura 86 – Corte de Perfil de Antena Spline

La longitud de esta bocina spline en un primer momento se realizó de unos 65mm, porque en ese momento todavía no se tenía conocimiento de las dimensiones que iba a tener la antena corrugada de banda X. Como se indica en posteriores secciones del documento, esta antena se volvió a rediseñar siguiendo el mismo procedimiento explicado para una longitud mayor (100mm) de forma que se pudieran alcanzar mejores prestaciones al tiempo que se reducía el diámetro en la apertura.

Para finalizar la explicación del proceso de diseño y optimización de la antena spline, se han indicado las configuraciones que se tienen que definir para poder mostrar los diagramas de radiación. Dicha configuración se gestiona en la sección de radiación del menú de la izquierda de la pantalla general de Mician uWave. En la siguiente figura se muestran las dos pestañas de configuración al respecto:

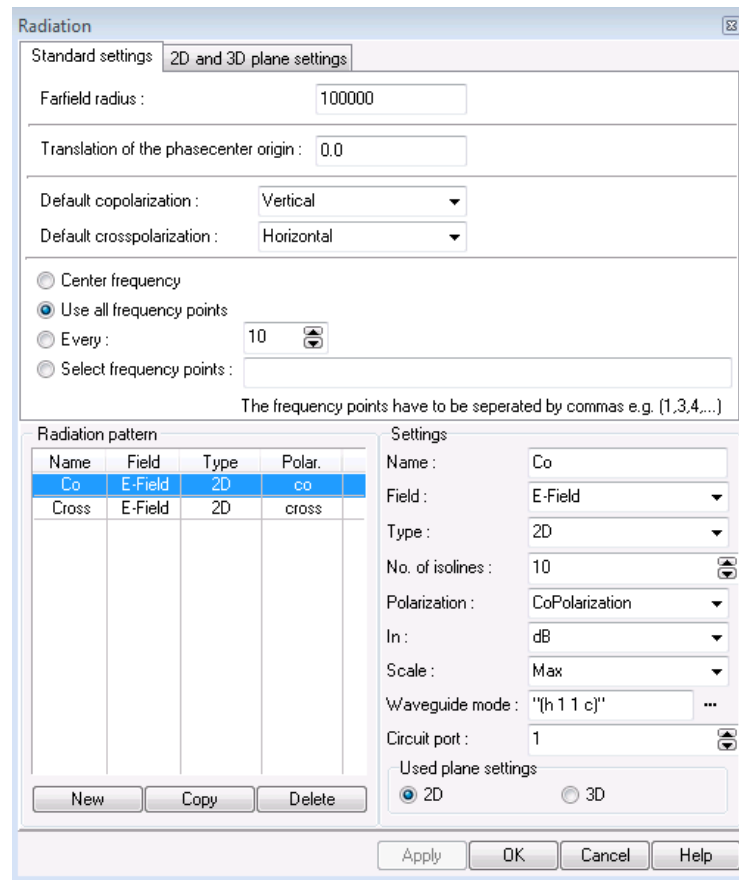


Figura 87 – Ventana de Configuración 1 de Diagramas de Radiación

En esta pantalla de configuración se debe indicar el radio donde se calcularán los diagramas de radiación de campo lejano (se ha puesto un valor muy grande para que no haya problema), el desplazamiento u offset que hay que aplicar al centro de fases para que tome como referencia la apertura de la bocina en vez del centro de la superficie de radiación, los ejes que se van a encargar de llevar las polarizaciones copolar y crosspolar, y los puntos de frecuencia para los que se quiere un diagrama de radiación. Se puede escoger el punto central de la banda, todos los puntos, una frecuencia de cada número indicado o unas frecuencias en concreto que no tienen por qué estar equiespaciadas.

En la parte inferior es en donde se crean los diagramas de radiación (copolar y crosspolar en este caso). Para cada uno de ellos se indica la polarización, un nombre, el puerto y modo por el que se introduce la señal.

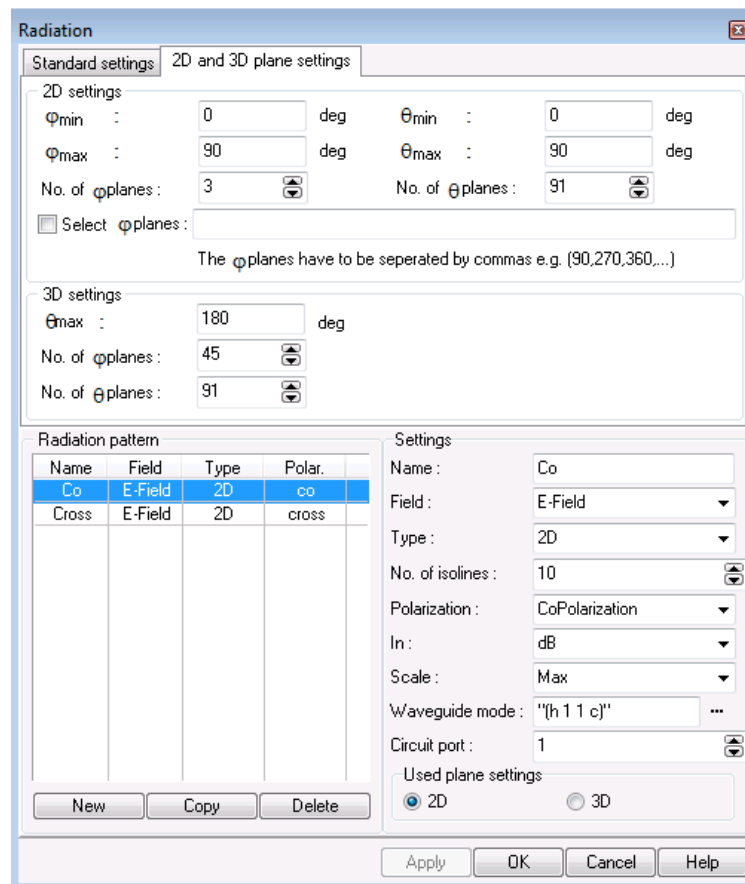


Figura 88 – Ventana de Configuración 2 de Diagramas de Radiación

En la segunda pestaña de la ventana de configuración de los diagramas de radiación se debe elegir los rangos de ángulos tanto de phi como de theta que se quiere representar. Para este proyecto se ha indicado un rango para phi de 0 a 90 grados cada 45 grados (es decir, se tendrá el corte del diagrama en phi = 0, 45 y 90 grados) y para theta se ha representado también de 0 a 90 grados, pero en este caso un punto cada grado para tener una buena resolución de la forma del diagrama.

Una vez definidos los diagramas de radiación copolar y crosspolar, cuando se realice la simulación del circuito se habrán generado varias gráficas de diagramas, una por cada punto frecuencial indicado y para cada uno de los patterns definidos (copolar y crosspolar).

Debido a que estos resultados son prácticamente los definitivos para la banda Ka (salvo los simulados junto con la antena corrugada exterior y el polarizador septum), se han incluido en la sección final de Resultados junto con el resto de gráficas.

6.5 - Simulación Conjunta de Antena Corrugada y Spline

En las secciones previas se han determinado dos características de diseño muy importantes: la creación de una antena de bocina corrugada para la banda baja (exterior) y una antena de bocina spline para la banda alta (interior). Los procesos de diseño, optimización y simulación ya han sido definidos, así como las características propias de cada una de las bocinas mencionada.

El siguiente paso en este proyecto ha consistido en unir ambos diseños y analizar cómo afectan las características de uno sobre el otro. Como punto de partida se tomó el esquemático que se muestra a continuación:

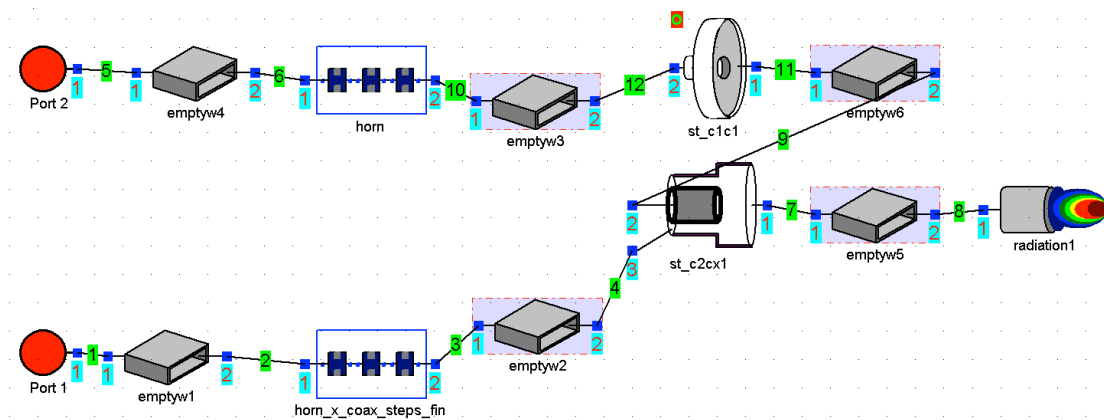


Figura 89 – Esquemático de Antena Corrugada y Spline

La única diferencia que se ha incorporado con respecto a los esquemáticos de los diseños iniciales de antenas coaxiales que se han definido en una sección previa de este documento es el step de guía circular a guía circular. Dicho step permite realizar la transición de la antena spline interior al perfil coaxial exterior a ella, modelando una pared de metal con grosor en la zona de la apertura, algo más realista que simplemente hacer coincidir los radios de ambas estructuras.

El perfil coaxial que rodea a la spline no quedó definido en esta etapa del proyecto, ya que todavía no se conocían las implicaciones que podía tener en el rendimiento general, así como cuál podía ser la mejor opción. En la siguiente figura se muestra un corte de perfil de la estructura resultante del esquemático anterior, donde tanto la sección coaxial como los radios de entrada no son los valores definitivos:

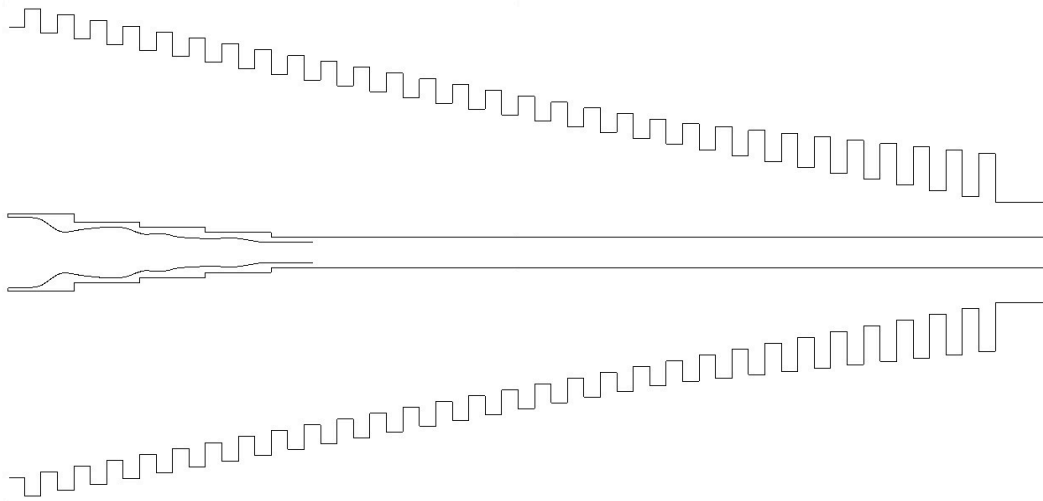


Figura 90 – Corte de Perfil de Antena Corrugada y Spline

El perfil mostrado corresponde a la estructura corrugada antes de comenzar el proceso de optimización, de ahí la forma cónica que presenta.

6.5.1 - Simplificación de la Estructura mediante Cortocircuito en la Apertura

En este punto del proyecto, dada la complejidad del esquemático, el número de variables de optimización que se tenía y la alta frecuencia a la cual había que simular todo el conjunto, se probó una aproximación del diseño mostrado previamente donde se había cortocircuitado la apertura de la sección coaxial interior. De esta forma, se conseguía evitar simular y tener en cuenta toda la banda alta de frecuencia y la antena spline ya que los parámetros de radiación iban a ser prácticamente idénticos a los obtenidos en la simulación de la antena spline por separado. Con esto en mente, se realizó la estructura mostrada a continuación (una vez optimizada) para poder simular la banda baja de forma más rápida y sencilla:

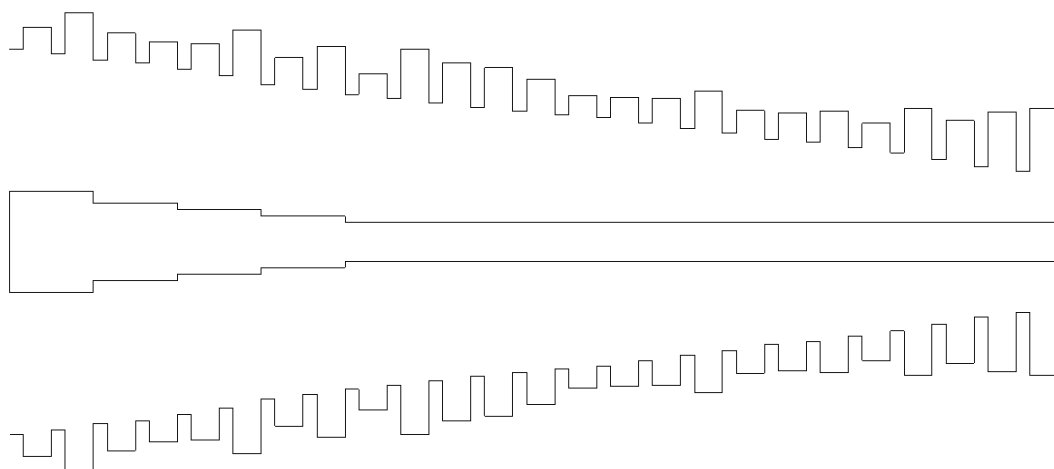


Figura 91 – Corte de Perfil de Antena Corrugada y Spline

El perfil coaxial interior no se tuvo en cuenta para la optimización, así como los radios de entrada (que serán comentados más adelante). Esta aproximación facilitó mucho el proceso de optimización de la banda baja. Sin embargo, posteriormente cuando se quitó el cortocircuito en la apertura de la banda Ka y se simuló ambas bandas frecuenciales a la vez se comprobó que los resultados no eran los mismos. Esto es debido a que la banda baja entra parte en la antena spline y determina en gran medida el diagrama de radiación que se consigue. Al colocar el cortocircuito, esta situación cambia por completo y no se obtienen resultados fiables. De esta forma, se descartó este tipo de diseño y se comprobó que la única forma de poder simular correctamente esta estructura dualband era con ambas antenas de bocina colocadas al mismo tiempo. En la siguiente figura se tiene el esquemático empleado para la realización de esta prueba, donde se aprecia la forma en la que el cortocircuito fue colocado en la estructura:

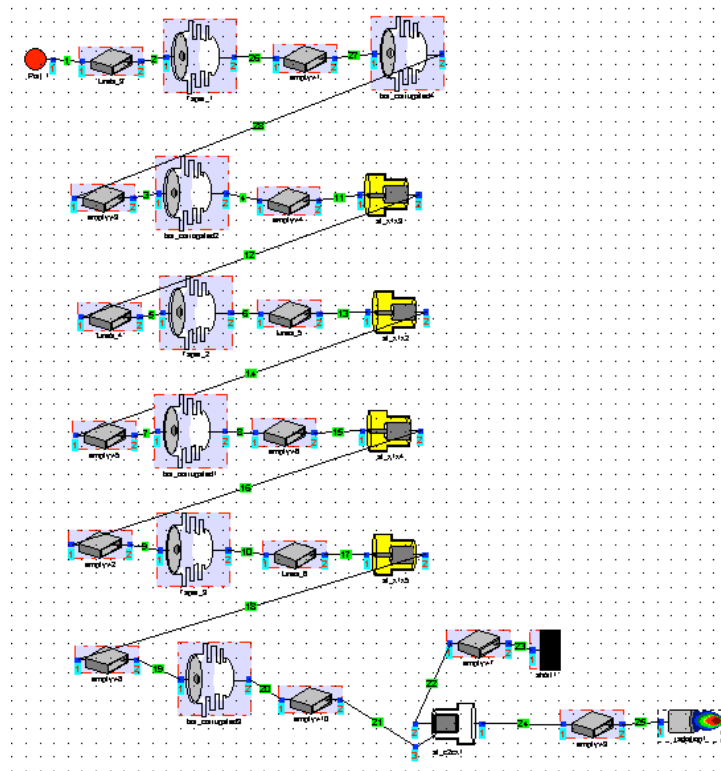


Figura 92 – Corte de Perfil de Antena Corrugada y Spline

6.5.2 - Radios de la Entrada Coaxial

Con este diseño descartado, se continuó con el anterior que incluía toda la estructura completa. El siguiente paso en el proceso de diseño fue determinar los radios de entrada (interior y exterior) de la entrada coaxial de banda baja en la bocina. Debido a que la herramienta Guides dispone únicamente de geometrías circular y rectangular para realizar los cálculos, no se pudo emplear para esta ocasión. Por lo tanto, se tuvieron en cuenta tres parámetros:

- El primero de ellos es el diseño del OMTJ que se conecta a la entrada de la bocina, cuyo diseño se fue realizando en paralelo y que se detallará más adelante en este documento. El OMTJ termina en una guía coaxial que debe ser igual al de la entrada de la bocina. Por diversas razones de diseño que se comentarán en la sección del OMTJ y para facilitar el proceso, se determinó como radio de entrada exterior a la bocina 12.35mm, los cuales estaban fijados por la salida del OMTJ.
- El segundo se basó en la antena spline que tenía que entrar en el interior. Es decir, el radio de entrada de la antena spline (4mm) debía entrar en la sección coaxial interior, por lo que el radio mínimo posible que se podía colocar en ese caso eran los 4mm de la spline más 1mm de pared de metal que se dejase por lo menos para tener un modelo realista de cara a la fabricación.
- Por último, se quería que únicamente el modo fundamental se propagara en la entrada. Para ello, cuando se realiza la simulación de un circuito en Mician uWave, en la ventana de gráficos se muestran por defecto todos los parámetros S que puede calcular en base a los puertos que tiene el sistema y los modos que se propagan en él. Por lo tanto, manteniendo el radio exterior fijo y partiendo desde el radio interior comentado (6mm), se fue aumentando dicho radio interior hasta que los únicos parámetros S que se observaran en los gráficos fueran los correspondientes al h_{11c} (S₁₁, S₂₂ y S₂₁), ya que se pretende que el espacio para la banda baja en la entrada sea el máximo posible para que beneficie la adaptación. Finalmente, se decidió un radio interior de 7mm.

6.5.3 - Implementación de Chokes

Hasta este punto, tanto el tipo de antenas de bocina a emplear para cada banda como los radios de entrada para cada una de ellas han sido definidos. La antena spline también ha sido diseñada y optimizada para la longitud de 100mm, e intentando conseguir el menor diámetro posible en la apertura a la vez que se mantienen los diagramas de radiación. Para este caso, el diámetro conseguido es de 21mm. Por lo tanto, todo el diseño referente a la bocina para la banda Ka ya ha sido finalizado para este punto del proceso de diseño.

Por otra parte, para la antena corrugada queda por definir tanto el número de corrugaciones, como la posición de la antena interior con respecto a ella. Estos dos aspectos son los que se han tratado en las siguientes secciones de este documento.

Uno de los retos que tenía este proyecto era realizar un diseño lo más sencillo y compacto posible. Como se ha comentado anteriormente, todos los diseños mostrados en secciones previas tenían un gran número de corrugaciones. Sin embargo, todos los esfuerzos que se han realizado hasta el momento han estado más enfocados a la posibilidad de conseguir una simulación realista de ambas bandas frecuenciales a la vez que se comenzaban a cumplir los requisitos impuestos en términos de diagramas de radiación y prestaciones en general. En esta sección se aborda el primer tema de reducción de dimensiones que se ha planteado en este proyecto, y tiene relación con la parte de corrugaciones de adaptación al comienzo de la bocina.

Estas corrugaciones suelen suponer una gran longitud en relación con la longitud total del sistema, por lo que se encontró una solución para poder reducirla al mismo tiempo que se mantenían o mejoraban las prestaciones del sistema global: el empleo de chokes (corrugaciones axiales) al comienzo de la bocina para emplearlos de conversor de modos y sección de adaptación [35]. La ventaja principal de los chokes es la poca longitud que suponen al mismo tiempo que permiten recrecer muy rápidamente el radio de la bocina, por lo que acortan mucho la longitud total del sistema.

En la siguiente figura se puede ver la implementación de los chokes en el último diseño de antena de bocina mostrado en el documento:

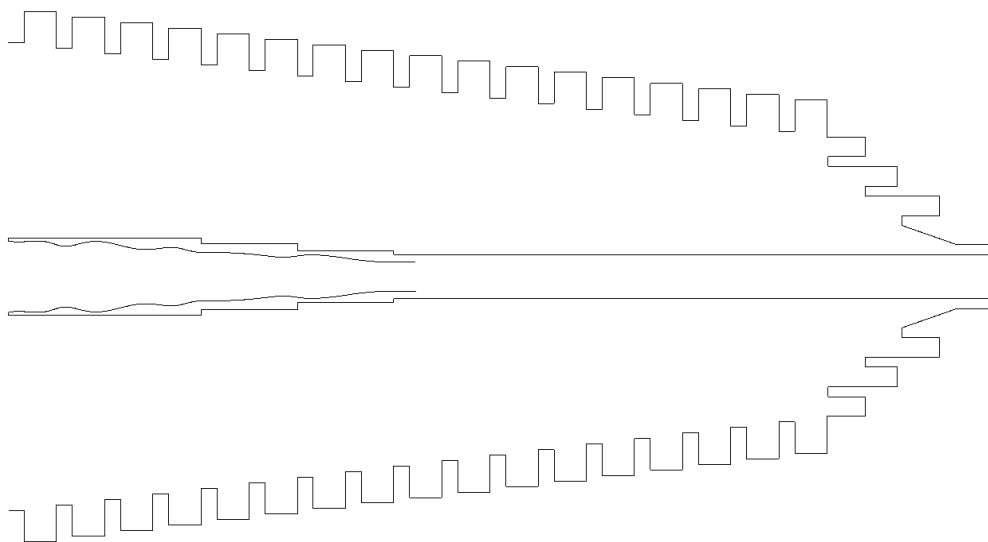


Figura 93 – Implementación de Chokes como Sección de Adaptación en la Bocina Corrugada

Para esta primera prueba se realizó la sección de chokes mediante tres de ellos y un taper lineal. El taper lineal permite pasar más gradualmente de la entrada en guía a las primeras corrugaciones axiales, mejorando la adaptación. Esta nueva sección de

chokes se realiza en el simulador mediante el elemento “bor_axial_corrugated”, cuya configuración es muy similar a la de las corrugaciones radiales ya mencionadas. La mayor diferencia se encuentra en las variables que hay que definir para poder simular y optimizar correctamente este elemento:

- Se define una variable para la anchura del diente de todos los chokes y otra para la anchura de la corrugación, que siguen generalmente una proporción similar a la de las corrugaciones radiales con respecto al periodo de corrugación (un tercio y dos tercios), pero en este caso el periodo es un quinto de la longitud de onda, en vez de ser un tercio.
- También se tienen que definir cada una de las profundidades de los chokes, pudiendo ser cada uno de ellos diferentes. Se definen en negativo ya que van en el sentido opuesto al resto del sistema.
- Finalmente se especifican variables para cada una de las distancias que hay desde el diente del choke anterior hasta el diente del siguiente. En este caso la distancia será en positivo. Un dato importante a comentar en este punto es que una corrugación axial no puede terminar más atrás que la anterior, ya que el programa de simulación saca un error en ese caso. Esto no ha supuesto una gran limitación en este proyecto, ya que el diseño de las mismas en el proceso de optimización no ha tendido a esa solución.

El proceso de optimización de esta sección es similar a lo mencionado anteriormente, ya que todas las variables indicadas (salvo las anchuras de diente y corrugación) son optimizables, así como la longitud del taper lineal que entra en esta sección.

El número de corrugaciones radiales a la que reemplaza esta sección de chokes no es un parámetro fijo y definido, sino que depende de las prestaciones que se consigan tras su implementación y las que se desean conseguir. Para este caso inicial, se han reemplazado todas las corrugaciones radiales iniciales hasta hacer coincidir el radio de la primera corrugación radial con la del tercer choke.

El esquemático que se ha definido para conseguir este diseño de bocina con chokes es el siguiente:

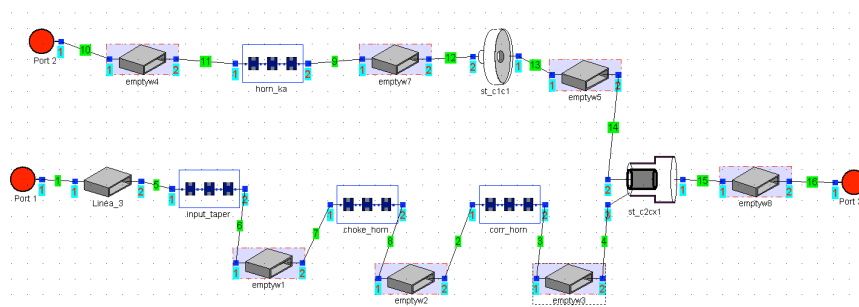


Figura 94 – Esquemático de Bocina Corrugada con Chokes como Sección de Adaptación

Es un esquemático muy similar al visto anteriormente para simular ambas bocinas, pero en este caso se ha separado la parte de la bocina corrugada en las diferentes secciones que la componen para hacer más sencillo el proceso de creación del esquemático.

6.5.4 - Corrugaciones de Banda Ka en la Apertura

Uno de los parámetros de diseño que más tiempo ha llevado a la hora de determinar su implicación en el rendimiento del sistema global y cuál era el valor óptimo para este proyecto ha sido la posición de la bocina interior con respecto a la apertura.

La primera aproximación que se realizó fue simplemente desplazar la bocina interior hacia el interior de la corrugada, dejando intactas las corrugaciones para la banda baja (diseño similar a uno de los iniciales comentados para antenas coaxiales). Al realizar esto, la señal de banda baja dispone de una mayor apertura para poder generar un diagrama de radiación óptimo. Sin embargo, la señal de banda alta se ve afectada por las últimas corrugaciones de la bocina exterior, diseñadas específicamente para la banda baja, lo que suponía la pérdida completa de las propiedades de radiación alcanzadas para la banda Ka.

De esta forma, se planteó una solución intermedia, la cual estaba formada por corrugaciones con profundidad de banda X y anchura de corrugación y diente de banda Ka. De esta forma, la banda Ka se vería afectada por corrugaciones con una anchura pensada para su banda, y con una profundidad ajustable, de forma que se consiguiera el mejor compromiso entre ambas bandas. A su vez, la banda baja vería únicamente una impedancia superficial al no verse afectada por las corrugaciones tan estrechas en relación con su longitud de onda.

Mediante esta técnica se fueron consiguiendo mejores parámetros de radiación para ambas bandas, siempre intentando conseguir un equilibrio entre las dos. El mayor problema que se le ha visto a este diseño es el incremento de la complejidad de optimización y carga computacional que se tiene que hacer, debido a que la longitud de la sección corrugada que sobresale de la antena spline tiene que estar formada por corrugaciones de anchura Ka (entre 1 y 2mm), pero debe ser lo suficientemente larga como para que la banda X disponga de espacio para generar los patrones de radiación que se desean. De esta forma, se obtiene un gran número de corrugaciones y sus correspondientes variables de optimización asociadas, lo que hace necesarias muchas más iteraciones para llegar al resultado deseado, a la vez que hay que optimizar ambas bandas frecuenciales al mismo tiempo para conseguir un buen compromiso, por lo que el cutoff de los elementos tiene que ser elevado (preparado para banda Ka) y por consiguiente el tiempo que le cuesta al simulador realizar cada una de las iteraciones es mayor.

El proceso de optimización para determinar cuál era el número óptimo de corrugaciones tras la bocina spline fue muy largo, debido principalmente a que para

cada una de las posibilidades que hay se probó también la versión de perfil coaxial escalonado (con steps, como los últimos mostrados anteriormente) o con radio coaxial interior fijo (es decir, un tubo recto). Esto se realizó de esta manera porque en esta etapa de diseño se desconocía cuál podía ser la repercusión de esos cambios y cuál era la configuración óptima para los requisitos que se querían conseguir. Asimismo, en cada uno de estos diseños también se probó qué número de corrugaciones de banda Ka había que incluir en la parte final pero antes de la apertura de la antena spline, ya que siempre se propaga algo de potencia hacia la parte trasera, pudiendo afectar en este caso las corrugaciones de banda X que se encontraban ahí.

En la siguiente figura se muestra un diseño de todo lo comentado previamente, una vez realizadas todas las optimizaciones oportunas:

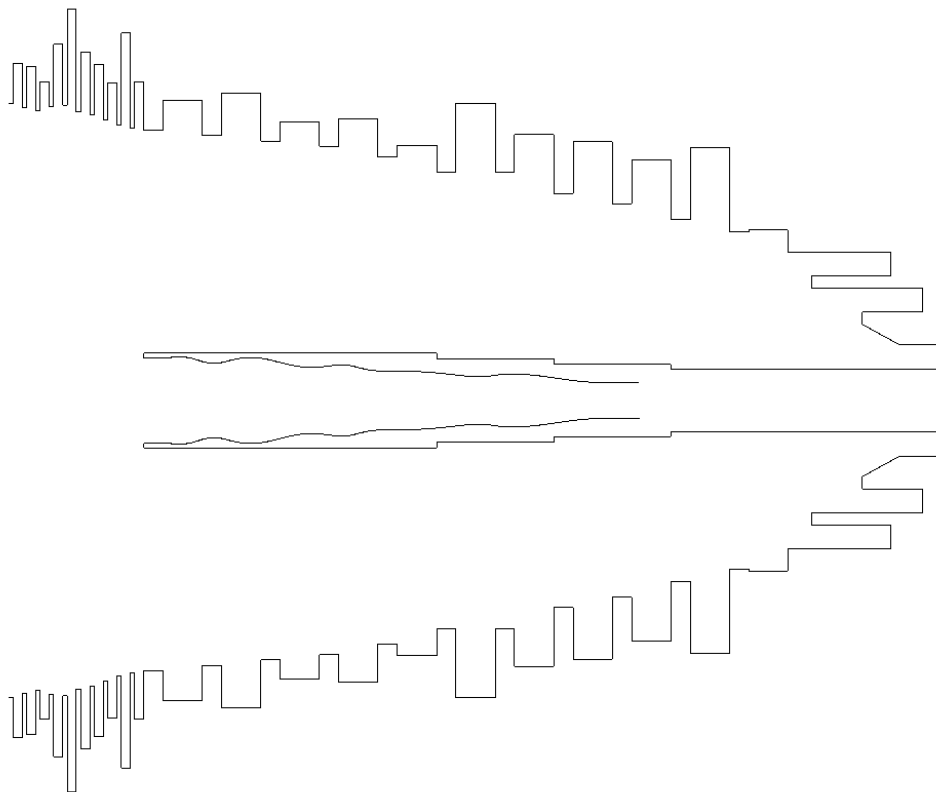


Figura 95 – Corte de Perfil de Antena Coaxial con Corrugaciones de Banda X y Ka

Este diseño es el mejor que se pudo conseguir con esta configuración. Como ya se ha comentado, se probó a optimizar:

- El número de corrugaciones de banda Ka antes de la bocina spline. En la figura anterior no se ha empleado ninguna corrugación, pero se ha probado a colocar hasta 10 corrugaciones. Se ha comprobado que no tiene un efecto muy determinante en el rendimiento global del sistema.

- El número de corrugaciones de banda Ka después de la bocina spline. En la figura anterior se han empleado 10 corrugaciones, pero se ha probado a colocar hasta 20 corrugaciones. Este parámetro sí juega un papel muy importante en las prestaciones del sistema global, debido a que ambas bandas frecuenciales son influenciadas por estas corrugaciones. Pocas corrugaciones benefician a la banda alta, mientras muchas corrugaciones terminan por no beneficiar a ninguna de las dos, ya que la banda alta se ve afectada por todas ellas en mayor o menor medida (a pesar de tener la anchura para su banda) y las de banda X necesitarían un mayor número de corrugaciones, el cual no es viable para el correcto funcionamiento de la banda alta. Por estos motivos se ha optado por un número intermedio, el cual busca alcanzar el compromiso entre la banda X y Ka.
- El tipo de perfil coaxial interior que recubre a la antena spline, bien sea mediante steps (escalonado) o bien con radio fijo. Un perfil coaxial de radio constante tiene su ventaja al comienzo de la optimización, ya que los primeros resultados que se obtienen son mejores que los de un perfil escalonado. Sin embargo, a medida que el proceso de optimización avanza, el perfil escalonado consigue al menos las mismas prestaciones que el de radio fijo, teniendo la ventaja de una mayor sección coaxial de entrada a la bocina para la banda baja, mejorando los parámetros de adaptación.
- El número de chokes al comienzo de la bocina. En la figura anterior se han empleado dos chokes, pero se han probado a implementar desde uno a cinco chokes. Este número de elementos también es bastante determinante en las prestaciones conseguidas por el sistema, así como un factor relevante en la longitud total de la estructura. La utilización de un choke quedó descartada principalmente por la similitud a no emplear ninguno ya que no había grandes ventajas. El empleo de más de tres chokes se vio que no era eficiente para este proyecto, principalmente por el parámetro de directividad que se requería (directamente relacionado con las dimensiones de la apertura). Cuando se empleó cuatro y cinco chokes, el radio conseguido por el último de ellos era igual o superior al radio necesario en la apertura. De esta forma no se podía conseguir un perfil de bocina que creciera en radio gradualmente, sino que era recto o incluso decreciente (situación posible ya que las variables diferenciales de los radios de los dientes se les permitió tener valores negativos, es decir, reducir el radio de la bocina).

Con todas las conclusiones que se obtuvieron de este estudio y que han sido detalladas, el modelo mostrado en la anterior figura fue el que mejores prestaciones globales consiguió entre las dos bandas. Sin embargo, los problemas que se presentaron en los diagramas de radiación conseguidos referentes a la poca similitud en banda X a un haz gaussiano, los altos lóbulos laterales en ambas bandas y el rizado en los diagramas de radiación de Ka (que desplazaban incluso el máximo de cero

grados en theta) hicieron replantearse de nuevo el diseño general de las bocinas con el objetivo de acercarse más a los requisitos del proyecto.

6.6 - Simplificación de la Bocina

De acuerdo a las conclusiones obtenidas en la sección anterior y los principales problemas citados en ella como resultado del último diseño mostrado para las antenas, en esta sección se aborda el proceso de rediseño de alguna característica de la estructura que ha permitido obtener un mejor resultado y mucho más compacto.

Debido a que las mayores complicaciones de diseño se han producido por las corrugaciones de banda Ka implementadas en la parte final de la bocina, así como el desplazamiento de la antena spline hacia el interior de la bocina corrugada y el valor de directividad no muy elevado que se debe conseguir (por tanto una apertura no muy grande) se decidió eliminar todos estos componentes del diseño actual. Es decir, se colocó de nuevo la bocina spline en la apertura del sistema, se eliminaron todas las corrugaciones de banda Ka, se colocaron 3 chokes al comienzo del sistema (ya que este era el número que mejores prestaciones había dado, tal y como se ha comentado en la sección anterior) y se quitaron muchas corrugaciones de banda X para reducir el tamaño del sistema y simplificar el proceso de optimización.

El resultado de todos estos cambios se muestra en la siguiente figura:

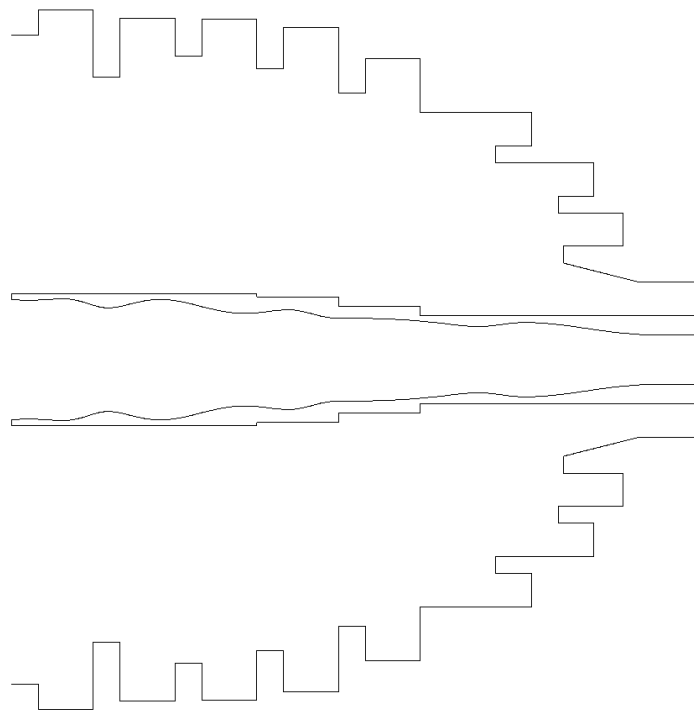


Figura 96 – Corte de Perfil del Diseño Simplificado de la Bocina

Este nuevo diseño supone una simplificación muy importante con respecto a los que se han realizado hasta la fecha en este proyecto. Como se puede observar en la imagen anterior, se han empleado 3 corrugaciones axiales y cinco radiales. La longitud obtenida en esta nueva estructura es aproximadamente la mitad que el anterior diseño mostrado, ya que la antena spline en ambos diseños es la misma y en este ocupa la totalidad de la bocina exterior.

El uso de tres chokes permite en este caso alcanzar casi el radio de la apertura, dejando la diferencia para las cinco siguientes corrugaciones y permitiendo que se obtenga una forma más convencional de antena de bocina corrugada.

El perfil coaxial escalonado que se muestra ha sido optimizado igualmente junto al resto de la estructura, permitiendo obtener la solución óptima. Sin embargo, se ha observado que este parámetro ya no juega un papel tan relevante en las prestaciones del sistema global, dado que la estructura es mucho más corta que antes y con tres pequeños steps se consigue una forma bastante lineal. La herramienta de simulación empleada no ha permitido simular esta misma estructura con un perfil coaxial completamente lineal, dado que los elementos empleados para este propósito son saltos de guía coaxial a guía coaxial, por lo que la mayor resolución en los escalones es la empleada en el diseño mostrado (una corrugación).

Los radios de entrada tanto para la antena spline como el interior y exterior de la entrada coaxial son los mencionados previamente en este documento, y los empleados en el diseño final de este proyecto (4, 7 y 12.35mm, respectivamente).

Por último, cabe destacar la modularidad conseguida con este diseño. Es decir, gracias a que la antena spline está situada en la apertura de la bocina corrugada exterior, el resultado que se obtendrá de la banda alta será muy similar al obtenido en la simulación de la antena spline por separado. De esta forma, para la optimización de este diseño se desactivaron las bandas frecuenciales altas (aunque sin quitar la bocina spline de la estructura). Esto permitió que el cutoff empleado en el sistema pudiera ser mucho menor (40 GHz para el proceso de optimización) y las iteraciones fuesen muchísimo más deprisa que para los diseños previos donde ambas frecuencias se simulaban a la vez. La diferencia en la velocidad de simulación para este caso es tan grande ya que Mician cuando simula varias bandas frecuenciales las introduce por todos los puertos que hay, ya que es la única forma de que pueda calcular todos los parámetros S del sistema (aunque posteriormente emplee únicamente los puertos indicados en la configuración de radiación para calcular los diagramas). Esta agilidad a la hora de realizar la optimización ha permitido conseguir los parámetros de radiación deseados con una mayor facilidad. Los parámetros de optimización empleados en este diseño no han variado con los explicados en las secciones previas, puesto que los requisitos del proyecto siguen siendo los mismos.

En la siguiente figura se muestra un modelo 3D de este diseño final conseguido para las antenas:

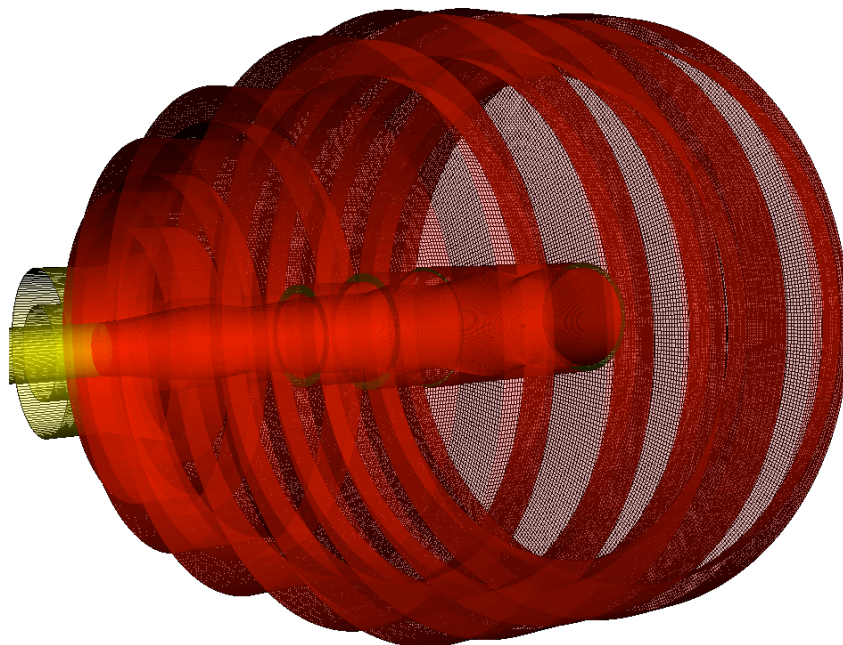


Figura 97 – Modelo 3D del Diseño Simplificado de la Bocina

Por lo tanto, en este punto del proceso de diseño se tiene ya definida toda la parte del sistema encargado de radiar, que son las dos antenas de bocina indicadas. En las posteriores secciones de este documento se ha realizado el estudio y explicación del resto de elementos que componen el sistema completo, como son el sistema de alimentación y el de polarización. Los resultados de los diagramas de radiación obtenidos para estas bocinas han sido detallados en la sección de Resultados al final de este documento.

6.7 - Sistema de Alimentación

Durante el estudio realizado en el apartado de estado del arte, se comprobó que todos estos sistemas dualband para comunicaciones por satélite deben disponer de un sistema de alimentación que permita introducir ambas señales a las bocinas. En este proyecto este sistema también ha sido diseñado, y todas sus partes así como el proceso de optimización junto a la antena han sido explicadas en esta sección.

6.7.1 - Recombinador

El sistema de alimentación consta principalmente de dos partes: el recombinaor y el OMTJ. Ambas estructuras están unidas por cuatro ramas de guía rectangular WR-112. El recombinaor es la estructura que se encarga de introducir la señal de banda X y dividirla en las cuatro ramas. En la siguiente figura se muestra una imagen de la estructura:

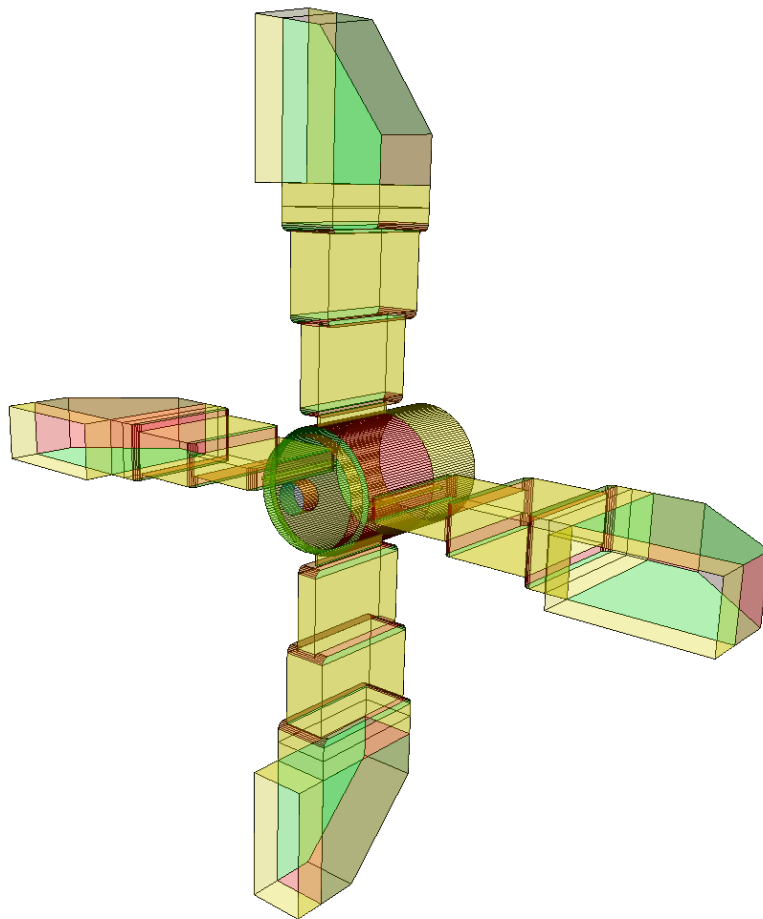


Figura 98 – Modelo 3D del Recombinador

Como se observa en la imagen, el elemento central es un junction de seis puertos. El posterior es por donde se introduce la señal de banda X, los cuatro laterales los que conectan con cada una de las ramas del sistema de alimentación, y el anterior está

cortocircuitado mediante el empleo de dos transiciones de guía circular a guía circular para poder mejorar la adaptación, ya que es el parámetro principal que hay que controlar en esta estructura.

Cada una de las ramas está formada por 3 secciones de guía rectangular de diferentes dimensiones y un codo con chaffán, el cual tiene de dimensiones en su salida las de guía WR-112. Cada una de las transiciones entre estas secciones de guía se ha realizado con un elemento de la librería de Mician que dispone de bordes redondeados para que las transiciones sean más suaves y se mejore la adaptación.

Por último, el radio de entrada para la banda X en guía circular se ha realizado mediante el mismo procedimiento que para el radio de entrada en la bocina spline de banda Ka, con la herramienta Mician Guides.

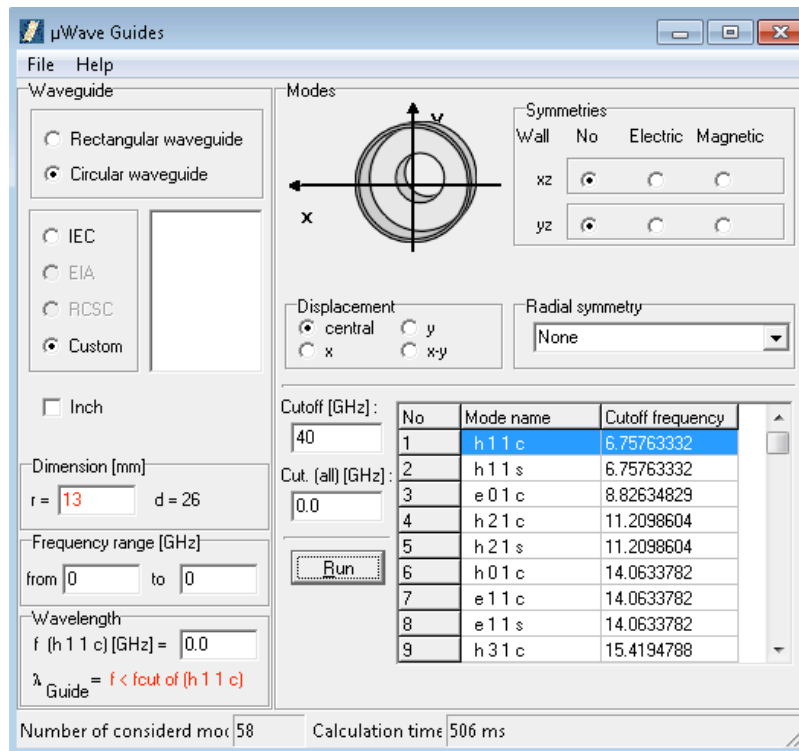


Figura 99 – Ventana de Mician Guides para el Cálculo del Radio de Entrada al Recombinador

En la imagen se puede observar que se ha seleccionado una guía con geometría circular y 13mm de radio. No se ha marcado ninguna simetría para poder observar todos los modos, y se ha indicado un cutoff de 40 GHz, más que suficiente para poder analizar los que se encuentran en propagación. Para el radio seleccionado, se observa que el modo fundamental (y el transversal) se encuentran en propagación para la banda de frecuencias de X, pero sin embargo el siguiente modo no se encuentra en propagación.

6.7.2 - OMTJ Coaxial

El segundo elemento que conforma el sistema de alimentación de la antena es el OMTJ, elemento muy importante y crítico para el funcionamiento global. Esta estructura es la encargada de obtener la señal de banda X de cada una de las cuatro ramas descritas previamente e introducirlas a través de un junction coaxial a una guía coaxial que se conectará directamente con la antena. Al mismo tiempo, por la guía interior de la estructura coaxial se introducirá la señal de alta frecuencia por guía circular para conectarse directamente a la bocina spline.

Un modelo 3D de esta estructura se puede observar en la siguiente figura:

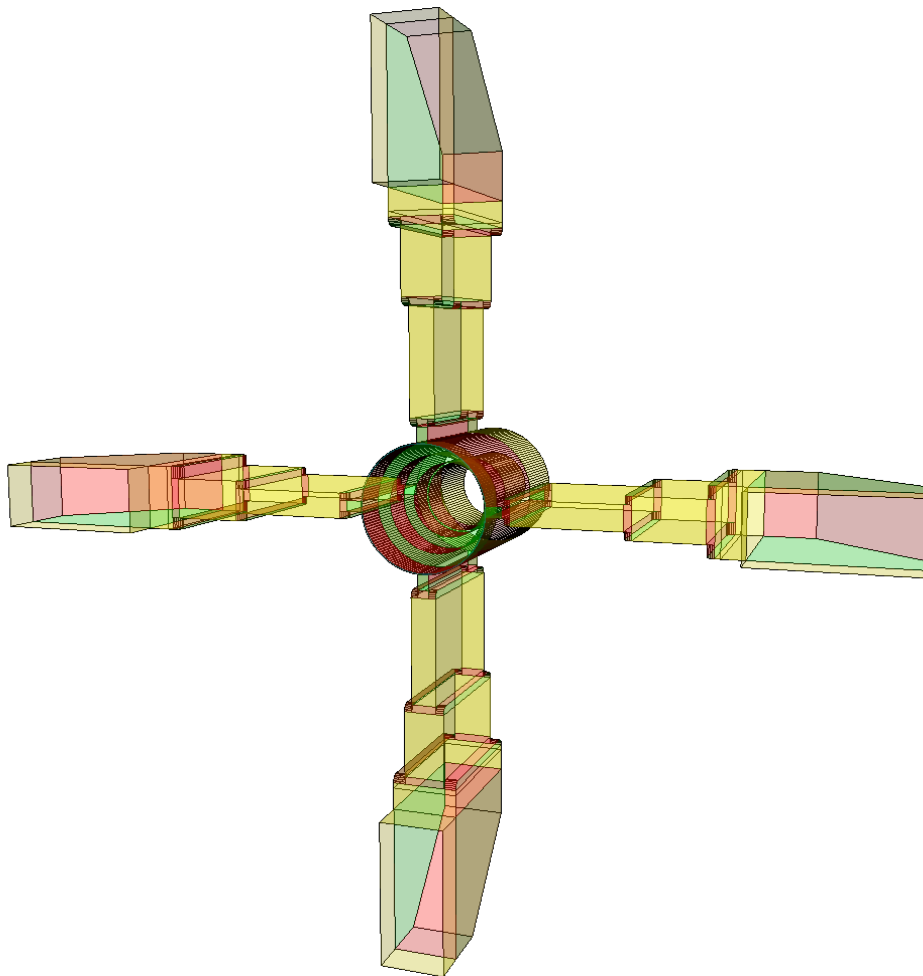


Figura 100 – Modelo 3D del OMTJ Coaxial

En la imagen anterior se puede observar que la estructura de las ramas es idéntica a las del recombinaor explicadas previamente. Dichas ramas terminan en una sección de guía rectangular muy estrecha que se conecta al junction OMTJ, elemento principal de esta estructura. Este OMTJ es un elemento de dos dimensiones de la librería de Mician, que permite realizar este tipo de diseños coaxiales. Como variables de

optimización importantes que se han creado para este elemento destacan los radios de las cuatro secciones del coaxial interior que se han realizado mediante tres steps. Este perfil coaxial escalonado ha permitido pasar de un radio de entrada de unos 12mm al necesario para conectarse directamente a la antena (7mm). El radio exterior del junction coaxial se ha mantenido constante a pesar de que el elemento permitía poder recrearse de igual forma que se ha realizado con la guía interior. Las transiciones de las guías que conforman las ramas son las mismas que las empleadas en la parte del recombinador, pero la anchura de todas ellas ha terminado por coincidir tras el proceso de optimización llevado a cabo. En la siguiente figura se puede observar un corte de perfil de esta estructura:

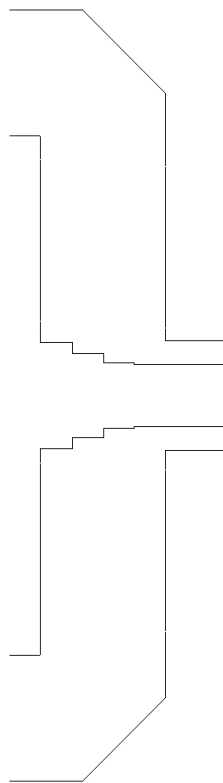


Figura 101 – Corte de Perfil del OMTJ Coaxial

Uno de los mayores problemas que se presentaron en esta estructura tuvieron relación con los ejes de coordenadas que se definen por defecto en el elemento del junction coaxial. Esta pieza 2D-FEM no define los ejes en cada uno de sus seis puertos de igual forma, y tampoco igual que como se definen en el junction de seis puertos que se emplea en el recombinador. De esta forma, si no se realizan los cambios oportunos, cuando se conectan ambos elementos no se acopla nada de potencia porque la referencia de coordenadas para definir los modos que se propagan son diferentes. Para solucionarlo, se empleó la visualización de los ejes de coordenadas en cada uno de los puertos que permite la herramienta CAD y se fue corrigiendo la situación en cada uno de ellos mediante elementos twist que giran dichos ejes. A continuación, se muestra cómo quedó el esquemático del circuito del junction coaxial tras aplicar todos

los twists de coordenadas (cada uno de ellos únicamente puede rotar una pareja de ejes, de ahí que en tres puertos se hayan colocado un par de ellos):

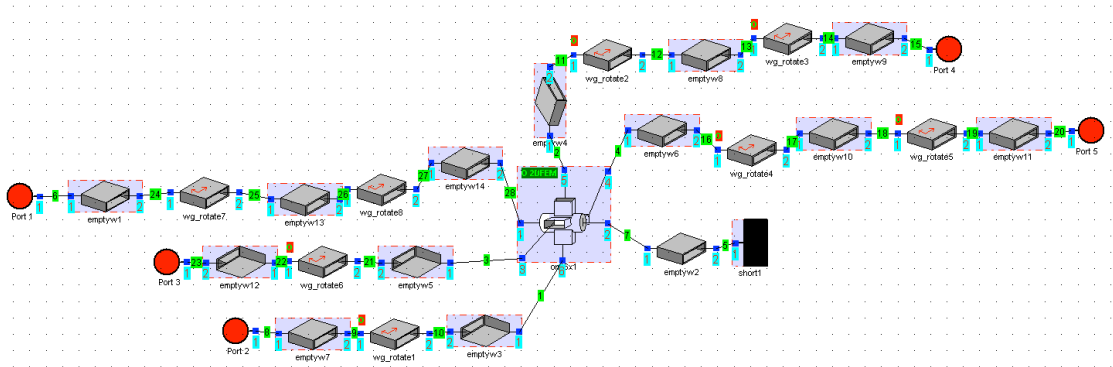


Figura 102 – Esquemático del Circuito para el Junction Coaxial

De igual forma, en la siguiente imagen se puede ver la visualización de los puertos y ejes de coordenadas comentada:

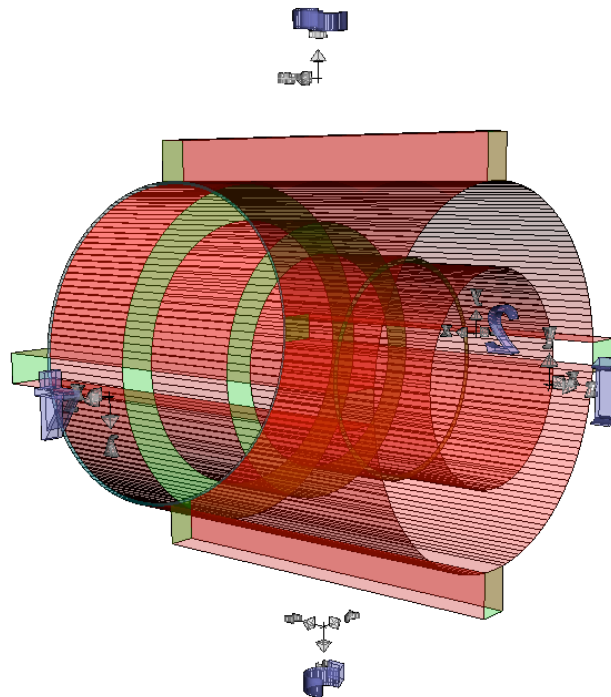


Figura 103 – Visualización 3D de los Puertos y Ejes de Coordenadas en Mician uWave

6.7.3 - Conexión con la Antena

La conexión entre el sistema de alimentación y la antena es un punto crítico del sistema. Se debe conseguir la mejor adaptación posible al mismo tiempo que no supone mucha longitud para el sistema global. Tras el proceso de optimización del sistema de alimentación (comentado en la siguiente sección), se obtuvieron un radio exterior e interior de la guía coaxial de salida, ya que no se fijó ninguno en concreto y se dejó libertad para poder conseguir los mejores parámetros posibles.

Debido a que los radios exteriores e interiores de la guía coaxial de salida del sistema de alimentación no coincidían con los de entrada a la bocina corrugada, se decidió en un primer momento realizar un elemento de transición entre ambos con varios steps de guía coaxial a guía coaxial. Dicho elemento se optimizó por separado para conseguir la mejor adaptación posible y las menores pérdidas de inserción. Sin embargo, a pesar de que posteriormente se tendría que optimizar con el sistema entero, este elemento suponía bastante longitud (unos 10 o 15mm adicionales) que de coincidir los radios entre la alimentación y la bocina no sería necesario, consiguiendo de esa forma una mejor adaptación y facilitando la optimización final al tener menos variables en cuenta.

De esta forma, se realizó el diseño del OMTJ de nuevo. El radio exterior se dejó fijo en 12.35mm, parámetro que se consideró importante y que era mejor mantener en el valor actual. Por este motivo, en la sección previa de este documento cuando se trató la elección de radios de entrada a la bocina se especificó que el radio exterior debía coincidir con este, ya que no se iba a emplear ningún elemento de transición entre medio.

Para el rediseño del OMTJ se realizaron dos variantes: una con tres steps en la guía interior y otra con seis. La utilización de steps en esta estructura vino a posteriori, cuando se realizó un primer diseño inicial sin steps (radio interior constante) y se comprobó que la adaptación del sistema era muy mala. Por este motivo, pareció necesario que la guía interior fuese decreciendo hasta el valor deseado en la salida. La primera simulación se realizó con tres steps, ya que para la pequeña longitud que tiene el OMTJ parecía suficiente. Gracias a los steps se consiguieron parámetros de adaptación mucho mejores. Visto el potencial de este diseño se optó por aumentar el número de steps al doble, pensando que el mayor número de variables haría que el sistema consiguiera mejores prestaciones. Sin embargo, ambas soluciones tendieron a converger, por lo que se hizo innecesario el uso de más de tres steps.

Una vez definido el diseño final, se pasó al proceso de optimización que se detalla a continuación.

6.7.4 - Proceso de Optimización

El proceso de optimización del sistema de alimentación fue bastante complejo y costoso. Se realizó en diferentes etapas, a medida que se iban optimizando y asegurando diseños de cada uno de los componentes que lo forman. A continuación se detallan cada una de esas fases:

- En primer lugar, se realizó una optimización por separado del circuito recombinador. Se fijó como parámetros objetivos de la optimización conseguir unas pérdidas de inserción lo más bajas posibles y una adaptación lo mejor posible (en términos numéricos, aproximadamente cero y menor de -20 dB, respectivamente). Como variables de optimización se determinaron los radios y longitudes de los dos steps de guía circular del puerto cortocircuitado del junction y las longitudes y anchuras de cada uno de los tramos de guía rectangular que conforman las ramas.
- En segundo lugar, se realizó la optimización del circuito OMTJ coaxial por separado, de forma similar al anterior. En este caso, las variables de optimización que se determinaron fueron las longitudes y anchuras de las secciones de guía rectangular que forman las cuatro ramas que entran en el junction coaxial (aunque ya se ha indicado que finalmente la anchura de todas ellas ha convergido al mismo valor, como se puede observar en el corte de perfil mostrado en la sección anterior), la longitud del junction (determinada principalmente por la anchura de la sección de guía rectangular que se conecta a cada uno de sus cuatro puertos laterales) y los radios y longitudes de las secciones de guía circular que forman la parte interior de este elemento.

Para poder simplificar lo máximo posible la optimización y evitar que pudiera dar error por desajuste en geometría entre dos piezas adyacentes (error muy común si no se tiene cuidado con los rangos de variación que se les asigna a cada una de las variables), se determinó que la longitud de cada una de las secciones de guía interior fuera la cuarta parte de la longitud de la sección de guía rectangular que entra en el puerto lateral. De esta forma se definió que la longitud del junction coaxial fuera igual que la longitud de los cuatro puertos que se le conectan y que todas las secciones internas escalonadas que se habían definido tuvieran la misma longitud y ocupasen justamente toda la longitud del junction. Asimismo, se reducía considerablemente el número de variables de optimización para este elemento, algo muy favorable para el proceso de optimización ya que en piezas 2D-FEM como esta las iteraciones son bastante lentas. El cutoff de esta pieza se determinó en 85 GHz, la mínima posible que permitía el programa de simulación para poder tener en cuenta los suficientes modos como para modelar el funcionamiento del elemento de forma realista (dicho cutoff era el más elevado del sistema de alimentación, así que no entraba en conflicto con el resto de elementos).

- En tercer lugar, se realizó la optimización de todo el sistema de alimentación conjunto (en realidad se optimizó antes el elemento de transición entre los radios de salida del OMTJ y los de entrada de la antena, pero al haberse comentado ya previamente en este documento y no haberse empleado finalmente en el proyecto, no se ha especificado en más detalle). Esta etapa de optimización es algo muy recurrente a lo largo de este proyecto, y una de las ventajas principales del mismo frente a otros proyectos de simulación que se han realizado de este tipo de estructuras dualband. En el rango de las ondas de microondas y milimétricas, la conexión de dos elementos optimizados con buenos parámetros por separado no garantiza el correcto funcionamiento del sistema global. Es muy importante realizar un último proceso de optimización del conjunto para poder ajustar de forma correcta todos aquellos parámetros que dependen de ambas partes. Para este caso se comprobó que al conectarse el recombinador con el OMTJ coaxial los parámetros obtenidos no eran malos, pero eran bastante peores que los de los elementos por separado por lo que este proceso de optimización ayudó a mejorar en gran medida las prestaciones globales.

En la siguiente figura se muestra un modelo en 3D del sistema de alimentación global conectado y optimizado, así como un corte de perfil del mismo:

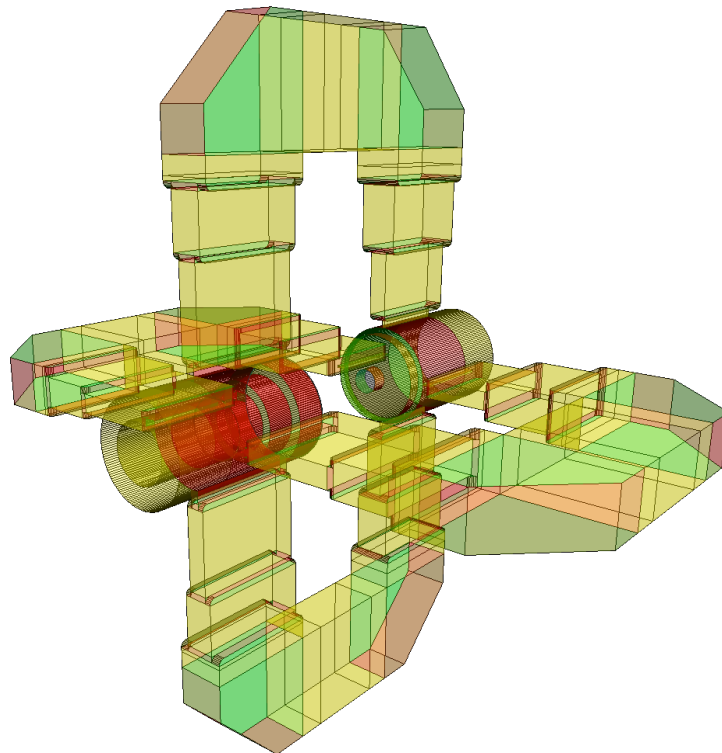


Figura 104 – Modelo 3D del Sistema de Alimentación Completo

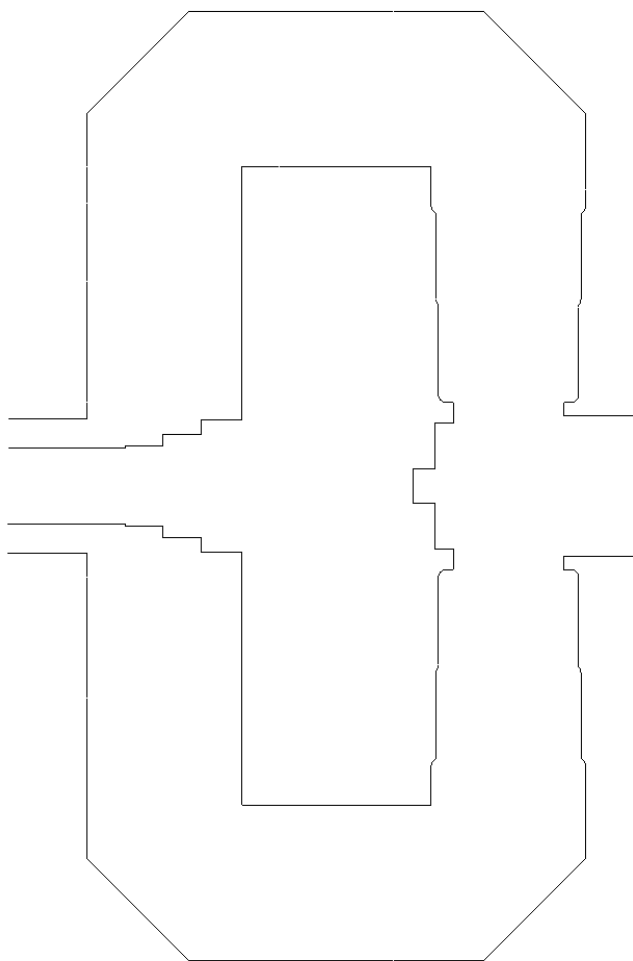


Figura 105 – Corte de Perfil del Sistema de Alimentación Completo

Como comentario adicional, la longitud de las ramas de guía rectangular WR-112 que unen el recombinador y el OMTJ coaxial ha sido objeto de análisis. En un primer momento (hasta esta etapa de diseño y optimización que se ha comentado en esta sección) la longitud de dichas ramas se fijó en 60 mm, debido principalmente a que todavía no se habían diseñado los polarizadores septum (que para la banda alta va colocado en el interior de esta estructura, como se muestra en la siguiente sección). El diseño mostrado en las dos figuras anteriores es el definitivo, el cual tiene la longitud de las ramas ajustada a la longitud del OMT de banda Ka (25mm), sólo que en este caso no se ha incluido en la imagen al no haberse explicado su diseño y funcionamiento.

- Finalmente, se realizó la conexión del sistema de alimentación con la antena. Como ya se ha comentado, los radios de salida del OMTJ coaxial y los de entrada de la bocina corrugada se han diseñado de tal forma que coincidan perfectamente sin tener que conectar ningún elemento de transición entre ellos. De igual forma que se ha realizado tras la unión del recombinador y el OMTJ

coaxial, la unión de la alimentación y la antena también ha requerido de una optimización conjunta para poder conseguir las mejores prestaciones posibles.

Una de las características más importantes de este punto es la compatibilidad de características de simulación de ambas partes. Es decir, para el caso de la antena se fijó un cutoff de 150 GHz para la parte referente a la banda alta (antena spline y elemento de radiación) y un cutoff más bajo para la parte de la banda baja (bocina corrugada). De esta forma, se pudo simular conjuntamente ambas bandas obteniendo un resultado fiable. La simetría empleada en ese caso fue de plano E, plano H y radial, debido a la geometría de las bocinas, los modos que se propagan y cómo se alimentan, con el objetivo de poder agilizar el proceso de simulación y optimización al considerar muchos menos modos (como se explicó con la herramienta Mician Guides). Sin embargo, para el caso de todo el sistema de alimentación no se pudieron aplicar este tipo de simetrías debido al elemento 2D-FEM del OMTJ coaxial, el cual únicamente se podía simular sin simetrías para que diera errores con las piezas y elementos que están conectados a él.

El problema se produjo cuando se conectaron ambos circuitos (alimentación y antena) con diferentes cutoffs y simetrías aplicadas. Como ya se indicó cuando se explicaron las simetrías en este documento, según cuál se tenga seleccionada hace que el programa considere unos modos u otros, por lo que al conectar dos piezas con diferentes simetrías es muy probable que en la primera pieza algún modo que esté en propagación no exista en la siguiente, generando un error en la simulación. Para evitar y solventar todo esto, se quitó la simetría de todo el proyecto (antena y sistema de alimentación), y se dejó únicamente simetría de orden dos, es decir, que se tienen en cuenta todos los modos de orden uno y dos, pero no los de órdenes superiores. Esto ralentizó la simulación, pero solucionó el problema de incompatibilidad de simetrías entre elementos.

A continuación, se abordó el problema de los cutoffs. La última pieza del sistema de alimentación es el OMTJ coaxial (elemento 2D-FEM) cuyo cutoff es de 85 GHz debido a su complejidad. Todos los modos que se tienen en cuenta en esta pieza pasan a no tener cabida en el taper lineal de la antena de bocina, por lo que se produce un error. Para solucionarlo se modificó el cutoff de la conexión entre la alimentación y la antena, colocándola a 9 GHz. De esta forma únicamente se tiene en cuenta el modo fundamental (el único que se encuentra en propagación en esta sección con potencia aceptable), manteniendo realista la simulación y permitiendo que el sistema global se pudiera optimizar.

En las siguientes figuras se muestra el sistema global conectado (a falta de los polarizadores), tanto en vista 3D como el corte de perfil:

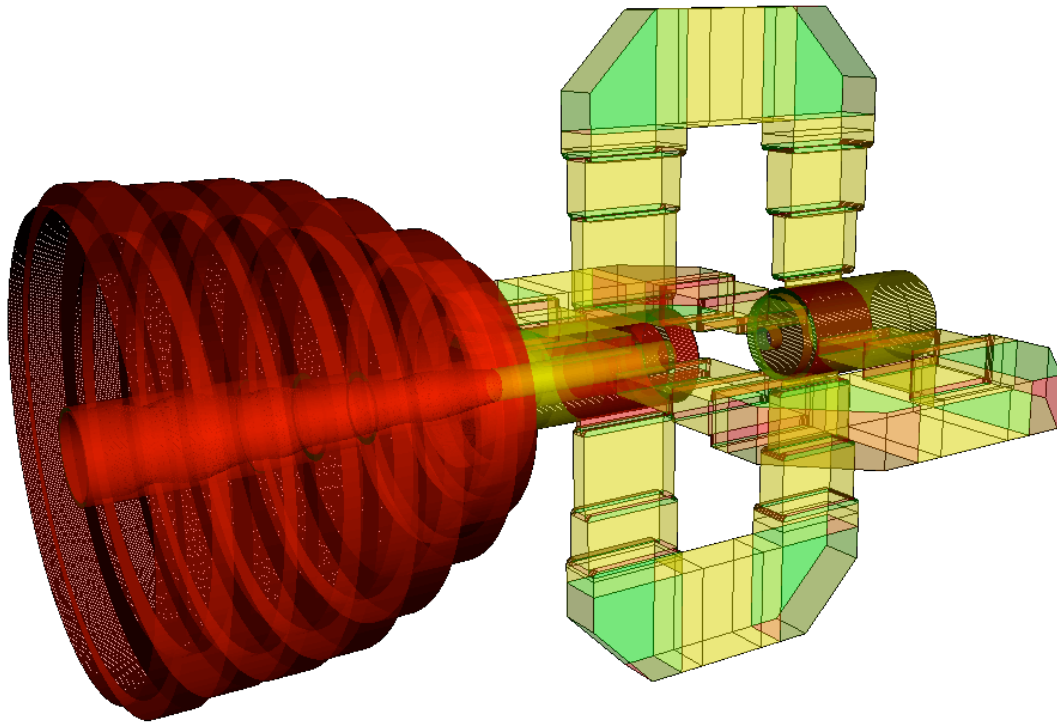


Figura 106 – Modelo 3D del Sistema Completo a falta de los Polarizadores

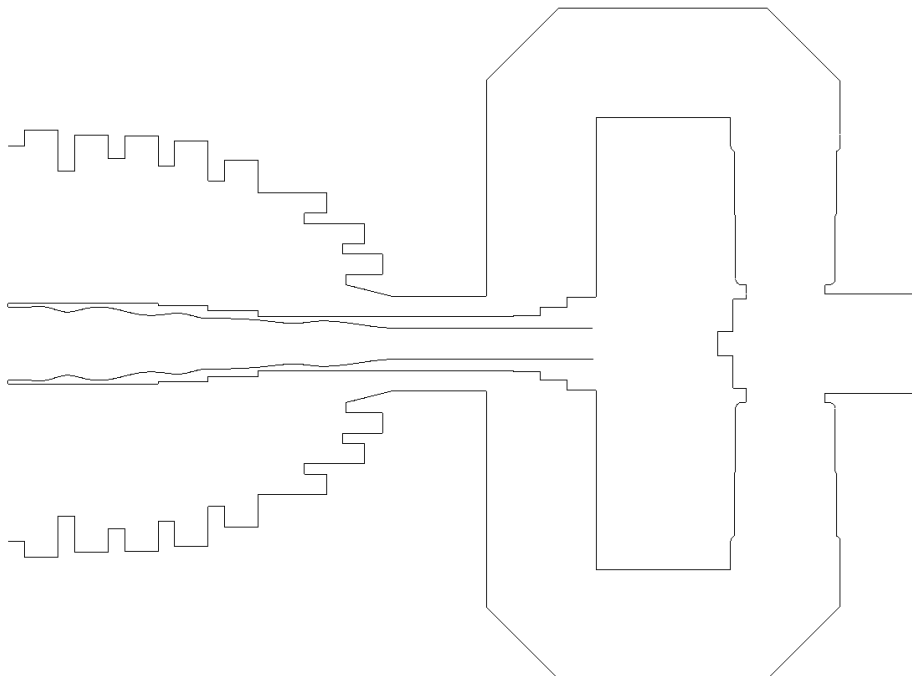


Figura 107 – Corte de Perfil del Sistema Completo a falta de los Polarizadores

Como se observa en el corte de perfil anterior, todos los elementos encargados de cada una de las bandas funcionan de forma independiente a la otra. Se ha prolongado

la entrada de la bocina spline de forma que coincida la entrada en el punto donde se va a colocar el polarizador.

Las prestaciones del sistema en conjunto se han indicado en el apartado final de resultados de este documento.

6.8 - Polarizadores Septum

En esta etapa del proyecto, una solución compacta y novedosa ha sido presentada para cumplir las especificaciones dadas para este sistema dual band para comunicaciones por satélite. Sin embargo, falta abordar el tema de la polarización. En el diseño actual, únicamente se puede emplear una polarización para cada banda frecuencial, ya que ambas entradas de señal son guías circulares que no presentan ningún componente polarizador. En esta sección se ha detallado el diseño y optimización de los OMTs empleados en cada una de las bandas, permitiendo disponer de dos entradas para cada una y poder hacer el sistema compatible con doble polarización lineal.

6.8.1 - Diseño

Para el OMT, se ha empleado un diseño compacto para tratar de conservar las reducidas dimensiones del sistema global lo máximo posible. Dicho diseño se presenta en [36], el cual se ha empleado para ambas bandas de frecuencia, con variaciones mínimas como se comentan a continuación.

Para los sistemas destinados a comunicaciones por satélite, lo más común es que se emplee polarización circular. Sin embargo, con el objetivo de poder fabricar posteriormente este diseño de sistema de comunicaciones dualband y poder medirlo en la cámara anecoica de la Universidad Pública de Navarra, se incluyeron polarizadores para trabajar con doble polarización lineal. Uno de los diseños frecuentemente empleado para conseguir polarización circular es el septum. Sin embargo, esta estructura no sirve para poder conseguir una polarización lineal, como es el caso. El diseño adoptado en este proyecto es una variación de los septum en una estructura más compacta y que permite generar polarización lineal. En la siguiente figura se observa el OMT empleado:

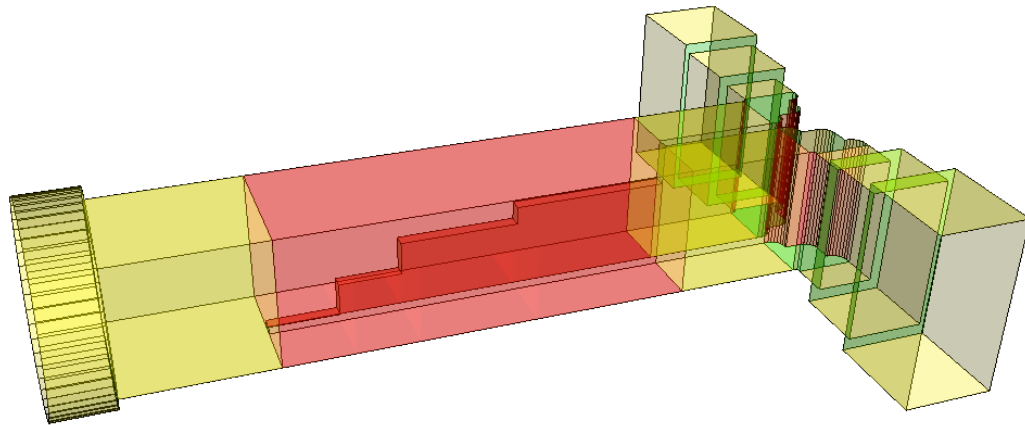


Figura 108 – OMT Compacto para Polarización Lineal

Existen dos diferencias principales entre este diseño de OMT y un polarizador septum: este OMT dispone de un plano intermedio que genera un desfase de 180 grados entre ambas secciones, y está rotado 45 grados sobre el eje de propagación. Los OMTs convencionales son generalmente elementos aparatosos con guías perpendiculares que dificultan su integración. En varios casos también son empleadas diferentes estructuras resonantes como iris o slots metálicos que permiten dividir ambas polarizaciones. Todo esto reduce el nivel de potencia que puede gestionar el sistema y hace más complicada su fabricación. En este diseño mostrado en la anterior figura no se emplean ningún tipo de estructuras resonantes, y se pueden emplear las mismas técnicas de fabricación que para el caso de polarizadores septum.

Para este proyecto, tal y como se muestra en la imagen anterior, se ha incorporado un phase shifter con 180 grados de desfase formado por cuatro steps. A su vez, cada una de las entradas se ha completado con un codo que conecta con tres secciones de guía rectangular de secciones crecientes, hasta salir con una guía WR-28 para el caso del OMT de la banda Ka, y una guía WR-112 para el caso de la banda X. El hecho de que el sistema esté rotado 45 grados sobre el eje de propagación hace más sencilla su incorporación en el sistema global ya diseñado, ya que la pareja de entradas para ambas bandas será más accesible y no solapará con otras guías de onda del sistema, principalmente para el caso de la banda alta la cual se encuentra dentro del sistema de alimentación.

El funcionamiento del este OMT se muestra en la siguiente figura:

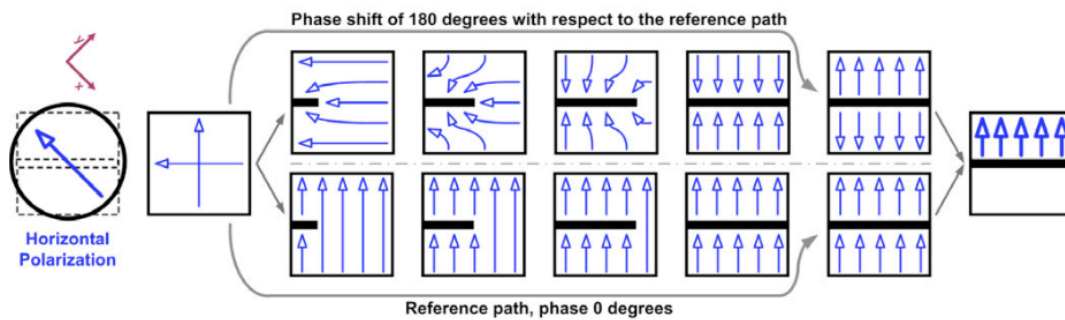


Fig. 3 Field distribution inside the compact OMT for the H polarization

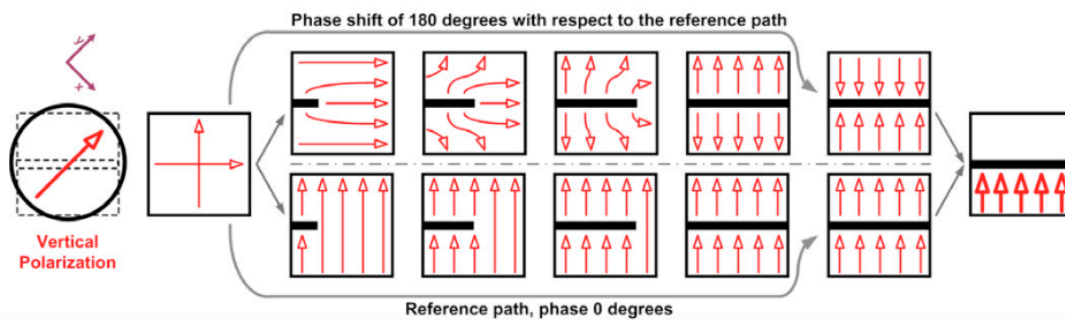


Figura 109 – Funcionamiento del OMT para Polarización Lineal

En cada una de las dos partes de la figura anterior se observa la evolución de los campos para cada una de las polarizaciones que se introducen desde el puerto común (el que incluye la transición a guía circular en este caso). Cada vez que va incidiendo cada una de ellas más en el phase shifter que se encuentra en la mitad de la estructura, se van alineando como se indica en la imagen previa. Una vez que se recorren los 180 grados de diferencia de fase del OMT, se puede apreciar que para cada una de las polarizaciones se tiene orientados los campos en sentido opuesto, permitiendo que se cancele únicamente uno de los sentidos de polarización para cada rama y teniendo finalmente una única polarización en cada rama de salida.

6.8.2 - Optimización

El proceso de optimización llevado a cabo para ambos OMTs se ha realizado con objetivos de prestaciones muy elevados, de forma que afecten lo menos posible al sistema ya diseñado y optimizado. Para ello, se realizó una optimización de los OMT por separado intentando conseguir niveles de S11 y crosspolar menores de -30 dB, aislamientos cercanos a -40 dB y niveles de potencia de modos de orden superior lo menores posibles. Estos últimos son bastante importantes de cara al impacto que los OMT pueden tener sobre el sistema global. La simulación y optimización se realizó con cutoffs bastante elevados para asegurarse de que el funcionamiento era lo más realista posible (ya que en estas estructuras entran en juego modos de órdenes superiores que hay que tener en cuenta). Para el caso de la banda X se simuló con 110 GHz de cutoff, y para la banda Ka con 500 GHz. Esto hizo que los procesos de optimización fueran algo lentos, pero era necesario en este caso.

Los modos de órdenes superiores que han sido mencionados son muy relevantes y deben estar controlados en este tipo de estructuras, principalmente porque el TM₀₁ de guía circular se acopla muy bien al modo TE₁₁ de guía rectangular, pudiéndose propagar por el sistema con la suficiente potencia como para que afecte a las prestaciones de radiación.

Las variables de optimización que se indicaron para este caso fueron las longitudes y dimensiones de los steps del phase shifter central, la longitud del tramo de guía rectangular y dimensiones de los codos y secciones de guías rectangulares de los puertos para cada polarización.

En una primera optimización, se dejó libertad al radio de la guía circular colocada en el puerto común para observar hacia dónde tendía la optimización cuando se trata de conseguir las mejores prestaciones. Para el caso de la banda Ka fue en torno a 3.8mm, dimensiones que distan poco del radio de 4mm de entrada a la bocina spline. Por lo tanto, se fijó como requisito de la estructura terminar en el radio de 4mm y se volvió a optimizar para tratar de conseguir los mismos valores a los que se había llegado, pero para este nuevo radio de salida. Para el caso de la banda X fue algo más complicado. Inicialmente se realizó el mismo procedimiento de optimización, dejando libertad y viendo hacia dónde convergía el resultado. Para este caso terminó en 14.2mm, que no dista demasiado con los 13mm que tiene la entrada de banda X al sistema de alimentación. Sin embargo, a diferencia de la banda alta, cuando se fijó este radio de salida para el OMT no se consiguieron las mismas prestaciones que las iniciales, por lo que se tuvo que rediseñar el sistema añadiendo un par de steps de guía circular a la salida del OMT. De esta forma, introduciendo como variables de optimización también los radios y longitudes de estas nuevas secciones, se pudo conseguir alcanzar niveles similares a la optimización inicial.

Una vez realizada la optimización por separado, se conectó al sistema global tal y como se muestra en la siguiente figura:

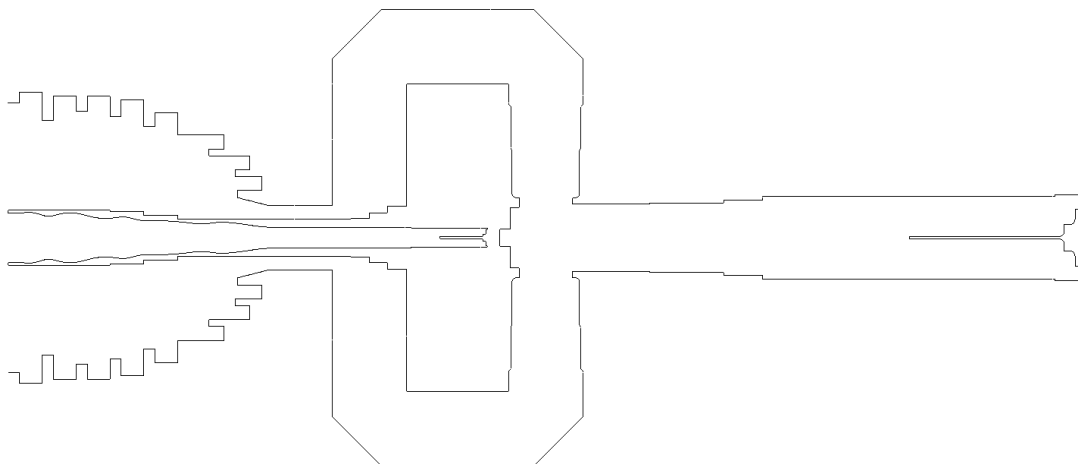


Figura 110 – Corte de Perfil del Sistema Completo

En la imagen anterior se puede observar el sistema con todos sus componentes. Las dimensiones de cada uno de ellos se han proporcionado dentro de la sección de Resultados de este documento. Los dos puertos de cada OMT no se observan en el corte de perfil anterior porque están orientados a 45 grados tal y como se ha explicado previamente.

De igual forma a como se comentó la configuración del cutoff de la conexión entre el sistema de alimentación y la antena, se ha tenido que realizar el mismo procedimiento para este caso con los polarizadores. Con el objetivo de permitir la simulación del sistema en su conjunto y evitar problemas de simetrías o cutoffs, se asignó un determinado cutoff a la conexión del OMT de banda X con el sistema de alimentación y entre el OMT de Ka y la bocina spline. En ambos casos se determinó que para que la simulación fuera realista, se dejaran pasar únicamente el modo fundamental y los tres siguientes modos, aquellos que se han comentado se generan en el OMT con mayor potencia (a parte del fundamental) y pueden afectar negativamente al sistema si no tienen potencias muy bajas. De esta forma, para el caso de la banda baja se asignó un cutoff de 12 GHz, y para la banda alta de 37 GHz. La conexión entre el OMTJ coaxial y la bocina la cual tenía un cutoff de 9GHz para dejar pasar únicamente el modo fundamental, ahora ha tenido que ser modificado a los 12 GHz mencionados, ya que estos nuevos modos que genera el septum se tiene que tener en cuenta en el cómputo de la simulación. Mediante el Mician Guides estas frecuencias fueron determinadas, tal y como se muestra en las dos siguientes figuras (la nomenclatura empleada para los modos en esta herramienta deriva de la rusa, donde se diferencian los dos modos transversales (seno y coseno para vertical y horizontal) y se designan con la letra “e” a los TM y con “h” a los TE):

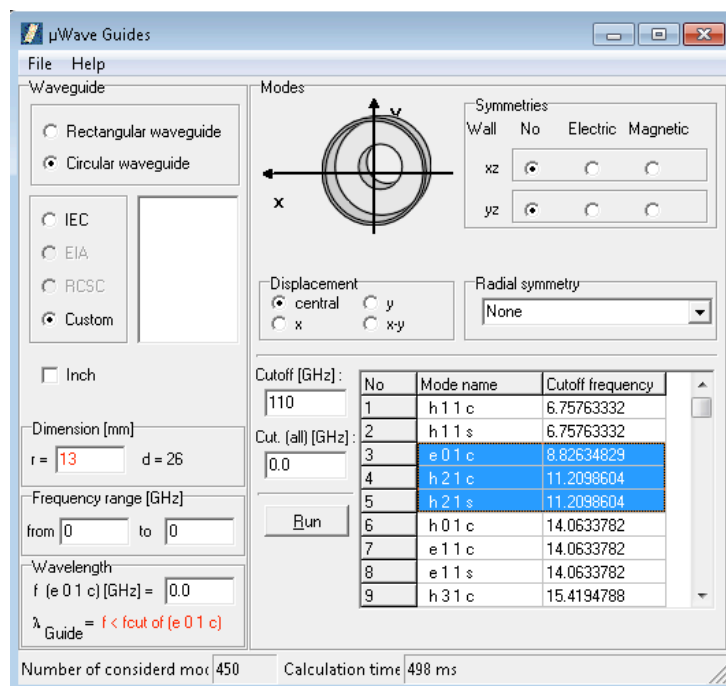


Figura 111 – Configuración del Mician Guides para Cutoff de Conexión con OMT Banda X

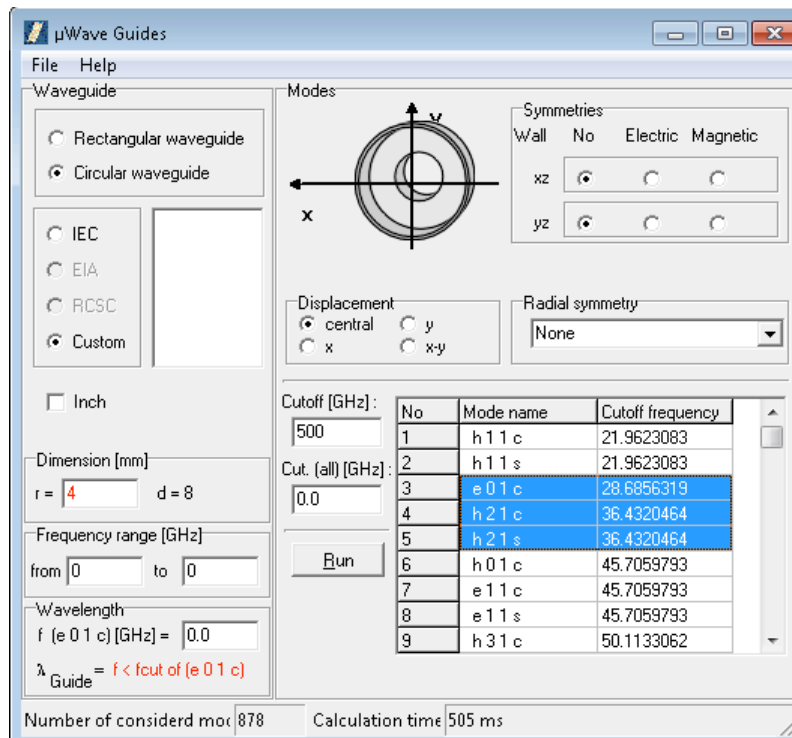


Figura 112 – Configuración del Mician Guides para Cutoff de Conexión con OMT Banda Ka

6.9 - Optimización Final

A lo largo de este documento se ha ido comentando tanto el proceso de diseño como el de optimización de cada una de las partes que componen el sistema: antena de bocina spline, antena de bocina corrugada, recombinaor, OMTJ coaxial, sistema de alimentación y polarizadores de banda X y Ka.

Uno de los mayores avances que se han realizado en este proyecto con otros muchos realizados hasta el momento ha sido la optimización realizada del conjunto, permitiendo obtener unas mejores prestaciones que si únicamente se hubieran optimizado por separado. Como ya se indicó en la sección del sistema de alimentación, una optimización del conjunto (recombinaor y OMTJ coaxial) se llevó a cabo. Sin embargo, la longitud de las ramas que unen ambos elementos era de 60mm cuando se realizó, ya que el OMT de banda Ka que se ha colocado en su interior no estaba diseñado en aquel momento. Una vez que dicho diseño ya se había realizado, se implementó donde corresponde y se vio que sobraba mucho espacio, por lo que las ramas del alimentador se podían acortar bastante. Esto es una característica muy importante, ya que este proyecto está enfocado a las comunicaciones por satélite, donde las dimensiones y peso de todos sus elementos participan activamente en el proceso de diseño, y deben ser ajustadas lo máximo posible.

Una vez identificado este desajuste, se acortó las dimensiones de las ramas de 60 a 25mm, y se realizó de nuevo la simulación del sistema. Sin embargo, el parámetro de

adaptación se vio empeorado considerablemente, pasando de tener valores en torno a -30 dB a tener aproximadamente -20dB (en la banda X únicamente). El resto de parámetros del sistema no se vieron afectados. Para solucionar este empeoramiento se vio necesario realizar una última optimización del sistema, tocando las menos variables posibles para no alterar los diagramas de radiación conseguidos:

- En un primer momento se probó a optimizar únicamente la longitud de las ramas del sistema de alimentación, pero se vio que el resultado tendía a converger en los 60mm para los cuales el sistema ya había sido optimizado en su diseño.
- En segundo lugar, se realizó una optimización fijando la longitud de las ramas en los 25mm deseados, y probando a optimizar las variables del OMT de banda X. El resultado de tal optimización fue algo mejor que el anterior conseguido sólo con la longitud de las ramas, pero no fue suficiente para acercarse a los valores que se tenía antes de implementar el OMT en el sistema.
- Por lo tanto, como última opción se realizó la optimización de las variables del OMT de banda X junto con la red de alimentación, dejando la longitud de las ramas constante. Para este caso, sí se consiguió el resultado deseado y se pudo obtener de nuevo los niveles de adaptación que se tenían en un principio.

Todo esto demuestra la importancia de un correcto proceso de optimización conjunto en una estructura compleja como la que se ha presentado en este proyecto y trabajando en estas bandas frecuenciales.

7 – Results

Once all the design and optimization process has been made in order to obtain the final structure, in the following section all the results of the different structures and systems presented have been detailed.

7.1 – Ka Corrugated Horn Antenna

In the first place, the results for the horn antenna with Ka width and X depth corrugations are presented. In this case, the spline Ka horn antenna is located before the aperture of the X one. In the next figure it can be shown the design mentioned:

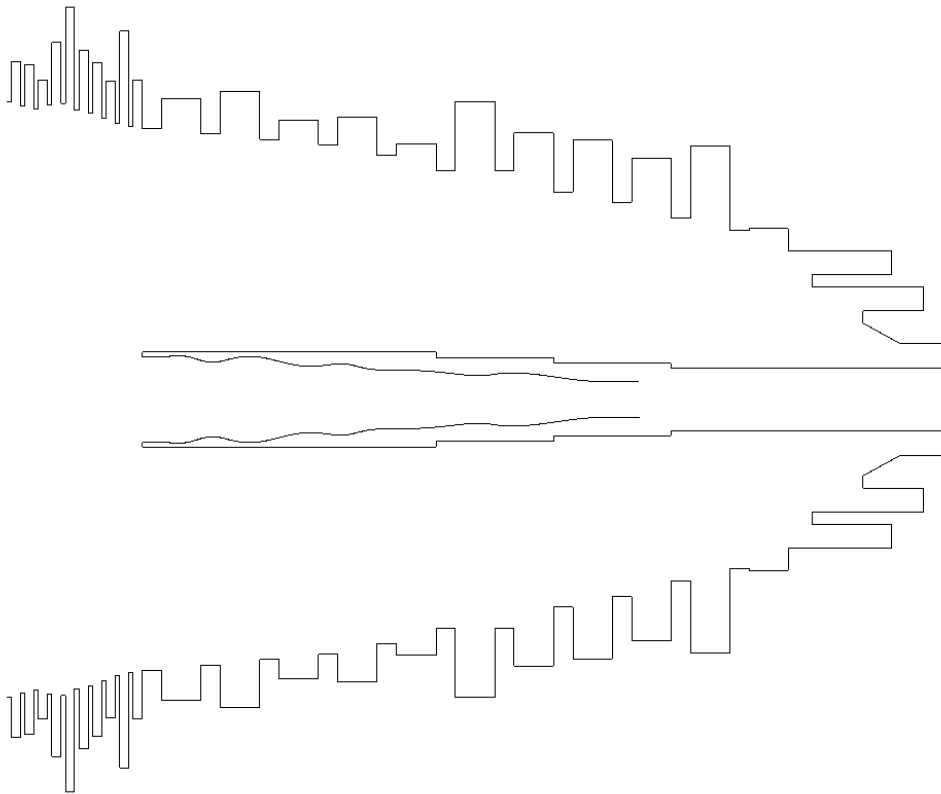


Figura 113 – Profile Cut of the Coaxial X and Ka Corrugated Horn Antenna

The radiation patterns obtained for each of the central frequencies of the four bands are shown in the following images:

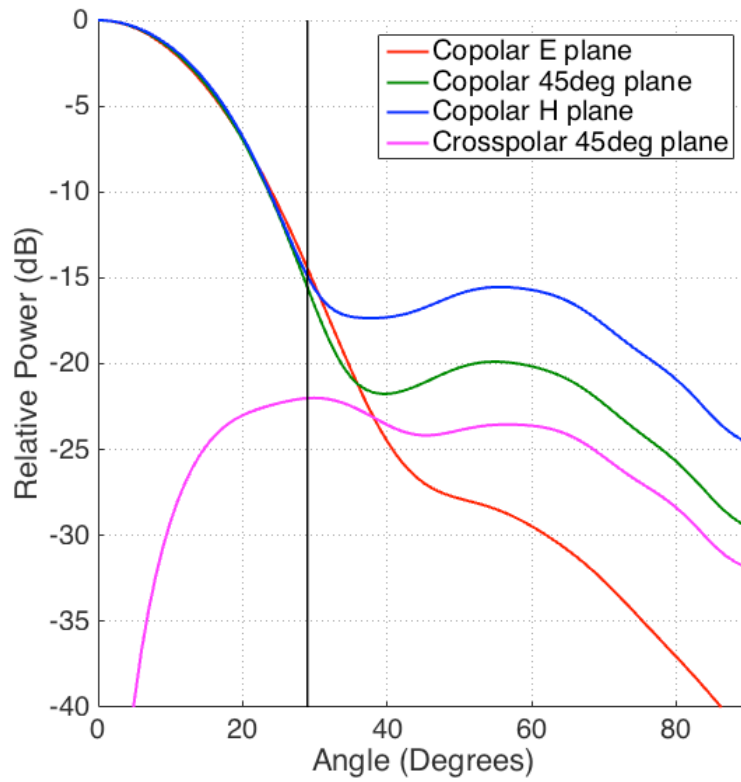


Figura 114 – 7.175 GHz (X Band) Radiation Pattern Diagram

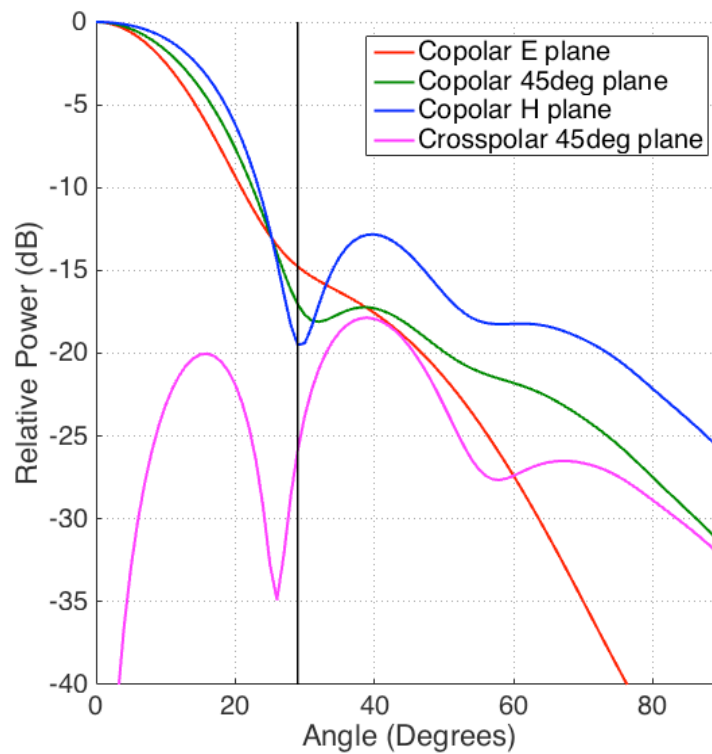


Figura 115 – 8.425 GHz (X Band) Radiation Pattern Diagram

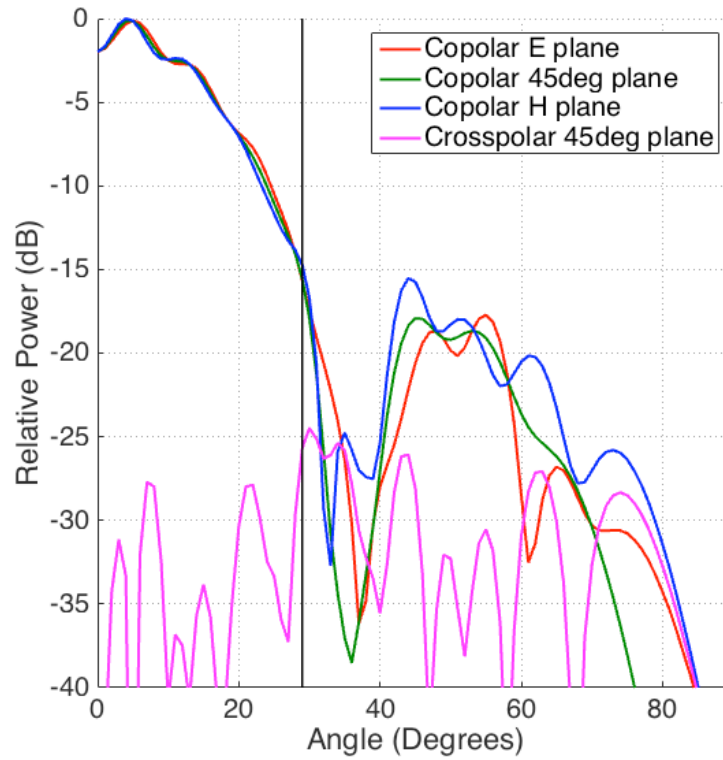


Figura 116 – 32.05 GHz (Ka Band) Radiation Pattern Diagram

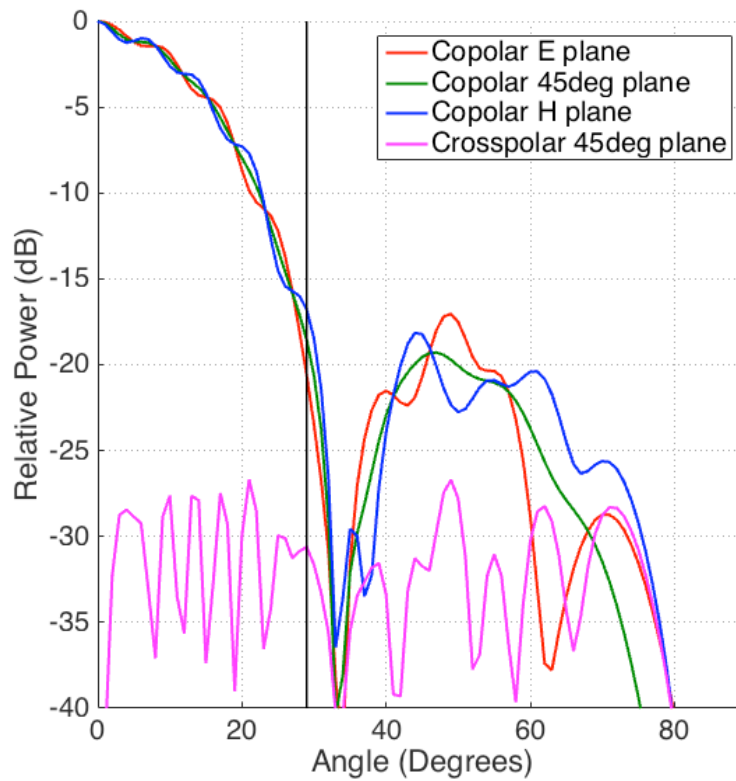


Figura 117 – 34.55 GHz (Ka Band) Radiation Pattern Diagram

In this previous radiation pattern diagrams the main weaknesses commented for this design in the document can be seen, as they are the Ka band ripple, the higher sidelobes level (caused mainly because of the negative effect of the last X corrugations of the outer horn antenna) and the low performances in terms of crosspolar, sidelobes and achievement of the Gaussian tapers for the X band.

In the next part of this section the main parameters have been shown:

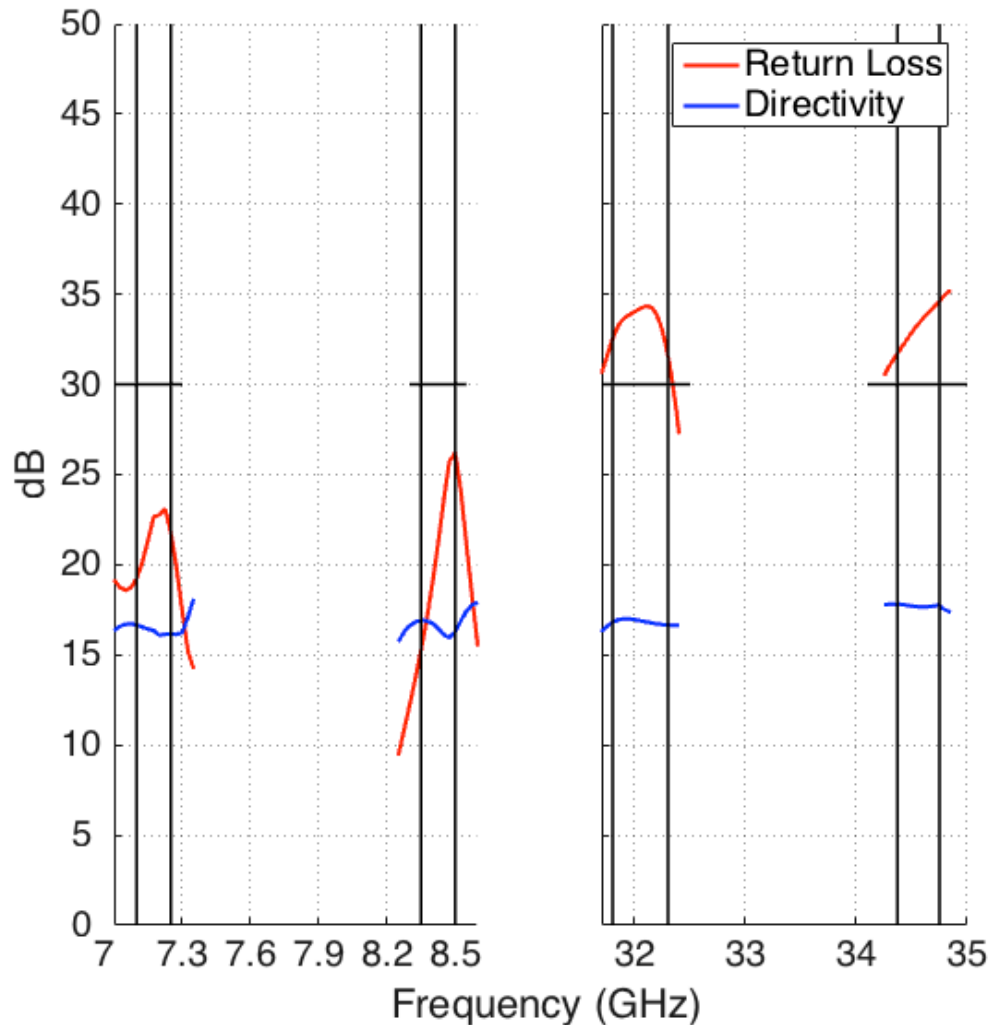


Figura 118 – Return Loss and Directivity

The return loss of the system in the X band is far from fulfilling the requirements of the project. Due to the important of this parameter, it was one of the reasons why this design was not used in the final structure.

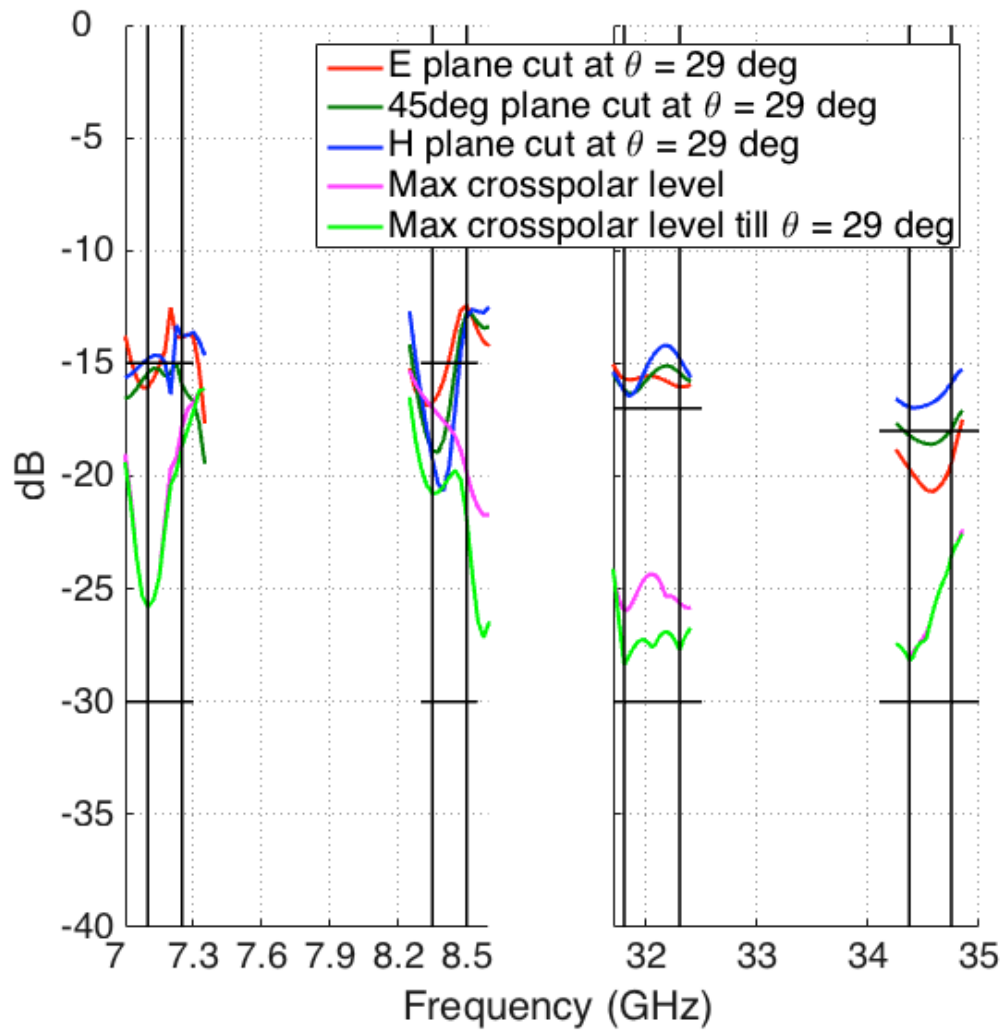


Figura 119 – 29° Tapers and Max Crosspolar Levels Till 29 and 90°

Even though the tapers achieved for the required angle are quite acceptable, the rest of the tapers defined in order to achieve a gaussian radiation pattern are far from that. The crosspolar level does not fulfill the requirements, as well as the return loss mentioned previously.

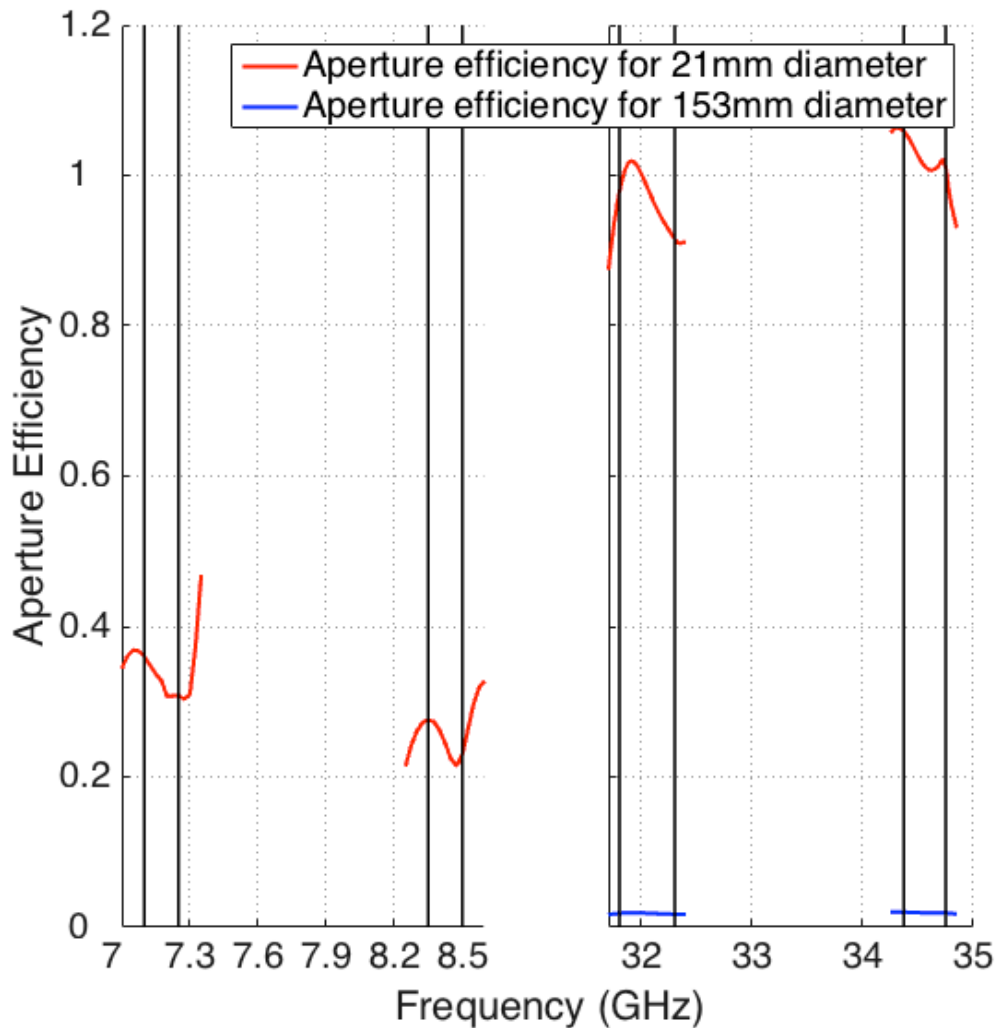


Figura 120 – Aperture Efficiencies for Each of the Outer Diameters

Finally, the aperture efficiencies have been calculated for each of the frequency bands, as it is shown in the previous figure. For the X band, the only aperture efficiency that has been calculated is for the inner horn aperture, the one responsible for its radiation. However, for the Ka band the aperture efficiency can be calculated for the inner and the outer horn aperture, due to the influence of both of them. As it can be seen in the previous figure, the efficiency for the inner aperture is bigger than one, meaning that the influence of the outer aperture is important (although this value cannot be taken literally). The low efficiency achieved for the outer aperture can be explained with the difference in wavelength dimensions between frequency bands components.

It is important to remark that all these efficiency calculations have been made with the apertures taking in consideration the metal thickness of horn walls, in order to obtain a real value to compare with the results after the fabrication of the system.

All this results shown in this section determine the weakness in performance of this design, so this structure has not been used in the final design of this project.

7.2 – Antena Spline por Separado

In this section of the document the spline horn antenna results have been shown, simulating it without the rest of the X band system in order to make a comparison between this results and the ones with the rest of the structure, so it will be possible to see the effect of the X band corrugation in the Ka radiation pattern diagrams.

The next figures show this diagrams mentioned:

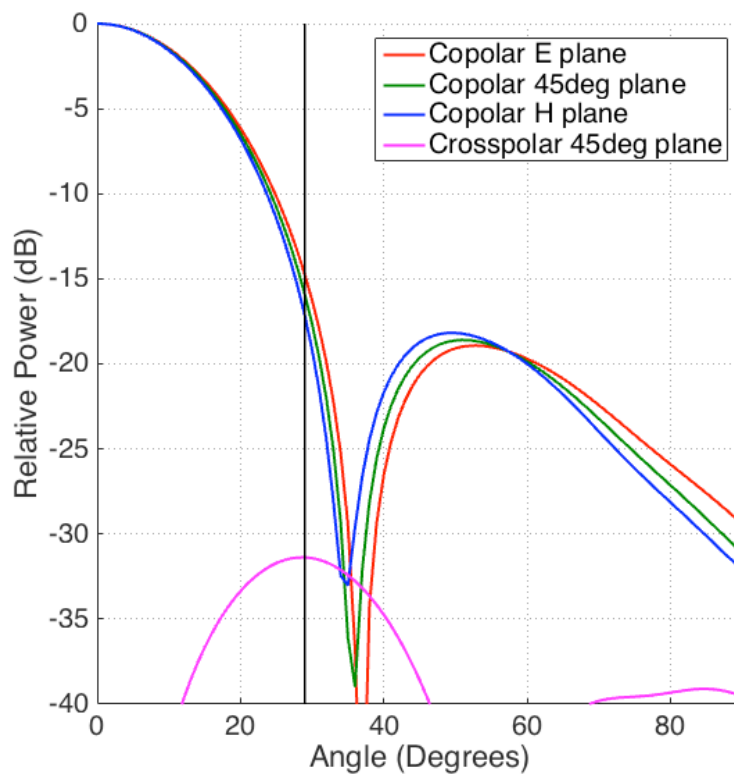


Figura 121 – 32.05 GHz (Ka Band) Radiation Pattern Diagram

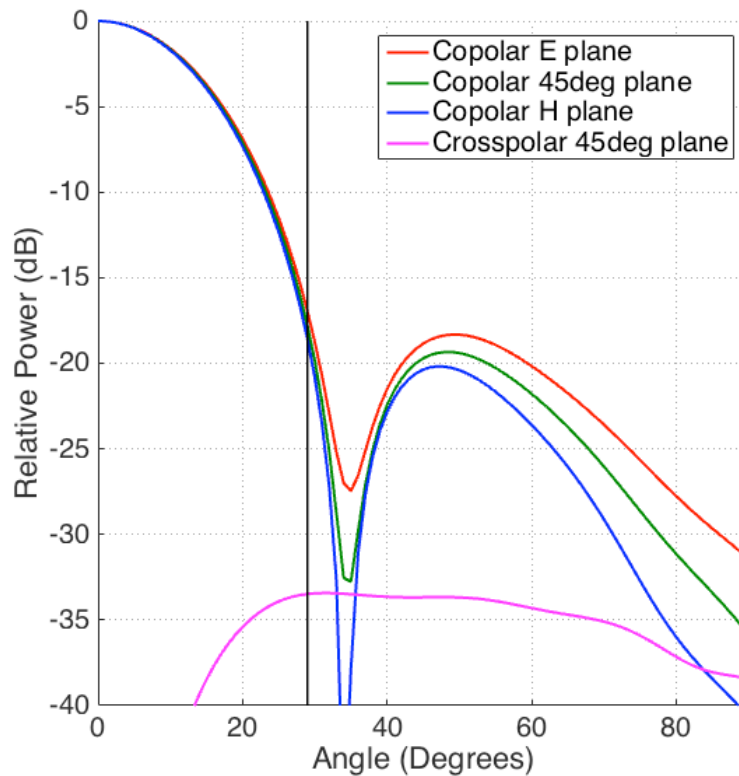


Figura 122 – 34.55 GHz (Ka Band) Radiation Pattern Diagram

These radiation pattern diagram fulfill satisfactory the requirements for this project, pointing out the smoothness of the patterns in relation with the previous ones for X band. When the first design for the spline horn antenna was made, the sidelobes level was quite lower than the specify in this diagrams, but the aperture of the horn was bigger too. In order to achieve a good compromise between the X and Ka frequency bands, the aperture of the inner horn (the spline one) needed to be smaller, affecting negatively in the performance of this bands, mainly in the sidelobes level. 9.5 mm in the aperture plus the 1mm of the metal wall thickness was the final design to achieve that compromise.

After that, the rest of the relevant parameters of the system are shown, the same way it was made in the previous section:

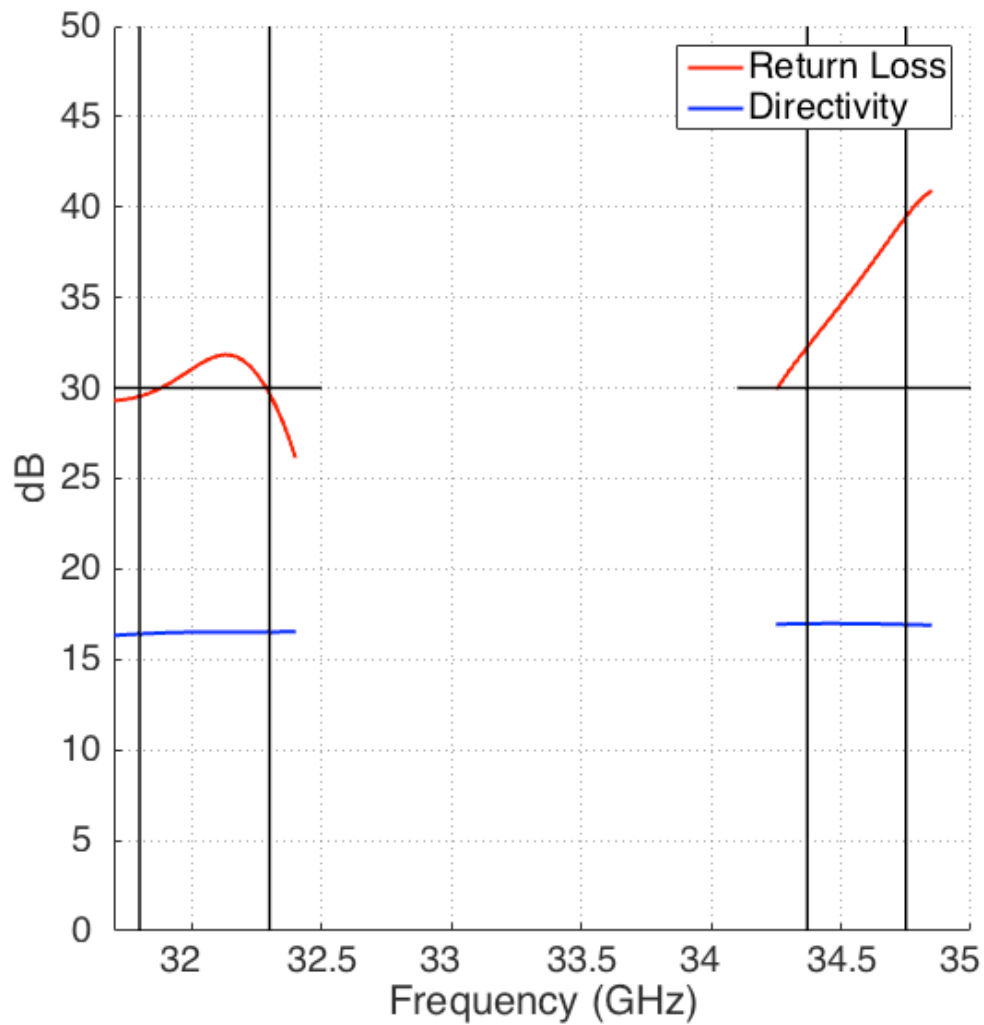


Figura 123 – Return Loss and Directivity of the Spline horn Antenna

The return loss parameter of this antenna fulfill the requirements of the project, as it can be seen in the image.

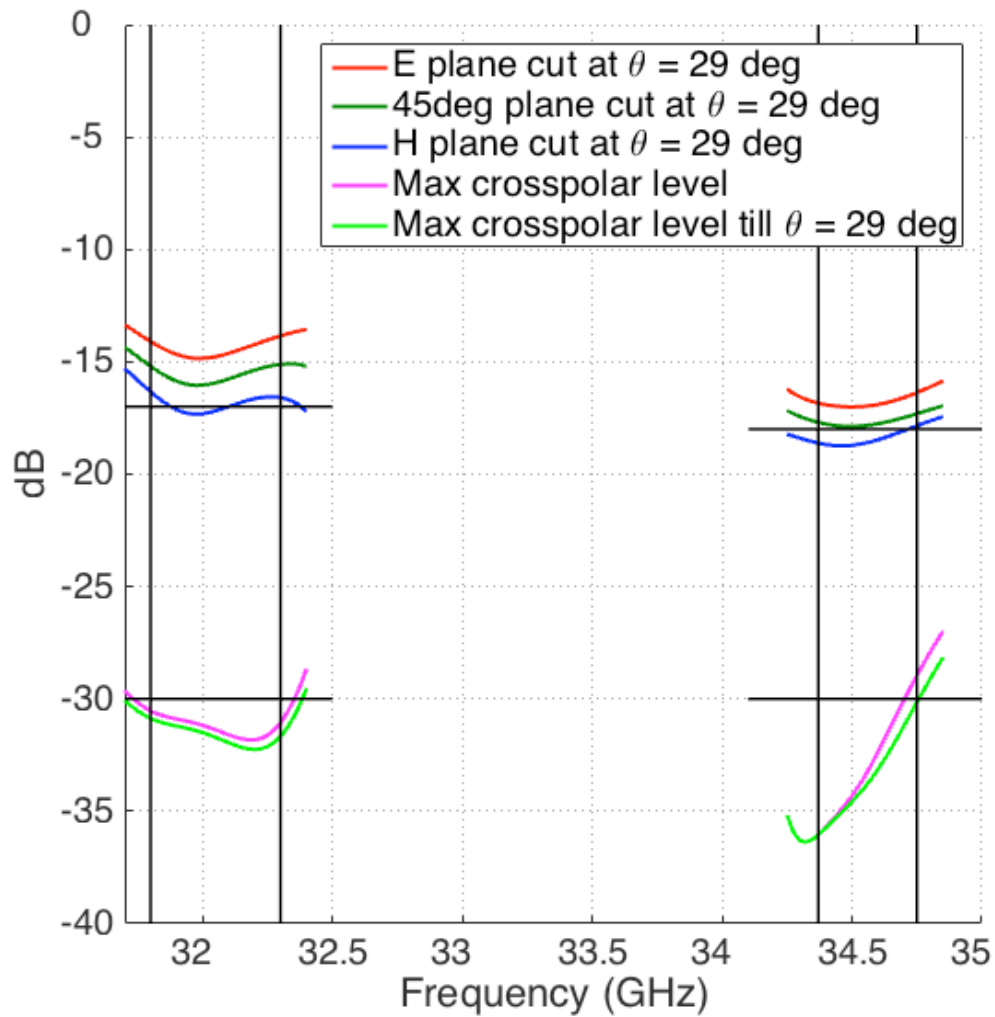


Figura 124 – 29° Tapers and Max Crosspolar Levels Till 29 and 90° of the Spline Horn Antenna

The high similarity of the three cuts in phi that can be seen in the radiation pattern diagram of the section is visible also in the tapers of the previous figure. Apart from that, the max crosspolar level is near or even below the aim of the project.

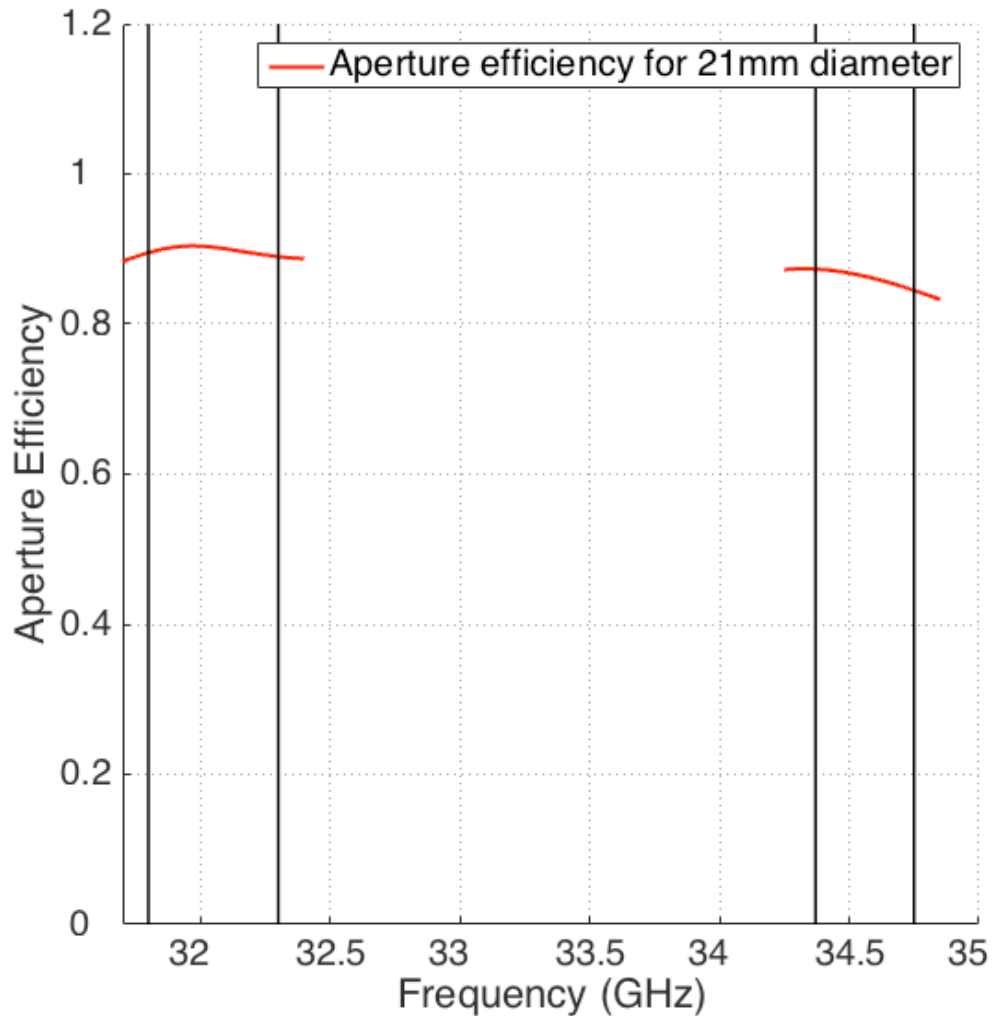


Figura 125 – Aperture Efficiency for the Spline Horn Antenna

Finally, the aperture efficiency has been graphed, showing the high value it is achieved even though it has been calculated taking in consideration the thickness of the metal wall of the antenna.

7.3 – Corrugated and Spline Horn Antenna

In this section the results for the design of the corrugated and spline horn antenna in the same structure have been shown. This design consists of an inner spline horn antenna (the same as in the previous section) and an exterior corrugated horn antenna with a coaxial section, being the responsible for the radiation of the lower frequency band. This last antenna is composed of three axial and five radial corrugations. In this section the use of the rest of the feed chain has not been taken in consideration.

In the next figures the radiation pattern diagrams for each of the central frequencies are shown:

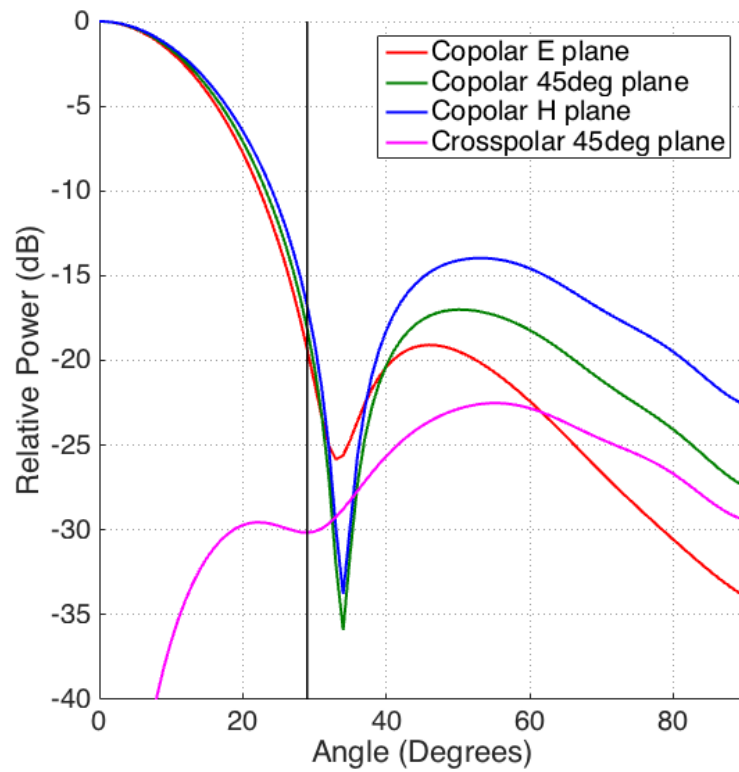


Figura 126 – 7.175 GHz Radiation Pattern Diagram for the Final Coaxial Horn Design

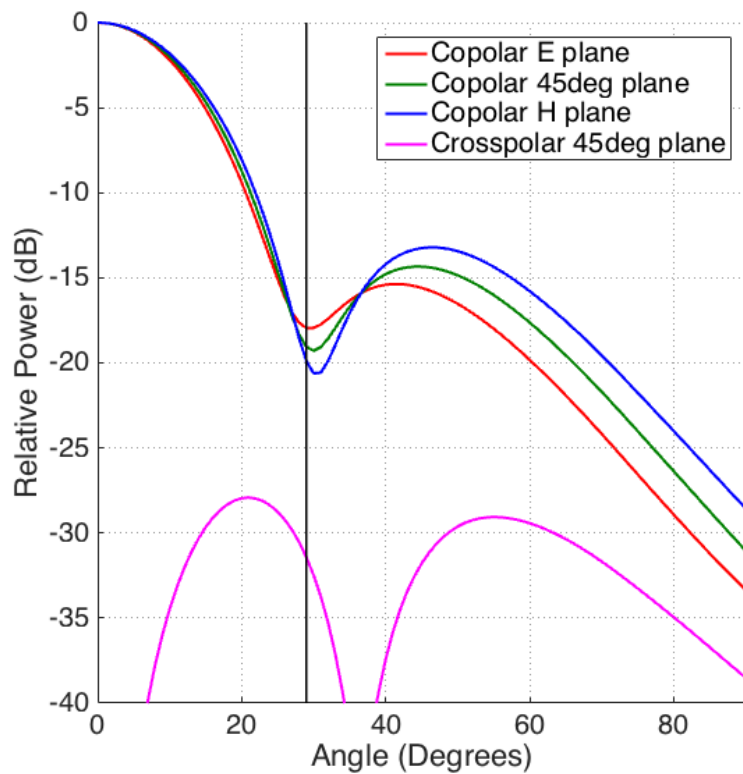


Figura 127 – 8.425 GHz Radiation Pattern Diagram for the Final Coaxial Horn Design

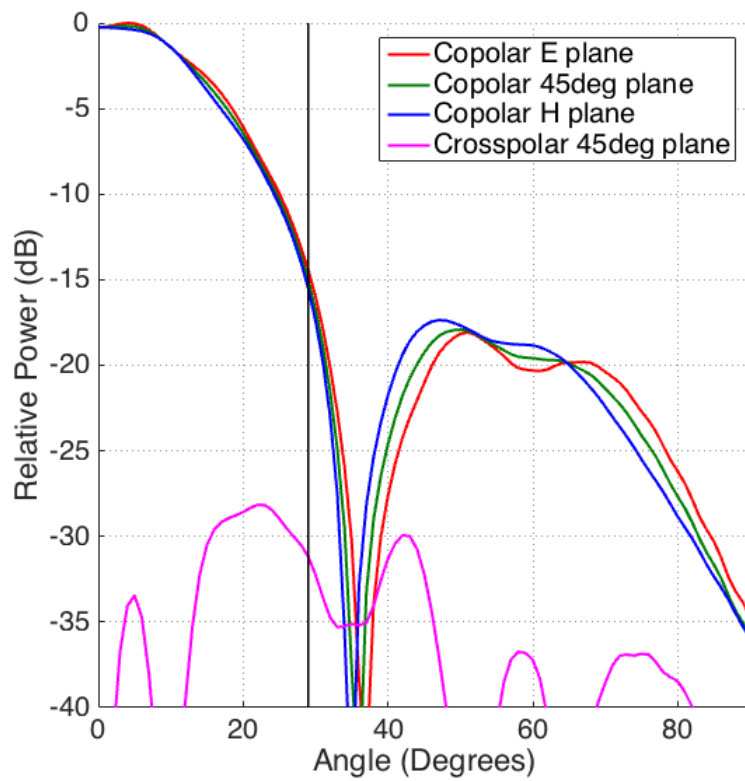


Figura 128 – 32.05 GHz Radiation Pattern Diagram for the Final Coaxial Horn Design

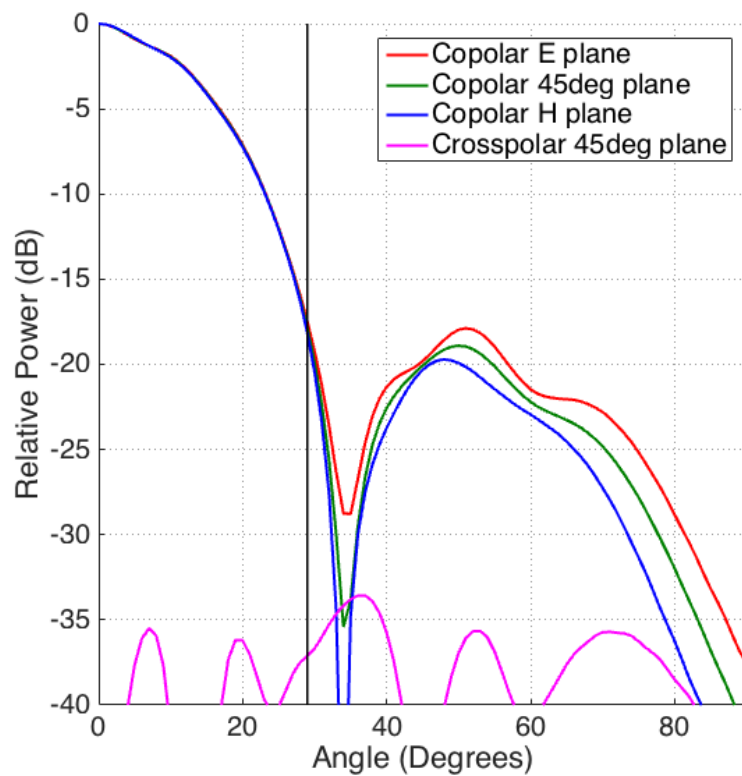


Figura 129 – 34.55 GHz Radiation Pattern Diagram for the Final Coaxial Horn Design

These radiation pattern diagrams are the ones achieved for the final coaxial horn design, and the ones which perform the best. It can be seen that the sidelobes level are a little bit high, but is the design that fulfill the rest of the requirements of the project (directivity, tapers, crosspolar...). It has been analyze the results of this design but with a lower and higher directivity and the sidelobes level is better in those cases. However, the project assigns this requirement and no others. The ripple of the Ka diagrams is almost inappreciable because of the position of the inner horn aperture with respect to the outer one.

After that, the main parameters of the structure are shown:

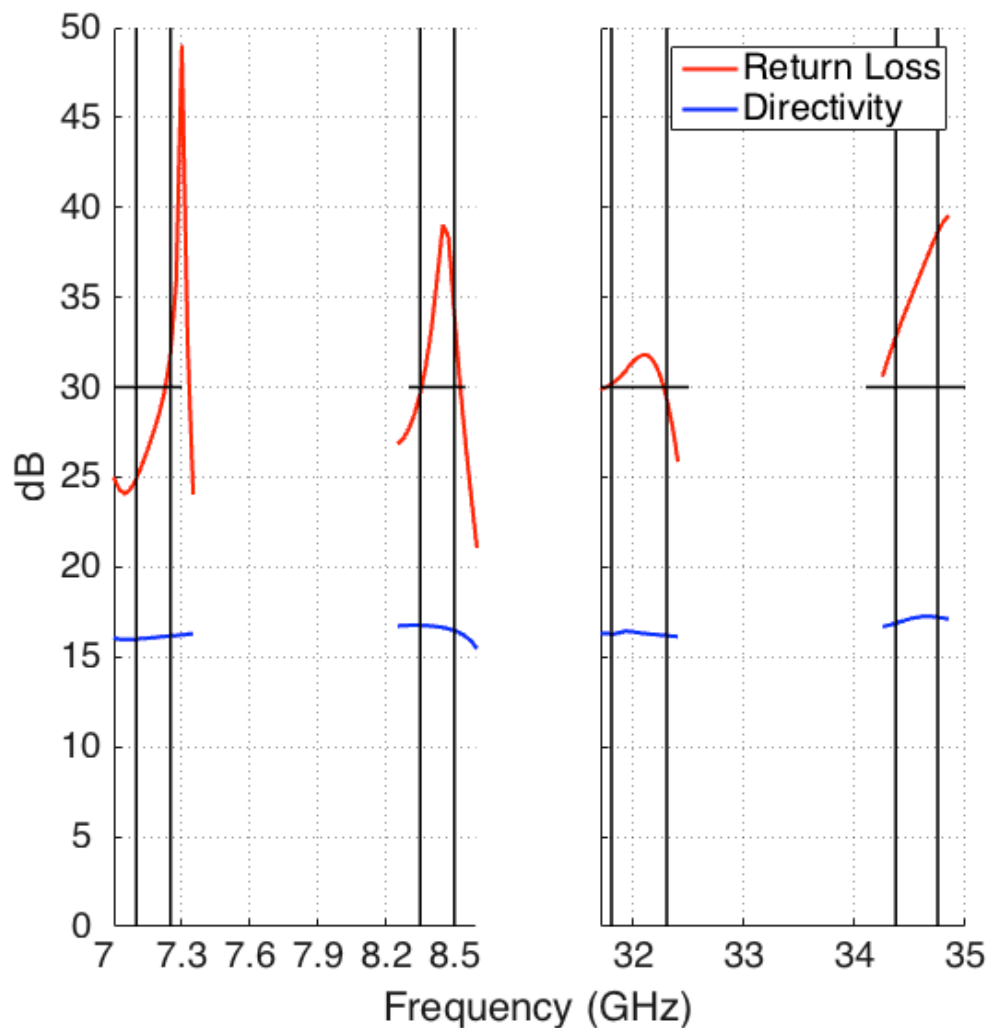


Figura 130 – Return Loss and Directivity of the Final Coaxial Horn Antenna Design

The return loss parameter obtained with this design fulfill the requirement of the project in almost all the frequency points of the range. However, this parameter will be modified in further sections when the rest of the feed chain will be taken in consideration.

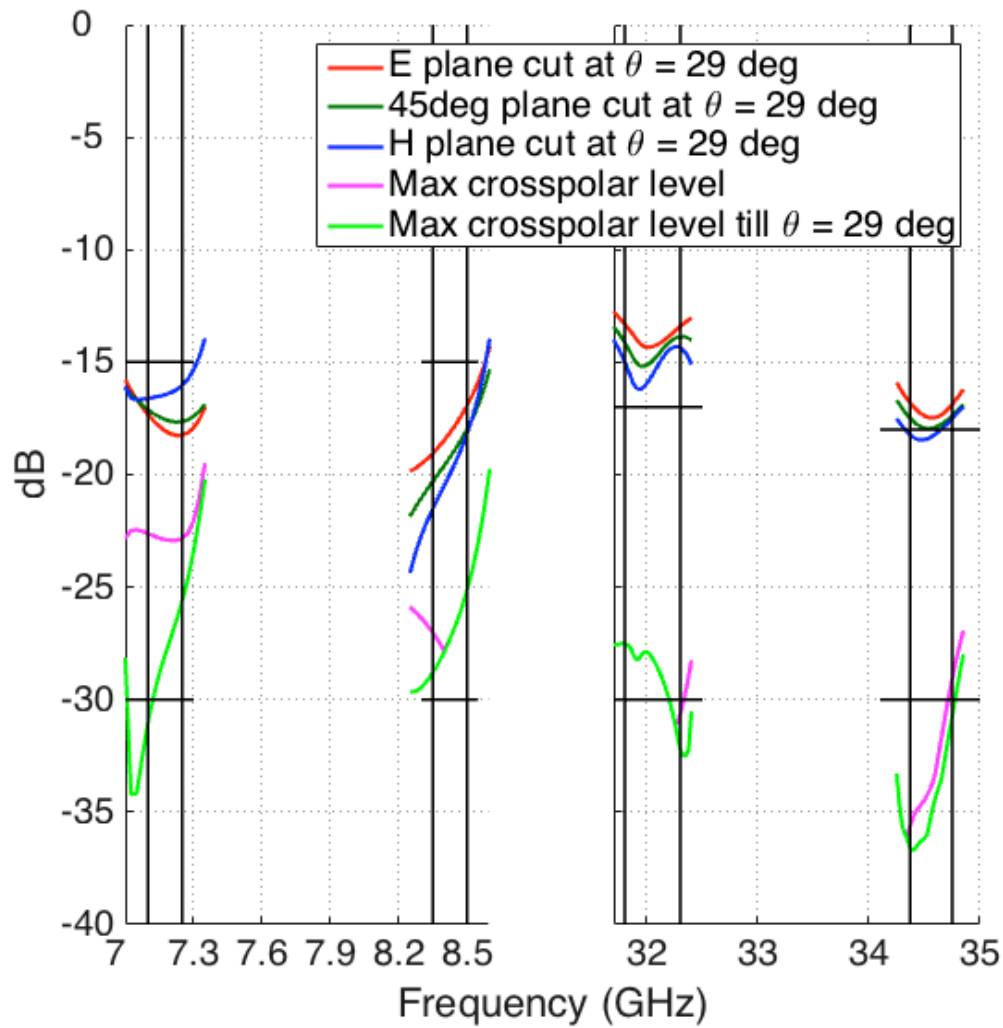


Figura 131 – 29° Tapers and Max Crosspolar Levels Till 29 and 90° of the Coaxial Horn Antenna

The Ka band results obtained are very similar to the ones of the spline horn antenna simulated individually. For the X band it can be seen that the requirement of -15dB is achieved better in the lower range. The crosspolar level are near the requirements but it is not as good as the desired value. This parameter will be modified in further design when the rest of the feed chain elements will be taken in consideration.

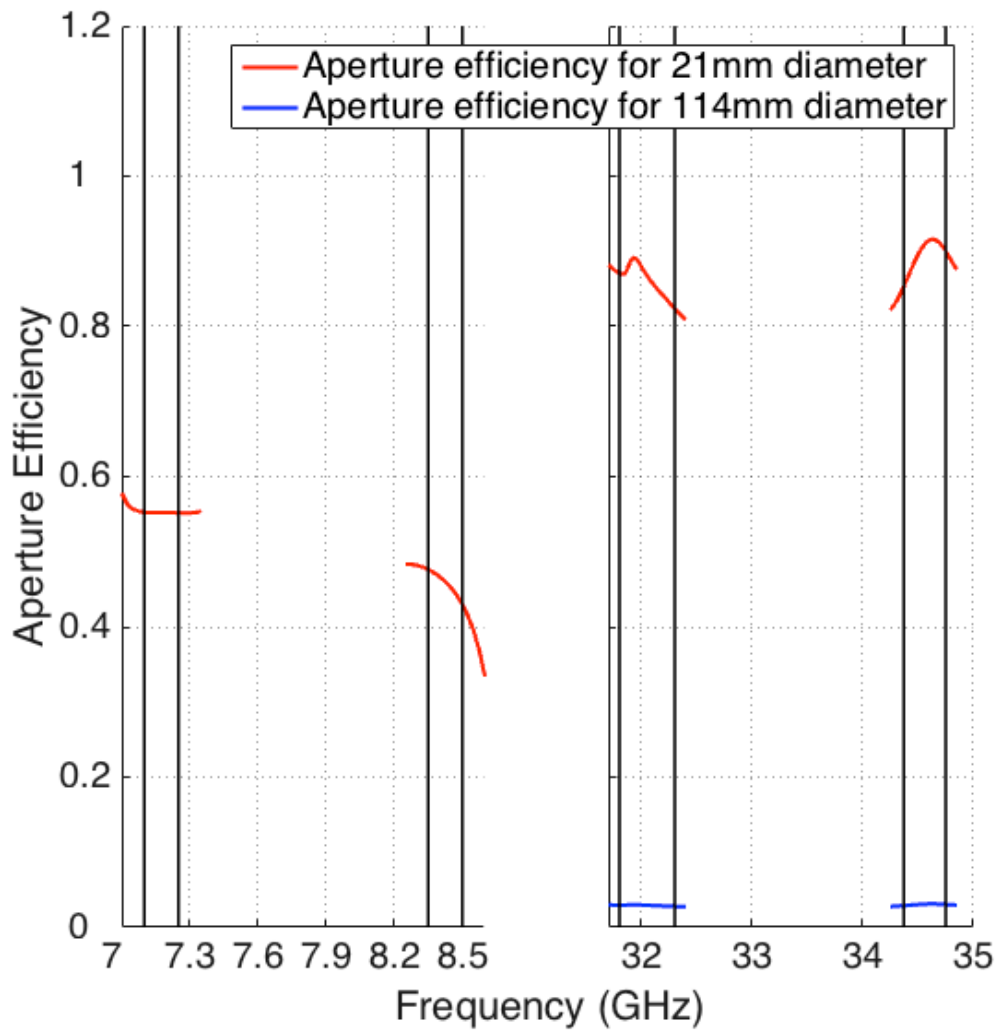


Figura 132 – Aperture Efficiency of the Coaxial Horn Antenna

As it was mentioned in previous sections of results, the aperture efficiency was calculated taking in consideration the thickness of the metal wall of the horn. In this case this consideration was taken too, but also the efficiency was calculated for both of the apertures (inner and outer one). With this calculation it can be seen that the effect of the X band corrugation in the high frequency signal is almost inappreciable in comparison with the other coaxial design.

7.4 – Coaxial OMTJ

In this section the main parameters for the feed element have been analyzed and shown. These parameters were the S11 and S21 (return loss and insertion loss with opposite sign), which were the aim of the optimization process.

In the following figure both parameters are shown:

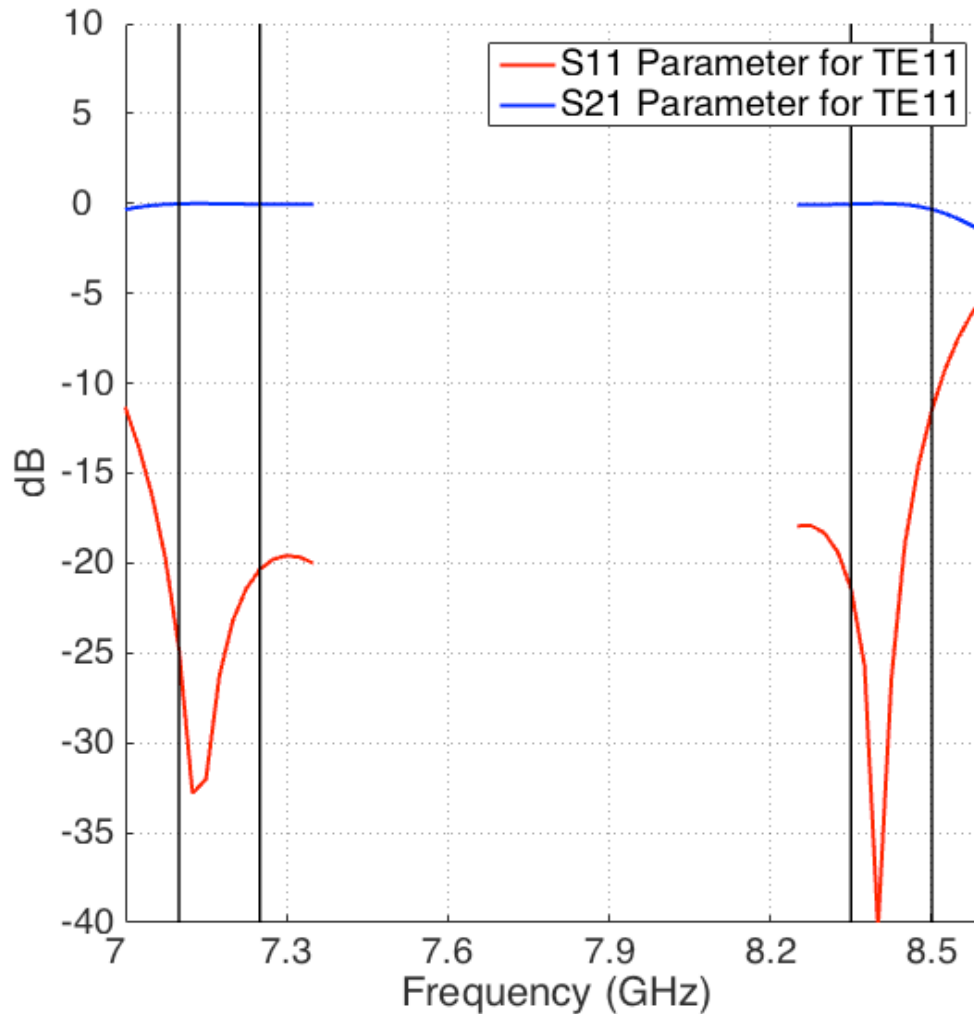


Figura 133 – S11 and S22 Parameters for the Feed Element

It is important to remark that the return loss is not the final value of the global system, because the individual parameters of the elements that form it are different than the parameters of all of them connected. This point out the importance of the global optimization process that has made in this project in order to achieve better results.

7.5 – Final Structure with Coaxial Horn Antenna and Feed Chain

In this section the final results of the global system have been enclosed. This structure is the result of the connection of the final coaxial horn antenna design, the feed elements and the polarizer after an optimization process of the system as a whole.

The radiation pattern diagrams for each of the central frequencies are not enclosed in this section because are the same as the Spline and Corrugated Horn Antenna section. The reason for this is the optimization process of the system as a whole, the very low level of the higher order modes generated by the OMTs and the type of input for the horn antenna, which simulate quite well the real situation of the entire system even though the feed chain is not connected to it.

Because the radiation pattern diagrams are not modified, the tapers, gain and aperture efficiency remain the same.

In the next figure the return loss, crosspolar level and isolation between the two inputs of each OMT are shown for this global structure:

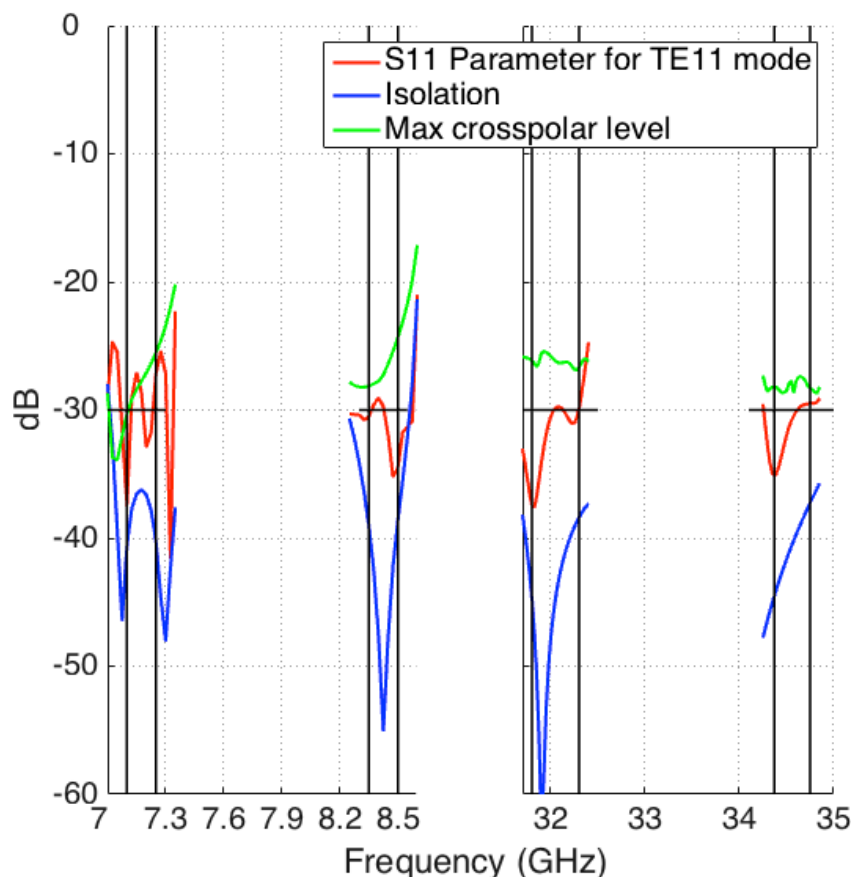


Figura 134 – Return Loss, Max Crosspolar Level and isolation

These three parameters have been obtained after the optimization process of the global structure as a whole. The return loss and crosspolar level fulfill the requirements of this project. The max crosspolar level in this case is not located in 45° as it is the normal situation when there are no polarizers. These elements introduced high order modes to the feed chain that move the max crosspolar point to another angle. In the optimization process this max level was calculated between 0 to 355 degrees. The isolation value is not a requirement in this project, but it has been calculated to ensure that it is not something dramatic. The better this parameter is, the less performances the filters located in the inputs of the polarizers have to have, in order to avoid that the signal of one of them interfere the other one.

Finally, the phasecenter has been calculated. This parameter is not a requirement for the project, but the results are quite good because of the similarity between the higher and the lower frequency bands. In the next graph it can be seen the phasecenter for each of the four frequency ranges, and after that there is a detailed diagram of the global system with the dimensions and phasecenter location.

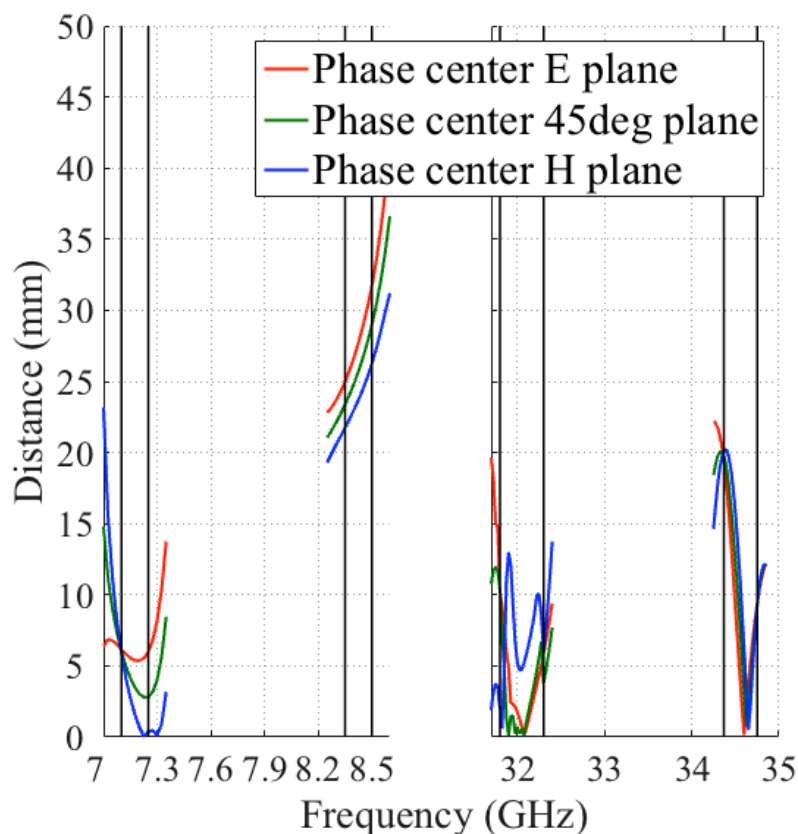


Figura 135 – Phasecenter of the Final Design

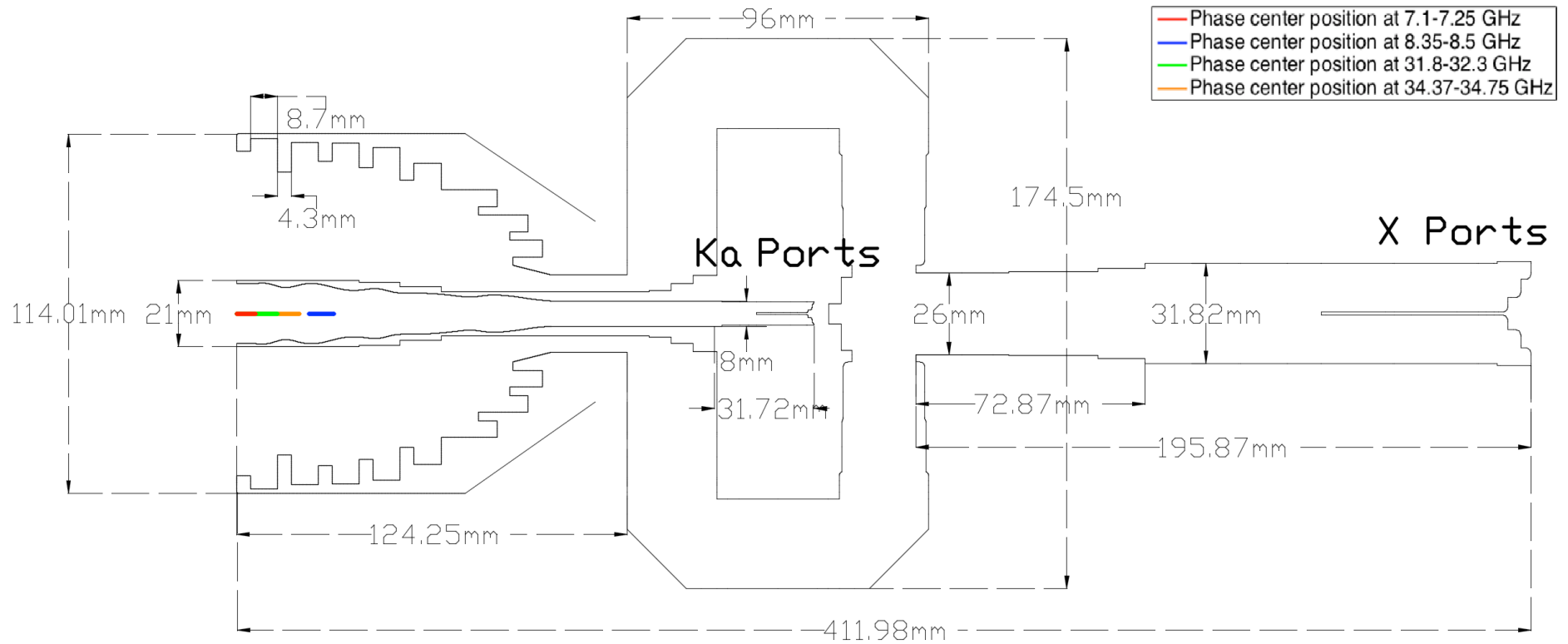


Figura 136 – Phasecenter and Dimensions of the Final Global Design

In the previous image the phasecenter and the dimensions of the final global system are shown in a profile cut. Everything that has been mentioned in this document is enclosed in this diagram. It is important to remark that the overall design shown and achieved is very compact for its performance. In further sections of this document an even more compact design is proposed, deleting the 72mm of the adaptation element between the OMT and feed element for X band.

Because the inputs of the polarizers are rotated 45° with respect to the propagation axis, the profile cut shown does not enclosed them correctly.

8 – ANSYS HFSS

Como ya se comentó en el apartado de Metodología y Objetivos de este documento, el principal programa de simulación que se ha empleado para realizar este proyecto es el Mician uWave, el cual se ha referenciado y se ha analizado a lo largo de todas las secciones previas. Sin embargo, también se comentó que otro programa con diferente técnica de simulación ha sido empleado principalmente para comprobar y verificar los resultados que se iban obteniendo con Mician, así como para obtener los resultados de la optimización final y la exportación de los planos para la fabricación del sistema.

Con estos dos objetivos en mente, en esta sección se ha recogido el procedimiento general que se ha empleado en HFSS para la simulación de esta estructura final.

8.1 – Importación del Modelo

Lo primero que se ha tenido que realizar a la hora de simular con HFSS un resultado obtenido en Mician uWave es importar dichos resultados (bien sean los diseños iniciales que se probaron o el sistema global final). Para ello se han realizado tres procedimientos diferentes según el componente:

- Para todo lo relacionado con el sistema de alimentación y polarización se ha realizado el modelado 3D con la herramienta CAD que incluye Mician uWave. Una vez obtenido ese modelo, se ha exportado en un formato STEP de 3 dimensiones con los puertos cerrados, permitiendo después importarlo directamente desde HFSS y obteniendo la misma estructura. Esto ha sido posible gracias a la nueva versión 8 de Mician uWave la cual incorpora un mejor gestor de estos modelos 3D y los permite exportar sin ningún tipo de discretización que sí realizaba la versión 7.11.
- Para el caso de la antena corrugada, si se seguía el procedimiento del punto anterior (tanto para la versión 7 como la 8) se obtenían un objeto discretizado para cada una de las corrugaciones, haciendo mucho más compleja después la simulación en HFSS debido al tipo de algoritmos y mallado que utiliza. Por lo tanto, para este elemento se optó por exportar el corte de perfil (los cuales se han ido detallando en este documento) en formato DXF para su edición en AutoCAD y final importación desde HFSS. Con todo esto, se obtiene el mismo corte de perfil en este simulador, el cual permite rotar dichas líneas sobre un eje (el que interesa es el de propagación) y generar así la bocina corrugada deseada.
- Por último, otro procedimiento alternativo se ha llevado a cabo para el caso de la bocina spline. Debido a la discretización que realiza Mician uWave de un tipo

de superficie como esta (en tantos puntos como se le indica al elemento “bor_spline”), se hace inviable su simulación directa en HFSS. Para ello se ha seguido el siguiente procedimiento:

- En el elemento “bor_spline” se ha indicado la creación de una tabla con los datos de geometría cuando se realice la simulación.
- El número de puntos que se debe determinar no está definido, pero con tener un punto cada varios milímetros es suficiente para que se obtenga un buen resultado.
- Con todo esto se obtiene dicha tabla de geometría, cuyo archivo debe ser editado eliminando las dos primeras líneas de texto (el archivo estará en formato DAT) y añadiendo el nombre del fichero en la primera de ellas.
- A continuación, se importa ese fichero en el programa CHAMP para que genera la superficie spline que se desea. Una vez que se ha comprobado que todo es correcto, se exporta en versión compatible con programa CAD (en este caso se ha empleado el formato IGS, aceptado por HFSS).
- Finalmente, se importa dicho fichero en HFSS y ya se tendrá la bocina spline correctamente modelada para su posterior simulación.

8.2 – Parámetros Fundamentales de la Simulación

Una vez se tienen todas las partes que componen el sistema importadas en el simulador, se procede a definir los parámetros fundamentales de la simulación que se va a realizar. En la siguiente figura se puede observar una captura de la pantalla principal de HFSS.

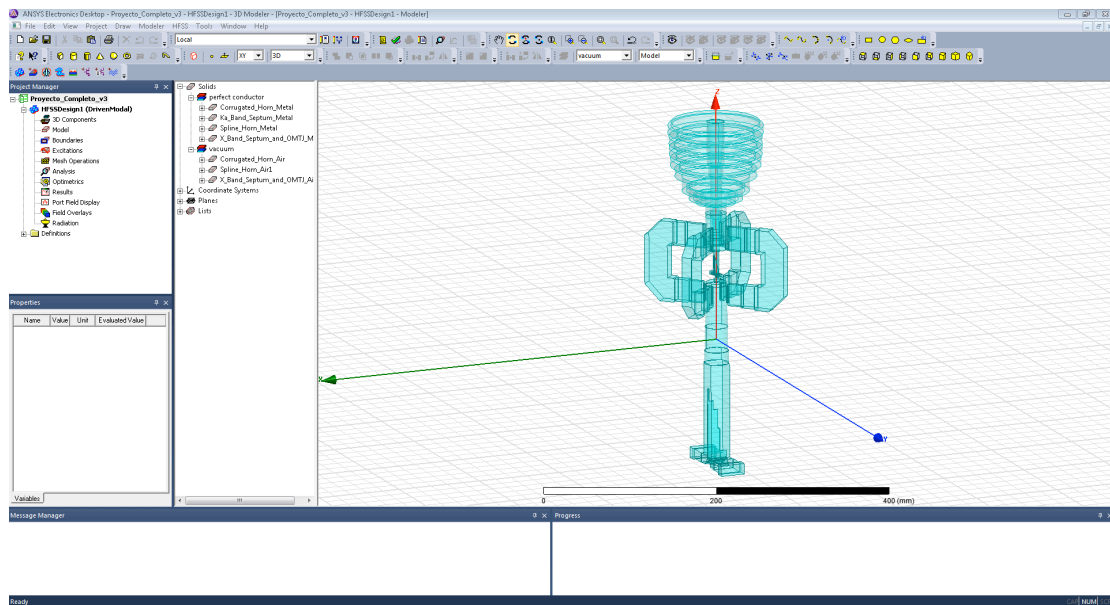


Figura 137 – Pantalla Principal ANSYS HFSS

El programa presenta la distribución de menús y elementos de un simulador convencional: una jerarquía de proyecto en la parte izquierda con todos los elementos y configuraciones que intervienen en la simulación, un segundo nivel lateral para indicar todos los elementos que se encuentran en la pantalla de modelado central, y la parte superior de la pantalla donde se encuentran todas las funciones rápidas y menús de configuraciones del programa.

En este proyecto se han empleado dos tipos de materiales: vacuum (vacío, para no considerar pérdidas) y conductor perfecto. El aire se ha empleado para las piezas que van a transportar las señales por la estructura, y el metal perfecto se ha empleado en las paredes de los mismos, las zonas que delimitan unos elementos de otros (principalmente en la parte coaxial) así como en el recubrimiento metálico que se ha añadido a toda la estructura de cara a la fabricación.

Las herramientas que se han empleado para unir y crear cada uno de los elementos de la estructura han sido el “Unit”, “Substract”, “Move” y “Rotate”. Como su propio nombre indica, se emplean para unir, restar, mover o rotar los elementos de la herramienta CAD. Con todas ellas se ha podido crear el sistema final que se muestra en las siguientes imágenes:

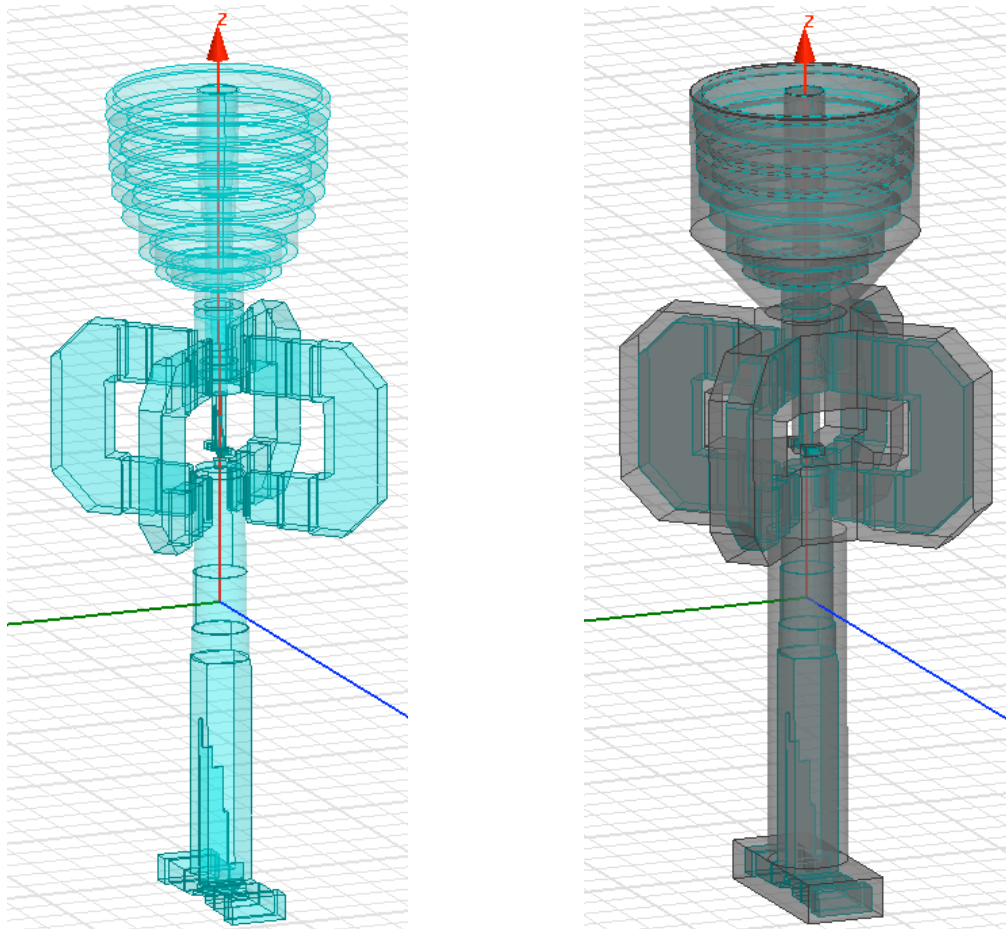


Figura 138 – Modelo 3D Sistema Final HFSS

Además de las capturas previas, en la siguiente imagen se aprecia mejor la composición coaxial del sistema, ya que se ha eliminado de la captura el sistema de alimentación de banda X:

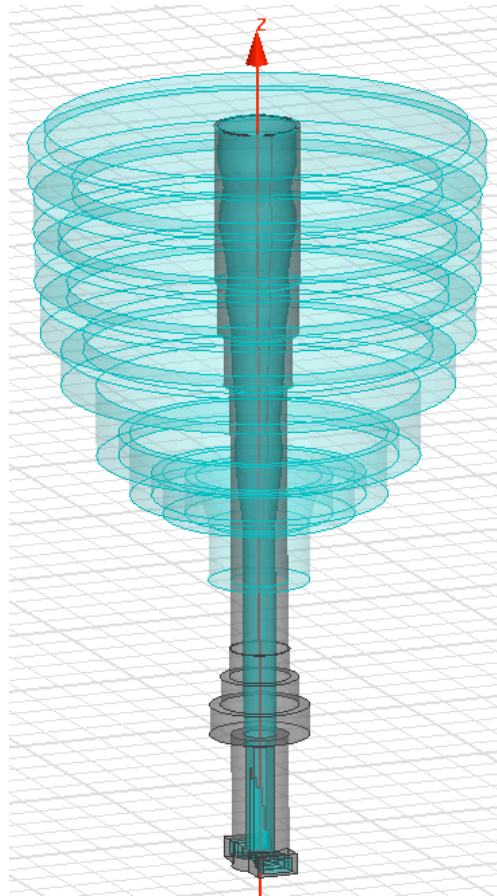


Figura 139 – Modelo 3D Sistema Coaxial HFSS

En esta imagen se puede observar que la parte metálica interior a los steps coaxiales del OMTJ se han incluido junto al perfil coaxial que recubre la bocina spline y al recubrimiento metálico que se le ha colocado al OMT de banda Ka. En este caso se puede observar claramente la independencia que ambas bandas frecuenciales presentan, ya que todos los elementos que participan en la radiación de la banda Ka están representados en la imagen anterior, a pesar de que faltan muchos componentes para la banda X (y técnicamente la bocina corrugada que aparece representada únicamente participa como ligero efecto en los diagramas de radiación, tal y como se comprobó en la sección de Resultados).

Para finalizar, se ha realizado una recapitulación y breve descripción de las características de simulación que se han modificado en el proyecto de HFSS para realizar la simulación:

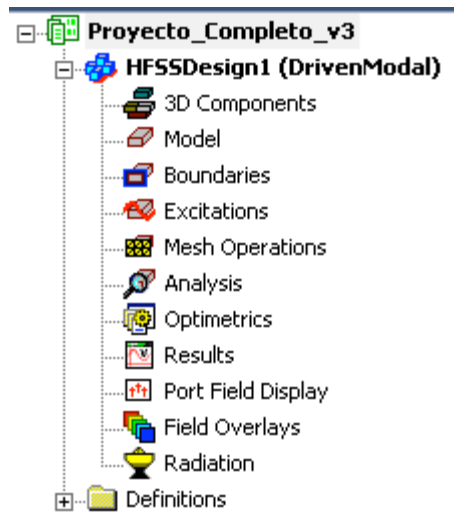


Figura 140 – Menú Lateral HFSS

- En primer lugar se tienen todos los componentes 3D generados e importados a HFSS mediante las técnicas descritas en el apartado anterior.
- La sección “Boundaries” corresponde con las simetrías plano E y H que se pueden incluir en las estructuras, de igual forma que se pueden indicar en Mician uWave. Esto permite poder cortar el modelo y quedarse con un cuarto del mismo, agilizando en gran medida la simulación. Sin embargo, esto sólo es posible en estructuras con esa simetría, pero en este proyecto el sistema de alimentación y polarización impiden su implementación.
- Las excitaciones corresponden con los puertos de entrada que hay que definir. Es decir, se debe indicar qué potencia, número de modos, frecuencia y ejes de referencia tienen los puertos de entrada para cada una de las señales.
- El apartado de “Mesh Operations” indica información sobre el tipo de mallado que realiza el programa a la hora de realizar la simulación. Se puede definir la granularidad, zonas donde el mallado sea más fino y preciso...
- La parte de análisis engloba los resultados de la simulación, como son principalmente los parámetros característicos de la estructura, todos los diagramas de radiación o cualquier otro parámetro de radiación del cual se haya definido una gráfica.
- La sección “Port Fiel Display” permite obtener una imagen o animación en la propia estructura 3D de la propagación y distribución de los campos que se propagan, muy útil en estructuras complejas donde se quiere ver el funcionamiento real del mismo.

- Por último, se encuentra la parte de radiación donde se debe definir la esfera que contendrá la parte del espacio donde se realice la simulación de los parámetros de radiación. Aquí se especifican los rangos de los ángulos theta y phi.

8.3 – Resultados Banda X

Una vez todo lo anterior ha sido tenido en cuenta y configurado de acorde a las necesidades del proyecto, se ha simulado la estructura para comprobar si los resultados obtenidos se corresponden con los obtenidos en Mician uWave. A continuación se detallan los diagramas de radiación para las frecuencias de 7, 7.25, 8.35 y 8.5 GHz:

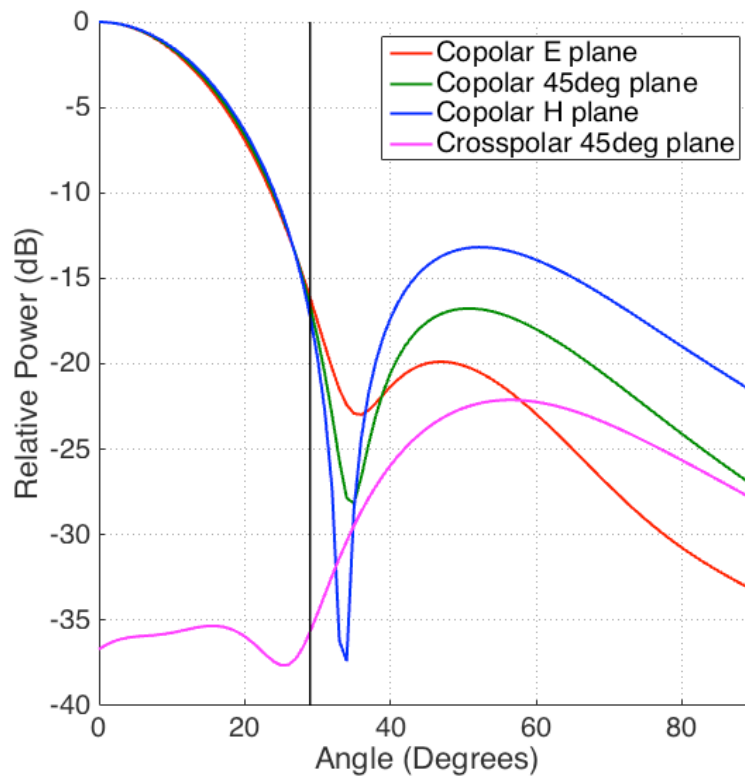


Figura 141 – Diagrama de Radiación HFSS para 7 GHz

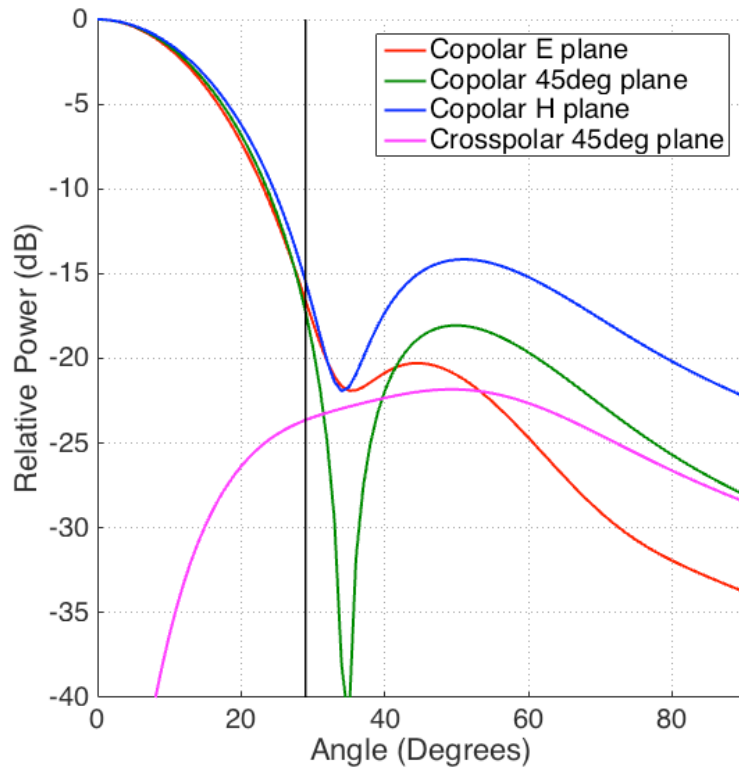


Figura 142 – Diagrama de Radiación HFSS para 7.25 GHz

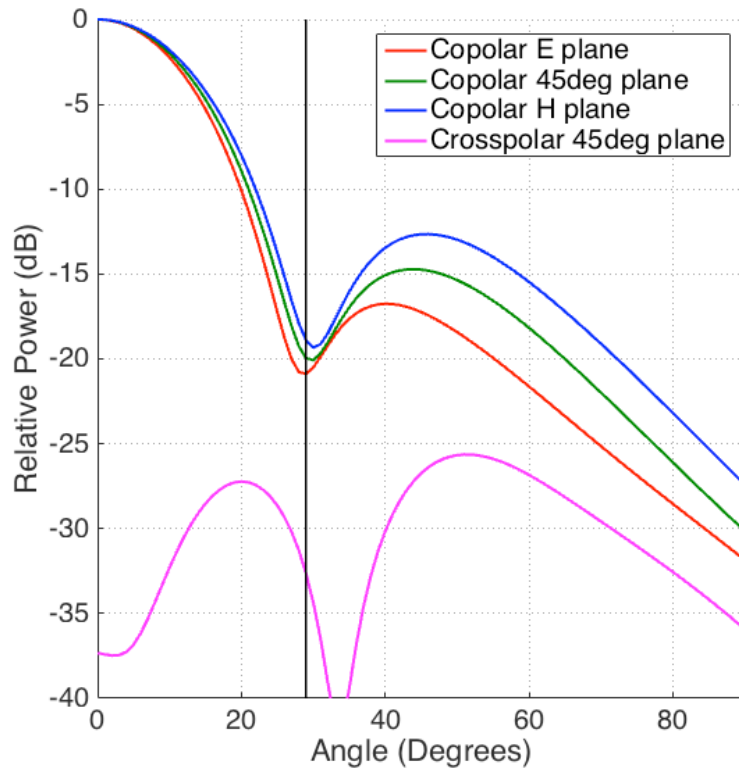


Figura 143 – Diagrama de Radiación HFSS para 8.35 GHz

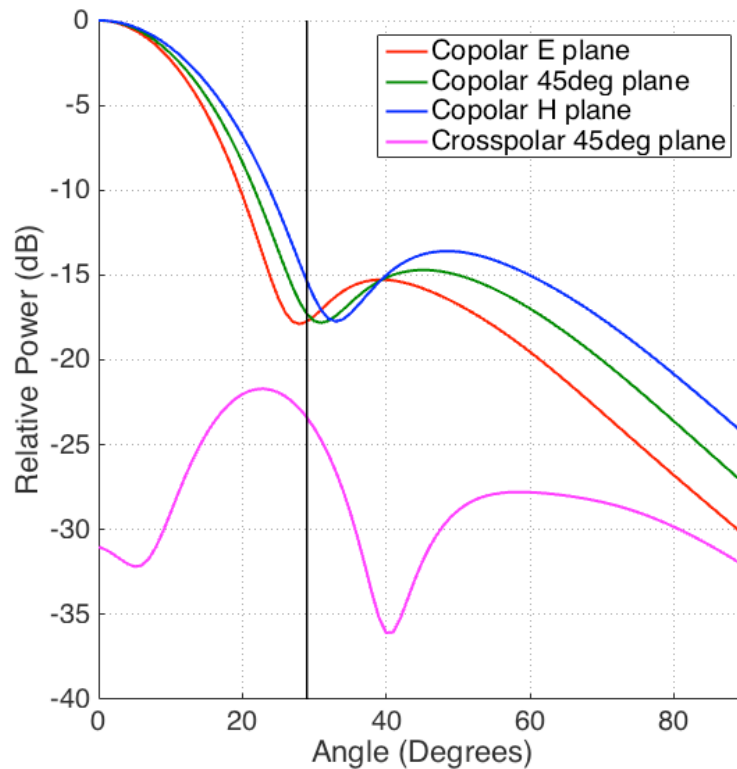


Figura 144 – Diagrama de Radiación HFSS para 8.5 GHz

Queda comprado de esta forma la similitud entre los diagramas de radiación obtenidos con Mician uWave y ANSYS HFSS. Las principales diferencias entre ambos radican en los niveles y forma de la crosspolar, así como en una pequeña separación en algunos diagramas de los tres cortes en phi. Todo esto puede ser debido a ligeras variaciones de dimensiones que se hayan producido al exportar, falta de más convergencia en el resultado de HFSS (ya que requiere mucha memoria RAM y a veces se puede acabar limitado por el ordenador que se esté empleando) o poca precisión en el mallado realizado. Con todo esto se puede decir que existe una similitud muy razonable entre ambas simulaciones en cuanto a los diagramas de radiación se refiere.

A continuación se muestran las gráficas del resto de parámetros que se han obtenido en HFSS:

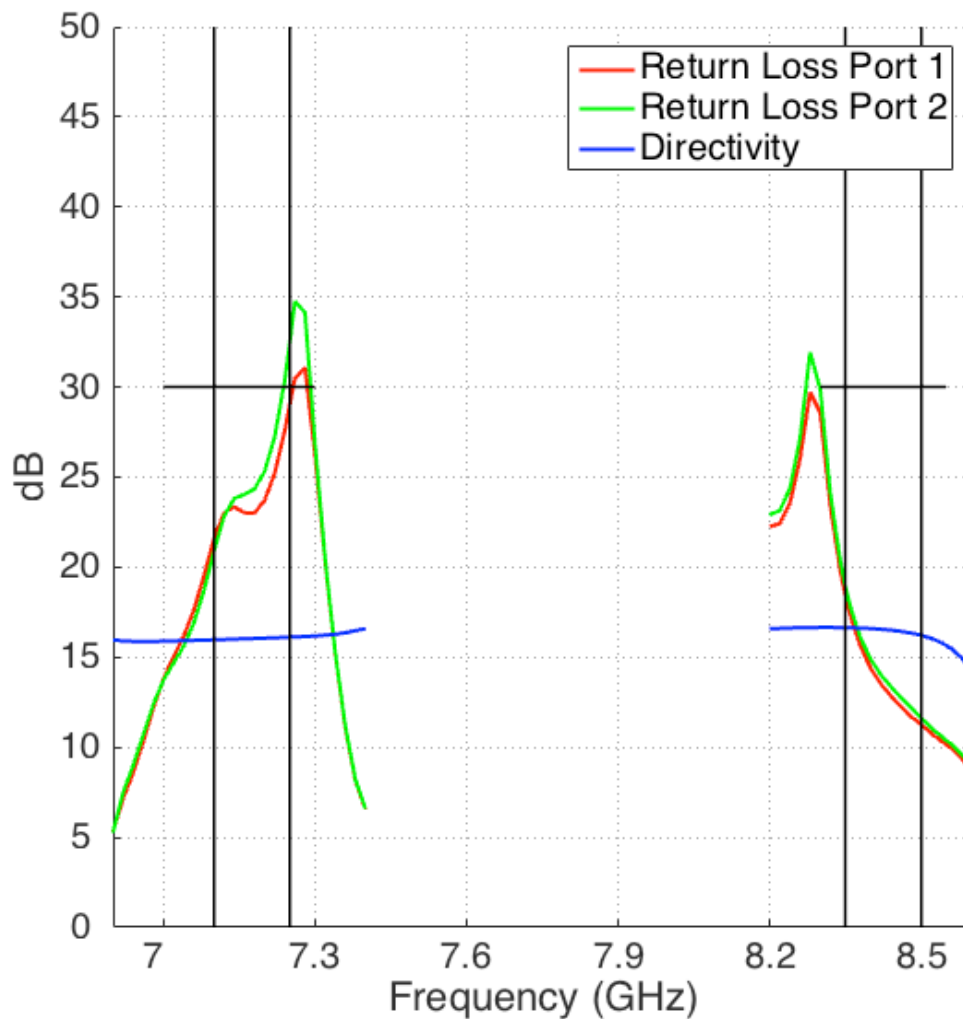


Figura 145 – Pérdidas de Retorno y Directividad HFSS

Para estos dos parámetros mostrados, se observa que la directividad que se obtiene es igual que la de Mician uWave. Para el caso de las pérdidas de retorno, es el parámetro que más diferencia se observa entre ambos simuladores. En primer lugar se tiene que las pérdidas de retorno para cada uno de los dos puertos de entrada de banda X no coinciden totalmente, cosa que debería ocurrir. Esto puede ser debido principalmente a la falta de convergencia en los resultados de HFSS o a la necesidad de más memoria RAM para la simulación, la cual permitiría terminar de ajustar estos valores. Además, se observa que los máximos de este parámetro no aparecen ajustados a las bandas de operación, al contrario que ocurriría en Mician uWave. Esto puede ocurrir por los temas mencionados previamente, así como algún pequeño desajuste en la interpretación de las dimensiones por parte del simulador, que haga que este parámetro se desplace en frecuencia.

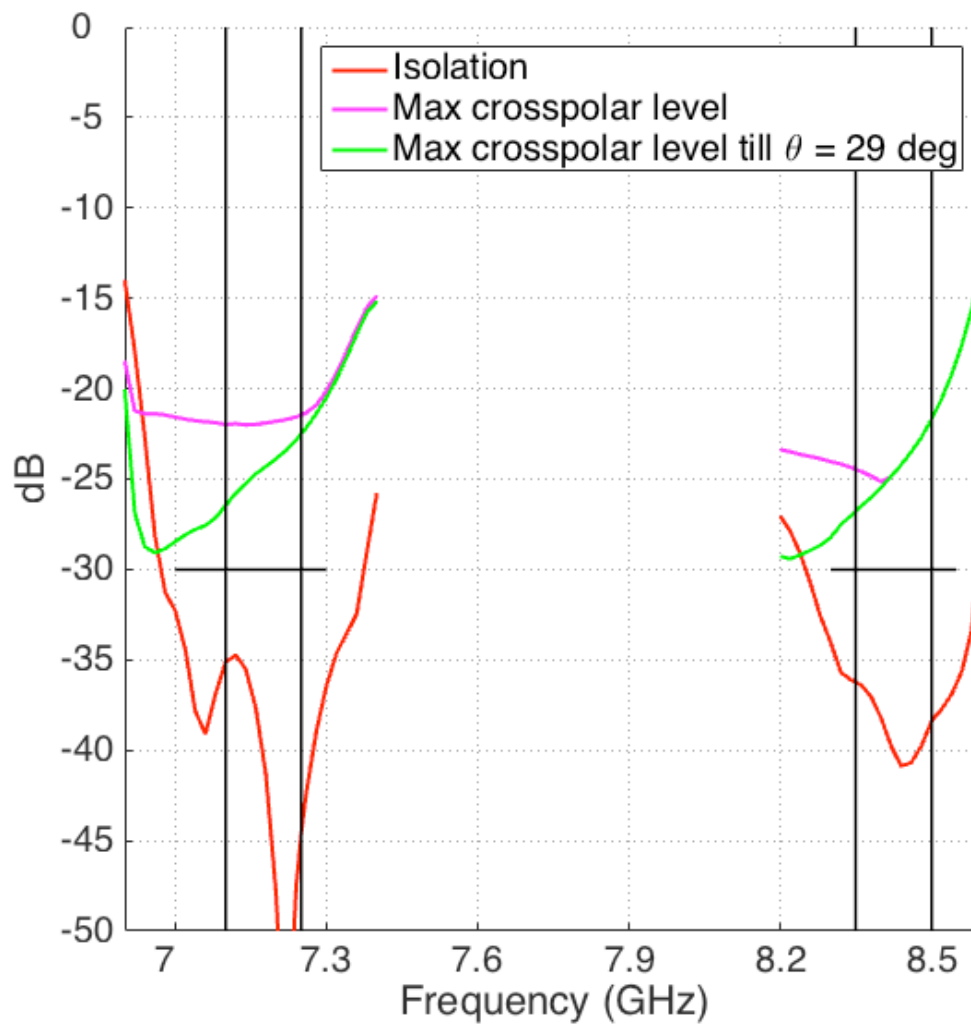


Figura 146 – Máximos Niveles de Crosspolar HFSS

Para estos últimos parámetros se observa que el aislamiento que se obtiene es bastante similar al simulado con Mician uWave, y se encuentra entre valores aceptables. Para el caso de la crosspolar (tanto máxima como hasta 29 grados) se puede apreciar que los niveles son algo superiores a los del otro simulador, pero que aun así se mantienen acotados dentro de valores aceptables para el sistema. Cabe recalcar que estos resultados no implican que sean más realistas que los calculados con Mician uWave, ya que varios parámetros de simulación deben ser ajustados correctamente y pueden provocar desajustes entre ambos programas.

8.4 – Resultados Banda Ka

Por último, de igual forma que se ha realizado en el apartado anterior para la banda X, se han comprobado los resultados obtenidos con HFSS para la banda Ka. Tanto los diagramas de radiación como los parámetros fundamentales del sistema han sido graficados, y se muestran a continuación:

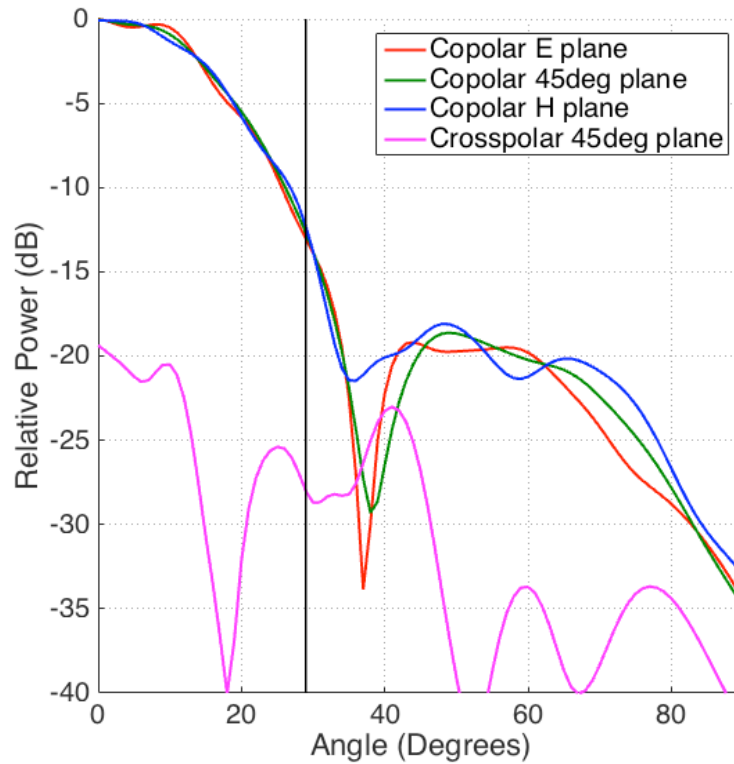


Figura 147 – Diagrama de Radiación a 31.8 GHz HFSS

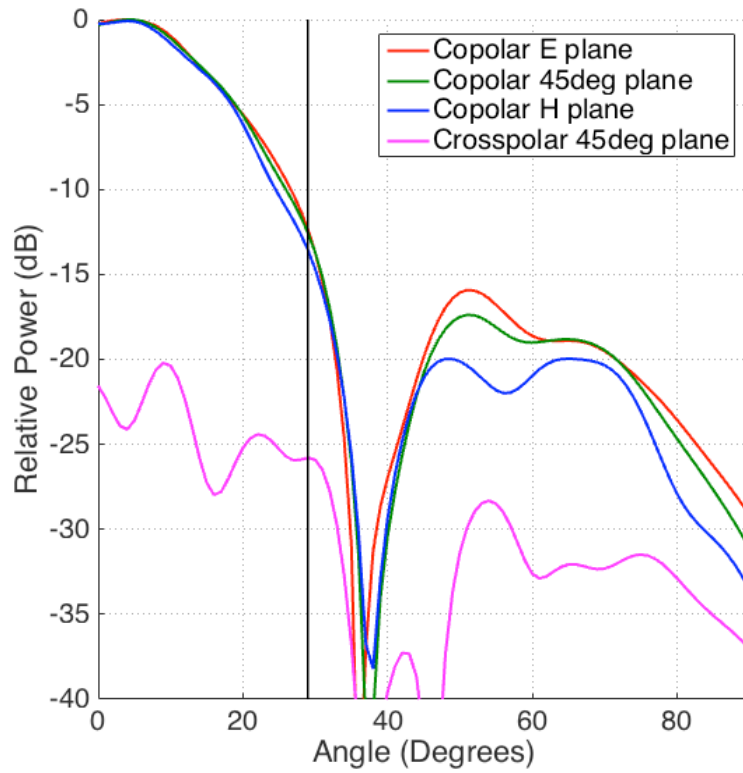


Figura 148 – Diagrama de Radiación a 32.3 GHz HFSS

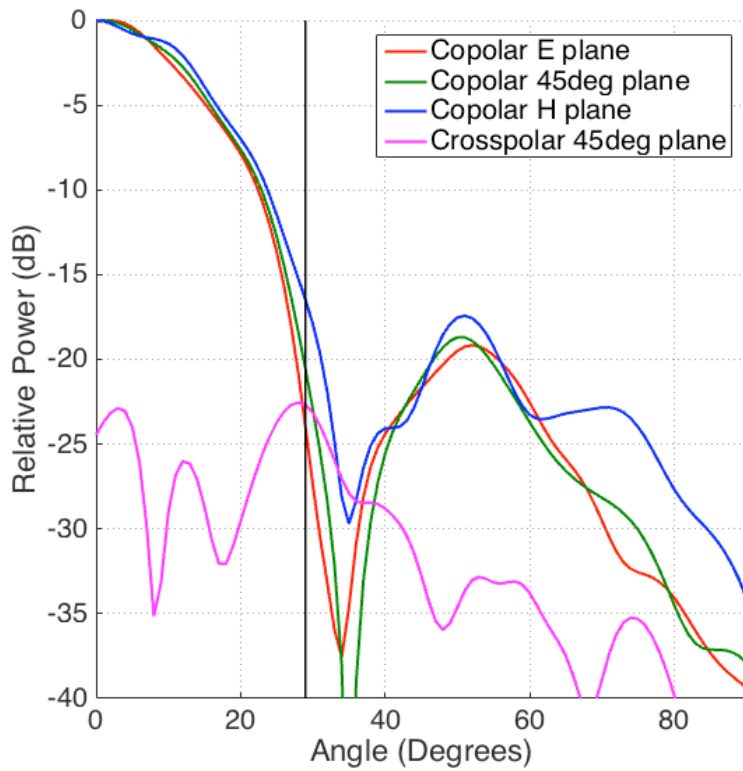


Figura 149 – Diagrama de Radiación a 34.35 GHz HFSS

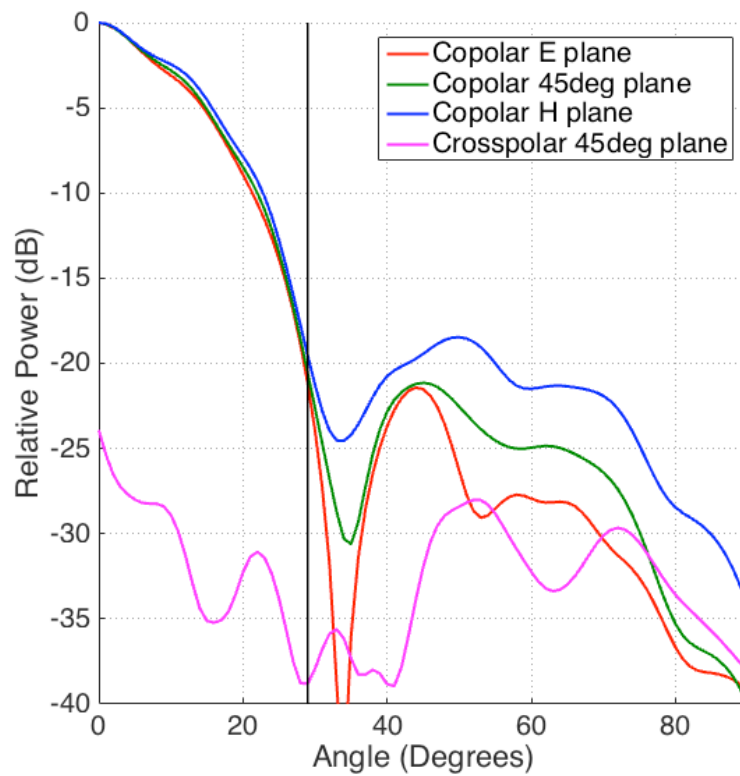


Figura 150 – Diagrama de Radiación a 34.75 GHz HFSS

En los diagramas de radiación se observa mucha similitud con respecto a los obtenidos con Mician uWave. Las principales diferencias se encuentran en el mayor rizado que se presenta sobre todo en los lóbulos laterales (característica que puede deberse a la falta de memoria RAM en la simulación o a un mayor cutoff en la simulación realizada con Mician). Los niveles de crosspolar también son algo más elevados en este simulador, y presentan a su vez mayores ondulaciones en su forma.

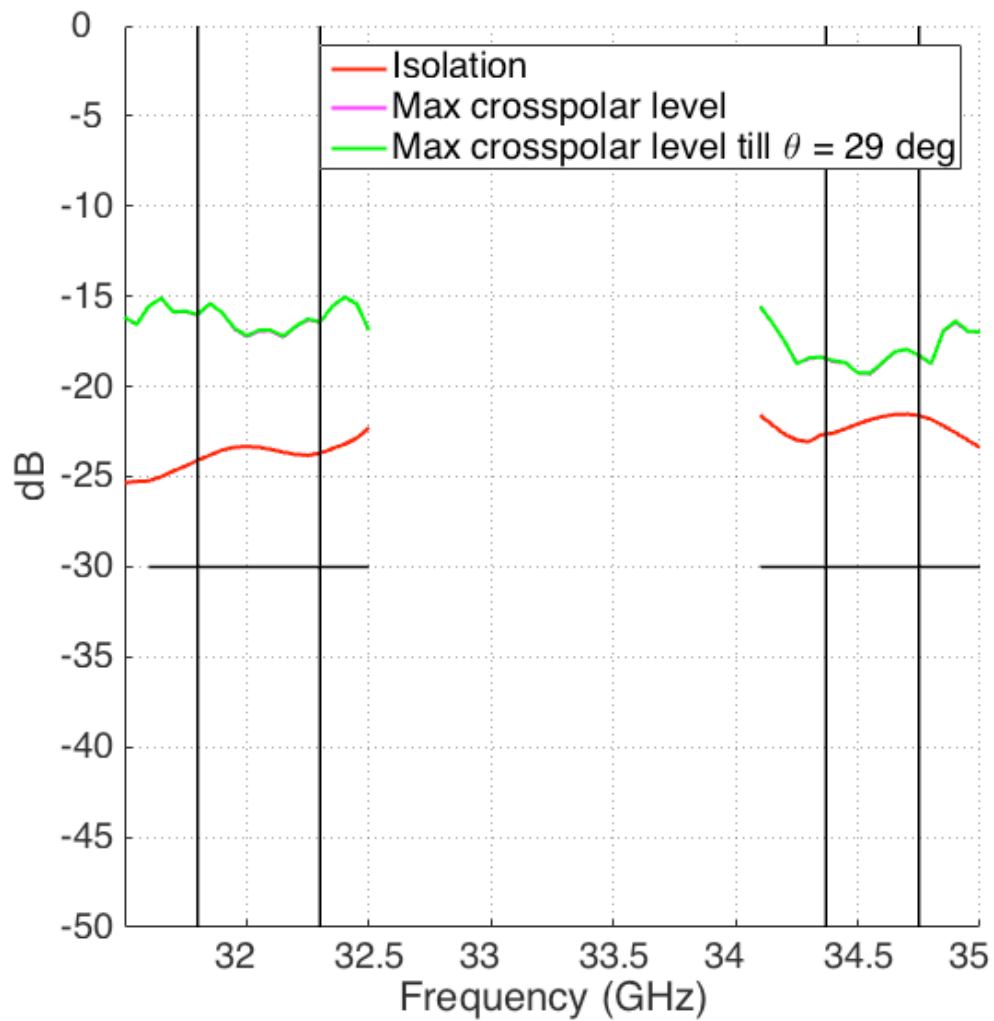


Figura 151 – Máximos Niveles de Crosspolar y Aislamiento con HFSS

Tanto los niveles máximos de crosspolar como el aislamiento entre puertos se encuentran en valores algo superiores a los obtenidos con Mician uWave. Se observa también que el máximo de crosspolar coincide con el máximo hasta 29 grados, cosa que no sucedía para todas las frecuencias en el otro simulador.

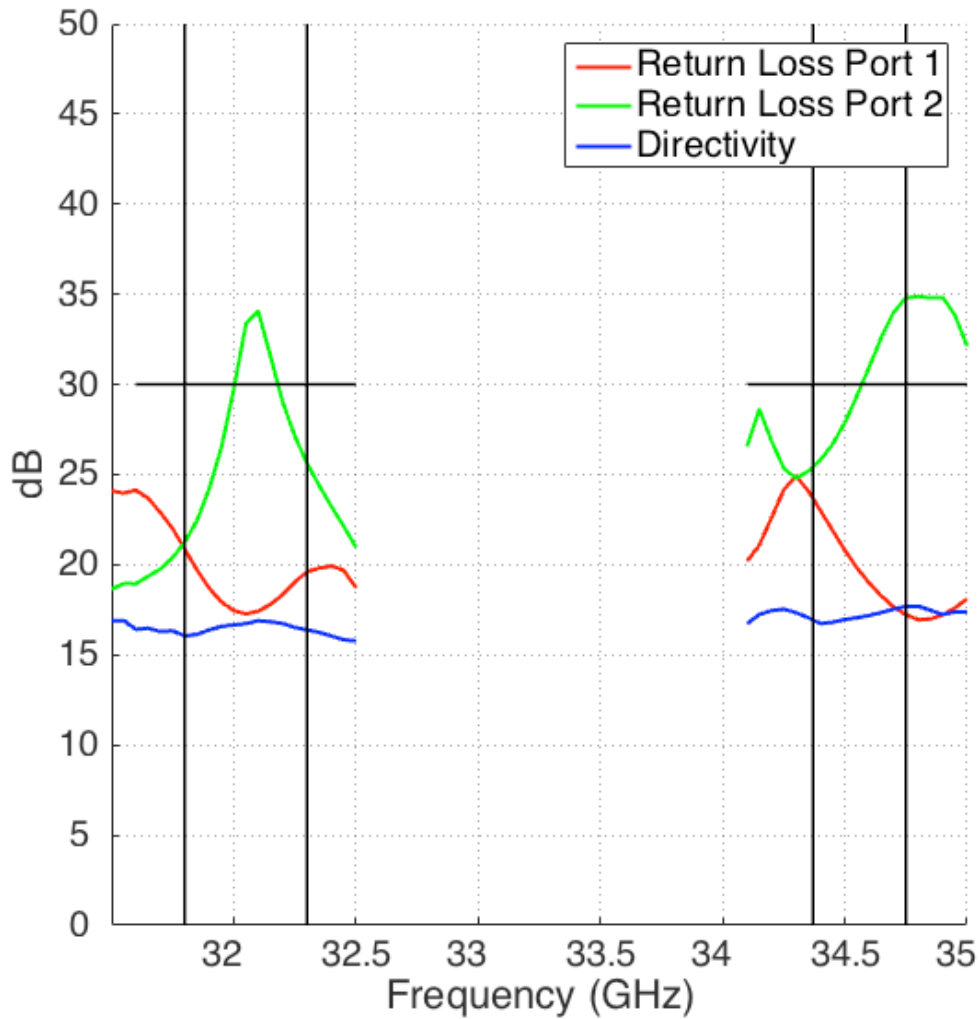


Figura 152 – Pérdidas de Retorno y Directividad con HFSS

Finalmente se muestra la gráfica de las pérdidas de retorno y la directividad. Esta última es un parámetro que se mantiene bastante constante entre los dos simuladores y no ha dado muchos problemas de similitud entre ellos. Sin embargo, para las pérdidas de retorno se observa una gran diferencia entre las de un puerto de entrada y el otro. Esto es debido principalmente por la falta de recursos computacionales a la hora de realizar la simulación (memoria RAM fundamentalmente). Esta limitación se hace más notoria en la banda Ka ya que la estructura que se debe simular con relación a la longitud de onda de operación es mucho más grande, complicando el mallado de HFSS y todos los cálculos que se deben realizar.

9 - Reducción de Tamaño Final

9.1 – Justificación y Objetivos

A lo largo de este documento se ha explicado detalladamente cada una de las fases de diseño que se han realizado para llegar a la solución final presentada. Se han mostrado todos los resultados relevantes obtenidos tanto en Mician uWave como en ANSYS HFSS

Debido a que este sistema de comunicaciones tiene como objetivo trabajar en un satélite, ya se ha comentado que las dimensiones y peso de cada uno de los componentes supone un factor crítico. A lo largo de la realización de este proyecto se ha tenido en cuenta con cada uno de los componentes sus dimensiones, así como la forma más compacta de poder llevarlos a la práctica. Todos estos esfuerzos se han visto recompensados con un sistema muy compacto, salvo en la última etapa referente a los polarizadores OMT. Más en concreto, cuando se diseñó el OMT para la banda X se comprobó que el radio de salida óptimo para cumplir con los requisitos de optimización impuestos era diferente del de entrada al sistema de alimentación, lo cual implicó añadir una parte de adaptación entre ellos. Dicha estructura al trabajar en banda X ocupa un porcentaje muy importante de la longitud total del sistema (un 18% aproximadamente), por lo que en última instancia se decidió abordar una última fase de optimización del sistema en conjunto que permitiera evitar dicha adaptación.

Toda la parte referente a la banda Ka no se modificó, así como tampoco se varió ninguna de las variables correspondientes a la antena corrugada. En Mician uWave, se eliminó toda la parte de adaptación comentada y se igualó la variable de optimización del radio de salida del OMT de banda X con el de entrada al sistema de alimentación. En una primera simulación todos los parámetros permanecieron iguales, así como los diagramas de radiación, salvo las pérdidas de retorno que habían disminuido de unos 30dB que se tenía hasta 10dB, haciendo inviable una implementación del sistema. Tomando como referencia los mismos requisitos y objetivos de optimización que para el último proceso que se realizó, se optimizó el sistema, tratando de obtener las mismas pérdidas de retorno que las que se tenía antes de quitar la sección de adaptación. Los resultados finales obtenidos se muestran en el siguiente apartado.

9.2 – Resultados

En este apartado se muestran los parámetros obtenidos en este diseño final, una vez realizada la optimización comentada previamente. Los parámetros mostrados corresponden únicamente a la banda X y a los parámetros que se hayan podido ver ligeramente modificados, ya que la banda Ka no se ha visto afectada en esta última fase del proyecto.

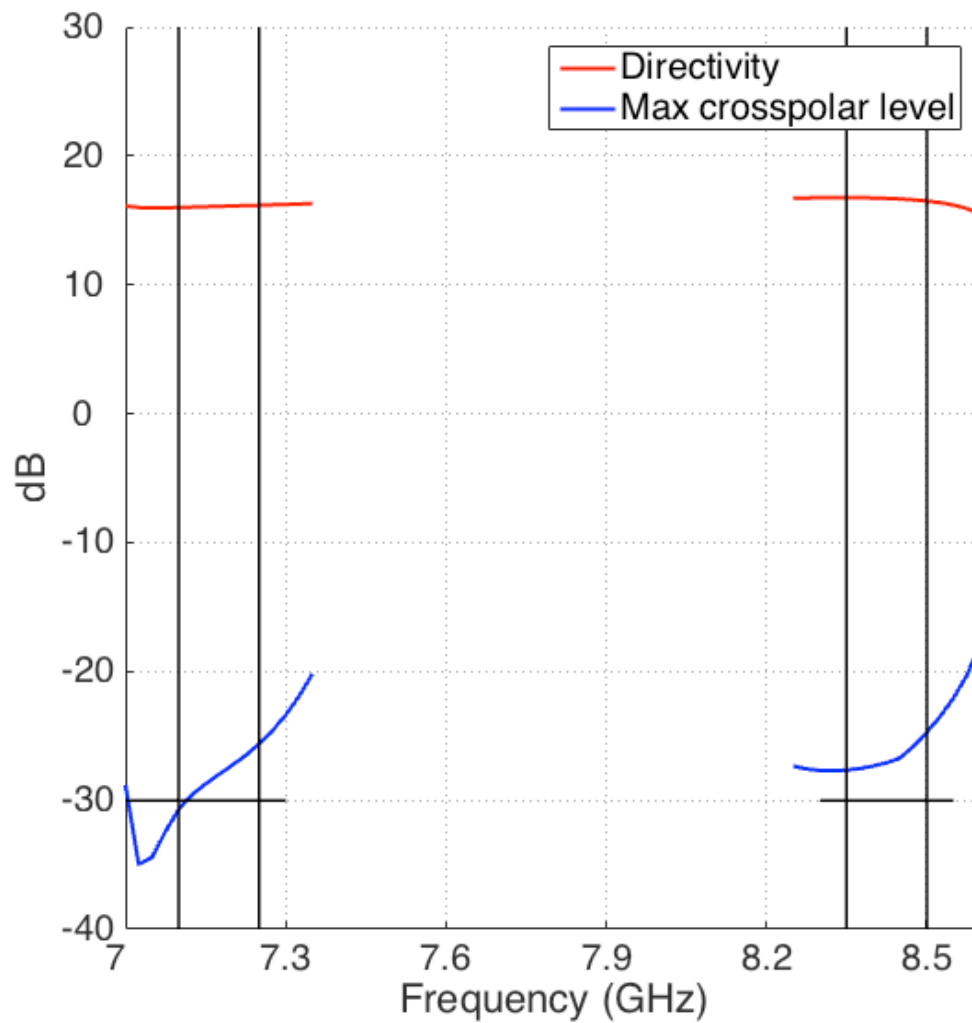


Figura 153 – Directividad y Máximo Nivel de Crosspolar para Diseño Compacto Final

Como se puede observar, tanto la directividad como el máximo nivel de crosspolar conseguidos con este nuevo diseño reducido es muy similar al que se tenía antes de eliminar la sección de adaptación, quedando en torno al nivel requerido para este proyecto.

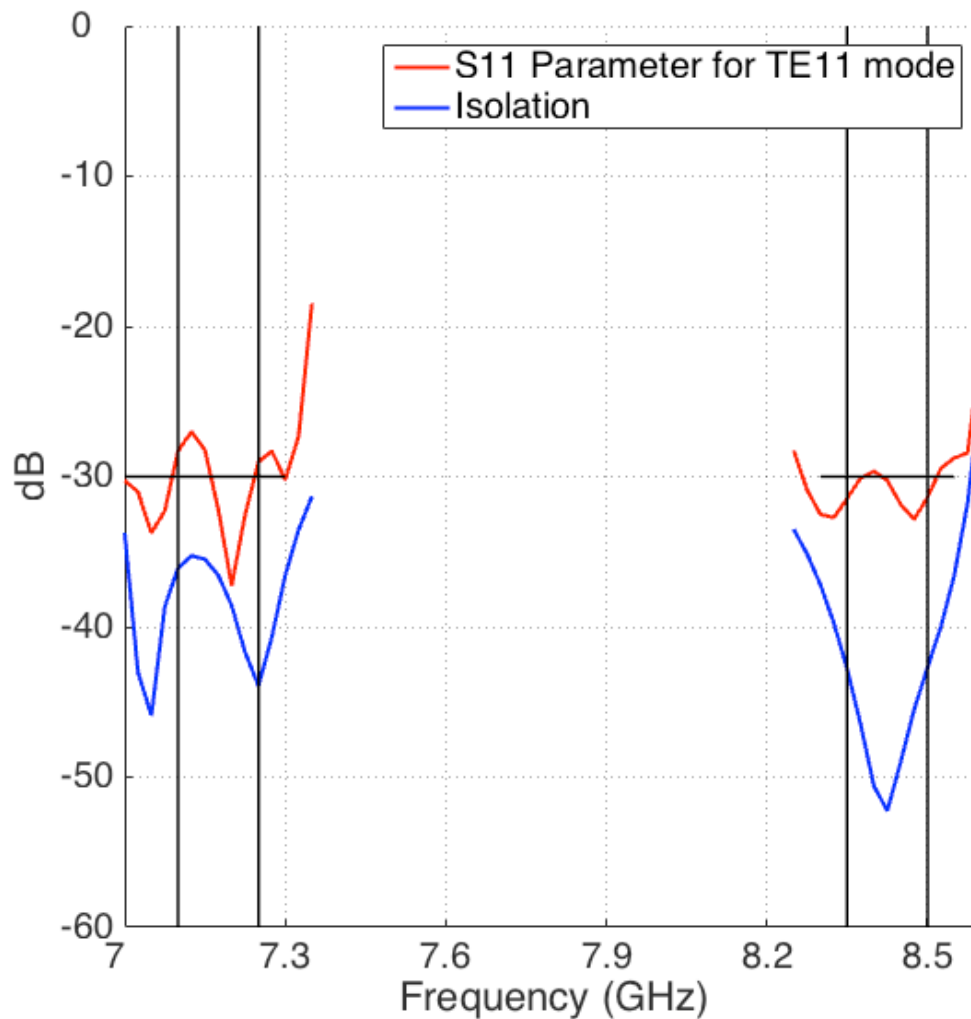


Figura 154 – Parámetro S11 y Aislamiento para Diseño Compacto Final

Como se puede ver en la imagen anterior, el aislamiento es muy similar al que se tenía antes de eliminar la sección de adaptación, mostrando la sección previa de este documento. Para el caso del parámetro S11, tal y como se ha comentado se ha conseguido reducir su nivel hasta los mismos valores que se tenían para el diseño previo, demostrando una vez más la importancia de un proceso de optimización que englobe todo el conjunto de elementos que intervienen en el sistema, más que simplemente optimizar los elementos por separado.

Por último, en la siguiente imagen se han recogido los centros de fases y cotas de la estructura completa, una vez se ha eliminado la sección de adaptación y se ha realizado todo el proceso de optimización.

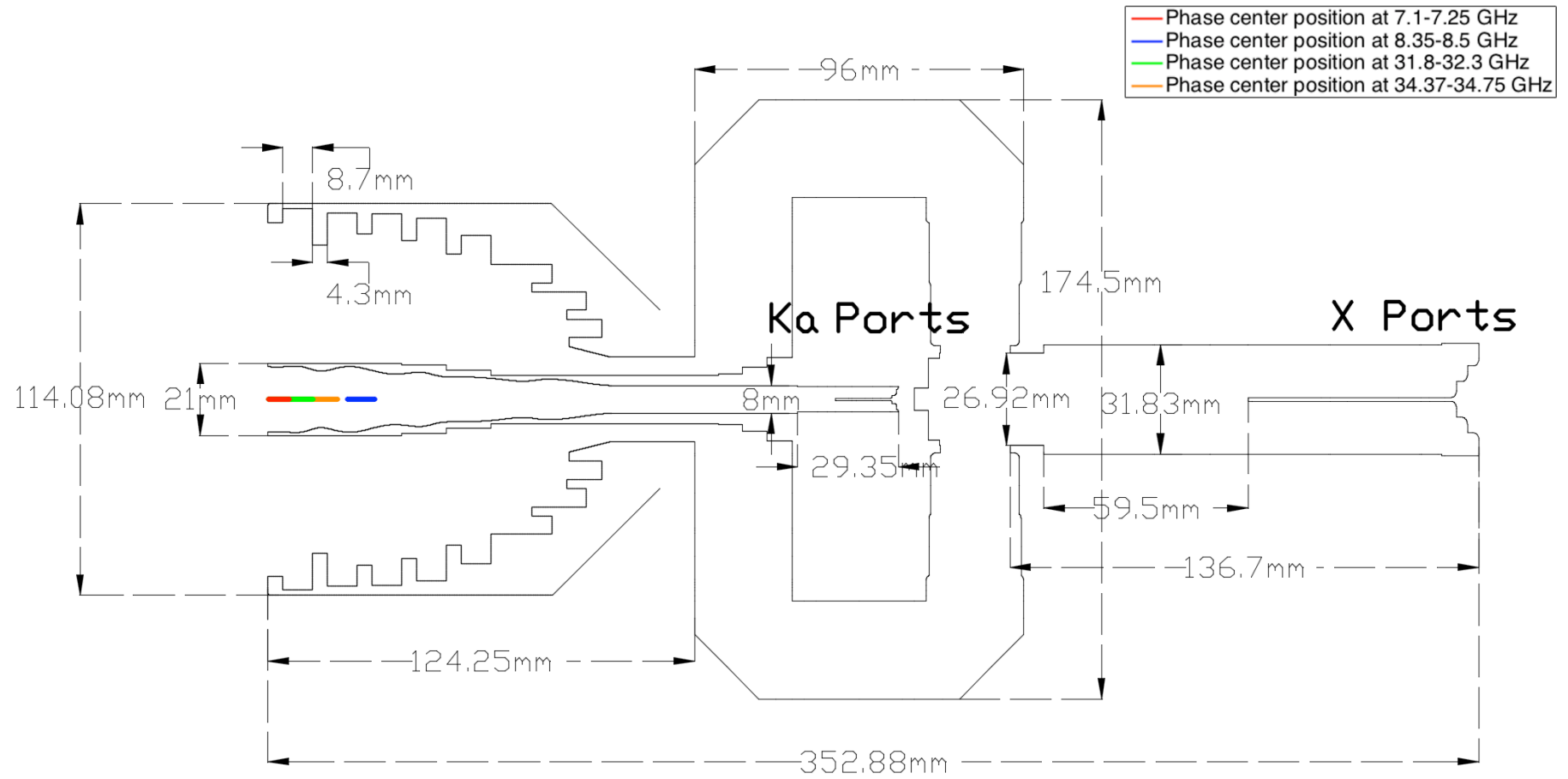


Figura 155 –Cotas y Centro de Fases en Corte de Perfil de la Estructura Compacta Final

10 - Conclusiones

En este proyecto se ha presentado el proceso de diseño y optimización de un sistema de comunicaciones por satélite que trabaja simultáneamente en las bandas de frecuencia X y Ka.

En primer lugar, se abordó el proceso de implementación de un sistema dualband de estas características en el programa de simulación empleado, el Mician uWave. Una vez comprobada la capacidad de dicha herramienta para poder realizar la simulación de ambas bandas frecuenciales, se estudiaron y diseñaron muchas variaciones de diseño que se podían adoptar y que en mayor o menor medida se han incorporado en el diseño final del sistema.

Se han comprobado las ventajas que presentan los dos tipos de antenas de bocina mencionados en este proyecto, corrugada y spline, la primera de ellas empleada en el exterior del sistema coaxial para radiar la banda X y la segunda de ellas en el interior para radiar la banda Ka. Se han analizado diferentes propuestas de diseño alternativas que permitieran mejorar las prestaciones del sistema al mismo tiempo que relajaran la carga computacional que suponían, como puede ser el cortocircuitado de la apertura de la antena interior (con resultados de simulación poco realistas), corrugaciones de anchura Ka y profundidad X en la parte común a ambas bandas (con prestaciones deficientes a la vez que mayor complejidad de optimización) así como la combinación de corrugaciones axiales y radiales en una estructura compacta (la cual forma parte del diseño final adoptado).

Otros elementos que participan activamente en el proceso de comunicaciones por satélite junto a la bocina han sido diseñados y optimizados también en este proyecto. Se ha desarrollado un sistema de alimentación compuesto por un recombinador y OMTJ coaxial unidos por cuatro guías rectangular WR-112 con el objetivo de poder introducir la señal de banda baja correctamente en la bocina diseñada, al mismo tiempo que la parte interna sirve de entrada para la banda alta. Los otros elementos desarrollados son los polarizadores, los cuales se han basado en una estructura tipo septum compacta que permite obtener la doble polarización lineal deseada.

A lo largo de la realización de este proyecto se han afrontado todos los retos derivados de la implementación de estructuras tan complejas en herramientas de simulación, los cuales han tenido que ser analizados y solventados de la mejor forma posible, procurando encontrar siempre el mejor compromiso entre veracidad de los datos conseguidos y velocidad de simulación y optimización.

Finalmente, uno de los mayores logros de este proyecto en comparación con otros indicados en la literatura hasta la fecha ha sido la optimización de toda la estructura en su conjunto, en vez de realizarla independientemente para cada uno de los elementos que la componen. Esto es un valor añadido muy importante cuando se trabaja en el

campo de las microondas, el cual ha permitido obtener resultados de optimización mejores que los conseguidos individualmente en cada uno de los componentes.

La implementación de este diseño final en la herramienta de simulación ANSYS HFSS ha permitido obtener los planos de construcción, abriendo el camino a una futura fabricación y medición del sistema presentado en este proyecto.

11 – Bibliografía

- [1] Á. C. Aznar, *Antenas*, Barcelona: EDICIONS UPC, 1998.
- [2] C. A. Balanis, *Antenna Theory, Analysis and Design*, New Jersey: John Wiley & Sons, Inc., 2005.
- [3] S. Rao, *Handbook of Reflector Antennas and Feed Systems*, Artech House, 2013.
- [4] D. M. Pozar, *Microwave Engineering*, Amherst: John Wiley & Sons, Inc., 2012.
- [5] D. F. F., D. R. F., O. Y. A. y R. Y. O., «Recent Progress in Development of Multiband Feed Horns (Review),» de *International Conference on Antenna Theory and Techniques*, Sevastopol, 2007.
- [6] K. C. M. y O. E. L., «Dual Mode Feed Horn or Horn Antenna for Two or More Frequency Bands». EU Patente 0136818, 10 04 1985.
- [7] G. R. W. y H. J. D., «Dual- Band/Wide-Illumination-Angle Feed Horns with Low Off-axis Cross Polarization,» de *Antennas and Propagation Society International Symposium*, Dallas, 1990.
- [8] A. Bhattacharyya y D. H. Roper, «High Radiation Efficient Dual Band Feed Horn». US Patente 6642900 B2, 04 11 2003.
- [9] A. Bhattacharyya y D. H. Roper, «High Radiation Efficient Dual Band Feed Horn». US Patente 6967627 B2, 22 11 2005.
- [10] Y. H. Choung y G. H. Simkins, «Dual Band Hybrid Offset Reflector Antenna System». US Patente 6774861, 10 08 2004.
- [11] E. Carpenter, «Dual-Band Smooth-Wall Conical Horn with Low Cross-Polarization,» de *Antennas and Propagation Society International Symposium*, Boston, 1984.
- [12] C. G. H. Z. Zhang, A. R. Forsyth, G. R. Graves, P. Doherty, K. J. Greene, G. L. James, P. Sykes, T. S. Bird, M. W. Sinclair, G. Moorey y R. N. Manchester, «The Designing, Manufacturing, and Testing of a Dual-Band Feed System for the Parkes Radio Telescope,» *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 47, nº 3, pp. 13-19, June 2005.
- [13] C. Granet, A. CSIRO Telecommun. & Ind. Phys., H. Z. Zhang, K. J. Greene, G. L. James, A. R. Forsyth, T. S. Bird, R. N. Manchester, M. W. Sinclair y P. Sykes, «A Dual-Band Feed System for the Parkes Radio Telescope,» de *Antennas and Propagation Society International Symposium*, Boston, 2001.

- [14] H. R. I. y R. P. J., «Compact Circularly-Polarised Coaxial Feed,» de *International Conference on Antennas and Propagation (ICAP)*, Eindhoven, 1995.
- [15] J. G.L., C. P.R., G. G.R. y B. T.S., «An S/X-band Feed for the Earth Resources Satellite Station (TERSS),» *Journal of Electrical and Electronics Engineering*, vol. 15, nº 4, pp. 307-314, 1995.
- [16] J. A. Preiss, E. A. Geyh y F. Beltran, «Dual Band Feed with Integrated Mode Transducer». US Patente 6005528, 21 12 1999.
- [17] J. A. Kralovec, G. K. Gothard y T. E. Durham, «Coaxial Horn Antenna System». US Patente 6982679 B2, 03 01 2006.
- [18] I. Davis, C. Granet, J. Kot, G. Pope y T. Mellor, «A Simplified Simultaneous X/Ka-Band Feed-System Design,» de *IEEE Military Communications Conference*, San Diego, 2008.
- [19] G. L. James, C. E. N. A. Div. of Radiophys. y P. R. Clark, «A Dual-Band Feed System,» de *International Conference on Antennas and Propagation*, Edinburgh, 1993.
- [20] M. T., «Compact Dual Band Feed for Mars Global Surveyor,» de *Antennas and Propagation Society International Symposium*, Newport Beach, CA, 1995.
- [21] D. F.F., D. R.F. y R. Ya.O., «Dual-Band Antenna System of Metal-Dielectric Structure in Corrugated Horn». UA Patente 03402, 29 03 2007.
- [22] J. C. Chen y P. H. Stanton, «X/Ka-Band Dual Frequency Horn Design,» de *Antennas and Propagation Society International Symposium*, Seattle, 1994.
- [23] F. Robert, W. F. Williams y S. B. Cohn, «Dual-Band Combiner for Horn Antenna». US Patente 4199764, 22 04 1980.
- [24] P. H. Stanton, D. J. Hoppe y H. Reilly, «Development of a 7.2, 8.4, and 32 Gigahertz (X-/X-/Ka-Band) Three-Frequency Feed for the Deep Space Network,» *The Telecommunications and Mission Operations Progress Report*, Vols. %1 de %2January-March 1991, nº 42-145, pp. 1-20, 01 2001.
- [25] M. Johansson y P. -S. Kildal, «Coaxially Fed Dual-Frequency Horn for Offset Parabolic Reflector,» de *Antennas and Propagation Society International Symposium*, Newport Beach, 1995.
- [26] G. Verstraeten, «Ka/Ku Dual Band Feed Horn and Orthomode Transduce (OMT)». US Patente US2002/0175875 A12, 28 11 2002.
- [27] F. Robert y K. A. Green, «Multifrequency Broadband Polarized Horn Antenna». US Patente 4258366, 24 03 1981.

- [28] G. L. James, P. R. Clark y K. J. Greene, «Diplexing Feed Assemblies for Application to Dual-Reflector Antennas,» *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 51, nº 5, pp. 1024-1029, 05 2003.
- [29] H. Z. Zhang, «Dual-band Coaxial Feed System with Ridged and T-septum Sectoral Waveguides,» *IEE Proceedings - Microwaves, Antennas and Propagation*, vol. 152, nº 5, pp. 305-310, 07 Octubre 2005.
- [30] D. F.F., D. R.F., O. Yu.A. y R. Ya.O., «Dual-Band Combining Antenna System». UA Patente 03406, 29 03 2007.
- [31] D. F.F., D. R.F. y O. Yu.A., «Multiband Coaxial Horn System». UA Patente 03407, 29 03 2007.
- [32] M. GmbH. [En línea]. Available: <http://www.mician.com>.
- [33] ANSYS. [En línea]. Available: <http://www.ansys.com>.
- [34] C. Granet, G. L. James, R. Bolton y G. Moorey, «A Smooth-Walled Spline-Profile Horn as an Alternative to the Corrugated Horn for Wide Band Millimeter-Wave Applications,» *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 52, nº 3, pp. 848-854, 2004.
- [35] J. Teniente, A. Martínez, B. Larumbe, A. Ibañez y R. Gonzalo, «Design Guidelines of Horn Antennas that combine Horizontal and Vertical Corrugations for Satellite Communications,» *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 63, nº 4, pp. 1314-1323, 2015.
- [36] P. Sarasa, M. Diaz-Martin, J.-C. Angevain y C. Mangenot, «New Compact OMT based on a Septum Solution,» de *Proceedings of the 5th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP)*, Rome, 2011.