

E.T.S. de Ingeniería Industrial,
Informática y de Telecomunicación

Sistema feed cuatri-banda X/Ka de doble profundidad de corrugación para comunicaciones por satélite



Grado en Ingeniería
en Tecnologías de Telecomunicación

Trabajo Fin de Grado

Rubén Caballero Nagore

Jorge Teniente Vallinas

Pamplona, 24/06/2016



1 Índice

1.1 Índice de contenidos

1	ÍNDICE.....	2
1.1	ÍNDICE DE CONTENIDOS.....	2
1.2	ÍNDICE DE FIGURAS.....	4
2	ABSTRACT Y RESUMEN	7
3	INTRODUCCIÓN	9
3.1	MOTIVACIÓN.....	9
3.2	OBJETIVO.....	9
3.3	PRINCIPIOS BÁSICOS DE LAS ANTENAS.....	10
3.3.1	<i>Concepto de antena.....</i>	<i>10</i>
3.3.2	<i>Tipos de antenas</i>	<i>10</i>
3.3.3	<i>Funcionamiento básico de una antena</i>	<i>11</i>
3.3.4	<i>Parámetros de antenas en transmisión</i>	<i>13</i>
3.3.4.1	Impedancia.....	13
3.3.4.2	Intensidad de radiación.....	13
3.3.4.3	Diagrama de radiación.....	14
3.3.4.4	Directividad.....	15
3.3.4.5	Polarización.....	16
3.3.4.6	Ancho de banda	17
3.3.5	<i>Parámetros de antenas en recepción</i>	<i>17</i>
3.3.5.1	Adaptación.....	17
3.3.5.2	Área efectiva	17
3.3.6	<i>Ecuación de transmisión</i>	<i>18</i>
3.3.7	<i>Temperatura de ruido de antena</i>	<i>19</i>
3.4	ANTENAS DE BOCINA.....	21
3.4.1	<i>Introducción</i>	<i>21</i>
3.4.2	<i>Diagrama de radiación</i>	<i>22</i>
3.4.3	<i>Desadaptación de entrada</i>	<i>23</i>
3.4.4	<i>Eficiencia de apertura</i>	<i>23</i>
3.4.5	<i>Estabilidad del centro de fase</i>	<i>24</i>
3.5	MODOS ELECTROMAGNÉTICOS	24
3.5.1	<i>Guía de onda rectangular.....</i>	<i>24</i>
3.5.1.1	Modos TE.....	25
3.5.1.2	Modos TM.....	26
3.5.2	<i>Guía de onda circular</i>	<i>28</i>
3.5.2.1	Modos TE.....	28
3.5.2.2	Modos TM.....	30
3.5.3	<i>Guía de onda coaxial.....</i>	<i>31</i>
3.5.3.1	Modos TEM.....	31
3.5.3.2	Modos de alto orden.....	32
4	ESTADO DEL ARTE	34
4.1	DISEÑO DE ANTENAS DE BOCINA MULTIMODO	34
4.1.1	<i>Dualmode Feed Horn.....</i>	<i>34</i>
4.1.2	<i>Potters Horn with Scalar Rings</i>	<i>35</i>
4.1.3	<i>Antenas Multimodo mediante Discontinuidades</i>	<i>35</i>
4.1.4	<i>Antenas de Perfil Liso excitadas mediante Sección Corrugada.....</i>	<i>36</i>

4.1.5	<i>Sistema Coaxial de Doble Banda y Doble Polarización</i>	36
4.1.6	<i>Sistema Coaxial en Banda S/X con Capacidad de Tracking</i>	38
4.2	DISEÑO DE ANTENAS DE BOCINA CORRUGADAS MULTIBANDA.....	38
4.2.1	<i>Antenas Dual Band con Doble Corrugación</i>	38
4.2.2	<i>Antenas Corrugadas Coaxiales Dual Band</i>	39
4.2.3	<i>Antenas Corrugadas Dual Band con Múltiples Tipos de Superficies</i>	41
4.2.4	<i>Antenas Corrugadas Dual Band S/X con Combinador</i>	42
4.2.5	<i>Antenas con Corrugaciones Longitudinales y Varilla Dieléctrica Interior</i>	45
4.2.6	<i>Antenas de Bocina Cónicas Corrugadas Multifrecuencia</i>	46
4.3	DISEÑO DE ANTENAS DE BOCINA MULTIBANDA RELLENAS DE DIELECTRICO.....	47
4.3.1	<i>Antenas de Bocina Simple Rellena de Dieléctrico</i>	47
4.3.2	<i>Antena de Bocina Rellena de Dieléctrico con Varilla de Dieléctrico Interior</i>	51
4.3.3	<i>Antenas de Bocina Rellena Coaxialmente de Dieléctrico</i>	51
5	DISEÑO DEL FEED	53
5.1	PRIMERAS NOCIONES CON MICIAN.....	53
5.1.1	<i>¿Qué es Mician?</i>	53
5.1.2	<i>¿Cómo se usa?</i>	53
5.1.3	<i>Pautas iniciales para el diseño de una antena de bocina corrugada</i>	66
5.1.4	<i>Optimización</i>	67
5.2	DISEÑO Y PREPARACIÓN DEL OMTJ	70
5.2.1	<i>Diseño de OMTJ con alimentación transversal</i>	71
5.3	DISEÑO DE LA ANTENA	73
5.3.1	<i>Objetivo</i>	73
5.3.2	<i>Primeros pasos</i>	73
5.3.2.1	<i>Cutoff y simetrías</i>	74
6	ANALYZED DESIGNS	75
6.1	FIRST DESIGN.....	75
6.2	SECOND DESIGN.....	76
6.3	THIRD DESIGN.....	77
6.4	FOURTH DESIGN	80
6.5	FIFTH DESIGN	82
6.6	SIXTH DESIGN	83
6.7	SEVENTH DESIGN.....	90
6.8	EIGHTH DESIGN.....	95
7	COMPROBACIÓN EN HFSS	101
8	CONCLUSIÓN	106
9	BIBLIOGRAFÍA	107

1.2 Índice de Figuras

Figura 3.1 – Antena de cable	10
Figura 3.2 – Antena de bocina	10
Figura 3.3 – Antena tipo parche.....	11
Figura 3.4 – Array de antenas.....	11
Figura 3.5 – Antena reflectora.....	11
Figura 3.6 – Coordenadas esféricas.....	13
Figura 3.7 – Diagramas de radiación con coordenadas cartesianas y polares.....	15
Figura 3.8 – Ejemplos antenas de bocina en guía circular y rectangular.....	21
Figura 3.9 – Ejemplos de perfiles de antenas de bocina: (a) lineal, (b) escalonada, (c) corrugada, (d) seno-cuadrado, (e) gaussiano y (f) general.	22
Figura 3.10 – Centro de fases en el plano p	24
Figura 3.11 – Guía rectangular.....	25
Figura 3.12 – Atenuación de los modos en guía rectangular	27
Figura 3.13 – Representación de las líneas de campo de diferentes modos en guía rectangular	28
Figura 3.14 – Guía de onda circular.....	28
Figura 3.15 – Atenuación de los modos en guía circular	31
Figura 3.16 – Frecuencias de corte de los modos TE y TM para una guía de onda circular	31
Figura 3.17 – Línea coaxial	32
Figura 3.18 – Líneas de campo a la izquierda modos TEM y a la derecha TE ₁₁ de una línea coaxial.....	32
Figura 3.19 – Frecuencia de corte normalizada del modo dominante TE ₁₁ de una guía de onda coaxial.....	33
Figura 4.1 – Diagrama Vectorial del Modo Dominante, el de Orden Superior y el Resultante en Guía Circular	34
Figura 4.2 – Dualmode Feed Horn	35
Figura 4.3 – Potters Horn with Scalar Rings	35
Figura 4.4 – Antenas Multimodo mediante Discontinuidades.....	36
Figura 4.5 – Antena de Perfil Liso Excitada Mediante Sección Corrugada.....	36
Figura 4.6 – Sistema Coaxial de Doble Banda para el Radiotelescopio Parkes	37
Figura 4.7 – Sistema Coaxial de Doble Banda y Doble Polarización Circular	37
Figura 4.8 – Sistema Coaxial en Banda S/X con Capacidad de Tracking.....	38
Figura 4.9 – a) Antena Dual Band con Doble Corrugación, b) Configuración de las Corrugaciones de Doble Profundidad.....	39
Figura 4.10 – Antena Coaxial Corrugada de Doble Banda	39
Figura 4.11 – Modelo 3D del Sistema Coaxial X/Ka con Polarización Circular	40
Figura 4.12 – Esquema Transversal del Sistema Coaxial X/Ka con Polarización Circular	40
Figura 4.13 – Bocina Corrugada con Antena disk-on-rod.....	41
Figura 4.14 – Bocina Dual Band X/Ka	42
Figura 4.15 – a) Bocina Dual Band con Combinador, b) Corte Transversal del Combinador.....	43
Figura 4.16 – Sistema en Banda X/Ka con Bocina Corrugada y Sistema de Alimentación	44
Figura 4.17 – Corte Transversal del Sistema X/Ka con Bocina Corrugada y Sistema de Alimentación.....	44
Figura 4.18 – Junction de Seis Puertos con Transición de Guía Rectangular a Circular	45

Figura 4.19 – Antena de Bocina con Doble Corrugación para Bandas S/X	45
Figura 4.20 – Bocina con Corrugaciones Longitudinales y Varilla Dieléctrica	46
Figura 4.21 – Antena de Bocina Corrugada con Alimentador Multifrecuencia.....	47
Figura 4.22 – Antena de Bocina Dual Band Rellena de Dieléctrico con OMT	48
Figura 4.23 – Diseño Inicial OMJ	48
Figura 4.24 – Diseño OMJ con guías T-septum.....	49
Figura 4.25 – Esquema de la Sección de la Bocina.....	49
Figura 4.26 – Sistema de Alimentación para la Generación de Polarización Circular.....	50
Figura 4.27 – Diseño Final Compacto del Sistema	51
Figura 4.28 – Antena Rellena de Dieléctrico con Varilla de Dieléctrico para Alta Frecuencia	51
Figura 4.29 – Antena de Bocina Coaxial Rellena de Dieléctrico	52
Figura 5.1 – Circuito básico de una bocina.....	53
Figura 5.2 – Elemento bor_corrugated.....	54
Figura 5.3 – Ayuda bor_corrugated.....	54
Figura 5.4 – Ayuda 2 bor_corrugated.....	55
Figura 5.5 – Propiedades de configuración de bor_corrugated	55
Figura 5.6 – Librerías	56
Figura 5.7 – Librería radiation.....	56
Figura 5.8 – Configuración de elementos. Main.....	57
Figura 5.9 – Configuración de elementos. Geometries	58
Figura 5.10 – Variables.....	59
Figura 5.11 – Bocina corrugada lineal	59
Figura 5.12 – Circuito con subcircuito y radiation	60
Figura 5.13 – Bocina corrugada lineal con superficie de radiación.....	60
Figura 5.14 – Geometría de la superficie de radiación.....	61
Figura 5.15 – Configuración de los diagramas de radiación.....	62
Figura 5.16 – Configuración de rangos de frecuencias.....	62
Figura 5.17 – Diagrama de radiación copolar.....	63
Figura 5.18 – Respuesta en frecuencia.....	64
Figura 5.19 – Configuración de variable de salida	64
Figura 5.20 – Configuración de un parámetro de scattering para la respuesta en frecuencia...	65
Figura 5.21 – Configuración de un parámetro de radiación para la respuesta en frecuencia....	65
Figura 5.22 – Menú de funciones para variables de salida de radiación.....	66
Figura 5.23 – Requisitos de optimización	68
Figura 5.24 – Diseño 3D del OMTJ con alimentación longitudinal	70
Figura 5.25 – Diseño 3D del OMTJ con alimentación transversal.....	71
Figura 5.26 – Corte del OMTJ	72
Figura 5.27 – Esquema de la antena del artículo.....	74
Figura 5.28 – Configuración de simetrías.....	75
Figura 6.1 – 3D Model of the First Design.....	76
Figura 6.2 – Element: twist.....	77
Figura 6.3 – 3D Model of the Second Design	77
Figura 6.4 – 3D Model of the Third Design	79
Figura 6.5 – Optimization Requirements of the third Design	80
Figura 6.6 – Ka band Spline Horn	81

Figura 6.7 – Forth Design Return Loss and Directivity.....	81
Figura 6.8 – 3D Model of the fifth Design.....	82
Figura 6.9 – Linear Taper.....	83
Figura 6.10 – 3D Design of the Sixth Design.....	84
Figura 6.11 – Cut of the Sixth Design.....	84
Figura 6.12 – Return Loss and Directivity of the Sixth Design.....	85
Figura 6.13 – Copolar and Crosspolar pattern for 7.2GHz for the Sixth Design	86
Figura 6.14 – Copolar and Crosspolar pattern for 8.425GHz for the Sixth Design	86
Figura 6.15 – Copolar and Crosspolar pattern for 32GHz for the Sixth Design.....	87
Figura 6.16 – Copolar and Crosspolar pattern for 34.6GHz for the Sixth Design.....	87
Figura 6.17 – Sixth Design horn circuit	88
Figura 6.18 – Copolar and Crosspolar pattern with maximum in 7° Sixth Design.....	89
Figura 6.19 – 3D model of the Seventh Design	90
Figura 6.20 – Plane Cut of the Seventh Design.....	91
Figura 6.21 – Copolar and Crosspolar pattern for 7.2GHz for the Seventh Design	91
Figura 6.22 – Copolar and Crosspolar pattern for 8.425GHz for the Seventh Design.....	92
Figura 6.23 – Copolar and Crosspolar pattern for 32.05GHz for the Seventh Design.....	92
Figura 6.24 – Copolar and Crosspolar pattern for 34.55GHz for the Seventh Design.....	93
Figura 6.25 – Directivity and Return Loss of the Seventh Design	93
Figura 6.26 – Crosspolar Level of the Seventh Design.....	94
Figura 6.27 – 29 Deg Taper of the Seventh Design	94
Figura 6.28 – Ka Band Septum.....	95
Figura 6.29 – X Band Septum.....	95
Figura 6.30 – Representation of the Field distribution inside the Septum (Horizontal Polarization).....	96
Figura 6.31 – Representation of the Field distribution inside the Septum (Vertical Polarization)	96
Figura 6.32 – Plane Cut for the Last Design.....	96
Figura 6.33 – Copolar and Crosspolar pattern for 7.2GHz for the Last Design	97
Figura 6.34 – Copolar and Crosspolar pattern for 8.425GHz for the Last Design.....	97
Figura 6.35 – Copolar and Crosspolar pattern for 32.05GHz for the Last Design.....	98
Figura 6.36 – Copolar and Crosspolar pattern for 34.55GHz for the Last Design.....	98
Figura 6.37 – Directivity and Return Loss of the Last Design	99
Figura 6.38 – Crosspolar Level of the Last Design.....	99
Figura 6.39 – 29 Deg Taper of the Last Design	100
Figura 7.1 – Diagrama copolar y cospolar a 7.2GHz HFSS	102
Figura 7.2 – Diagrama copolar y cospolar a 8.35GHz HFSS	102
Figura 7.3 – Diagrama copolar y cospolar a 32.05GHz HFSS.....	103
Figura 7.4 – Diagrama copolar y cospolar a 34.5GHz HFSS	103
Figura 7.5 – Parámetro S11 en banda X HFSS	104
Figura 7.6 – Parámetro S11 en banda Ka HFSS.....	104
Figura 7.7 – Nivel de cospolar máximo en banda X HFSS.....	105
Figura 7.8 – Nivel de cospolar máximo en banda Ka HFSS	105

2 Abstract y Resumen

English Abstract:

Abstract- This paper proposes a quad band corrugated horn antenna and feed chain design working simultaneously in the X and Ka frequency bands. The solution prepared for the next generation satellite communication systems is composed of a radial corrugated horn antenna for Ka band connected directly to another horn antenna than combines axial and radial corrugations for X band. The X band horn antenna part is fed by an OMTJ formed by four branches to allow dual polarization whereas the Ka band horn antenna reflects the X band frequencies thanks to the higher cutoff frequency of Ka band port and initial corrugations. The overall result which has been optimized for a science mission communication satellite specification requirement is prepared for dual linear or dual circular polarization and results in a very compact design, it is easier to manufacture than the coaxial quad band approach and results to be ideal for such application.

Resumen en Español:

El objetivo de este Trabajo Fin de Grado (TFG) es diseñar un feed para cuatro bandas frecuenciales que funcionan simultáneamente. Dos de las bandas se encuentran en la banda X (Tx y Rx) y otras dos se encuentran en la banda Ka (Tx y Rx). Se tratará de que se emplee además una doble polarización.

Hay tres posibles diseños con los que acometer estos requisitos, el primero de ellos sería una bocina en la que se acoplan la banda X y la banda Ka por el mismo puerto; el segundo diseño sería emplear una antena coaxial siendo el coaxial interior para la banda Ka y el exterior para la banda X; por último el tercer diseño es el que se presentará en este TFG, la una única bocina a la que se le acopla la banda X a su mitad empleando un OMTJ. Se realizará una comparación entre el diseño de Iker Gomez en su TFG (diseño coaxial) y el diseño de éste TFG.

Los objetivos son muy ambiciosos puesto que se requiere la misma directividad tanto para la banda Ka como para la banda X y como en el diseño que se va a emplear, la banda Ka atraviesa toda la bocina, y la parte final de la bocina tiene una apertura adecuada para banda X, resultará complicado conseguir la misma directividad en ambas bandas.

Para el desarrollo del TFG se emplea Mician, un programa de simulación de sistemas de microondas pasivos que realiza las simulaciones empleando análisis modal lo cual es rápido y preciso. Para una comprobación final se emplea HFSS el cual emplea discretización en polígonos en 3D que requiere mucho más tiempo, es menos precisa, y necesita un ordenador muy potente.

El OMTJ es una parte crucial del diseño que habrá que diseñar partiendo ya de un diseño muy similar para otras bandas frecuenciales distintas. El OMTJ se encargará de acoplar a su mitad la bocina la banda X. Habrá que realizar un diseño de la bocina acorde con el OMTJ.

Se tratará de conseguir diseñar diferentes versiones de OMTJ pero que resultaron inservibles.

En los primeros diseños de sistemas feed, se centran todos los esfuerzos en que el parámetro S11 sea adecuado (-20dB como mínimo).

Se realiza un diseño en el que la bocina se divide en dos bocinas, una seguida a la otra, separadas por el acoplo de la banda X llevado a cabo por el OMTJ, la primera bocina, será una bocina corrugada en banda Ka y la segunda será una bocina tanto con corrugaciones axiales como raciales. Ésta bocina de "banda X/Ka" (ya que es atravesada por ambas bandas) posee unos chokes o corrugaciones axiales justo tras la incorporación de la banda X, los cuales realizarán una buena adaptación para la banda X y no estropearán el diagrama de radiación de banda Ka, también ésta bocina posee un periodo de corrugación de banda Ka para no destrozarse el diagrama de radiación de banda Ka a su paso.

Se van incorporando mejoras al diseño; la primera de ellas es una bocina de banda Ka más larga que pasa a ser de 10 corrugaciones a 18 corrugaciones, con este cambio se mejora bastante el parámetro S11. El siguiente cambio es incorporar un taper lineal entre la guía de onda circular por donde se acopla la banda X y el radio del primer choke, de esta forma se mejora también el parámetro S11. Tras estas incorporaciones el parámetro S11 es para todas las bandas mejor que -20dB, y para casi todas las frecuencias de -25dB.

Con un diseño ya casi final, se realizan pruebas con el número de corrugaciones de banda X/Ka y se consigue reducir en 5 el número de corrugaciones manteniendo el mismo resultado. Se optimiza durante varios días todo el sistema para lograr un mejor rendimiento.

Una vez con el diseño terminado se incorporarán unos polarizadores septum con un desfase de 180° para lograr una doble polarización lineal, tras su incorporación, los resultados son muy similares.

Por último se realiza una simulación en HFSS para comprobar que los resultados de Mician son correctos, y así es, con HFSS se validan los resultados.

3 Introducción

3.1 Motivación

La necesidad de mayor ancho de banda en las comunicaciones por satélite ha llevado a la subida en frecuencia de las mismas. Ahora se emplea la banda X para las comunicaciones por satélite, pero se está implementando la banda Ka también como una actualización para lograr mayores velocidades en los enlaces.

Una forma para facilitar su implementación es la utilización de feeds que funcionen en ambas bandas frecuenciales, X y Ka.

3.2 Objetivo

El objetivo de este Trabajo Fin de Grado (TFG) es diseñar un feed basado en una antena corrugada para cuatro bandas frecuenciales con sus OMTJ y OMT. Las bandas de frecuencia para las que se diseña son la banda X y la banda Ka. Se emplean estas bandas puesto que de esta forma se mantiene la banda X para las comunicaciones por satélite actuales, y se incorpora la banda Ka para el futuro de las comunicaciones por satélite.

Se conseguirá un feed cuatri-banda con doble polarización lineal para cada banda frecuencial y con fácil implementación de polarización circular con unos pocos polarizadores.

Se diseñarán a su vez el OMTJ y OMT del feed para lograr dicha doble polarización lineal.

Para lograr tales objetivos se llevará a cabo una lista más concreta en la que aparezcan ordenados cronológicamente con el fin de facilitar el diseño del feed cuatri-banda:

1. Conocer las características básicas de una antena cualquiera.
2. Conocer el funcionamiento de una antena de bocina corrugada.
3. Lectura de papers relacionados con antenas de doble, triple y cuatri-banda.
4. Aprender a manejar el programa Mician [1] para realizar las simulaciones.
5. Realización del diseño de bocinas tanto corrugadas como spline.
6. Diseño del OMTJ.
7. Diseño de la antena empleando el OMTJ.
8. Aprendizaje de uso del programa HFSS de simulación electromagnética de propósito general.
9. Aprendizaje de exportación de resultados en 3D.
10. Verificación de resultados con HFSS.

3.3 Principios Básicos de las Antenas

Para el desarrollo de éste capítulo se emplean referencias bibliográficas a Ángel Cardama [2] y Constantine A. Balanis [3].

3.3.1 Concepto de antena

Una antena es un dispositivo metálico que es capaz de radiar o recibir ondas electromagnéticas. Una antena transmisora realizará 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 pueden además asignar un carácter direccional. La representación de la onda guiada se realiza por voltajes y corrientes (hilos conductores y líneas de transmisión), por campos (guías de ondas) o en el espacio libre, mediante campos.

3.3.2 Tipos de antenas

Existen diferentes tipos de antenas que se podrían resumir en los siguientes:

-**Antenas de cable.** Puede ser un simple dipolo, para la radio FM, WIFI...



Figura 3.1 – Antena de cable

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



Figura 3.2 – Antena de bocina

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

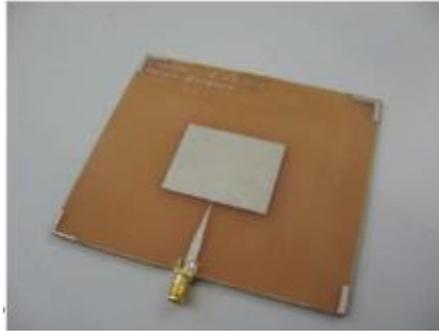


Figura 3.3 – Antena tipo parche

-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 3.4 – Array de antenas

-Antenas reflectoras. Diseñadas normalmente para comunicaciones de muy larga distancia, normalmente espaciales, y que en su mayoría son de forma parabólica o similar.



Figura 3.5 – Antena reflectora

3.3.3 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 $c = 3 * 10^8 m/s$, 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 Tabla 3.1. Cada aplicación tiene asignada por los organismos de normalización unas determinadas porciones de ese espectro.

Frecuencias	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 tráfico aéreo, ayudas a la navegación
0.3 – 3 GHz	UHF (Ultra alta frecuencia)	Televisión, hornos domésticos, comunicaciones satélite, radares de vigilancia
3 – 30 GHz	SHF (Súper alta frecuencia)	Radares embarcados, de policía, de aeropuertos, comunicaciones vía satélite, radioenlaces, televisión por cable
30 – 300 GHz	EHF (Extremadamente alta frecuencia)	Radar, localización de misiles

Tabla 3.1 – Bandas frecuenciales

Para la banda de las microondas se realiza una subdivisión más concreta mostrada en la Tabla 3.2

Frecuencias (GHz)	Designación IEEE	Designación Militar	
0.10 – 0.25	VHF	A	
0.25 – 0.50	VHF - UHF	B	
0.50 – 1.00	UHF	C	
1.00 – 2.00	L	D	
2.00 – 3.00	S	E	
3.00 – 4.00		F	
4.00 – 6.00	C	G	
6.00 – 8.00		H	
8.00 – 10.00	X	I	
10.00 – 12.40		J	
12.40 – 18.00	Ku		
18.00 – 20.00	K		
20.00 – 26.50		K	
26.50 – 40.00	Ka	L	
40.00 – 60.00	Ondas Milimétricas		
60.00 – 100.00			M
100.00 – 140.00			N
140.00 – 300.00			
300.00 -		Ondas Submilimétricas	

Tabla 3.2 – Bandas de microondas

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.

3.3.4 Parámetros de 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 de comunicación.

3.3.4.1 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 el sentido 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.

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

3.3.4.2 Intensidad de radiación

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

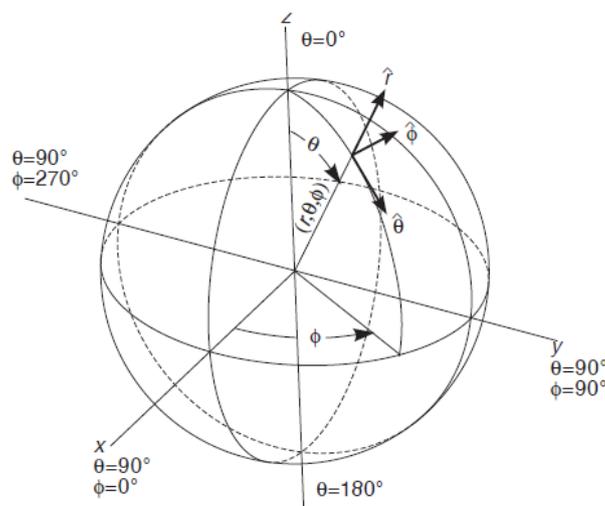


Figura 3.6 – Coordenadas esféricas

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:

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

3.3.4.3 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 fase de la antena*.

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

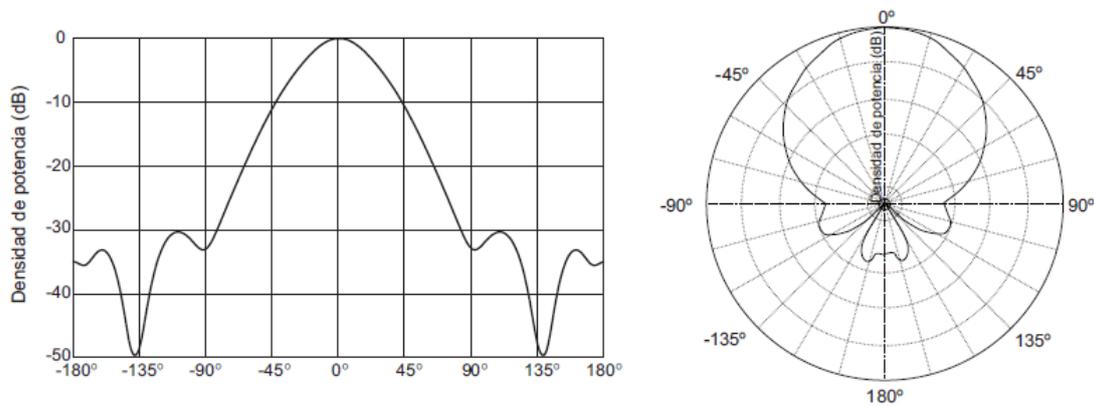


Figura 3.7 – Diagramas de radiación con coordenadas cartesianas y polares

En un diagrama de radiación habitual, se aprecia un lóbulo donde el campo E es máximo, se denomina *lóbulo principal*, a los lóbulos adyacentes se les denomina *lóbulos secundarios* o *lóbulos laterales*.

Definiremos unos parámetros importantes de cualquier diagrama:

-**Ancho de haz a -3dB ($\Delta\theta_{-3dB}$)**. Es la anchura en grados o radianes del lóbulo principal cuando cae su potencia a la mitad del máximo. También se define para -10dB y entre ceros, que se diferencia 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.

-**Relación de lóbulo principal a secundario (NLPS)**. Es la relación entre los máximos del lóbulo principal y el lóbulo secundario. Resulta de interés 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.

3.3.4.4 Directividad

Antes de comenzar este apartado habría que introducir el concepto de *antena isótropa* 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 *directividad* podría definirse como 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 isótropa que radiase la misma potencia que la antena. Normalmente el dato que interesa es la directividad en la dirección de máxima radiación.

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

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

$$G(\theta, \Phi) = \frac{\rho(\theta, \Phi)}{\frac{P_{entregada}}{4\pi r^2}} = \frac{P_{radiada}}{P_{entregada}} \frac{\rho(\theta, \Phi)}{\frac{P_{radiada}}{4\pi r^2}} = \eta_l D(\theta, \Phi) \quad (5)$$

3.3.4.5 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 derechas* 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 cuán circular es una polarización que estrictamente es elipsoidal. La relación axial cuanto más cercana es 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 crosplar. Para polarizaciones lineales sucede lo mismo, pero siendo la componente copolar la del campo que predomina, y la crosplar la del campo ortogonal al copolar.

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

3.3.4.6 Ancho de banda

Cualquier antena ha de ser diseñada para una, o unas 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 para altas frecuencias (pequeñas longitudes de onda).

A la capacidad de ofrecer unas características de radiación desde una frecuencia inferior, hasta otra superior se le denomina *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.

3.3.5 Parámetros de antenas en recepción

La antena en recepción se encarga de captar la potencia de la onda incidente en ella y de transferirla al receptor de la forma energéticamente más eficiente posible. Para definir una antena receptora los parámetros fundamentales a tener en cuenta son los que se desarrollan en este apartado.

3.3.5.1 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 .

$$C_a = \frac{4R_a R_L}{(R_a + R_L)^2 + (X_a + X_L)^2} \quad (6)$$

Quedando entonces la potencia total en la carga receptora:

$$P_L = P_{Lmax} C_a \quad (7)$$

3.3.5.2 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.

$$A_{ef} = \frac{P_L}{\rho} \quad (8)$$

3.3.6 Ecuación de transmisión

Se definirá 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:

$$\rho = \frac{P_r}{4\pi r^2} \quad (9)$$

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

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

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 en envía la antena transmisora. Esto se hace con la eficiencia de apertura del receptor.

$$P_L = \frac{P_r}{4\pi r^2} D_T A_{efR} \quad (11)$$

El área efectiva se puede calcular con la siguiente ecuación:

$$\frac{A_{efR}}{D_R} = \frac{\lambda^2}{4\pi} \quad (12)$$

Siendo D la directividad de la antena receptora.

Ésta sería la ecuación de transmisión siempre y cuando el transmisor y el receptor no tengan pérdidas, y estén perfectamente alineadas, evitando también pérdidas por desacoplo de polarización.

Reescribiendo un poco la ecuación, se consigue diferenciar que L_0 son las pérdidas de propagación en espacio libre para dos antenas isotrópicas.

$$L_0 = 20 \log \frac{4\pi r}{\lambda} = 22 + 20 \log \frac{r}{\lambda} \quad (13)$$

De esta forma, la ecuación final será:

$$P_{Rx} = P_{Tx} - L_0 + G_{Tx} + G_{Rx} - C_{pol} - L_x [dB] \quad (14)$$

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

$$C_p = |\hat{e}_t * \hat{e}_r|^2 \quad (15)$$

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

3.3.7 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.

$$P_N = kT_a BW \quad (16)$$

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:

$$T_a = \frac{1}{4\pi} \iint_{4\pi} T(\Omega) D(\Omega) d\Omega \quad (17)$$

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:

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

(18)

3.4 Antenas de bocina

Para el desarrollo de éste capítulo se emplea Handbook of Reflector Antennas and Feed Systems. Volume II [4].

3.4.1 Introducción

Las antenas de bocina son un tipo de antena de lo más extendido para las microondas. Empezaron 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 como en radio en la guía circular, de tal forma que se consigue una forma como las de las Figuras siguientes:



Figura 3.8 – Ejemplos 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 tanto para feeds individuales 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 éstos 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 Figura 3.9.

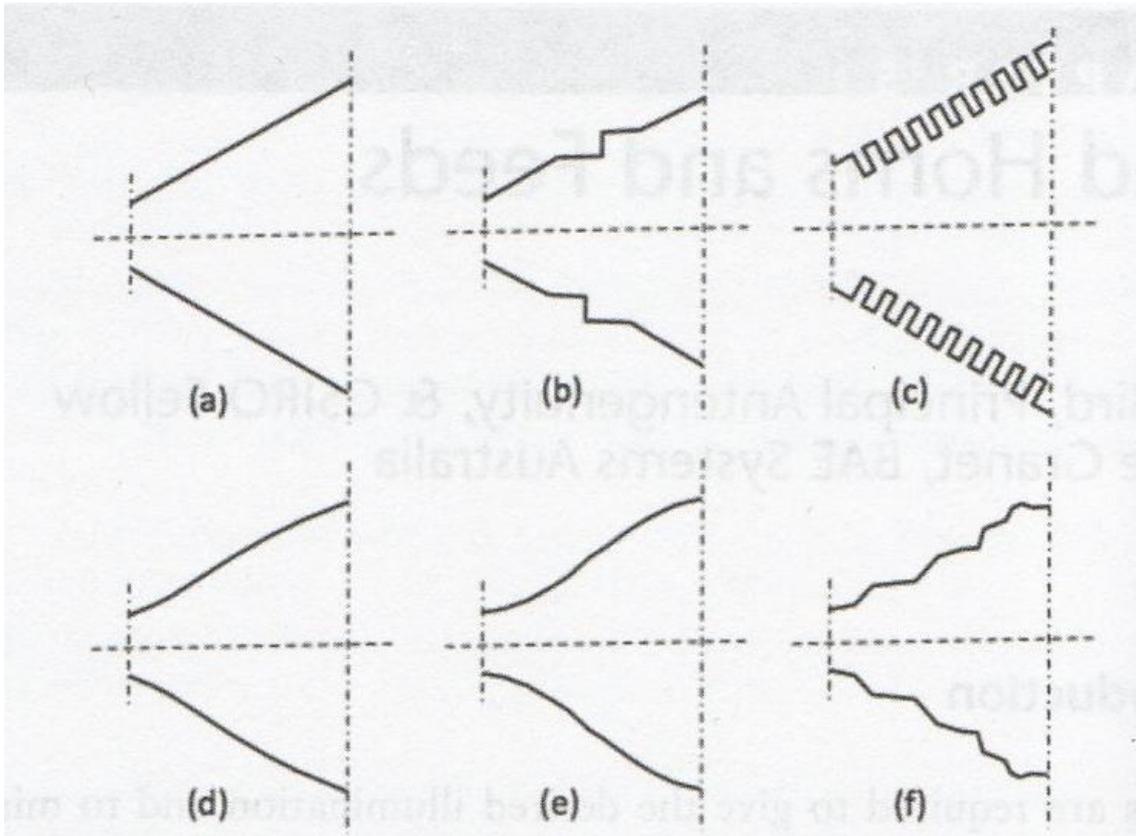


Figura 3.9 – Ejemplos de perfiles de antenas de bocina: (a) lineal, (b) escalonada, (c) corrugada, (d) seno-cuadrado, (e) gaussiano y (f) general.

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 cospolar 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 gran 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 mucho el diseño de cualquier tipo de bocina, cualesquiera que sean los requisitos.

3.4.2 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 cospolar suele bastar con aplicarlos solo a un plano, el de máxima cospolar, 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 cospolar 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.

3.4.3 Desadaptación de 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 S_{11} o parámetro de reflexión de entrada; S_{11} se refiere a la relación de la entrada del puerto 1 respecto a la salida del puerto 1, pero se le suele llamar S_{11} 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.

3.4.4 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 en la apertura de la bocina 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%.

3.4.5 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 de 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 de 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.

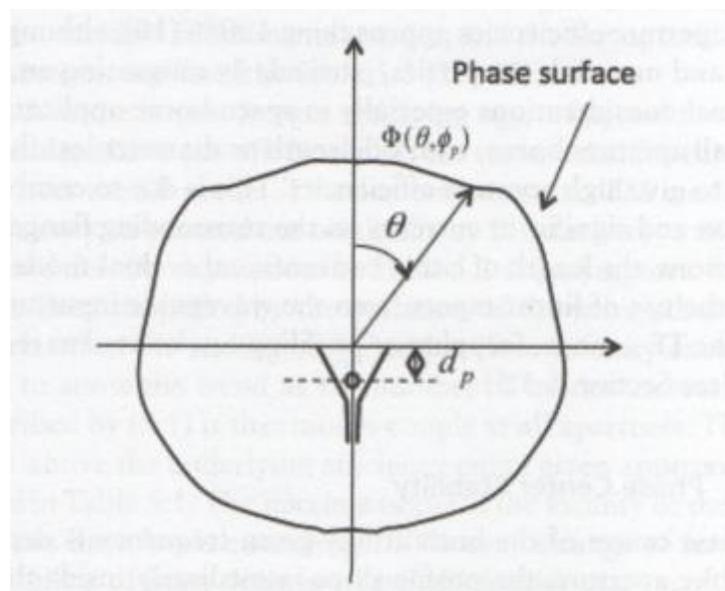


Figura 3.10 – Centro de fases en el plano p

3.5 Modos electromagnéticos

Para el desarrollo de éste capítulo se emplea el libro de David M. Pozar [5].

3.5.1 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 distintos modos TM y TE de una guía rectangular tendrán diferentes frecuencias de corte, por debajo de las cuales la propagación no es posible.

3.5.1.1 Modos TE

La geometría de una guía rectangular se muestra en la Figura 3.11 – Guía rectangular, 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 siempre $a > b$.

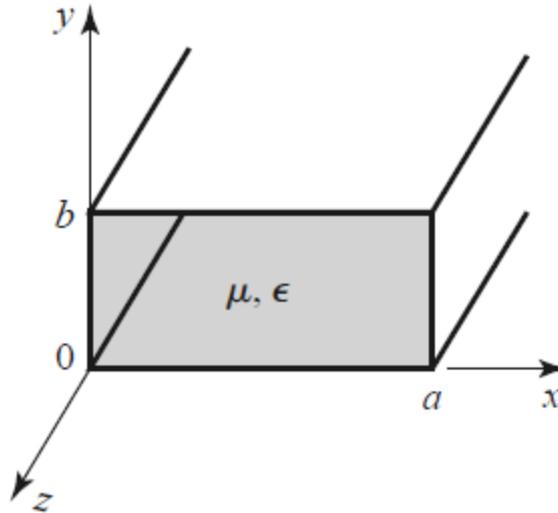


Figura 3.11 – Guía rectangular

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

$$\left(\frac{\delta^2}{\delta x^2} + \frac{\delta^2}{\delta y^2} + k_c^2 \right) h_z(x, y) = 0 \quad (19)$$

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:

$$\beta = \sqrt{k^2 - k_c^2} = \sqrt{k^2 - \left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 - \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2} \quad (20)$$

La cual es real correspondiéndose con un modo en propagación cuando:

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

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

$$f_{c_{mn}} = \frac{k_c}{2\pi\sqrt{\mu\epsilon}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\mu\epsilon}} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2} \quad (22)$$

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

$$f_{c_{10}} = \frac{1}{2a\sqrt{\mu\epsilon}} \quad (23)$$

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

A una frecuencia f concreta, solo los modos cuya $f > f_c$ se encuentran en propagación; 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*, *modos evanescentes* o *modos en cutoff*.

3.5.1.2 Modos TM

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

$$\left(\frac{\delta^2}{\delta x^2} + \frac{\delta^2}{\delta y^2} + k_c^2\right) e_z(x, y) = 0 \quad (24)$$

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:

$$\beta = \sqrt{k^2 - k_c^2} = \sqrt{k^2 - \left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 - \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2} \quad (25)$$

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} .

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

$$f_{c11} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\mu\epsilon}} \sqrt{\left(\frac{\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{\pi}{b}\right)^2} \quad (26)$$

La cual es algo superior a la mínima frecuencia de corte para los modos TE, como se puede apreciar en la Figura 3.12

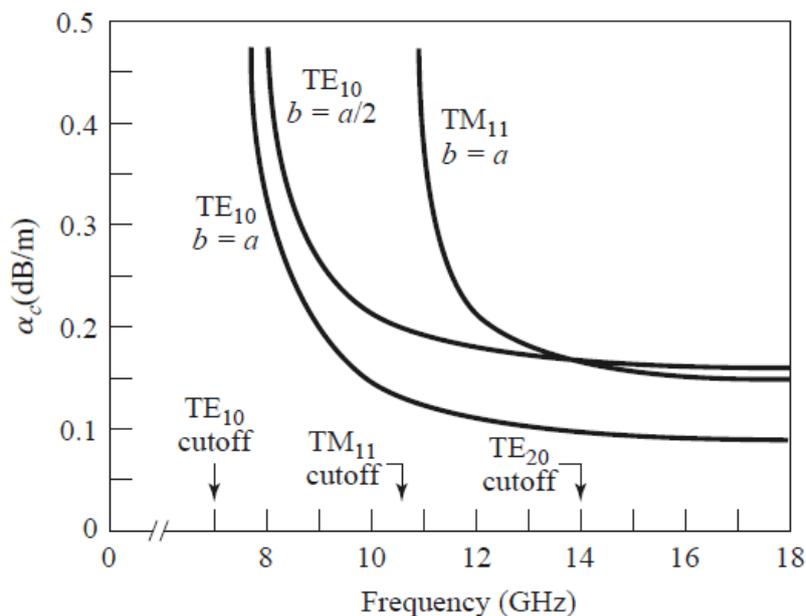


Figura 3.12 – Atenuación de los modos en guía rectangular

Los modos fundamentales y de órdenes más bajos se pueden ver en las siguientes Figura 3.13. Se muestran cortes de la guía de onda en los cuales se representan las líneas de campo.

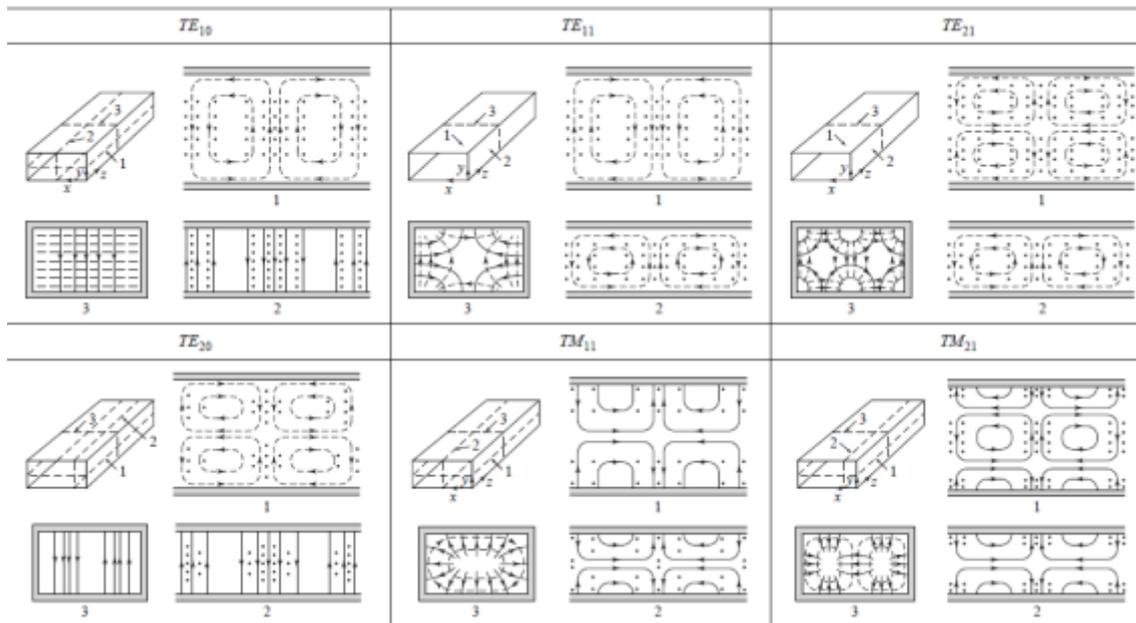


Figura 3.13 – Representación de las líneas de campo de diferentes modos en guía rectangular

3.5.2 Guía de onda circular

Una guía de onda circular hueca soporta tanto el modo TE como el TM. La Figura 3.14 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} .

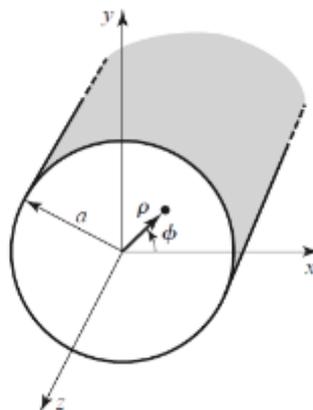


Figura 3.14 – Guía de onda circular

3.5.2.1 Modos TE

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

$$\nabla^2 H_z + k^2 H_z = 0 \quad (27)$$

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:

$$\left(\frac{\delta^2}{\delta\rho^2} + \frac{\delta}{\rho\delta\rho^2} + \frac{\delta^2}{\rho^2\delta\phi^2} + k_c^2 \right) h_z(\rho, \phi) = 0 \quad (28)$$

Tras operar la ecuación, se consigue llegar a:

$$K_{cnm} = \frac{p'_{nm}}{a} \quad (29)$$

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

Donde los valores de p'_{nm} son los de la Tabla 3.3:

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 3.3 – 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:

$$\beta = \sqrt{k^2 - k_c^2} = \sqrt{k^2 - \left(\frac{p'_{nm}}{a} \right)^2} \quad (30)$$

Con una frecuencia de corte de:

$$f_{cmn} = \frac{k_c}{2\pi\sqrt{\mu\epsilon}} = \frac{p'_{nm}}{2\pi a\sqrt{\mu\epsilon}} \quad (31)$$

El primer modo TE en propagarse es el modo con menor p'_{nm} , el cual según la Tabla 3.3 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 si hay un modo TE_{01}

3.5.2.2 Modos TM

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

$$\left(\frac{\delta^2}{\delta\rho^2} + \frac{\delta}{\rho\delta\rho^2} + \frac{\delta^2}{\rho^2\delta\phi^2} + k_c^2 \right) e_z = 0 \quad (32)$$

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 3.4 – Tabla de raíces de las funciones de Bessel para guía circular y modos TM

Tras operar la ecuación, se consigue llegar a:

$$K_C = \frac{p_{nm}}{a} \quad (33)$$

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 3.4.

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

$$\beta_{nm} = \sqrt{k^2 - k_c^2} = \sqrt{k^2 - \left(\frac{p_{nm}}{a}\right)^2} \quad (34)$$

Y la frecuencia de corte es:

$$f_{c_{nm}} = \frac{k_c}{2\pi\sqrt{\mu\epsilon}} = \frac{p_{nm}}{2\pi a\sqrt{\mu\epsilon}} \quad (35)$$

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} .

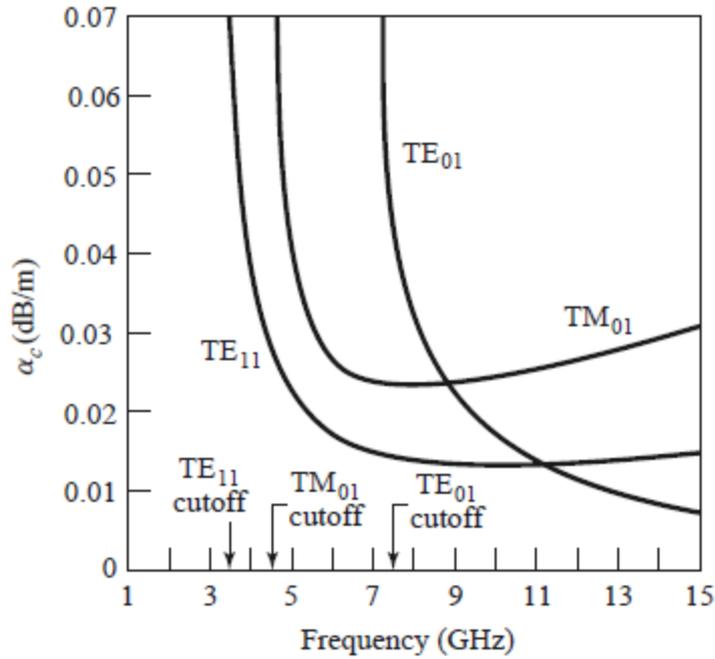


Figura 3.15 – Atenuación de los modos en guía circular

Si calculásemos las frecuencias de corte para cada modo, los primeros modos TE y TM serían los de la Figura 3.16, que salen ordenados y normalizados respecto a la frecuencia de corte del modo fundamental.

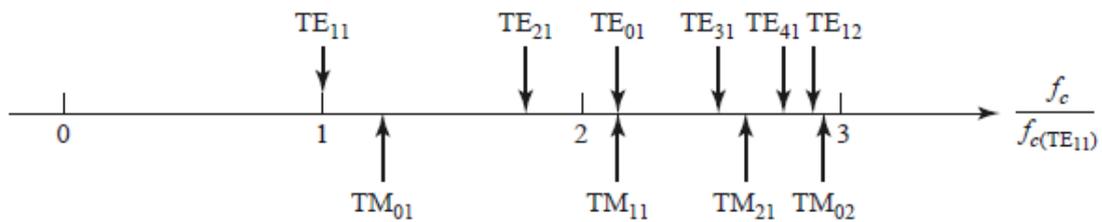


Figura 3.16 – Frecuencias de corte de los modos TE y TM para una guía de onda circular

3.5.3 Guía de onda coaxial

3.5.3.1 Modos TEM

La geometría de la línea de transmisión coaxial se muestra en la Figura 3.17, 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:

$$\frac{1}{\rho} \frac{\delta}{\delta \rho} \left(\rho \frac{\delta \Phi(\rho, \phi)}{\delta \rho} \right) + \frac{1}{\rho^2} \frac{\delta^2 \Phi(\rho, \phi)}{\delta \phi^2} = 0 \quad (36)$$

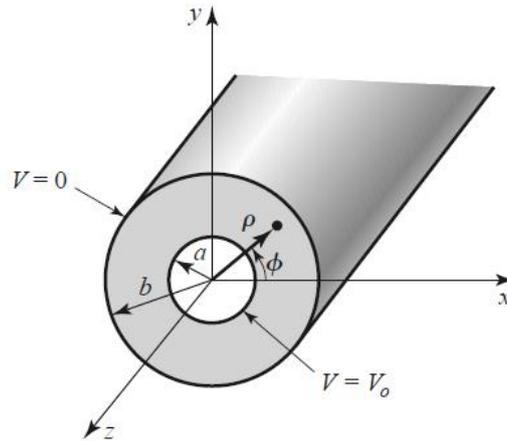


Figura 3.17 – Línea coaxial

3.5.3.2 Modos de alto orden

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 de que la frecuencia de corte del modo más bajo de orden es superior a la frecuencia para evitar así modos indeseados propagándose con diferentes constantes de propagación al mismo tiempo pudiendo causar efectos no deseados. Evitar la propagación de los modos de orden superior supone establecer un límite superior en el tamaño del cable coaxial, lo que conlleva un límite superior en la frecuencia de operación del cable.

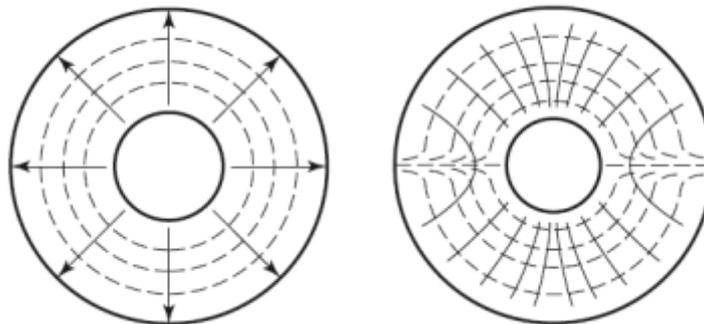


Figura 3.18 – Líneas de campo a la izquierda modos TEM y a la derecha TE₁₁ de una línea coaxial

Si se operan las ecuaciones, se llega a:

$$K_c = \frac{2}{a + b} \tag{37}$$

Entonces sabemos que la constante de propagación es la siguiente:

$$\beta_{nm} = \sqrt{k^2 - k_c^2} = \sqrt{k^2 - \left(\frac{2}{a+b}\right)^2} \quad (38)$$

Con su correspondiente frecuencia de corte

$$f_c = \frac{k_c}{2\pi\sqrt{\mu\epsilon}} = \frac{2}{2\pi\sqrt{\mu\epsilon}(a+b)} \quad (39)$$

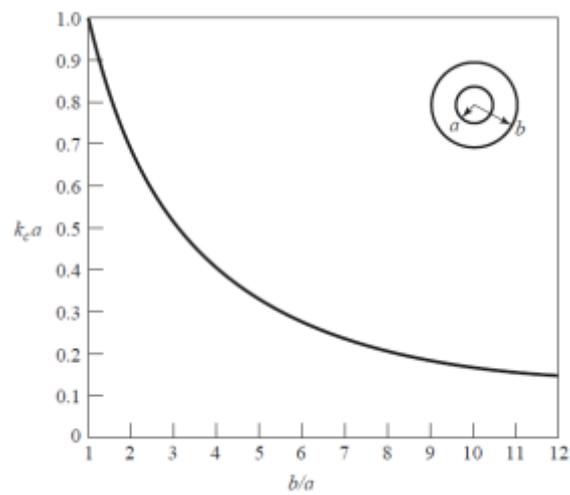


Figura 3.19 – Frecuencia de corte normalizada del modo dominante TE₁₁ de una guía de onda coaxial

4 Estado del arte

Para la realización de este proyecto se ha llevado a cabo 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 explican en [6].

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 4.1.

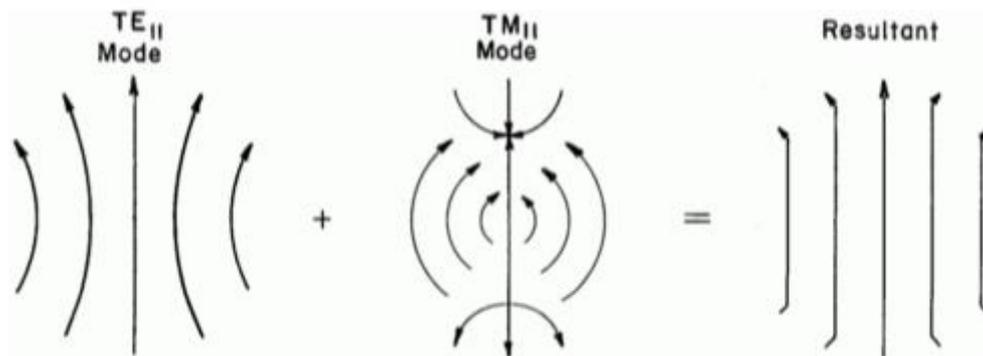


Figura 4.1 – Diagrama Vectorial del Modo Dominante, el de Orden Superior y el Resultante en Guía Circular

En la Figura 4.2 se puede apreciar un diseño de antena dualmode [7], donde el puerto de entrada es excitado con el modo TE_{11} . La apertura tiene un diámetro D_1 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.

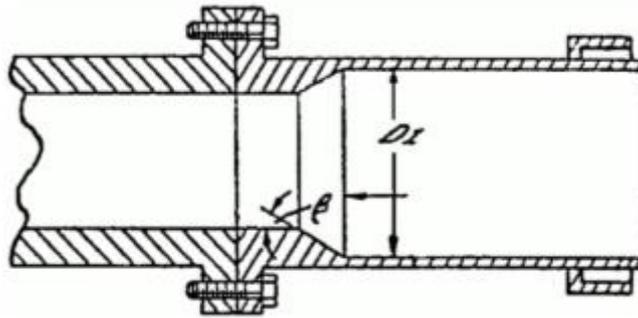


Figura 4.2 – Dualmode Feed Horn

4.1.2 Potters Horn with Scalar Rings

En este tipo de antena [8], 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 a que 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 4.3.

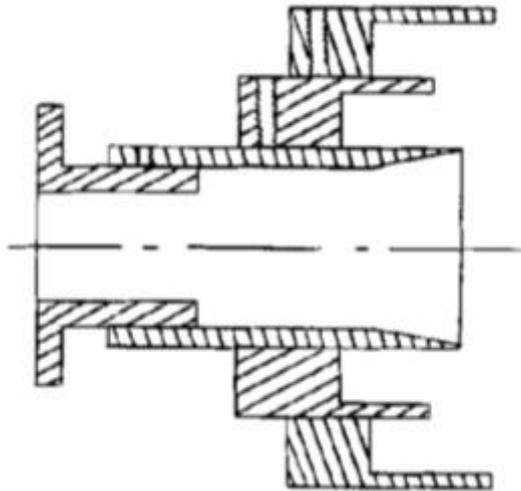


Figura 4.3 – Potters Horn with Scalar Rings

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 [9] [10] [11], como pueden ser combinaciones de diferentes pendientes, secciones, steps en forma de anillo con simetría axial, etc. En la Figura 4.4 se muestran algunos de estos diseños.

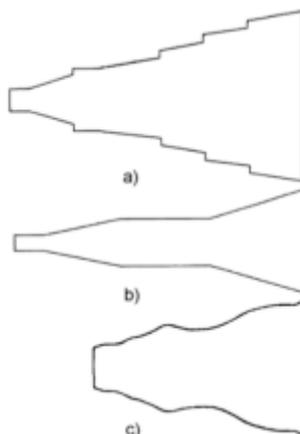


Figura 4.4 – Antenas Multimodo mediante Discontinuidades

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 [12] 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 frecuenciale 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 4.5 se puede apreciar un esquema del conjunto.

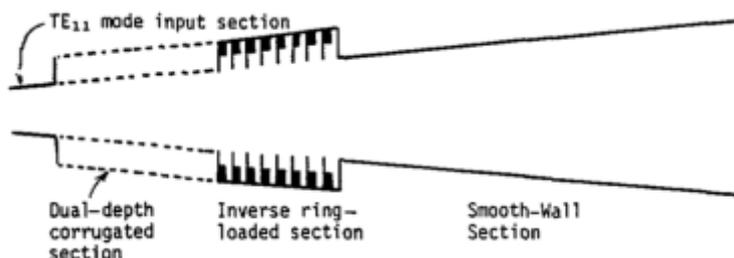


Figura 4.5 – Antena de Perfil Liso Excitada Mediante Sección Corrugada

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 [13] y [14]. 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 acoplados a cuatro ramas de guías rectangulares mediante dos steps. Finalmente, las señales son re combinadas 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 se puede apreciar en la Figura 4.6.

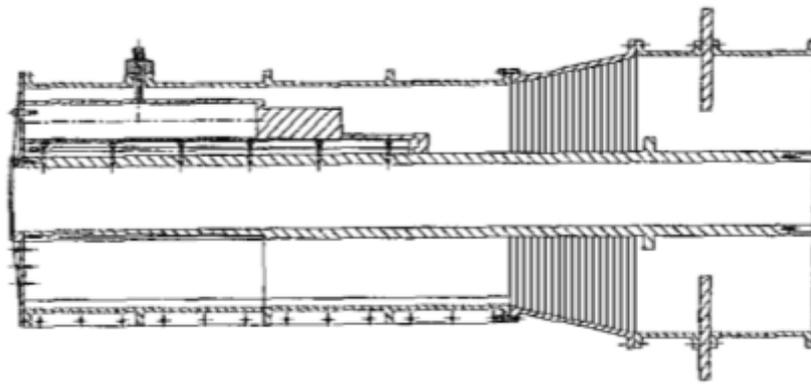


Figura 4.6 – Sistema Coaxial de Doble Banda para el Radiotelescopio Parkes

Otro ejemplo de un sistema coaxial similar con polarización circular es el descrito en [15]. 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 en torno a una guía circular con diámetro 0.7 la longitud de onda, aproximadamente. Un esquema de este sistema se puede observar en la Figura 4.7.

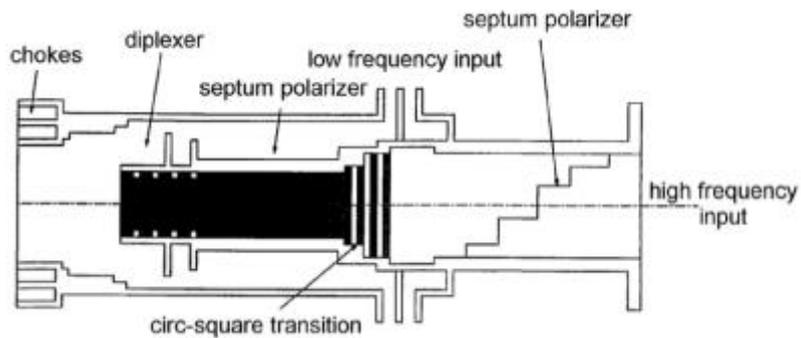


Figura 4.7 – Sistema Coaxial de Doble Banda y Doble Polarización Circular

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

El sistema descrito en [16] 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 4.8.

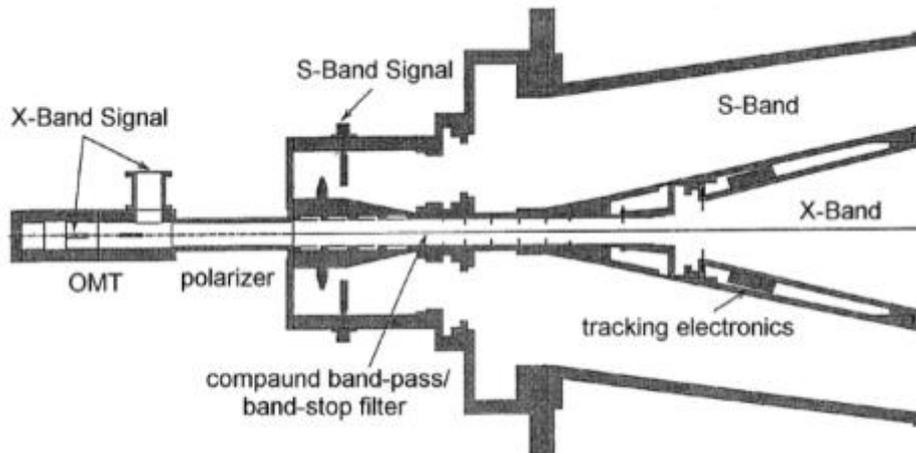


Figura 4.8 – Sistema Coaxial en Banda S/X con Capacidad de Tracking

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 frecuenciale es el uso de corrugaciones con doble profundidad que permitan desempeñar su labor en ambas bandas frecuenciales.

Es el caso descrito en [17], 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 se consigue 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 de sistema completo, así como de las corrugaciones en más detalle se puede ver en la Figura 4.9.

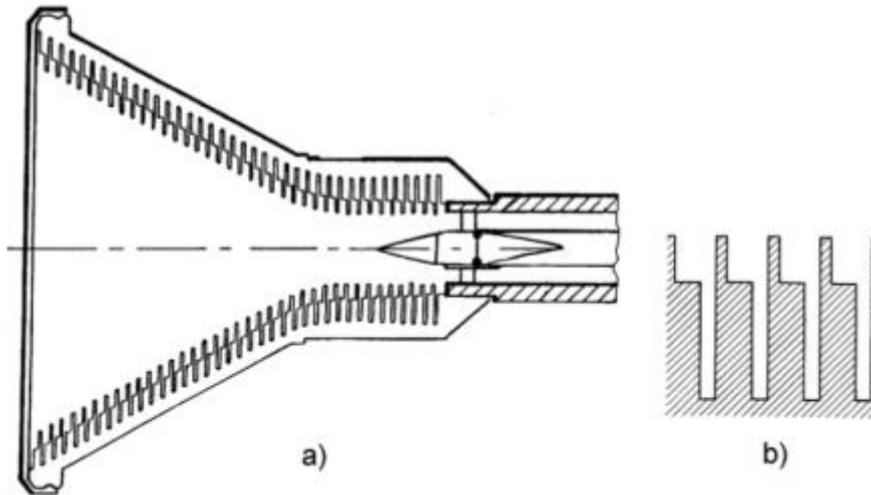


Figura 4.9 – a) Antena Dual Band con Doble Corrugación, b) Configuración de las Corrugaciones de Doble Profundidad

4.2.2 Antenas Corrugas 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 [18] 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 4.10.

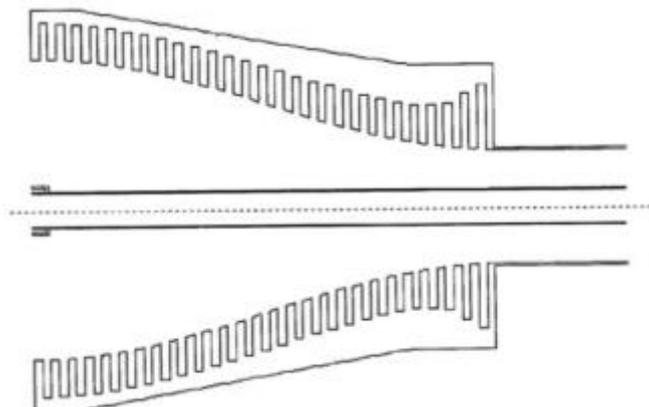


Figura 4.10 – Antena Coaxial Corrugada de Doble Banda

Otro diseño de antena dual band coaxial se muestra en [19]. 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 corrugada 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 4.11 mientras que un corte transversal se puede observar en la Figura 4.12.

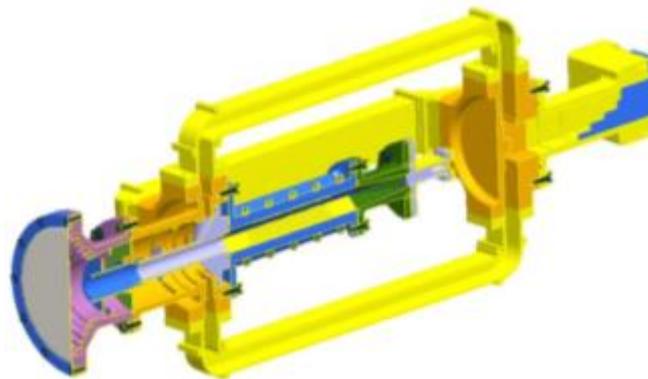


Figura 4.11 – Modelo 3D del Sistema Coaxial X/Ka con Polarización Circular

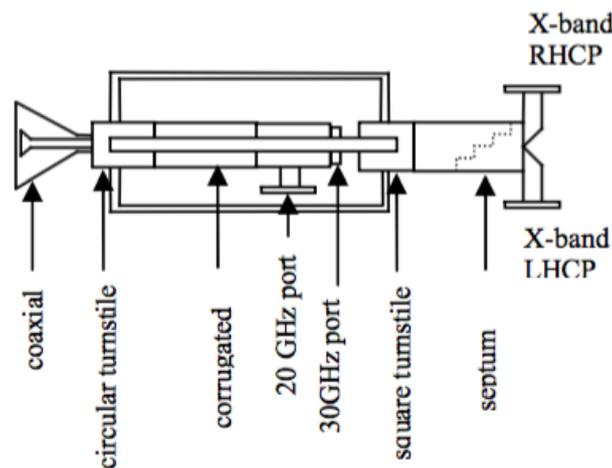


Figura 4.12 – Esquema Transversal del Sistema Coaxial X/Ka con Polarización Circular

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 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 [20], disk-on-rod [21] o disk-in-tube y ring antennas [22]. 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 4.13.

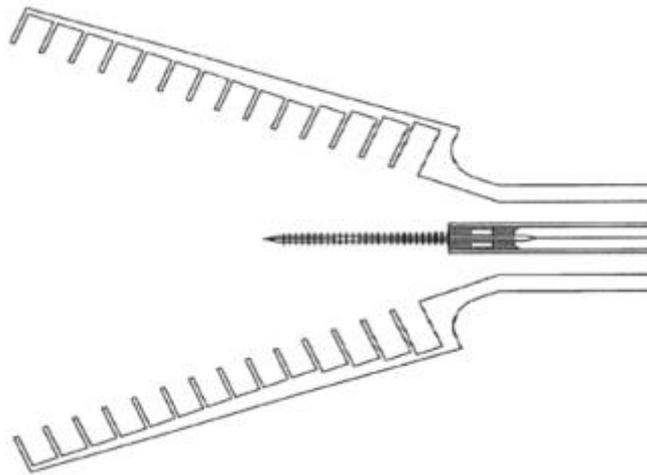


Figura 4.13 – Bocina Corrugada con Antena disk-on-rod

Otro sistema compuesto por bocina corrugada y varilla de dieléctrico disk-on-rod es propuesto en [23].

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 la 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 4.14.

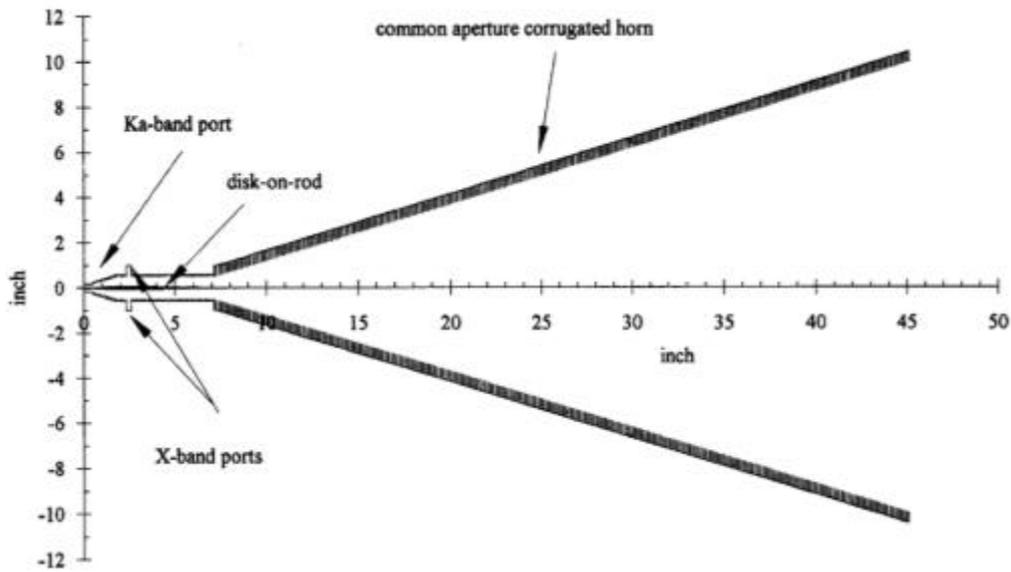


Figura 4.14 – Bocina Dual Band X/Ka

4.2.4 Antenas Corrugadas Dual Band S/X con Combinador

El sistema propuesto en [24] 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 trasversal de este sistema así como del elemento combinador de banda S se muestra en la Figura 4.15.

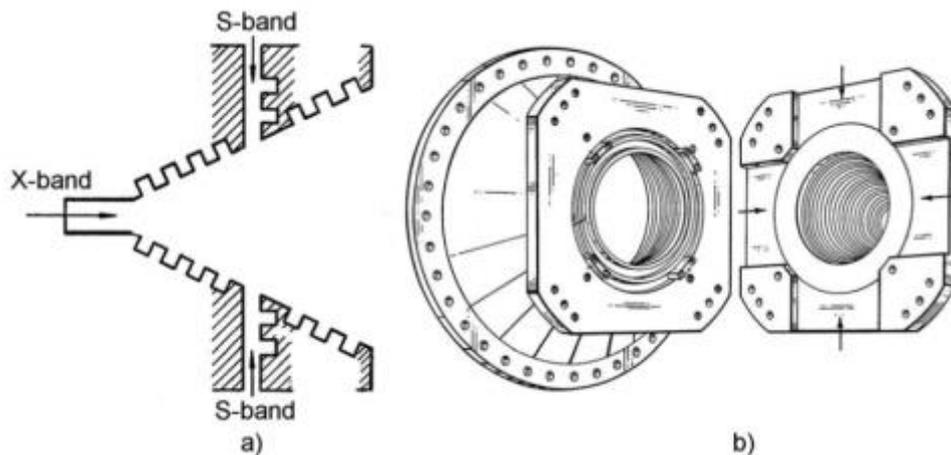


Figura 4.15 – a) Bocina Dual Band con Combinador, b) Corte Transversal del Combinador

Otros diseños de antenas dual band con entradas de las señales en diferentes posiciones dentro del sistema se han realizado, como el propuesto en [25]. 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 convertor 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 convertor 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 4.16 se muestra una imagen real del sistema construido.

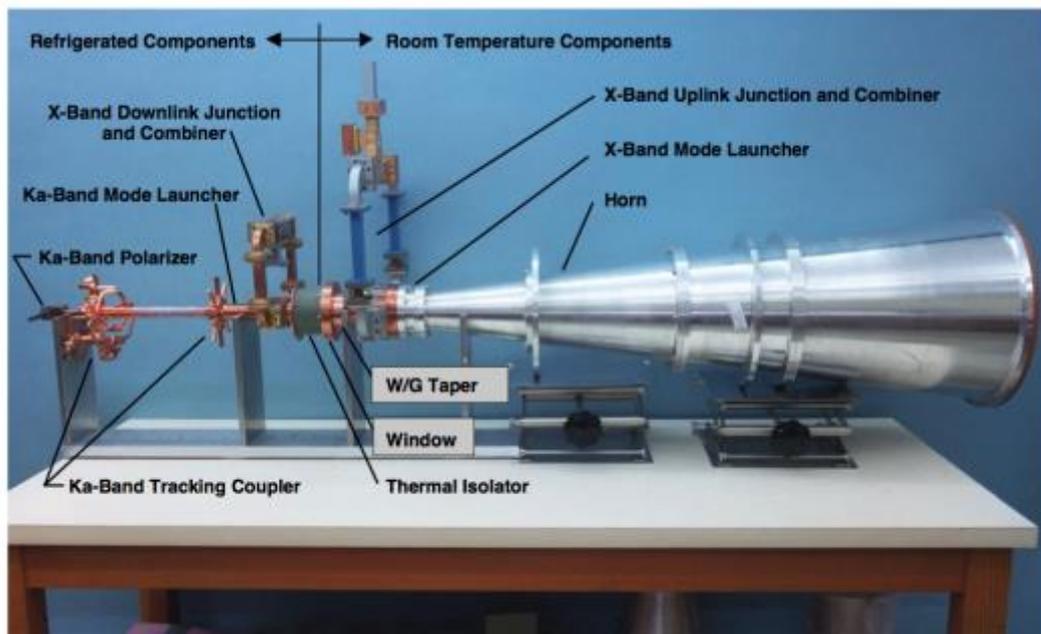


Figura 4.16 – Sistema en Banda X/Ka con Bocina Corrugada y Sistema de Alimentación

En la Figura 4.17 se puede observar un corte transversal del sistema completo, con referencias a las secciones de conversión de modos, corrugaciones y modos de propagación.

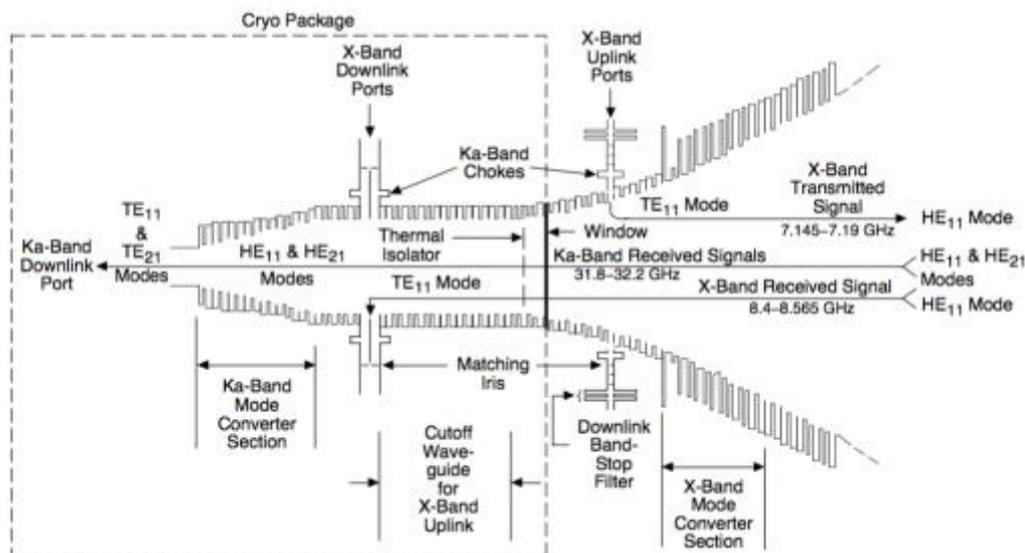


Figura 4.17 – Corte Transversal del Sistema X/Ka con Bocina Corrugada y Sistema de Alimentación

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 iris 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 se propone en [26].

Dicho sistema es alimentado por el junction que se muestra en la Figura 4.18.

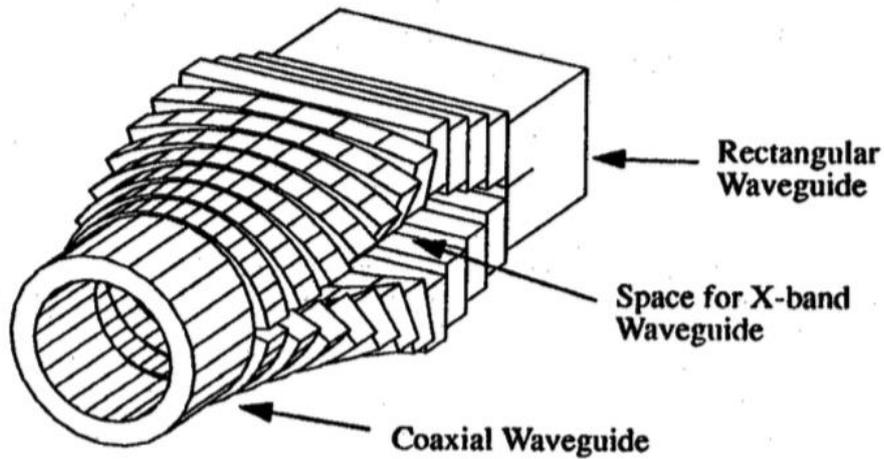


Figura 4.18 – Junction de Seis Puertos con Transición de Guía Rectangular a Circular

A este elemento se le introducen 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.

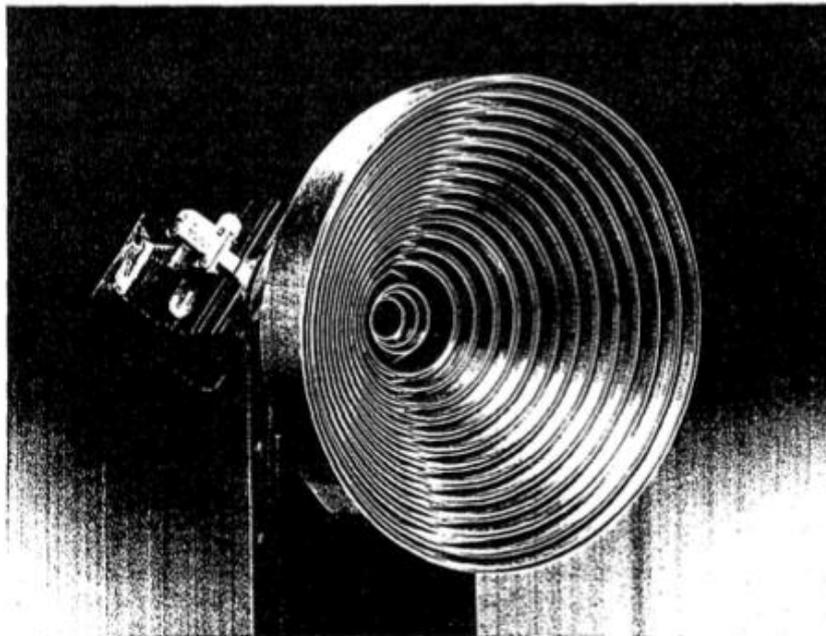


Figura 4.19 – Antena de Bocina con Doble Corrugación para Bandas S/X

4.2.5 Antenas con Corrugaciones Longitudinales y Varilla Dieléctrica Interior

El sistema detallado en [27] sigue el funcionamiento de los sistemas 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 4.20.

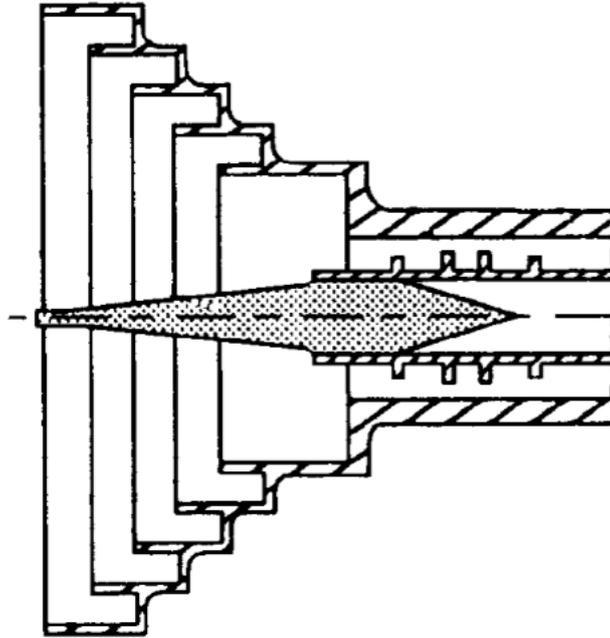


Figura 4.20 – Bocina con Corrugaciones Longitudinales y Varilla Dieléctrica

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 [28]. 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 4.21.

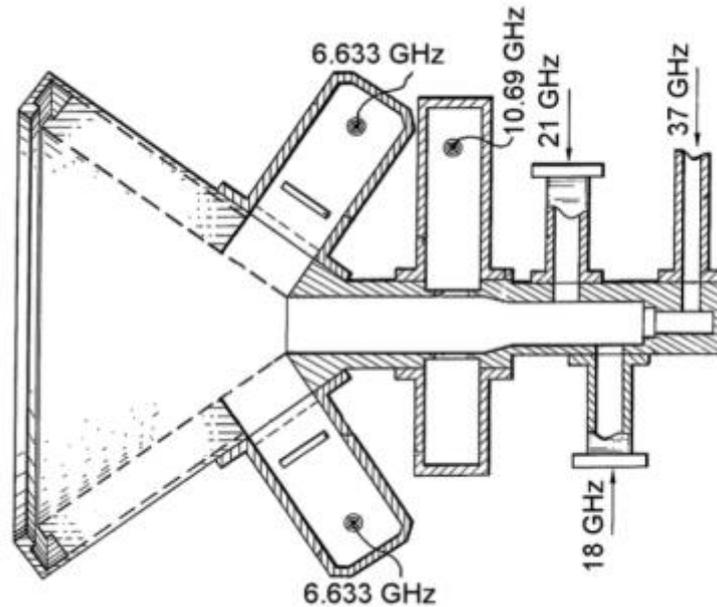


Figura 4.21 – Antena de Bocina Corrugada con Alimentador Multifrecuencia

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 en 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

Se ha 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. Se estudian también antenas de bocina cuyo interior ha sido relleno con material dieléctrico, que se comentarán a continuación.

Este tipo de antenas comenzaron a ser de interés cuando tras ser investigadas resultaron baratas y sencillas de fabricar pudiéndose conseguir además unas buenas prestaciones.

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 [29] consiste en una antena de bocina rellena casi por completo por dieléctrico, como se puede observar en la Figura 4.22.

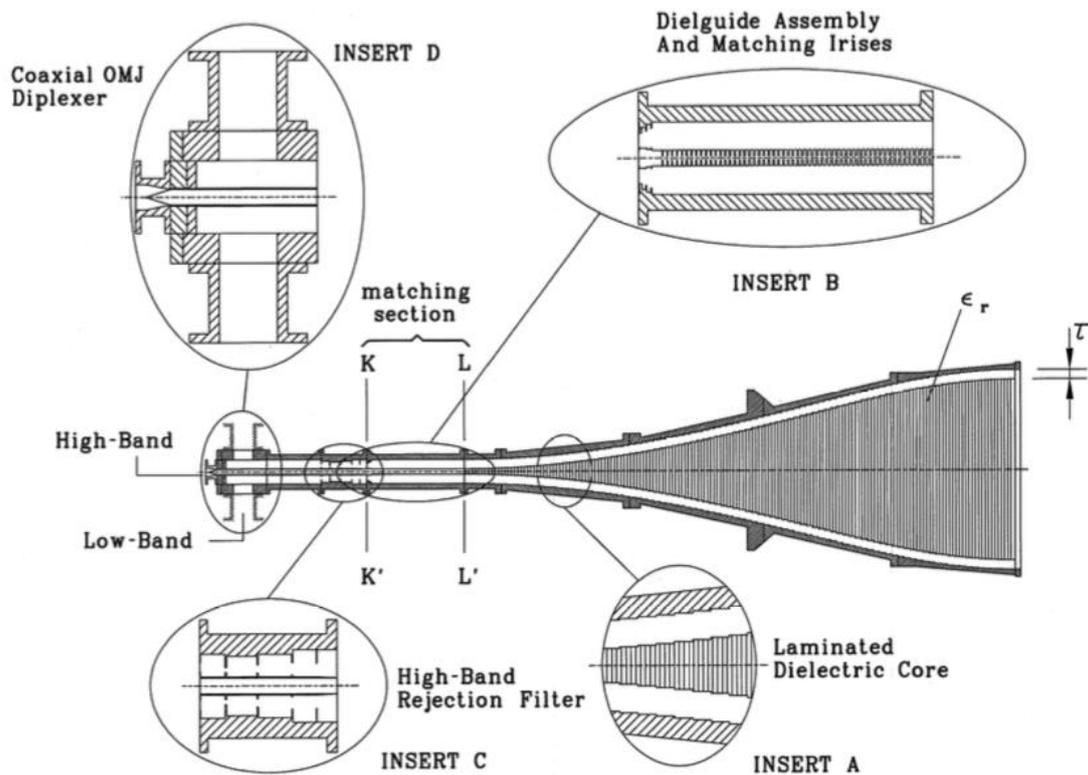


Figura 4.22 – Antena de Bocina Dual Band Rellena de Dieléctrico con OMT

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 se expone en [30], 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.

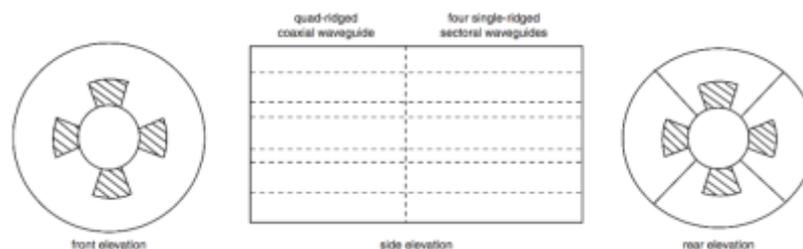


Figura 4.23 – Diseño Inicial OMT

En primer lugar, se ha diseñado un OMT 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 4.24.

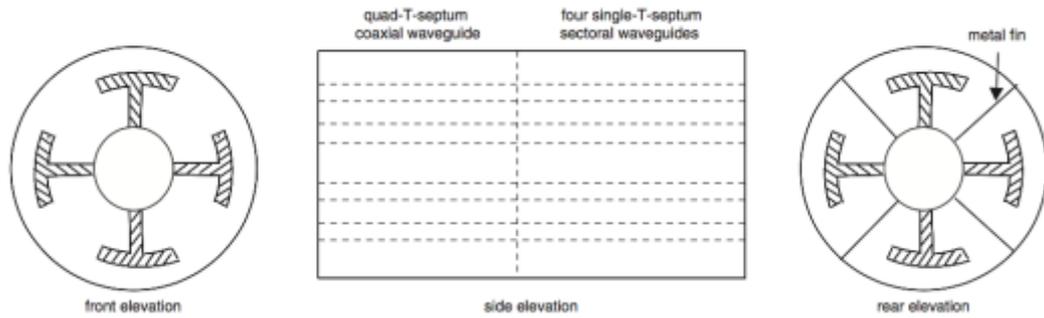


Figura 4.24 – Diseño OMJ con guías T-septum

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 4.25.

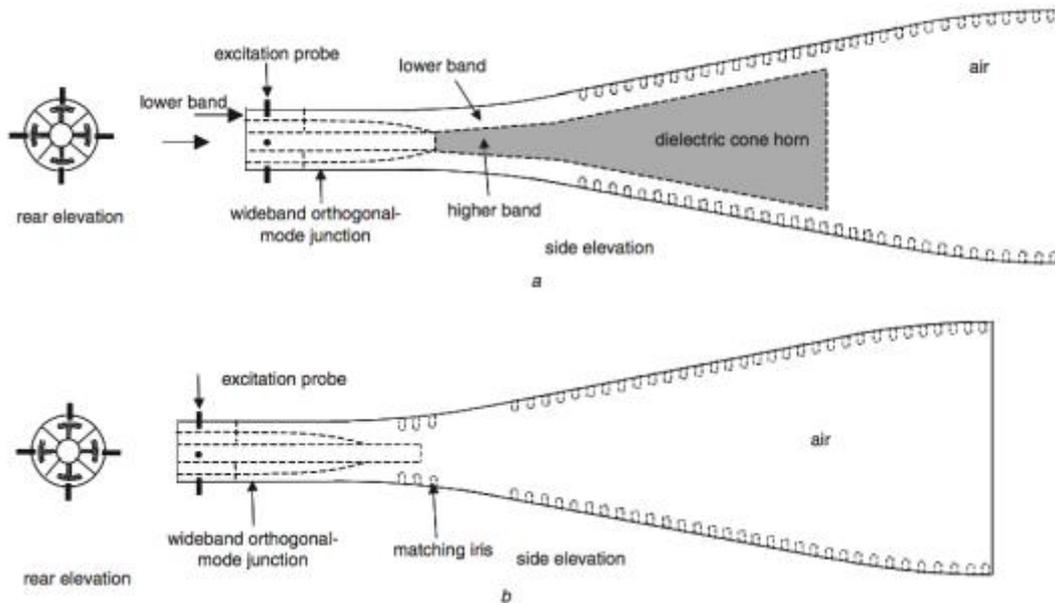


Figura 4.25 – Esquema de la Sección de la Bocina

En la sección de la bocina mostrada en la Figura 4.25 la alta frecuencia se propaga por el interior de la guía, y la baja frecuencia por el exterior. La primera antena de la Figura emplea la bocina con material dieléctrico interior, mientras que la otra emplea la bocina corrugada exterior coaxial a la primera. Se ha empleado como OMJ el indicado previamente con guías T-septum.

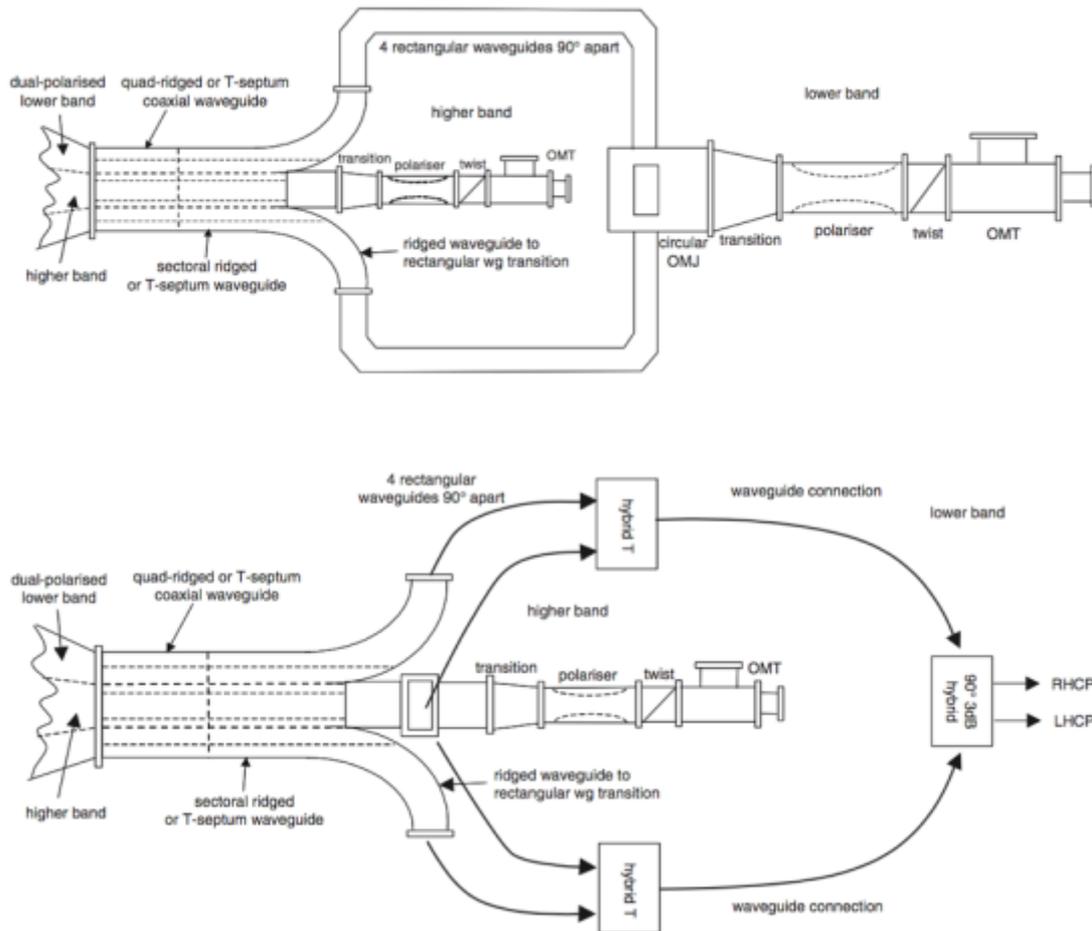


Figura 4.26 – Sistema de Alimentación para la Generación de Polarización Circular

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 4.26.

Otra forma de poder realizar el mismo esquema es con el uso de una T-mágica que une dos de las cuatro 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 4.26.

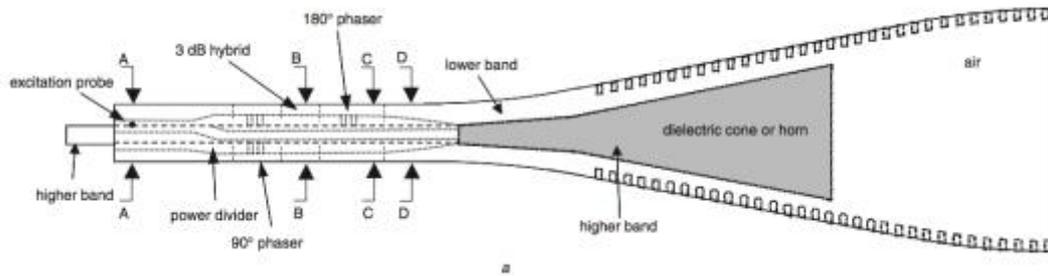


Figura 4.27 – Diseño Final Compacto del Sistema

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, desfases 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 conseguido en un estudio inicial es bastante más pequeño, pero el estudio se continuará 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 se presenta en [31], y el esquema del sistema se observa en la Figura 4.28.

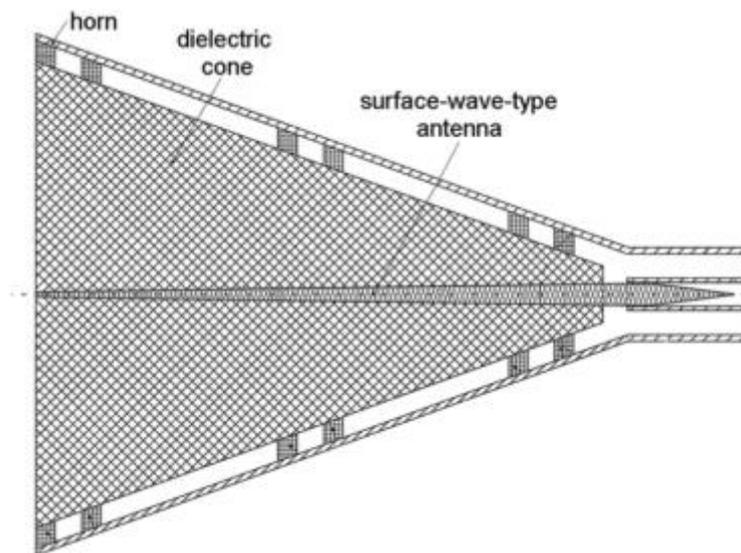


Figura 4.28 – Antena Rellena de Dieléctrico con Varilla de Dieléctrico para Alta Frecuencia

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 [32], cuyo corte de perfil puede observarse en la Figura 4.29.

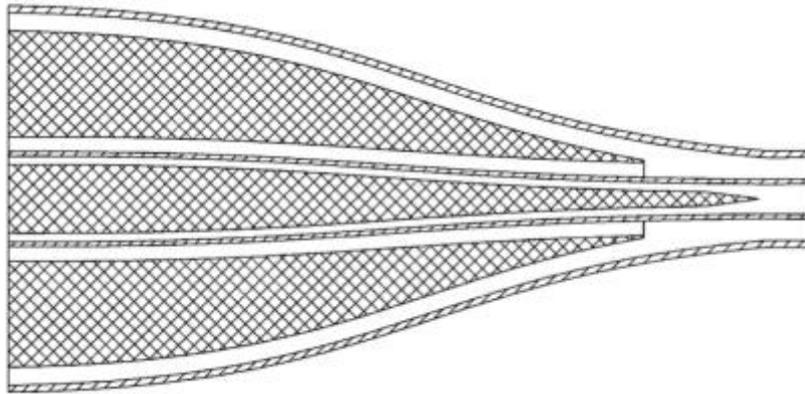


Figura 4.29 – Antena de Bocina Coaxial Rellena de Dieléctrico

5 Diseño del feed

Antes de comenzar a diseñar el feed objetivo de este TFG se comenzará introduciendo uno de los modelos simples iniciales mediante los cuales se adquirieron las nociones básicas de manejo del programa Mician.

5.1 Primeras nociones con Mician

5.1.1 ¿Qué es Mician?

Mician® [1] es un programa de diseño de sistemas de microondas pasivos, entre ellos las antenas. Sus simulaciones emplean la técnica llamada Mode-Matching, que consiste en ir generando las matrices de los modos que se propagan por cada sección del componente; de ésta forma, se emplean las ecuaciones exactas para el cálculo, pero solo se pueden calcular matrices de modos para estructuras ya predefinidas por el programa. Mician también permite el uso de elementos que necesitan emplear el método de elementos 2D finitos, así como para elementos 3D.

5.1.2 ¿Cómo se usa?

Para comenzar a usar el programa, se nos propuso hacer el diseño de 2 antenas, una antena de bocina corrugada, y otra spline.

El primer paso es realizar el diseño de la antena colocando las piezas en la hoja de dibujo y conectándolas en orden. Para la simplificación del diseño, se crean subcircuitos con los que se pueden hacer “cajas” que son diferentes partes de la antenna. Son muy útiles ya que en un sistema complejo, conviene ir realizando un diseño por bloques.

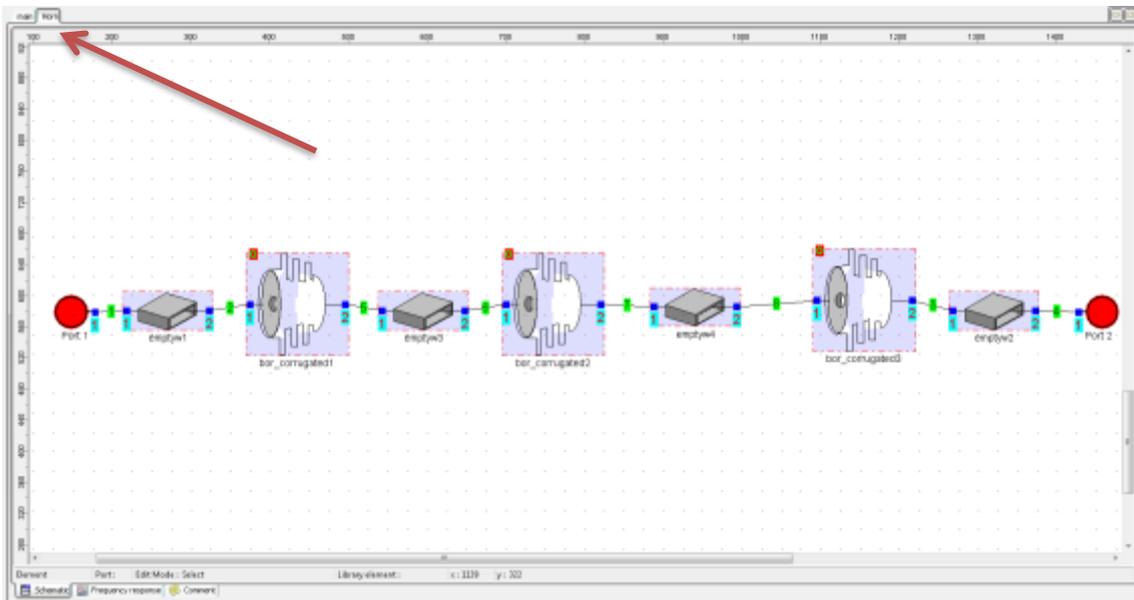


Figura 5.1 – Circuito básico de una bocina

La flecha indica los circuitos que tiene el proyecto, en este caso son dos. El circuito que se muestra en la Figura 5.1 consta de dos puertos, uno de entrada y otro de salida; entre ambos se encuentran diferentes piezas, secciones de bocina corrugada y guías de onda, que en este caso son de longitud 0 puesto que es obligatorio su uso en Mician para unir dos elementos.

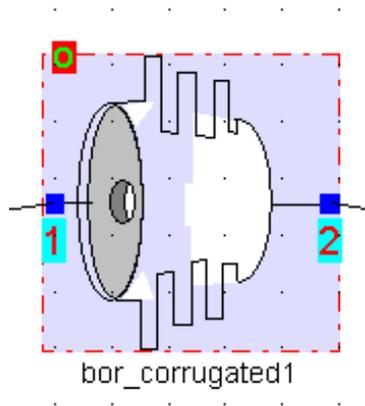


Figura 5.2 – Elemento bor_corrugated1

Éste componente es una sección de la bocina corrugada. Si se abre su menú de ayuda, se nos describen distintas formas de configurarlo:

Circular waveguide (vertically) corrugated profile horn element

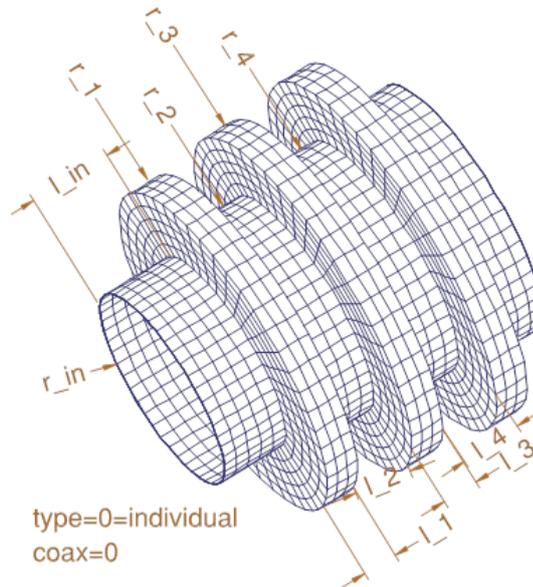


Figura 5.3 – Ayuda bor_corrugated

Ésta es la primera estructura de configuración, no posee un coaxial interior y se definen las corrugaciones con radios y longitudes. Ésta es la configuración que se usa en el circuito mostrado.

Pero también existen otras configuraciones para éste mismo elemento:

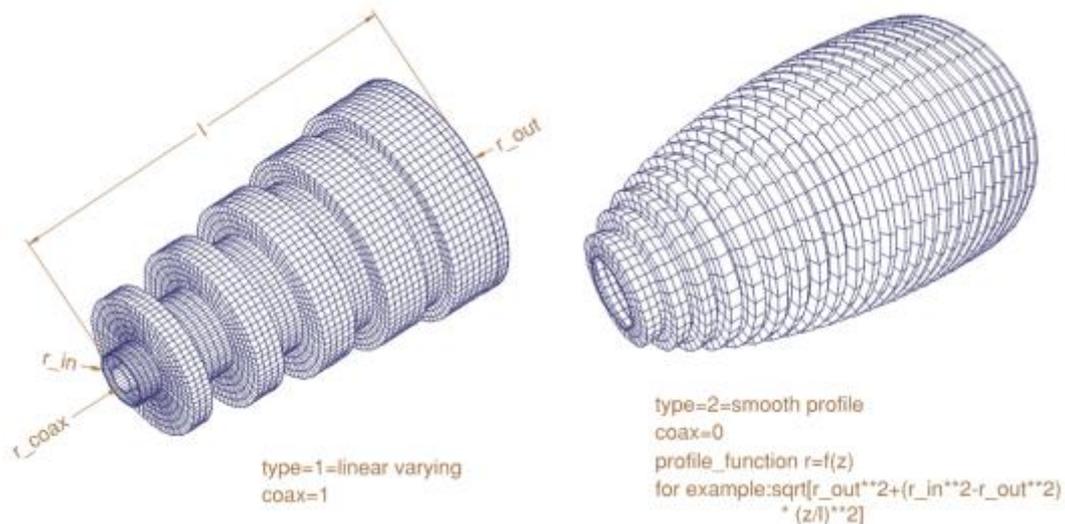


Figura 5.4 – Ayuda 2 bor_corrugated

Debajo de las imágenes de las posibles configuraciones del elemento, aparecen todas las variables de configuración de éstos.

Available properties:

name :	Unique name for this element
n_slots :	Number of slots in structure
type :	Type of profile specification (0 = individual r_i/l_i, 1 = linear varying, 2 = smooth profile) (0, 1, 2) DEFAULT=0
coax :	Flag, if inner conductor present (coaxial horn) (0, 1) DEFAULT=0
r_coax :	Inner conductor radius, if present
outl :	Reduced number of modes for internal connection (50% default)
r_in :	Input radius (types 0+1)
l_in :	Length of input section (type 0)
r_out :	Output radius (type 1)
l :	Total length of horn taper (types 1+2)
d_slot :	Slot depth (at input, types 1+2)
d_slot_out :	Slot depth (at output, types 1+2)
w2p :	Slot width to pitch ratio (at input, types 1+2)
w2p_out :	Slot width to pitch ratio (at output, types 1+2)
profile_function :	Profile function r=f(z) definition (type 2)
z_min :	Offset in z-direction for f(z) (type 2)
r_(1..20) :	Radius of section 1..20 (type=0)
l_(1..20) :	Length of section 1..20
epsr1 :	Relative permittivity at port 1
mur1 :	Relative permeability at port 1
epsr2 :	Relative permittivity at port 2
mur2 :	Relative permeability at port 2
epsr :	Relative permittivity inside structure
mur :	Relative permeability inside structure
field_plot_out :	Output of field plots along structure (r,z-plane) (may need lot of resources, use with care!) (0, 1) DEFAULT=0
n_phi_f :	Number of phi-cuts for field computation
phi_f_min :	Lower bound of phi-range for field computation
phi_f_max :	Upper bound of phi-range for field computation
geom_plot_out :	Output of geometry in plotable format (none, wizard, gnuplot) DEFAULT=none
power_out :	Output of power balance of element (account for losses)
See: Field computation properties	
See: 3D-FEM properties	

Figura 5.5 – Propiedades de configuración de bor_corrugated

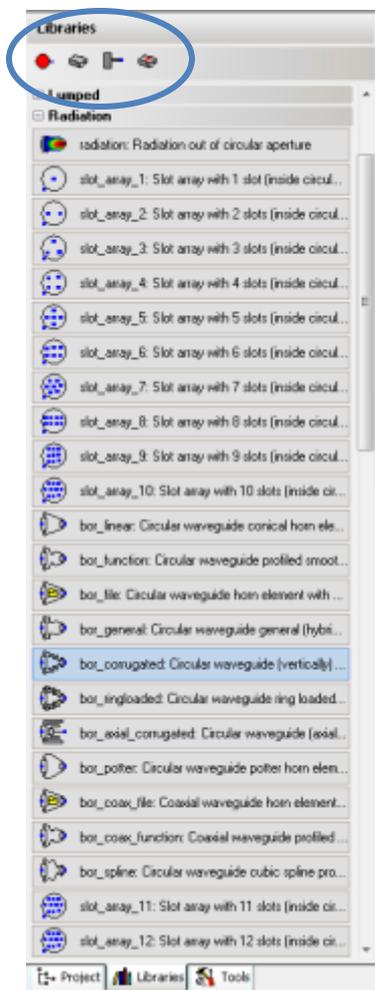
De esta forma, para éste elemento, queda bien definido qué se puede configurar, y cómo hacerlo. Uno de los componentes más importantes que se emplearán para el desarrollo del TFG es el bor_corrugated, pero existen muchos otros elementos para los que se dispone de una ayuda y unas descripciones como las que se han visto para el bor_corrugated.

Para poder elegir qué elemento se va a emplear existen librerías organizadas donde se pueden buscar los elementos necesarios para cualquier diseño.



Figura 5.6 – Librerías

Éste es el menú de selección de elementos, dentro de cada submenú, se encuentra gran cantidad de elementos disponibles, pero que solo se podrán simular si en la licencia que se emplea están adquiridos.



Como se puede ver, el bor_corrugated se encuentra dentro de Radiation, como es de esperar puesto que es parte de una antena.

Pueden observarse en la parte superior de la imagen, cuatro componentes que no se encuentran dentro de ninguna categoría en las librerías. Se trata de los puertos, las guías de onda, cortocircuito y rotación de piezas.

Mician no permite conectar un elemento a otro directamente, tiene que ser a través de una guía de onda, aunque ésta sea de longitud 0, es decir, inexistente.

Figura 5.7 – Librería radiation

Una vez colocados los elementos que forman el circuito, hay que configurarlos. El menú de configuración del bor_corrugated es el de la imagen siguiente:

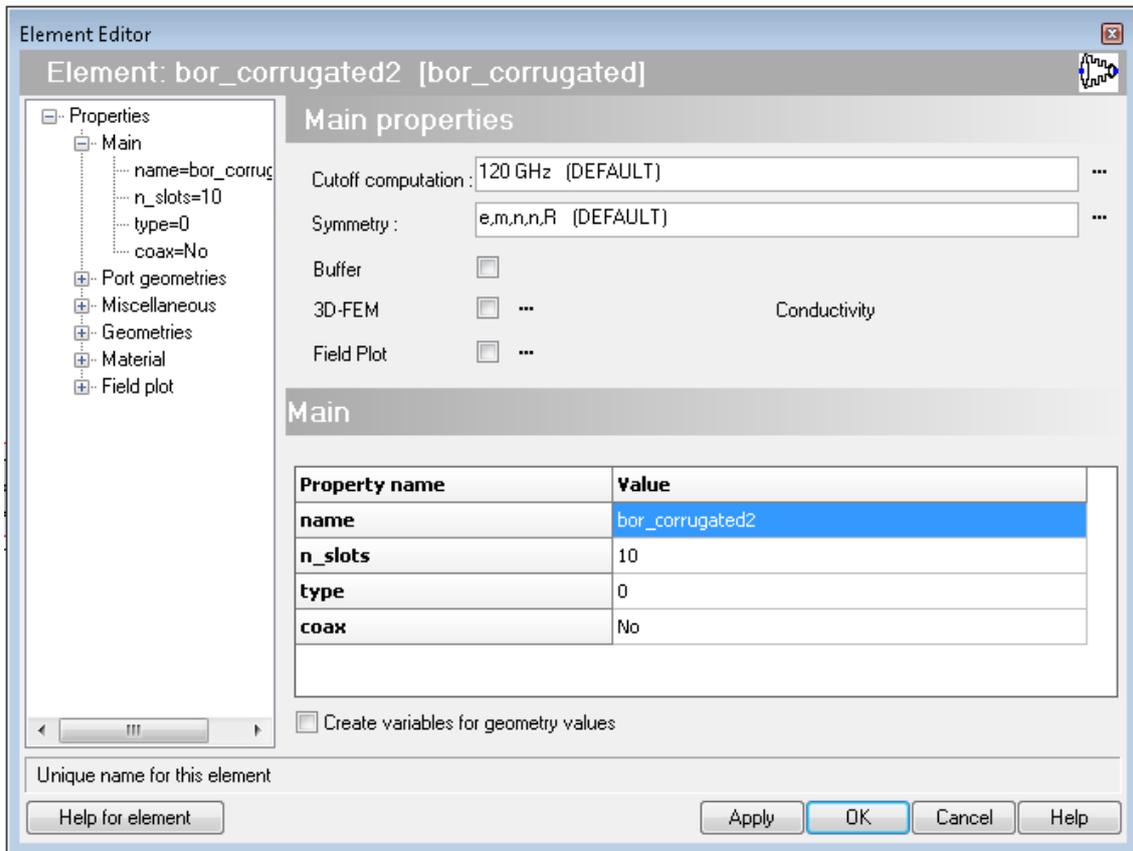


Figura 5.8 – Configuración de elementos. Main

Sin entrar en mucho detalle, puede verse que aparecen unos submenús de configuración, en el Main, se encuentran opciones como el número de corrugaciones del elemento, máximo 10, una limitación del programa. La elección del tipo, uno de los 3 que se han visto anteriormente y el coaxial. [El cutoff y la simetría](#) se explicarán algo más adelante.

Dentro del menú Port geometries se dispone de ciertos parámetros para configurar las corrugaciones, del inicio y del fin de las mismas. Mientras que en geometries, aparecen todas las corrugaciones intermedias.

Siempre que haya una duda con cualquier parámetro, se puede consultar la ayuda.

Port geometries	
Property name	Value
r_coax	0 mm
r_in	r20=33.1232 mm
r_out	0 mm
r_20	r40=52.4655 mm

Geometries	
Property name	Value
r_1	r21=39.4639 mm
l_1	lhigh=4.57546 mm
r_2	r22=35.6027 mm
l_2	llow=3.09907 mm
r_3	r23=42.3161 mm
l_3	lhigh=4.57546 mm
r_4	r24=37.7347 mm
l_4	llow=3.09907 mm
r_5	r25=43.867 mm
l_5	lhigh=4.57546 mm

Figura 5.9 – Configuración de elementos. Geometries

Habitualmente, Mician dispone del apartado Port geometries y Geometries de forma separada para facilitar ver los extremos de una pieza y así simplificar su conexión con otra adyacente.

Para poder definir cada parámetro de configuración del circuito, no es necesario crear variables, pero si se desea optimizar el diseño, entonces las variables son necesarias. Hay un menú para gestionar las variables de una forma bastante simple. Existen varios tipos de variables: de tipo real (tienen un valor estático, que no cambia), variables de tipo optimización (se emplearán para la optimización, más adelante se explicará), variables de tipo ecuación (como bien indica su nombre realizan operaciones matemáticas donde pueden emplearse también otras variables) y las variables de tipo salida (nos proporcionan diferentes parámetros que se calculan en la simulación).

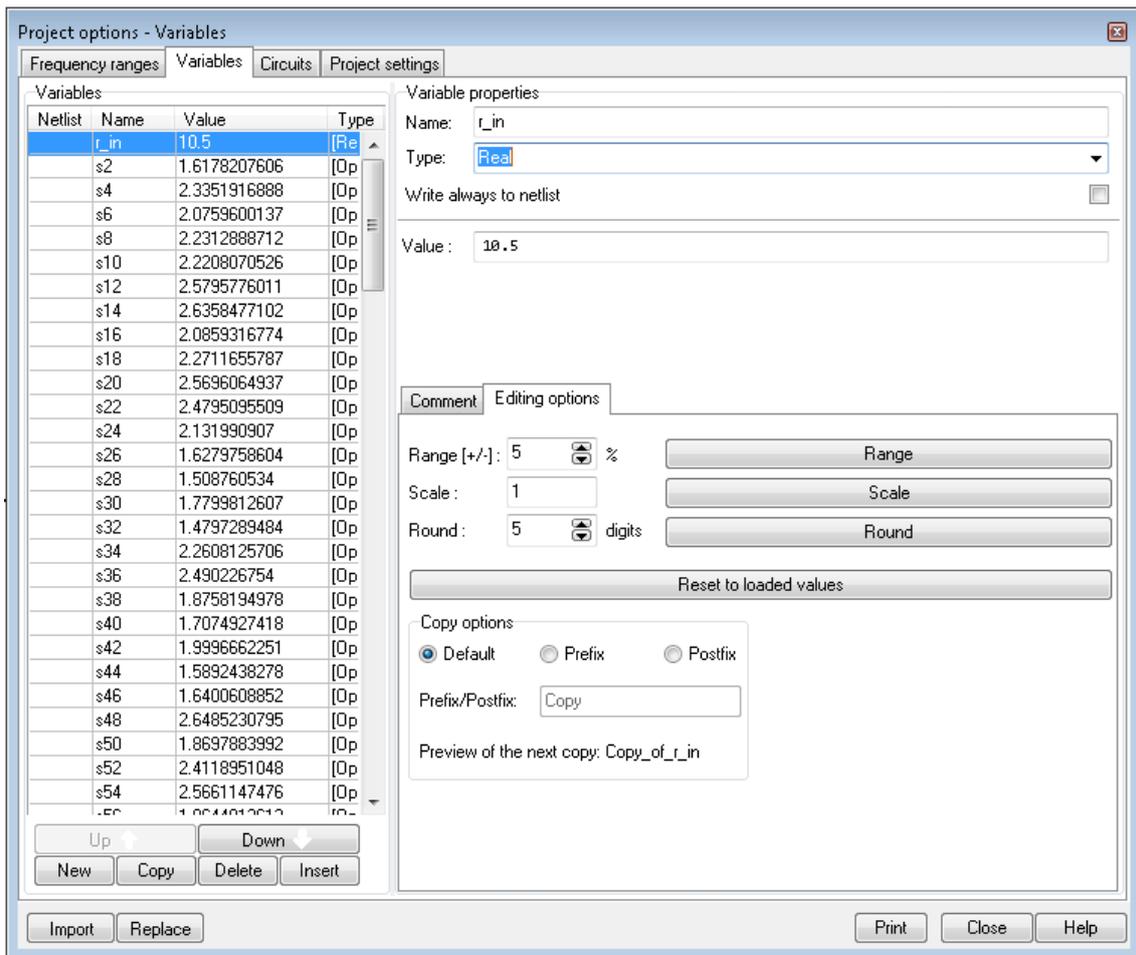


Figura 5.10 – Variables

Éstas son las variables que se emplean en el diseño de la antena corrugada. Como se puede comprobar, la lista es larga, y se trata de una bocina bastante simple. El cómo se han definido estas variables se explica algo más adelante en: [Pautas iniciales para el diseño de una antena de bocina corrugada](#); pero no resulta de gran interés todavía puesto que el principal objetivo de este apartado es la familiarización con el programa y uso del mismo.

Una vez que se encuentra toda la antena definida queda de la siguiente forma:

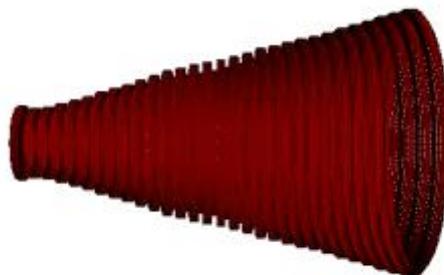


Figura 5.11 – Bocina corrugada lineal

Es momento de simular, pero claro, no se ha definido la superficie de radiación, ni se ha configurado nada al respecto. Hasta ahora solo se podrían hallar los parámetros S11, S22, S21 y S12 de la antena. Para poder simular los campos radiados, ha de colocarse un elemento que se llama radiation, el cual permite definir la superficie de radiación, y nos habilita en Mician la representación de parámetros de radiación.

Para simplificar el diseño, el circuito Horn, que se ha hecho hasta ahora se encapsulará en una caja de dos puertos para poder colocarlo en otro circuito, donde esta vez sí, se colocará el elemento radiation, como si de un puerto más se tratara.

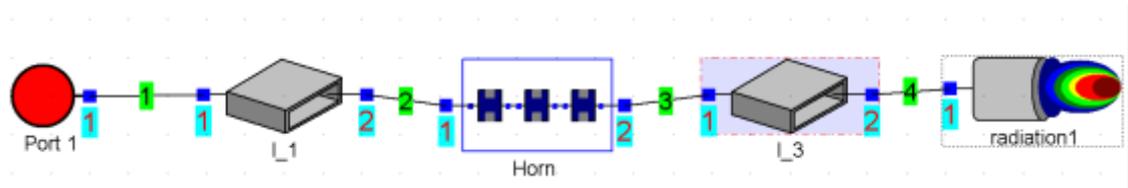


Figura 5.12 – Circuito con subcircuito y radiation

Quedará de esta forma el circuito de la Figura 5.12, donde el radiation definirá la superficie de radiación. Se añadirá a la entrada de la bocina una guía de onda circular del radio de entrada de la bocina para excitar así únicamente el modo TE11 puesto que el radio de entrada, como se verá en las [pautas iniciales](#), ha de dejar pasar únicamente el modo fundamental (TE11).

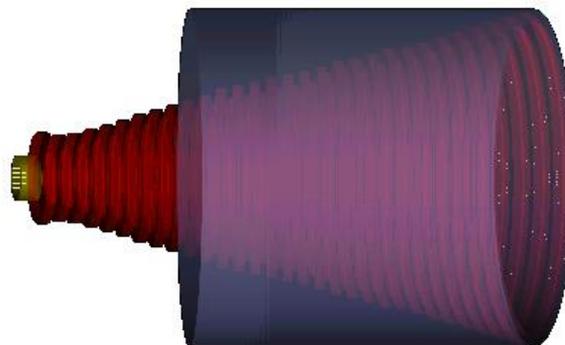


Figura 5.13 – Bocina corrugada lineal con superficie de radiación

La parte morada que recubre la antena es la superficie de radiación, que se puede definir de muchas formas geométricas; para antenas de bocina la que mejor se aproxima a la realidad es la empleada, la que se puede ver en la Figura 5.14.

La *superficie de radiación* se define con una longitud igual a dos veces el radio de la apertura y con un radio externo que llega hasta donde llegaría el metal, es decir, el radio de la apertura más la profundidad de corrugación de la última corrugación más un milímetro aproximadamente. El redondeo del borde será de radio 0.5mm. Estas dimensiones se definen

mediante ecuaciones de forma que si en la optimización cambia el radio de la apertura, la superficie de radiación se adapta.

Radiation with model=cyl_rc

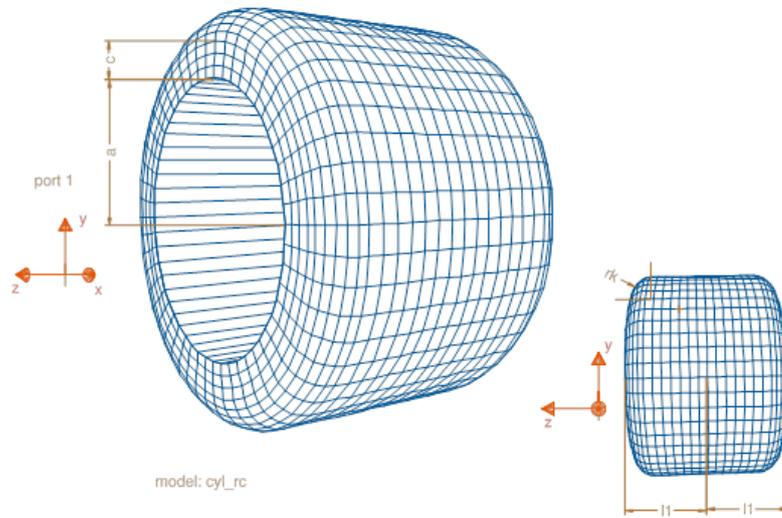


Figura 5.14 – Geometría de la superficie de radiación

Una vez finalizado el diseño, hay que configurar la radiación y los parámetros de salida que queremos que se calculen.

Configuraremos ahora la radiación, y los parámetros de salida relativos a radiación en el siguiente menú:

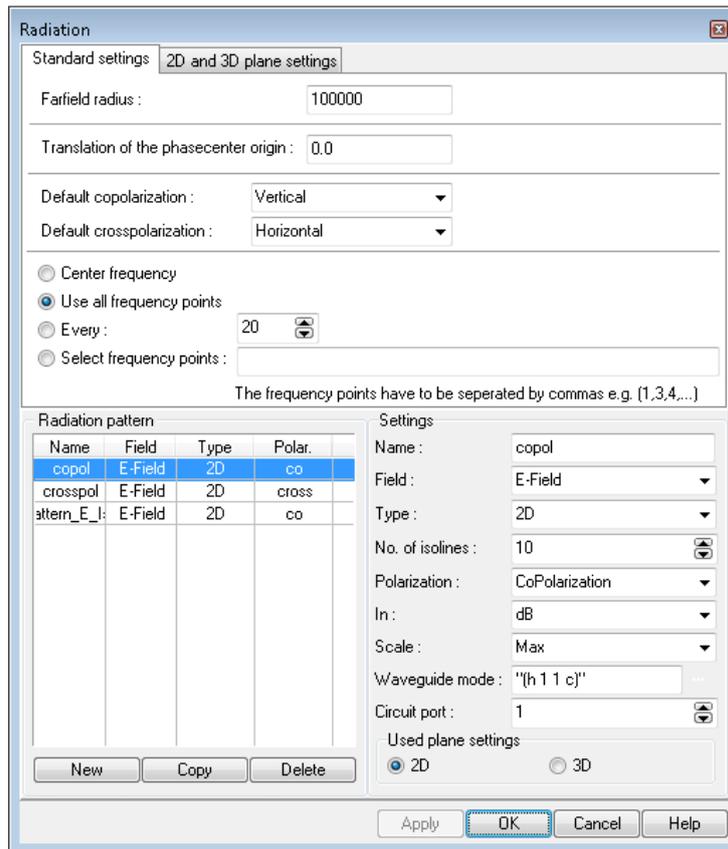


Figura 5.15 – Configuración de los diagramas de radiación

Lo primero es definir la distancia a la cual calculará la radiación en campo lejano, se seleccionará que se simule para cada frecuencia, y se definirán las salidas que se desean calcular. En éste caso se simularán el diagrama copolar, crosppolar, y la ganancia.

En la pestaña de la derecha de Standard settings, se pueden definir el número de planos que se desean calcular, en nuestro caso 3 planos en Φ , $0^\circ, 45^\circ$ y 90° mientras que 90 planos en θ , desde $\theta=0^\circ$ hasta $\theta=60^\circ$ y con un punto por grado.

Seguidamente se definirán las frecuencias para las que se desea que se calculen los diagramas de radiación y el parámetro S11:

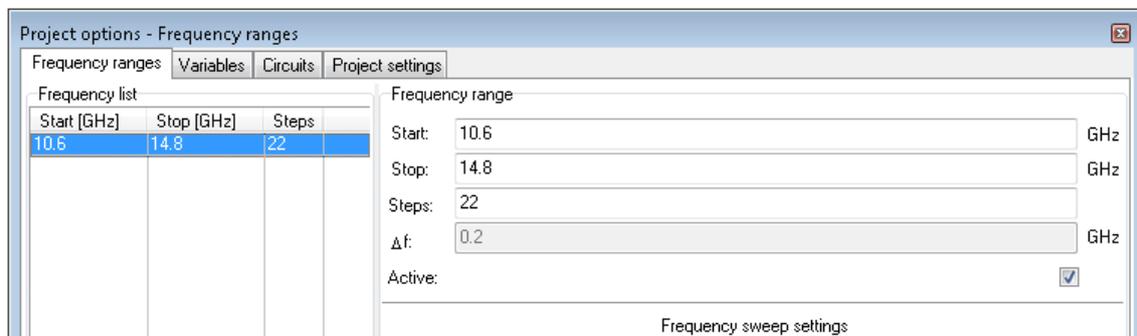


Figura 5.16 – Configuración de rangos de frecuencias

De ésta forma se define que se realice la simulación entre 10.6GHz y 14.8GHz, no solo se define el rango, sino también el número de puntos que se simularán, en esta ocasión 22

puntos, lo que supone un salto de 0.2GHz entre un punto y otro. Cuantos más puntos se calculen, más lenta será la simulación, pero también será de un mayor realismo debido a su mayor resolución.

Llegados a este punto, si simulamos, se calcularán los diagramas de radiación y los parámetros S para cada modo. Los diagramas de radiación son los siguientes:

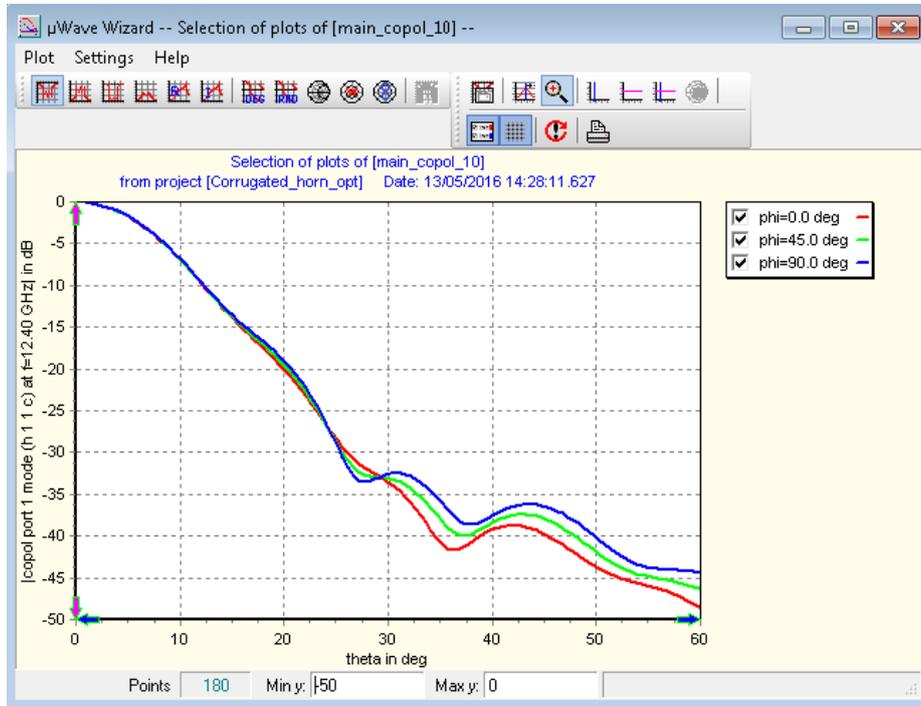


Figura 5.17 – Diagrama de radiación copolar

Se pueden ver un diagrama de radiación de $\theta=0^\circ$ hasta $\theta=60^\circ$ para cada plano en $\Phi=0,45$ y 90° . Ver Figura 5.17.

Se puede ver también en la Figura 5.18 la respuesta en frecuencia de la antena en la pestaña *Frequency response* de Mician donde se puede ver como es el parámetro S11 y aquellas variables de salida extra que se configuren. En este caso no solo está el S11; la línea verde es la cospolar, la roja la ganancia, la morada el S11 y las 3 líneas juntas son los tapers a 20° para cada Φ .



Figura 5.18 – Respuesta en frecuencia

Estas variables de salida se configuran en el menú de variables, pero en una ventana especial de configuración (ver Figura 5.19)

Variable properties

Name:

Type:

Write always to netlist

Scatterp.:

Figura 5.19 – Configuración de variable de salida

En la Figura anterior, obtenida del menú de variables, se observa cómo al tratarse de una variable Out, debajo se encuentra un cuadro de texto para definir qué tipo de salida requiere. Afortunadamente, no es necesario memorizar cómo se define cada parámetro de salida, puesto que se dispone de un asistente que en función de qué tipo de salida se requiera, permite su configuración: (ver Figura 5.20)

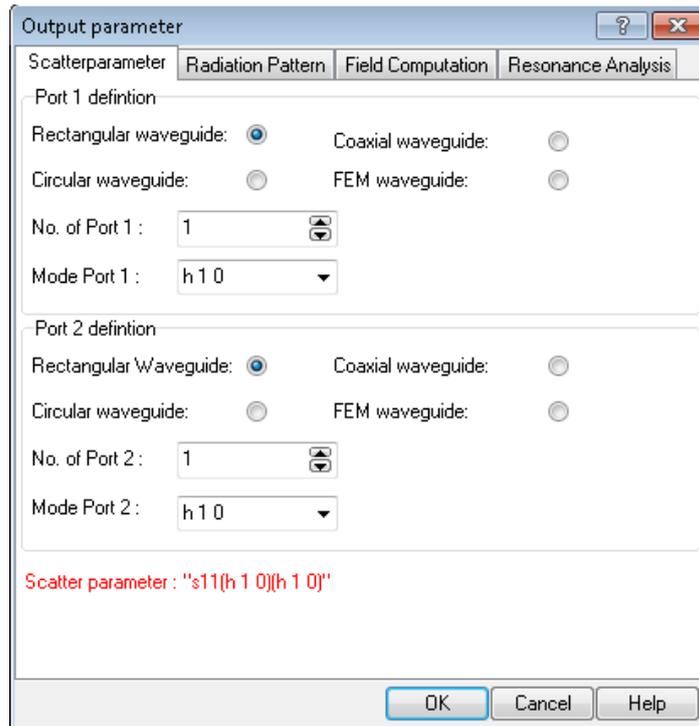


Figura 5.20 – Configuración de un parámetro de scattering para la respuesta en frecuencia

En éste menú se pueden configurar los parámetros de scattering que se deseen, S11, S22, S21... Se definen para un mismo modo, de un modo a otro, de un puerto a otro o incluso de un puerto a otro de un modo a otro.

También se pueden configurar parámetros de salida relacionados con los diagramas de radiación en el siguiente menú: (ver Figura 5.21)

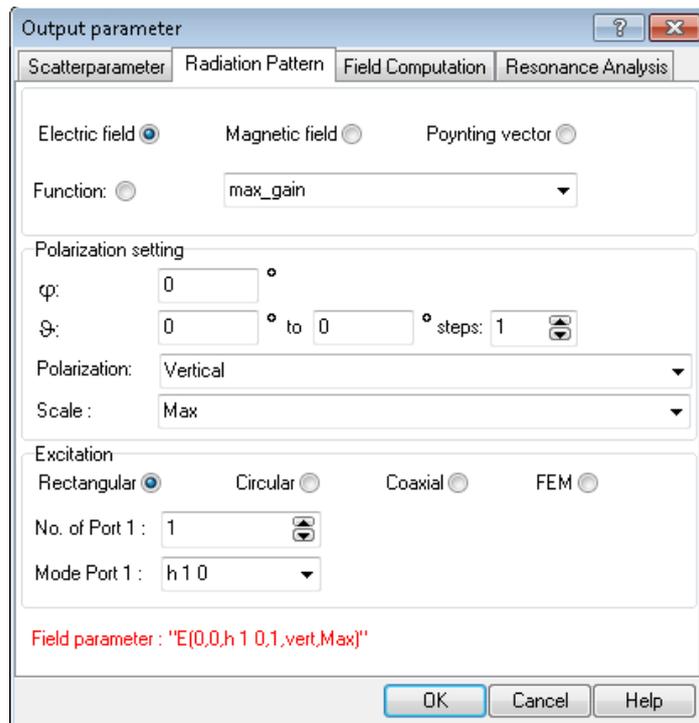


Figura 5.21 – Configuración de un parámetro de radiación para la respuesta en frecuencia

Se puede definir cualquier parámetro relacionado con los diagramas de radiación, el campo eléctrico, el magnético, para una polarización deseada, considerando la excitación del puerto que se desee, y del modo que se desee. Se definen también los ángulos θ y Φ y el número de saltos para definir una resolución.

Si se elige la opción Function, existen diversas funciones predefinidas que nos permiten calcular diversos parámetros:

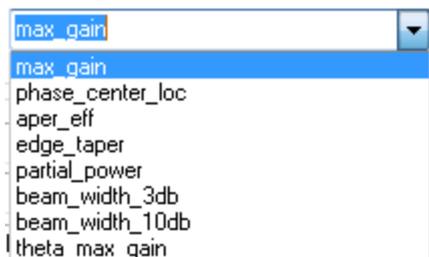


Figura 5.22 – Menú de funciones para variables de salida de radiación

De entre estas funciones, es muy útil la función `max_gain` que halla la ganancia y `edge_taper` que calcula la potencia a unos grados θ definidos, para cada frecuencia.

5.1.3 Pautas iniciales para el diseño de una antena de bocina corrugada

Hasta ahora solamente se ha diseñado una antena, pero para que esta pudiera funcionar con las características de radiación deseadas, debería haberse acertado con los valores exactos que la definen, y esto es prácticamente imposible. Por ello falta quizá la parte más importante del diseño de una antena, la optimización. Tampoco se ha comentado de qué forma se han escogido los valores de cada variable de la antena, no se hace al azar, hay unas reglas y unos valores de iniciales a partir de los cuales la optimización se encargará de concretar y afinar. Podría pensarse que como la optimización consigue los valores necesarios para cumplir con la antena que se desea, poniendo cualquier valor inicial, al optimizar se modificarán las variables de forma que se llegue a una solución para el diseño requerido, pero no es así por desgracia. La optimización es un proceso lento, tiene que hacer miles de veces la simulación de la antena para ir probando valores, dentro de unos límites que se establecen previamente para cada variable. Cuanto más compleja es la antena que se diseña, más tiempo costará optimizarla, a su vez, cuanto más realista se deseen los resultados, de nuevo, más tiempo supondrá.

Por ello existen unas pautas a seguir a la hora de realizar el diseño de antenas conocidas. Para el caso de la antena de bocina corrugada, las pautas son las siguientes:

-La profundidad de corrugación debe ser $\lambda/2$ al comienzo de la antena, para realizar la adaptación, y progresivamente llegar a $\lambda/4$, la cual será la profundidad de corrugación de prácticamente toda la antena hasta el final.

-El periodo de corrugación ha de ser $\lambda/3$, es decir, $\lambda/3$ entre una corrugación y otra.

-La apertura de la antena ha de calcularse a partir de la directividad y la pendiente de la antena, unos 20º aproximadamente.

-El radio de entrada tiene que ser lo suficientemente pequeño para que solo pase el modo fundamental, pero lo más grande posible para que el acoplo de potencia sea mayor. Para poder cumplir con este requisito, Mician dispone de una herramienta que permite calcular de una forma simple qué modos se encuentran en propagación en una guía rectangular o circular en función de su [cutoff y simetrías](#).

Con estas pautas iniciales se puede comenzar con un diseño inicial de la antena, para poder configurar la optimización y llevarla a cabo desde un buen punto de partida.

5.1.4 Optimización

Se trata de la parte que requiere más tiempo en el diseño de la antena, una vez que ya se tiene el diseño, hay que optimizarlo para que se logren las características de radiación y de S11 deseadas.

Para establecer todos los requisitos de optimización deben estar configuradas las variables que se desean modificar como variables de tipo optimización. Cuando una variable es de tipo optimización, hay que definir un valor mínimo y un valor máximo para que al optimizar quede definido el rango de modificación de dicha variable.

Es necesario preparar también todas las salidas (variables de tipo out) que sean parte de los requisitos para la optimización, es decir, si se requiere un S11 menor que -20dB, tiene que estar la variable de tipo out S11 establecida. No es estrictamente necesario crear las variables de salida, pueden definirse únicamente en la optimización, pero este procedimiento es poco práctico. En la imagen siguiente los parámetros de optimización están establecidos sin emplear variables de salida, pero como se definen pocos parámetros, este procedimiento no supone un problema.

Los requisitos de optimización se configuran en el siguiente menú:

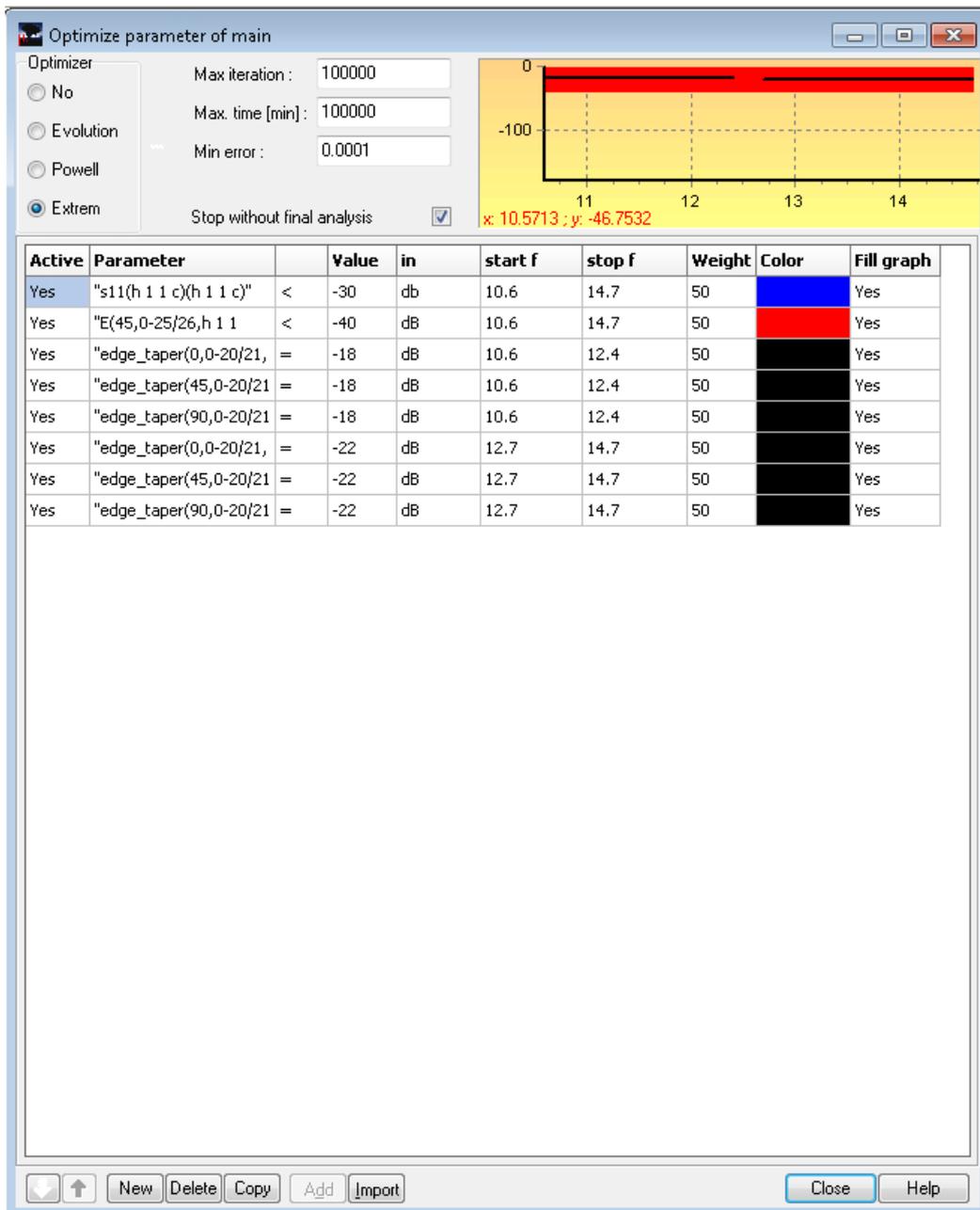


Figura 5.23 – Requisitos de optimización

Lo primero que se elige es el tipo de optimización que se va a llevar a cabo, Evolution es un tipo de optimización poco preciso, pero que es rápido al comienzo. Es especialmente eficaz para empezar a optimizar un diseño con características lejanas a las deseadas. El siguiente tipo más usado es Extrem, el cual es bastante más lento que Evolution, pero llega a resultados más precisos. Y por último Powell, que se encarga variable por variable de ajustar su valor para que sea óptimo.

Después se especifican el tiempo máximo, número de iteraciones máximo y error mínimo, lo cual se configura de forma que la optimización no se detenga nunca a menos que sea parada por el usuario.

Por último y más importante, se configuran los requisitos de optimización. Cada línea es un requisito para una variable, se estipula si tiene que ser mayor que cierto valor, menor que cierto valor o igual a cierto valor, después se define para qué rango de frecuencias se tiene que cumplir y se define el peso asociado a ese parámetro de optimización.

Los pesos de optimización juegan un papel crucial a la hora de optimizar puesto que un mayor peso supone que el programa dará más importancia a corregir ese parámetro. Cuando los requisitos no son ambiciosos, no suele haber ningún problema puesto que al cabo de cierto número de iteraciones todos los requisitos se cumplirán y el peso de cada requisito no será importante. Sin embargo, cuando los requisitos de optimización son ambiciosos, una asignación correcta de pesos es crucial.

5.2 Diseño y preparación del OMTJ

Para la realización del diseño de la antena se trató de evitar el uso del OMTJ, intentando simular los modos ideales en cada uno de los iris por los que entra la señal a la antena. Se llegó a la conclusión de que no se puede realizar el diseño de forma independiente ya que la impedancia se ve afectada. Para que haya buen S_{11} tanto el OMTJ como la antena tienen que estar diseñados conjuntamente. Por ello desde el principio se comienza con el OMTJ.

El OMTJ es la pieza encargada de alimentar la antena a través de 4 irises. Consiste en una serie de guías de onda tanto circulares como rectangulares en su mayoría. Para hacerse una mejor idea, el OMTJ se muestra en la siguiente Figura:

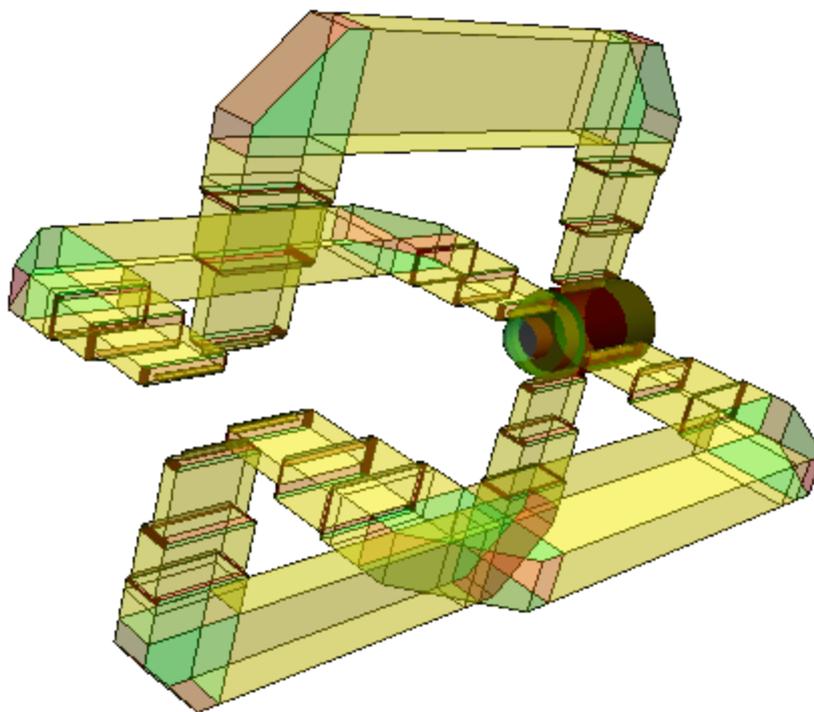


Figura 5.24 – Diseño 3D del OMTJ con alimentación longitudinal

Se trata de un diseño de Miguel Ángel Mediavilla, el cual ha sido adaptado para las bandas de frecuencia de interés. Para ello se ha realizado un reescalado en tamaño proporcional a la relación entre las frecuencias del diseño original y el de interés. También se ha tenido que optimizar toda la pieza ya que las dos bandas que soporta no estaban separadas igual que en el original.

Se realizaron diseños del OMTJ pero con las ramas giradas, de forma que la alimentación de la antena se realizara transversalmente y no longitudinalmente como en la anterior imagen. De esta forma, se evitaría la necesidad de usar un tramo de guía circular lisa con los 4 irises que supondrá un problema puesto que la antena será más larga y el comportamiento de los modos que se propagan por la antena se verá afectado.

5.2.1 Diseño de OMTJ con alimentación transversal

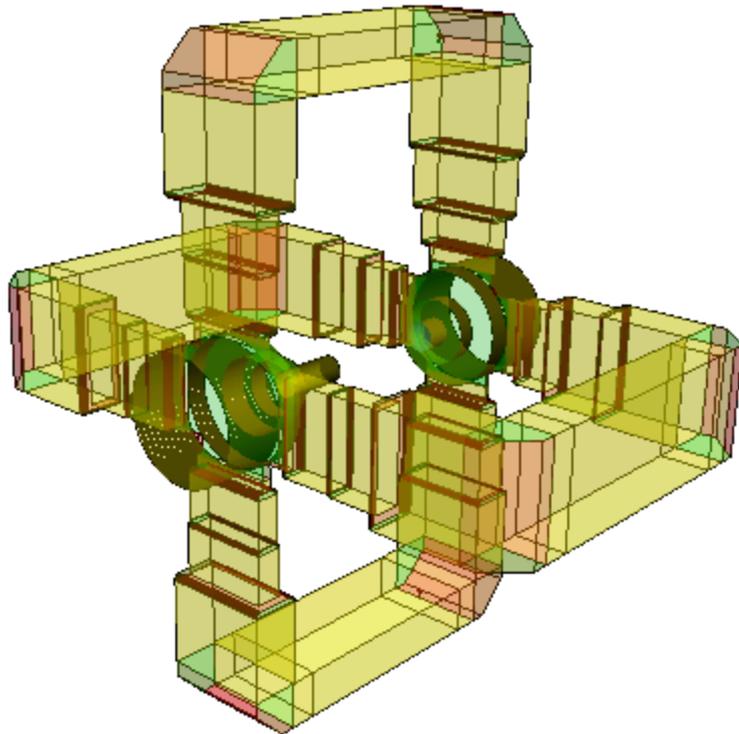


Figura 5.25 – Diseño 3D del OMTJ con alimentación transversal

Éste diseño resultó inviable puesto que por razones geométricas, para que el modo fundamental a 7GHz se propague en la guía rectangular, ésta tiene que ser de mínimo 20mm de largo; al ser un tamaño grande, el radio de la antena para poder entrar longitudinalmente tenía que ser de 16mm por lo menos frente a los 12mm de la entrada longitudinal, y éste es demasiado grande, donde caben varios modos de guía circular, TM_{01} entre ellos, para frecuencias entre 7 y 8.5GHz. Además, el acoplo de potencia del OMTJ a la antena resultaba muy pobre. Aun así, en el [primer diseño de antena](#) se esperaba que la optimización por si sola pudiera hacer que el OMTJ cumpliera con los requisitos, pero no fue así.

Como el OMTJ que verdaderamente importa es el que se usa en el diseño final de la antena, se explicará más detalladamente utilizando la siguiente Figura:

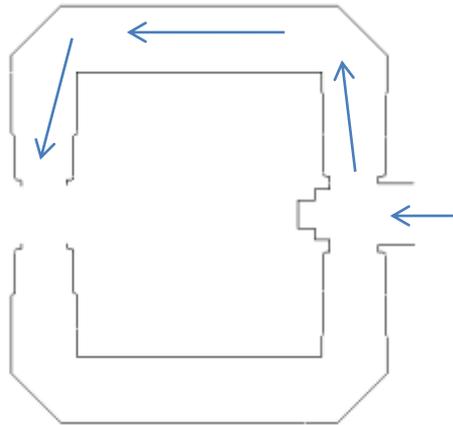


Figura 5.26 – Corte del OMTJ

La Figura es un corte del OMTJ, que al ser simétrico, sería igual un corte en el plano X-Z que uno en el Y-Z.

El OMTJ está compuesto por 3 partes fácilmente distinguibles:

-El *recombinador* es la parte del OMTJ por la que entra la señal en banda X para repartirse por los 4 brazos. Se trata de una guía circular de radio 13.24mm que da paso a una guía circular con 4 ranuras rectangulares o irises, por las que se acopla la señal a los brazos.

-Los *irises* son unas guías de onda rectangular muy estrechas que permiten el paso de los modos, pero atenuándose. Al ser muy cortas, no supone una gran atenuación, pero sí que aseguran un mejor S11 o pérdidas de retorno.

-Frente al puerto se encuentra un *corto* llevado a cabo con 3 steps de guía circular cada vez menor en radio. De esta forma la señal se acopla a los irises.

-Los segmentos de guía rectangular van creciendo desde el iris hasta el codo, donde en el iris son menores para mejorar el aislamiento, pero en el codo ya son del tamaño de una guía por la cual la señal no se atenúa.

-La gran guía rectangular que permite que el OMTJ tenga un gran hueco dentro para que la antena y el septum tengan espacio.

-Para la optimización del OMTJ, como ya se había comentado antes, se necesitaba la antena conectada, por ello, para una primera optimización, se acopla con una bocina corrugada bastante estándar de banda X. Más adelante, conforme el diseño de la antena va avanzando se realizan más optimizaciones del OMTJ.

5.3 Diseño de la antena

5.3.1 Objetivo

El objetivo del feed es cumplir con las especificaciones de la siguiente tabla:

Bandas de frecuencia	
Recepción en banda X (Rx)	7.1 – 7.25 GHz
Transmisión en banda X (Tx)	8.35 – 8.5 GHz
Transmisión en banda Ka (Tx)	31.8 – 32.3 GHz
Recepción en banda Ka (Rx)	34.37 – 34.75 GHz
Especificaciones	
Taper recepción en banda X	-15dB a 29°
Taper transmisión en banda X	-15dB a 29°
Taper transmisión en banda Ka	-17dB a 29°
Taper recepción en banda Ka	-18dB a 29°
Crosspolar en banda X y Ka	< -30dB hasta 29°
Perdidas de retorno en banda X y Ka	> 30dB

Tabla 5.1 – Requisitos

Se tratan de unos requisitos bastante exigentes y complicados de alcanzar, de no lograrse, quedarían claras las limitaciones de esta implementación sin coaxial.

5.3.2 Primeros pasos

Para comenzar con el diseño de la antena, al tratarse de un diseño muy especial, hubo que ser necesario informarse mediante la lectura de Papers con contenido similar que se detallan en el [estado del arte](#).

Fue de especial utilidad el artículo [33] donde se explica el diseño de un feed para 3 frecuencias siendo las de banda X muy similares a las del diseño deseado, y la tercera en banda Ka como en los objetivos de este TFG, aunque en éste hay dos bandas en banda Ka.

El objetivo de este artículo es diseñar una antena para el espacio profundo, lo cual hace que tenga unos requisitos muy diferentes a los del proyecto, pero es quizá la mejor publicación para tomarla como punto de referencia.

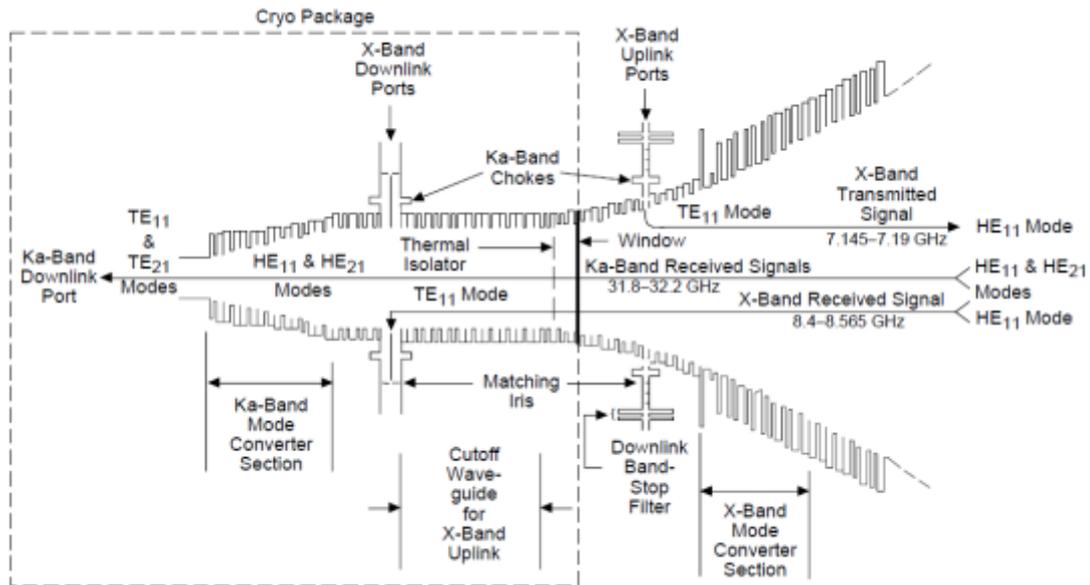


Figura 5.27 – Esquema de la antena del artículo

Ésta es la Figura que más información útil tiene del Paper además de un par de párrafos donde se detallan algunas medidas concretas y el porqué de su elección.

Con ella surgieron diversas opciones para la realización del diseño de la antena, las cuales fueron implementadas en Mician y comparadas unas frente a otras para ver cuál de ellas resultaba una mejor opción.

Otro Paper de interés es el de Jorge Teniente [34], el cual explica la utilidad y el modo de empleo de las corrugaciones axiales, las cuales permiten realizar la adaptación de la señal a la bocina corrugada de una forma más eficaz, acortando así el tamaño de la bocina unos milímetros. Por ello se tratará de emplear corrugaciones axiales.

5.3.2.1 Cutoff y simetrías

Como es la primera vez que aparecerá el concepto de cutoff en Mician, se explicará brevemente.

El cutoff es la frecuencia de corte para la cual se harán los cálculos del Mode-Matching, es decir, solo se tomarán en consideración los modos que se encuentren en propagación para la frecuencia de simulación siempre que estén por debajo del cutoff. Los modos más importantes para el diagrama de radiación son los modos fundamentales y los modos de segundo y tercer orden. Cuanto mayor es el orden de un modo, menor energía transporta, mayor es su frecuencia de corte, y por ello los modos de un orden elevado se pueden despreciar.

Por ello existe el cutoff, para marcar hasta que modos se realizará el cálculo para la simulación. A menor cutoff, menor número de modos, y por lo tanto mayor rapidez de simulación, pero también menor realismo.

No solo existe el cutoff para poder delimitar el número de modos que se emplearán en el cálculo, también existen las simetrías, las cuales, usadas debidamente, en ciertos diseños pueden suponer una gran mejora en tiempos de simulación.

Las simetrías definen cómo se comporta la estructura electromagnéticamente, cuantas más simetrías tenga la estructura, menor número de modos se requerirán para su simulación.

Pero las simetrías deben emplearse con precaución, porque cuando se aplican, desaparecen los modos relativos a cada una de ellas y puede que no se desee tal efecto, puesto que esos modos sí que existan realmente.

Hay varios tipos de simetrías para poder configurar, que se muestran en la siguiente Figura:

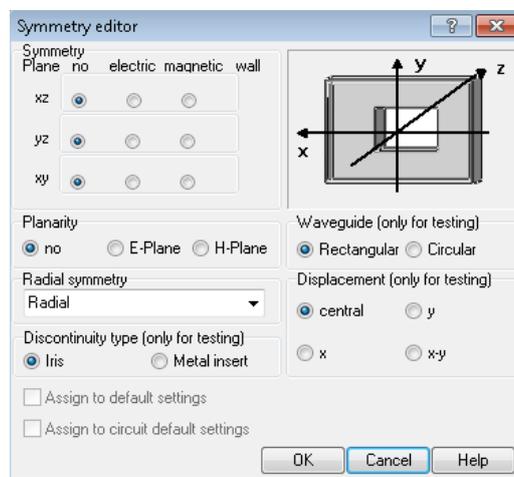


Figura 5.28 – Configuración de simetrías

Se dispone de simetrías en los planos XZ, YZ y XY; pero también la simetría radial, la cual se puede configurar para que tenga en consideración únicamente hasta los modos de orden 1, 2, 3 ...

Para la realización de todos los diseños iniciales, se empleará una frecuencia de corte de 60GHz y simetría radial ya que la posee la estructura (bocina circular). Al ser la frecuencia de corte 60 GHz para la banda X la simulación será muy realista, pero para la banda Ka el resultado será solamente próximo al real, consiguiendo así a su vez una buena velocidad de optimización para poder realizar la gran cantidad de diseños y pruebas necesarios hasta lograr un diseño final. De cara a las versiones finales, se aumentará el cutoff para lograr mayor realismo aunque esto implicará una mayor lentitud.

6 Analyzed Designs

6.1 First Design

In the beginning it was tried to design an antenna with just two irises for then applying symmetries that will simplify the simulation. It resulted that they could not be applied because

the signal coming from the iris can be coupled to the other one, and it would not be realistic at all, also the way modes conform can vary from two to four irises.

The first design was done using the OMTJ with the branches rotated 90° so, the alimentation was done using transversal irises. Although in the paper referred it was not done this way, we wanted to ensure if this way of alimentation was possible, and if it was, we hope it to be better, because it implies to avoid a long plane waveguide.

The antenna has two parts, the first one it's a corrugated horn for the Ka band following the [initial steps](#) for its design with ten corrugations and next to it another corrugated horn in X band following the same steps but with 20 corrugation. The alimentation is done in just one corrugation, between the Ka band horn and the X/Ka band horn (this horn is shared between the X and Ka bands).

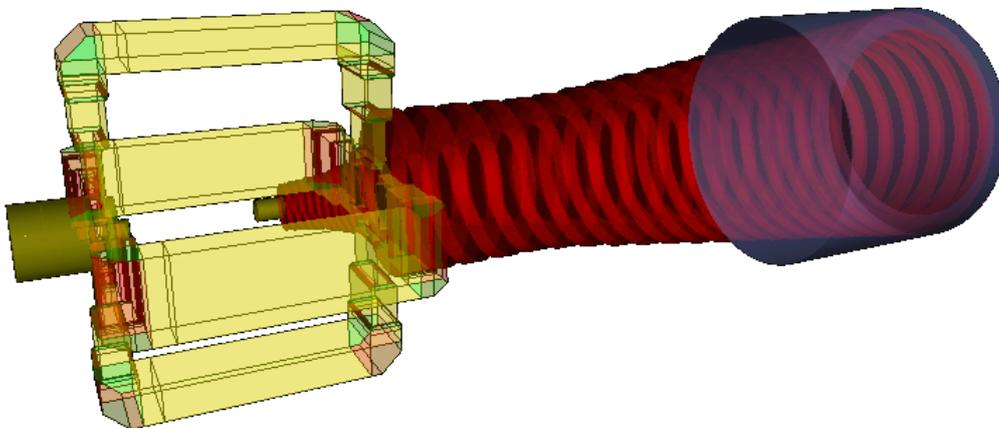


Figura 6.1 – 3D Model of the Fist Design

With reference in the paper [33], the radio from the part of the antenna where the X band its coupled it's about 13mm, so the X band is not in propagation backwards but it is in propagation towards.

The problem of this design is that the OMTJ its not able to couple power to the horn; because of this this implementation of the OMTJ is not valid. Speaking of radiation parameters, it is not able too, but in that moment when the OMTJ was designed they were not checked because if there is no power there is no radiation.

Watching this design with a bit more expertise acquired during the TFG it can be seen clearly that it is an impossible design because the X band horn is huge.

6.2 Second design

This design is a small modification of the first design, now the OMTJ is feeding the horn transversally but with the longitudinally alimentation design, the only change are the four branches that couple signal into the horn which are now twisted 90° . This is a 2D element FEM, so the optimization will be much more difficult, but it could be necessary.

Rectangular waveguide twist. The structure is calculated by the finite element / mode-matching method (FE/MM).

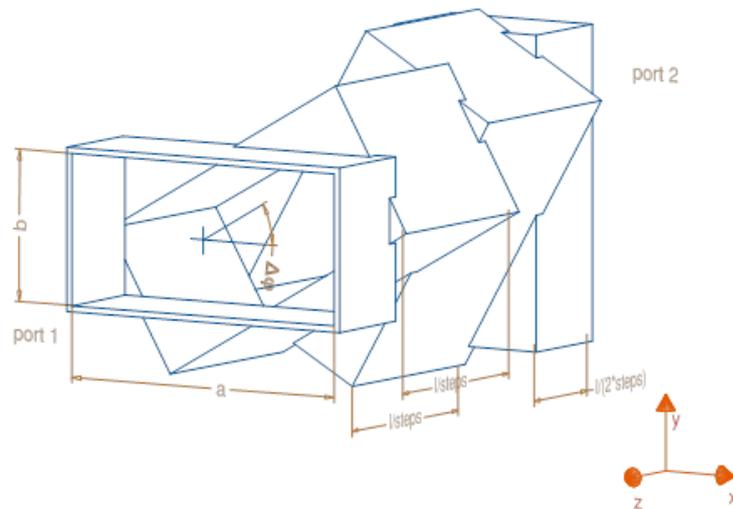


Figura 6.2 – Element: twist

We can see the whole design in the Figura 6.3, but as in the previous case, in this new design there is no power coupling again. So the problem seems to be in the way the modes couple in this form and not in the OMTJ.

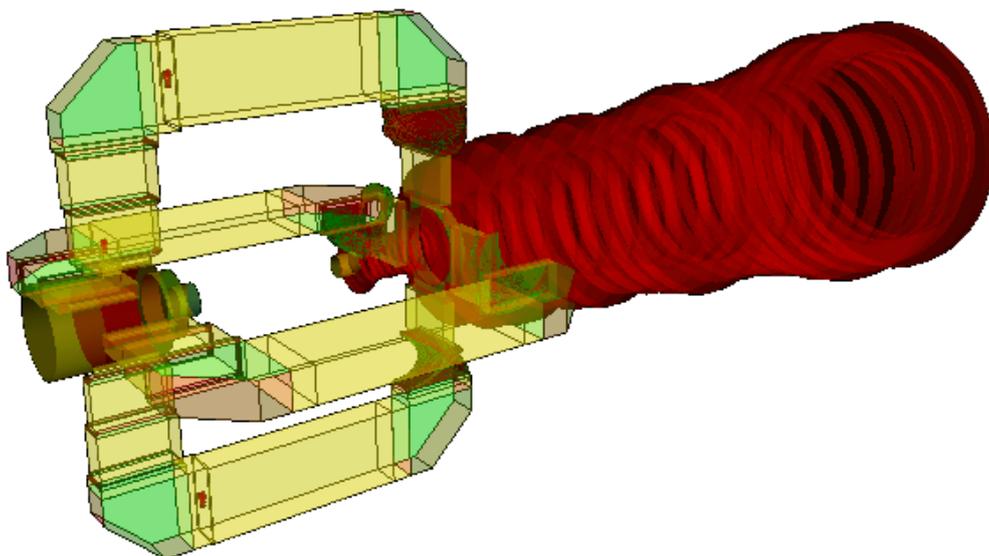


Figura 6.3 – 3D Model of the Second Design

6.3 Third design

After the first two designs it has become clear that the feedthrough seems unfeasible, or at least could not be achieved. Therefore, from now it employs a longitudinal OMTJ to feed the horn. This longitudinal feed is made between the X band and the Ka band horn. The Ka

band horn will end with a radius of about 13mm because now the X band fundamental mode propagates forward only when its coupled to the antenna. The common corrugated horn for the X and the Ka band now will have a corrugation period adequate to the Ka band but keeping the corrugation depth of the X band. Thus the corrugation period is suitable for the Ka band but although it can be thought that it is not suitable for the X band. The only problem that can appear are resonances that are able to appear with corrugation periods above $\lambda/10$, therefore there is no problem.

It is going to be tried the minimization of the impact of the X band horn in the Ka band thought a profile of fast growing and chokes.

The following design is an antenna with chokes and axial corrugations which are responsible of adapting the coupling of the X band to the horn. To see how many chokes are needed there have been done four different designs for one, two, three and four chokes like in Figura 6.4. All of them have been optimized and it is concluded that with two corrugations the horn works better.

When analysing the radiation behaviour, we can see that the chokes improve the X band return loss without making the Ka band signal worse. The X/ Ka band was also tested without chokes but it was worse than employing them. Now chokes overlap with the OMTJ so this design will be physically impossible but for now this problem is ignored since by Micia there is no overlap. Firstly, we have to make this work.

Requirements at this moment are the S11 and S22 parameters corresponding to X band and Ka band ports which so far do not reach the minimum required. Later when the S11 and S22 parameters become good enough, we must begin to pay more attention to the radiation patterns.

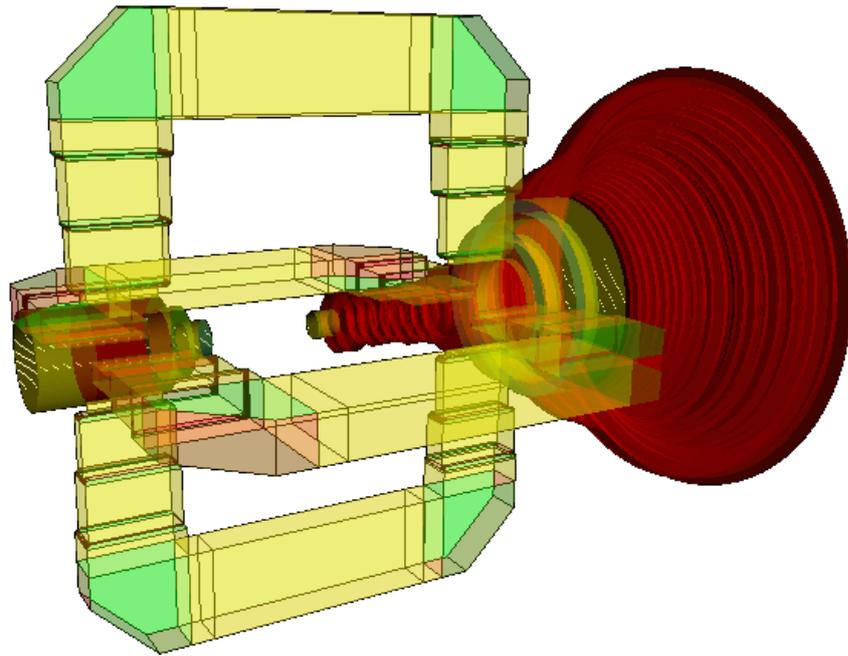


Figura 6.4 – 3D Model of the Third Design

For optimization as in this case the radiation diagram begins to be important we configure a very complete optimization parameters list. S11 maximum levels are set for both, the X and the Ka band at -20 dB, this maximum levels are far from the final requirements but are good enough for a valid design. Crosspolar maximum level is defined from 0° to 29° at -30 dB for both, X and Ka band.

The taper is also configured to be -15 dB for the X band and -17 dB or -18 dB for the Ka band depending of if it is transmission or reception. When we try to optimize a design to achieve a determinate taper, we don't only define the 29 taper but also many more points that will define the principal lobe completely. This is necessary because if for example our design is more directive that what we need and in the 29° it is the secondary lobe, then it is possible to get a result where this lobe fits perfectly in the taper and the optimization error for the taper is 0. That is why we define all the principal lobe, to get the optimization work trying to make the directivity lower and fitting the principal lobe in the taper and not the secondary lobe.

Because of that seems to be necessary to define several tapers separated a sufficiently small value of degrees to achieve the desired shape, but now the question is: what shape must have the main lobe? The shape of the main lobe it is going to be Gaussian if it's possible because the better way to feed a parabolic reflector is with a Gaussian lobe. To determine the power of the points for each degree of the Gaussian lobe a script programed by Anteral in Matlab [35] is used for this type of tasks. When the optimizing parameters are set for each taper of the Gaussian main lobe we give more weight to the points that are closer to 0°.

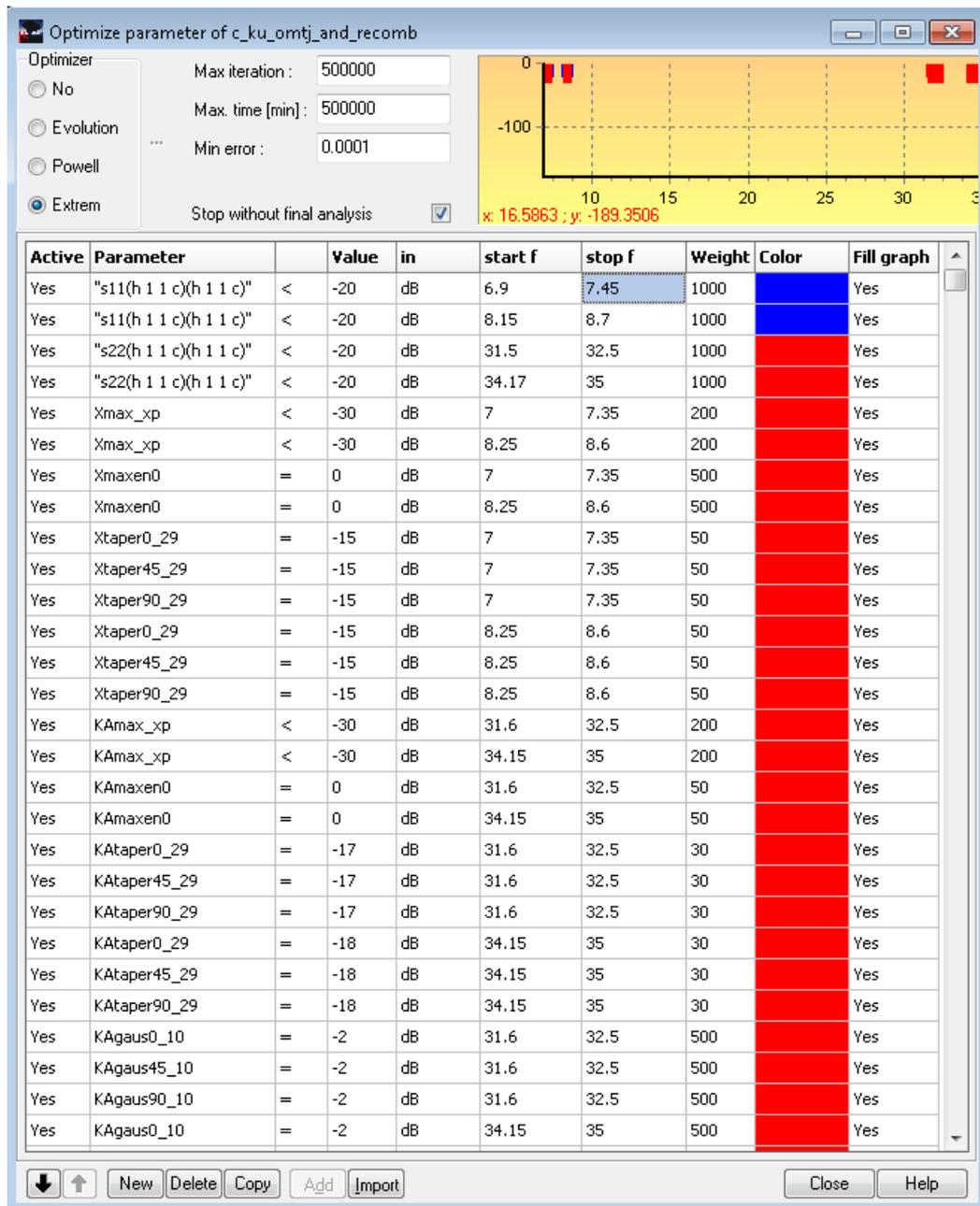


Figura 6.5 – Optimization Requirements of the third Design

Until now we have seen that the better choice is 2 chokes, but we have not checked if the Ka band horn is the optimum one, and neither the X band number of corrugations.

Because of that we have many different designs to try, compare and improve.

6.4 Fourth Design

In the fourth design that we tried, we change the Ka band corrugated horn for a spline profile horn that it is shown in the next figure.

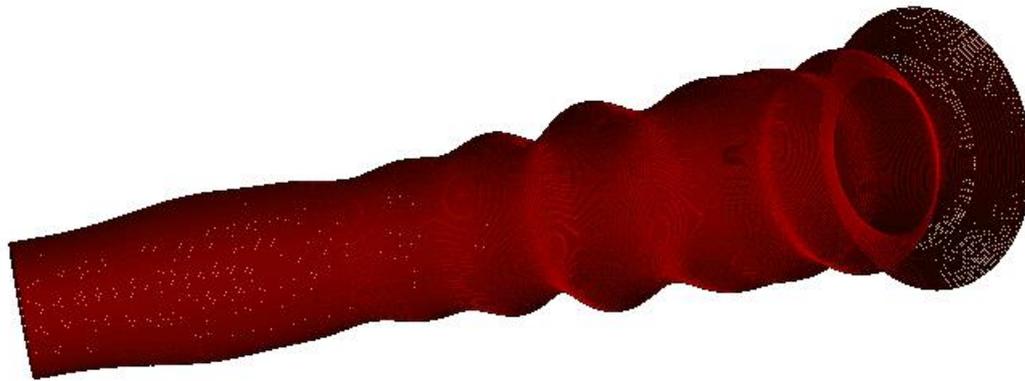


Figura 6.6 – Ka band Spline Horn

As we can see, after the optimization, the spline horn tries to close the aperture just in the final to make the X band easier to couple towards the mouth of the antenna. With this horn we can improve a lot the Return Loss parameter for both bands, X and Ka: Figura 6.6.

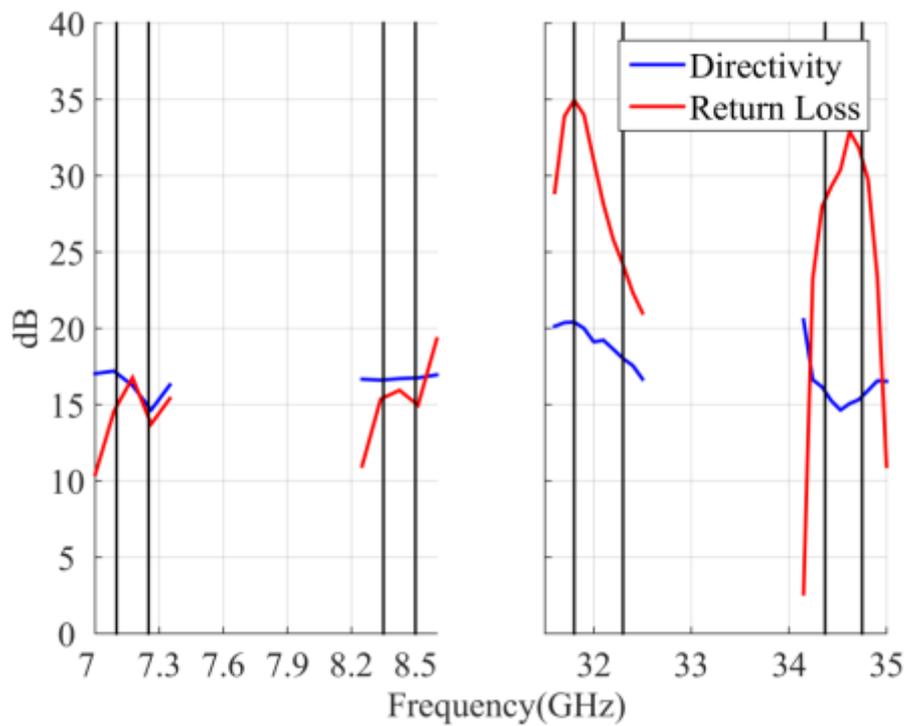


Figura 6.7 – Forth Design Return Loss and Directivity

As we can see, the Return Loss parameter is better than 15dB for the X band and better of 25dB for the Ka band. Because this design has good Return Loss parameters, we

continued the optimization of this design but at the same time we were optimizing the next design, whose idea comes from the longest size of the spline horn that could be the reason why it improves the Return Loss.

6.5 Fifth Design

It is a small modification of the third design, the Ka band horn now it is going to be composed of 18 corrugations instead of 10 (to achieve the conclusion that 18 corrugations is the correct size, 6 designs were compared with 15,16,17,18,19 and 20 corrugations), so, the slope it is going to be lower and for avoiding it to be too small, the input radius it is reduced until reaching 3.7mm (optimized), a radius that do not let the TE₁₁ mode propagate but big enough for having a good S₁₁. If the slope is too small, the S₁₁ parameter get much worse, and because of that we have to ensure that the slope is enough. However, the more corrugations, the better beam shape, and that why we need a balance. For that, when we optimize, we will multiply all the radius of the Ka horn by a variable, so we can adjust the slope doing a simple optimization; also we put the input radius as an optimization variable to optimize the whole horn.

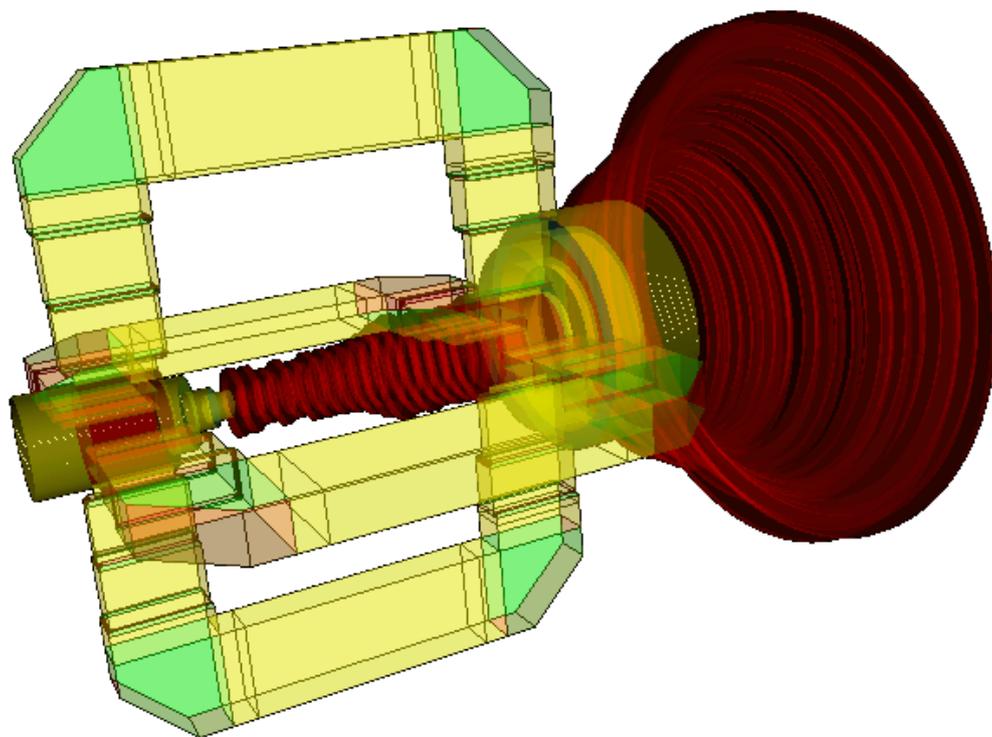


Figura 6.8 – 3D Model of the fifth Design

6.6 Sixth Design

After optimizing for some days the 4^o and 5^o designs, the fifth design with corrugated Ka horn seems to be better, so we continue including improves to this design.

The first improvement that it is thought is the use of a linear taper from the X band incorporation to the first choke, getting by this way a better adaptation of the X band at the same time that a reduction of the big impedance change that the Ka signal suffers when it passes the plane circular waveguide of 13mm radius to 2 chokes of initial radius of 20mm. In earlier designs, although we have a big impedance change, the optimization concludes that 20mm is the best radius, so here we think about including a linear taper.

It is mandatory to use a linear taper or a similar element to avoid the chokes intersection with the OMTJ. This was a problem that we did not care until now when we solve it.

The linear taper (Figura 6.9 – is a piece that links lineally a circular waveguide of a radius to another one with different radius. It is a 2D FEM element, and as we know, 2D FEM elements slow the optimization a lot. We have to define a discretization, a number of steps that the linear taper will be done.

Circular waveguide conical horn element

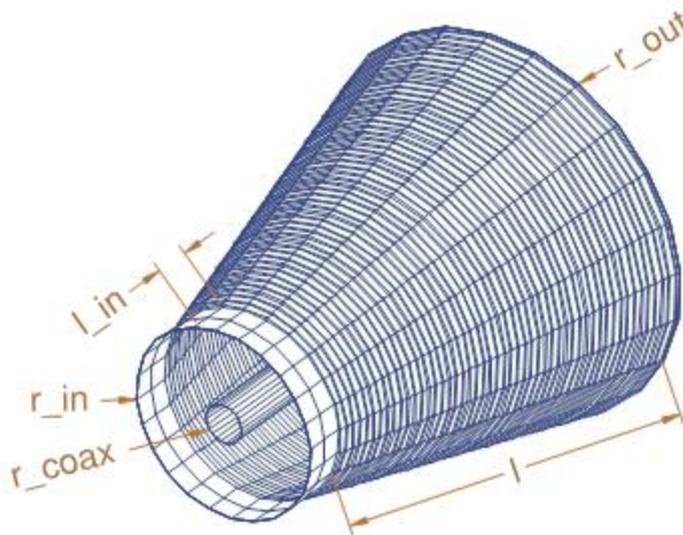


Figura 6.9 – Linear Taper

In our case l_{in} is going to be 0.

The entire design is going to be like this:

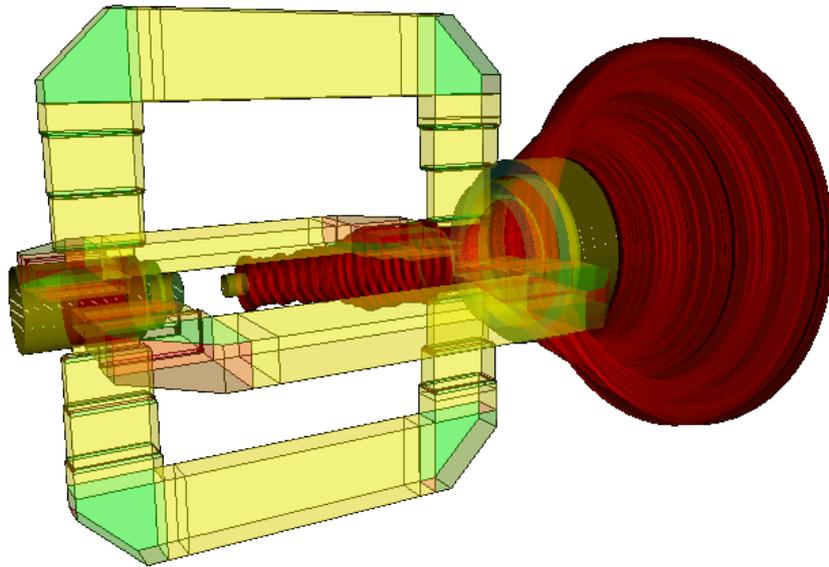


Figura 6.10 – 3D Design of the Sixth Design

Because the Feed System has increased in complexity, here we have a X-Z plane cut to see how the System is.

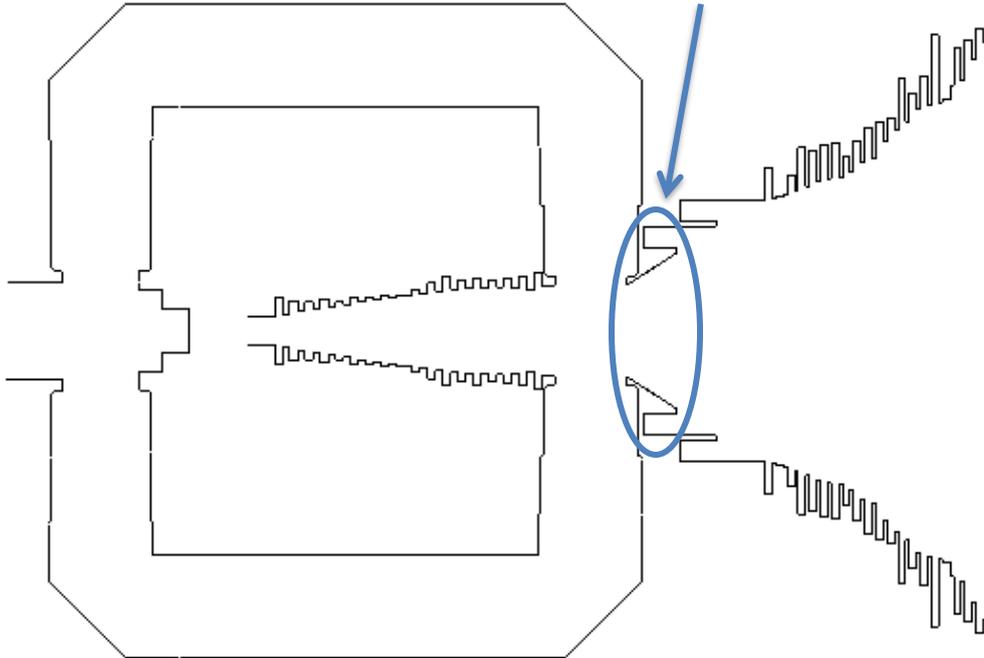


Figura 6.11 – Cut of the Sixth Design

As we can see in the Figure, the minimum length of the linear taper is limited by the axial corrugation, the bigger axial corrugations, the bigger taper, so we have to achieve a balance between the taper's size and the chokes depth.

With this design results are getting closer to the objective, the Return Loss parameter is above 20dB as we can see in the Figura 6.12:

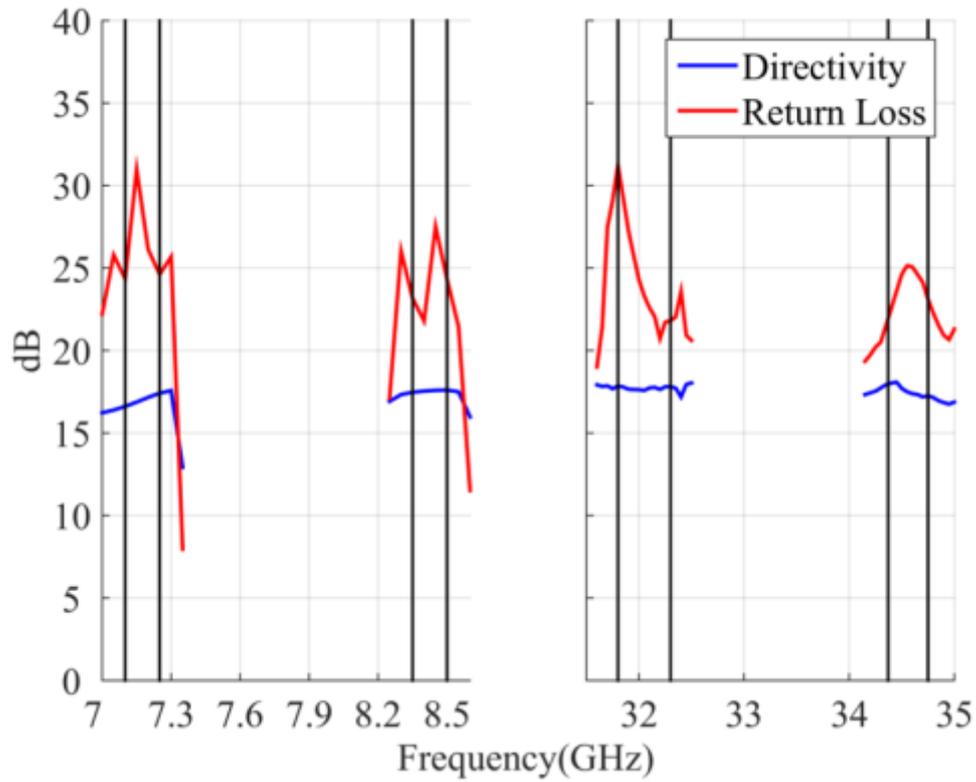


Figura 6.12 – Return Loss and Directivity of the Sixth Design

And the radiation patterns:

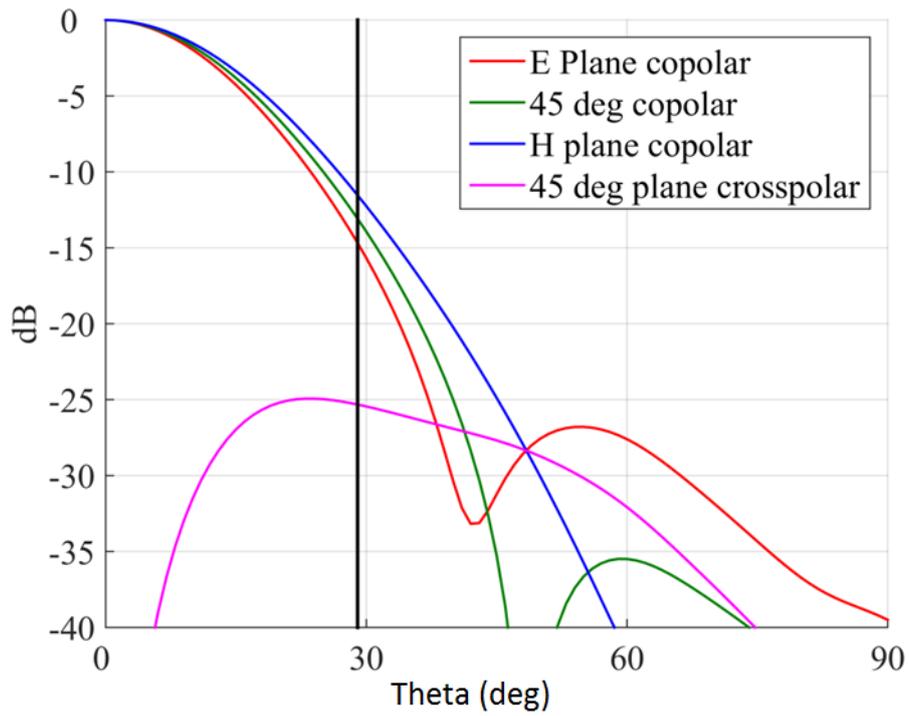


Figure 6.13 – Copolar and Crosspolar pattern for 7.2GHz for the Sixth Design

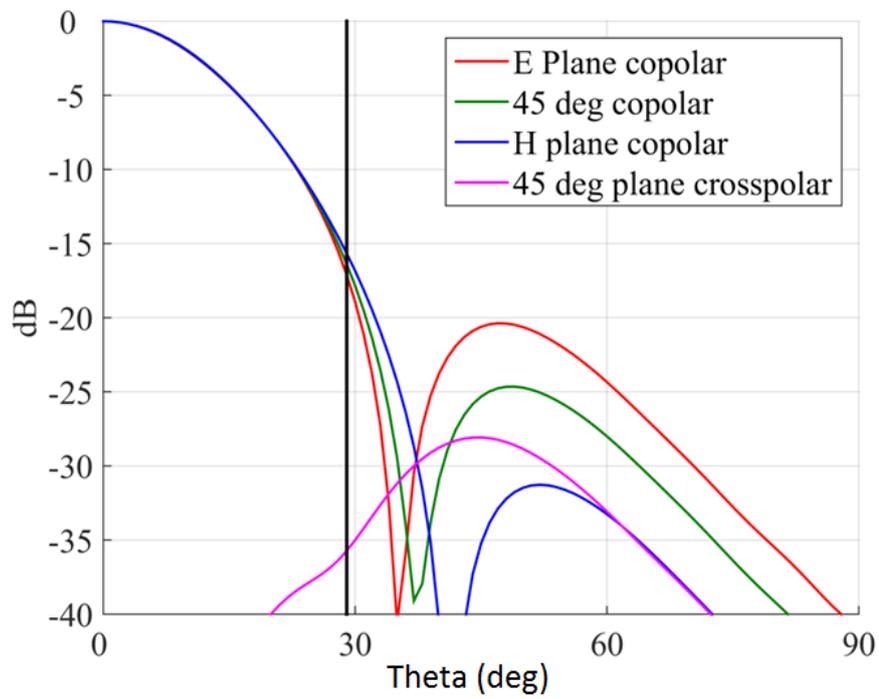


Figure 6.14 – Copolar and Crosspolar pattern for 8.425GHz for the Sixth Design

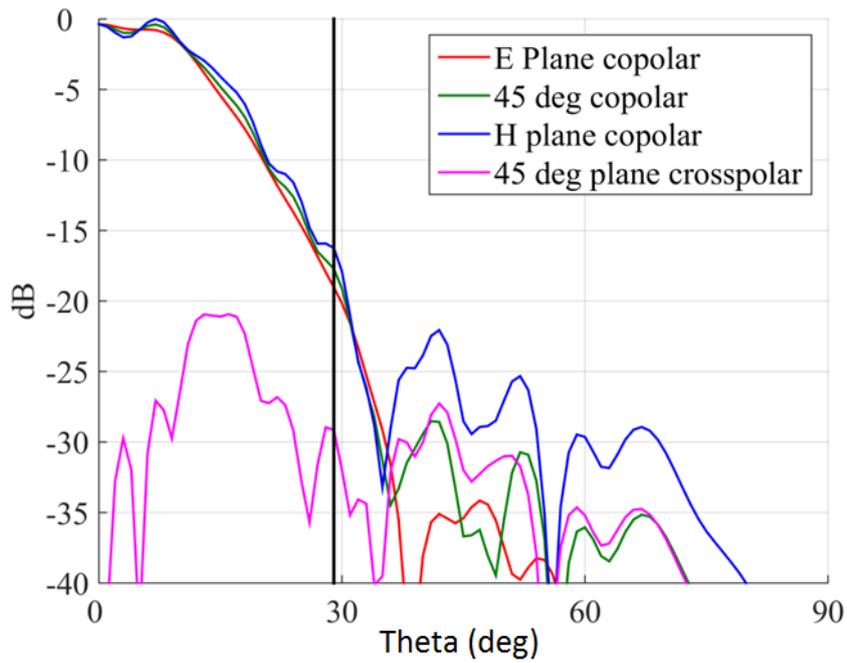


Figure 6.15 – Copolar and Crosspolar pattern for 32GHz for the Sixth Design

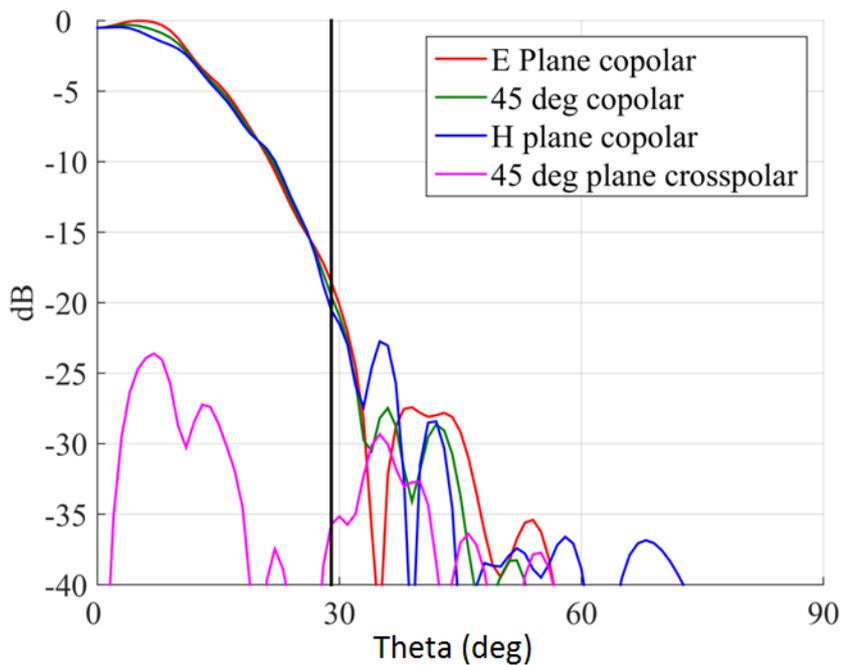


Figure 6.16 – Copolar and Crosspolar pattern for 34.6GHz for the Sixth Design

They are a very good patterns, but as we have said, the Mician frequency cutoff is not too high, then the design is not too realistic. For the X band, the cutoff is enough to achieve a

very realistic results but for the Ka band they are not. A very accurate cutoff for the Ka band could be something like 100GHz, so this way it could be realistic.

With this pattern we can see a little curl in the Ka band, more noticeable in the lower Ka band.

The next step is increase the cutoffs of the design, but only for the Ka band, only for the horn, the only part of the Feed System where the Ka band goes through. We keep the 60GHz for the OMTJ and we change the horn cutoff to 120GHz. The only reason why we kept the 60GHz cutoff was the simulation speed, much faster, very useful for the lots of designs we had to do.

Sixth design with high cutoff

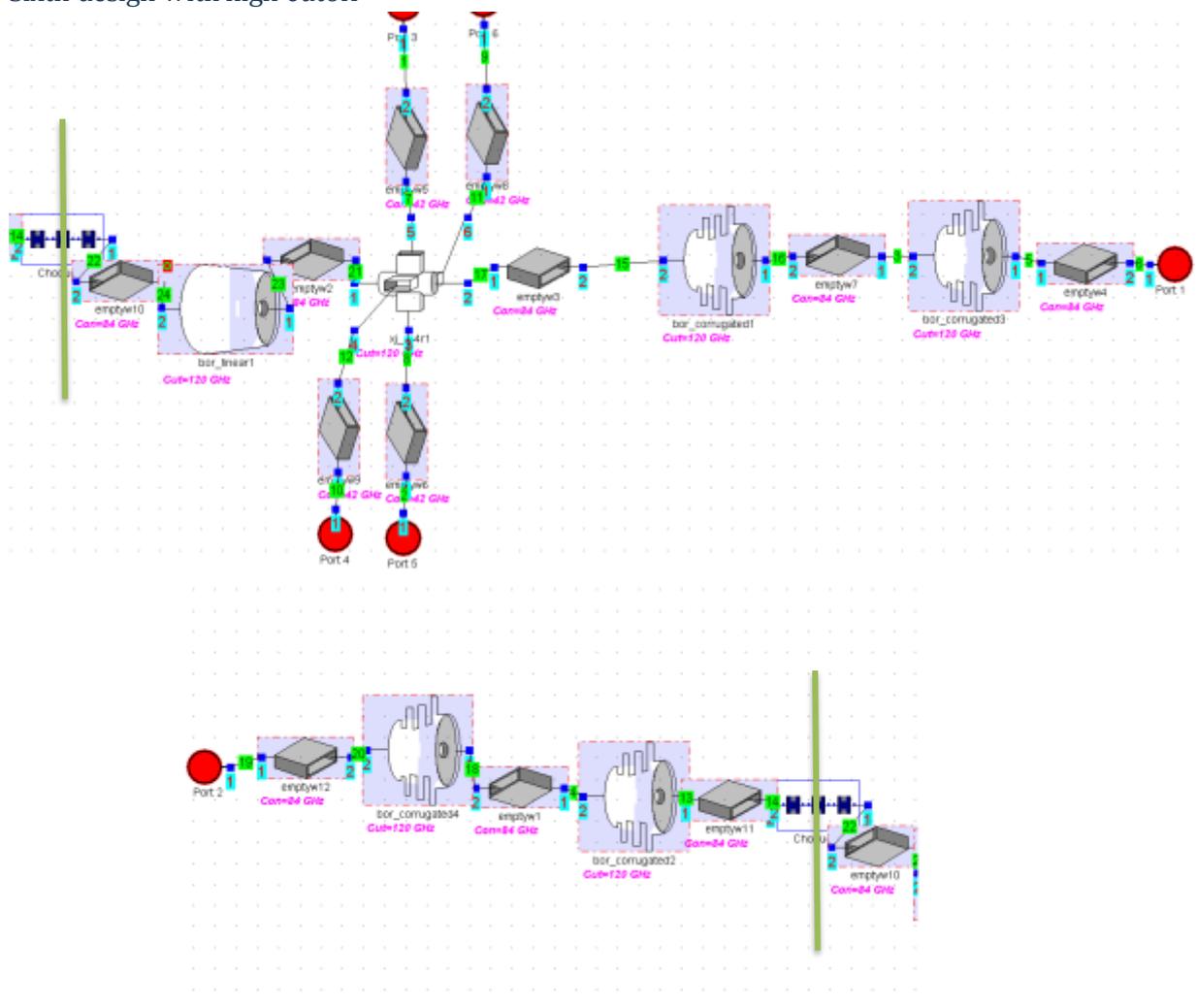


Figura 6.17 – Sixth Design horn circuit

For this design we will use a 120GHz cutoff for the elements and a 84GHz cutoff for the conexions.

One key for doing this design is the use of 2 different cutoff frequencies, one for the OMTJ and another for the horns. We can make this possible setting a circular waveguide port cutoff at 120GHz and setting the rectangular irises at 60GHz.

The radiation do not allow simulate with higher frequencies than 100GHz because for the Ka band, the horn mouth is huge, because it's size is designed for achieving the X band directivity. Because of this, we have lots of modes in the mouth. With 100GHz we have a very accurate patterns, so there is no problem.

After simulating with the 120GHz cutoff for the Ka band, the crosspolar level increases a bit and the copolar patterns change too, now the copolar maximum is in $\theta=7^\circ$ instead of being at $\theta=0^\circ$.

The crosspolar increase is because now we do not ignore high order modes that are now affecting in the patterns. The displaced maximum is because modes add in counter phase.

For not including a lot of patterns, we will show the 34.6GHz copolar and crosspolar pattern which is very representative of the displaced maximum.

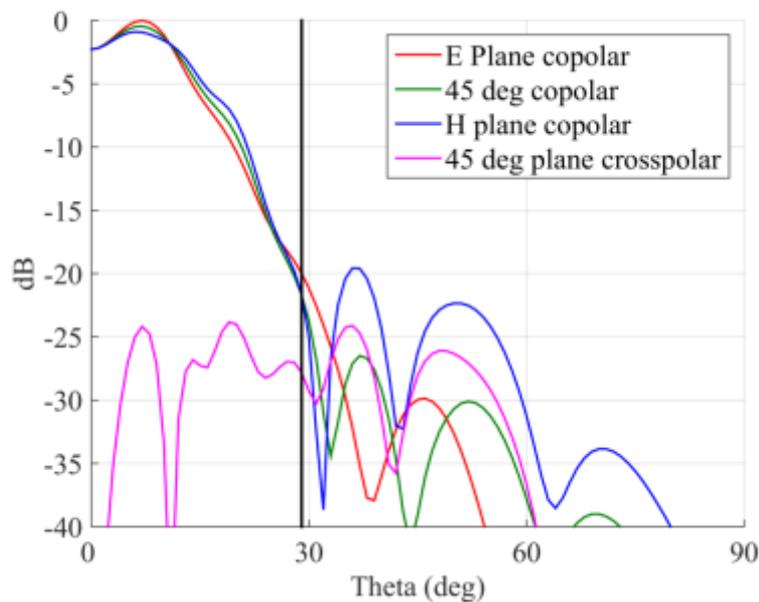


Figura 6.18 – Copolar and Crosspolar pattern with maximum in 7° Sixth Design

The relative power level at $\theta=0^\circ$ is about -2.1dB which is close to half of the power at $\theta=7^\circ$. This seems to be a problem, but it's not a problem, the signal which goes out from the horn is going to reflect in a parabolic reflector that will compensate the maximum problem and the little curl.

6.7 Seventh design

As we can see that the sixth design has some good performance, in this new design we are going to improve the optimization. For doing that it will be tried to optimize it until there is no more improvement but also, we are going to try to remove some X band horn corrugations if the performance is the same, so we can reduce the Feed size.

Some simulations are made removing from 1 to 10 corrugations and it can be checked that removing 5 corrugations, the Feed performs the same but with a 25mm shorter horn achieving a total length of 248mm.

Now, all the Feed is optimized during an entire week to achieving the best results with the 15 corrugation horn. After the optimization we do another simulation more but with quad-precision in the radiation element activated, this way this simulation is going to be much more realistic.

When doing the quad-precision simulation, it takes a lot of time, 100 times slower than the normal simulation, but this is a necessary step to do in order to get the final results. The only difference is that Mician now, is not ignoring a lot of modes with low power that before did.

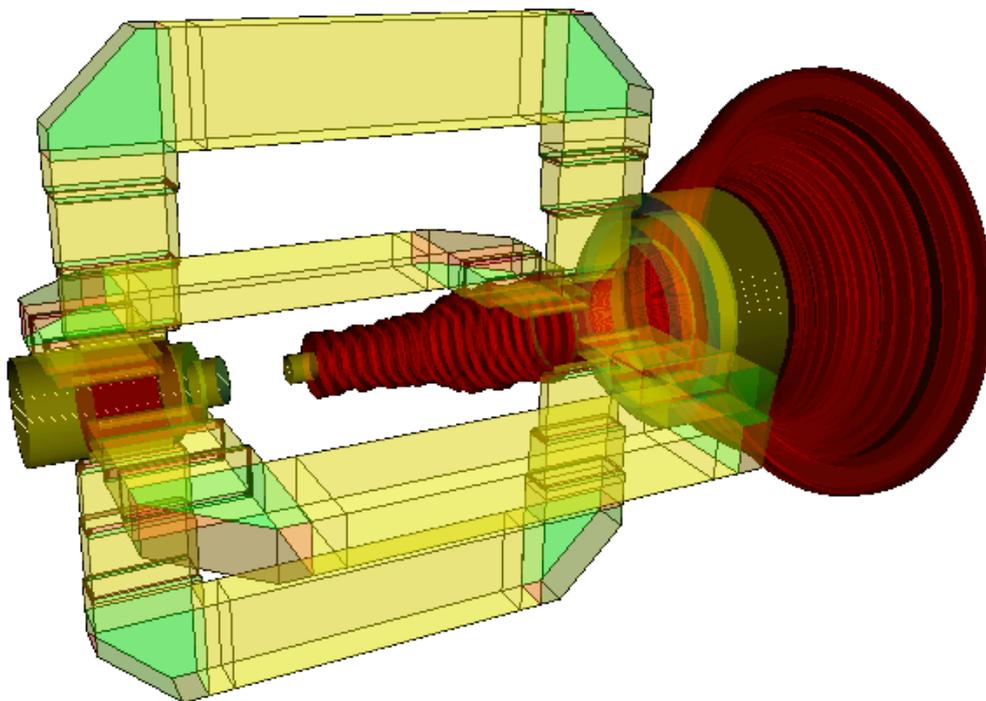


Figura 6.19 – 3D model of the Seventh Design

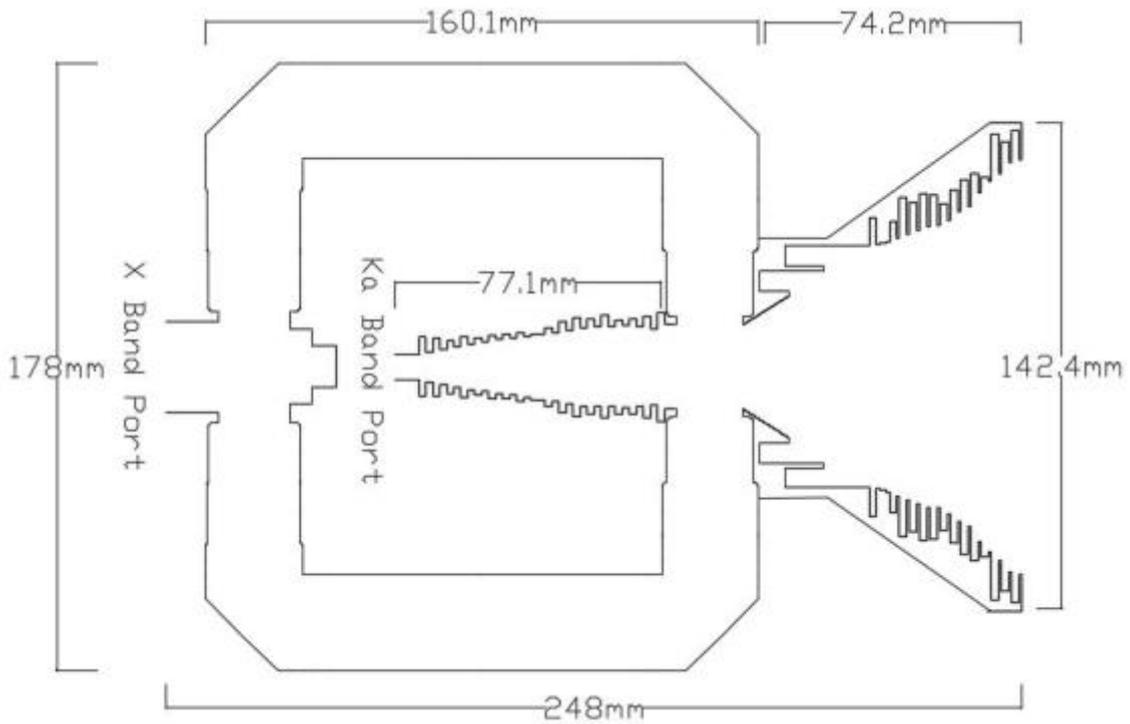


Figura 6.20 – Plane Cut of the Seventh Design

The radiation patterns will be like these:

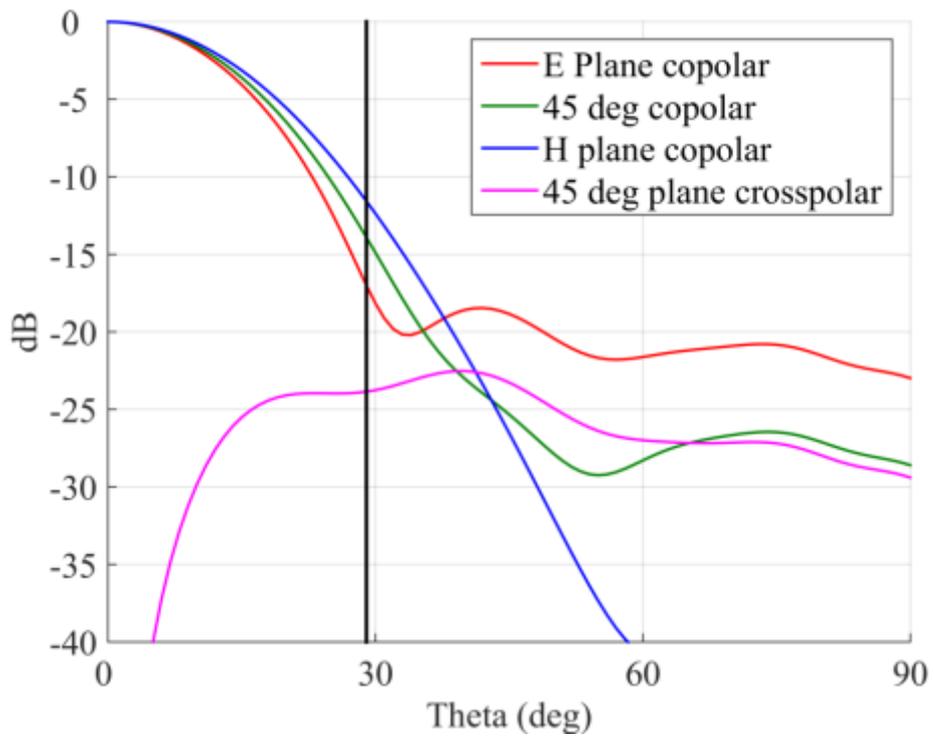


Figura 6.21 – Copolar and Crosspolar pattern for 7.2GHz for the Seventh Design

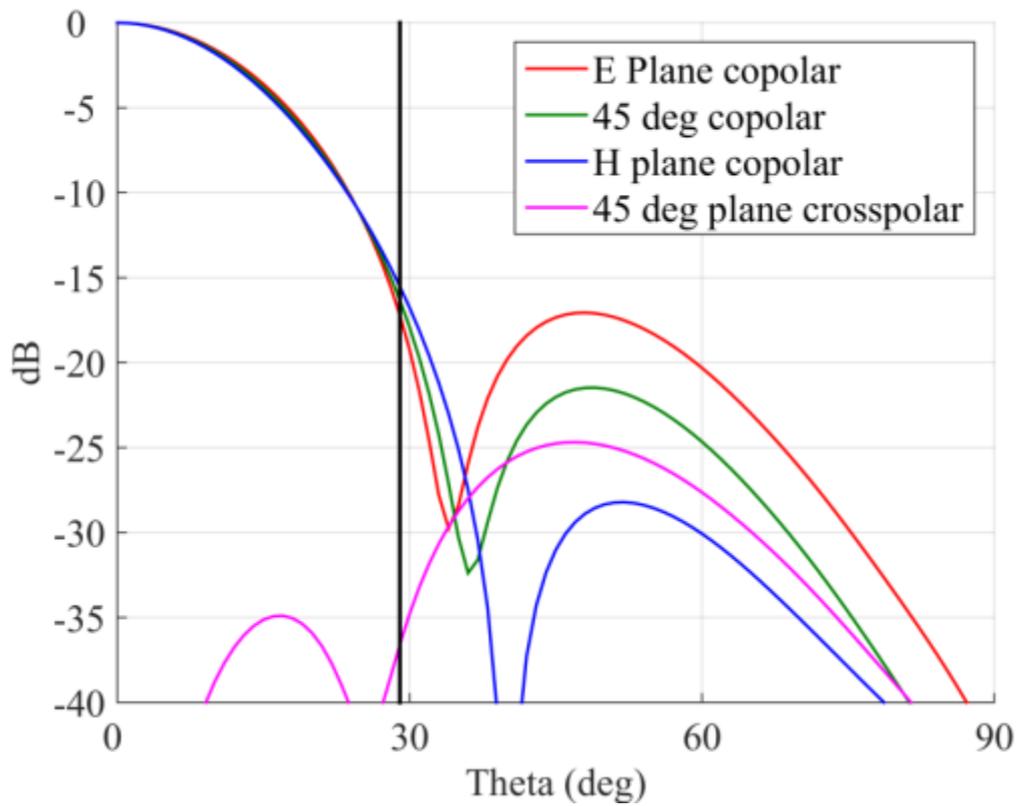


Figure 6.22 – Copolar and Crosspolar pattern for 8.425GHz for the Seventh Design

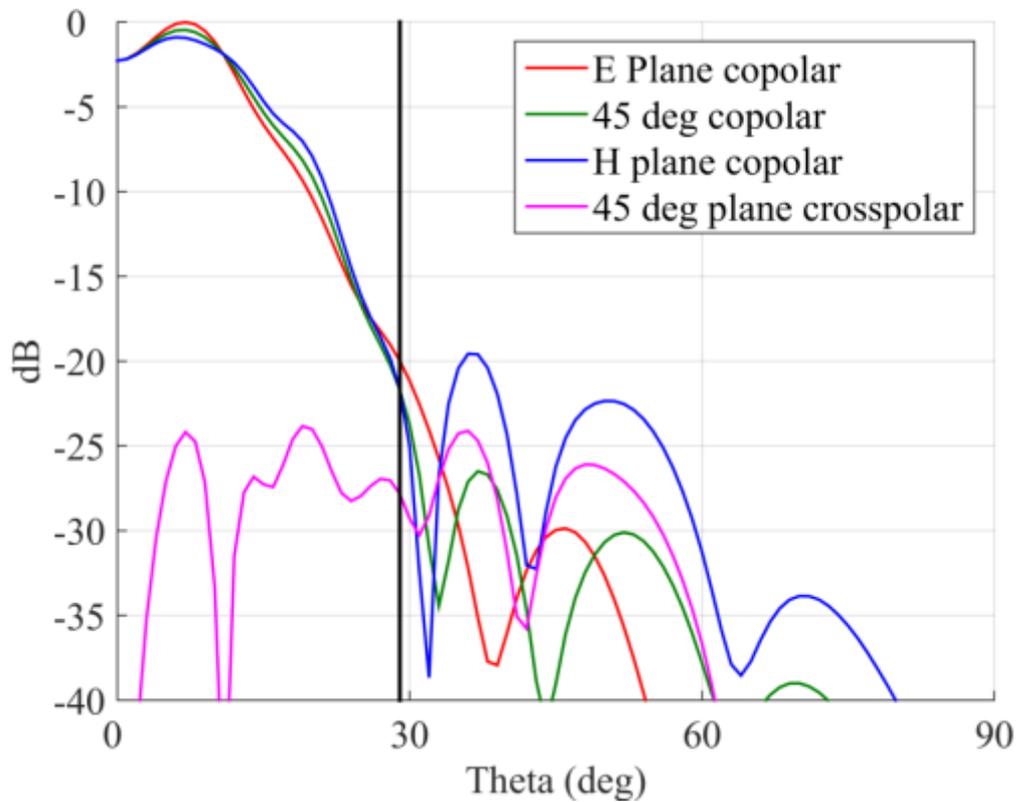


Figure 6.23 – Copolar and Crosspolar pattern for 32.05GHz for the Seventh Design

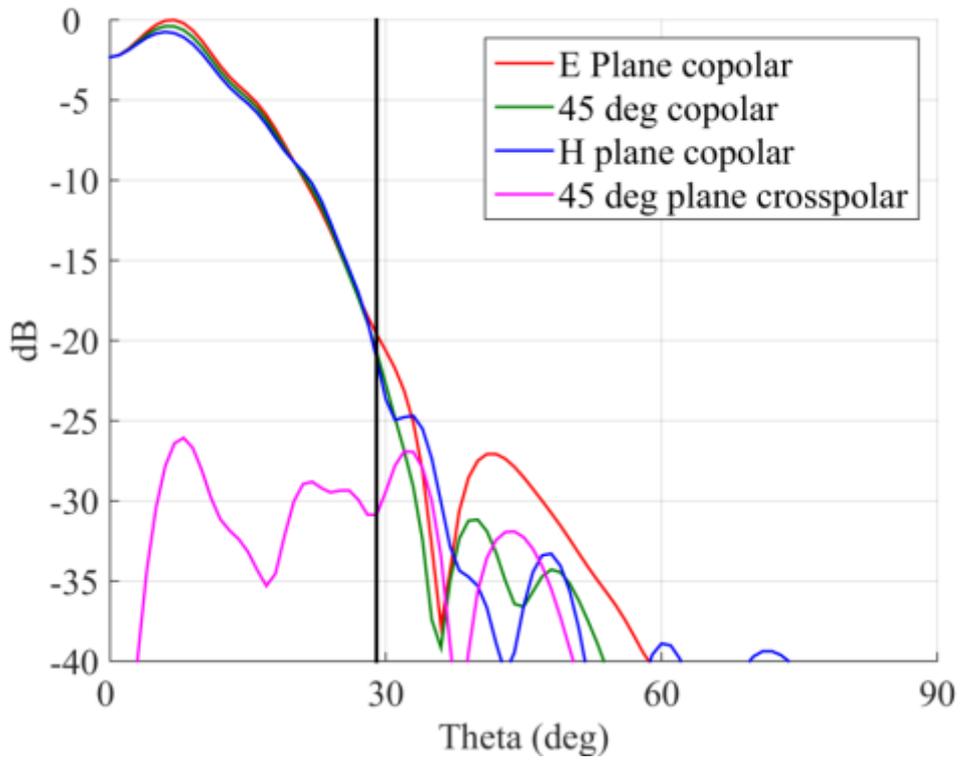


Figure 6.24 – Copolar and Crosspolar pattern for 34.55GHz for the Seventh Design

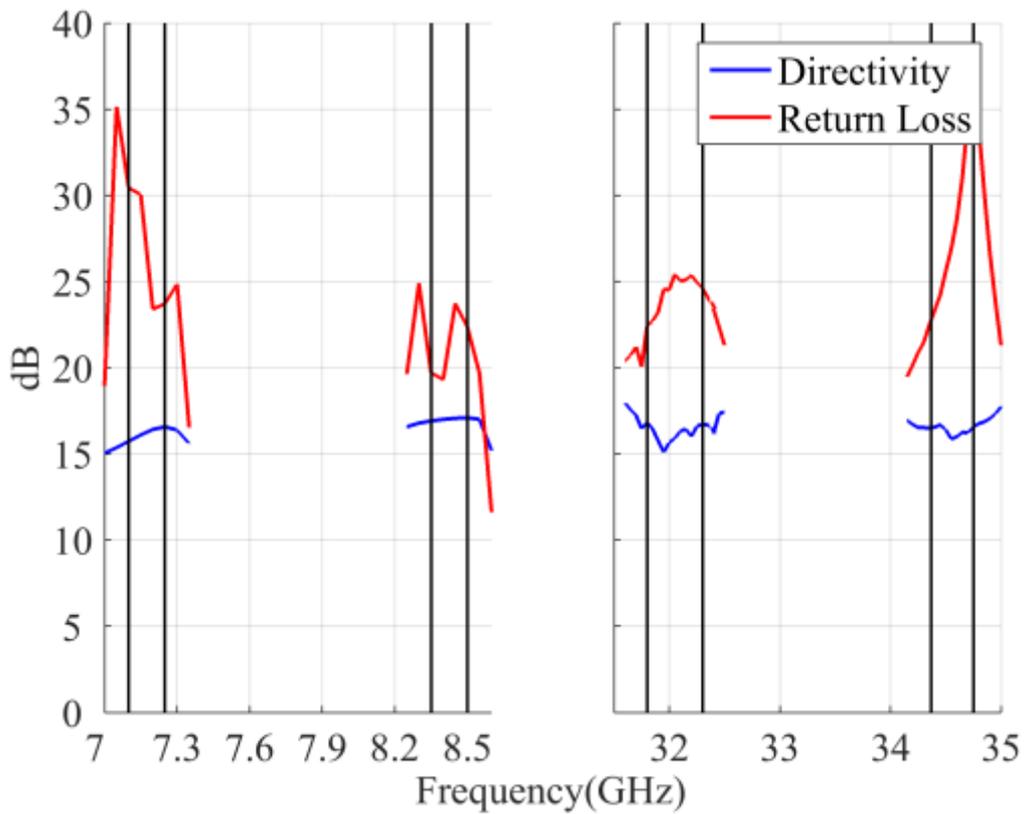


Figure 6.25 – Directivity and Return Loss of the Seventh Design

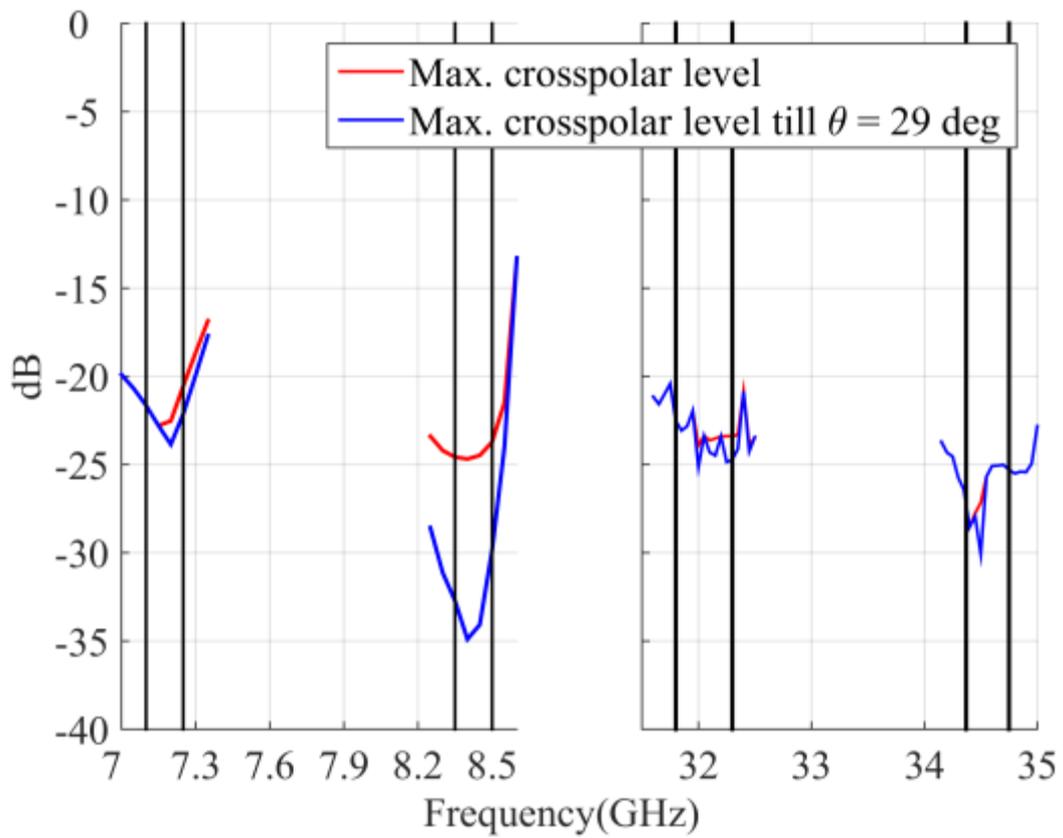


Figura 6.26 – Crosspolar Level of the Seventh Design

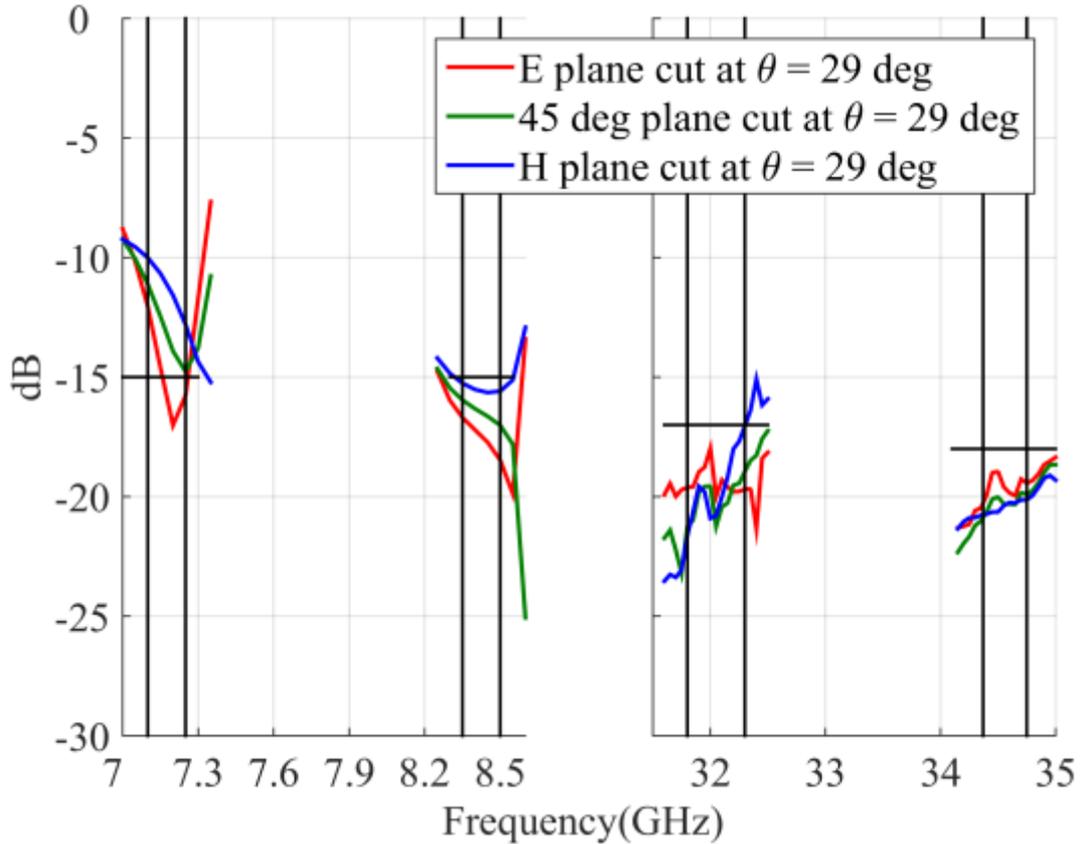


Figura 6.27 – 29 Deg Taper of the Seventh Design

6.8 Eighth Design

Until now the system works with a single linear polarization while the final objective is use a dual linear polarization. For doing this two septum polarizers are going to be added, one for each frequency band. The septum polarizer is particularly good because is a very small and simple polarizer for circular polarization, but here in this TFG, we are going to prepare the system for a dual linear polarization because it is easier to measure the system. This change from circular to dual linear is made by adding a 180° offset.

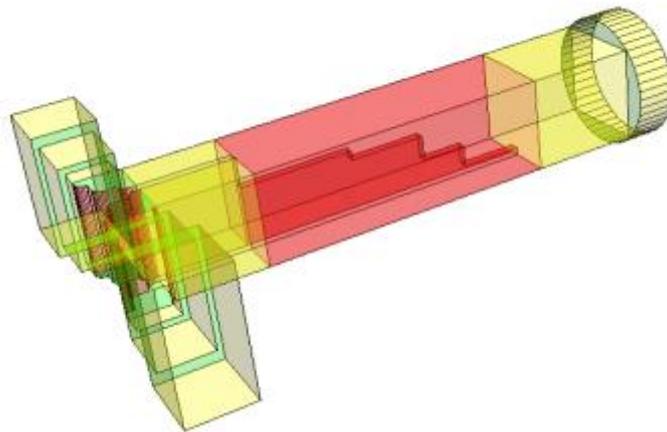


Figura 6.28 – Ka Band Septum

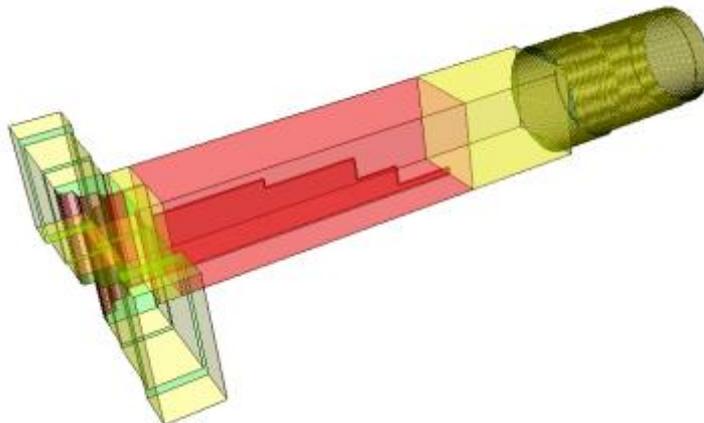


Figura 6.29 – X Band Septum

For understanding the septum, the best way is doing it by watching the following figures that represent their inside fields.

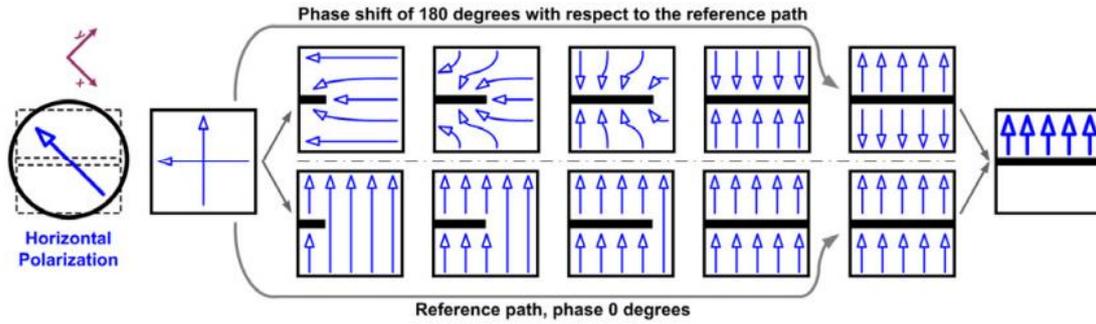


Figura 6.30 – Representation of the Field distribution inside the Septum (Horizontal Polarization)

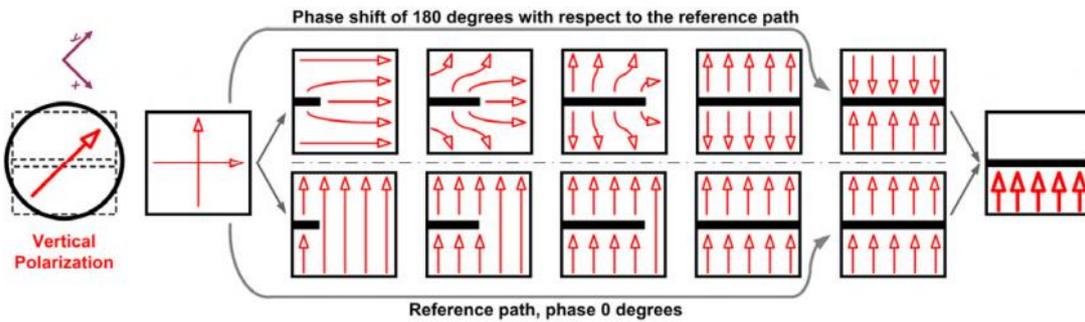


Figura 6.31 – Representation of the Field distribution inside the Septum (Vertical Polarization)

The septum has to be placed 45° exactly relative to the H and E fields that are going to be polarized as we can see in the figures. So that, the signal is going to have E and H fields.

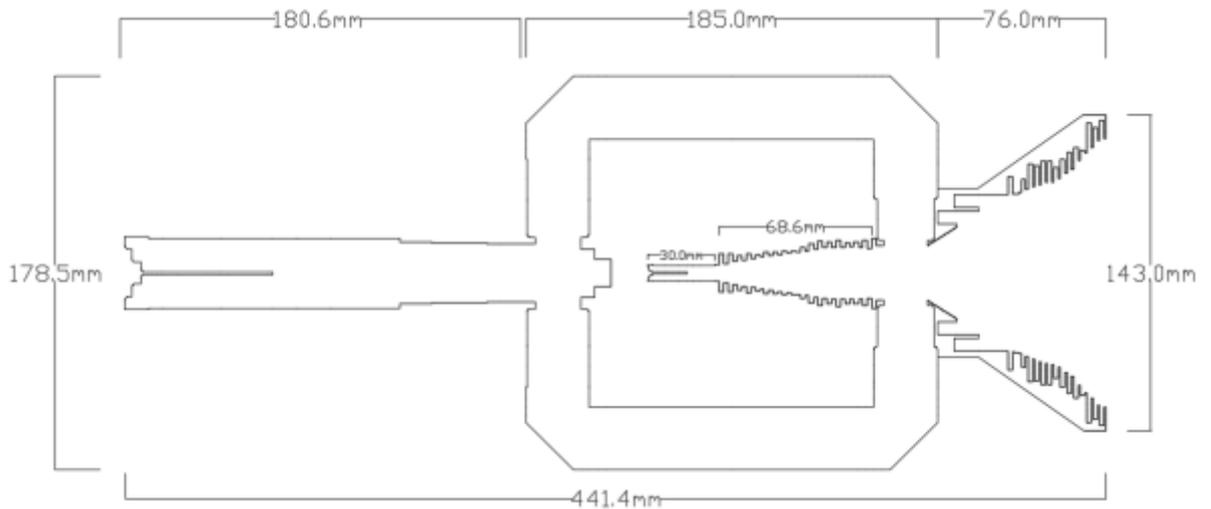


Figura 6.32 – Plane Cut for the Last Design

When the polarizers are placed, the Return Loss and crosspolar parameters are negatively affected as we can see in the following patterns:

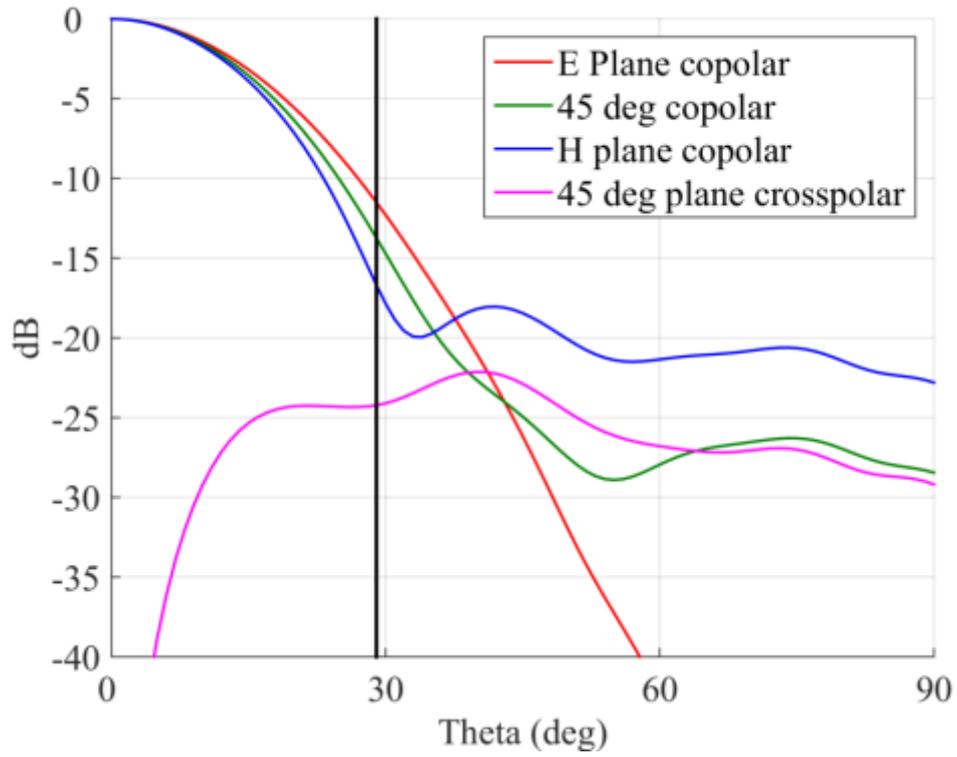


Figure 6.33 – Copolar and Crosspolar pattern for 7.2GHz for the Last Design

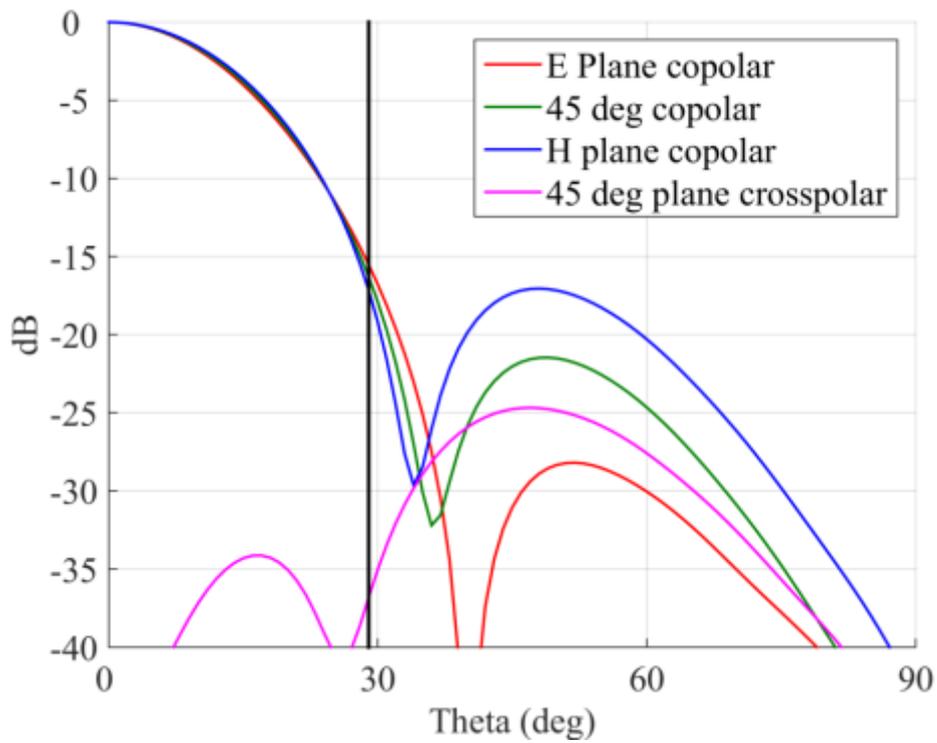


Figure 6.34 – Copolar and Crosspolar pattern for 8.425GHz for the Last Design

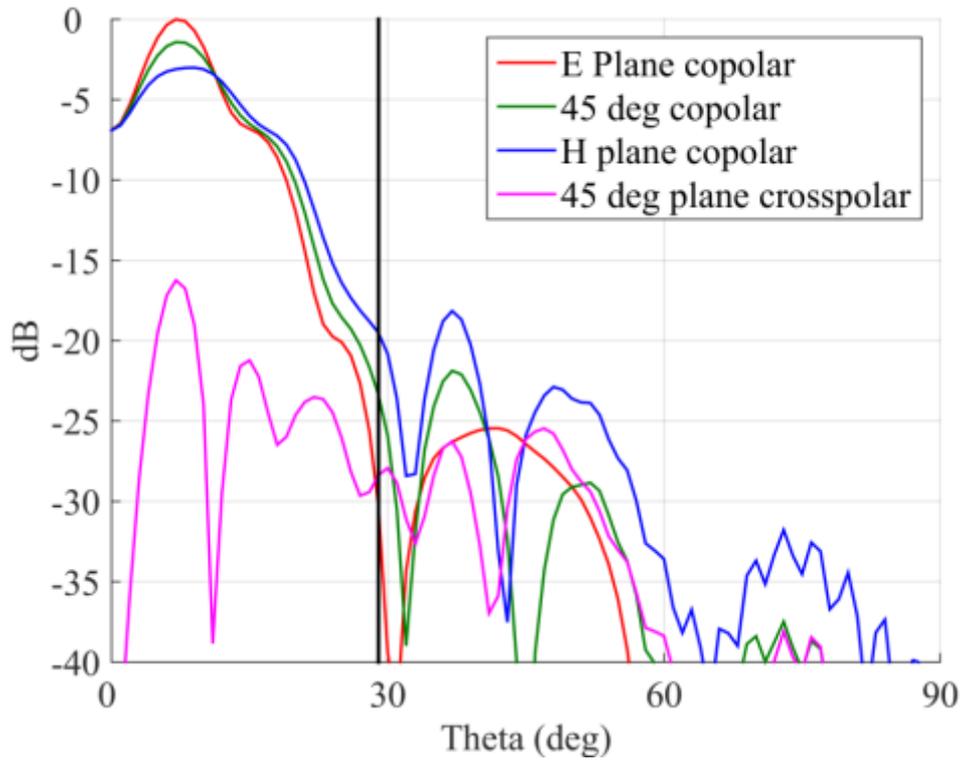


Figure 6.35 – Copolar and Crosspolar pattern for 32.05GHz for the Last Design

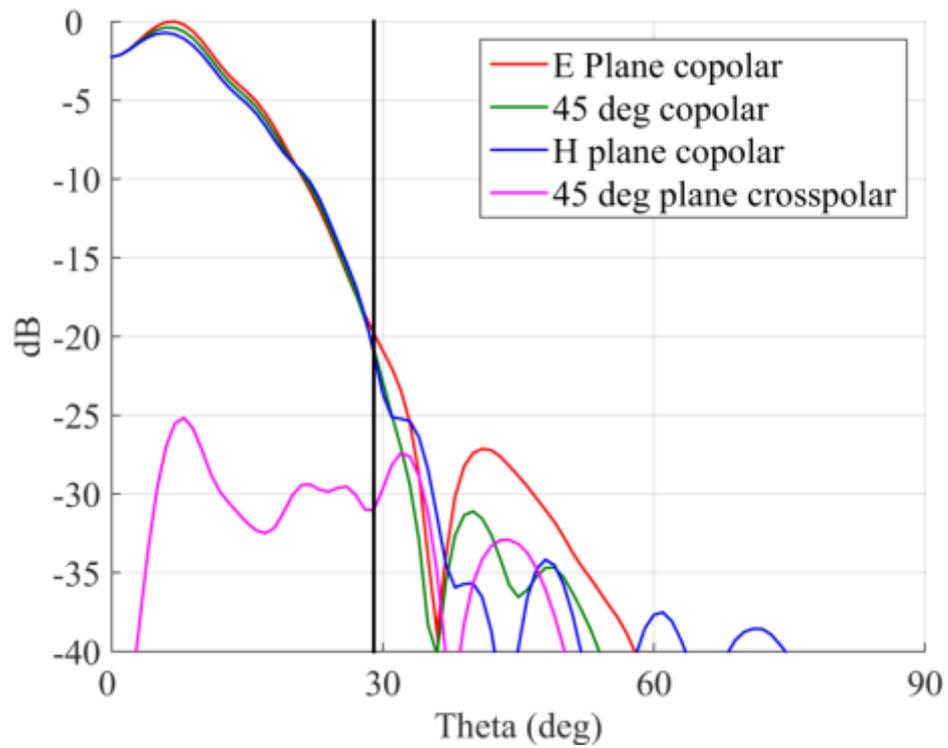


Figure 6.36 – Copolar and Crosspolar pattern for 34.55GHz for the Last Design

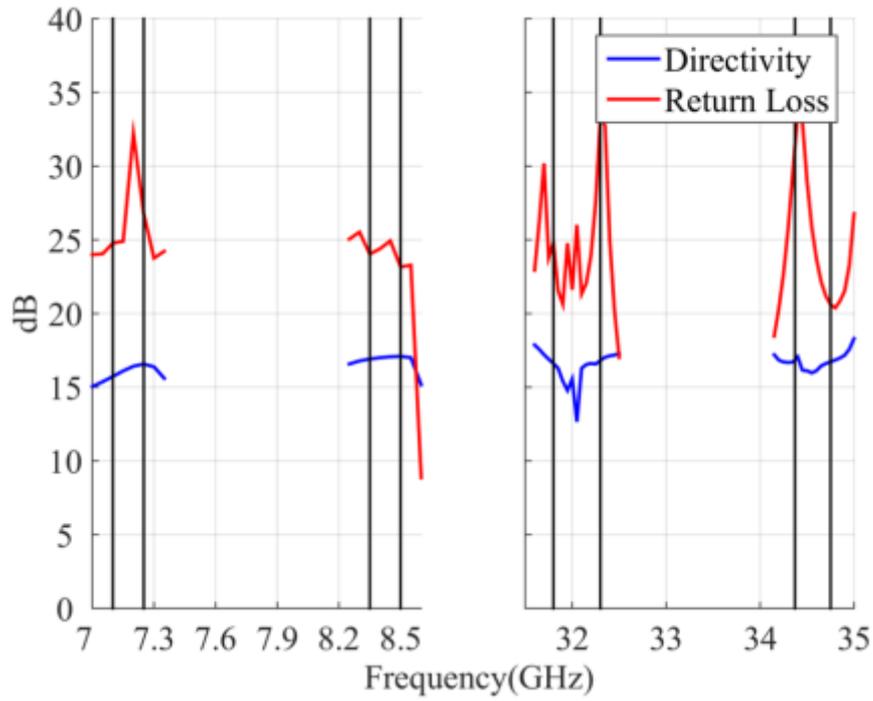


Figura 6.37 – Directivity and Return Loss of the Last Design

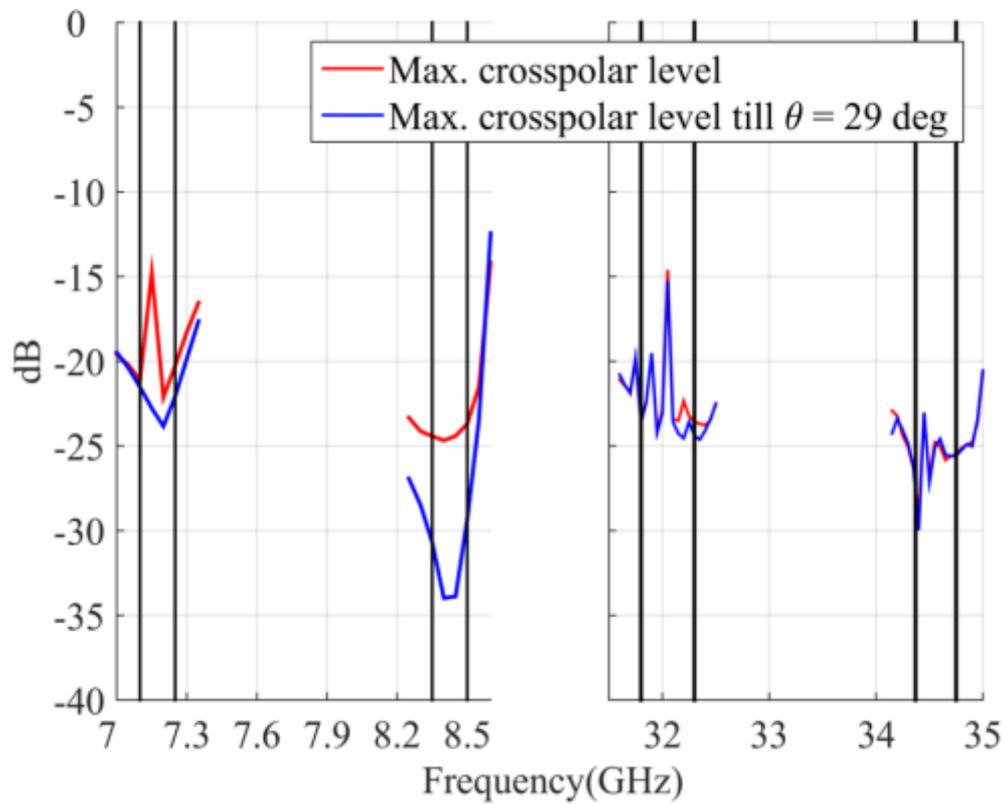


Figura 6.38 – Crosspolar Level of the Last Design

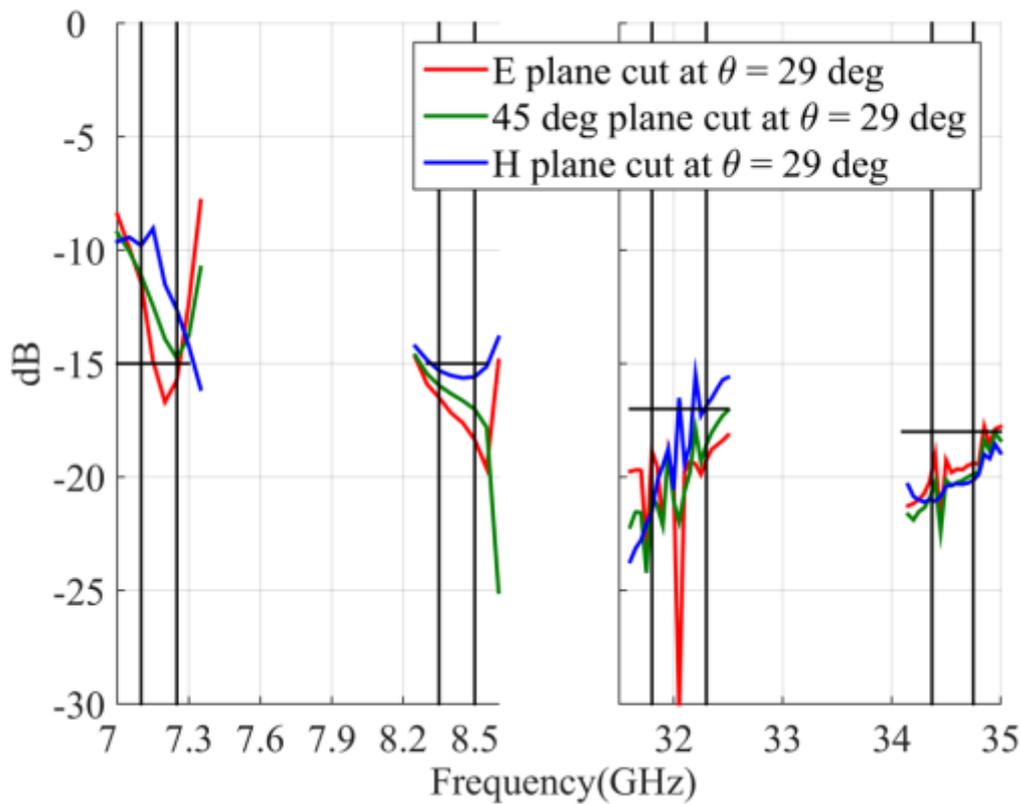


Figura 6.39 – 29 Deg Taper of the Last Design

The results after connecting the septum polarizers are negatively affected. We could say that the crosspolar level is always lower than -20dB except in the 32GHz band where there is a peak that reaches -15dB. We can say that this simulation peak is not going to be in the real design, it could be there for an error in the design configuration pieces cutoff. Later we will see that in HFSS we don't have it.

7 Comprobación en HFSS

Tras conseguir en Mician el diseño final con los polarizadores septum, sería necesario comprobar que los resultados son correctos, y para ello se emplea HFSS [36].

HFSS es un programa de simulación electromagnética de propósito general entre otros. Por ello es un programa adecuado para realizar una comprobación ya que emplea el “finite element method” que consiste en una discretización del volumen en polígonos para la realización de la simulación. Ésta discretización es muy costosa de llevar a cabo puesto que se trata de un programa muy lento.

Para éste feed, la simulación en HFSS es especialmente lenta ya que se tiene que mallar todo el feed, con suficiente precisión para la banda Ka, la cual en longitud eléctrica es muy pequeña por ello la bocina es un volumen enorme para un mallado preciso de éstas características. Con un ordenador de 200Gb de RAM no es suficiente para conseguir unos resultados muy precisos.

Para poder realizar la simulación hay que importar un modelo 3D del feed, por ello, en Mician 8 existe una opción que exporta el modelo en 3D. Como al realizar la exportación en 3D se produce un error, es necesario realizarlo de otra forma, por lo que se exporta un corte de la antena retocándolo ligeramente en Autocad [37], de forma que aplicando revolución sobre el eje Z en HFSS se consiga la bocina completa. Falta ahora exportar el OMTJ, el cual, al separarlo en un circuito independiente sí que se permite exportar en 3D. Se juntan el OMTJ y la bocina y se retocan mínimamente para que queden unidos haciendo que los iris del OMTJ se intersecten con la bocina.

Por último, en caso de querer lograr una polarización circular, se colocan también los OMTs de banda X y Ka en sus respectivos puertos, los cuales se exportan directamente en 3D de Mician 8.

De esta forma se consigue un sólido con todo el sistema feed y se puede realizar la simulación.

Tras la simulación los resultados son los siguientes:

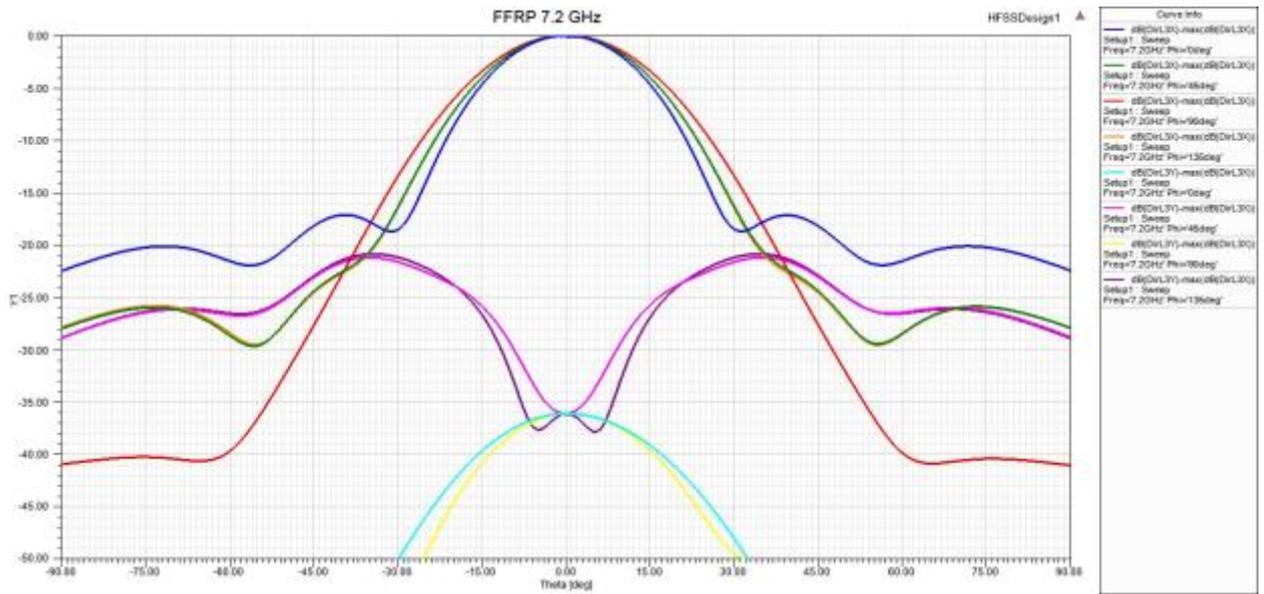


Figura 7.1 – Diagrama copolar y crosplar a 7.2GHz HFSS

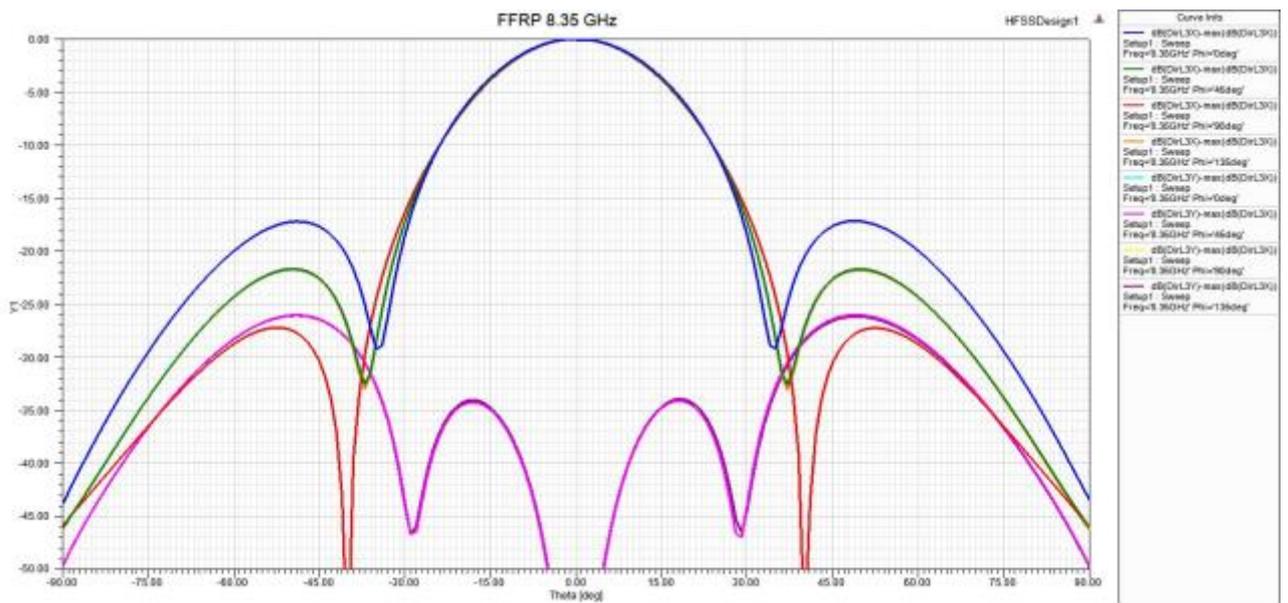


Figura 7.2 – Diagrama copolar y crosplar a 8.35GHz HFSS

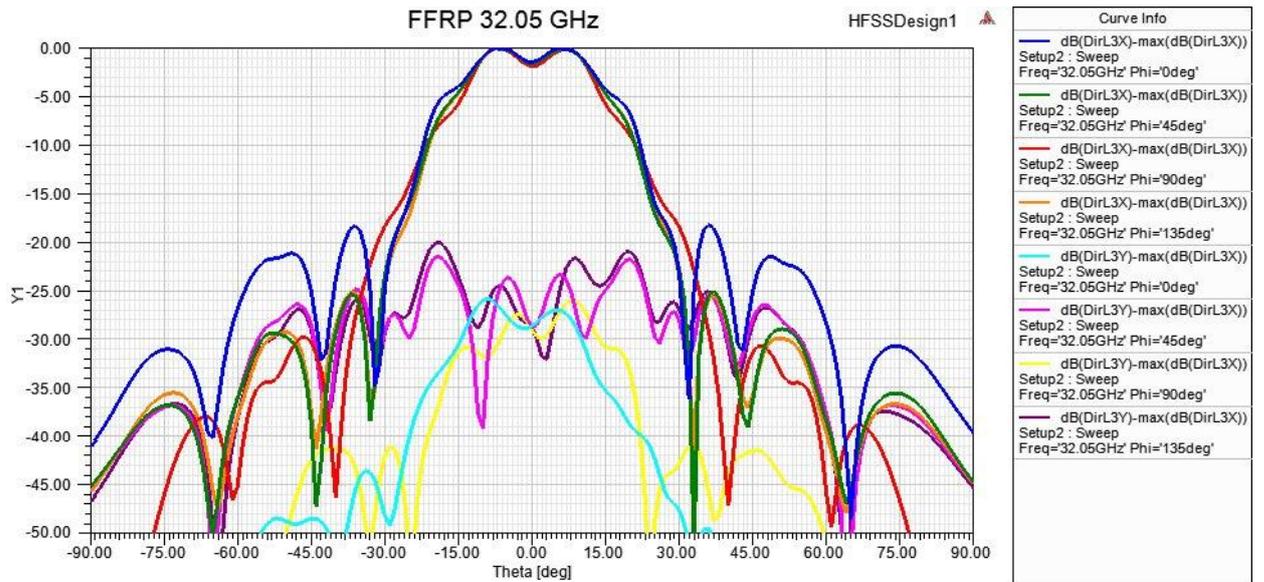


Figura 7.3 – Diagrama copolar y cros polar a 32.05GHz HFSS

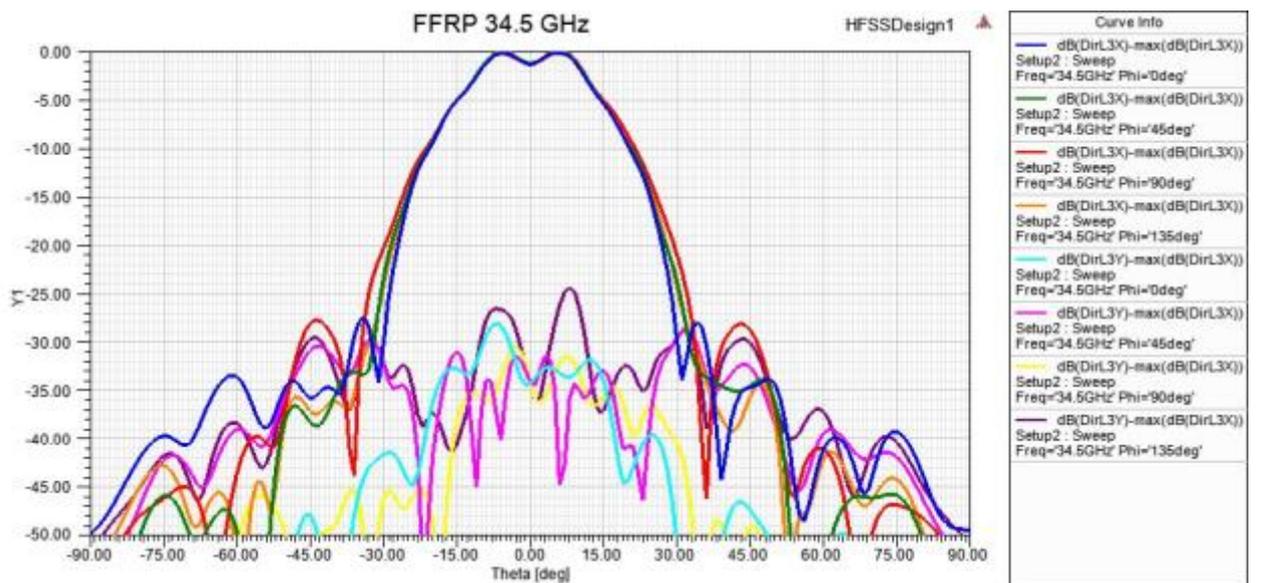


Figura 7.4 – Diagrama copolar y cros polar a 34.5GHz HFSS

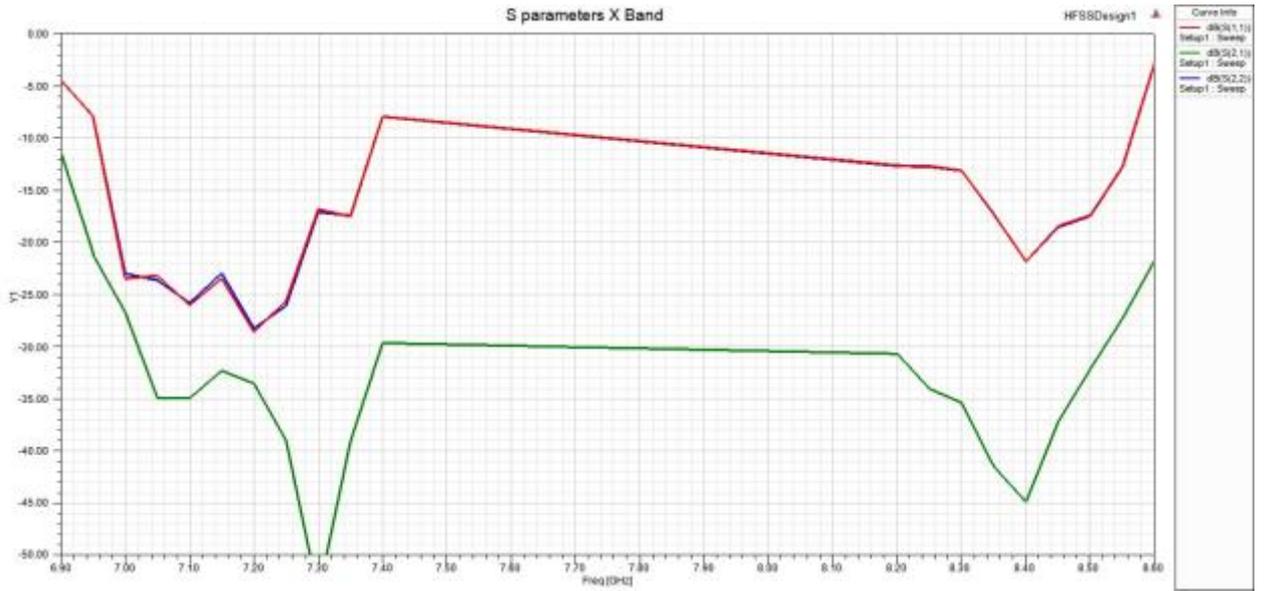


Figura 7.5 – Parámetro S11 en banda X HFSS

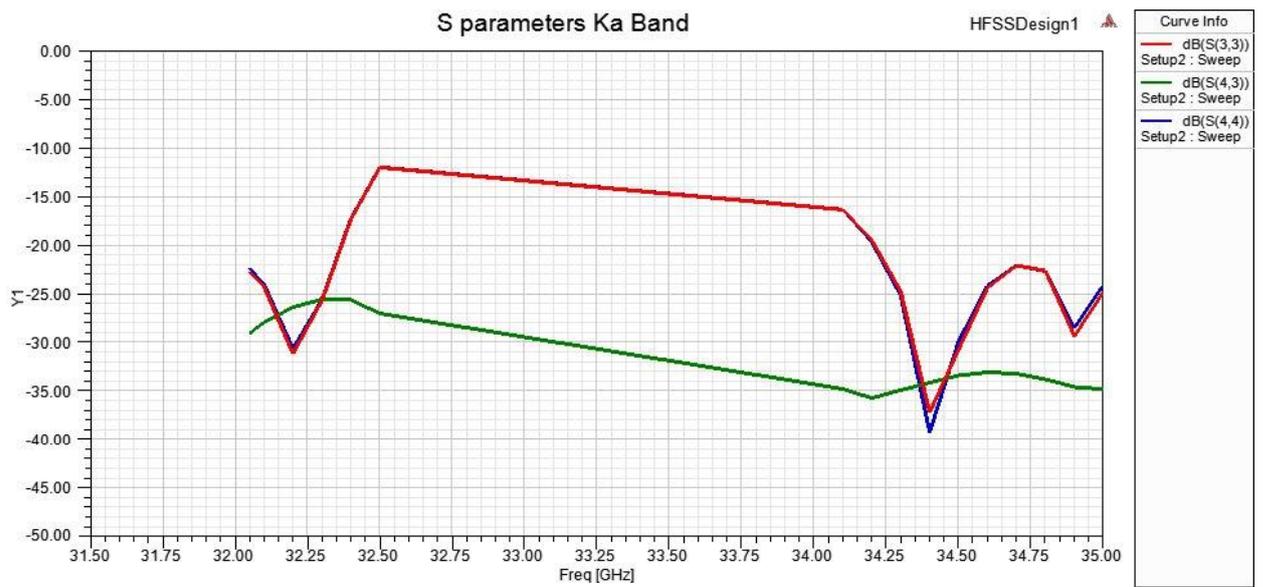


Figura 7.6 – Parámetro S11 en banda Ka HFSS

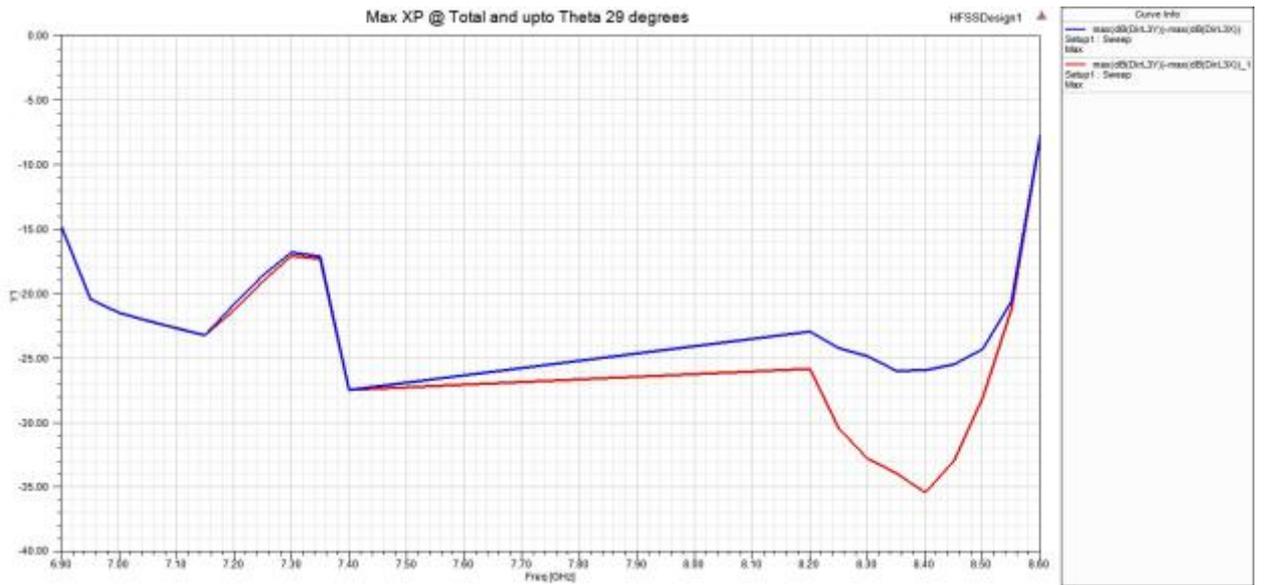


Figura 7.7 – Nivel de crosppolar máximo en banda X HFSS

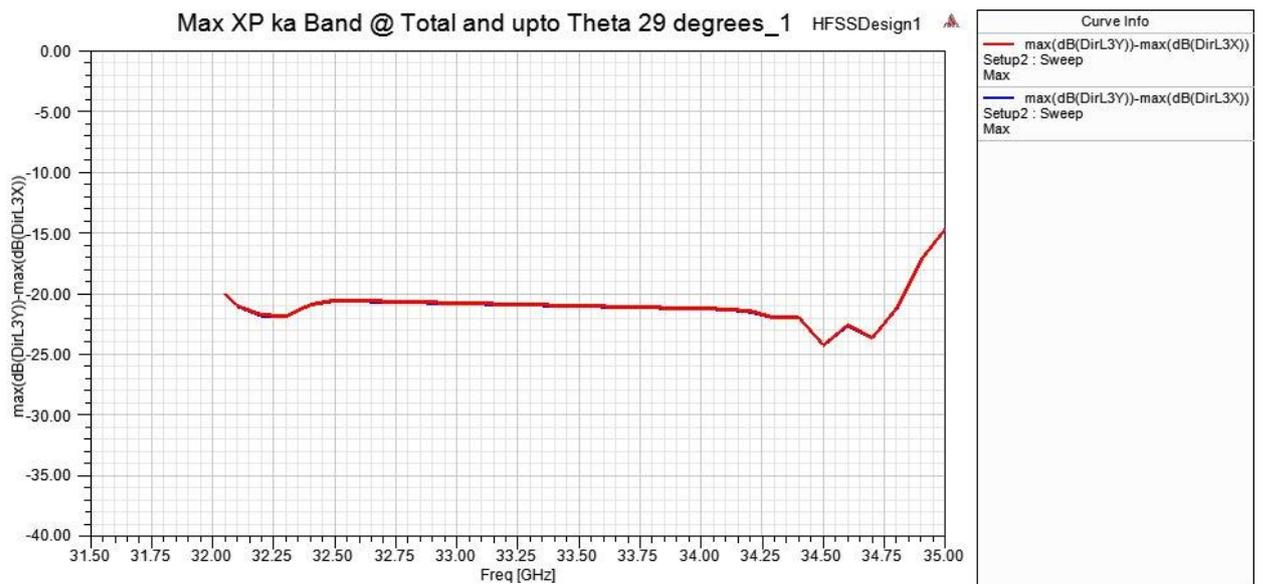


Figura 7.8 – Nivel de crosppolar máximo en banda Ka HFSS

Si comparamos los resultados obtenidos en HFSS con los resultados en Mician podemos comprobar que no son idénticos, pero si muy parecidos, con lo que se puede validar el diseño.

8 Conclusión

El feed diseñado proporciona buenos resultados siendo de pequeño tamaño y de fácil fabricación. Los objetivos no se han cumplido del todo, pero se han podido comprobar las limitaciones de este tipo de diseño. Aun así, el feed es suficiente para un gran número de aplicaciones de comunicación por satélite; el Return Loss es mayor que 20dB para todos los casos (para casi todas las bandas alrededor de 25dB) y la cospolar menor que -20dB también, siendo para casi todas las bandas de -25dB aproximadamente. Al conectar los polarizadores septum esto no es así del todo, pero podrían incorporarse otros polarizadores de mejores prestaciones para lograr así mantener los resultados obtenidos con el [diseño sin polarizadores](#).

Tras la incorporación de los polarizadores, el tamaño del sistema feed aumenta considerablemente, pasa de medir 248mm a casi el doble (441.4mm), lo cual es algo que de cara al futuro cabría revisar y tratar de acortar los septums además de mejorarlos.

Se ha comprobado que el uso de chokes realiza una correcta adaptación para la banda X y a su vez no interfiere con la banda Ka, por ello son de un gran interés para aplicaciones de doble banda.

El diagrama de radiación copolar en banda Ka presenta un leve rizado y su máximo se encuentra en $\theta=7^\circ$, pero esto no debería suponer un problema para alimentar un reflector.

Comparada con la versión coaxial de Iker Gómez Pérez, el rendimiento es inferior, pero se trata de un diseño mucho más robusto ya no que tiene un coaxial en su interior únicamente unido por su extremo. Esto puede resultar crucial dependiendo de la aplicación que se requiera, puesto que hay ciertas misiones satelitales donde la robustez es necesaria. Además, este diseño es mucho más complejo de optimizar puesto que no se puede separar la simulación de la banda X de la banda Ka, siendo así un proceso mucho más lento.

De cara al futuro, habría que mejorar los septums, y re optimizar todo el sistema una vez más. Se fabricará el diseño empleando una técnica de impresión en 3D y metalización para poder así realizar una medición real del diseño.

Se presentará un artículo en la revista EUCAP donde se realizará una comparación entre el diseño de este TFG y el diseño coaxial de Iker Gómez.

9 Bibliografía

- [1] www.mician.com.
- [2] Á. C. Aznar, *Antenas*, Barcelona: EDICIONS UPC, 1998.
- [3] C. A. Balanis, *Antenna Theory, Analysis and Design*, New Jersey: John Wiley & Sons, Inc., 2005.
- [4] S. Rao, *Handbook of Reflector Antennas and Feed Systems*, Artech House, 2013.
- [5] D. M. Pozar, *Microwave Engineering*, Amherst: John Wiley & Sons, Inc., 2012.
- [6] 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.
- [7] 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.
- [8] 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.
- [9] A. Bhattacharyya y D. H. Roper, «High Radiation Efficient Dual Band Feed Horn». US Patente 6642900 B2, 04 11 2003.
- [10] A. Bhattacharyya y D. H. Roper, «High Radiation Efficient Dual Band Feed Horn». US Patente 6967627 B2, 22 11 2005.
- [11] Y. H. Choung y G. H. Simkins, «Dual Band Hybrid Offset Reflector Antenna System». US Patente 6774861, 10 08 2004.
- [12] E. Carpenter, «Dual-Band Smooth-Wall Conical Horn with Low Cross-Polarization,» de *Antennas and Propagation Society International Symposium*, Boston, 1984.
- [13] 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. Moore 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.
- [14] 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.

- [15] H. R. I. y R. P. J., «Compact Circularly-Polarised Coaxial Feed,» de *International Conference on Antennas and Propagation (ICAP)*, Eindhoven, 1995.
- [16] 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.
- [17] J. A. Preiss, E. A. Geyh y F. Beltran, «Dual Band Feed with Integrated Mode Transducer». US Patente 6005528, 21 12 1999.
- [18] J. A. Kralovec, G. K. Gothard y T. E. Durham, «Coaxial Horn Antenna System». US Patente 6982679 B2, 03 01 2006.
- [19] 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.
- [20] 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.
- [21] M. T., «Compact Dual Band Feed for Mars Global Surveyor,» de *Antennas and Propagation Society International Symposium*, Newport Beach, CA, 1995.
- [22] 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.
- [23] J. C. Chen y P. H. Stanton, «X/Ka-Band Dual Frequency Horn Design,» de *Antennas and Propagation Society International Symposium*, Seattle, 1994.
- [24] F. Robert, W. F. Williams y S. B. Cohn, «Dual-Band Combiner for Horn Antenna». US Patente 4199764, 22 04 1980.
- [25] 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.
- [26] 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.
- [27] G. Verstraeten, «Ka/Ku Dual Band Feed Horn and Orthomode Transduce (OMT)». US Patente US2002/0175875 A12, 28 11 2002.
- [28] F. Robert y K. A. Green, «Multifrequency Broadband Polarized Horn Antenna». US Patente 4258366, 24 03 1981.

- [29] 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.
- [30] 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.
- [31] D. F.F., D. R.F., O. Yu.A. y R. Ya.O., «Dual-Band Combining Antenna System». UA Patente 03406, 29 03 2007.
- [32] D. F.F., D. R.F. y O. Yu.A., «Multiband Coaxial Horn System». UA Patente 03407, 29 03 2007.
- [33] D. J. H. y. H. R. P. H. Stanton, «Development of a 7.2-, 8.4-, and 32-Gigahertz (X-/X-/Ka-Band) Three-Frequency Feed for the Deep Space Network,» TMO Progress Report 42-145, 2001.
- [34] J. Teniente, «Design Guidelines of Horn Antennas that combine Horizontal and Vertical Corrugations for Satellite Communications».
- [35] <http://es.mathworks.com/products/matlab/>.
- [36] www.ansys.com.
- [37] www.autodesk.es.