

UNIVERSIDAD DE GRANADA

TRABAJO FIN DE GRADO

INGENIERÍA EN TECNOLOGÍAS DE TELECOMUNICACIONES

Diseño de lentes dieléctricas para colimado de haz de sondas de RF de tipo bocina

Autor
Mario Golbano Corzo

Directores
Pablo Padilla de la Torre
Ángel Palomares Caballero



Escuela Técnica Superior de Ingenierías Informática y de Telecomunicación

—

Granada, Julio de 2023

Diseño de lentes dieléctricas para colimado de haz de sondas de RF de tipo bocina

Autor
Mario Golbano Corzo

Directores
Pablo Padilla de la Torre
Ángel Palomares Caballero

Diseño de lentes dieléctricas para colimado de haz de sondas de RF de tipo bocina

Mario Golbano Corzo

Palabras clave: antena de bocina, diagrama de radiación, directividad, eficiencia de apertura, guía de onda, lente dieléctrica, radiofrecuencia.

Resumen

El problema que el presente Trabajo de Fin de Grado pretende resolver se plantea en el contexto del grupo de investigación SWAT-UGR. Una de las tareas de este grupo de investigación es la caracterización de antenas en una cámara anecoica. Para poder llevar a cabo la caracterización de cualquier antena desconocida es necesario una antena de referencia con una alta directividad, de manera que se obtenga potencia en una sola dirección de radiación. Así, cuanto mayor sea la direcitividad de esta antena de referencia, mejor se podrá caracterizar la antena desconocida. Inicialmente, el grupo de investigación cuenta con ciertas antenas estándar, las *Flann Standard Gain Horns*, un estándar de antenas de bocina rectangulares. El propósito del presente proyecto, es basándose en dichas antenas, mejorar la directividad de las mismas para poder llevar acabo una caracterización más precisa, de otras antenas.

Con el objetivo de conseguir unas antenas de mayor direcitivdad, en un principio se tiene la idea de diseñar una lente RF dieléctrica que permita colimar el haz radiado por la sonda, obteniendo así una alta directividad en los dos planos principales de radiación.

Para todo ello, durante el proyecto se trata con diferentes antenas, así como con diferentes lentes, intentando llegar a la solución que nos ofrezca un haz lo más estrecho posible y por tanto una directividad mayor. Con este fin se hace uso de distintas herramientas que ayuden a hacer un estudio completo, siendo la principal el software de simulación electromagnética CST STUDIO SUITE.

A lo largo de todo el Trabajo de Fin de Grado se ha trabajado con antenas de apertura tanto rectangulares (o piramidales), como cónicas. En cuanto a la elección de la antena a utilizar, nos hemos basado en el rango de frecuencias en el que queríamos trabajar (10 - 100 GHz) y hemos partido de las antenas estándar *Flann Standard Gain Horns*. En cuanto a la lente, se ha empleado una lente dieléctrica hiperbólica diseñada a partir de la curva (hipérbola) que la describe, siendo la cara de la lente inicialmente circular. No obstante, con el desarrollo de la práctica, hemos podido comprobar cómo una lente con cara rectangular podía adaptarse mejor a la apertura de estas antenas y adecuarse más a nuestro objetivo en ciertas situaciones. Otro

punto que hemos tratado, esta vez con respecto a las antenas cónicas, ha sido la adaptación de la guía para estas antenas. Esto es debido a que la guía de onda alimentadora principal debe ser rectangular, mientras que la guía que alimenta la bocina debe ser circular, lo cual ha resultado problemático, ya que gran parte de la señal radiada a la bocina se perdía en forma de reflexión en este montaje. Por ello ha sido necesaria esta adaptación de la guía, para evitar las reflexiones y obteniendo la mayor cantidad de energía radiada por la antena, y por tanto la mayor directividad posible.

Finalmente, se ha podido comprobar que, efectivamente la lente permite aumentar notablemente la directividad de las antenas. Y no solo eso, sino que se ha podido ver que en determinadas situacione es más recomendable emplear la lente de cara rectangular. Además, se han añadido otros cambios a las antenas, como el redimensionado de la apertura para obtener una bocina con directividad máxima y la adaptación de la guía en el caso de la antena cónica, que permiten un aumento adicional de la directividad.

Dielectric lens design for collimated beams from RF horn probes

Mario Golbano Corzo

Keywords: Aperture efficiency, directivity, dielectric lens, horn antenna, radiation pattern, radiofrequency, waveguide

Abstract

The problem addressed in this project arises within the context of the SWAT-UGR research group. One of the tasks of this research group is the characterization of antennas in an anechoic chamber. In order to carry out the characterization of any unknown antenna, a reference antenna with high directivity is necessary to obtain power in a single radiation direction. Therefore, the higher the directivity of this reference antenna, the better the unknown antenna can be characterized. Initially, the research group has certain standard antennas, the *Flann Standard Gain Horns*, which are a standard for rectangular horn antennas. The purpose of this project is to get antennas with a higher directivity, based on these standarad antennas, in order to achieve a more accurate characterization of other antennas.

With the goal of obtaining antennas with higher directivity, the initial idea is to design an RF dielectric lens that allows the collimation of the radiation beam emitted by the probe, thus achieving high directivity in the two main radiation planes.

Throughout the project, different antennas and lenses are used in an attempt to find the solution that provides the narrowest beam and, therefore, higher directivity. Various tools have been used to conduct a comprehensive study, being the main one the CST STUDIO SUITE electromagnetic simulation software.

The project involves working with both rectangular (or pyramidal) aperture antennas and conical antennas. In terms of antenna selection, the choice is based on the desired frequency range of operation (10 - 100 GHz) and starts with the *Flann Standard Gain Horns* antennas. As for the lens, a hyperbolic dielectric lens is used, whose design is based on the curve (hyperbola) that describes it, with the lens face initially being circular. However, during the development of the project, it was found that a rectangular lens face could better adapt to the rectangular aperture and be more suitable for certain situations. Another interesting aspect, this time concerning the conicla antenna is the impedance matching of the feeding waveguide for the conical horn. This is due to the fact that the main feeding waveguide must be rectangular, while the waveguide feeding the horn must be circular. This

setup has presented challenges as a significant portion of the radiation signal intended for the horn was lost due to reflections. This is the reason this matching is neccessary, in order to minimize reflections and maximize the radiated energy, thus achieving the highest possible directivity.

Finally, it has been demonstrated that the lens effectively increases the directivity of the antennas. Moreover, it has been observed that, in certain situations, using a lens with a rectangular face is more advisable. Additional changes have been made to the antennas, such as resizing the aperture to obtain maximum directivity in the horn and adapting the waveguide in the case of the conical antenna, which provides an additional increase in directivity.

Yo, **Mario Golbano Corzo**, alumno de la titulación Ingeniería en Tecnologías de Telecomunicaciones de la **Escuela Técnica Superior de Ingenierías Informática y de Telecomunicación de la Universidad de Granada**, con DNI 76659275E, autorizo la ubicación de la siguiente copia de mi Trabajo Fin de Grado en la biblioteca del centro para que pueda ser consultada por las personas que lo deseen.

Fdo: Mario Golbano Corzo

Granada a 13 de julio de 2023

D. **Pablo Padilla de la Torre** , Profesor Titular del Área de Teoría de la Señal y Comunicaciones del Departamento Teoría de la Señal, Telemática y Comunicaciones de la Universidad de Granada.

D. **Ángel Palomares Caballero**, Investigador postdoctoral del Área de Teoría de la Señal y Comunicaciones del Departamento Teoría de la Señal, Telemática y Comunicaciones de la Universidad de Granada..

Informan:

Que el presente trabajo, titulado ***Diseño de lentes dieléctricas para colimado de haz de sondas de RF de tipo bocina***, ha sido realizado bajo su supervisión por **Mario Golbano Corzo**, y autorizamos la defensa de dicho trabajo ante el tribunal que corresponda.

Y para que conste, expiden y firman el presente informe en Granada a 13 de julio de 2023 .

Los directores:

Pablo Padilla de la Torre **Ángel Palomares Caballero**

Agradecimientos

Quiero expresar mis agradecimientos a todas las personas que me han acompañado a lo largo de estos 4 años de crecimiento académico, pero sobre todo personal.

En primer lugar, agradecer a mi familia. A mis padres y mi hermano, pero también a mis abuelas, tíos y primos, que me han apoyado para hacer todo lo que he querido y me han animado a conseguirlo. Este trabajo es tan suyo como mío.

A Pablo y Ángel por haberme ofrecido la oportunidad de realizar este trabajo y por haberme ayudado en todo lo que he necesitado.

A mis amigos. A mis amigos de teleco, por todos los momentos difíciles de estudio, pero sobre todo por los buenos ratos. A mis amigos del cole, que me han hecho sentir en casa desde el principio. A mis amigos de Brno, por el año que pasamos y por seguir acompañándome hoy. Y a mis amigos de Aguadulce, que siempre han hecho de volver a casa algo especial.

Índice general

1. Motivación y Objetivos **1**
- 1.1. Estructura de la memoria . . . 2
- 1.2. Herramientas Utilizadas . . . 3
  - 1.2.1. CST Studio . . . 3
  - 1.2.2. MATLAB . . . 5

2. Marco Teórico **7**
- 2.1. Fundamentos Teóricos . . . 7
  - 2.1.1. Conceptos Básicos . . . 7
  - 2.1.2. Antenas de Tipo Bocina . . . 9
  - 2.1.3. Guías de onda . . . 12
  - 2.1.4. Lentes Dieléctricas . . . 17
- 2.2. Estado del Arte . . . 20
  - 2.2.1. Diseño de Lentes Basadas en Impresión 3D para Antenas de Lentes Integradas . . . 20
  - 2.2.2. Diseño de Antenas de Bocina Cónica Compactas con Lente de Alta Directividad . . . 21
  - 2.2.3. Antenas con Lente de Metamaterial GRIN con Alta Ganancia y Efectividad y Distribuciones de Amplitud y Fase Uniformes . . . 22

3. Antena de Bocina Rectangular **27**
- 3.1. Diseño y simulaciones Antena de Bocina Rectangular . . . 27
  - 3.1.1. Diseño y simulación de la Bocina WR22 . . . 29
  - 3.1.2. Diseño y simulaciones con Lente Dieléctrica . . . 31
  - 3.1.3. Antena de Bocina Recortada . . . 33
- 3.2. Bocinas WR15 y WR51 . . . 38
  - 3.2.1. Bocina WR15 . . . 38
  - 3.2.2. Bocina WR51 . . . 39
- 3.3. Discusión de Resultados para la Antena de Bocina Rectangular 41
  - 3.3.1. Resultados para la Lente Dieléctrica . . . 41
  - 3.3.2. Resultados para la Lente Dieléctrica Alternativa . . . 43
  - 3.3.3. Resultados de las antenas WR15 y WR51 . . . 44

4. Antena de Bocina Cónica **47**
4.1. Diseño y simulaciones de la Antena de Bocina Cónica 47
4.1.1. Adaptación de la Guía de Ondas 52
4.2. Discusión de Resultados para la Antena de Bocina Cónica . . 59
4.2.1. Resultados antes de la adaptación de la guía de onda . 59
4.2.2. Resultados tras adaptar la guía de onda 59

5. Planificación y Presupuesto Estimado **63**
5.1. Recursos 63
5.1.1. Recursos Humanos 63
5.1.2. Recursos Hardware 64
5.1.3. Recursos Software 64
5.2. Planificación del Trabajo 64
5.3. Presupuesto 66
5.3.1. Costes humanos 66
5.3.2. Costes Software 67
5.3.3. Costes Hardware 67
5.3.4. Costes totales 67

6. Conclusiones y Resultados **69**

Bibliografía **74**

Índice de figuras

1.1. Logo CST STUDIO SUITE 2020 4

2.1. Diagramas de radiación en 2 y 3 dimensiones. 8
2.2. Bocina piramidal y sistema de coordenadas. Extraído de [8] . 10
2.3. Geometría de una bocina cónica. Extraído de [8] 12
2.4. Geometría de una guía de onda rectangular. Extraída de [2] . 13
2.5. Adaptador $\lambda/4$ de 1 sección. $l = \lambda/4$ a la frecuencia de diseño f_0. Extraído de [2] 14
2.6. Coeficientes de reflexiones parciales para adaptadores multisección. Extraído de [2] 15
2.7. Geometría de una Guía de Onda Circular. Extraído de [2] . . 16
2.8. Lente de enfoque. Extraído de [10] 18
2.9. Lente hiperbólica fuera de la antena. Extraído de [10] 18
2.10. Principio operacional del método de diseño de lente descrito. Extraído de [12] 20
2.11. (a) Geometría de celda unitaria (b)Permitividades relativas efectivas al variar W. Extraído de [12] 21
2.12. Lente propuesta. Extraído de [12] 22
2.13. Configuración de la celda unitaria (a) y montaje de la simulación en CST Microwave Studio (b). Extraídas de [13] 23
2.14. Antena de bocina con lente de huecos propuesta. Extraídas de [13] 23
2.15. Ilustración de una antena con Lente bicapa. (a) Antena con lente original. (b) Antena de bocina con deflactor. (c) Fotografía de la lente fabricada. (d) Vista lateral de la lente bicapa. Extraído de [16] 25

3.1. Ejemplo Flann Horn [15] 28
3.2. Antena de Bocina WR22 en CST 29
3.3. Caracterización de la Directividad de la antena WR22 estándar 30
3.4. Simulaciones Bocinas WR22 Estándar y Óptima en CST STUDIO SUITE 30
3.5. Caracterización de la Directividad de la antena WR22 óptima 30

3.6. Diseño de la Lente para la Bocina WR22 de apertura óptima 32
3.7. Diseño del Sistema Radiante Bocina WR22 - Lente 32
3.8. Diagrama de Radiación del Sistema Antena - Lente descrito . 33
3.9. Caracterización de la Directividad del sistema Bocina - Lente 33
3.10. Comparación Diagramas Campo E en amplitud y fase en la apertura Bocina sin lente y con lente 34
3.11. Variación de la directividad según la longitud de la Bocina . . 35
3.12. Bocinas WR22 de Apertura Óptima Recortadas con Lente . . 35
3.13. Variación de la directividad según la longitud de la Bocina con lente 36
3.14. Diseño de la Lente Extendida para la Bocina WR22 de apertura óptima 36
3.15. Diagrama de Radiación del Sistema Antena - Lente (Extendida) 37
3.16. Diagramas campo E en amplitud y fase 37
3.17. Caracterización de la Directividad del sistema Bocina - Lente con la Lente Alternativa 37
3.18. Variación de la directividad según la longitud de la Bocina . . 38
3.19. Simulación de la antena de bocina WR15 estándar 39
3.20. Simulación de la antena de bocina WR15 óptima 39
3.21. Simulación de la antena de bocina WR15 óptima con lente . . 40
3.22. Simulación de la antena de bocina WR15 óptima con la lente alternativa 40
3.23. Simulación de la antena de bocina WR51 estándar 41
3.24. Simulación de la antena de bocina WR51 óptima 42
3.25. Simulación de la antena de bocina WR51 óptima con lente . . 42
3.26. Simulación de la antena de bocina WR51 óptima con la lente alternativa 43
3.27. Coeficiente S_{11} para la antena sin lente y con ambas lentes para diferentes longitudes de bocina 45
3.28. Gráfica comparativa de las directividades obtenidas para los diferentes montajes de los estándares de bocinas estudiados . 46

4.1. Antena de Bocina Cónica Óptima con su diagrama de radiación 48
4.2. Caracterización de la Directividad de la antena cónica diseñada 49
4.3. Variación de la directividad según la longitud de la Bocina Cónica 49
4.4. Diseño de la Lente para la Bocina Cónica de apertura óptima 50
4.5. Sistema Bocina Cónica - Lente Descrito y su diagrama de radiación 50
4.6. Caracterización de la directividad de la antena cónica con lente 51
4.7. Comparación Diagramas Campo E en amplitud y fase en la apertura Bocina sin lente y con lente 51
4.8. Bocinas cónicas de apertura óptima recortadas con lente . . . 52

4.9. Variación de la directividad de la antena cónica con lente acoplada según la longitud de la bocina 53
4.10. Sistema de guías de ondas alimentador inicial 53
4.11. Índice S11 del sistema alimentador inicial 54
4.12. Impedancias de las secciones de guía inicial y final 55
4.13. Sistema de guías de ondas alimentador definitivo 56
4.14. Coeficiente S11 y S21 del sistema alimentador adaptado . . . 56
4.15. Antena cónica con lente y con guía adaptada y su respectivo diagrama de radiación 57
4.16. Caracterización de la antena cónica con lente y con guía adaptada 57
4.17. Bocinas cónicas de apertura óptima recortadas con lente y guía de onda adaptada 58
4.18. Variación de la directividad de la antena cónica con lente y guía de ondas adaptada según la longitud de la bocina 58
4.19. Coeficiente S_{11} para la antena cónica sin lente, con lente y con la guía adaptada diferentes longitudes de bocina 61

5.1. Diagrama de Gantt del Trabajo de Fin de Grado 68

6.1. Comparación de directividad para diferentes longitudes de bocina. Bocina rectangular óptima frente bocina cónica . . . 70
6.2. Comparación de directividad para diferentes longitudes de bocina para todos los sistemas diseñados. 70

Índice de cuadros

2.1. Valores de $p'_{n,m}$ para los modos TE de una guía circular. Extraído de [2] 16

3.1. Bocinas de ganancia estándar Flann [15] 28
3.2. Características guías de onda usadas, según EIA [16] 28

5.1. Horas empleadas en cada una de las tareas 66
5.2. Presupuesto desglosado del Trabajo de Fin de Grado 67

Capítulo 1

Motivación y Objetivos

Los sistemas de comunicaciones inalámbricas han experimentado una rápida expansión sin precedentes en los últimos años. Parte de este avance ha sido posible gracias a las contribuciones a las tecnologías de antenas. Estos sistemas inalámbricos, independientemente de si son simples o complejos, no pueden operar eficientemente a no ser que utilicen elementos de transmisión y recepción, o antenas, que permitan radiar y recibir las ondas con la información a transmitir eficientemente [1].

El campo de la radiofrecuencia (RF) y de las microondas suele cubrir el comportamiento de las señales de corriente alterna con frecuencias en el rango de los 100MHz hasta los 1000GHz. Las frecuencias RF se encuentran en el rango 30-3000 MHz (bandas VHF y UHF), mientras que las microondas se suelen usar para las frecuencias comprendidas entre los 3-300GHz, con unas longitudes de onda de entre 10 cm y 1mm, respectivamente. Estas altas frecuencias (y cortas longitudes de onda) hacen difícil el análisis y diseño de dispositivos de microondas, pero son estos mismos aspectos los que arrojan una gran variedad de aplicaciones únicas para estos elementos. Desde las comunicaciones inalámbricas hasta la transmisión de datos, el radar, la televisión y la radio son algunos ejemplos de aplicaciones prácticas para este tipo de señales. Además, los dispositivos de RF y microondas son esenciales para el funcionamiento de tecnologías emergentes como el Internet de las cosas (IoT), los sistemas de navegación por satélite y la próxima generación de redes de comunicación móvil (5G y más allá) [2]. En este contexto, la mejora de la directividad de las antenas de apertura de radiofrecuencia se vuelve crucial para garantizar una transmisión y recepción eficientes de la señal

Más concretamente, el grupo SWAT-UGR (Smart and Wireless Applications and Technologies) es un grupo de investigación de la Universidad de Granada cuyas tareas de investigación están centradas en redes 5G. Algunas de sus áreas de investigación son las antenas para microondas y ondas milimétricas, medidas de antena, el diseño de fabricación de dispositivos RF

a frecuencias microondas y milimétricas o la caracterización y medidas de canales de propagación, entre otras [3]. A disposición de este equipo de investigación, se tiene una cámara anecoica (ubicada en el CITIC-UGR) para la medida de antenas de hasta 330GHz que permite la caracterización completa de antenas y dispositivos radiantes. Entre las medidas que permite hacer, está la adquisición del diagrama de radiación de la antena a medir. Para este tipo de medidas se usan sondas estándar con características radiantes fijas, que en ocasiones no cumplen las necesidades de medida. Esto se debe a que el haz radiado por estas bocinas no es lo suficientemente estrecho.

Como propuesta para solucionar dicha limitación surge el presente proyecto. Este tiene como finalidad conseguir una antena de referencia con un haz más estrecho, es decir, con mayor directividad. Para ello, la solución que se plantea en el presente Trabajo de Fin de Grado es el diseño de lentes dieléctricas que, al ser colocadas en la apertura de la bocina, se consiga este haz colimado, consiguiendo un haz más estrecho y para que las antenas puedan ser correctamente medidas y caracterizadas en el laboratorio.

Con este objetivo, durante la realización de todo el proyecto, se trabaja con las sondas objeto de estudio, además de con variaciones de las mismas. De esta manera se busca principalmente entender a la perfección el funcionamiento de las mismas, así como la razón de todos los procedimientos realizados.

Cumpliendo con dicho cometido, a lo largo del proyecto se revisan diferentes tipos de antena y diferentes tipos de lentes. Así, lo que se pretende es cerciorarse del correcto diseño de las lentes diseñadas y también comprobar que trabajen bien para diferentes antenas y en distintos escenarios.

Para la realización de todo lo expuesto, una parte vital de este proyecto son las simulaciones llevadas a cabo con la herramienta descrita posteriormente.

1.1. Estructura de la memoria

El presente proyecto cuenta con 5 capítulos. En esta sección se presenta un breve resumen de cada uno de ellos.

El primer capítulo está dirigido a la presentación de la **Motivación y Objetivos**, exponiendo brevemente la razón de ser del proyecto, así como la estructura seguida por el mismo.

El segundo capítulo está dedicado a explicar el **Marco Teórico**, analizando diferentes artículos donde se exponen diversas maneras de llevar a cabo de forma práctica en el laboratorio el diseño de las lentes dieléctricas, mostrando diferentes ejemplos. En este también se muestras los fundamentos teóricos esenciales en el desarrollo del proyecto.

El tercer y cuarto capítulo, **Antena de Bocina Rectangular** y **Antena de Bocina Cónica** están orientados al mismo objetivo desde puntos de

vista diferentes. En ambos se recogen los detalles del diseño seguido, no solo para la lente, sino también para las sondas utilizadas, explicando detalladamente el procedimiento seguido. Al final de cada capítulo hay una sección dedicada al análisis de los resultados obtenidos respectivamente.

En cuanto al capítulo de **Planificación y Presupuesto Estimado** se hace una breve revisión de la temporización seguida para la realización del proyecto, revisando las diferentes fases que se han seguido, así como otras tareas más concretas llevadas a cabo. Finalmente, teniendo esto en cuenta, se hace un presupuesto estimado de lo que ha supuesto la realización del trabajo.

Por último, el capítulo cinco **Conclusiones y Resultados** resume todos los resultados recabados a lo largo del proyecto, añadiendo el análisis y reflexión final acerca de la solución planteada para el colimado de haces.

1.2. Herramientas Utilizadas

En esta última sección se presentan las herramientas empleadas para las simulaciones realizadas en el desarrollo del presente proyecto

1.2.1. CST Studio

Una de las principales herramientas empleadas es CST Studio, de la que se habla en este apartado.

CST Studio es un software de simulación de diseños electromagnéticos que proporciona un entorno de simulación completo y versátil para analizar y diseñar diversos componentes y sistemas, incluidas antenas, guías de onda o lentes, todas de gran interés en el presente proyecto. De esta forma, el software permite crear modelos tridimensionales y simular su comportamiento para un amplio rango del espectro de frecuencias, proporcionando además, una gran gama de herramientas de post procesamiento para analizar los resultados. En concreto, la versión de CST STUDIO SUITE usada es la 2020 (figura 1.1).

La elección de CST Studio para este proyecto se debe a su capacidad para modelar y simular estructuras complejas en el dominio de la radiofrecuencia. Además, tiene una interfaz intuitiva y fácil de usar, así como una gran variedad de opciones y configuraciones que han permitido una adaptación precisa a las diferentes necesidades que hayan podido surgir a lo largo de la realización del proyecto.

CST STUDIO SUITE está constituido por un conjunto de módulos que se adaptan a los diferentes requisitos de diseño y simulación de dispositivos electromagnéticos. Cada módulo cuenta con una software integrado llamado *Solver*, que utiliza metodologías de resolución específicas para calcular características electromagnéticas. Los diferentes módulos que podemos encontrar son:



Figura 1.1: Logo CST STUDIO SUITE 2020

- CST MICROWAVE STUDIO
- CST EM STUDIO
- CST PARTICLE STUDIO
- CST CABLE STUDIO
- CST PCB STUDIO
- CST BOARDCHECK
- CST MPHYSICS STUDIO

El módulo más adecuado para el diseño y estudio electromagnético de sistemas radiantes a altas frecuencias es el CST MICROWAVE STUDIO. Este es el módulo más utilizado para el diseño comercial de dispositivos de alta frecuencia debido a su capacidad para realizar simulaciones rápidas y precisas en áreas de microondas o radiofrecuencia, lo cual lo hace idónea para este proyecto.

CST STUDIO SUITE se trata de una herramienta muy versátil a la hora de la simulación de todos los diseños con los que hemos trabajado. Esto es debido a que el software permite el diseño de todo tipo de elementos geométricos básicos, como son cubos, esferas, cilindros, etc, añadiendo diferentes funcionalidades como son la unión, resta, intersección o traslación de todos ellos. De esta manera, la herramienta nos ha permitido diseñar de forma sencilla cualquiera de los elementos que se hayan necesitado, pudiendo hacer diferentes diseños en diferentes materiales, incluso pudiendo ser diseñados a partir de sus características electromagnéticas (permitividad eléctrica y permeabilidad magnética). Si a todo esto se le añade la multitud de magnitudes, parámetros y esquemas que se nos permite analizar, tanto en 2D como en 3D, hacen de CST STUDIO SUITE la herramienta perfecta para este proyecto.

1.2.2. MATLAB

Otro software que ha resultado de gran utilidad en la realización del presente proyecto es MATLAB. MATLAB es un entorno de programación y cálculo numérico ampliamente utilizado en el ámbito científico y de ingeniería. Proporciona una amplia gama de funcionalidades y herramientas que facilitan la manipulación y visualización de datos, así como la implementación y simulación de algoritmos y modelos.

En este caso MATLAB ha sido usado principalmente para simplificar tareas repetitivas mediante la creación de funciones personalizadas. MATLAB nos ha permitido encapsular algoritmos y procesos que se utilizan frecuentemente en el proyecto en funciones simples y reutilizables. El uso de estas funciones ha facilitado la modificación y adaptación de nuestro código a medida que avanzaba el proyecto. Al definir funciones específicas para cálculos numéricos, hemos podido realizar operaciones complejas de manera más eficiente y evitar errores comunes en el código.

Algunas de las funciones que se han implementado en MATLAB son:

- *curva-lente.m*: Esta función nos devuelve un vector con los puntos de la curva que define la lente que necesitamos a partir de la permitividad relativa ϵ, la distancia focal y el ángulo máximo de la lente.
- *dir-max.m*: Se trata de una función bastante sencilla que hace uso de una expresión matmática para calcular la directividad de una bocina para cuando el área efectiva es igual al área física (directividad máxima)
- *imp-conWG.m*: Es una función que devuelve los parámetros asociados a cierta guía de onda, sean proporcionadas sus dimensiones y frecuencia de trabajo.
- *multisection-trans.m*: Esta función trata de, indicados el número de secciones deseadas y las impedancias iniciales y de carga para cierto sistema de secciones de guías de onda, devolver un vector con las impedancias de las respectivas secciones que permiten adaptar el sistema.

Cabe añadir que algunas de las gráficas mostradas a partir de datos recabados en las simulaciones de CST STUDIO SUITE han sido procesadas y presentadas en MATLAB también.

Capítulo 2

Marco Teórico

2.1. Fundamentos Teóricos

2.1.1. Conceptos Básicos

En este primer apartado se discutirán algunos conceptos que resultarán clave a la hora de entender la realización de este proyecto, tales como la directividad o la eficiencia de apertura [4].

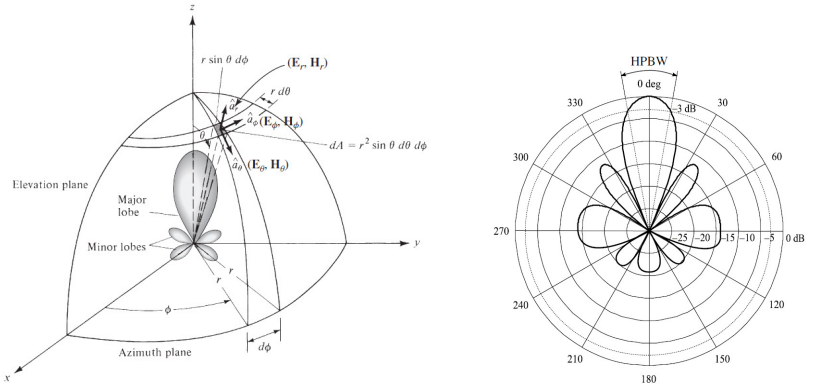
En primer lugar, haremos una breve introducción bastante genérica acerca de las antenas. Las antenas radian y reciben ondas electromagnéticas convirtiendo las ondas guiadas alimentadas por una estructura de guía (como un cable coaxial o una guía de onda) en ondas radiadas que se propagan por el espacio libre, y viceversa. Para que esta función se cumpla, se deben de cumplir algunas especificaciones características que afectan al diseño de la antena de diferentes formas. Lo ideal es que la onda radiada se transmita con un mínimo de atenuación y pérdidas de radiación [5].

Una onda guiada en una línea de transmisión abierta, será radiada como una onda en el espacio libre, de forma que la onda guiada es una onda plana, mientras que la onda en el espacio libre es una onda esférica.

Diagrama de radiación

El diagrama de radiación es una función matemática o una representación gráfica de las propiedades de radiación de una antena en función de las coordenadas espaciales. Normalmente, el diagrama de radiación se suele determinar en la región de campo lejano, ya que esta región es donde la distribución de campo angular es esencialmente independiente de la distancia [6].

El parámetro representado por el diagrama de radiación es típicamente una magnitud normalizada, como la directividad o la ganancia. La representación gráfica suele ser en dos o tres dimensiones en coordenadas polares



(a) Diagrama de radiación en 3D con sistema de coordenadas. Extraído de [1]

(b) Diagrama de radiación en 2D. Extraído de [5]

Figura 2.1: Diagramas de radiación en 2 y 3 dimensiones.

o esféricas [5][1].

Directividad

La directividad de una antena viene dada por el ratio de la máxima intensidad de radiación respecto de la intensidad de radiación media (Ec. 2.1). Es una medida de la cantidad de energía concentrada en una cierta dirección con respecto de las demás, por parte de la antena [7]. A partir de cierta distancia de la antena, también se puede definir como el cociente entre el vector de Poynting máximo y medio. Para ambos casos, las medidas se deben realizar en el campo lejano de la antena [4] [7].

$$D(\theta, \phi) = \frac{U(\theta, \phi)_{max}}{U_{av}} \quad [7] \tag{2.1}$$

Apertura Física

Es una medida del tamaño físico de la apertura de la antena. La definición de apertura física depende del tipo de antena del que estemos hablando. Por ejemplo, para el caso de antenas del tipo dipolo la definición es a conveniencia del estudio que se esté realizando, mientras que para antenas de tipo bocina es simplemente el área de la apertura de la bocina [4].

Eficiencia de Apertura

La eficiencia de apertura de una antena se define como el cociente entre el área efectiva y el área física (2.2), de forma que es una medida de, dada toda el área de la apertura de la bocina, qué parte de ese área está siendo

utilizada para radiar energía [4].

$$\epsilon_{ap} = \frac{A_e}{A_p} \quad [4] \tag{2.2}$$

Esta magnitud toma valores entre 0 y 1, aunque se suele expresar en tanto por ciento, donde el 100 % indica que la totalidad del área física está siendo utilizada para radiar la onda.

Como se ha indicado, esta eficiencia de apertura es la relación entre el área física (apertura física) y el área efectiva. Y esta última magnitud puede relacionarse con la directividad según la expresión 2.3.

$$D = \frac{4\pi}{\lambda^2} A_e \quad [4] \tag{2.3}$$

De donde es evidente deducir que la directividad máxima resulta cuando el área efectiva es igual al área física de la apertura, es decir, cuando la eficiencia de apertura sea del 100 %. Como en este proyecto se tratará especialmente con la magnitud de la directividad, es interesante ver que la eficiencia de apertura se puede obtener a partir del cociente entre la directividad de cierta antena y la directividad máxima posible para dicha antena:

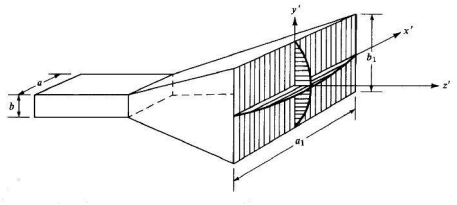
$$\begin{aligned} D_{max} &= \frac{4\pi}{\lambda^2} A_f \\ \eta_a &= \frac{D}{D_{max}} \end{aligned} \tag{2.4}$$

2.1.2. Antenas de Tipo Bocina

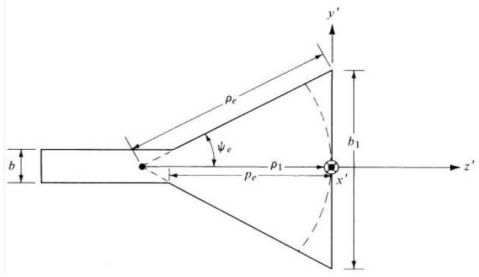
Este proyecto va a estar centrado en las antenas de apertura, más específicamente, las antenas de tipo bocina. Este tipo de antenas son extremadamente populares para las microondas (3 - 30 GHz) y para las ondas milimétricas (30 - 300 GHz) debido a que tienen una alta ganancia, un ancho de banda relativamente grande, bajo tamaño y además resultan fáciles de construir [7]. Estas bocinas no son más que un tubo hueco de diferentes dimensiones que ha sido ensanchado en una apertura más grande. El tipo y dirección del ensanchado puede tener un gran efecto en el comportamiento general del elemento radiante. De esta manera, podemos encontrar antenas que trabajen en el plano H (o plano horizontal), en el plano E (o plano vertical), antenas piramidales o incluso antenas de bocina cónicas. En este caso las antenas objeto de estudio serán las de tipo piramidal y cónicas.

Bocinas Piramidales

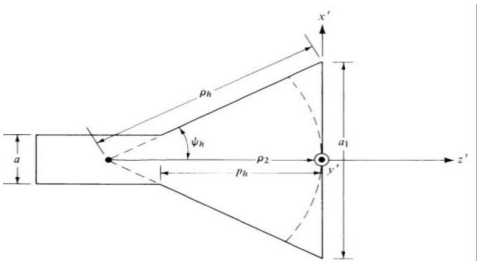
Este tipo de bocinas son las más usadas y son características por el ensanche que se encuentra en las dos direcciones del campo electromagnético, como podemos ver en la figura 2.2. Por tanto, sus características de radiación



(a) Bocina piramidal



(b) Vista del plano E



(c) Vista del plano H

Figura 2.2: Bocina piramidal y sistema de coordenadas. Extraído de [8]

son esencialmente una combinación de las bocinas sectoriales de los planos E y H. Este tipo de bocinas están típicamente alimentadas por guías de onda rectangulares, al igual que las bocinas sectoriales de los planos E y H [8].

Para tener una bocina piramidal físicamente realizable se debe cumplir que la distancia de la apertura al punto de alimentación en el plano E p_e de la figura 2.2b sea idéntica a la distancia de la apertura al punto de alimentación en el plano H p_h de la figura 2.2c. Estas distancias vienen definidas por las expresiones 2.5.

$$\begin{aligned} p_e &= (b_1 - b)\left[\frac{\rho_e}{b_1}^2 - \frac{1}{4}\right]^{1/2} \quad [8] \\ p_h &= (a_1 - a)\left[\frac{\rho_h}{a_1}^2 - \frac{1}{4}\right]^{1/2} \quad [8] \end{aligned} \tag{2.5}$$

Siendo a_1 y b_1 la distancia de las aperturas en el plano E y H, respectivamente, a y b el ancho y largo de la guía de onda emisora de la onda y ρ_e

y ρ_h definidos como la distancia de la apertura a al punto de alimentación en los planos E y H, respectivamente.

Como se ha introducido, las antenas piramidales son una combinación de bocinas sectoriales del campo E (vertical) y el campo H (horizontal). Así, el diagrama de radiación de estas antenas en el plano E es idéntico al diagrama de las bocinas sectoriales del plano E y, de forma similar, el diagrama en el plano H también es idéntico al diagrama de las bocinas sectoriales del plano H. Esto resulta en un diagrama bastante estrecho en los planos principales. No obstante, la radiación máxima no tiene por qué estar orientada en el eje. Esto se debe al error de fase que se produce en la apertura de la antena, de tal forma que los rayos emanados por las diferentes partes de la apertura hacia el eje no están en fase, y por tanto no se suman de forma constructiva.

Sin embargo, es interesante conocer que hay unas ciertas dimensiones de la apertura que permiten minimizar este error de fase y por tanto, obtener una ganancia máxima. Estas dimensiones permiten crear una bocina de apertura óptima[8]. Estas bocinas están caracterizadas por las dimensiones de su apertura, dadas por las ecuaciones 2.6 [8][9][10].

$$\begin{aligned} a_E &= \sqrt{2\lambda L_E} \quad [8] \\ a_H &= \sqrt{3\lambda L_H} \quad [8] \end{aligned} \tag{2.6}$$

En estas ecuaciones:

- a_E y a_H son el ancho de la apertura en la dirección del campo E y del campo H, respectivamente
- L_E y L_E son la altura inclinada del lado de la bocina en la dirección del campo E y del campo H, respectivamente
- λ es la longitud de onda

Directividad Una de las magnitudes clave para el diseño de las antenas de bocina piramidales, es la directividad. La radiación máxima de las bocinas piramidales se encuentra en torno al eje z ($\theta = 0^o$). La directividad se puede calcular a partir de las respectivas directividades de las bocinas sectoriales de los planos E y H, según la expresión 2.7 y de las dimensiones de la apertura, a (ancho de la apertura) y b (alto de la apertura).

$$D = \frac{\pi\lambda^2}{32 \cdot a \cdot b} D_E D_H \tag{2.7}$$

Bocinas Cónicas

Se trata de otro tipo de bocinas de apertura. Estas suelen estar alimentadas por guías de onda circulares, al contrario que las piramidales.

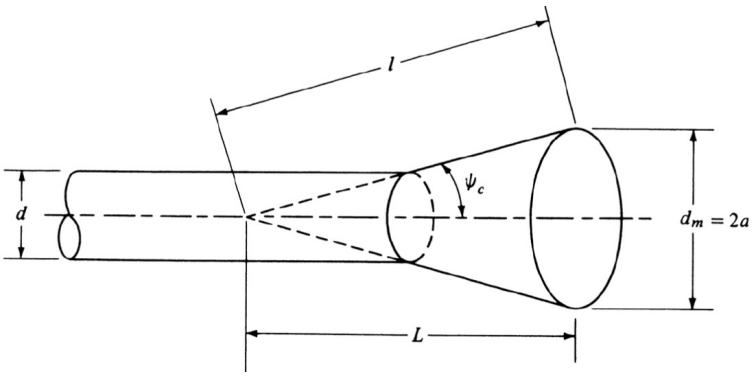


Figura 2.3: Geometría de una bocina cónica. Extraído de [8]

Para este tipo de bocinas, buscamos alcanzar la directividad óptima, por lo que es conveniente conocer la relación entre la apertura de la bocina y la longitud de la misma, dada por al expresión 2.8 [8]. Donde d_m representa el diámetro de la apertura.

$$d_m \approx \sqrt{3l\lambda} \quad [8] \tag{2.8}$$

Siendo λ la longitud de onda y l la longitud inclinada del cono, como se aprecia en la figura 2.3

Así, para cierto diámetro de apertura, la directividad viene definida en 2.9. Donde en este caso C es la circunferencia de la apertura y $L(s)$ representa la figura de corrección por la pérdida de directividad debida a la eficiencia de apertura, ϵ_{ap}, también en dB.

$$D(dB) = 10\log_{10}(\frac{C}{\lambda})^2 - L(s) \tag{2.9}$$

2.1.3. Guías de onda

Las guías de onda son elementos de transmisión de señales electromagnéticas que permiten el transporte eficiente de energía a lo largo de su trayectoria. Cuando se utilizan guías de onda como alimentadores de una antena de bocina, se establece una conexión directa entre la salida de la guía y la entrada de la bocina. Esto permite una transferencia eficiente de energía desde la guía hacia la antena radiante.

No obstante, en ocasiones es conveniente utilizar una guía de onda formada por varias secciones, siendo cada una de estas una guía diferente, como se verá más adelante. En este punto de transición entre secciones, pueden producirse grandes pérdidas por reflexión, debidas a la falta de adaptación. La adaptación de impedancia es un aspecto crítico para minimizar el índice de reflexión y maximizar la transferencia de energía dentro de la guía, y por tanto a la bocina posteriormente. La adaptación de las guías de onda puede

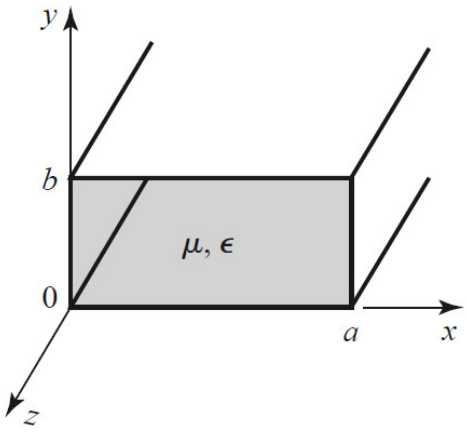


Figura 2.4: Geometría de una guía de onda rectangular. Extraída de [2]

lograrse mediante técnicas de diseño, como la utilización de transiciones de impedancia y ajustes en las dimensiones físicas de la guía. Estos ajustes permiten lograr una coincidencia de impedancia entre las secciones de la guía, minimizando así la reflexión de la señal y optimizando la transferencia de energía. [2]. En la figura 2.4 se puede ver el esquema de una guía rectangular.

Adaptación de Guías de Onda Rectangular. Adaptador $\lambda/4$

En el presente proyecto se trabajará en los modos TE para guías rectangulares. Para estos modos, las guías de ondas están caracterizadas por los campos $E_z = 0$, y H_z condicionado por la expresión 2.10 [2]

$$\left(\frac{\partial^2}{\partial x^2} + \frac{\partial^2}{\partial y^2} + k_c^2\right) h_z(x, y) = 0 \quad [2] \tag{2.10}$$

donde $k_c = \sqrt{k^2 - \eta^2}$ es el número de onda de corte. De esta última expresión se puede obtener la constante de propagación [2]

$$\beta = \sqrt{k^2 - k_c^2} = \sqrt{k^2 - \left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 - \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2} \quad [2] \tag{2.11}$$

siendo m y n la combinación del modo. Por ejemplo, para el modo fundamental TE_{10}, $m = 1, n = 0$. Por tanto, cada modo tiene también una frecuencia de corte $f_{c_{m,n}}$ [2]:

$$f_{c_{m,n}} = \frac{k_c}{2\pi\sqrt{\mu\epsilon}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\mu\epsilon}}\sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 - \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2} \quad [2] \tag{2.12}$$

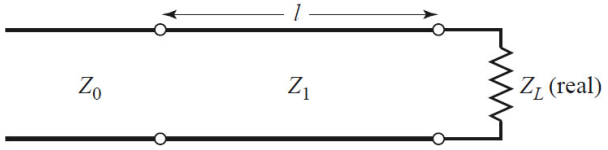


Figura 2.5: Adaptador $\lambda/4$ de 1 sección. $l = \lambda/4$ a la frecuencia de diseño f_0. Extraído de [2]

Así, al trabajar en el modo fundamental, la frecuencia de corte será:

$$f_{c_{10}} = \frac{1}{2a\sqrt{\mu\epsilon}} \quad [2] \tag{2.13}$$

De manera que, dada una frecuencia f, solo aquellos modos para los que $f > f_c$ se propagarán. Ahora, la impedancia de onda en la guía viene dada por la expresión 2.14:

$$Z_{TE} = \frac{k\eta}{\beta} \quad [2] \tag{2.14}$$

para $\eta = \sqrt{\mu/\epsilon}$ la impedancia intrínseca del material de relleno de la guía, normalmente el vacío ($\eta \approx 120\pi$). Una vez conocida la relación entre las dimensiones de la guía y la impedancia de cada sección de guía (2.14), se puede estudiar el diseño del adaptador $\lambda/4$ [2].

Adaptador simple $\lambda/4$ Este adaptador o transformador, se trata de un circuito simple que permite adaptar una impedancia de carga real a una línea de transmisión, buscando siempre un compromiso con el ancho de banda [2]. En primer lugar se hablará de un transformador simple, aunque posteriormente también se explicará el adaptador multisección. El transformador simple se muestra en la figura 2.5.

Para este transformador, la impedancia de la sección adaptadora viene dada por al expresión 2.15[2]:

$$Z_1 = \sqrt{Z_0 Z_l} \tag{2.15}$$

Esta se trata de la expresión normalizada para la impedancia de onda de la sección. El valor con el que habría que trabajar es el denormalizado, dado por:

$$Z_{l,denorm} = Z_l \cdot \frac{b}{a} \quad [2] \tag{2.16}$$

Transformador multisección $\lambda/4$ **Binomial** La banda de frecuencias para las que se consigue adaptar las guías con el transformador simple no es la óptima. Sería interesante conseguir un ancho de banda en el que el sistema

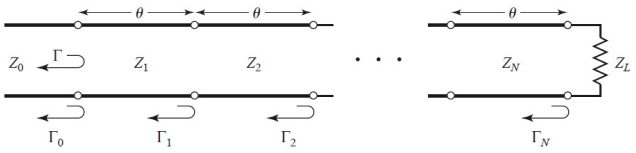


Figura 2.6: Coeficientes de reflexiones parciales para adaptadores multisección. Extraído de [2]

esté adaptado bastante mayor [2]. Para ello se considerará el transformador multisección de la figura 2.6. Así, se deducen estos coeficientes de reflexión parciales de la expresión:

$$\Gamma_N = \frac{Z_L - Z_N}{Z_L + Z_N} \quad [2] \tag{2.17}$$

Donde se suponen todas las impedancias reales, y por tanto todos los coeficientes reales y positivos. También se asume un transformador simétrico, de manera que $\Gamma_0 = \Gamma_N, \Gamma_1 = \Gamma_{N-1}$, etc. Ahora, para encontrar las impedancias de cada una de las secciones, se hace uso de unos coeficientes binomiales C_n^N, dados por:

$$C_n^N = \frac{N!}{(N-n)!n!} \quad [2] \tag{2.18}$$

Finalmente, quedando las impedancias dadas por la expresión:

$$\ln Z_n = \ln Z_{n-1} + 2^{-N} C_n^N \ln \frac{Z_L}{Z_0} \quad [2] \tag{2.19}$$

Como ya se ha indicado antes, una vez se conocen las impedancias de todas las secciones, con las expresiones 2.11 y 2.14 se pueden calcular fácilmente las dimensiones de la guía. Además, cada una de las secciones debe ser de longitud $l = \lambda/4$. No obstante, no se usará λ_0, sino que se empleará la longitud de onda guiada de la guía concreta λ_g. Esta última magnitud puede fácilmente calcularse a partir de la constante de propagación de la guía, de la forma:

$$\lambda_g = \frac{2\pi}{\beta} \quad [2] \tag{2.20}$$

Adaptación de Guías de Onda Circulares. Adaptador $\lambda/4$

Las guías de onda circulares vienen descritas principalmente por un radio interno, a, en lugar de altura y anchura a, b como ocurría para guías rectangulares. Para guías circulares se trabajará con coordenadas polares, en vez de cartesianas. Un pequeño esquema se muestra en la figura 2.7 [2].

De nuevo, se trabajará en el modo TE, descrito por un campo $E_z = 0$ y H_z, en este caso definido como una solución de la ecuación de ondas:

$$\nabla^2 H_z + k^2 H_z = 0 \quad [2] \tag{2.21}$$

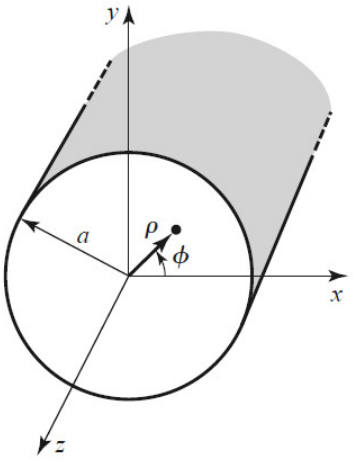


Figura 2.7: Geometría de una Guía de Onda Circular. Extraído de [2]

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

Cuadro 2.1: Valores de $p'_{n,m}$ para los modos TE de una guía circular. Extraído de [2]

En este caso el número de onda de corte para cada modo en el que se trabaje viene definido por la siguiente expresión:

$$k_{c_{n,m}} = \frac{p'_{n,m}}{a} \quad [2] \tag{2.22}$$

Siendo a el radio interno de la guía y $p'_{n,m}$ la raíz de los coeficientes de Bessel tal que $J'_n(p'_{n,m} = 0)$. Los valores a tomar de esta variable $p'_{n,m}$, según el modo en el que nos encontremos, viene en la tabla 2.1

Dado que se va a trabajar en el modo fundamental TE_{11}, se tomará el valor $p'_{n,m} = 1.841$.

Y a partir del valor del número de onda de corte, el procedimiento es muy similar al de las guías rectangulares. Se calcula la constante de propagación, β y la frecuencia de corte, según las expresiones siguientes:

$$f_{c_{n,m}} = \frac{k_c}{2\pi\sqrt{\mu\epsilon}} = \frac{p'_{n,m}}{2\pi a\sqrt{\mu\epsilon}} \quad [2] \tag{2.23}$$

$$\beta_{n,m} = \sqrt{k^2 - k_c^2} = \sqrt{k^2 - \left(\frac{p'_{n,m}}{a}\right)^2} \quad [2] \tag{2.24}$$

Y por último la impedancia de la guía será

$$Z_{denorm} = \frac{\eta k}{\beta} 0.94 \quad [11] \tag{2.25}$$

Vemos que nos encontramos con una expresión muy similar a la de la impedancia de las guías rectangulares, salvo que en este caso aparece un factor de denormalización diferente, un factor 0.94 [11].

Adaptador $\lambda/4$ Es interesante comprobar que para las expresiones 2.15 y 2.19, no se hace uso de ninguna expresión relativa a las dimensiones o al modo de la guía. Es por esto, que tanto estas expresiones, como sus respectivas deducciones, se aplican tanto a guías de onda rectangular como cilíndricas. De esta forma, ambos adaptadores descritos anteriormente sirven exactamente igual para ambas guías. Sólo habría que tomar las impedancias respectivas a cada tipo de guía.

2.1.4. Lentes Dieléctricas

En el ámbito de la radiación, las lentes pueden emplearse para modificar la fase o la amplitud (o ambas) de una cierta distribución de campo eléctrico, de forma que obtengamos otra diferente. En concreto, en este caso, las lentes van a usarse como correctores de fase para antenas de bocina.

Las lentes se basan en el principio de refracción de ondas electromagnéticas en medios (lentes) dieléctricos con índices de refracción no uniformes. Una de las configuraciones de la lente en antenas es el que podemos ver en la figura 2.8, donde vemos que el frente de onda plano incidente se refracta en la superficie de la lente de forma que todos los rayos refractados a la salida de la misma convergen al punto focal de la lente. Esto se debe a que todos los rayos recorren la misma distancia de camino eléctrico a pesar de recorrer un camino físico diferente, o lo que es lo mismo, todos llegan al punto focal con la misma fase. Esto se consigue compensando la velocidad de fase de la onda incidente de diferente forma en diferentes porciones de la lente. De esta forma, se consigue un frente de onda plano a la salida de la lente, y por tanto un aumento en la directividad. Las lentes suelen permitir un gran ancho de banda, limitado solo por el ancho de banda del sistema de alimentación de la lente [12].

Uno de los tipos de lente más simples y prácticos son las lentes de refracción única. Estas son las lentes elípticas o hiperbólicas, siendo estas últimas en las que nos centraremos en este proyecto [13][12].

En una lente hiperbólica, la refracción sucede en la superficie hiperbólica, más cercana a la alimentación (onda incidente) (figura 2.9).

Una parte fundamental del desarrollo del proyecto es el diseño de la lente. Como podemos ver en la figura 2.9, la lente consta de una superficie hiperbólica y otra plana, por lo que la clave del diseño de la lente está en la

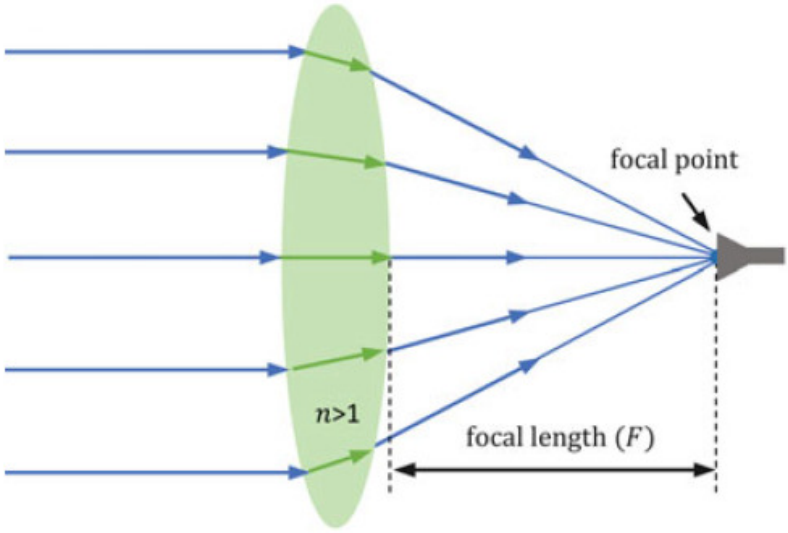


Figura 2.8: Lente de enfoque. Extraído de [10]

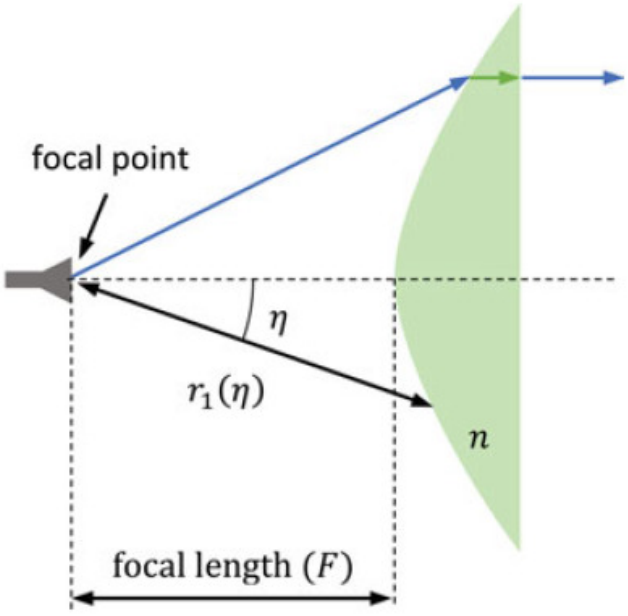


Figura 2.9: Lente hiperbólica fuera de la antena. Extraído de [10]

curva hiperbólica de la superficie en la que incide la onda. Esta curva viene dada por la expresión 2.26.

$$r(\eta) = \frac{F(n-1)}{cos(\eta) - 1} \quad [13] \tag{2.26}$$

Donde F representa la distancia focal y n el índice de refracción del medio (dieléctrico de la lente).
Ya hemos introducido que una de las magnitudes clave en nuestro estudio va a ser la directividad, por lo que debemos discutir qué papel juegan las lentes aquí. Las lentes montadas sobre antenas de bocina suelen ser directivas, es decir, no son omnidireccionales. Así, al representar el diagrama de radiación de una antena de bocina con lente encontramos un lóbulo principal bien definido.

Ventajas y Desventajas de las Lentes en Antenas

Habiendo entendido el cometido y funcionamiento de las lentes sobre la radiación de antenas, y en concreto sobre las antenas de bocina, es conveniente entender algunas de las ventajas y limitaciones que presentan [14].

Otro método de conseguir el paso de un frente de onda esférico a uno plano, como es el que se obtiene con las lentes, es mediante reflectores. No obstante, las lentes tienen una gran ventaja frente a estos y es que los reflectores imponen un bloqueo de la apertura, ya que se posicionan frente a la antena, mientras que las lentes no presentan este problema, ya que permiten a las ondas refractarse.

Pero por supuesto las lentes también introducen ciertas limitaciones. Entre ellas podemos se encuentra las pérdidas del dieléctrico o la reflexión por desadaptación. Sin embargo, como veremos más adelante estos problemas los podemos evitar mediante el uso de, por ejemplo, secciones de guías de onda de longitud $\lambda/4$.

Tipos de implementación de lentes

Es conveniente recordar que las antenas están hechas de conductores reales, es decir, materiales de una conductividad muy alta, como por ejemplo la plata ($\sigma = 6.14 \cdot 10^7 S/m$) o el cobre($\sigma = 5.8 \cdot 10^7 S/m$). Mientras, las lentes suelen ser materiales dieléctricos, con una conductividad muy baja o nula. Para ello se pueden emplear materiales con una permitividad relativa de entre 1.2 y 13 [14].

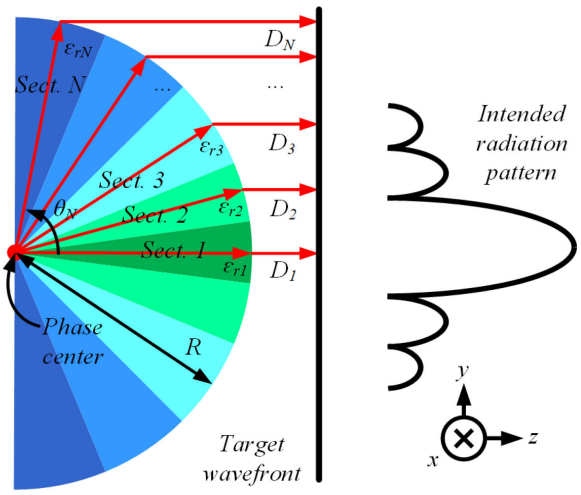


Figura 2.10: Principio operacional del método de diseño de lente descrito. Extraído de [12]

2.2. Estado del Arte

2.2.1. Diseño de Lentes Basadas en Impresión 3D para Antenas de Lentes Integradas

En general las lentes dieléctricas se usan para aumentar la directividad de una antena o para colimar un rayo en cierta dirección. Para tales fines, una lente debería poder controlar las velocidades o los retardos de fase de las ondas que la atraviesen. El principio operacional de la lente propuesta en esta sección es el que se muestra en la figura 2.10 que representa la sección transversal de la lente. Esta lente estaría formada por un hemisferio de N secciones en forma de cono de diferentes permitividades relativas [15].

En este caso, se busca aumentar la directividad de la antena para un amplio rango de frecuencias en una dirección del eje z. Tomemos 2 rayos que lleguen al frente de onda. Se toman el primer y el N-ésimo rayo. Para conseguir la directividad máxima, los retardos de fase de ambos rayos deben ser idénticos en la dirección z, por lo que se debe cumplir 2.27

$$-\beta_0(R\sqrt{\epsilon_{r1}+D_1} = -\beta_0(R\sqrt{\epsilon_{rN}+D_N}[15] \tag{2.27}$$

Siendo β_0 la constante de propagación en el espacio libre, R el radio de la lente, ϵ_{rN} la permitividad relativa en la N-ésima sección y D_N la distancia desde la superficie exterior de la sección N hasta el frente de onda. Tomando D_1 como una constante arbitraria, podemos expresar ϵ_{rN} como una función del ángulo θ, una vez fijada ϵ_{r1}, como se muestra en la ecuación 2.28. Se puede apreciar que no hay ninguna dependencia ni de la frecuencia ni del radio de la lente.

$$\sqrt{\epsilon_{rN}} = \sqrt{\epsilon_{r1}} + cos\theta_N - 1 \tag{2.28}$$

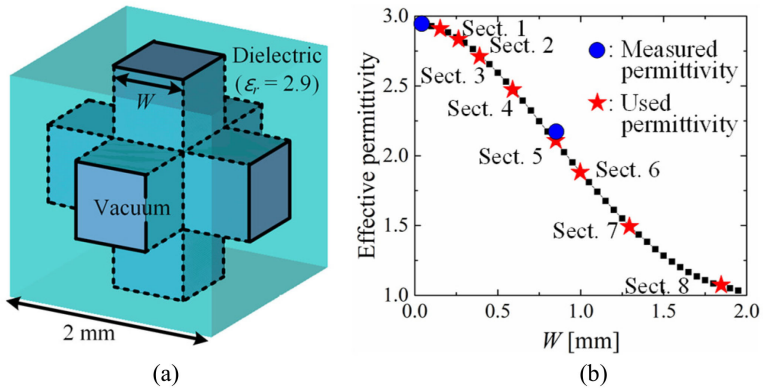


Figura 2.11: (a) Geometría de celda unitaria (b)Permitividades relativas efectivas al variar W. Extraído de [12]

Se entiende que para un N mayor, más número de rayos podemos tomar, sin embargo, si N se hace muy grande resulta difícil discretizar el gradiente de la permitividad, por lo que se elige $N = 9$, como un compromiso adecuado entre fabricación y eficiencia [15].

El método a emplear pretende conseguir el gradiente de permitividad a partir de un solo material de impresión. Para ello se ha empleado la geometría de celdas unitarias cúbicas, como la de la figura 2.11(a). De esta forma, al cambiar W, se puede controlar la permitividad efectiva relativa de las celdas unitarias 2.11(b) [15].

La lente a la que se llega siguiendo este procedimiento sería la que se puede observar en la figura 2.12.

2.2.2. Diseño de Antenas de Bocina Cónica Compactas con Lente de Alta Directividad

En esta sección se muestra el diseño de una antena de bocina cónica con lente para conseguir una alta directividad y un tamaños compacto dentro del rango de frecuencias de 71-76 y 81-86 GHz [16].

Generalmente, se suelen tomar dos aproximaciones para conseguir una lente dieléctrica plana basada en la corrección de fase de ondas EM incidentes con caminos eléctricos diferentes:1) Diseño multidieléctrico y 2) dieléctrico uniforme. Para el primer caso, la altura de la lente se mantiene fija, pero se toman diferentes valores de ϵ_r para obtener la corrección en fase buscada, como ocurría en la sección anterior. En esta sección se usará la otra opción.

Esta otra propuesta consiste en grabar ranuras en el material dieléctrico para conseguir esta corrección de fase. De esta manera, se busca que al atravesar la lente, resulte un frente de onda plano. Para este objetivo, se hace uso del principio de Fermat de la igualdad de caminos eléctricos de las ondas EM incidentes, siguiendo la fórmula 2.29. Donde ϕ es la corrección

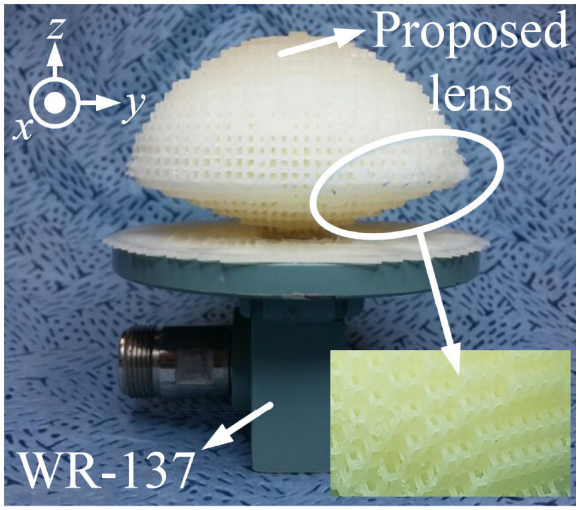


Figura 2.12: Lente propuesta. Extraído de [12]

en fase, λ_o la longitud de onda en el vacío para la frecuencia de diseño, F la distancia física desde el centro de fase del sistema de alimentación de la antena hasta el punto central de la lente y r la distancia desde el centro de la lente a cualquier punto de la apertura de la misma [16].

$$\phi = \frac{2\pi}{\lambda_o}\left[\sqrt{r^2 + F^2} - F\right] \pm 2\pi N, \quad r \in \left[0, \frac{D}{2}\right] \text{ [16]} \tag{2.29}$$

Para esta aproximación, las celdas unitarias que se emplean para el diseño de la lente, consisten en numerosos huecos perforados y llenados de aire con un diámetro D menor que la longitud de onda de la frecuencia de diseño, pero con el tamaño de la celda unitaria del orden de $\lambda_o/2$, como se muestra en la figura 2.13. Se ha tomado la celda de 4 huecos [16].

Al optimizar tanto los huecos como la propia lente para obtener una respuesta en fase como la que se busca en el rango de frecuencias de estudio, el sistema radiante de antena y lente resulta como el de la figura 2.14

2.2.3. Antenas con Lente de Metamaterial GRIN con Alta Ganancia y Efectividad y Distribuciones de Amplitud y Fase Uniformes

En esta sección se discutirá el diseño de una antena con una lente de un metamaterial GRIN (gradiente de índice) para alcanzar una alta eficiencia de apertura y ganancia, sin comprometer la simplicidad y estabilidad de la antena. De nuevo, el objetivo es el mismo; controlar las fases de ondas EM para conseguir frentes de ondas planos. Esto se buscará mediante una antena de bocina de modo híbrido con carga dieléctrica que permita unas

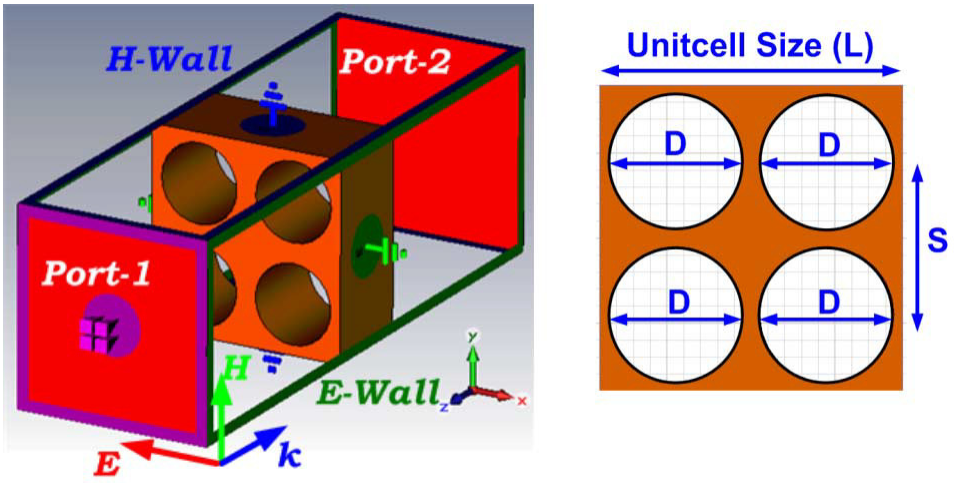


Figura 2.13: Configuración de la celda unitaria (a) y montaje de la simulación en CST Microwave Studio (b). Extraídas de [13]

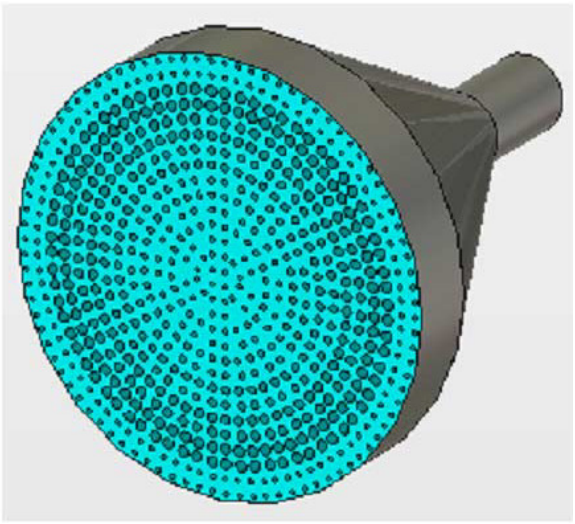


Figura 2.14: Antena de bocina con lente de huecos propuesta. Extraídas de [13]

distribuciones de amplitud y fase uniformes a la apertura de la antena con una directividad y eficiencia de apertura máximas [17].

Partiendo de una antena de bocina con una lente de una capa, se consigue una distribución de fase plana en la apertura. Así, con un material GRIN todas las ondas emitidas desde el centro de fase de la antena llegan en fase a la apertura, ya que este medio tiene una distribución gradual de la permitividad del medio. El índice de refracción del medio podría ser estimado como en la ecuación 2.30. Donde c es la velocidad de la luz en el vacío, ϕ_c la diferencia de fase a corregir, f la frecuencia y T el grosor de la lente.

$$n(r) = N(0) - \frac{\phi_c(r)c}{2\pi fT} \tag{2.30}$$

Sin embargo, la impedancia de la lente descrita no está adaptada, por lo que sería conveniente emplear dos capas en la lente para conseguir que esté adaptadas, con un grosor de la lente adaptadora de $\lambda/4$. Para ello, resultan los siguientes índices de refracción en la capa del núcleo de la lente y la adaptadora:

$$n_{matching} = \frac{-\lambda + \sqrt{\lambda^2 + 4(2T-\lambda)Tn}}{2(2T-\lambda)}, \quad n_{core} = n_m^2 \tag{2.31}$$

Tras esto, se obtiene unas distribuciones de amplitud y fase uniformes en el eje y, así como una distribución de fase uniforme en el eje x, aunque la amplitud en el eje x es similar a cuando no había lente.
Para conseguir aplanar esta distribución de amplitud en el eje x se seguirán 2 pasos.

En primer lugar, se debe cambiar el modo dentro de la bocina rectangular. Para ello se coloca un deflector metálico dentro de la bocina a lo largo del eje y, como en la figura 2.15(b). La posición de este deflactor depende de la frecuencia de trabajo de la antena, así como el ángulo de apertura de la bocina. Tras añadir el deflactor se consigue cambiar el modo y aplanar la distribución de la amplitud en la apertura.

En segundo lugar, se debe diseñar una nueva lente para la antena modificada, ya que la diseñada anteriormente no es apta. Sin embargo, esta nueva lente se sigue basando en la distribución del índice de refracción descrito en la ecuación 2.30. Para el diseño de la nueva lente, se divide este proceso en dos partes. La parte A consiste en corregir correctamente la diferencia de fase en el eje x. Por su parte, la parte B se encarga de la del eje y. Para la parte A el índice de refracción debe ser en gradiente en el eje x pero constante para los ejes y y z, mientras que para la B debe ser en gradiente para el eje y pero constante en el x y z. También se hace uso de la ecuación 2.31 para evitar la desadaptación. Teniendo todo en cuenta, resulta una parte A de mayor grosor a la apertura de la bocina y otra parte B de menor grosor y separada cierta distancia de A un poco en el interior, como se muestra en la 2.15(c) y (d).

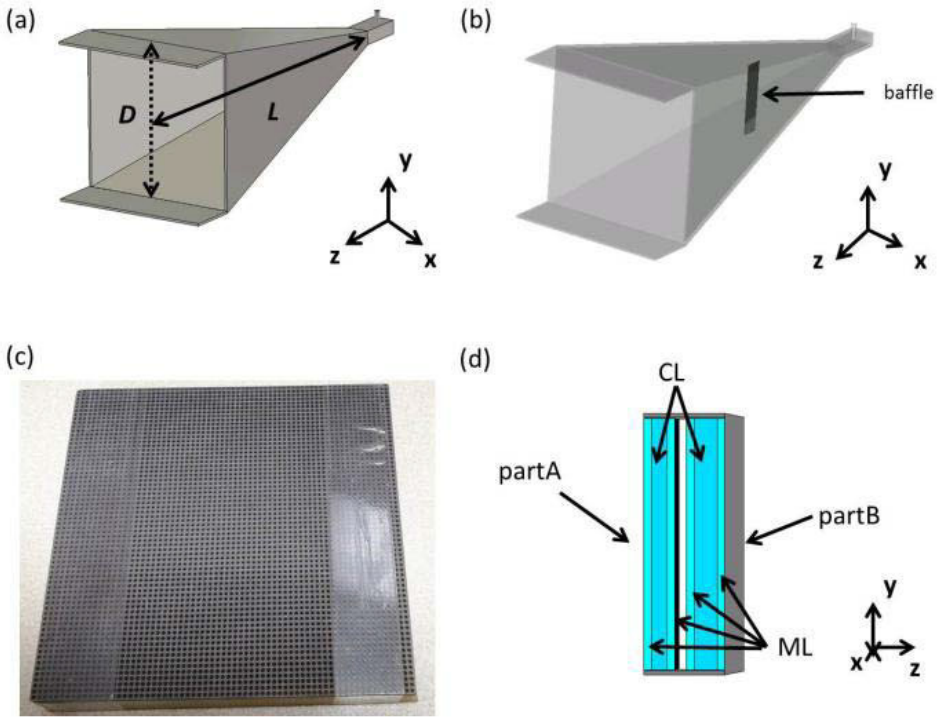


Figura 2.15: Ilustración de una antena con Lente bicapa. (a) Antena con lente original. (b) Antena de bocina con deflactor. (c) Fotografía de la lente fabricada. (d) Vista lateral de la lente bicapa. Extraído de [16]

Capítulo 3

Antena de Bocina Rectangular

En este capítulo se presentará el desarrollo del estudio de las antenas con y sin lente dieléctrica para el caso de una antena de bocina rectangular alimentada por una guía de onda también rectangular. Se describirá el diseño y la simulación de la antena, así como el diseño y la adaptación de la lente dieléctrica a este tipo de antenas y las respectivas simulaciones. Finalmente se discutirán brevemente los resultados obtenidos.

3.1. Diseño y simulaciones Antena de Bocina Rectangular

En esta primera sección se discutirán los diferentes tipos de antenas de bocina rectangulares así como el tipo empleado.

En primer lugar, se parte de las *Flann Standard Gain Horns*, una serie de antenas de microondas que ofrecen un rendimiento confiable y preciso, hechas con materiales de gran calidad. Las de menor frecuencia suelen estar hechas de materiales como latón o aluminio, mientras que las de más frecuencia de cobre [18].

Hay 8 modelos de bocinas cuyos rangos de frecuencia están comprendidos entre los 18 y los 220GHz [18]. Sin embargo, para el presente proyecto solo se estudiarán los 6 mostrados en la tabla 3.1. En la figura 3.1 podemos ver representada una de las bocinas para visualizar los datos de la tabla. Cabe aclarar que para la bocina WR34 solo aparece la información de las medidas. Esto se debe a que esta bocina no pertenece como tal a la serie de *Flann Standard Gain Horn*, pero dado que contamos con esta antena en el laboratorio, pudimos tomar las medidas para la posterior simulación.

Además, se debe tener en cuenta que las bocinas descritas deben estar alimentadas por otra fuente de radiación. En el presente proyecto, y para este tipo de bocinas, se han empleado guías de onda rectangulares. Siguiendo

Model	Frequency Range (GHz)	Waveguide WR	Standard Mid- Band	Dimensions (mm)		
				A Overall	B Internal	C Internal
17240	9.84 - 15.0	WR75	20	215	94	67
19240	14.5 - 22.0	WR51	20	145	67	50
		WR34		89	45	32.5
23240	33.0 - 50.1	WR22	20	68	28	20
25240	49.9 - 75.8	WR15	20	45.5	19	13
27240	73.8 - 112	WR10	20	32.5	12.4	9

Cuadro 3.1: Bocinas de ganancia estándar Flann [15]

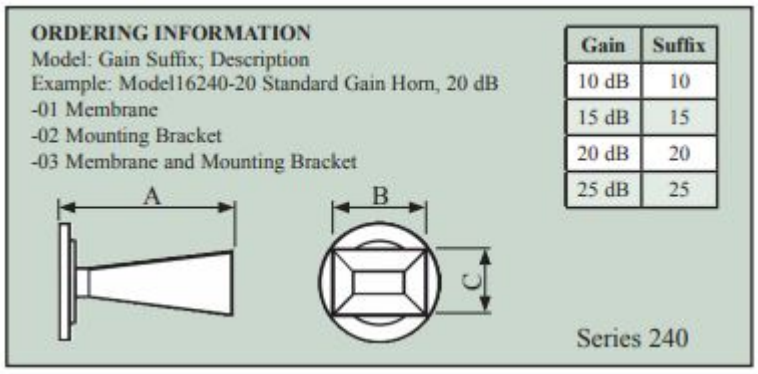


Figura 3.1: Ejemplo Flann Horn [15]

con el estándar de *EIA* (*Electronic Industries Alliance*), las guías que se han empleado, respectivamente para cada bocina, son las mostradas en la tabla 3.2 [19].

A pesar de que no se indique en la especificación, se tomará 5mm como longitud de las guías de onda. Además, el grosor, tanto de las bocinas como de las guías será de 1mm, salvo para las correspondientes a WR10, que tomaremos 0.5mm, debido a las pequeñas dimensiones que estas tienen.

Conociendo las dimensiones de las diferentes antenas ya descritas podemos proceder a la simulación de estas para poder estudiar su directividad. Como se ha indicado, el objetivo es trabajar con los 6 tipos de antenas de

Waveguide WR	Recommended frequency	Cutoff frequency lowest	Cutoff frequency next mode	Inner dimensions of waveguide opening (mm)	
				A	B
WR75	10.00 - 15 GHz	7.869 GHz	15.737	19.05	9.525
WR51	15.00 - 22 GHz	11.572 GHz	23.143	12.954	6.477
WR34	22.00 - 33 GHz	17.357 GHz	34.715	8.636	4.318
WR22	33.00 - 50 GHz	26.346 GHz	52.692	5.6896	2.8448
WR15	50.00 - 75 GHz	39.875 GHz	79.75	3.7592	1.8796
WR10	75 - 110 GHz	59.015 GHz	118.03	2.54	1.27

Cuadro 3.2: Características guías de onda usadas, según EIA [16]

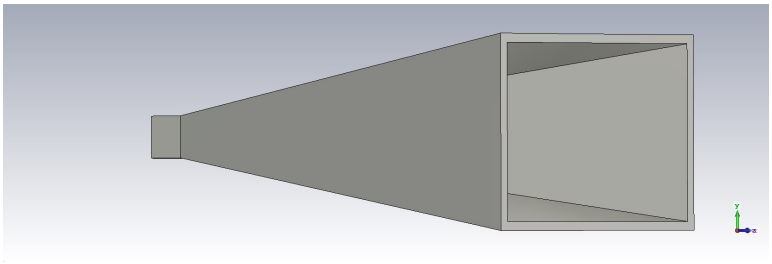


Figura 3.2: Antena de Bocina WR22 en CST

bocina descritos, no obstante, las posteriores simulaciones serán sólo para 1 de las antenas, de forma que podamos extrapolar toda la información obtenida al resto de las antenas. La bocina, y respectiva guía, con la que se trabajará será la WR22. Se ha elegido esta antena, debido a que tanto las frecuencias de trabajo para esta bocina, como sus dimensiones se encuentran entre todas las demás; no toman ni valores muy grandes ni demasiado pequeños. Por tanto, el estudio de estas resultará significativo y extrapolable al resto de antenas, tanto las de mayor frecuencia como las de menor. En cualquier caso, una vez se obtengan buenos resultados para esta antena, estos se comprobarán para otras antenas.

3.1.1. Diseño y simulación de la Bocina WR22

En primer lugar se procederá con el estudio de la bocina WR22. De las tablas 3.1 y 3.2, se toman las medidas de la antena de bocina a simular (en mm):

- Apertura bocina: B=28, C=20
- Longitud Bocina: A=68
- Apertura guía de onda: a=5.6896, b=2.8448

Al simular esta antena en el software CST STUDIO SUITE resulta la figura 3.2.

La antena de estas características trabaja en el rango de frecuencias de 33-50GHz. En primer lugar, es conveniente hacer un rápido estudio de la directividad de la antena para las diferentes frecuencias del rango de la misma. Esta caracterización de la directividad de la antena WR22 estándar se encuentra en el gráfico de la figura 3.3. Dicho gráfico ha sido obtenido directamente del CST STUDIO SUITE para la simulación hecha para las diferentes frecuencias. Todo el estudio posterior se hará para la frecuencia central de la banda: 41.5GHz. Esto es, $\lambda_0 = 7.22mm$

Sin embargo, se puede comprobar con las expresiones 2.6 que estas medidas no corresponden con las de la bocina óptima. Haciendo uso de estas expresiones resultan las siguientes medidas:

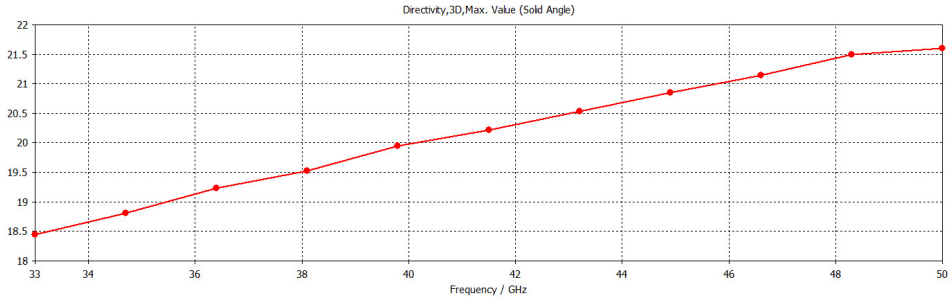
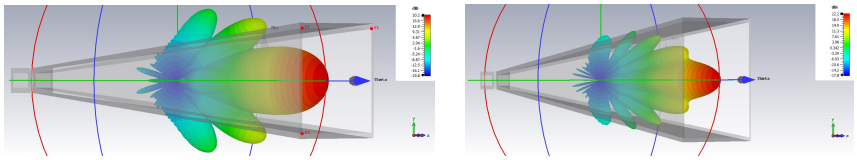


Figura 3.3: Caracterización de la Directividad de la antena WR22 estándar



(a) Diagrama de Radiación Bocina WR22 Estándar

(b) Diagrama de Radiación Bocina WR22 Óptima

Figura 3.4: Simulaciones Bocinas WR22 Estándar y Óptima en CST STUDIO SUITE

- Apertura bocina: B=31.8mm, C=38.32mm

Se pueden estudiar ambos diagramas de radiación para estudiar las directividades de cada una y posteriormente las eficiencias de apertura para determinar cuál conviene más, si la bocina estándar o la bocina óptima. En la figura 3.4 se pueden ver los diagramas de radiación de ambas antenas. También se muestra la caracterización de la directividad de la nueva antena en la figura 3.5.

Directamente del diagrama de radiación de la figura 3.4 se ve que la bocina de apertura óptima radia un haz más estrecho que la primera, obteniendo así una directividad mayor.

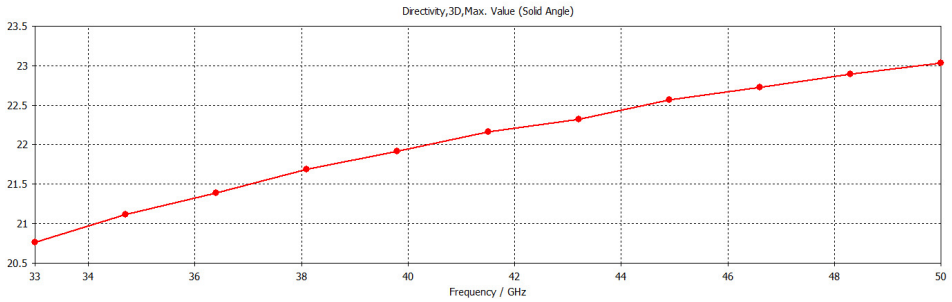


Figura 3.5: Caracterización de la Directividad de la antena WR22 óptima

Ahora, se calcularán las eficiencias de apertura de cada una de las antenas a partir de las directividades máximas (2.3) respectivas cuando el área efectiva es igual a la apertura física:

$$D_{maxstd} = 10 \cdot \log 10 \frac{4\pi}{(7.22mm)^2} \cdot [28mm \cdot 20mm] = 20.81dB \tag{3.1}$$

$$D_{maxopt} = 10 \cdot \log 10 \frac{4\pi}{(7.22mm)^2} \cdot [31.07mm \cdot 38.32mm] = 24.57dB \tag{3.2}$$

$$\tag{3.3}$$

$$\eta_{a,std} = \frac{10^{(20.2/10)}}{10^{(20.81/10)}} = \frac{104.71}{120.50} = 0.86 \tag{3.4}$$

$$\eta_{a,opt} = \frac{10^{(22.2/10)}}{10^{(24.57/10)}} = \frac{165.96}{286.41} = 0.58 \tag{3.5}$$

Se comprueba que la eficiencia de apertura de la bocina óptima es menor que la de la bocina estándar. No obstante, el valor obtenido para la bocina óptima no es del todo malo para una directividad significativamente mayor. Por tanto, para el presente estudio se trabajará con la antena de dimensiones óptimas.

3.1.2. Diseño y simulaciones con Lente Dieléctrica

Retomando el objetivo del proyecto de obtener un sistema radiante formado por una bocina y una lente relativamente compacta pero con una alta directividad, en primer lugar, se debe comprobar que la lente descrita en el capítulo anterior, efectivamente consigue aumentar la directividad. Tras haber corroborado esto, se procederá a reducir la longitud de la bocina descrita en la sección anterior, pero manteniendo la apertura. De esta forma se tiene que la directividad máxima no varía, y por tanto, la eficiencia de apertura dependerá directamente de la directividad obtenida para cada bocina.

Para el diseño de la lente, en primer lugar, se debe definir el tipo de dieléctrico a usar. En nuestro caso se usará un dieléctrico con una permitividad eléctrica relativa de $\epsilon_r = 2.7$. Se ha tomado este valor, por ser un valor común para las frecuencias en las que vamos a trabajar.

De esta forma, para la simulación y acople de la lente en las antenas, se parte de la curva descrita en la ecuación 2.26. Sin embargo, para el buen diseño de la lente, esta debe ser tal que cubra por completo la apertura de la bocina y se adapte a la perfección. Por ello, se debe tomar una curva en la que el punto focal de la lente esté lo suficientemente dentro de la bocina y con un ángulo máximo tal que todas las esquinas de la bocina queden cubiertas, como se muestra en la figura3.6.

Una vez se ha comprobado que se cubre toda la apertura de la bocina y que el punto focal de la lente se encuentra dentro de la bocina, se puede crear la lente con un material de permitividad ϵ_r revolucionando la curva

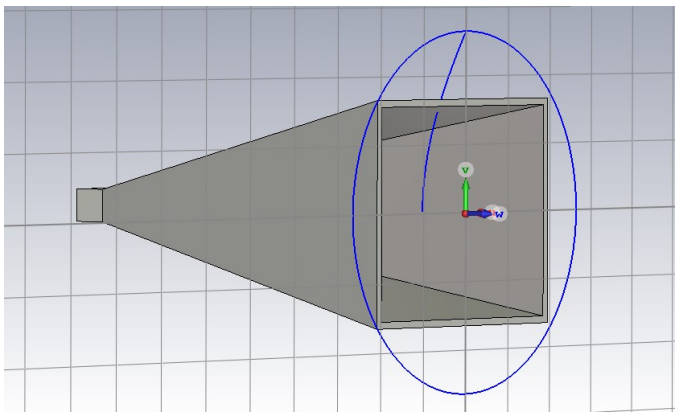
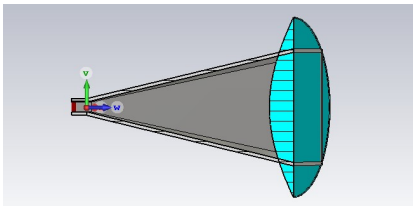
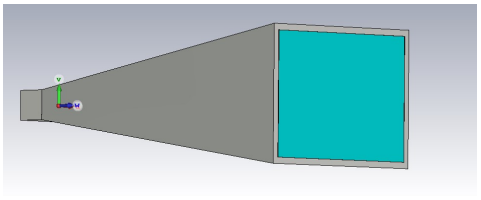


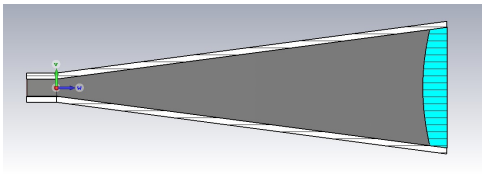
Figura 3.6: Diseño de la Lente para la Bocina WR22 de apertura óptima



(a) Lente Acoplada en la Bocina



(b) Sistema Bocina WR22 - Lente



(c) Vista de Perfil del Sistema Radiante

Figura 3.7: Diseño del Sistema Radiante Bocina WR22 - Lente

en la circunferencia de la figura. Obteniendo así la lente de la figura 3.7a, que se tiene que recortar hasta que se adapte a la bocina, como en la figura 3.7b. En el perfil del sistema radiante resultante de la figura 3.7c se puede apreciar cómo la lente dentro de la bocina guarda la curva deseada.

Con la lente diseñada y acoplada correctamente a la bocina, se procede a simular el sistema para estudiar de nuevo el diagrama de radiación resultante (figura 3.8). Además, es conveniente analizar también la caracterización de la directividad para este nuevo sistema radiante. Esta se muestra en la figura 3.9.

Se puede comprobar que la directividad aumenta un poco. No obstante, se puede ir un paso más allá y comparar no solo el diagrama de radiación de las antenas con y sin lente, sino también los respectivos diagramas del campo E y de la fase con la que llega la onda a la apertura de la bocina. La

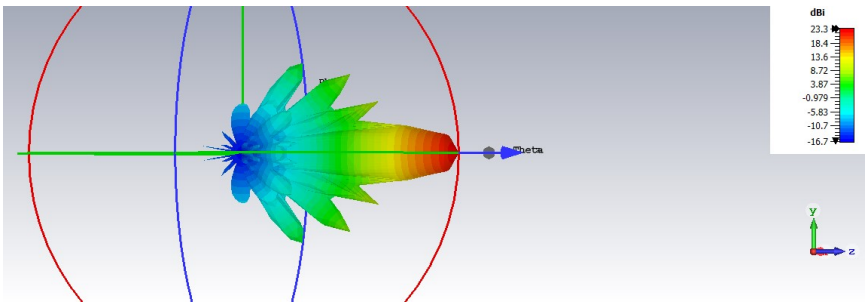


Figura 3.8: Diagrama de Radiación del Sistema Antena - Lente descrito

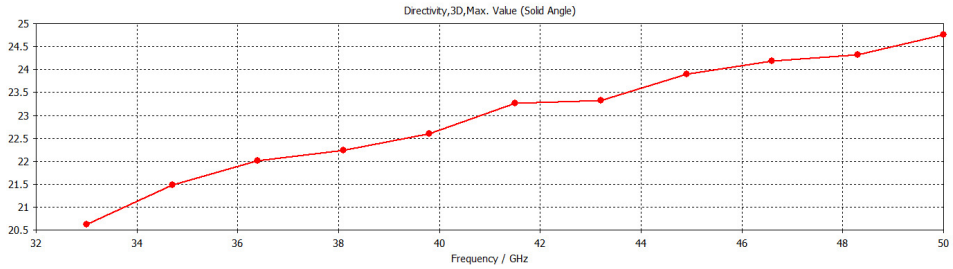


Figura 3.9: Caracterización de la Directividad del sistema Bocina - Lente

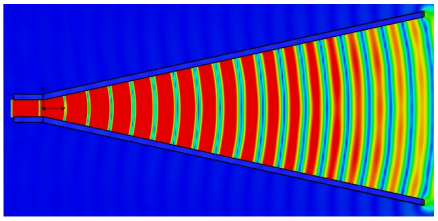
razón del estudio de estos diagramas es debido a que, como se ha explicado en el Marco Teórico, la manera de aumentar la directividad es conseguir un frente de onda plano, donde todas las ondas lleguen con la misma fase al final de la bocina. En la figura 3.10 podemos comparar dos a dos estos diagramas.

Se puede ver que el objetivo de conseguir un frente de onda plano y una fase uniforme a la salida de la bocina, y consecuentemente un aumento en la directividad, se consiguen al añadir la lente hiperbólica.

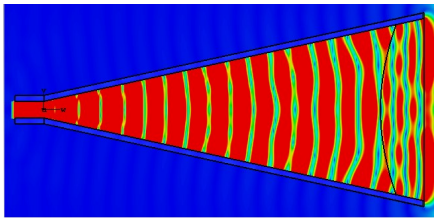
3.1.3. Antena de Bocina Recortada

Ya se ha visto que la lente dieléctrica efectivamente consigue un cierto aumento de la directividad mediante un retardo en la fase de ciertas componentes del campo, obteniendo un frente de onda plano a la salida del sistema radiante. Ahora, como se ha introducido, el objetivo es estudiar si para la misma apertura de la antena, se puede conseguir un sistema de menor longitud pero con la misma directividad que la antena original. Para ello, en primer lugar se estudiará la directividad de la bocina para longitudes más pequeñas. Y posteriormente, el mismo estudio para estas mismas bocinas pero con la lente dieléctrica.

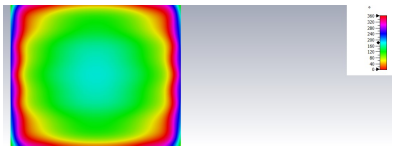
Para ello, se simularán las antenas de bocina con longitudes del 100 %, 70 %, 50 %, 40 %, 35 %, 30 % y 25 % de la longitud estándar de la bocina ($A = 68mm$). Las medidas se han realizado a la frecuencia de mitad de



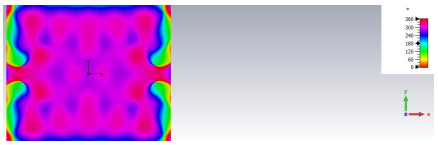
(a) Campo E en el plano X sin lente



(b) Campo E en el plano X con lente



(c) Fase Campo E en el plano Z sin lente



(d) Fase Campo E en el plano Z con lente

Figura 3.10: Comparación Diagramas Campo E en amplitud y fase en la apertura Bocina sin lente y con lente

la banda (41.5GHz). Este estudio se resume en el gráfico de la figura 3.11. En dicho gráfico se puede apreciar que la directividad decrece notablemente conforme se recorta la bocina, como era de esperar. Además, como se ha comentado, la apertura se mantiene y por lo tanto la directividad máxima, de forma que la eficiencia de apertura evoluciona de la misma forma que la directividad, siendo esta última magnitud representativa de ambas.

El siguiente paso es comprobar cómo afecta el mismo diseño de lente explicado anteriormente a las bocinas recortadas. Al añadir y adaptar la lente a las bocinas quedan los sistemas radiantes antena - lente de la figura 3.12, donde también se muestran los respectivos diagramas de radiación.

Antes de continuar, cabe apuntar que, para los dos últimos casos (bocina recortada al 30 % y 25 % de la longitud estándar de la bocina) el ángulo para la curva de la lente debía ser bastante grande, y la distancia focal de la lente a la alimentación de la antena es mayor que la propia bocina, por lo que la solución es hacer que la lente sobresaliese de la bocina. Debido a esto, los resultados para estos dos últimos casos se pueden ver algo perjudicados. En cualquier caso, al realizar nuevamente la simulación de estas bocinas, pero en este caso con la lente dieléctrica, se obtiene la nueva gráfica de la figura 3.13. En ella se puede apreciar que la directividad ha aumentado significativamente en todos los casos, como se buscaba.

A pesar de haber aumentado la directividad, ahora ha surgido el problema de que la lente no se adapta del todo a la apertura de la bocina cuando la longitud de esta se reduce a menos del 35 % de su longitud estándar. Para solucionar este inconveniente, más adelante se plantea una posible solución.

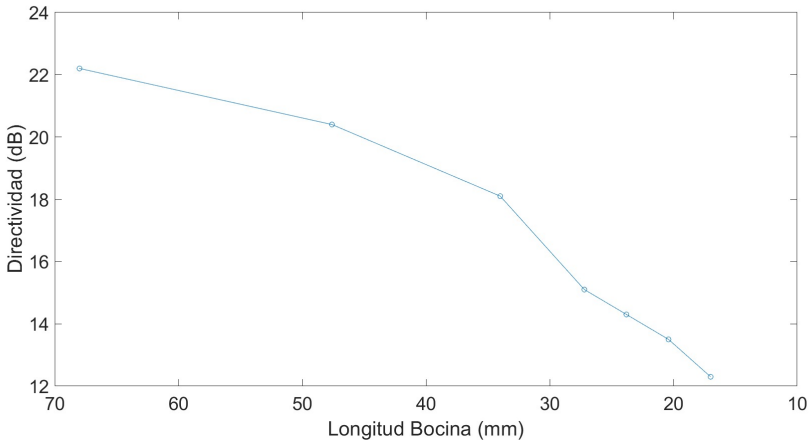
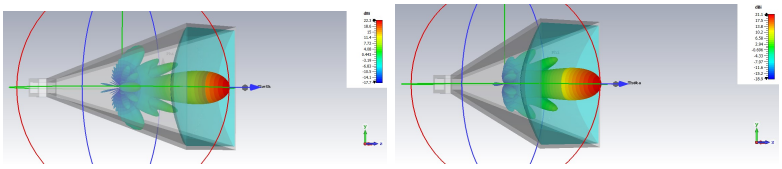
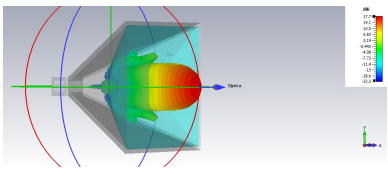


Figura 3.11: Variación de la directividad según la longitud de la Bocina

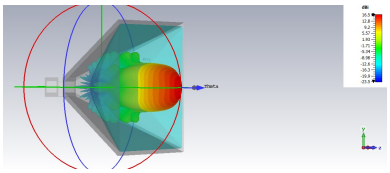


(a) Bocina recortada al 70 % + lente

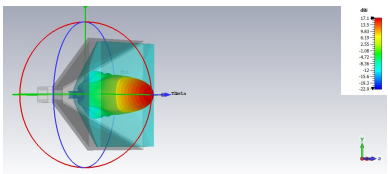
(b) Bocina recortada al 50 % + lente



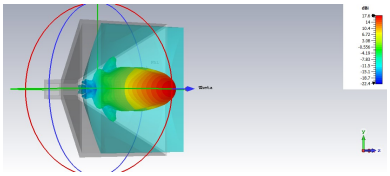
(c) Bocina recortada al 40 % + lente



(d) Bocina recortada al 35 % + lente



(e) Bocina recortada al 30 % + lente



(f) Bocina recortada al 25 % + lente

Figura 3.12: Bocinas WR22 de Apertura Óptima Recortadas con Lente

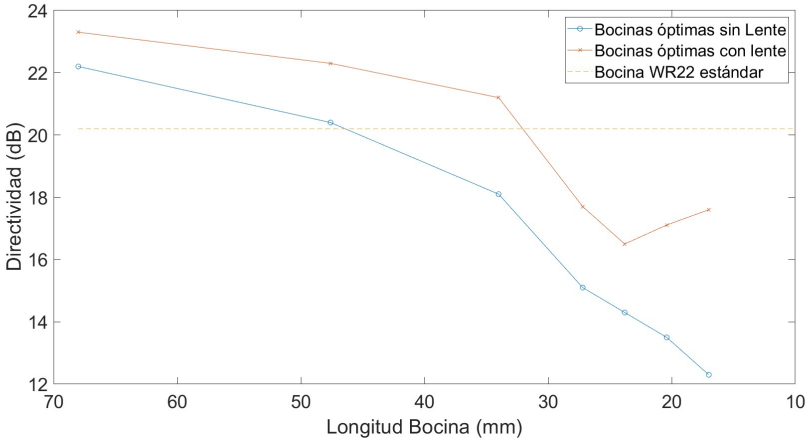


Figura 3.13: Variación de la directividad según la longitud de la Bocina con lente

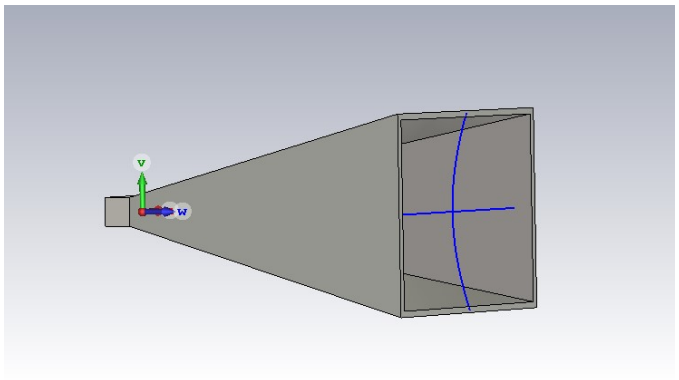


Figura 3.14: Diseño de la Lente Extendida para la Bocina WR22 de apertura óptima

Lente Dieléctrica Alternativa

Como se ha visto en el apartado anterior, la lente dieléctrica hiperbólica se ha obtenido por la revolución de la curva del perfil de la lente sobre la circunferencia de radio igual a la altura de la lente. La alternativa que se propone en este apartado es, dada la misma curva, extender dicha curva a lo largo de una línea en el eje X de longitud igual al ancho de la apertura de la bocina. Así lo que se consigue es que el ángulo máximo para la obtención de la curva sea menor, y por tanto la distancia focal, haciendo posible adaptar la lente para bocinas mucho más cortas que antes. El diseño de la lente se haría como se puede ver en la figura 3.14.

Repitiendo el mismo proceso que en el apartado anterior se llegan a los diagramas de radiación y de campo eléctrico de las figura 3.15 y 3.16.

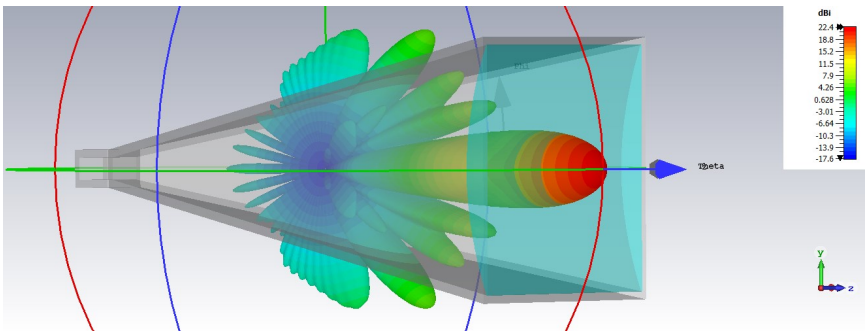
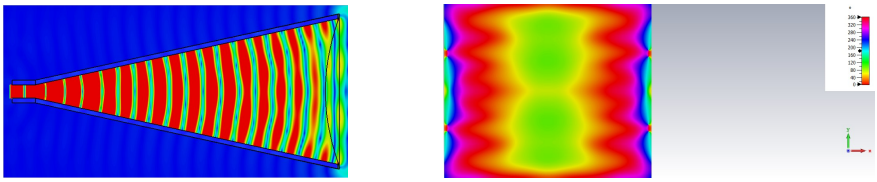


Figura 3.15: Diagrama de Radiación del Sistema Antena - Lente (Extendida)



(a) Campo E en el plano X (b) Fase Campo E en el plano Z

Figura 3.16: Diagramas campo E en amplitud y fase

También se muestra la caracterización de la directividad en la figura 3.17.

De estas últimas figuras se puede entender que el frente de onda resulta plano también y la directividad crece ligeramente. No obstante, la fase en la apertura de la bocina no es tan uniforme como en el caso anterior. De hecho, se puede apreciar cierta uniformidad en el eje vertical, mientras que en el horizontal sufre gran variación. Esto se debe a que la curva, como se muestra en la figura 3.14, no se aplica a todos los ángulos como antes, sino que solo se extiende a lo largo del eje X.

Continuando con el estudio que se venía haciendo hasta ahora, se debe analizar como afecta esta nueva lente alternativa a la directividad de las bocinas recortadas. Al hacer las correspondientes simulaciones se obtienen los resultados de la gráfica de la figura 3.18

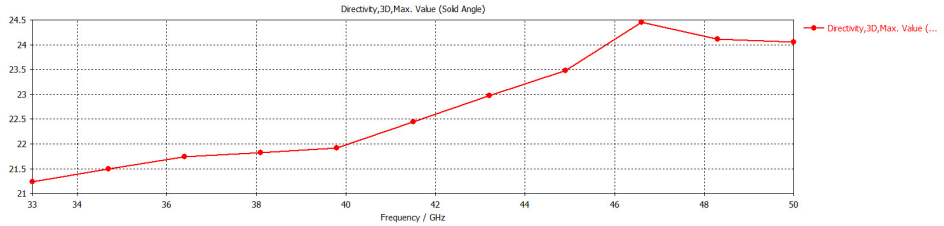


Figura 3.17: Caracterización de la Directividad del sistema Bocina - Lente con la Lente Alternativa

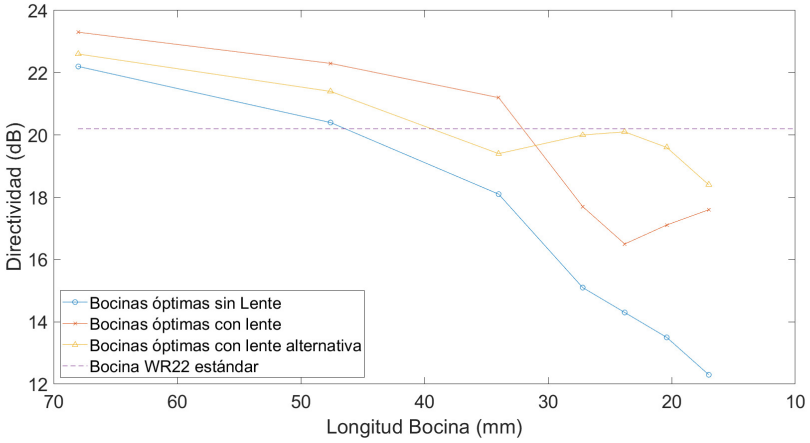


Figura 3.18: Variación de la directividad según la longitud de la Bocina

3.2. Bocinas WR15 y WR51

Una vez se ha hecho el estudio completo para la antena de bocina rectangular a partir de la bocina estándar WR22, vamos a comprobar si se obtienen resultados similares en bocinas de otros estándar. En esta sección, probaremos con las bocinas WR15 y WR51. Para no volver a repetir todo el estudio completo de estas dos antenas nuevas, simplemente se aplicará los resultados obtenidos a las nuevas antenas objeto de estudio. De esta forma, simplemente estudiaremos la bocina estándar, la bocina óptima y finalmente la bocina óptima al añadir la lente y la lente alternativa.

3.2.1. Bocina WR15

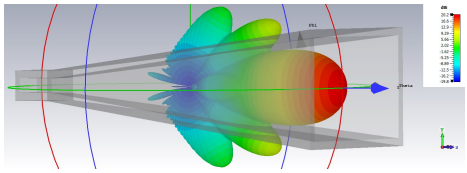
En primer lugar, se tiene que la antena de bocina estándar WR15, con su respectiva guía de onda tiene las siguientes dimensiones:

- Ancho de la guía de onda: $a = 3.7592mm$
- Alto dela guía de onda: $b = 1.8796mm$
- Longitud de la bocina: $A = 45.5mm$
- Ancho de la apertura de la bocina: $B = 19mm$
- Alto de la apertura de la bocina: $C = 13mm$

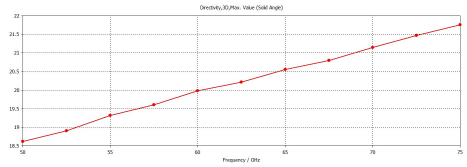
Además, esta antena trabaja en el rango de frecuencias 50 - 75 GHz, con una frecuencia de 62.5 GHz de mitad de banda, que será en la que se hagan la mayoría de medidas.

En las imágenes de las figuras 3.19 - 3.22 se pueden observar los cuatro sistemas a representar (respectivas bocinas con o sin lente) con los diagramas

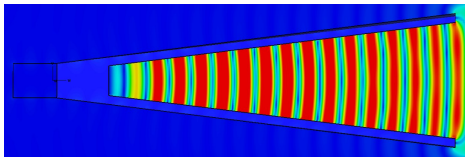
de radiación correspondientes. Además, como se ha hecho a lo largo del capítulo, se representan también las gráficas que caracterizan la directividad de las antenas, así como el campo E en el plano X y la fase del campo E en la apertura de la bocina para poder comprobar si se obtiene una onda con un frente plano y una fase uniforme a la salida de la bocina.



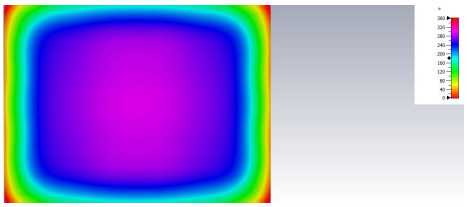
(a) Antena y diagrama de radiación



(b) Caracterización de la directividad

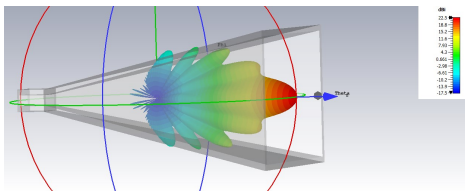


(c) Campo E en el plano X

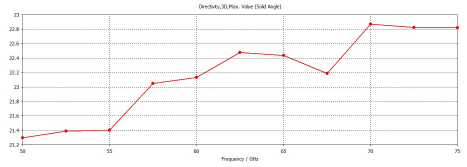


(d) Fase del campo E en la apertura de la bocina

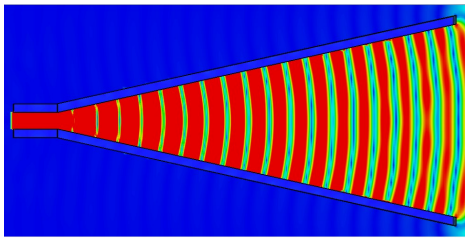
Figura 3.19: Simulación de la antena de bocina WR15 estándar



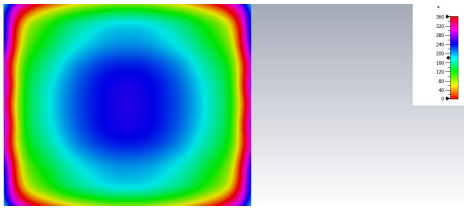
(a) Antena y diagrama de radiación



(b) Caracterización de la directividad



(c) Campo E en el plano X

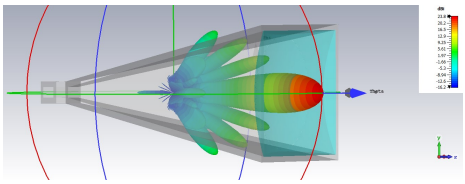


(d) Fase del campo E en la apertura de la bocina

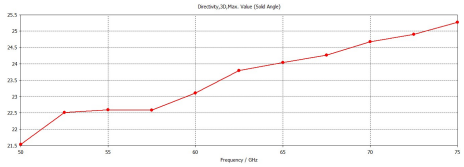
Figura 3.20: Simulación de la antena de bocina WR15 óptima

3.2.2. Bocina WR51

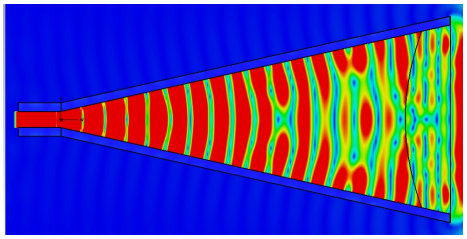
A continuación, se va a realizar lo mismo que en la sección anterior pero para esta otra antena de bocina WR51. Esta nueva antena tiene las



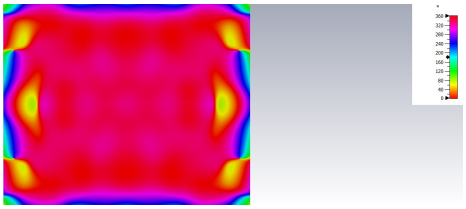
(a) Antena y diagrama de radiación



(b) Caracterización de la directividad

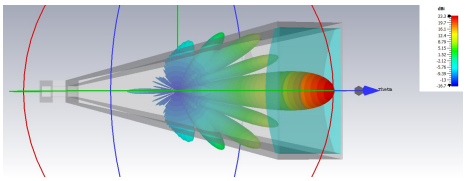


(c) Campo E en el plano X

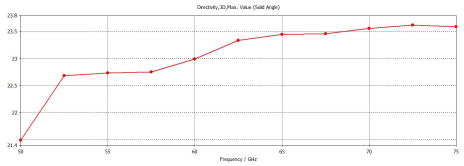


(d) Fase del campo E en la apertura de la bocina

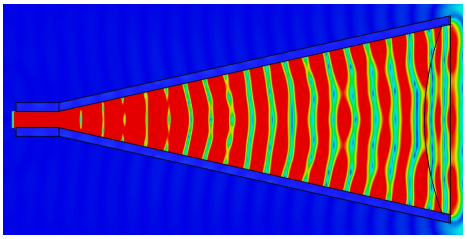
Figura 3.21: Simulación de la antena de bocina WR15 óptima con lente



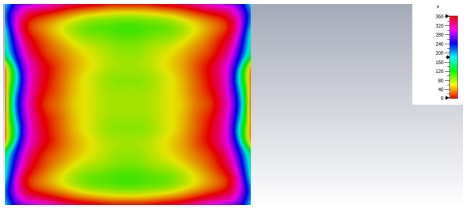
(a) Antena y diagrama de radiación



(b) Caracterización de la directividad



(c) Campo E en el plano X



(d) Fase del campo E en la apertura de la bocina

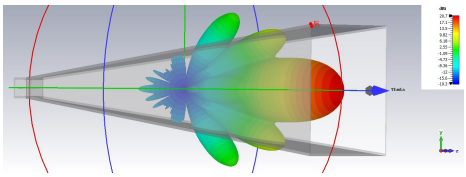
Figura 3.22: Simulación de la antena de bocina WR15 óptima con la lente alternativa

siguientes dimensiones:

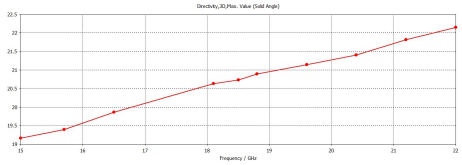
- Ancho de la guía de onda: $a = 12.95mm$
- Alto dela guía de onda: $b = 6.477mm$
- Longitud de la bocina: $A = 145mm$
- Ancho de la apertura de la bocina: $B = 67mm$
- Alto de la apertura de la bocina: $C = 50mm$

En este caso, el rango de frecuencias en las que se trabaja es 15 - 22 GHz, con una frecuencia de 18.5 GHz de mitad de banda.

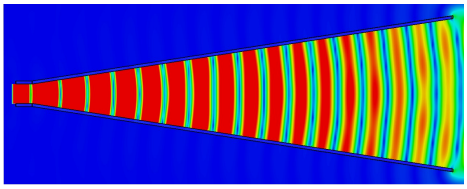
De nuevo, en las imágenes de las figuras 3.23 - 3.26 se representan las gráficas obtenidas de las simulaciones para los diferentes diseños de esta antena realizados, que son los mismos que los realizados anteriormente.



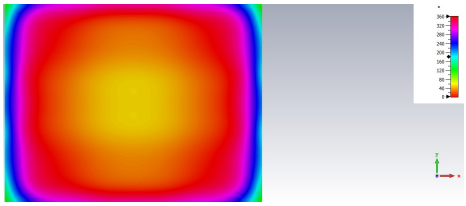
(a) Antena y diagrama de radiación



(b) Caracterización de la directividad



(c) Campo E en el plano X



(d) Fase del campo E en la apertura de la bocina

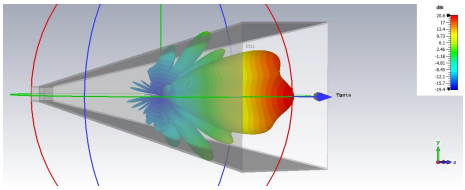
Figura 3.23: Simulación de la antena de bocina WR51 estándar

3.3. Discusión de Resultados para la Antena de Bocina Rectangular

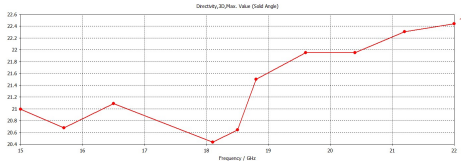
En esta sección se tratará de comentar en mayor profundidad los resultados que se han ido obteniendo en la sección anterior.

3.3.1. Resultados para la Lente Dieléctrica

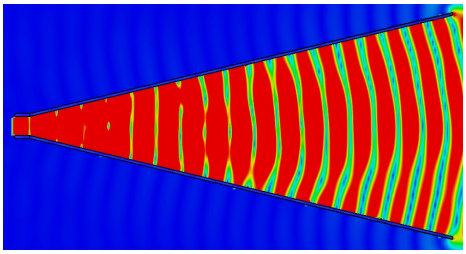
Primeramente, se comentarán los resultados obtenidos para la primera lente dieléctrica que se ha estudiado, la lente creada por revolución de la



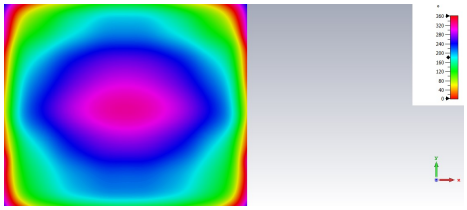
(a) Antena y diagrama de radiación



(b) Caracterización de la directividad

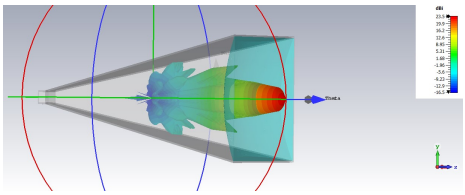


(c) Campo E en el plano X

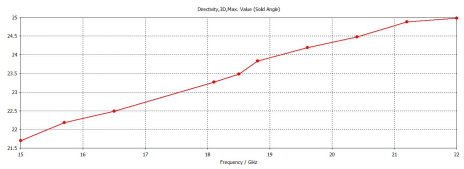


(d) Fase del campo E en la apertura de la bocina

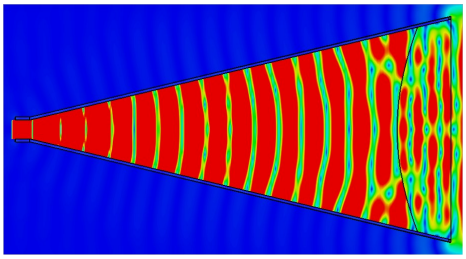
Figura 3.24: Simulación de la antena de bocina WR51 óptima



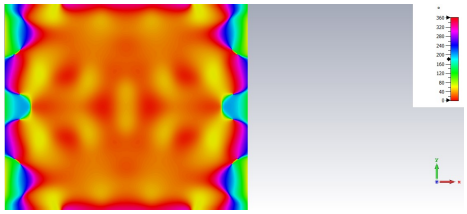
(a) Antena y diagrama de radiación



(b) Caracterización de la directividad

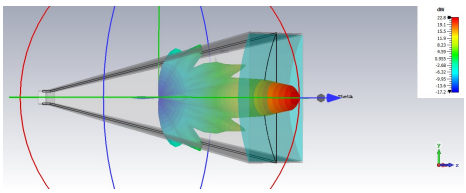


(c) Campo E en el plano X

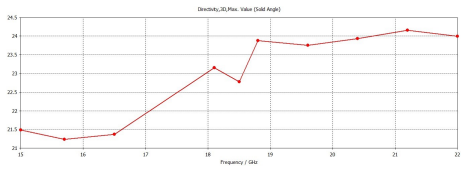


(d) Fase del campo E en la apertura de la bocina

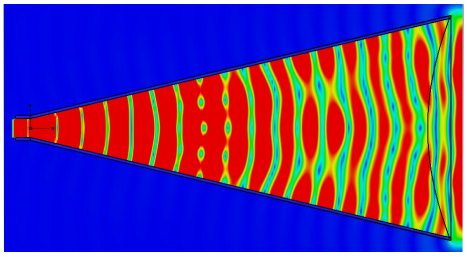
Figura 3.25: Simulación de la antena de bocina WR51 óptima con lente



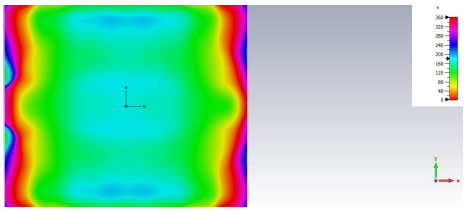
(a) Antena y diagrama de radiación



(b) Caracterización de la directividad



(c) Campo E en el plano X



(d) Fase del campo E en la apertura de la bocina

Figura 3.26: Simulación de la antena de bocina WR51 óptima con la lente alternativa

curva. Para esta lente se ha obtenido la gráfica de la figura 3.13. De ella, la conclusión más directa que se puede obtener es que la directividad ha aumentado, cumpliendo con el objetivo que se buscaba. No obstante, se puede leer un poco más en profundidad en ella. En primer lugar, se aprecia no solo un aumento de la directividad, sino también un cierto cambio en la tendencia de la gráfica, siendo este un poco más suave para longitudes cercanas a la estándar, pero más acentuado para las más cortas. Es en estas longitudes donde parece que el valor de la directividad oscila sobre los 17dB, cuando debería de continuar decreciendo con la longitud. Esto se debe, no solo a la gran deformidad de la antena para esos casos, sino también a la deformidad que ha supuesto en la lente, como también se ha comentado.

A pesar de todo, es interesante observar que hasta la bocina de apertura óptima recortada al 50 % se consigue una directividad bastante mayor a la conseguida para la bocina estándar. Incluso para una longitud del 40 % de la longitud original, alcanza una directividad cercana a la estándar. En contraposición, sin la lente sólo la bocina óptima al 70 % de la longitud original conseguía acercarse (que no superar) la directividad dada por la bocina estándar.

3.3.2. Resultados para la Lente Dieléctrica Alternativa

A continuación se verán los resultados obtenidos para el otro diseño de lente empleado, para intentar solventar el problema de que la lente inicial no se adaptase completamente a las bocinas más cortas. Los resultados obtenidos para esta lente se mostraban en la figura 3.18. Analizando esta gráfica

se pueden concluir varias cosas:

- Para longitudes de la bocina cercanas a la original (100 %, 70 %, 50 % de la longitud estándar), aunque se obtiene una directividad mayor que sin lente, esta es bastante menor que para la primera lente.
- Para longitudes más cortas se obtiene una directividad bastante mayor que para la otra lente.

Por tanto, se puede decir que para esta lente la directividad sigue una tendencia mucho más estable que antes, aunque inicialmente parezca que devuelve un valor más bajo de esta magnitud. En comparación con la bocina estándar, el resultado es muy similar al obtenido sin lente, superando el valor de la bocina estándar solo para las longitudes al 100 % y al 70 %. No obstante, para el resto de longitudes, la directividad es muy próxima a la de la bocina estándar, que es lo que se buscaba.

Finalmente, comparando ambas lentes, se puede concluir que ciñéndonos a conseguir el objetivo de mantener la directividad de la antena estándar con bocinas más cortas, la lente dieléctrica diseñada por la extensión de la curva (lente alternativa) obtiene mejores resultados. No obstante, lo ideal sería tomar la lente primeramente diseñada cuando se trate de la bocina con una longitud de entre el 50-100 % de la longitud inicial, y la segunda lente para longitudes menores. De esta forma, se obtendría no solo una directividad muy cercana a la estándar para todas las longitudes de la bocina, sino que se conseguiría mucha mayor directividad para longitudes cercanas a la estándar.

Además, puede resultar interesante estudiar también el coeficiente de reflexión S_{11} de las antenas sin lente y con ambos tipos de lentes. La gráfica con estos datos se encuentra en la figura 3.27. En esta figura se puede observar que para ambas lentes se obtiene una reflexión bastante mayor que sin lente, lo que resulta en una mayor pérdida de energía al radiar. También es curioso observar que para la antena sin lente el coeficiente crece para las longitudes menores, al igual que para ambas lentes en estas distancias, el coeficiente fluctúa más que para distancias de bocina mayores. Esto probablemente se deba, en los tres casos, a la deformidad que experimenta no solo la bocina, sino la propia lente, al disminuir tanto la distancia de la bocina.

3.3.3. Resultados de las antenas WR15 y WR51

Para terminar este capítulo, se va a discutir los resultados obtenidos para los otros dos estándar de antenas de bocina rectangulares estudiados. Estos son las antenas WR15 y WR51. Los resultados obtenidos para estas antenas se muestras en las imágenes 3.19 - 3.22 y 3.23 - 3.26. No obstante, puede resultar interesante, ver los resultados de una forma gráfica para poder

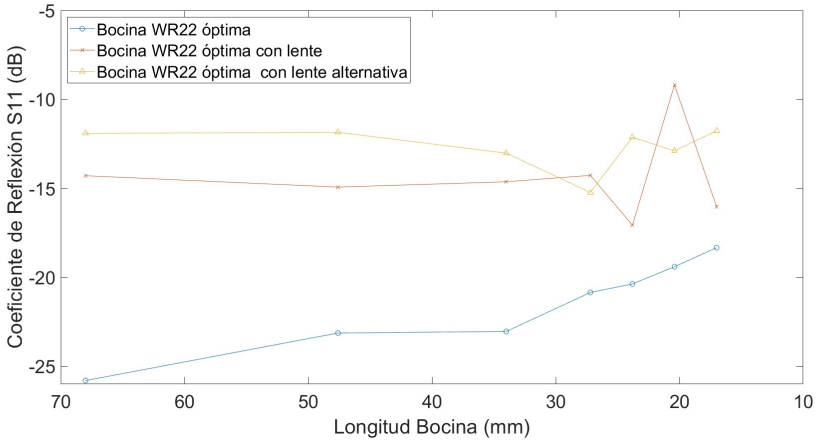


Figura 3.27: Coeficiente S_{11} para la antena sin lente y con ambas lentes para diferentes longitudes de bocina

compararlos entre sí y con la antena WR22. Esto se muestra en la gráfica de la figura 3.28.

De esta gráfica es inmediato ver que los resultados generales para la introducción tanto de la lente principal, como de la alternativa, son los esperados en todas las antenas; al añadir la lente inicial la directividad mejora notablemente, mientras que con la lente alternativa, aunque también mejora respecto de la antena sin lente, no aumenta tanto como al añadir la primera lente. De hecho, si nos fijamos en las representaciones tanto del campo E como de la fase del campo E en la apertura de las antenas en las figuras indicadas, se puede ver que para todas las antenas con lente, el frente de onda resultante es plano y la fase es bastante más uniforme que en la bocina sin lente. Y al igual que ocurría con la antena WR22, al añadir la lente alternativa, aunque se consigue un frente de onda plano, la fase es uniforme a lo largo de un eje, pero no es uniforme en toda la apertura.

De la gráfica 3.28 también podemos extraer una conclusión interesante. Se puede ver que para las antenas WR15 y WR22, el diseño de la bocina óptima mejora ligeramente la directividad respecto de la bocina estándar, mientras que para la WR51 no ocurre lo mismo. De hecho, para esta última antena, la directividad sufre una ligera caída. Por tanto, podríamos decir que el diseño descrito para la antena óptima no cumple su función para las bocinas de mayor tamaño (de menor frecuencia), mientras que sí desempeña su cometido correctamente para las menores (de mayor frecuencia).

Por otro lado, también es muy interesante observar que para todas las antenas, los valores de directividad obtenidos al añadir la lente son muy similares entre ellas (tanto la lente principal como la alternativa).
Para terminar, como conclusión añadir que el objetivo de aumentar la directividad por medio de conseguir un frente de onda plano y una fase uniforme

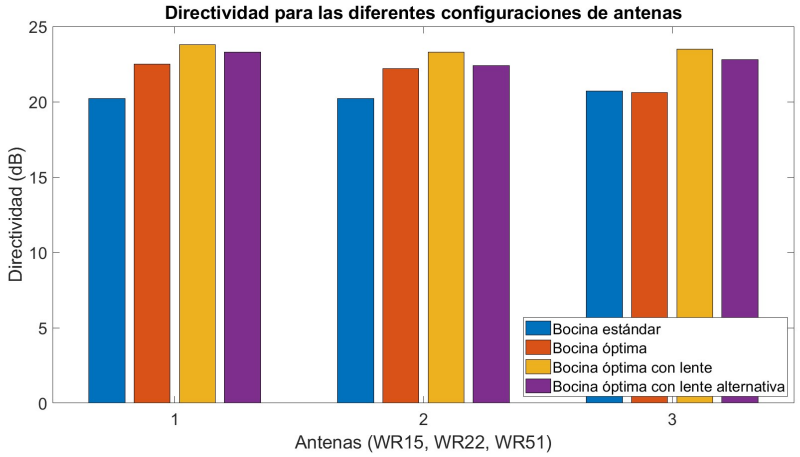


Figura 3.28: Gráfica comparativa de las directividades obtenidas para los diferentes montajes de los estándares de bocinas estudiados

a la salida de la bocina se consigue satisfactoriamente al añadir la lente, independientemente del tipo de antena con el que estemos tratando.

Capítulo 4

Antena de Bocina Cónica

Este capítulo pretende ser un estudio similar al realizado en el capítulo anterior, pero usando antenas de bocina cónicas, en lugar de antenas de bocina rectangulares. Así, en el presente capítulo se estudiará el diseño y la implementación de una antena de bocina cónica con y sin lente dieléctrica acoplada. También se discutirá la fuente de alimentación a utilizar, de manera que las pérdidas sean mínimas. Se simulará todo esto y por último, se revisarán y discutirán todos los resultados obtenidos.

4.1. Diseño y simulaciones de la Antena de Bocina Cónica

De nuevo, en esta sección se estudiará cómo diseñar la antena que buscamos.

Para el caso de las antenas de bocina cónicas no existe ninguna serie de bocinas estándar como sí ocurre para las rectangulares. No obstante, como se vio en el segundo capítulo también existe una expresión para el diseño de antenas de bocina cónicas con apertura óptima (figura 2.9).

Para el diseño de esta, y con el fin de hacer una comparación justa entre las diferentes antenas a estudiar, la bocina cónica a diseñar tendrá una longitud de 68mm (como la rectangular) y se trabajará para un rango de frecuencias similar. En el caso de la bocina rectangular WR22, se ha trabajado en un rango de 33 - 50 GHz. Sin embargo, antes de continuar, se debe determinar cuál será el alimentador que proporcionará la señal y determinará el rango de frecuencias de trabajo. Para el rango de frecuencias anterior existen varias guías que trabajan a esas longitudes de onda [19]; son aquellas cuyos radios van desde los 3.2mm hasta los 2.4mm aproximadamente. Para este caso, se tomará la guía de 2.78mm de radio. Esto se debe a que esta guía trabaja para frecuencias de entre 38.5 - 43 GHz, que comprende parte del rango de frecuencias utilizado en el capítulo anterior, así como la frecuencia central para la que se hizo la mayoría de estudios; los 41.5 GHz. Al igual

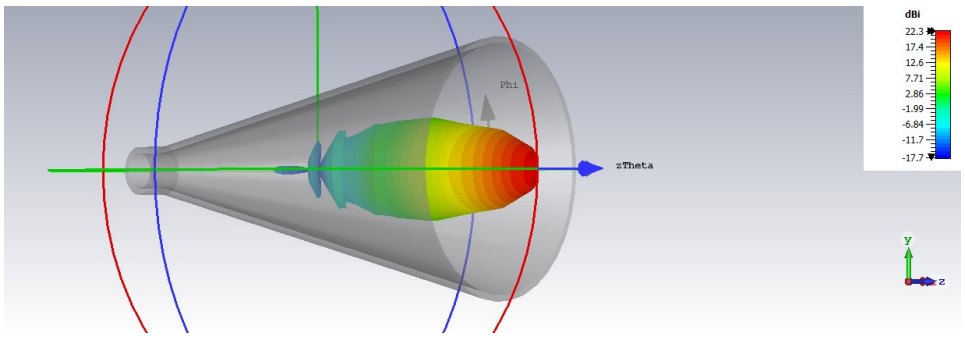


Figura 4.1: Antena de Bocina Cónica Óptima con su diagrama de radiación

que se hizo en el capítulo anterior, la longitud de la guía de onda utilizada será de 5 mm.

La frecuencia central del rango de frecuencias es 40.75 GHz, aunque por similitud con el capítulo anterior, se tomará 41.5 GHz. Con esta frecuencia de trabajo, podemos calcular ahora el diámetro de la apertura de la bocina cónica óptima, como se ha indicado anteriormente (ecuación 2.8. Teniendo también en cuenta la longitud de la bocina de 68mm, resulta un diámetro de $d_{bocina} = 19.5748mm$.
Ya se puede proceder al diseño de esta nueva antena. Se tomarán las siguientes medidas (en mm):

- Longitud Bocina: $A = 68$
- Apertura Bocina: $d_{bocina} = 19.5748$ (2.9)
- Guía de onda: $r_{WG} = 2.78$

Siguiendo el mismo estudio de las antenas que se ha realizado en el capítulo anterior, y en vista del objetivo del proyecto, es conveniente estudiar también el diagrama de radiación, así como la gráfica de caracterización de la antena. En la figura 4.1 se puede encontrar la simulación de la antena descrita anteriormente junto con su diagrama de radiación. Por su parte, en la figura 4.2 encontramos la caracterización de la directividad de la antena.

Ahora, sería conveniente conocer la directividad máxima de una antena con una apertura tal, para poder estudiar la eficiencia de apertura, no solo de la antena actual, sino de las que continuaremos estudiando. De las figuras anteriores se obtiene que la directividad de esta antena es de 22.3 dB, por lo que a partir de la expresión 2.2 se puede calcular:

$$D_{max} = 10 \cdot \log 10 \frac{4\pi}{(7.22mm)^2} \cdot [\pi \cdot (19.575mm)^2] = 24.63dB \tag{4.1}$$

$$\eta_a = \frac{10^{(22.3/10)}}{10^{(24.63/10)}} = \frac{169.82}{290.4} = 0.59 \tag{4.2}$$

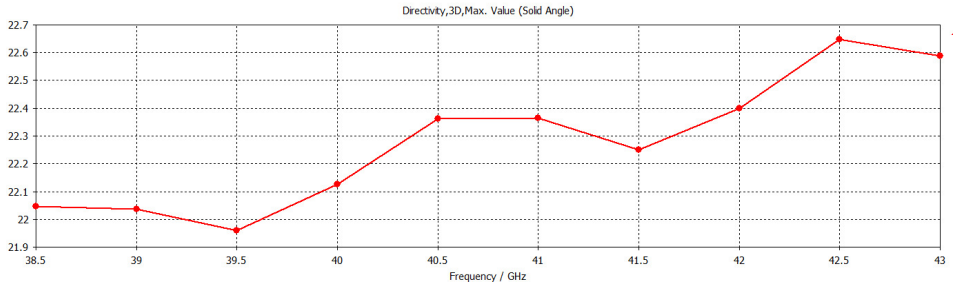


Figura 4.2: Caracterización de la Directividad de la antena cónica diseñada

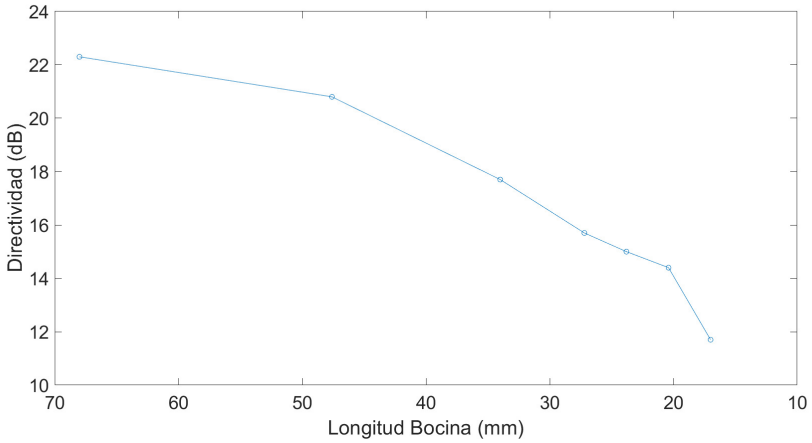


Figura 4.3: Variación de la directividad según la longitud de la Bocina Cónica

El estudio siguiente va a ser muy similar al realizado en el capítulo de guías rectangulares. En primer lugar, se verá como se ve afectada la directividad, y por tanto la eficiencia, de la antena al reducir la longitud de la bocina y posteriormente se comprobará si este efecto puede ser solucionado por una lente dieléctrica. En cuanto a la lente, el diseño se va a realizar de la misma forma, solo que la implementación va a ser bastante más sencilla, ya que la apertura de la bocina en este apartado es circular, como la lente. Es por esto por lo que no va a ser necesario recortar la lente para adaptarse bien a la apertura de la bocina, ni diseñar una lente alternativa que permita una buena adaptación, ya que esta será directa.

A continuación, se realizarán las simulaciones y el estudio correspondiente de la antena de bocina cónica descrita anteriormente, pero tomando diferentes longitudes de bocina. Como en el capítulo anterior, se tomarán valores al 100 %, 70 %, 50 %, 40 %, 35 %, 30 % y 25 % de la longitud de la bocina ($A = 68mm$) a la misma frecuencia de 41.5 GHz. Los resultados de directividad obtenidos se muestran en la gráfica de la figura 4.3

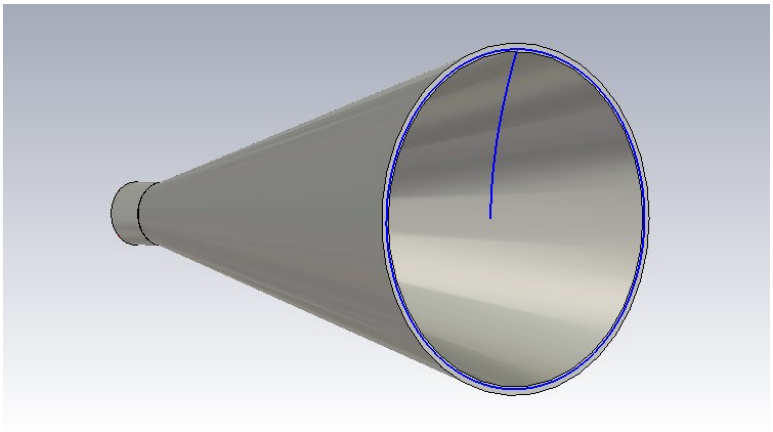


Figura 4.4: Diseño de la Lente para la Bocina Cónica de apertura óptima

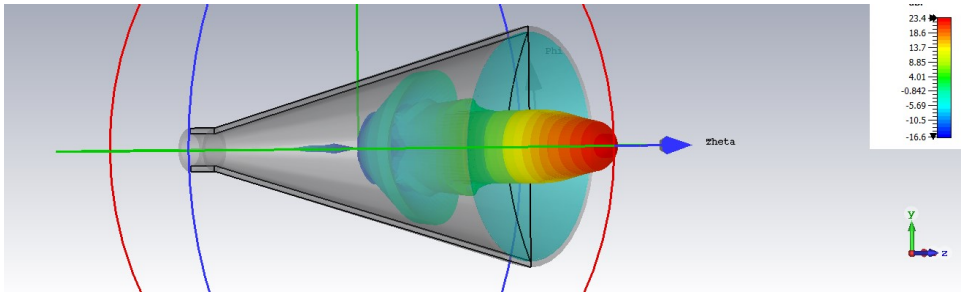


Figura 4.5: Sistema Bocina Cónica - Lente Descrito y su diagrama de radiación

Una vez se tienen estos resultados, se puede proceder a realizar el mismo estudio pero con la lente incrustada en la bocina para comprobar si efectivamente la lente cumple la función de mejorar la directividad.

En primer lugar, el diseño de la lente es muy similar al realizado para las bocinas rectangulares. Se va a estimar la curva de la lente con ayuda de MATLAB y basados en la expresión 2.26, tal que la cara plana de esta quede al límite de la bocina, con el punto focal de la lente dentro de la bocina. Una vez se tenga diseñada la curva, simplemente habrá que revolucionar esta a lo largo de la circunferencia en la que está inscrita, como se muestra en la figura 4.4.

Ya se tendría el sistema radiante deseado. En la figura 4.5 se puede apreciar el sistema resultante junto a su diagrama de radiación. Además, en la figura 4.6 se encuentra el gráfico con la caracterización de la directividad de la nueva antena.

No obstante, para comprobar que la lente cumple efectivamente su función, no solo debemos fijarnos en la directividad, sino que también se tiene que comprobar que el frente de onda saliente de la antena es plano y que

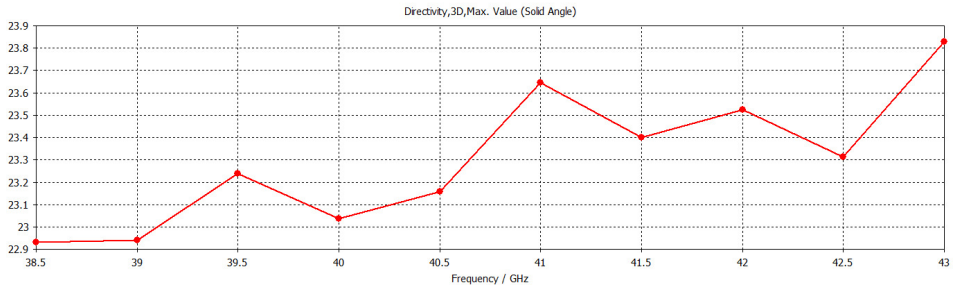
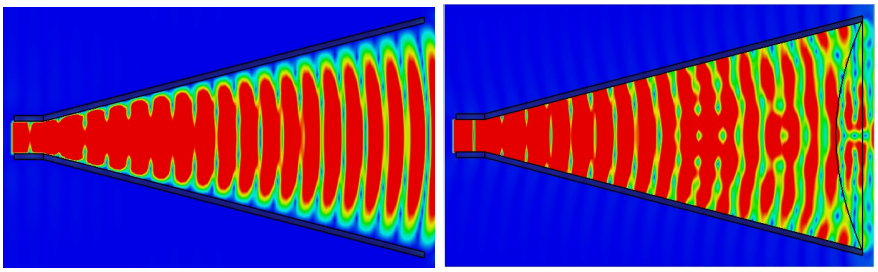
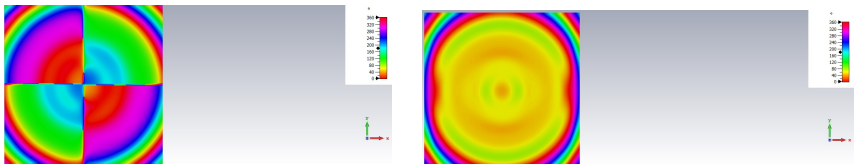


Figura 4.6: Caracterización de la directividad de la antena cónica con lente



(a) Campo E en el plano X sin lente (b) Campo E en el plano X con lente



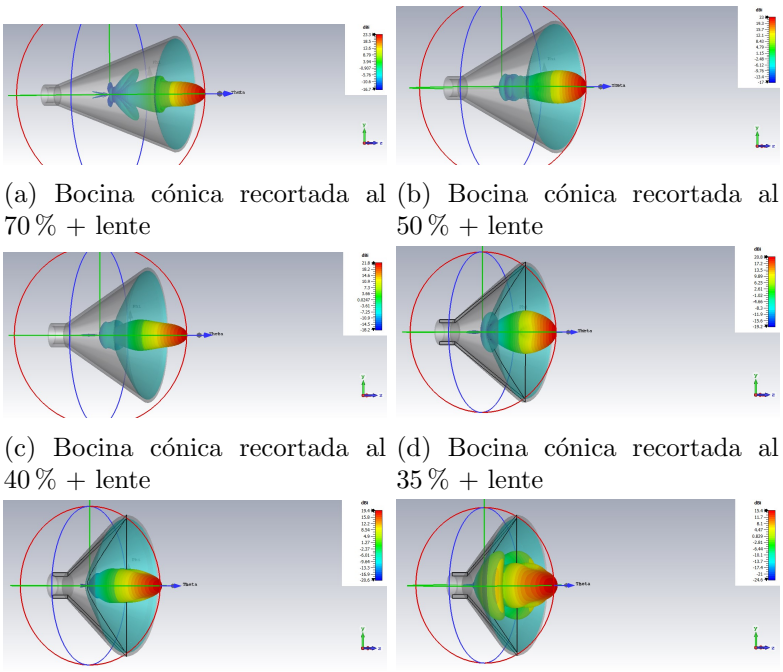
(c) Fase Campo E en el plano Z sin lente (d) Fase Campo E en el plano Z con lente

Figura 4.7: Comparación Diagramas Campo E en amplitud y fase en la apertura Bocina sin lente y con lente

todas las componentes verticales a la salida de la bocina se encuentren en fase. Para ello se comparará, como se hizo en el capítulo de antenas rectangulares, los diagramas del campo eléctrico en la antena (corte de la antena por el plano X) y de la fase de la componente Y del campo E en la apertura de la antena. Esta comparación se puede ver en la figura 4.7

Efectivamente, se cumple la función que pretendíamos hiciese la lente. Se ve cómo el frente de onda se vuelve plano, y la fase de la onda al llegar a la apertura de la bocina es bastante uniforme.

Una vez comprobado que la directividad aumenta con la lente, se procede a hacer el estudio de la variación de la directividad para las diferentes longitudes de bocinas para el nuevo sistema bocina cónica - lente. En la figura 4.8 se observan todas las antenas usadas para este estudio con sus respectivos diagramas de radiación. Dado que el objetivo es ver el aumento



(a) Bocina cónica recortada al 70 % + lente

(b) Bocina cónica recortada al 50 % + lente

(c) Bocina cónica recortada al 40 % + lente

(d) Bocina cónica recortada al 35 % + lente

(e) Bocina cónica recortada al 30 % + lente

(f) Bocina cónica recortada al 25 % + lente

Figura 4.8: Bocinas cónicas de apertura óptima recortadas con lente

de la potencia de la señal en la dirección deseada para la misma antena, en la figura 4.9 se muestra la gráfica de los resultados medidos en estas últimas simulaciones junto a los tomados para las mismas antenas sin lente.

4.1.1. Adaptación de la Guía de Ondas

El desarrollo de las antenas y lentes del apartado anterior son óptimos siempre y cuando la guía de ondas que alimenta las bocinas sea circular. No obstante, el alimentador donde se coloca el puerto de ondas, suele ser rectangular. Por lo tanto lo ideal es diseñar un sistema alimentador donde el puerto de ondas alimente una guía rectangular, y finalmente sea una guía circular la que transmita energía a la bocina. Para un primer sistema de guías de ondas con secciones rectangular - circular y siguiendo con el estudio del capítulo anterior de las antenas rectangulares, se tomará como guía inicial (donde se recibe la señal del puerto de ondas) la guía de onda rectangular WR22 y la guía circular descrita en las secciones anteriores para la guía que alimente la bocina (de radio 2.78mm). Este primer sistema sería el mostrado en sus diferentes vistas en las figuras 4.10a, 4.10b y 4.10c.

Ahora, hay que tener en cuenta, como ya se introdujo en el capítulo del Marco Teórico, que en las zonas de transición entre guías de ondas se suelen

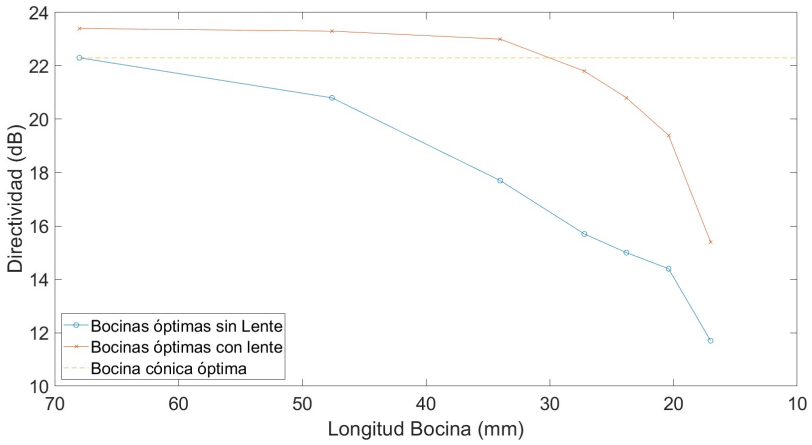
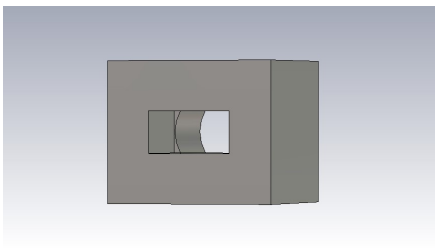
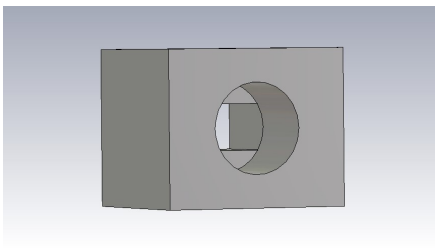


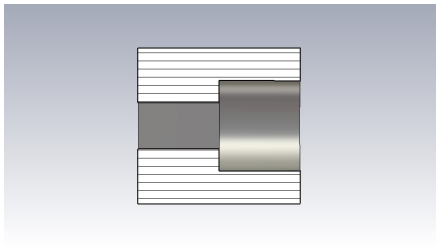
Figura 4.9: Variación de la directividad de la antena cónica con lente acoplada según la longitud de la bocina



(a) Parte de atrás



(b) Parte delantera



(c) Perfil

Figura 4.10: Sistema de guías de ondas alimentador inicial

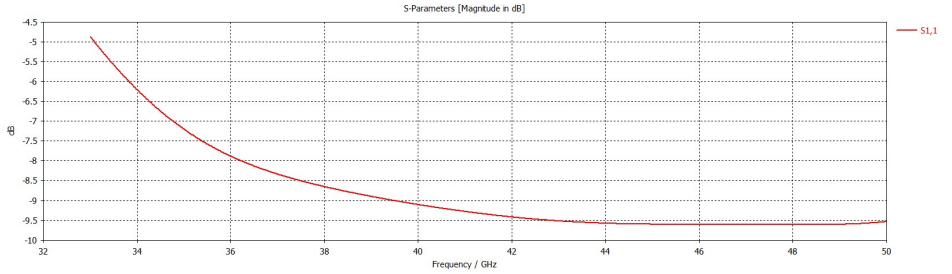
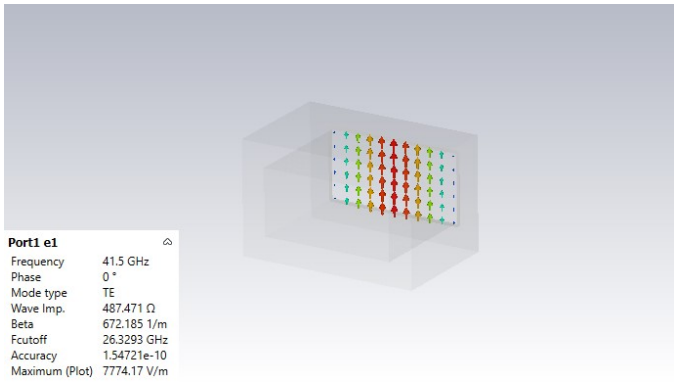


Figura 4.11: Índice S11 del sistema alimentador inicial

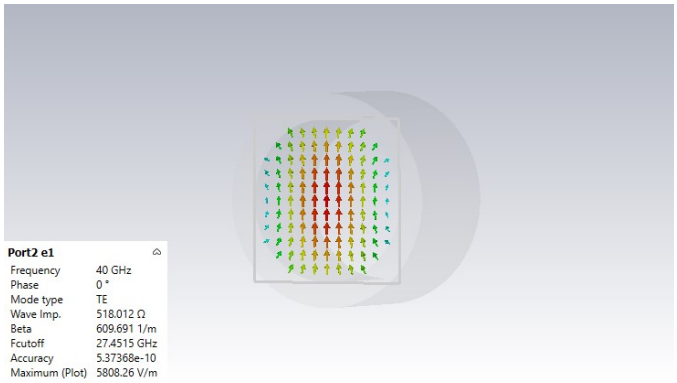
producir pérdidas por reflexión bastante grandes, a no ser que se adapte esta guía de onda. Dado que el objetivo de este proyecto es conseguir el sistema radiante más eficiente posible, estudiaremos este caso también. Además, no solo se busca adaptar la guía a la bocina, sino adaptarla de tal forma que se tenga el mayor ancho de banda posible. Por esta razón utilizaremos el adaptador multisección $\lambda/4$ con 3 secciones, lo cual será suficiente para abordar gran parte del ancho de banda en el que se está trabajando. Para ver la pérdida que se produce, en la figura 4.11 se representa el índice de reflexión S_{11} para el sistema inicial descrito.

Se comprueba que es un índice de reflexión relativamente alto, produciendo una pérdida de energía significativa. Lo ideal es alcanzar un índice del orden de $-30dB$. Por todo esto, a continuación diseñaremos la adaptación de estas dos secciones de guía con otras 3 secciones intermedias. Estas 3 guías serán también guías rectangulares, cuyas dimensiones de ancho, a, serán la misma que el ancho de la guía estándar WR22, ya que se trabajara en el modo fundamental TE_{10} y por tanto esta dimensión no influye en el cálculo de impedancias de onda o de frecuencias de corte de las guías. Por su parte, las alturas serán la dimensión a diseñar. Estas tendrán unas medidas progresivamente mayores, desde la altura de la guía WR22 estándar hasta la altura de la guía circular alimentadora de la bocina. Como se podía ver en la figura 4.10c, no hay gran diferencia de altura entre las dos secciones primera y última, por lo que, con la intención de mantener la guía WR22 estándar, aumentaremos el radio de la guía de onda circular para que las secciones intermedias puedan ser más fácilmente diseñadas. Con este propósito, la guía circular de la última sección tendrá un radio de 3.2 mm, ya que este es el mayor radio para el que el modo fundamental se propaga a la frecuencia objeto de estudio, 41.5 GHz.

Asimismo para el diseño de las secciones intermedias, se hará uso de las expresiones 2.11 y 2.13 junto con las expresiones 2.14 y 2.19, para encontrar las impedancias de las secciones de guía y poder relacionarlas con las dimensiones de guía rectangular correspondiente. Finalmente, como en el caso de las bocinas rectangulares, la longitud de onda guiada será la que defina la longitud de las secciones ($\lambda_g/4$).



(a) Impedancia sección WR22 (inicial)



(b) Impedancia sección circular (final)

Figura 4.12: Impedancias de las secciones de guía inicial y final

En primer lugar, se deben simular las secciones inicial y final de la guía en CST STUDIO para conocer las impedancias de cada una. Estas simulaciones se pueden ver en la figura 4.12

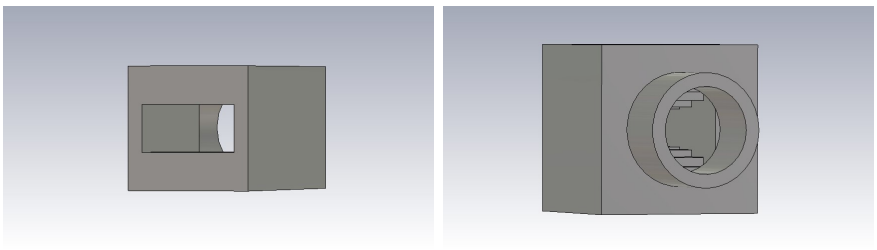
Las impedancias de las guías a adaptar son:

$$Z_0 = 487.47\Omega \rightarrow Z_{0,denorm} = 487.47 \cdot \frac{2.8448}{5.6896} = 248.096\Omega \tag{4.3}$$

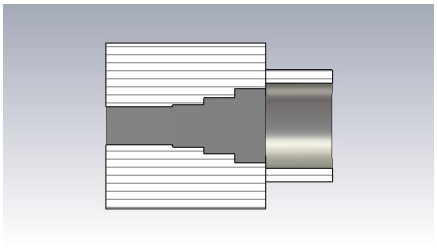
$$Z_l = 518.784\Omega \tag{4.4}$$

Con la ayuda de unas funciones desarrolladas en MATLAB a partir de las expresiones indicadas anteriormente para el cálculo de las impedancias de las secciones del adaptador multisección y las relaciones entre las impedancias y las dimensiones de las guías rectangulares, se obtienen las siguientes dimensiones (en mm) para las secciones intermedias:

- $a_1 = 5.6896 \quad b_1 = 3.1754 \quad \lambda_g/4 = 2.34$
- $a_1 = 5.6896 \quad b_1 = 4.1873 \quad \lambda_g/4 = 2.34$



(a) Parte de atrás (b) Parte delantera



(c) Perfil

Figura 4.13: Sistema de guías de ondas alimentador definitivo

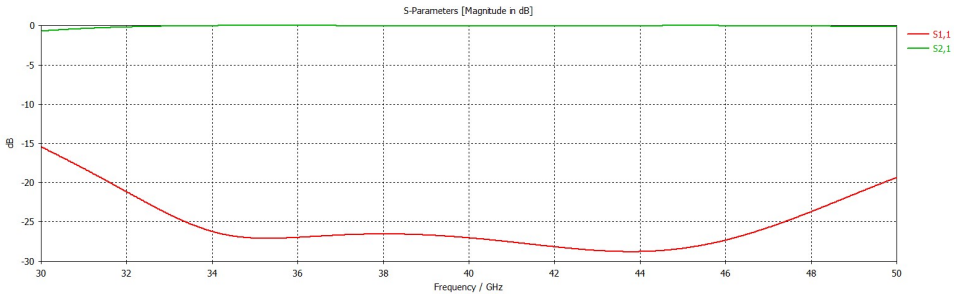


Figura 4.14: Coeficiente S11 y S21 del sistema alimentador adaptado

- $a_1 = 5.6896 \quad b_1 = 5.5217 \quad \lambda_g/4 = 2.34$

Como se ha apuntado antes, al tratarse del modo fundamental TE_{10}, el ancho de las secciones no varían y como la frecuencia de corte solo depende de esta magnitud, la longitud de onda guiada, y por tanto la longitud de cada sección, tampoco varía. Para estas alturas, la guía de onda de 5 secciones adaptada es la que se muestra en las figuras 4.13a, 4.13b, 4.13c. Y para comprobar que se cumple con objetivo de minimizar el índice de reflexión, se muestra en la figura 4.14 cómo no solo el índice de reflexión es mucho más bajo que antes, sino que además el índice de transmisión tiene un valor de $0dB$ para casi todo el rango de frecuencias en el que estábamos trabajando.

Finalmente, para completar el estudio, se añadirá este alimentador a la antena con la lente anteriormente diseñada, para ver si realmente mejora

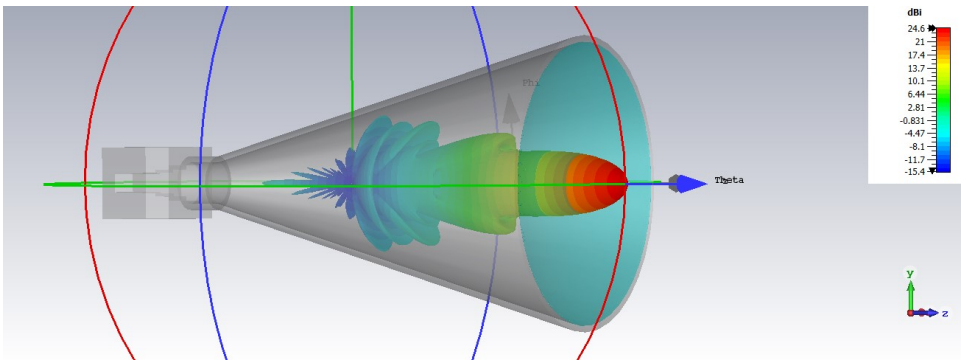


Figura 4.15: Antena cónica con lente y con guía adaptada y su respectivo diagrama de radiación

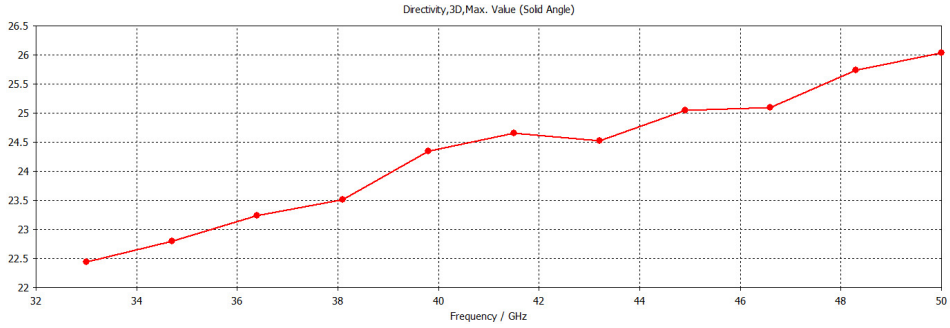
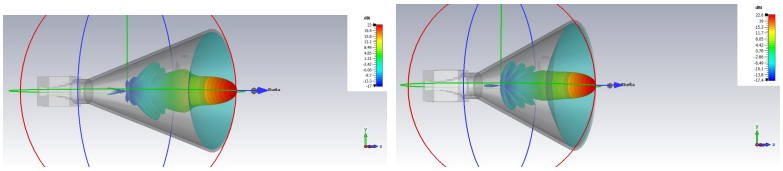


Figura 4.16: Caracterización de la antena cónica con lente y con guía adaptada

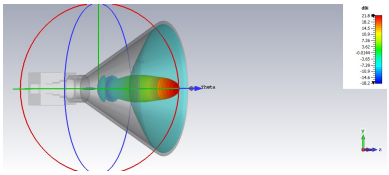
con respecto a la guía circular y sin adaptación. En las figuras 4.15 y 4.16 se muestran el diseño del sistema descrito junto a su diagrama de radiación y la gráfica de caracterización de la directividad de dicho sistema, respectivamente.

En la figura 4.15 se puede comprobar cómo efectivamente aumenta la directividad notablemente. Aunque para ver el efecto real de añadir este transformador a la antena diseñada anteriormente, sería conveniente realizar el mismo estudio; analizar cómo varía la directividad de la antena para diferentes longitudes de bocina. Este análisis puede comprobarse en la gráfica de la figura 4.18, con las respectivas antenas y sus directividades estudiadas en la figura 4.17

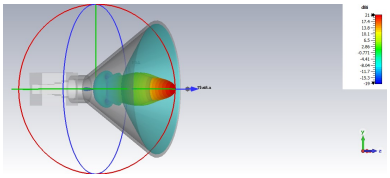


(a) Bocina cónica recortada al 70 % + lente

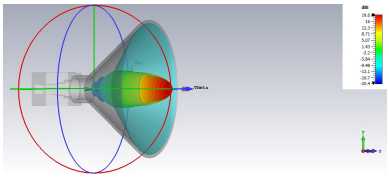
(b) Bocina cónica recortada al 50 % + lente



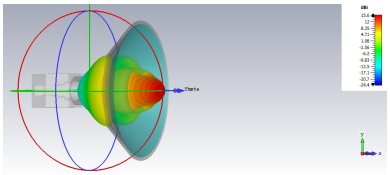
(c) Bocina cónica recortada al 40 % + lente



(d) Bocina cónica recortada al 35 % + lente



(e) Bocina cónica recortada al 30 % + lente



(f) Bocina cónica recortada al 25 % + lente

Figura 4.17: Bocinas cónicas de apertura óptima recortadas con lente y guía de onda adaptada

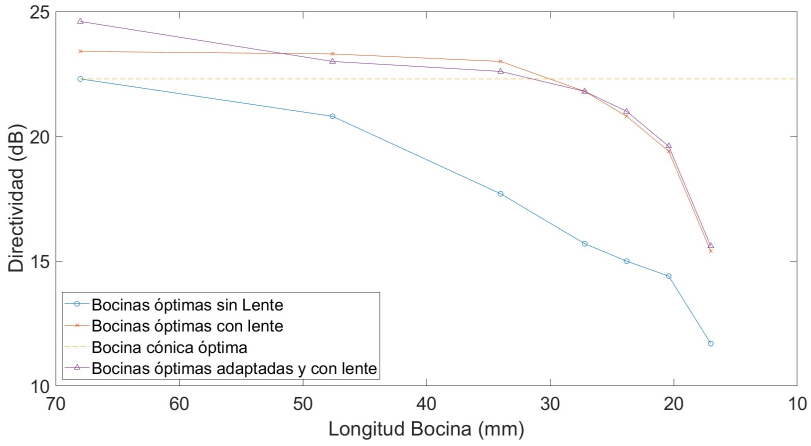


Figura 4.18: Variación de la directividad de la antena cónica con lente y guía de ondas adaptada según la longitud de la bocina

4.2. Discusión de Resultados para la Antena de Bocina Cónica

En esta última sección se van a analizar los resultados obtenidos en las diferentes simulaciones y para las diferentes antenas definidas en las secciones anteriores.

4.2.1. Resultados antes de la adaptación de la guía de onda

En primer lugar, en la última gráfica mostrada, la de la figura 4.18 se encuentra un pequeño resumen de los resultados obtenidos a lo largo de todo el capítulo. En esta gráfica se puede comprobar cómo la lente ha proporcionado un gran aumento de la directividad de la antena, prácticamente manteniendo el valor máximo de 23.4dB para las longitudes mayores del 40 % de la longitud inicial. De hecho, si estudiamos la eficiencia de apertura para este caso:

$$\eta = \frac{10^{(23.4/10)}}{10^{(24.63/10)}} = \frac{218.77}{290.4} = 0.75 \tag{4.5}$$

Vemos que se obtiene una eficiencia notablemente mayor que en los casos anteriores, entendiendo que se ha obtenido un resultado bastante mejorado, al adaptar la guía.

También llama bastante la atención cómo para la bocina más corta se produce una caída abrupta de la directividad. Esto probablemente sea debido a la lente utilizada. El hecho de tratarse de una antena tan corta hace que el punto focal de la lente tenga que situarse muy cerca de la guía. Es por esta razón por la que se obtiene una lente tan gruesa, como se aprecia en la figura 4.8f, lo cual puede producir cierta distorsión en el diagrama de radiación resultante. Esto puede apreciarse perfectamente en esa misma figura.

Por otro lado, salvo esta última bocina, las demás (de entre el 40 - 30 % de la longitud) proporcionan una directividad relativamente cercana a la óptima sin lente. Esto se puede apreciar de una forma mucho más directa y visual observando el claro cambio en la tendencia de la curva con respecto a la antena sin lente. No obstante, en términos generales, se ve una clara mejora al añadir la lente a la antena, salvo para longitudes muy pequeñas, donde esta mejora no está tan acentuada.

4.2.2. Resultados tras adaptar la guía de onda

Finalmente, se analizará el resultado obtenido para la última antena simulada, la antena con lente y con una guía de 5 secciones adaptada que alimente la bocina. Para esta nueva antena, como se ha explicado se reducen drásticamente las reflexiones internas en la guía de onda en el punto de transición entre la guía de onda rectangular y circular, de manera que la

energía transferida a la bocina sea máxima. Así, en un primer momento, en la figura 4.15, podemos ver que la directividad crece hasta en 1 dB, consiguiendo un diagrama de radiación bastante más estrecho que hasta el momento, lo cual era lo que se buscaba. No obstante, al realizar el estudio de cómo cambia este valor de directividad para los diferentes valores de la longitud de la bocina se han obtenido los resultados mostrados en la gráfica de la figura 4.17. En ella se ve que para el resto de longitudes, los valores de directividad son muy similares, incluso algunos idénticos, a los obtenidos sin esta adaptación de la guía. No obstante, esto último era de esperar, ya que las pérdidas por reflexión no influyen directamente en la directividad, sino que afectan a la ganancia.

Como conclusión, basta decir que la lente dieléctrica diseñada ha proporcionado resultados satisfactorios, devolviendo una directividad bastante mayor en todos los casos y obteniendo valores muy similares e incluso mayores en algunos casos, que el obtenido para la bocina óptima. La única excepción es la que se ha comentado, para la bocina más corta, donde la directividad sí sufre una fuerte caída. En cuanto a la diferencia entre usar una guía adaptada o no, también se ha comprobado que para la longitud estándar de la bocina, sí que merece la pena emplear esta adaptación, ya que mejora notablemente la directividad, aunque para el resto de casos, es indiferente.

Por último, también añadir, como en el capítulo anterior, una gráfica con los coeficientes de reflexión de la antena en los tres casos estudiados: sin lente, con lente y con lente y guía adaptada. Esta gráfica se muestra en la figura 4.19. En ella se puede observar un resultado muy similar al obtenido para las bocinas rectangulares. Se ve que, como era de esperar, la bocina sin lente tiene muy poca reflexión, mientras que al añadir la lente, independientemente de si la guía de onda está adaptada o no (la guía adaptada sólo evita reflexiones internas en la guía), estas reflexiones aumentan considerablemente. Además, también como sucedía en el capítulo anterior, en los 3 casos para las bocinas más cortas el valor del índice de reflexión varía bastante.

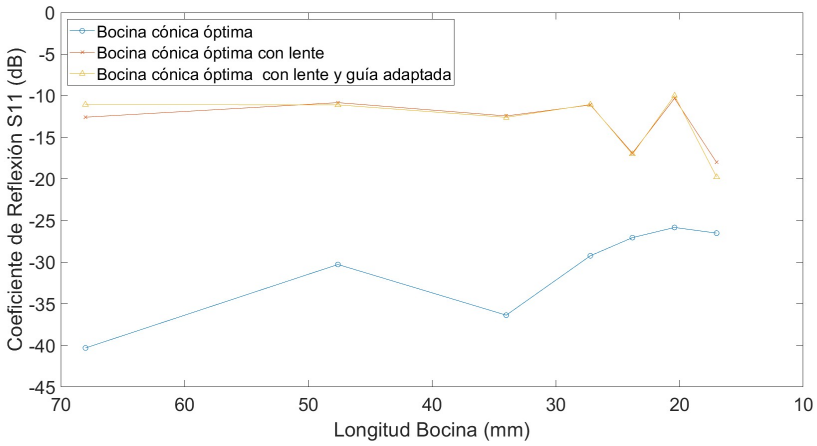


Figura 4.19: Coeficiente S_{11} para la antena cónica sin lente, con lente y con la guía adaptada diferentes longitudes de bocina

Capítulo 5

Planificación y Presupuesto Estimado

En este capítulo se expone el desarrollo de las diferentes partes del proyecto a nivel temporal, detallando la organización seguida. Se explica desde las partes de diseño, las simulaciones, búsqueda y recabado de información teórica para el desarrollo del trabajo, así como del estado del arte, obtención y análisis de resultados hasta el desarrollo final de la memoria. En primer lugar, se enumeran los recursos empleados para la realización del Trabajo de Fin de Grado, luego se muestra la planificación temporal a través de un diagrama de Gantt y finalmente se ha añadido otra sección acerca de la estimación de costes.

5.1. Recursos

En esta sección se encuentran 3 subcategorías: recursos humanos, recursos hardware y software.

5.1.1. Recursos Humanos

Los recursos humanos se refieren a las personas que han intervenido en el desarrollo del Trabajo de Fin de Grado. En este trabajo concretamente encontramos:

- **Pablo Padilla de la Torre**, Profesor Titular del Área de Teoría de la Señal y Comunicaciones del Departamento Teoría de la Señal, Telemática y Comunicaciones de la Universidad de Granada, como tutor.
- **Ángel Palomares Caballero**, Investigador postdoctoral del Área de Teoría de la Señal y Comunicaciones del Departamento Teoría de la

Señal, Telemática y Comunicaciones de la Universidad de Granada, como cotutor.

- **Mario Golbano Corzo**, alumno del Grado de Ingeniería de Telecomunicación impartido en la Escuela Técnica Superior de Ingenierías Informática y de Telecomunicaciones de la Universidad de Granada.

5.1.2. Recursos Hardware

Los recursos hardware son aquellos utilizados para los diseños y simulaciones, así como representaciones llevados acabo en el proyecto. Este ha sido:

- **Ordenador Portátil del alumno**: HP 15s con sistema operativo Windows 11 Home, procesador Intel Core i7-1255U 1700MHz y 10 procesadores y memoria RAM de 16GB DDR3.

5.1.3. Recursos Software

Los recursos software hacen referencia a todas las aplicaciones o programas informáticos usados durante la realización del proyecto. Además de las principales herramientas empleadas citadas en el primer capítulo, encontramos otras.

- Simulador Electromagnético de onda completa CST STUDIO SUITE 2020
- Entorno de desarrollo integrado MATLAB R2021a
- Editor de textos LaTeX online, Overleaf [20]
- Procesador de textos Microsoft Word
- Software de creación de presentaciones Microsoft PowerPoint
- Editor gráfico Paint
- Software de virtualización de máquinas virtuales Oracle VM VirtualBox

5.2. Planificación del Trabajo

Aquí se expone una visión más global del desarrollo seguido para el proyecto, así como de las partes de las que consta. Por último, al final del capítulo se muestra una imagen con el diagrama de Gantt (figura 5.1) donde se muestra la planificación y temporización de las tareas que se muestran a continuación.

- Revisión y lectura de la bibliografía. Esta tarea consiste principalmente en retomar los conceptos fundamentales para el desarrollo del Trabajo con el fin de poder revisar y entender la bibliografía de publicaciones. Esta bibliografía se refiere tanto a revistas y artículos científicos, como a libros relacionados con RF.

- Introducción al uso de CST STUDIO SUITE. Este software, basado en CAD, es algo que el alumno no había empleado hasta el inicio del Trabajo, por lo que requiere de un tiempo de iniciación en el software para familiarizarse con todas las herramientas de diseño y simulación que este aporta.

- Diseño de los componentes a analizar y primeras simulaciones. Tras conocer el funcionamiento de este software, pasamos a comenzar a diseñar los componentes en los que se basará el desarrollo del proyecto. De esta forma, se procede a simular estos primeros componentes básicos y a recabar la información obtenida.

- Uso complementario de MATLAB. Como se ha expuesto en el primer capítulo MATLAB se ha usado de forma complementaria, para que resultase más sencillo y rápido el diseño de algunos de los componentes a simular, como pueden ser las lentes dieléctricas, o las secciones de las guías adaptadas, mediante el uso de funciones sencillas.

- Simulaciones finales. Una vez se han realizado todos los cálculos, se procede a realizar el diseño y simulaciones de todos los modelos a estudiar, recabando de nuevo los resultados obtenidos.

- Análisis e interpretación de los resultados. Al terminar todas las simulaciones, se han recabado todos los datos obtenidos y plasmado en gráficas, ya sean obtenidas por el propio CST STUDIO SUITE, o a partir de ciertos valores representados en MATLAB. De esta manera, se ha visto si se necesitaba algún cambio en la antena desarrollada, o se había obtenido el resultado buscado.

- Redacción de la memoria. Esta última tarea se desarrolla de forma simultánea con las anteriores, recabando, plasmando y analizando los datos obtenidos. No obstante, al término de estas tareas anteriores, se han redactado y elaborado análisis y conclusiones más detalladas. Finalmente, también cabe destacar que en esta memoria también tiene gran peso la revisión bibliográfica inicial. Por todo ello, se puede decir que esta tarea ha sido una tarea transversal, desarrollada desde el inicio del Trabajo hasta el final.

- Corrección final. Finalmente, una vez terminado todo, con ayuda de los tutores se ha realizado una revisión de todo el trabajo con el fin de

Tareas	Tiempo (h)
Revisión y lectura de la bibliografía	35
Introducción en CST STUDIO	40
Diseños y simulaciones iniciales	60
Desarrollo funciones en MATLAB	5
Diseños y simulaciones finales	100
Análisis e interpretación de los resultados	25
Redacción de la memoria	65
Corrección de errores	35
Total	**365**

Cuadro 5.1: Horas empleadas en cada una de las tareas

encontrar y corregir errores o añadir puntos adicionales que ayuden a la cohesión del proyecto.

En la tabla 5.1 podemos encontrar un pequeño resumen de las horas empleadas en el desarrollo de cada una de las tareas anteriores para la posterior estimación de los costes.

5.3. Presupuesto

En esta última sección se hará una estimación de los costes del proyecto, desglosando cada uno de los aspectos expuestos en las secciones anteriores.

5.3.1. Costes humanos

El salario medio de un ingeniero junior en España es de unos 12.83€/hora [21]. Teniendo esto en cuenta, y sabiendo que las horas empleadas en el proyecto han sido de unas 365h, podemos estimar un precio en costes humanos de: $12.83 \cdot 365 = 4682.95$€.

En cuanto al coste del trabajo invertido por el tutor y cotutor del proyecto, el sueldo medio de un profesor titular de Universidad en España es de 43400€ anuales [22] y el de investigador postdoctoral de 31000€ anuales [23]. Se tiene que el tiempo empleado por parte de ambos es de unas 50 horas de trabajo cada uno. Ahora, suponiendo 12 pagas y 22 días al mes laborables con jornadas de 7h, se tiene que el sueldo medio de cada uno a la hora son 23.5€ y 16.77€, respectivamente. Se tiene que el coste de trabajo de ambos es: $50 \cdot (23.5 + 16.77) = 2023.5$€

Por tanto, la estimación de los costes humanos total en el proyecto es de $4682.95 + 2023.5 = 6706.45$€

5.3.2. Costes Software

De las herramientas software utilizadas las únicas que requieren licencia son CST STUDIO SUITE 2020, MATLAB y Microsoft Office 365, que incluye tanto Word como PowerPoint. El precio de la licencia de CST STUDIO SUITE, así como la de MATLAB es de aproximadamente 800€ cada una y el de la licencia de Microsoft Office 365 de 69€ [24]. Teniendo estos en cuenta, la suma de costes de recursos software es de unos 800 + 800 + 69 = 1669 €

5.3.3. Costes Hardware

Por último, como se ha indicado, la principal herramienta hardware utilizada ha sido el ordenador portátil propio del alumno, con un precio de 850€.

5.3.4. Costes totales

Finalmente, en la tabla (5.2) se recogen todos los gastos anteriormente explicados, siendo el coste estimado total del proyecto: 9225.45€.

Recursos	**Coste (€)**
Recursos Humanos	6706.45
Recursos Software	1669
Recursos Hardware	850
Total	**9225.45**

Cuadro 5.2: Presupuesto desglosado del Trabajo de Fin de Grado

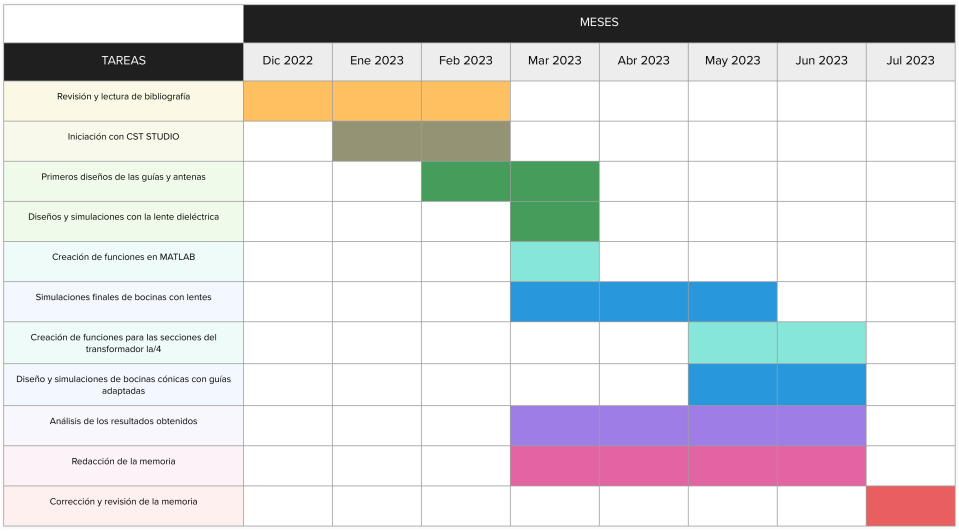


Figura 5.1: Diagrama de Gantt del Trabajo de Fin de Grado

Capítulo 6

Conclusiones y Resultados

Para terminar, en este último capítulo se expondrán y compararán todos los resultados obtenidos de forma resumida y conjunta, dado que ya se han discutido anteriormente en cada capítulo por separado. Se repasarán los valores obtenidos y se intentará exponer de forma clara y visual.

En primer lugar, y para que sirva de referencia, se muestra una gráfica (Figura 6.1) comparando la variación de la directividad obtenida para las 2 antenas básicas de las que hemos partido; la antena rectangular WR22 con dimensiones óptimas y la antena cónica de diámetro óptimo. Así, se aprecia que ambas antenas tienen un comportamiento directivo muy similar al ir variando sus longitudes.

Teniendo esto en cuenta, podemos reflejar todos los otros resultados obtenidos en otra gráfica, que nos permita analizarlos y compararlos mucho más visualmente. Esto se muestra en la figura 6.2. En ella se muestran de color rojo los resultados obtenidos para los diferentes sistemas radiantes a partir de las bocinas piramidales, mientras que en color azul, los recabados para aquellos sistemas diseñados a partir de antenas cónicas.

A simple vista es evidente que ambas antenas presentan tendencias muy diferentes. Los sistemas de bocinas rectangulares presentan una caída de la directividad no muy brusca, siguiendo cierta uniformidad. Por su parte, la gráfica de las sondas cónicas son casi constantes para las longitudes mayores del 40 % de la longitud inicial, pero sufren una caída abrupta del valor de la directividad pasado este valor. Estos resultados muy posiblemente sean debidos al acoplamiento de la lente en la apertura de la sonda. En el caso de la bocina rectangular, no es sencillo implementar la lente en el sistema, mientras que en las bocinas cónicas resulta completamente natural, debido a la forma circular de la lente. No obstante, es curioso observar cómo para los valores de longitud más cortos, las antenas rectangulares (en concreto la que utiliza la lente alternativa, que se adapta mejor) presentan un valor mejor que las cónicas. Puede que esto sea causa del grosor que toma la lente a esas distancias entre apertura e inicio de la bocina para el caso de la antena

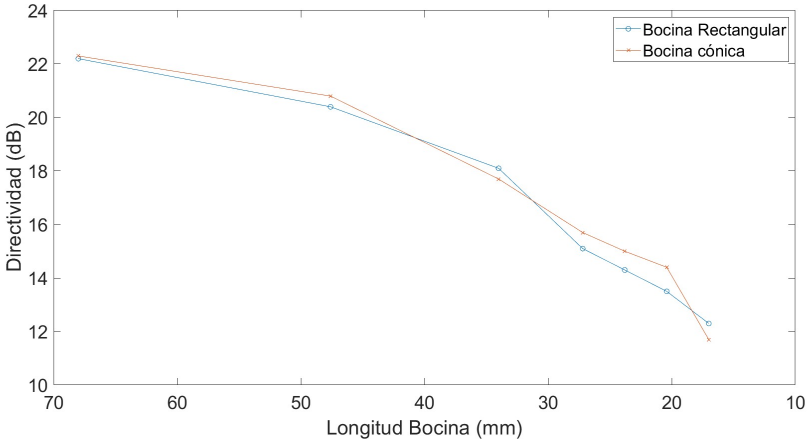


Figura 6.1: Comparación de directividad para diferentes longitudes de bocina. Bocina rectangular óptima frente bocina cónica

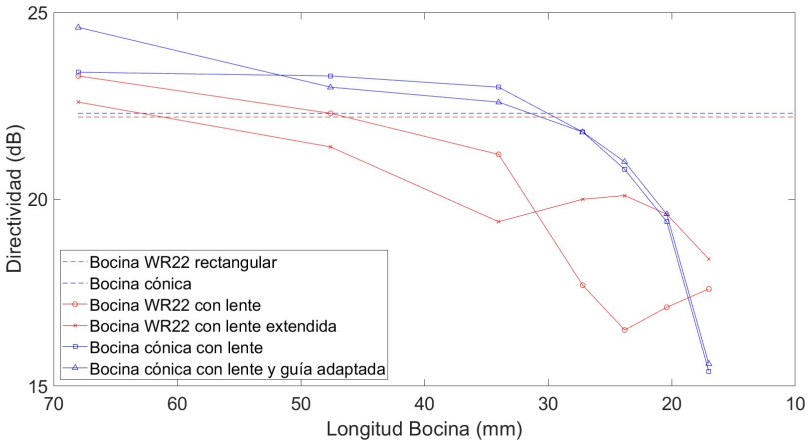


Figura 6.2: Comparación de directividad para diferentes longitudes de bocina para todos los sistemas diseñados.

cónica. Mientras que, como se mostró en las figuras 3.12e y 3.12f, para poder cubrir toda la apertura en la antena rectangular, se tuvo que separar la lente de la bocina, dejando más distancia y por tanto mayor distancia focal en la lente. Aunque en un primer momento pensamos que esto sería fuente de distorsiones, parece que resultó mejor. Además, para la lente alternativa diseñada para las antenas rectangulares, al adaptarse bastante bien también y cubrir la totalidad de la apertura sin problema, no se necesita una lente tan gruesa, proporcionando el mayor valor directivo a la mínima longitud de bocina estudiada.

También cabe volver a recalcar, como se demostró en el capítulo de Antenas Rectangulares, que el diseño de la lente con el fin de aumentar la directividad es extrapolable, como bien se indicó en un principio, a las otras antenas planteadas, no solo a las WR22, obteniendo para todas una directividad en torno a los 23.5 dB, satisfactoriamente habiendo aumentado la directividad inicial.

Para terminar, concluir diciendo que el uso de la lente ha resultado más que satisfactorio para las diferentes antenas estudiadas y en los distintos escenarios planteados. Como se pretendía, se ha conseguido aumentar la directividad respecto de las antenas iniciales. Adicionalmente los cambios hechos a la propia bocina (redimensionado para obtener la bocina óptima) y a la guía de onda (adaptación para guías cónicas), han supuesto una todavía mayor mejoría de esta magnitud.

Añadir por último, como reflexión, que para el uso de la lente y con el fin de obtener el haz más estrecho posible, y por tanto una directividad máxima, lo ideal es emplear una antena de bocina cónica, que para longitudes de bocina cercanas a la ideal (relativamente grandes) proporciona el mayor valor posible. De hecho, como se ha visto, para la longitud ideal y con la guía de onda adaptada este sistema con lente, resulta en un 75 % de eficiencia de apertura, un valor bastante mayor que el obtenido inicialmente y muy cercano al que se obtenía para la bocina WR22 rectangular estándar, solo que con una directividad notablemente mayor.

Bibliografía

[1] Constantine A. Balanis. *Modern Antenna Handbook*. Wiley, 1st edition edition, 2008.

[2] David M. Pozar. *Microwave Engineering*. Wiley, Hoboken, NJ, 4th edition, 2011.

[3] Áreas de investigación - swat. [En línea]. Disponible en: `https://swat.ugr.es/es/areas-de-investigacion`. Accedido el 28/06/2023.

[4] John D. Kraus. *Antennas for All Applications*. McGraw Hill, 3rd edition, 2001.

[5] Luigi Boccia William A. Imbriale, Steven Shichang Gao. *Space Antenna Handbook*. Wiley Telecom, 2012.

[6] Ieee standard definitions of terms for antennas. *IEEE Std 145-1983*, pages 1–31, 1983.

[7] Warren L. Stutzman and Gary A. Thiele. *Antenna Theory and Design*. John Wiley & Sons, 1981.

[8] Constantine A. Balanis. *Antenna Theory: Analysis and Design*. Wiley, 4th edition, 2005.

[9] Narayan C. P. *Antennas and propagation*. Technical Publications, 2007.

[10] Tasuku Teshirogi and Tsukasa Yoneyama. *Modern millimeter-wave technologies*. IOS Press, 2001.

[11] Yu. N. Pchelnikov. Determination of equivalent parameters of waveguides with circular and rectangular cross sections. *J. Commun. Technol. Electron*, 55(1):113–119, 2010.

[12] Thomas A. Milligan. *Modern Antenna Design*. Wiley, 2005.

[13] Zhi Ning Chen, Duixian Liu, Hisamatsu Nakano, Xianming Qing, and Thomas Zwick. *Handbook of Antenna Technologies*. Springer, 2019.

[14] J. Thornton and K.C. Huang. *Modern Lens Antennas for Communications Engineering*. IEEE press series on electromagnetic wave theory Modern lens antennas for communications engineering. Wiley, 2013.

[15] Eon-Seok Jo and Dongho Kim. 3-d printer based lens design method for integrated lens antennas. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 17(11):2090–2093, 2018.

[16] Mustafa K. Taher Al-Nuaimi, Wei Hong, and Yan Zhang. Design of high-directivity compact-size conical horn lens antenna. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 13:467–470, 2014.

[17] Zui Tao, Wei Xiang Jiang, Hui Feng Ma, and Tie Jun Cui. High-gain and high-efficiency grin metamaterial lens antenna with uniform amplitude and phase distributions on aperture. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 66(1):16–22, 2018.

[18] FLANN Microwave Ltd. Standard gain horns - series 240. [En línea]. Disponible en: `https://flann.com/products/antennas/standard-gain-horns-series-240`. Accedido el 04/06/2023.

[19] Waveguide sizes, everythingrf.com. [En línea]. Disponible en: `https://www.everythingrf.com/tech-resources/waveguides-sizes`. Accedido el 04/06/2023.

[20] Overleaf. [En línea]. Disponible en: `https://www.overleaf.com`. Accedido el 12/17/2023.

[21] Talent.com - salario para ingeniero junior. Talent.com. [En línea]. Disponible en: `https://es.talent.com/salary?job=ingeniero+junior`. Accedido el 06/07/2023.

[22] Jobted.es - salario para profesor universitario. Jobted. [En línea]. Disponible en: `https://www.jobted.es/salario/profesor-universidad`. Accedido el 06/07/2023.

[23] Glassdoor.es - sueldo para investigador postdoctoral. Glassdoor. [En línea]. Disponible en: `https://www.glassdoor.es/Sueldos/investigador-postdoctoral-sueldo-SRCH_KO0,25.htm`. Accedido el 06/07/2023.

[24] Microsoft 365 - comparación de todos los productos de microsoft 365. [En línea]. Disponible en: `https://www.microsoft.com/es-es/microsoft-365/buy/compare-all-microsoft-365-products`. Accedido el 06/07/2023.