



UNIVERSITAT  
POLITÈCNICA  
DE VALÈNCIA

– **TELECOM** ESCUELA  
TÉCNICA **VLC** SUPERIOR  
DE INGENIERÍA DE  
TELECOMUNICACIÓN

UNIVERSITAT POLITÈCNICA DE VALÈNCIA

Escuela Técnica Superior de Ingeniería de  
Telecomunicación

Diseño de una bocina plano H en tecnología guía ridge  
vacía integrada en sustrato

Trabajo Fin de Grado

Grado en Ingeniería de Tecnologías y Servicios de  
Telecomunicación

AUTOR/A: Brady Barranco, Nerea

Tutor/a: Herraiz Zanón, David

Cotutor/a: Esteban González, Héctor

CURSO ACADÉMICO: 2023/2024



UNIVERSITAT  
POLITÈCNICA  
DE VALÈNCIA

— **TELECOM** ESCUELA  
TÉCNICA **VLC** SUPERIOR  
DE INGENIERÍA DE  
TELECOMUNICACIÓN

Escuela Técnica Superior de Ingeniería de Telecomunicación  
Universitat Politècnica de València  
Edificio 4D. Camino de Vera, s/n, 46022 Valencia  
Tel. +34 96 387 71 90, ext. 77190  
[www.etsit.upv.es](http://www.etsit.upv.es)

**VLC/**  
**CAMPUS**  
VALENCIA, INTERNATIONAL  
CAMPUS OF EXCELLENCE





## **Agradecimientos**

A mis tutores, David y Héctor, por darme la oportunidad, guiarme y dejarme aprender de ellos.

A mi familia, en especial a mis padres, por siempre apoyarme incondicionalmente en todas las etapas de mi vida.

A Dani, Pascu, Pablo, Paula, Mireia, Marta y Silvia; por habernos convertido en hogar durante estos años universitarios.

A mi abuelo Grandpete, por siempre impulsarme y darme las fuerzas para confiar en mí y querer ser mejor, sé que te sentirías orgulloso de mi.

## Resumen

Las tecnologías vacías integradas en sustrato (Empty Substrate Integrated Technologies - ESIT) sintetizan estructuras tridimensionales en placas de circuito impreso, destacando por su bajo perfil, peso y facilidad de fabricación. Son muy adecuadas para el sector espacial, especialmente para satélites pequeños, y aplicaciones de comunicaciones inalámbricas. Una variante conocida es la guía de onda vacía integrada en sustrato (Empty Substrate Integrated Waveguide - ESIW), que ha desarrollado múltiples componentes como filtros, transiciones y bocinas en plano H, comunes en sistemas de comunicaciones. Sin embargo, estos componentes tienen una limitación en el ancho de banda monomodo y adaptado, especialmente las bocinas en plano H debido a su bajo perfil. Para superar esta limitación, se propone la guía Ridge ESIW (RESIW), que permite incrementar el ancho de banda monomodo. El objetivo de este trabajo final de grado es diseñar una bocina en plano H utilizando la tecnología RESIW, con un ancho de banda superior al de la tecnología ESIW. Se abordarán los conceptos fundamentales de las tecnologías ESIT y los principios de bocinas. Posteriormente, se empleará el software de simulación electromagnética CST Microwave Studio para los diseños planteados, considerando las posibles restricciones de fabricación.



## Resum

Les tecnologies buides integrades en substrat (Empty Substrate Integrated Technologies - ESIT) sintetitzen estructures tridimensionals en plaques de circuit imprès, destacant pel seu baix perfil, pes i facilitat de fabricació. Són molt adequades per al sector espacial, especialment per a satèl·lits petits, i aplicacions de comunicacions sense fils. Una variant coneguda és la guia d'ona buida integrada en substrat (Empty Substrate Integrated Waveguide - ESIW), que ha desenvolupat múltiples components com filtres, transicions i botzines en pla H, comuns en sistemes de comunicacions. No obstant això, aquests components tenen una limitació en l'ample de banda monomode i adaptat, especialment les botzines en pla H a causa del seu baix perfil. Per a superar aquesta limitació, es proposa la guia Ridge ESIW (RESIW), que permet incrementar l'ample de banda monomode. L'objectiu d'aquest treball final de grau és dissenyar una botzina en pla H utilitzant la tecnologia RESIW, amb un ample de banda superior al de la tecnologia ESIW. S'abordaran els conceptes fonamentals de les tecnologies ESIT i els principis de botzines. Posteriorment, s'emprarà el programari de simulació electromagnètica CST Microwave Studio per als dissenys planteats, considerant les possibles restriccions de fabricació.

## Abstract

Empty Substrate Integrated Technologies (ESIT) synthesize three-dimensional structures on printed circuit boards, notable for their low profile, weight, and ease of manufacturing. They are well-suited for the space sector, especially for small satellites, and wireless communication applications. A well-known variant is the Empty Substrate Integrated Waveguide (ESIW), which has developed multiple components such as filters, transitions, and H-plane horn antennas, common in communication systems. However, these components have a limitation in single-mode and adapted bandwidth, particularly H-plane horn antennas due to their low profile. To overcome this limitation, the Ridge ESIW (RESIW) guide is proposed, which allows an increase in the single-mode bandwidth. The objective of this final degree project is to design an H-plane horn antenna using RESIW technology, with a bandwidth superior to that of ESIW technology. The fundamental concepts of ESIT and horn principles will be addressed. Subsequently, the CST Microwave Studio electromagnetic simulation software will be used for the proposed designs, considering possible manufacturing constraints.

## RESUMEN EJECUTIVO

La memoria del TFG del Grado en Ingeniería de Tecnologías y Servicios de Telecomunicación debe desarrollar en el texto los siguientes conceptos, debidamente justificados y discutidos, centrados en el ámbito de la ingeniería de telecomunicación

CONCEPT (ABET)	CONCEPTO (traducción)	¿Cumple? (S/N)	¿Dónde? (páginas)
1. IDENTIFY:	1. IDENTIFICAR:		
1.1. Problem statement and opportunity	1.1. Planteamiento del problema y oportunidad		Págs.1-2, 4-14, 15-19
1.2. Constraints (standards, codes, needs, requirements & specifications)	1.2. Toma en consideración de los condicionantes (normas técnicas y regulación, necesidades, requisitos y especificaciones)		Pág. 2
1.3. Setting of goals	1.3. Establecimiento de objetivos		Pág. 2
2. FORMULATE:	2. FORMULAR:		
2.1. Creative solution generation (analysis)	2.1. Generación de soluciones creativas (análisis)		Págs. 21-29, 31-44
2.2. Evaluation of multiple solutions and decision-making (synthesis)	2.2. Evaluación de múltiples soluciones y toma de decisiones (síntesis)		Págs. 30, 44-45



3. SOLVE:	3. RESOLVER:		
3.1. Fulfilment of goals	3.1. Evaluación del cumplimiento de objetivos		Págs. 46-48
3.2. Overall impact and significance (contributions and practical recommendations)	3.2. Evaluación del impacto global y alcance (contribuciones y recomendaciones prácticas)		Págs. 46-51



## Índice

Índice de figuras .....	I
Índice de tablas .....	IV
Capítulo 1. Introducción .....	1
1.1 Contexto .....	1
1.2 Limitaciones y objetivos .....	2
1.3 Metodología .....	2
1.4 Organización de la memoria .....	3
Capítulo 2. Fundamentos teóricos .....	4
2.1 Guía de onda .....	4
2.1.1 Guía de onda rectangular .....	4
2.1.2 Modo Dominante TE <sub>10</sub> .....	5
2.2 Guía Ridge .....	6
2.3 Parámetros fundamentales de una antena .....	6
2.3.1 Diagrama de radiación .....	7
2.3.2 Directividad .....	8
2.3.3 Eficiencia .....	8
2.3.4 Ganancia .....	9
2.3.5 Parámetros de dispersión .....	9
2.4 Bocinas .....	10
2.4.1 Bocinas rectangulares .....	10
2.4.2 Campo radiado por las bocinas .....	12
2.4.3 Bocina plano H .....	13
Capítulo 3. Tecnologías SIW, ESIW Y RESIW .....	15
3.1 Guía de onda integrada en sustrato (SIW) .....	15
3.2 Guía de onda vacía integrada en sustrato (ESIW) .....	16
3.3 Ridge ESIW .....	16
3.4 Antenas de bocina en tecnologías integradas en sustrato .....	18
3.4.1 Bocinas en tecnología RSIW .....	18
3.4.2 Bocinas en tecnología ESIW .....	19
Capítulo 4. Diseño de la bocina .....	21
4.1 Planteamiento inicial y problemática .....	21
4.2 Estructuras propuestas para mejorar el ancho de banda .....	23



4.2.1	Descripción de estructuras iniciales .....	23
4.2.2	Evaluación del ancho de banda y selección.....	30
4.3	Estructuras para mejorar el ancho de banda y la ganancia .....	31
4.3.1	Bocina con doble salto en la guía y en el ridge .....	31
4.3.2	Bocina con salto en la guía y doble salto en el ridge desplazado - Modelo A .....	32
4.3.3	Bocina con salto en la guía y doble salto en el ridge desplazado -Modelo B.....	33
4.4	Otras soluciones exploradas.....	36
4.4.1	Vías.....	36
4.4.2	Lente.....	42
4.5	Evaluación de soluciones planteadas .....	44
Capítulo 5.	Conclusiones y líneas futuras.....	46
5.1	Conclusiones.....	46
5.2	Líneas futuras.....	48
Bibliografía	.....	49
Anexo I.	Relación del trabajo con los Objetivos de Desarrollo Sostenible de la Agenda 2030..	51

## Índice de figuras

Figura 1: Geometría de una guía de onda rectangular [3].	4
Figura 2: Geometría de una guía <i>ridge</i> doble [3].	6
Figura 3: Tipos de diagramas [4].	7
Figura 4: Corte 2D y parámetros importantes en el diagrama de radiación [4].	8
Figura 5: Tipos de bocinas rectangulares [4].	10
Figura 6: Distribución de campo del modo TE <sub>10</sub> en una guía de onda rectangular [4].	11
Figura 7: Error de fase de una bocina plano H [4].	11
Figura 8: Diagramas universales para el plano H y para el plano E [4].	12
Figura 9: Directividad bocina plano H [4].	13
Figura 10: Estructura bocina plano H [4].	14
Figura 11. Estructura SIW [6].	15
Figura 12. Estructura ESIW [7].	16
Figura 13: Geometría de las capas y sección transversal de la tecnología RESIW [8].	17
Figura 14: RESIW con diferente cantidad de capas <i>ridge</i> . (a) ESIW. (b) Una capa <i>ridge</i> . (c) Dos capas <i>ridge</i> . (d) Tres capas <i>ridge</i> [8].	17
Figura 15: Geometría de la bocina RSIW. (a) Vista en 3D. (b) Vista cenital. (c) Vista lateral [9].	18
Figura 16: Transición con sonda coaxial y sus dimensiones. (a) Vista en 3D. (b) Vista cenital [9].	19
Figura 17: Geometría de la bocina en plano H ESIW [10].	19
Figura 18: Parámetro S <sub>11</sub> de la bocina en plano H ESIW simulado y medido [10].	20
Figura 19: (a) Bocina en plano H ESIW antes del ensamblado. (b) Bocina en plano H ESIW fabricado [10].	20
Figura 20: Geometría básica de la bocina en plano H.	21
Figura 21: Parámetro S <sub>11</sub> de la bocina en plano H óptima con $b=a/2$ .	21
Figura 22: Barrido paramétrico del parámetro S <sub>11</sub> con relación a la disminución de la altura.	22
Figura 23: Parámetro S <sub>11</sub> con los datos de la bocina inicial.	23
Figura 24: Geometría de una RESIW formada por 2 capas.	23
Figura 25: Estructura de la bocina inicial con <i>ridge</i> .	23
Figura 26: Parámetro S <sub>11</sub> de la bocina inicial con <i>ridge</i> .	24
Figura 27: Estructura de la bocina inicial con <i>ridge</i> terminado en abanico.	24
Figura 28: Parámetro S <sub>11</sub> de la bocina con <i>ridge</i> terminada en abanico.	24
Figura 29: Estructura de la bocina inicial con <i>ridge</i> terminado en flecha.	25



Figura 30: Parámetro $S_{11}$ de la bocina con ridge terminada en flecha. ....	25
Figura 31: Estructura bocina con salto en el <i>ridge</i> . ....	26
Figura 32: Parámetro $S_{11}$ de la bocina con salto en el <i>ridge</i> . ....	26
Figura 33: Estructura de la bocina con desplazamiento y salto en el <i>ridge</i> . ....	26
Figura 34: Parámetro $S_{11}$ de la bocina con desplazamiento y salto en el <i>ridge</i> . ....	27
Figura 35: Estructura de la bocina con salto en la guía y en el <i>ridge</i> . ....	27
Figura 36: Parámetro $S_{11}$ de la bocina con salto en la guía y en el <i>ridge</i> . ....	28
Figura 37: Estructura de la bocina con salto en la guía y doble salto en el <i>ridge</i> . ....	28
Figura 38: Parámetro $S_{11}$ de la bocina con salto en la guía y doble salto en el <i>ridge</i> . ....	29
Figura 39: Estructura de la bocina con doble salto en la guía y en el <i>ridge</i> . ....	31
Figura 40: Parámetro $S_{11}$ de de la bocina con doble salto en la guía y en el <i>ridge</i> . ....	31
Figura 41: Estructura de la bocina modelo A. ....	32
Figura 42: Parámetro $S_{11}$ de la bocina modelo A. ....	32
Figura 43: Diagramas de radiación y directividad en los planos H y E a la frecuencia de 16 GHz. ....	33
Figura 44: Estructura de la bocina Modelo B. ....	33
Figura 45: Parámetro $S_{11}$ de la bocina Modelo B. ....	33
Figura 46: Diagramas de radiación de la bocina modelo B a las frecuencias de 14, 15 y 16 GHz. ....	34
Figura 47: Parámetro $S_{11}$ de la bocina modelo B tras la optimización de la directividad. ....	34
Figura 48: Directividad de la bocina modelo B tras la optimización de la directividad. ....	35
Figura 49: Diagramas de radiación de la bocina modelo B tras la optimización de la directividad a las frecuencias de 15, 16 y 17 GHz. ....	36
Figura 50: Estructura de la bocina en plano H con 4 vías. ....	37
Figura 51: Parámetro $S_{11}$ de la bocina en plano H con 4 vías. ....	37
Figura 52: Directividad de la bocina en plano H con 4 vías. ....	37
Figura 53: Estructura de la bocina en plano H con 8 vías. ....	38
Figura 54: Parámetro $S_{11}$ de la bocina en plano H con 8 vías. ....	38
Figura 55: Directividad de la bocina en plano H con 8 vías. ....	38
Figura 56: Parámetro $S_{11}$ de la bocina en plano H con 8 vías de la primera solución. ....	39
Figura 57: Directividad de la bocina en plano H con 8 vías de la primera solución. ....	39
Figura 58: Parámetro $S_{11}$ de la bocina en plano H con 8 vías de la segunda solución. ....	40
Figura 59: Directividad de la bocina en plano H con 8 vías de la segunda solución. ....	40
Figura 60: Diagramas de radiación polares en los planos E y H de la bocina con 8 vías. ....	42
Figura 61: Geometría cenital y de perfil de la bocina en plano H con el <i>ridge</i> finalizado al inicio de la lente. ....	43
Figura 62: Parámetro $S_{11}$ de la bocina en plano H con el <i>ridge</i> finalizado al inicio de la lente. .	43

Figura 63: Geometría cenital y de perfil de la bocina en plano H con el <i>ridge</i> finalizado durante la longitud de la lente. ....	43
Figura 64: Parámetro $S_{11}$ de la bocina en plano H con el <i>ridge</i> finalizado durante la longitud de la lente. ....	44
Figura 65: Comparaciones de parámetros $S_{11}$ entre diseños: Bocina ESIW (a). Bocina ESIW-Bocina <i>ridge</i> (b). Bocina ESIW-Bocina modelo B (c). Bocina ESIW-Bocina con 8 vías (d). Todas las anteriores (e). ....	47

## Índice de tablas

Tabla 3.1: Comparación entre el número de capas <i>ridge</i> [8]. .....	17
Tabla 4.1: Dimensiones de la bocina en plano H inicial. ....	22
Tabla 4.2: Parámetros de diseño de la bocina con salto y desplazamiento en el <i>ridge</i> . ....	27
Tabla 4.3: Parámetros de diseño de la bocina con salto en la guía y doble salto en el <i>ridge</i> . ....	29
Tabla 4.4: Comparación de las estructuras propuestas para mejorar el ancho de banda. ....	30
Tabla 4.5: Ancho de banda útil de la bocina con 8 vías. ....	40
Tabla 4.6: Parámetros de diseño de la bocina con 8 vías. ....	42
Tabla 4.7: Evaluación de las soluciones planteadas. ....	45

# Capítulo 1. Introducción

## 1.1 Contexto

El inicio de la carrera espacial entre Estados Unidos y URSS en 1957 marcó un hito fundamental en la exploración y desarrollo de la tecnología espacial. El creciente interés tanto por parte de las entidades gubernamentales como comerciales condujo a la adopción del Tratado sobre los Principios que Regulan las Actividades de los Estados en la Exploración y Utilización del Espacio Ultraterrestre por parte de la Organización de las Naciones Unidas (ONU) [1], el cual ha establecido los fundamentos para mantener el espacio como un área de paz y cooperación internacional.

Este entorno de libertad ha impulsado la creciente tendencia de lanzamientos satelitales realizados por diversos operadores, incluyendo entidades gubernamentales civiles y militares, instituciones académicas, organizaciones sin fines de lucro y empresas comerciales. Entre estos, los últimos han experimentado un aumento más notable en los últimos años.

Entre 2013 y 2022, se observó un notable incremento en el número de satélites de dimensiones reducidas, aquellos con una masa inferior a 600kg, comúnmente llamados en inglés *Smallsats*, los cuales representaron el 87% de los satélites lanzados durante ese período. Este aumento se ha visto impulsado por avances tecnológicos que han permitido reducir costes, al tiempo que han posibilitado una mayor eficiencia y flexibilidad en el diseño y operación de los satélites. Estos avances han sido dirigidos hacia una variedad de objetivos, incluyendo comunicaciones, observación terrestre, navegación y posicionamiento, así como la investigación científica del espacio y del planeta.

Cabe destacar que los satélites de comunicaciones constituyeron la mayor parte de los *Smallsats* en 2022, principalmente debido a proyectos como *Starlink (SpaceX)* y *OneWeb*. Además, en cuanto a los datos más recientes, durante los dos primeros cuartiles de 2023, el 96% y el 97% de los lanzamientos respectivamente también correspondieron a *Smallsats*, siendo la mayoría de estos satélites de comunicaciones y, además, comerciales [2].

Esta información refleja la creciente demanda de componentes de radiofrecuencia con características de bajo coste, perfil bajo, ligereza y alto rendimiento.

A principios de este siglo XXI, una nueva tecnología que cumplía con estos requisitos empezó a desarrollarse. La tecnología de guía de onda integrada en sustrato o *Substrate Integrated Waveguide*, (SIW por sus siglas en inglés) lograba un compromiso entre los beneficios de dimensionamiento de los circuitos impresos en placas de sustratos y los beneficios de efectividad de las guías de ondas tradicionales. Trece años después surge su evolución *Empty Substrate Integrated Waveguide* (ESIW), la cual mejora considerablemente su factor de calidad y pérdidas de inserción con respecto a su predecesora, acercándose cada vez más a la respuesta de las guías de onda tridimensionales. Ambas se basan en integrar una guía de onda utilizando placas de circuito impreso.

La característica más destacada de estas tecnologías radica en su capacidad para integrar todos los componentes en un único sustrato, abarcando desde elementos pasivos como filtros,

acopladores, divisores, y antenas hasta elementos activos como osciladores, y amplificadores. De especial relevancia son las antenas, particularmente las bocinas, que han sido objeto de estudio y desarrollo por esta prometedora tecnología ESIW debido a su capacidad para mejorar la eficiencia del sistema. No obstante, la tecnología ESIW presenta limitaciones en el ancho de banda monomodo (ancho de banda fraccional inferior al 66 %). Además, estas limitaciones en ancho de banda son más acusadas en el caso de antenas de bocina en plano H. A modo de ejemplo, una bocina convencional en plano H en ESIW, presenta un ancho de banda fraccional del 3 %, el cual es una limitación para muchas aplicaciones.

Una posible solución para superar las limitaciones en ancho de banda consiste en la tecnología *Ridge Empty Substrate Integrated Waveguide* (RESIW), la cual permite obtener anchos de banda monomodo superiores al obtenido con ESIW, y, por lo tanto, es una tecnología adecuada para el desarrollo de bocinas en plano H de elevado ancho de banda.

## 1.2 Limitaciones y objetivos

El principal objetivo de este trabajo final de grado es diseñar una bocina en plano H utilizando la tecnología *Ridge* ESIW, que presente un ancho de banda superior al que se lograría en tecnología ESIW. En concreto, la sección transversal de la *Ridge* ESIW se diseñará para cubrir la banda Ku (12 a 18 GHz) que se utilizan para satélites de comunicaciones habitualmente.

Para alcanzar este objetivo se han desglosado los siguientes objetivos específicos:

- Lectura de la documentación correspondiente a tecnologías de guías de onda integradas en sustrato y revisión de fundamentos de antenas, enfatizando en las bocinas.
- Aprendizaje y manejo del programa *Computer Simulation Technology* (CST) con el cual se realizarán todos los diseños, simulaciones y optimizaciones necesarias.
- Informarse y tener en cuenta las posibles restricciones del mercado y a nivel de fabricación. Al tratarse de una bocina con aplicación satelital, específicamente para *Smallsats*, implementada en tecnología RESIW, existen limitaciones en cuanto a peso y dimensiones que habrá que tener presente durante la realización del proyecto.
- Propuesta, diseño y evaluación de las diferentes estructuras de bocina en plano H en RESIW.

Las especificaciones técnicas para la bocina implementada son las siguientes,

- El parámetro  $S_{11}$  deberá ser inferior a 10 dB en el mayor ancho de banda posible.
- Dentro de ese ancho de banda en el que se cumple el criterio establecido del parámetro  $S_{11}$  la directividad deberá ser superior a 5 dB en el mayor ancho de banda, y siendo esta superior a 7 dB cuando sea posible.
- La bocina diseñada tendrá que ser de bajo peso y volumen con el fin de poder utilizarse en satélites de pequeñas dimensiones.

## 1.3 Metodología

La metodología seguida para poder alcanzar los objetivos mencionados anteriormente comenzó por la lectura y comprensión de varios artículos de investigación sobre las tecnologías integradas en sustrato, de contextualización satelital y de bocinas en plano H. Toda esta bibliografía recomendada por los tutores. Una vez asentada esta información, se pasó al aprendizaje y manejo



del simulador electromagnético CST con ejercicios guiados aumentando gradualmente en dificultad hasta poder utilizar el simulador de forma autónoma. Tras ello, se comenzó con el proceso de diseño de la bocina en plano H con tecnología *Ridge* ESIW. A lo largo de los diferentes diseños, se han utilizado los algoritmos de optimización *Particle Swarm* (PSO) y *Nelder-Mead Simplex*. El primero debido a su carácter exploratorio, ha sido utilizado como punto inicial, y el segundo debido a ser menos exploratorio, pero trabajar bien con un número elevado de variables ha sido utilizado para refinar los diseños. Dicho proceso de diseño ha contado con reuniones periódicas cada una o dos semanas para solucionar las dudas y guiar en el proceso. Además, se han ido realizando informes de seguimiento intermedios debido a la alta cantidad de simulaciones y ficheros. Por último, con ayuda de los informes y otros apuntes manuscritos se ha redactado la presente memoria.

## 1.4 Organización de la memoria

La memoria ha sido estructurada de manera que facilite al máximo la comprensión y practicidad para el lector. En este primer Capítulo 1, se ha presentado el contexto satelital incluyendo los desafíos que deberán enfrentarse para cumplir con los objetivos definidos. A continuación, en el Capítulo 2 se exponen los fundamentos teóricos necesarios en los que se basa el proyecto. Estos incluyen conceptos sobre la guía de onda y su modo dominante, la guía *ridge*, los parámetros de una antena, y bocinas rectangulares, con un énfasis especial en las bocinas en plano H. Tras ello, se pasa a definir las diferentes tecnologías SIW, ESIW y RESIW (Capítulo 3), junto con varios diseños de bocinas implementados utilizando dichas tecnologías. En el Capítulo 4 se observa cómo se ha seguido el método científico para la realización de este proyecto. En este se exponen todos los diseños propuestos y pruebas realizadas haciendo uso del simulador electromagnético CST *Microwave Studio* hasta llegar a las conclusiones (Capítulo 5) donde se realiza una comparación para demostrar el cumplimiento del objetivo principal propuesto (1.2). En el proceso de diseño, se han ido evaluando las diferentes soluciones permitiendo la toma de decisiones hasta cumplir con el objetivo propuesto. Por último, el trabajo finaliza con la presentación de posibles líneas de investigación futuras de este trabajo final de grado.

## Capítulo 2. Fundamentos teóricos

### 2.1 Guía de onda

Una guía de onda es una estructura diseñada para confinar y transportar ondas electromagnéticas a lo largo de una ruta específica con mínima pérdida de energía, ya sea por materiales conductores metálicos o dieléctricos. De entre las diferentes opciones geométricas que tienen las guías de onda destaca la guía rectangular por su facilidad de fabricación, baja pérdida de energía, amplia disponibilidad de componentes, amplio rango de frecuencias y su capacidad para transportar múltiples modos.

#### 2.1.1 Guía de onda rectangular

Las guías de onda rectangulares surgieron como uno de los primeros medios de transporte de señales de microondas y, hoy en día, siguen siendo empleadas en diversas aplicaciones o contextos, entre ellos sistemas de alta potencia, aplicaciones de ondas milimétricas, sistemas satelitales, etc.

La guía de onda rectangular consiste en una estructura rectangular hueca cerrada por paredes conductoras perfectas por todas sus caras excepto por dos de ellas, paralelas entre sí.

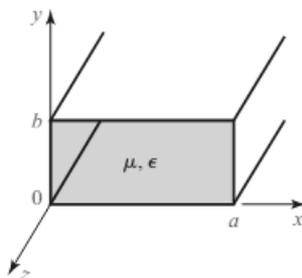


Figura 1: Geometría de una guía de onda rectangular [3].

Como se ha comentado previamente, la guía rectangular es capaz de propagar varios modos, los cuales se describirán a continuación. Sin embargo, no puede propagar el modo transversal electromagnético (TEM) debido a la presencia de un único conductor.

- **Modos  $TM_{mn}$ :** En dichos modos, el campo magnético es perpendicular a la propagación de la onda, aunque nulo en la dirección de propagación, esto es  $H_z = 0$ . Por otro lado, los campos eléctricos tienen componentes tanto en las direcciones transversales como en la dirección de propagación.
- **Modos  $TE_{mn}$ :** En estos modos, el campo magnético tiene componentes en las direcciones transversales y en la dirección de la propagación de la onda. Por otra parte, el campo eléctrico es perpendicular a la propagación de la onda y nulo en la dirección de propagación, es decir,  $E_z = 0$ .

Ambos tipos de modos presentan frecuencias de corte por debajo de las cuales la propagación resulta inviable. La frecuencia de corte viene dada por:

$$f_{c_{mn}} = \frac{k_c}{2\pi\sqrt{\mu\epsilon}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\mu\epsilon}} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2} \quad (2.1)$$

### 2.1.2 Modo Dominante TE<sub>10</sub>

El modo con la frecuencia de corte más baja es el denominado modo dominante; asumiendo que  $a > b$ , el modo fundamental o dominante es el TE<sub>10</sub>, con  $m = 1$ ,  $n = 0$ .

El número de onda de corte y la constante de propagación para el modo TE<sub>10</sub> vienen definidos por:

$$k_c = \frac{\pi}{a} \quad (2.2)$$

$$\beta = \sqrt{k^2 - (\pi/a)^2} \quad (2.3)$$

Cabe destacar que el modo TE<sub>10</sub> es el dominante de la guía de onda en general. Para una frecuencia  $f$  dada, únicamente aquellos modos en los que  $f > f_c$  se propagarán; aquellos en los que  $f < f_c$  darán lugar a una  $\beta$  imaginaria, significando esto que todos los componentes de campo decaerán de forma exponencial al alejarse de la fuente de excitación. Dichos modos son referidos como modos de corte o evanescentes. Si más de un modo se está propagando, se dice que la guía de onda es multimodo.

Sustituyendo en la fórmula general se obtiene que la frecuencia de corte del modo fundamental es:

$$f_{c_{10}} = \frac{1}{2a\sqrt{\mu\epsilon}} = \frac{c}{2a} \quad (2.4)$$

Manteniendo la anterior relación,  $b = a/2$ , el siguiente modo en propagarse es el TE<sub>20</sub>, cuya frecuencia de corte será el doble a la del modo fundamental.

$$f_{c_{20}} = \frac{c}{a} \quad (2.5)$$

Quedando así definido el ancho de banda monomodo como la diferencia entre ambas,

$$BW = f_{c_{20}} - f_{c_{10}} = \frac{c}{2a} \quad (2.6)$$

siendo el ancho de banda fraccional para una guía rectangular de dichas dimensiones:

$$FBW = \frac{BW}{f_{central}} = \frac{\frac{c}{2a}}{\frac{f_{c_{20}} + f_{c_{10}}}{2}} = \frac{\frac{c}{2a}}{\frac{\frac{c}{a} + \frac{c}{2a}}{2}} = \frac{2}{3} = 66\% \quad (2.7)$$

En la gran mayoría de aplicaciones de la guía de onda la frecuencia de operación y las dimensiones de la guía son elegidas para que únicamente se propague el modo TE<sub>10</sub>, obteniéndose los siguientes campos eléctricos y magnéticos.

$$H_z = B_{10} \cos\left(\frac{\pi x}{a}\right)$$

$$E_y = -j \frac{\omega \mu a}{\pi} B_{10} \sin\left(\frac{\pi x}{a}\right)$$

$$H_x = j \frac{\beta a}{\pi} B_{10} \sin\left(\frac{\pi x}{a}\right)$$

$$E_x = E_z = H_y = 0 \quad (2.8)$$

## 2.2 Guía Ridge

La guía *ridge* es una variación de la guía de onda rectangular. Dicha guía puede poseer uno o varios surcos metálicos o “*ridges*” en su interior, como se muestra en la Figura 2, con el objetivo de mejorar sus características de propagación electromagnética.

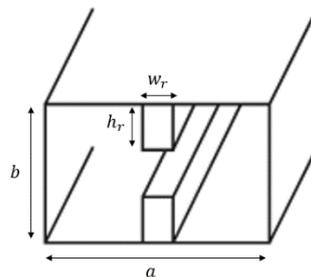


Figura 2: Geometría de una guía *ridge* doble [3].

Como se ha comentado anteriormente, el modo  $TE_{20}$  comienza a propagarse a una frecuencia igual al doble de la frecuencia de corte del modo  $TE_{10}$ . La ventaja principal de la guía *ridge* con respecto a la rectangular que permite reducir la frecuencia de corte del modo dominante ( $TE_{10}$ ) e incrementar la frecuencia del siguiente modo en propagarse ( $TE_{20}$  habitualmente). Esto resulta en un aumento del ancho de banda monomodo de la guía, todo ello sin necesidad de modificar la geometría exterior.

Para estimar dicho ancho de banda se pueden emplear las siguientes ecuaciones:

$$\cot\left(\frac{2\pi f_{c_{10}} \left(\frac{a-w_r}{2}\right)}{c}\right) - \frac{b}{d} \tan\left(\frac{\pi w_r f_{c_{10}}}{c}\right) - \frac{B}{Y_{01}} = 0 \quad (2.9)$$

$$\cot\left(\frac{2\pi f_{c_{20}} \left(\frac{a-w_r}{2}\right)}{c}\right) - \frac{b}{d} \cot\left(\frac{\pi w_r f_{c_{20}}}{c}\right) - \frac{B}{Y_{01}} = 0 \quad (2.10)$$

donde  $d = b - h_r$  y la susceptancia  $\frac{B}{Y_{01}}$  puede aproximarse como

$$\frac{B}{Y_{01}} \approx 4 \left(\frac{b}{d}\right) \left(\frac{af_c}{c}\right) \ln \csc\left(\frac{\pi d}{2b}\right) \quad (2.11)$$

## 2.3 Parámetros fundamentales de una antena

Una antena se puede definir como un dispositivo que transforma una onda electromagnética confinada/guiada por una línea de transmisión en una onda plana que se propaga en el espacio libre. Es decir, una antena es un elemento transductor; un lado de una antena aparece como un

elemento de circuito eléctrico, mientras que el otro proporciona una interfaz con la onda plana en propagación. Desde una perspectiva práctica, se puede identificar una serie de parámetros que determinan la idoneidad de una antena para una aplicación específica. A continuación, se explicarán aquellos que son más relevantes para analizar el rendimiento de una bocina.

### 2.3.1 Diagrama de radiación

El diagrama de radiación consiste en una función que proporciona la magnitud del campo para cada dirección del espacio,  $\theta, \phi$ . Cabe mencionar que el diagrama permanece invariable para cualquier distancia,  $r$ , a partir de la distancia de campo lejano,  $r > 2D^2/\lambda$ . Así pues, el campo lejano de una fuente de corriente eléctrica  $\vec{J}$  se expresa como,

$$\vec{E} = -j\omega \frac{\mu}{4\pi} \frac{e^{-jkr}}{r} [N_\theta(\theta, \phi)\hat{\theta} + N_\phi(\theta, \phi)\hat{\phi}] \quad (2.12)$$

siendo  $\vec{N}$  el vector de radiación. El diagrama de radiación se obtiene haciendo el módulo y normalizándolo respecto al máximo.

Esto es,

$$d_N(\theta, \phi) = \frac{|\vec{E}|}{|\vec{E}|_{\text{máx}}} \quad (2.13)$$

donde

$$|\vec{E}| = \frac{k\eta}{4\pi r} \sqrt{|N_\theta(\theta, \phi)|^2 + |N_\phi(\theta, \phi)|^2} \quad (2.14)$$

Los diagramas de radiación pueden tomar una amplia variedad de formas, pero podemos agruparlos en tres grandes tipos: omnidireccional, pincel e isótropo.

- **Diagrama omnidireccional:** aquel en el cual la antena radia por igual en todas las direcciones de un plano.
- **Diagrama pincel:** éste presenta un único máximo de radiación.
- **Diagrama isótropo:** aquel en el que la radiación es uniforme en todas las direcciones del espacio.

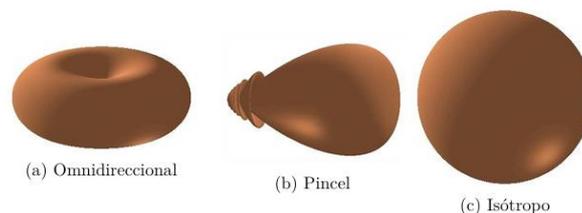


Figura 3: Tipos de diagramas [4].

Normalmente se suele trabajar con cortes del diagrama que aporten la información suficiente sobre sus características de radiación. Se pueden definir dos cortes: corte en plano E y corte en plano H, ambos planos ortogonales entre sí. El corte en plano E es aquel plano que contiene el máximo de radiación y el vector de campo eléctrico mientras que el corte en plano H es aquel plano que contiene dicho máximo y el vector de campo magnético.

La Figura 4 muestra el aspecto típico de estos cortes en 2D. Se puede observar un lóbulo principal y varios lóbulos secundarios, así como parámetros importantes como el ancho de haz entre nulos,  $\Delta\theta_c$ , el ancho de haz a -3dB,  $\Delta\theta_{-3dB}$ , la relación entre el lóbulo principal y secundario,  $NLPS = 20 \log\left(\frac{A}{B}\right)$ , y la relación delante-atrás,  $RDA = 20 \log\left(\frac{A}{C}\right)$ .

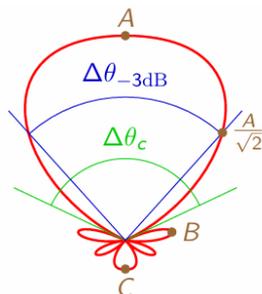


Figura 4: Corte 2D y parámetros importantes en el diagrama de radiación [4].

### 2.3.2 Directividad

La directividad de una antena se define como la relación entre la densidad de potencia radiada en cierta dirección angular  $S(r, \theta, \phi)$  y la densidad de potencia que radiaría una antena isotrópica, la cual irradia la misma potencia de forma uniforme en todas las direcciones del espacio.

Pese a que se puede definir la directividad para cualquier dirección,

$$D(\theta, \phi) = \frac{S(r, \theta, \phi)}{\frac{P_{rad}}{4\pi r^2}} \quad (2.15)$$

normalmente se utiliza como directividad de interés aquella referida a la dirección de máxima radiación:

$$D_{m\acute{a}x} = \frac{S_{m\acute{a}x}}{\frac{P_{rad}}{4\pi r^2}} = \frac{4\pi}{\iint \frac{S(r, \theta, \phi)}{S_{m\acute{a}x}} \sin \theta d\theta d\phi} = \frac{4\pi}{\iint t_N \sin \theta d\theta d\phi} = \frac{4\pi}{\Omega_e} \quad (2.16)$$

Donde  $\Omega_e$  es conocido como ángulo sólido equivalente.

Asimismo, aquellas antenas directivas en las que hay un único lóbulo principal directivo y sus lóbulos secundarios pueden despreciarse, pueden obtener su directividad de manera aproximada asumiendo que la radiación es uniforme en el ángulo sólido definido por los anchos de haz a -3dB en los dos planos principales del diagrama de radiación.

$$D_{m\acute{a}x} = \frac{4\pi}{\Omega_e} \cong \frac{4\pi}{(\Delta\theta_{-3dB}^E)(\Delta\theta_{-3dB}^H)} \quad (2.17)$$

### 2.3.3 Eficiencia

En la práctica el empleo de metales y materiales dieléctricos no perfectos causan pérdidas resistivas, también llamadas pérdidas óhmicas. Así, la eficiencia de radiación se define como la relación entre la potencia radiada y la potencia entregada a la antena y tiene un valor comprendido entre 0 y 1.

$$\eta_{rad} = \frac{P_{rad}}{P_{in}} = \frac{P_{in} - P_{loss}}{P_{in}} = 1 - \frac{P_{loss}}{P_{in}} \quad (2.18)$$

Dónde  $P_{rad}$  es la potencia radiada por la antena,  $P_{in}$  es la potencia entregada a la antena y  $P_{loss}$  la potencia disipada. Existen, además, factores externos que pueden provocar pérdidas de potencia, pero no se tienen en cuenta ya que no se atribuyen a la propia antena.

### 2.3.4 Ganancia

Teniendo en cuenta el hecho de que una antena con una eficiencia de radiación menor que la unidad no irradiará toda su potencia de entrada, se define la ganancia como el producto de la directividad y la eficiencia.

$$G(\theta, \phi) = \eta_{rad} D(\theta, \phi) \quad (2.19)$$

Asimismo, la ganancia de una antena puede definirse de la misma forma que la directividad teniendo como única diferencia que la potencia considerada para su cálculo es la potencia entregada a la antena  $P_{in}$ , en lugar de la potencia radiada  $P_{rad}$ .

$$G(\theta, \phi) = \frac{S(\theta, \phi)}{\frac{P_{in}}{4\pi r^2}} \quad (2.20)$$

Cabe destacar que la ganancia suele expresarse en dB, es decir,  $G(dB) = 10 \log(G)$ .

### 2.3.5 Parámetros de dispersión

Los parámetros de dispersión o parámetros S (de Scattering en inglés) surgen como solución al problema práctico al medir tensiones y a diferentes frecuencias en el campo de microondas.

Dichos parámetros están comprendidos en una matriz de coeficientes complejos conocida como matriz de dispersión [S]. En el caso de sistemas de dos puertos, la matriz se define como la relación:

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} \quad (2.21)$$

que describe las amplitudes normalizadas de las ondas negativas ( $[b]$ ) o reflejadas en función de las amplitudes de las ondas positivas o incidentes ( $[a]$ ). Quedando dos parámetros S de reflexión ( $S_{11}, S_{22}$ ) y dos de transmisión ( $S_{12}, S_{21}$ ), los cuales vienen dados por:

$$S_{ji} = \left. \frac{b_j}{a_i} \right|_{a_k=0=(k \neq i)} \quad (2.22)$$

Para el análisis y desarrollo de este proyecto es relevante resaltar la importancia del parámetro  $S_{11}$ , también llamado factor o coeficiente de reflexión. El factor de reflexión representa la onda reflejada en el puerto 1 en función de la onda incidente en este mismo puerto, cuando se sitúa en este acceso un generador y se mantienen el resto de los accesos terminados.

Este coeficiente de reflexión permitirá estudiar la reflexión de señales en el puerto de entrada de la bocina. Un valor del  $S_{11}$  alto en lineal, significará que la adaptación de impedancias es mala y una elevada reflexión de la señal de entrada. Así mismo, un valor bajo, indicará que hay una buena adaptación de impedancias y una baja reflexión de la señal.

## 2.4 Bocinas

Las bocinas son un tipo de antenas de apertura, una guía abierta cuyo extremo se ha abocinado con el objetivo de obtener mayor ganancia como consecuencia de su mayor apertura. Concretamente una bocina es una antena que se suele usar de manera general a frecuencias de microondas, debido a sus características de gran ancho de banda y a su baja complejidad de construcción y diseño. Al abrirse de esta forma consiguen gran directividad y poca reflexión, pero presentan cierto error de fase. Según su empleo, éstas pueden utilizarse de manera individual, en agrupaciones, así como alimentador de reflectores o lentes. Además, también pueden ser clasificadas según su estructura en bocinas rectangulares o cónicas, siendo las primeras de especial relevancia para este proyecto.

### 2.4.1 Bocinas rectangulares

Dentro de las bocinas rectangulares podemos dividir las en: bocinas en plano E, bocinas en plano H y bocinas piramidales.

- Bocinas en plano E: Guía de onda con uno de sus extremos ensanchado verticalmente.
- Bocinas en plano H: Guía de onda con uno de sus extremos ensanchado horizontalmente.
- Bocinas piramidales: Guía de onda con uno sus extremos ensanchados tanto vertical como horizontalmente.

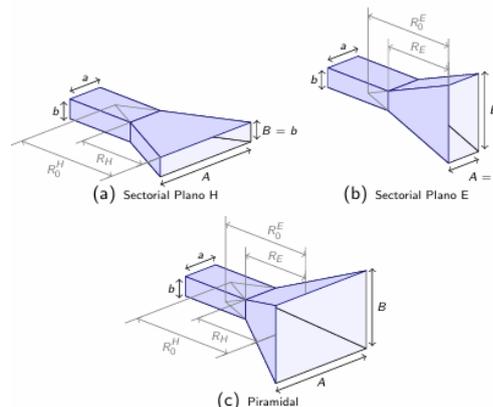
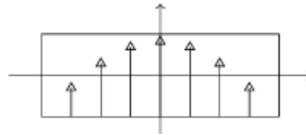


Figura 5: Tipos de bocinas rectangulares [4].

La Figura 5 muestra los diferentes tipos de bocinas rectangulares mencionados anteriormente. Cada una de estas guías, con dimensiones  $a_g \times b_g$ , propaga el modo fundamental  $TE_{10}$  y su campo eléctrico en una sección se expresa como,

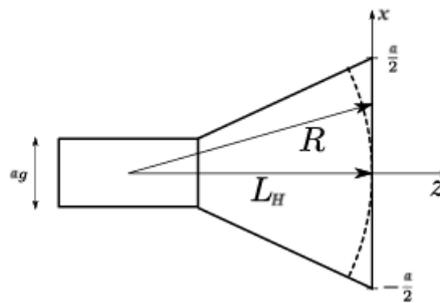
$$\vec{E}_{TE_{10}} = \hat{y} E_0 \cos\left(\frac{\pi}{a_g} x\right) \quad (2.23)$$

mostrado en la distribución de amplitud en la Figura 6,



**Figura 6: Distribución de campo del modo TE<sub>10</sub> en una guía de onda rectangular [4].**

La distribución de amplitud de la guía no varía al ensanchar un extremo. No obstante, la fase dejará de ser constante en la apertura. Así pues, aparece el concepto de error de fase cuadrático debido a que los caminos recorridos desde la guía hasta el punto de apertura no son los mismos. Este comportamiento queda ilustrado en la Figura 7.



**Figura 7: Error de fase de una bocina plano H [4].**

En la Figura 7 se puede ver cómo el coseno se expande de  $a_g$  a  $a$  y la fase depende de  $L_H$ , quedando el campo en la apertura de la siguiente manera,

$$\vec{E}_{ap} = \hat{y}E_0 \cos\left(\frac{\pi}{a}x\right) e^{-jk\frac{x^2}{2L_H}} \quad (2.24)$$

donde el término  $\frac{x^2}{2L_H}$  es el error de fase y cuantifica la diferencia de fase entre el centro de la bocina y cualquier punto en la boca de ésta.

El perfil de fase en la apertura influirá de forma decisiva en el diagrama de radiación de la bocina. La fase en cada plano está determinada por la relación entre la dimensión que corresponde a la apertura ( $a, b$ ) y la profundidad de la bocina ( $L_H, L_E$ ). Para cuantificar este perfil de fase, es necesario definir un parámetro conocido como error cuadrático de fase. Este parámetro puede definirse a partir del error de fase máximo, el cual se presenta en el extremo de la bocina,

$$k(R_m - L_H) = k\left(\frac{a}{2}\right)^2 = \frac{2\pi}{\lambda} \frac{a^2}{8L_H} = 2\pi t \quad (2.25)$$

$$k(R_m - L_E) = k\left(\frac{b}{2}\right)^2 = \frac{2\pi}{\lambda} \frac{b^2}{8L_E} = 2\pi s \quad (2.26)$$

Así, quedan definidos los parámetros  $t$  y  $s$ ,

$$t = \frac{a^2}{8\lambda L_H} \quad (2.27)$$

$$s = \frac{b^2}{8\lambda L_E} \quad (2.28)$$

Cabe mencionar que cuando  $L_H \gg a$ ,  $t \rightarrow 0$  el error de fase es despreciable, al igual que sucede con el parámetro  $s$ , pero implica que la longitud de la bocina sea excesivamente larga.

### 2.4.2 Campo radiado por las bocinas

El campo radiado por las bocinas se obtiene a partir de la siguiente expresión,

$$\vec{E} = jk \frac{e^{-jk r}}{4\pi r} E_0 (\cos \theta + 1) F(k_x, a) G(k_y, b) (\sin \phi \hat{\theta} + \cos \phi \hat{\phi}) \quad (2.29)$$

siendo las transformadas de los planos abocinados,

$$F\left(k_x \frac{a}{2}, t\right) = \int_{-1}^1 \cos\left(\frac{\pi}{2} x\right) e^{-j2\pi t x^2} e^{jk_x \frac{a}{2} x} dx \quad (2.30)$$

$$G\left(k_x \frac{b}{2}, s\right) = \int_{-1}^1 e^{-j2\pi s y^2} e^{jk_y \frac{b}{2} y} dy \quad (2.31)$$

Cabe destacar que se han introducido los cambios de variable,  $x' = \frac{a}{2} x$  e  $y' = \frac{b}{2} x$ , para hacer evidente la dependencia de las transformadas respecto a los parámetros  $t$  y  $s$ .

El diagrama de radiación en el plano H,  $\phi = 0$ ,  $k_x = k \sin \theta$ ,  $k_y = 0$  se obtiene mediante la transformada de Fourier  $F\left(k \frac{a}{2} \sin \theta, t\right)$ , ya que  $G(0, b)$  es constante. De la misma forma el diagrama de radiación en el plano E,  $\phi = \frac{\pi}{2}$ ,  $k_x = 0$ ,  $k_y = k \sin \theta$ , se extrae de  $G\left(k \frac{b}{2} \sin \theta, s\right)$ , siendo ahora  $F(0, a)$  constante.

La siguiente Figura 8 muestra los diagramas universales de los planos H y E, respectivamente, para diferentes valores de los parámetros  $t$  y  $s$ .

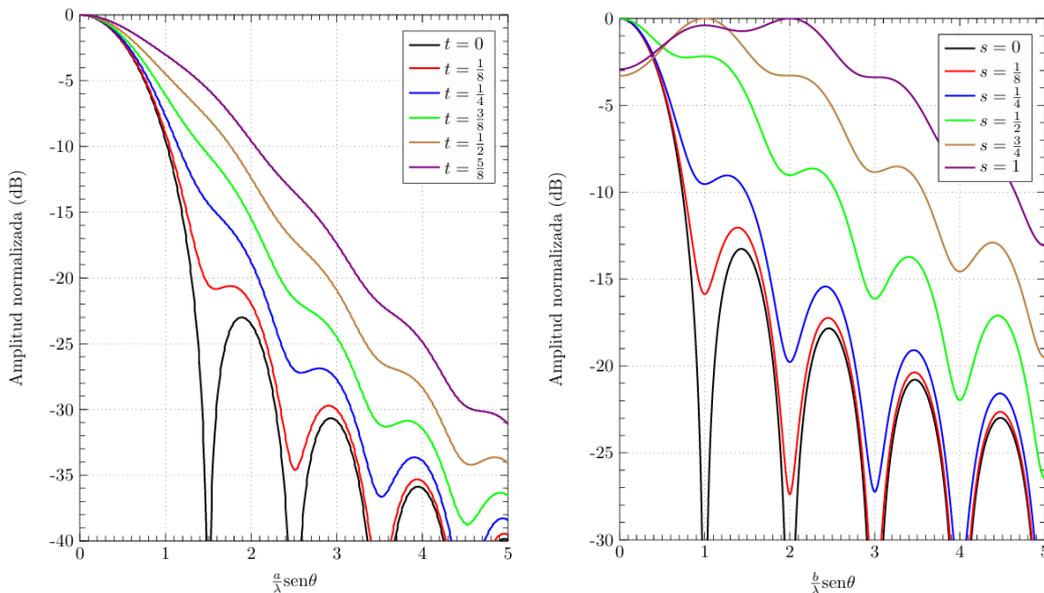


Figura 8: Diagramas universales para el plano H y para el plano E [4].

En el primer caso se puede observar como para distintos valores del parámetro  $t$ , los errores de fase no distorsionan tanto el diagrama. Lo cual es debido al perfil decreciente de la amplitud del coseno que suaviza las contribuciones de aquellas áreas de la apertura donde el error de fase contribuye más.

### 2.4.3 Bocina plano H

La bocina en plano H es aquella en que la modificación del diagrama de radiación se produce en el plano H y cuya boca tiene dimensiones  $a \times b_g$  y un campo que se modeliza según la ecuación (2.24). Además, el diagrama de radiación en los planos E y H puede obtenerse como,

- Diagrama en el plano E, ( $\phi = \frac{\pi}{2}$ ):  $d_N(\theta) = \frac{\sin\left(k\frac{b_g}{2}\sin\theta\right)}{k\frac{b_g}{2}\sin\theta}$ , transformada de la distribución uniforme,  $\Pi\left(\frac{y}{b_g}\right)$ .
- Diagrama en el plano H, ( $\phi = 0$ ):  $d_N(\theta) = F\left(k\frac{a}{2}\sin\theta, t\right)$ .

Los diagramas abanico verticales, estrechos en acimut y anchos en elevación son los típicos de este tipo de bocinas y su directividad viene dada por

$$D_H = \frac{4\pi}{\lambda^2} a b_g \eta_{il} \quad (2.32)$$

donde la eficiencia viene dada por  $\eta_{il} = \eta_{il_x}(t) \cdot \eta_{il_y}(s)$ . En este tipo de bocinas  $\eta_{il_y} = 1$ , es decir, la eficiencia depende del abocinamiento por medio del parámetro  $t$ . A medida que  $t$  aumente, dicha eficiencia disminuirá.

La Figura 9, muestra la directividad normalizada,  $\frac{\lambda}{b_g} D_H$ , en función del tamaño de la apertura,  $a$ .

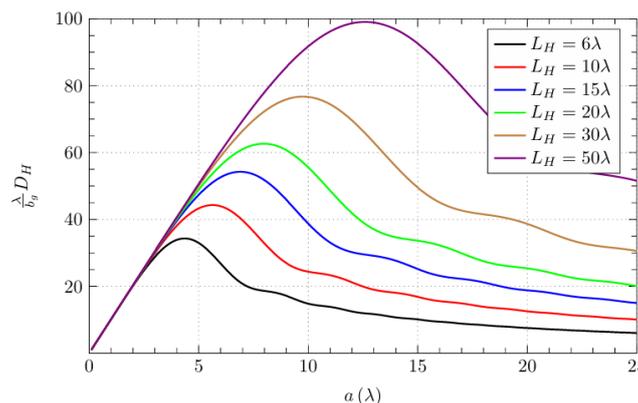


Figura 9: Directividad bocina plano H [4].

Para entender esta gráfica hay que saber que cada curva corresponde a un valor de  $L_H$  y, a su vez, cada punto de una curva determinada corresponde a un valor concreto del parámetro  $t$ . El máximo de la curva se obtiene cuando  $t$  es óptimo, es decir, cuando  $t = \frac{3}{8}$ . Por otro lado, el valor de la apertura óptimo es  $a_{\text{ópt}} = \sqrt{3\lambda L_H}$ .

Por lo tanto, fijada una longitud existe una apertura que proporciona la mayor directividad posible, que es lo que se conoce como bocina óptima.

### 2.4.3.1 Diseño de bocinas plano H óptimas

La geometría de una bocina en plano H se ilustra en la Figura 10, y para diseñar una bocina en plano H óptima, se pueden seguir los siguientes pasos.

1. Elección de la directividad deseada ( $D_{Hopt}$ )
2. Obtención de la anchura de la bocina ( $A_{opt}$ )

$$D_{Hopt} = \frac{4\pi}{\lambda^2} A_{opt} b 0,6485 \quad (2.33)$$

$$A_{opt} = \frac{D_{Hopt} \lambda^2}{4\pi b 0,6485} \quad (2.34)$$

3. Obtención de las longitudes de la bocina

$$R_0^H = \frac{A_{opt}^2}{3\lambda} \quad (2.35)$$

$$R_H = R_0^H \left( 1 - \frac{a}{A_{opt}} \right) \quad (2.36)$$

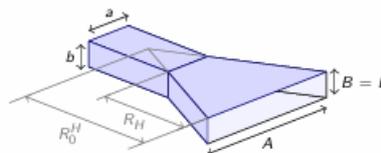


Figura 10: Estructura bocina plano H [4].

## Capítulo 3. Tecnologías SIW, ESIW Y RESIW

### 3.1 Guía de onda integrada en sustrato (SIW)

En el contexto de migración del sector satelital hacia satélites de pequeñas dimensiones nace la tecnología SIW [5] como solución a la brecha existente entre los circuitos impresos en placas de sustratos, en inglés *Printed Circuit Board* (PCB) y las tecnologías de microondas clásicas tridimensionales como son las guías de onda.

La primera de estas tecnologías se distingue por su bajo coste y perfil reducido, aunque su rendimiento se ve afectado por sus considerables pérdidas de potencia e interferencias. Por otro lado, la segunda, como es el caso de las guías de onda rectangulares, se caracteriza por su alto rendimiento, aunque con dimensiones voluminosas y costes significativos. Ambas condujeron al desarrollo de una nueva tecnología que buscaba combinar y fusionar sus atributos respectivos para aprovechar las ventajas individuales de cada una, mientras se minimizaban en la medida de lo posible sus desventajas.

Así, la guía de onda integrada en sustrato o *Substrate Integrated Waveguide* (SIW) consiste en integrar una guía de onda rectangular en una placa de circuito impreso. Esto se consigue con dos filas de vías metálicas colocadas de forma transversal a la propagación de la onda para crear paredes eléctricas artificiales. Además, estos agujeros metalizados se encuentran entre dos placas de metal paralelas que cubren un sustrato dieléctrico tal y como se observa en la siguiente Figura 11.

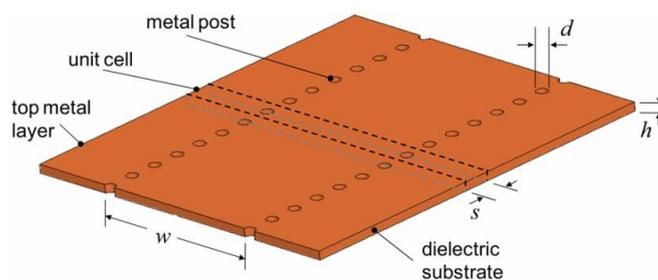


Figura 11. Estructura SIW [6].

Dicha estructura, aparte de implicar una disminución de los costes de fabricación, consigue aumentar el rango del factor de calidad ( $Q=100-1000$ ). Un avance considerable si se tiene en cuenta el factor de calidad de las tecnologías planares ( $Q=100-200$ ). Sin embargo, a pesar de la capacidad de la estructura para prevenir que escape la onda por los laterales, la propagación de la onda a través de un dieléctrico aún presenta desafíos en términos de pérdidas debido a la propagación por el dieléctrico a elevadas frecuencias, especialmente en aquellas superiores a 10-12 GHz.

Cabe destacar que las guías de onda SIW propagan los modos  $TE_{m,0}$  ya que las vías metálicas no permiten que los modos TM sean propagados. Siendo la componente de campo eléctrico paralela a las vías para el modo fundamental  $TE_{1,0}$ .

## 3.2 Guía de onda vacía integrada en sustrato (ESIW)

La necesidad de abordar las pérdidas provocadas por la tecnología SIW dio lugar al desarrollo de la guía vacía integrada en sustrato conocida como *Empty Substrate Integrated Waveguide* (ESIW).

La principal diferencia respecto a su predecesora es la ausencia del sustrato a través del cual se propaga la onda electromagnética. La eliminación del medio dieléctrico facilita la obtención de una tecnología con un rendimiento más eficiente en términos de factor de calidad y pérdidas, alcanzando un factor de calidad  $Q=2000$ , acercándose más al comportamiento de las guías de onda convencionales cuyo factor de calidad es de aproximadamente 10000-6000, dependiendo del material utilizado. Esto se logra conservando las ventajas de estructuras menos voluminosas en comparación con una guía 3D, que son simples de fabricar y se pueden integrar fácilmente con otros dispositivos, todo ello a un coste inferior.

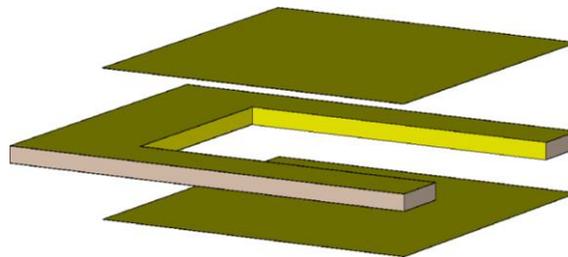


Figura 12. Estructura ESIW [7].

La mencionada tecnología ESIW se consigue gracias a la estructura mostrada en la Figura 12Figura 13, la cual consta de tres capas. Dos tapas metalizadas superior e inferior llamadas paredes metálicas horizontales y una capa de sustrato con un corte rectangular metálico que corresponde a las paredes metálicas verticales. La unión de las tapas a la capa central mediante el uso de pasta de soldar de estaño simula una guía de onda vacía.

La ESIW se comporta como una guía de onda vacía de altura reducida donde se propaga el modo fundamental  $TE_{10}$ . Por contrapartida, la ESIW presenta un número de capas mayor que la SIW, no obstante, es una solución de elevadas prestaciones.

## 3.3 Ridge ESIW

La eliminación del dieléctrico resulta en un mayor factor de calidad y menores pérdidas de inserción, sin embargo, no aborda la limitación del ancho de banda inherente a la tecnología de guía de onda. Este problema surge debido a que las frecuencias operativas de los dispositivos ESIW se limitan a aquellas donde existe propagación monomodo y al uso de las transiciones entre microstrip/coplanar y la ESIW donde se encuentra bien adaptada. No obstante, este rango puede ampliarse mediante la implementación de una *ridge* ESIW.

Esta topología implica la implementación de una guía *ridge* como se ha visto anteriormente, con la adición de una o varias capas en las que se encuentre el *ridge* entre las tapas inferior y superior y la capa ESIW, tal como se ilustra en la Figura 13.

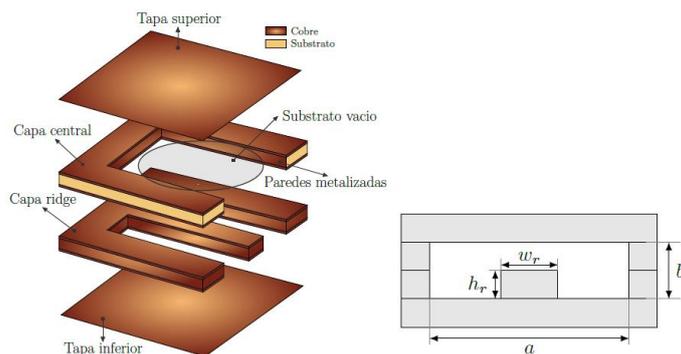


Figura 13: Geometría de las capas y sección transversal de la tecnología RESIW [8].

La altura de la guía de onda  $b$ , así como la altura del *ridge*,  $h_r$ , dependen de las alturas de los sustratos, así como de las diferentes capas apiladas. Esto limita la flexibilidad en el diseño ya que el ancho del *ridge*,  $w_r$ , puede elegirse libremente, pero la altura,  $h_r$ , debe ser múltiplo de la altura del sustrato  $h_s$ . Por lo tanto,  $h_r = h_s \cdot n$ , donde  $n$  es el número de capas apiladas.

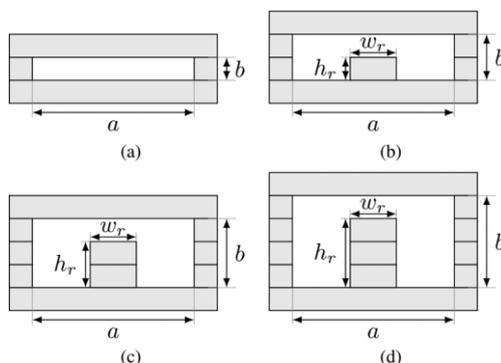


Figura 14: RESIW con diferente cantidad de capas ridge. (a) ESIW. (b) Una capa ridge. (c) Dos capas ridge. (d) Tres capas ridge [8].

La Figura 14 considera una RESIW mediante el apilamiento de sustratos Rogers 4003C donde se apilan 1, 2 o 3 capas *ridge*, y se compara con una ESIW. En todas las estructuras se han utilizado los sustratos de altura  $h_r = 0,813$  mm y la anchura de la guía ha sido fijada a  $a = 15,7988$  mm, al igual que la guía de onda estándar WR62. Las frecuencias de corte del modo fundamental, así como el siguiente modo en propagarse, ancho de banda absoluto y relativo, y anchura del *ridge* óptima  $w_r$  que maximiza el ancho de banda se muestra en la Tabla 3.1.

$n$	$f_{10}$ (GHz)	$f_{20}$ (GHz)	$BW$ (GHz)	$BW$ (%)	$w_r$ (mm)
0	9.480	18.970	9.490	63.3	-
1	7.530	20.660	13.130	87.5	3.848
2	6.227	21.352	15.125	100.8	3.751
3	5.420	21.692	16.272	108.5	3.66

Tabla 3.1: Comparación entre el número de capas *ridge* [8].

Analizando la Tabla 3.1, se observa que el ancho de banda aumenta a medida que lo hace el número de capas. No obstante, este incremento es más rápido al principio por lo que añadir una única capa, es decir,  $h_r = h_s$ , sería un buen compromiso entre facilidad de fabricación y ancho de banda. Por lo tanto, se trabajará con la geometría de añadir una única capa, que corresponde con la sección transversal de Figura 14 b).

### 3.4 Antenas de bocina en tecnologías integradas en sustrato

Las antenas de bocina han sido ampliamente utilizadas en sistemas de comunicación debido a las ventajas que ofrece su estructura simple, de bajo coste y capacidad para manejar altas potencias. Sin embargo, pese a que las bocinas de guía de onda convencionales proporcionan muchas ventajas como alta ganancia y bajas pérdidas, su principal desventaja de dimensionamiento y falta de compatibilidad con circuitos planares las convierte en una opción poco adecuada para las aplicaciones modernas. En este apartado se expondrán diferentes soluciones de bocinas implementadas en tecnologías SIW y ESIW.

#### 3.4.1 Bocinas en tecnología RSIW

También existen casos de diseños de bocinas implementadas con la tecnología *Ridge Substrate Integrated Waveguide* (RSIW), como es el caso de la bocina sectorial en plano H. Este diseño logra mejorar el ancho de banda para frecuencias que abarcan de 18 a 40 GHz, superando así la limitación de ancho de banda de las bocinas basadas en SIW tradicionales.

La estructura de esta bocina consiste en una configuración RSIW, compuesta por dos filas de vías metálicas y un *ridge* central. La sección de ensanchamiento está diseñada específicamente para maximizar la ganancia, mientras que la altura del *ridge* disminuye gradualmente con el fin de minimizar la desadaptación de impedancias.

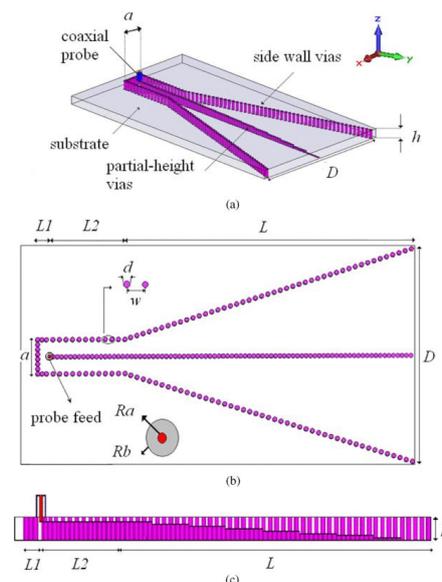


Figura 15: Geometría de la bocina RSIW. (a) Vista en 3D. (b) Vista cenital. (c) Vista lateral [9].

Además, debido a las limitaciones impuestas por el tamaño del sustrato y la constante de propagación, se emplea una sonda coaxial en lugar de una línea microstrip para la transición. Esta transición se optimiza cuidadosamente para alcanzar un VSWR bajo.

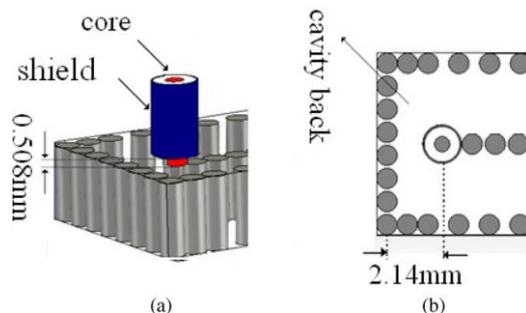


Figura 16: Transición con sonda coaxial y sus dimensiones. (a) Vista en 3D. (b) Vista cenital [9].

Los resultados de la simulación son prometedores, demostrando un amplio ancho de banda operativo y una buena eficiencia de radiación. Se consigue un VSWR menor a 2,5 (que corresponde a unas pérdidas de retorno superiores a 7.15 dB) en el rango objetivo de 18 a 40 GHz. El diagrama de radiación presenta las características adecuadas de una bocina, con un lóbulo principal bien definido y lóbulos laterales aceptables. Asimismo, se logra una ganancia y eficiencia de radiación satisfactorias, sin un aumento significativo de las pérdidas óhmicas, lo que la hace adecuada para sistemas modernos de comunicación y radar en las bandas de frecuencia K y Ka. No obstante, como la altura del *ridge* al disminuir progresivamente, se requiere el uso de múltiples substratos para conseguir esto, generando una solución de mayor coste y volumen. Además, la integración se realiza mediante coaxial, por lo que, si se quisiera extender el diseño a una posible agrupación, se requeriría de múltiples conectores coaxiales. Otro inconveniente que presenta, son las pérdidas de retorno, las cuales en simulación son inferiores a 10 dB requisito habitual en antenas.

### 3.4.2 Bocinas en tecnología ESIW

Un ejemplo notable de aplicación de bocina en tecnología ESIW es la bocina en plano H. Esta antena está compuesta por una capa vacía entre dos placas metálicas que actúan como tapas. La alimentación se realiza mediante una línea de transmisión microstrip, complementada con un adaptador  $\lambda/4$ . Este adaptador asegura que la mayor parte de la energía proporcionada por la línea de transmisión se transfiera eficazmente a la bocina.

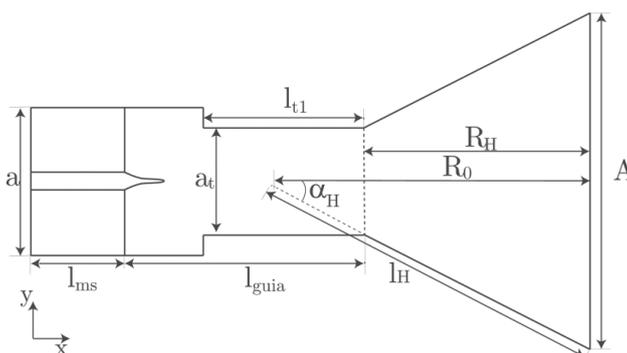


Figura 17: Geometría de la bocina en plano H ESIW [10].

La guía de onda utilizada presenta dimensiones correspondientes a la guía de onda WR-62 y está diseñada para operar en la banda Ku, con una frecuencia central de 15 GHz. La bocina está optimizada para un rango de frecuencia de 12 a 18 GHz, cumpliendo con los objetivos de  $S_{11} < -15$  dB.

Los resultados tras la fabricación muestran una buena concordancia entre las respuestas simuladas y medidas. Sin embargo, se detectó un pequeño desplazamiento de frecuencia de 41 MHz. Las diferencias observadas entre la simulación y las mediciones se atribuyen al proceso de fabricación, que puede generar variaciones en la permitividad del sustrato, imperfecciones durante la metalización y soldadura, así como errores dimensionales durante el fresado.

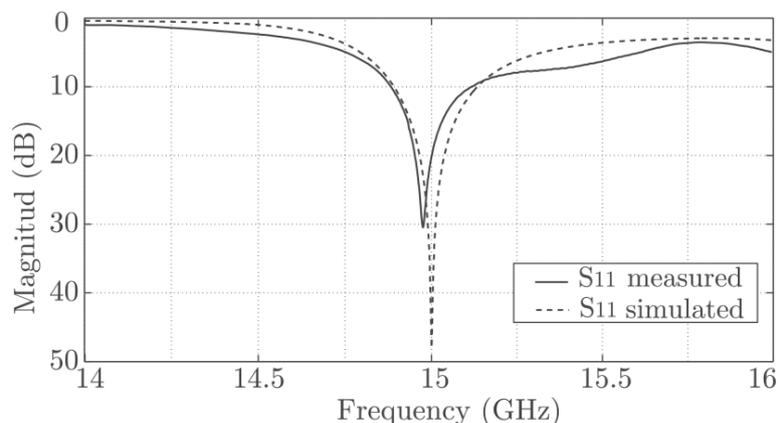


Figura 18: Parámetro  $S_{11}$  de la bocina en plano H ESIW simulado y medido [10].

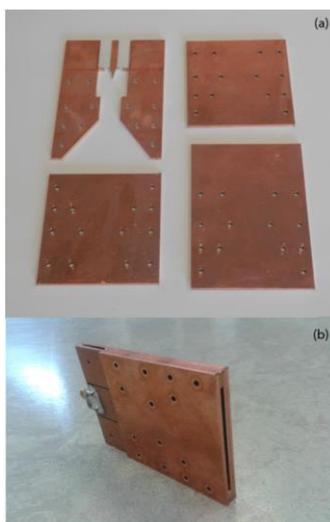


Figura 19: (a) Bocina en plano H ESIW antes del ensamblado. (b) Bocina en plano H ESIW fabricado [10].

Pese a algunas discrepancias provocadas por la generación de resonancias indeseadas y huecos de aire dentro de la estructura, el diagrama de radiación a la frecuencia de diseño muestra una forma típica para antenas en plano H.

Los resultados obtenidos muestran una eficiencia de radiación cercana al 90% con pérdidas de retorno de 30 dB, lo que representa una mejora significativa en comparación con las antenas SIW anteriores, cuya eficiencia rondaba el 60%.

En resumen, la bocina en plano H aplicada en tecnología ESIW demuestra ser una solución eficaz y eficiente, mejorando notablemente el desempeño en términos de eficiencia de radiación y pérdidas de retorno. No obstante, el ancho de banda fraccional que posee esta solución es del 3 %, siendo este reducido para ciertas aplicaciones.

En la literatura existen otras soluciones de bocinas H en ESIW con mayores anchos de banda, algunas de ellas incluyen secciones de dieléctricos reduciendo la eficiencia del conjunto, o presentan curvas geométricas muy complejas dificultando su fabricación.

## Capítulo 4. Diseño de la bocina

En el presente capítulo se va a explicar cómo se ha llegado al objetivo de este trabajo final de grado, es decir, diseñar una bocina en plano H utilizando la tecnología RESIW, que presente un ancho de banda superior al que se lograría en tecnología ESIW. Para ello se expondrán los diferentes planteamientos y el procedimiento que se ha seguido para conseguirlo.

### 4.1 Planteamiento inicial y problemática

En el diseño de guías de onda es una práctica común elegir  $b_{wg} = a_{wg}/2$  como dimensiones de una guía de onda rectangular para asegurar que el modo fundamental  $TE_{10}$  sea el modo dominante, así como para facilitar su fabricación. Siguiendo los pasos del diseño de una bocina óptima en plano H, así como los valores del apartado 3.3, se escogieron  $a_{wg} = 15,7988 \text{ mm}$  y  $b_{wg} = 7,9399 \text{ mm}$ . Posteriormente se estableció la directividad deseada, es decir, 7 dB (5,0119 en lineal) y la frecuencia central de 15 GHz, característica de la banda satelital Ku, para poder obtener los parámetros restantes. En la Figura 20 se puede observar la geometría de la bocina en plano H.

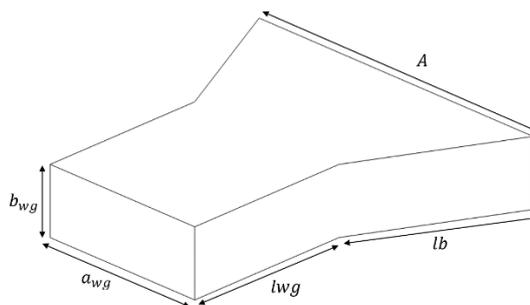


Figura 20: Geometría básica de la bocina en plano H.

La estructura se ha montado y estudiado utilizando el simulador electromagnético *Computer Simulation Technology* (CST) para realizar el estudio del parámetro  $S_{11}$  a lo largo de todo el proyecto.

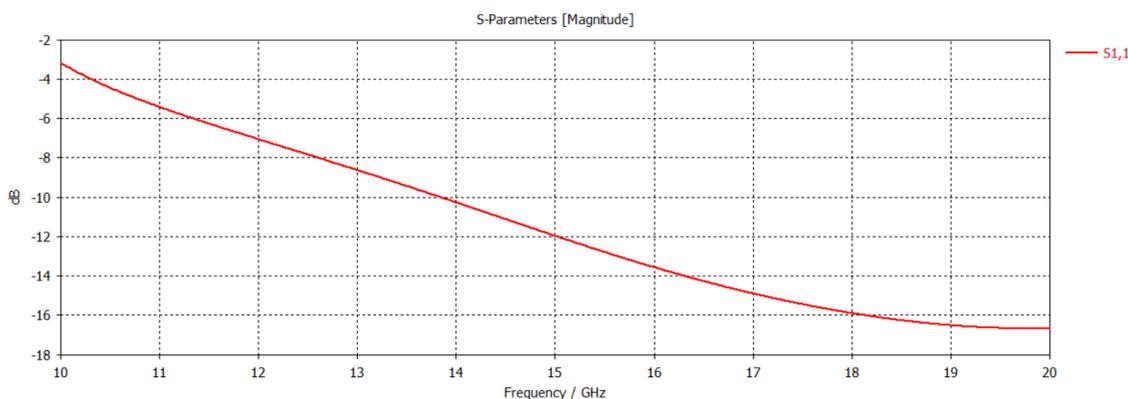


Figura 21: Parámetro  $S_{11}$  de la bocina en plano H óptima con  $b=a/2$ .

En la Figura 21 se muestran unos resultados con un gran ancho de banda de 6 GHz, medido para unas pérdidas de retorno de 10 dB. No obstante, la altura,  $b_{wg}$ , también debe adaptarse a las restricciones del mercado, y a la configuración que se intenta desarrollar utilizando sustratos.

Por lo tanto, se realizó un barrido paramétrico para observar el comportamiento del parámetro de reflexión  $S_{11}$  conforme se disminuía dicha altura.

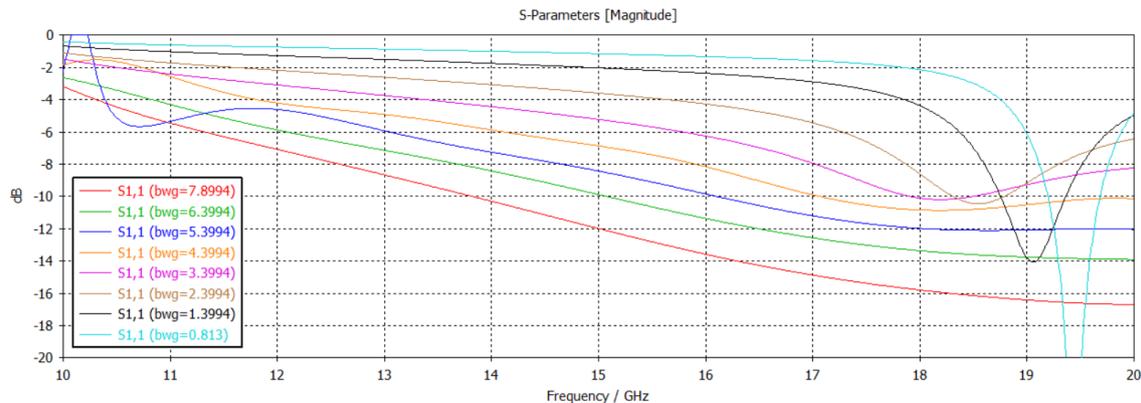


Figura 22: Barrido paramétrico del parámetro  $S_{11}$  con relación a la disminución de la altura.

En la Figura 22 se puede observar como el factor de reflexión aumenta a medida que se disminuye la altura, esto se debe a que según disminuye la altura de la ESIW, la impedancia característica de esta cambia y se hace más diferente de la del espacio libre.

Las medidas de la bocina se recalcularon en este caso utilizando la altura de una ESIW formada por 2 capas ( $b_{wg} = 1.768$  mm), y se observó cómo al reducir la altura para obtener la directividad deseada, la bocina se volvía extremadamente grande debido a tener que compensar dicho plano.

Es decir, las expresiones de la bocina son aproximadas para conseguir la directividad deseada y proporcionan una solución correcta cuando es una guía de onda estándar. Por lo tanto, se hicieron diferentes pruebas con el fin de obtener el punto inicial utilizando el software de *Antenna Magus*, buscando conseguir la directividad deseada a la frecuencia de diseño.

Finalmente, el punto de partida del diseño fueron los resultados obtenidos con el software *Antenna Magus*, los cuales se recogen en la Tabla 4.1.

Parámetro	Valor (mm)
$A$	31,68
$a_{wg}$	15,7899
$b_{wg}$	1,7420
$l_{wg}$	8,2001
$l_b$	8,388

Tabla 4.1: Dimensiones de la bocina en plano H inicial.

El objetivo deseado era conseguir el máximo ancho de banda posible, teniendo como frecuencia central 15 GHz. Para ello el factor de reflexión debe estar por debajo de los  $-10$  dB.

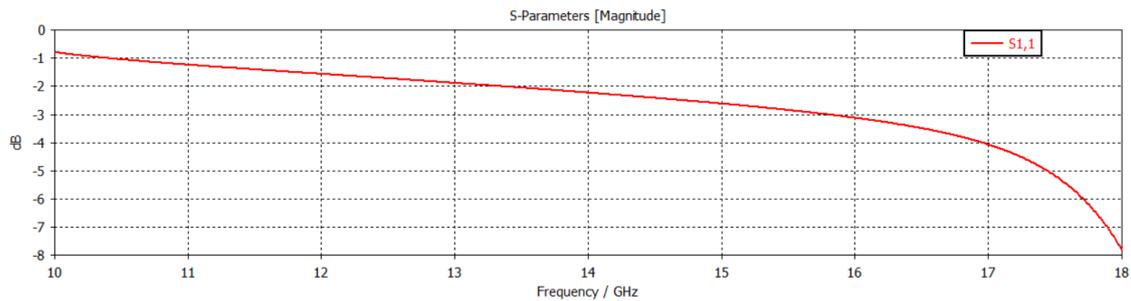


Figura 23: Parámetro  $S_{11}$  con los datos de la bocina inicial.

En la Figura 23 se puede observar la reflexión de la bocina en plano H, donde se puede comprobar que la reflexión no cumple los objetivos marcados, evidenciándose la necesidad de plantear nuevas geometrías realizándole variaciones a la bocina para mejorar el  $S_{11}$ .

## 4.2 Estructuras propuestas para mejorar el ancho de banda

Al ver que los resultados estaban muy lejos de los deseados se plantearon varias propuestas de diseño añadiendo la capa *ridge*.

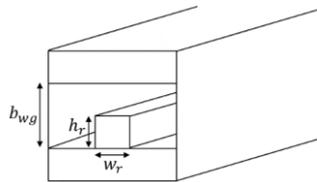


Figura 24: Geometría de una RESIW formada por 2 capas.

La Figura 24 muestra la sección transversal de la RESIW, donde  $h_r = 0,866$  mm es la altura del *ridge* debido a la altura del sustrato,  $h_s$ , y a sus correspondientes metalizaciones. La altura de la RESIW corresponde con 2 capas  $b_{wg} = 2h_r$ . El ancho del *ridge* elegido fue  $w_r = 3,848$  mm ya que es el valor óptimo, como se ha mostrado en la Tabla 3.1.

### 4.2.1 Descripción de estructuras iniciales

A continuación, se van a describir todos los diseños iniciales que se plantearon y evaluaron para elegir cuál era dirección más adecuada para cumplir los objetivos propuestos.

#### 4.2.1.1 Bocina con *ridge*

El primer diseño que se propuso fue añadir un *ridge* lineal desde el inicio de la guía hasta el final de la bocina, manteniendo la anchura del *ridge* a lo largo de la bocina, como se puede observar en Figura 25.

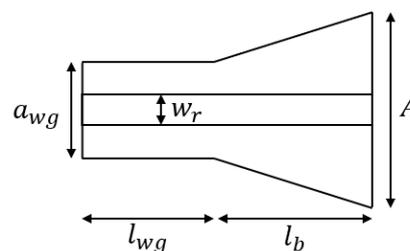


Figura 25: Estructura de la bocina inicial con *ridge*.

Para esta geometría, los parámetros de diseño se basan en la longitud y la anchura de la bocina ( $l_b$  y  $A$ ). Estos parámetros se optimizaron empleando el algoritmo de optimización *Particle Swarm* (PSO) para alcanzar los objetivos establecidos, obteniendo así la respuesta que se muestra en la Figura 26.

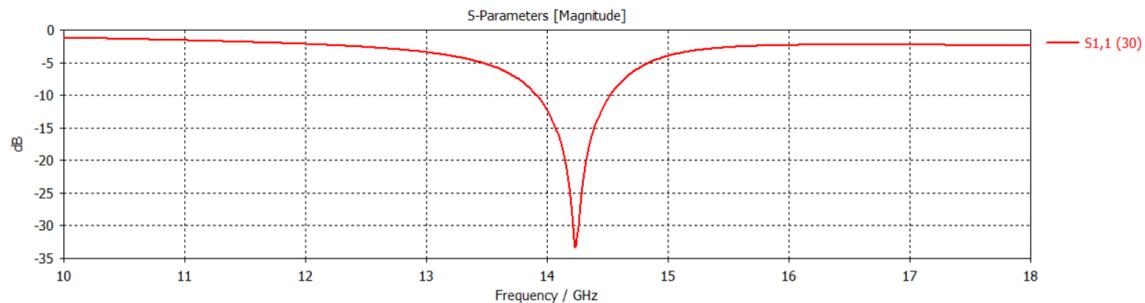


Figura 26: Parámetro  $S_{11}$  de la bocina inicial con *ridge*.

Esta estructura, a pesar de su simplicidad, demostró que la adición de una capa *ridge* proporcionaba una mejora en el ancho de banda, aunque fuese pequeña, logrando un ancho de banda ( $BW$ ) de 0,6 GHz. Además, mostró buenos resultados en términos de directividad, con un valor de  $D = 7$  dB.

#### 4.2.1.2 Bocina inicial con *ridge* terminado en abanico

Como la mejora del ancho de banda no era muy significativa se plantearon diferentes formas de terminar el *ridge*. En este caso se ensanchó el *ridge* en forma de abanico para tratar de compensar la desadaptación de impedancias entre la bocina y el espacio libre, como se muestra en la Figura 27.

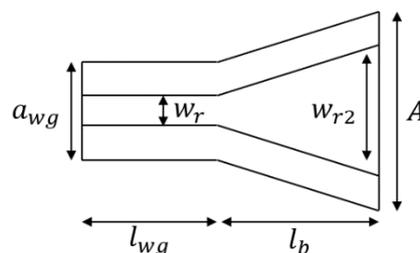


Figura 27: Estructura de la bocina inicial con *ridge* terminado en abanico.

En esta geometría, a los parámetros de diseño anteriores, la longitud y la anchura de la bocina ( $l_b$  y  $A$ ), se les añade la anchura de la terminación del *ridge* ( $w_{r2}$ ). La Figura 28 muestra la respuesta obtenida tras realizar la optimización con el algoritmo *Particle Swarm* (PSO), buscando conseguir el mayor ancho de banda posible de adaptación.

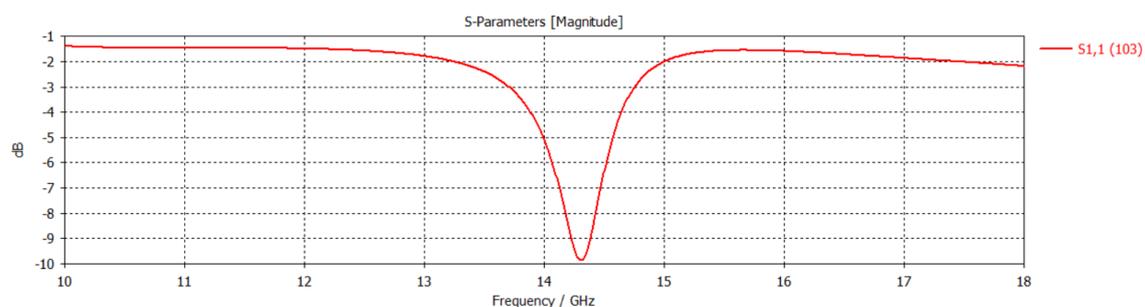


Figura 28: Parámetro  $S_{11}$  de la bocina con *ridge* terminada en abanico.

En la Figura 28 se observan claramente unos malos resultados, puesto que el parámetro de reflexión no alcanza el valor de 10 dB, por lo tanto, el ancho de banda de esta estructura es nulo, por lo que se descartó esta geometría. Cabe destacar, que daba buenos resultados en cuanto a directividad,  $D = 7$  dB.

#### 4.2.1.3 Bocina inicial con *ridge* terminado en flecha

La Figura 29 muestra la geometría de la bocina *ridge* terminada en flecha, donde se planteó que fuera una terminación contraria, es decir, que el *ridge* desapareciese progresivamente en forma de flecha en el centro del extremo de la apertura de la bocina.

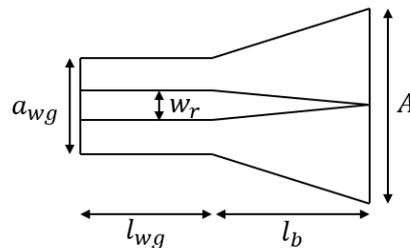


Figura 29: Estructura de la bocina inicial con *ridge* terminado en flecha.

Los parámetros de diseño para esta geometría consisten en la longitud y anchura de la bocina ( $l_b$  y  $A$ ). Estos parámetros han sido optimizados utilizando el algoritmo *Particle Swarm* (PSO), con el fin de conseguir los objetivos propuestos, obteniendo la respuesta que se ilustra en la Figura 30.

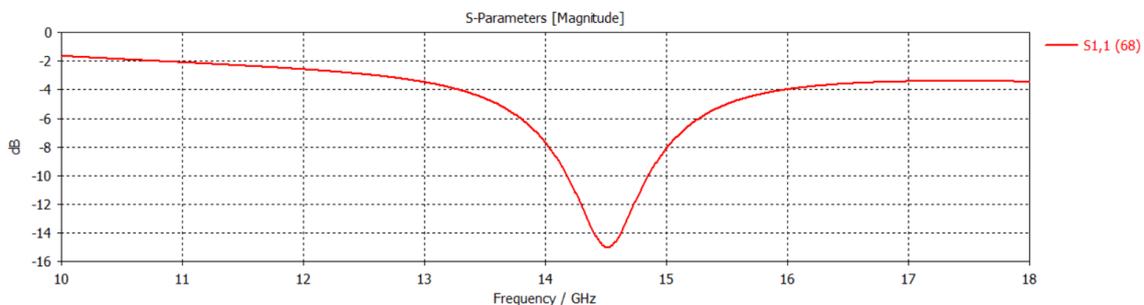


Figura 30: Parámetro S11 de la bocina con *ridge* terminada en flecha.

Como se puede apreciar, el ancho de banda medido para unas pérdidas de retorno superiores a 10 dB está comprendido entre las frecuencias  $f_{inf} = 14,18$  GHz y  $f_{sup} = 14,85$  GHz, siendo entonces  $BW = 0,67$  GHz. La directividad con esta geometría también es de  $D = 7$  dB, igual que en el caso anterior.

#### 4.2.1.4 Bocina con salto en el *ridge*

La siguiente estructura que se planteó fue variando el *ridge* de manera que se ensanchase justo al final de la guía de onda, manteniéndose constante este ensanchamiento hasta el final de la bocina (ver Figura 31).

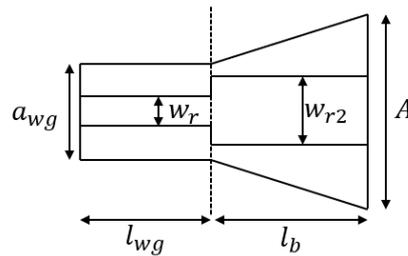


Figura 31: Estructura bocina con salto en el *ridge*.

Para esta geometría vuelve a ser necesario el parámetro  $w_{r2}$ , así como  $l_b$  y  $A$  como variables de diseño para la optimización con el algoritmo PSO.

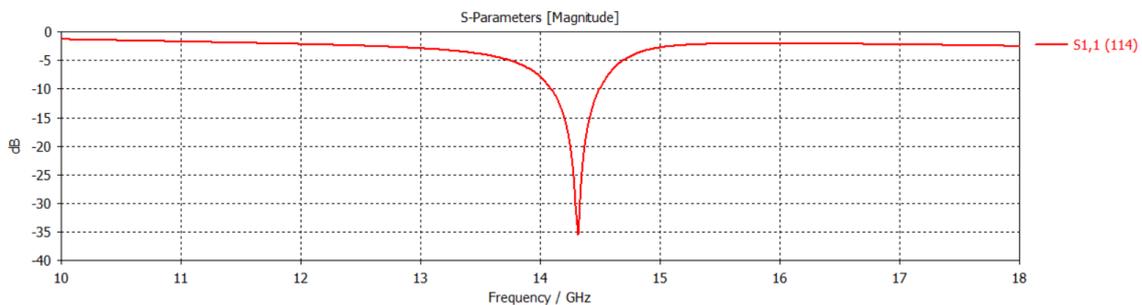


Figura 32: Parámetro  $S_{11}$  de la bocina con salto en el *ridge*.

Como muestra la Figura 32, el ancho de banda cuyo coeficiente de reflexión es menor que 10 dB,  $S_{11} < -10$  dB, es de  $BW = 0,41$  GHz. Además, la directividad se sigue manteniendo a  $D = 7$  dB en la frecuencia central.

#### 4.2.1.5 Bocina con desplazamiento y salto en el *ridge*

A la estructura anterior se le añadió una nueva variable,  $l_r$  como se muestra en la Figura 33. Esta variable mide la distancia entre el final de la guía de onda y el inicio del ensanchamiento del *ridge*. El objetivo de este modelo es generar un cambio de impedancias entre la sección de entrada, la sección de  $l_r$ , y la sección de ensanchamiento de la bocina. Disponiendo de esta nueva sección se busca conseguir mejorar la adaptación del puerto.

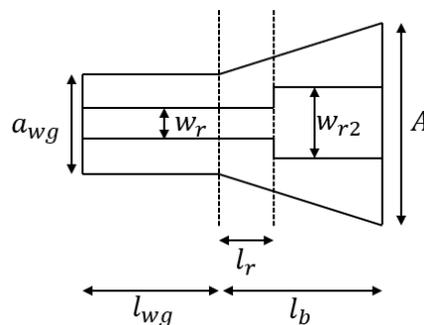


Figura 33: Estructura de la bocina con desplazamiento y salto en el *ridge*.

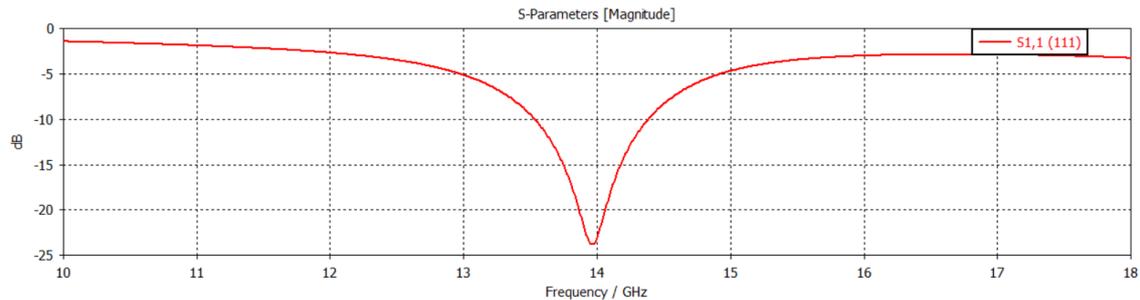


Figura 34: Parámetro  $S_{11}$  de la bocina con desplazamiento y salto en el *ridge*.

La Figura 34 muestra una mejora significativa en cuanto a ancho de banda, llegando por primera vez a 1 GHz. El ancho de banda medido para unas pérdidas de retorno superiores a 10 dB está comprendido entre las frecuencias  $f_{inf} = 13,61$  GHz y  $f_{sup} = 14,69$  GHz. Al igual que en las geometrías anteriores, la directividad a la frecuencia central es la deseada. La Tabla 4.2 muestra los valores geométricos finales tras la optimización.

Parámetro	Valor (mm)
$A$	52,314
$a_{wg}$	15,7899
$b_{wg}$	1,7420
$l_{wg}$	8,2001
$l_b$	8,348
$l_r$	3,6124
$h_r$	0,866
$w_r$	3,848
$w_{r2}$	1,0168

Tabla 4.2: Parámetros de diseño de la bocina con salto y desplazamiento en el *ridge*.

#### 4.2.1.6 Bocina con salto en la guía y en el *ridge*

Una variante geométrica que se evaluó consistió en agregar un salto en la anchura de la guía, además del ya existente en el *ridge*. En esta estructura se dispone de un ensanchamiento en la guía respecto a la entrada ( $a_{wg}$ ) controlado por la variable  $a_{wg2}$ , y de longitud  $l_t$ . Respecto al *ridge*, este también se ensancha controlado por la variable  $w_{r2}$  y se mantiene constante hasta el final de la bocina, como muestra la Figura 35.

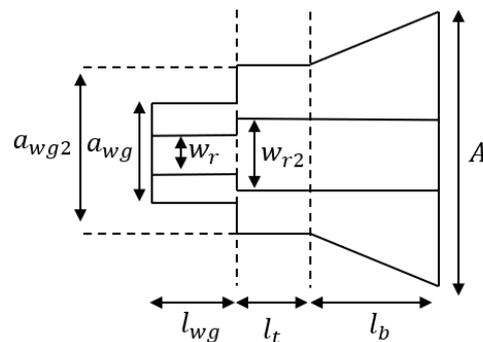


Figura 35: Estructura de la bocina con salto en la guía y en el *ridge*.

Con esta nueva geometría también se añaden nuevas variables a optimizar, la longitud y la anchura de la segunda guía ( $l_t, a_{wg2}$ ).

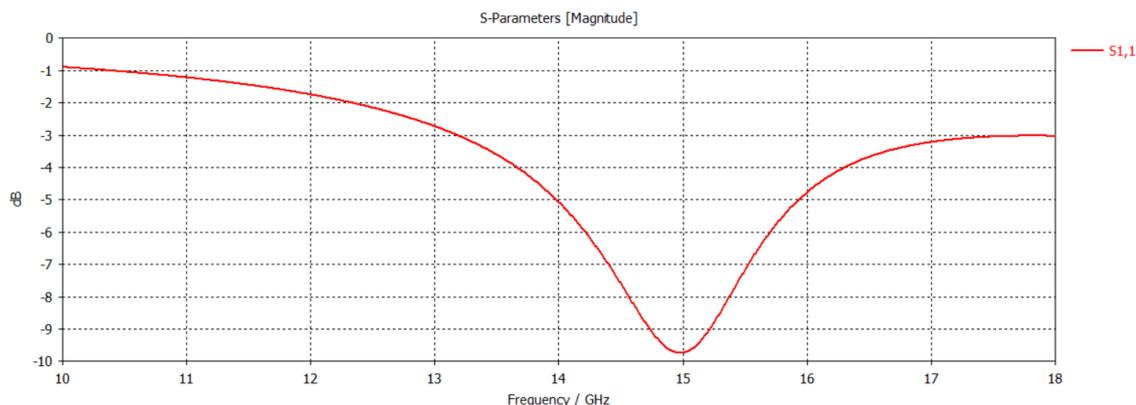


Figura 36: Parámetro  $S_{11}$  de la bocina con salto en la guía y en el *ridge*.

La respuesta de la optimización con el algoritmo PSO no fue la esperada, siendo el ancho de banda nulo por debajo de 10 dB, como muestra la Figura 36. No obstante, la directividad sí que presentaba un valor elevado de 7,45 dB.

#### 4.2.1.7 Bocina con salto en la guía y doble salto en el *ridge*

La última geometría propuesta como estructura inicial se muestra en la Figura 37. Esta estructura consiste en añadir una etapa adicional de salto en el *ridge*, manteniendo tanto el salto en la guía como el salto en el *ridge* de la geometría anterior. Por lo tanto, la estructura presenta dos saltos o secciones, el primer salto donde se modifica tanto la anchura de la guía ( $a_{wg2}$ ) y del *ridge* ( $w_{r2}$ ) respecto a la entrada, y el segundo salto, donde se modifica la anchura del *ridge* ( $w_{r3}$ ) a lo largo de la bocina, hasta llegar a la boca de ésta.

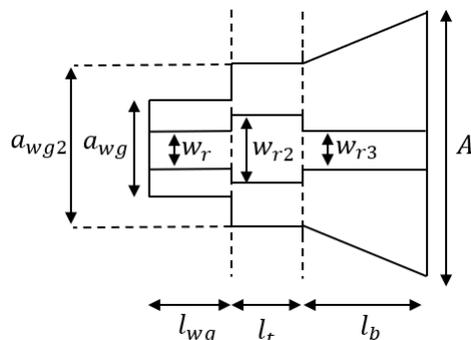


Figura 37: Estructura de la bocina con salto en la guía y doble salto en el *ridge*.

Por lo tanto, además de los parámetros anteriores, se añade una nueva variable: la anchura del tercer ensanchamiento del *ridge*,  $w_{r3}$ .

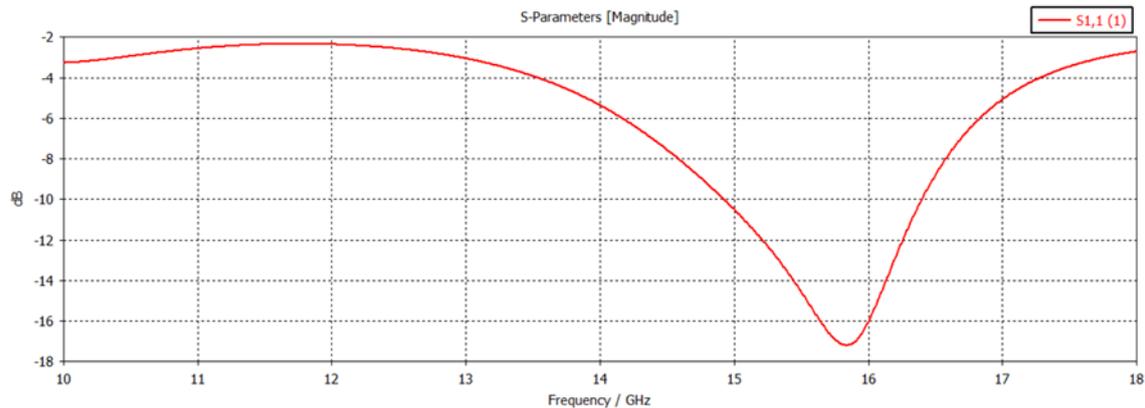


Figura 38: Parámetro  $S_{11}$  de la bocina con salto en la guía y doble salto en el *ridge*.

Como en el caso anterior, las variables de diseño han sido optimizadas con el objetivo de conseguir el mayor ancho de banda posible, utilizando el algoritmo mencionado anteriormente, así como los mismos objetivos. La Figura 38 muestra los mejores resultados en cuanto a ancho de banda hasta el momento, superando 1 GHz. El ancho de banda medido para unas pérdidas de retorno superiores a 10 dB abarca desde la frecuencia  $f_{inf} = 14,92$  GHz hasta la frecuencia  $f_{sup} = 16,40$  GHz, con un total de 1,48 GHz. Al igual que en las geometrías anteriores, la directividad a la frecuencia central es de aproximadamente 7 dB.

Parámetro	Valor (mm)
$A$	62,8593
$a_{wg}$	15,7899
$a_{wg2}$	18,3437
$b_{wg}$	1,7420
$l_{wg}$	8,2001
$l_b$	5,3919
$l_t$	14,1903
$h_r$	0,866
$w_r$	3,848
$w_{r2}$	9,6518
$w_{r3}$	1,3027

Tabla 4.3: Parámetros de diseño de la bocina con salto en la guía y doble salto en el *ridge*.

En la Tabla 4.3 se muestran los parámetros de diseño correspondientes a esta estructura de bocina en plano H con salto en la guía y doble salto en el *ridge*.

#### 4.2.2 Evaluación del ancho de banda y selección

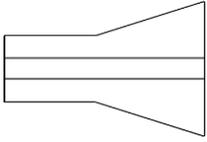
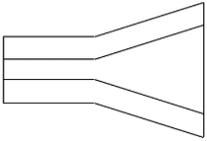
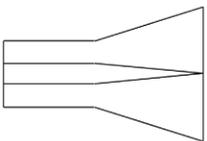
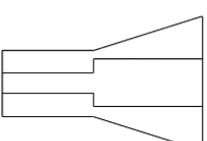
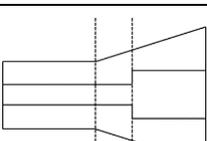
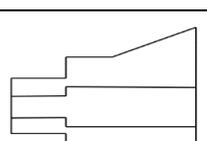
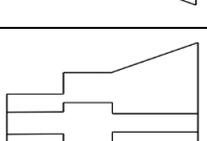
Diseño	Sección	Ancho de banda para $S_{11}$ inferior 10 dB				$D$ (dB)( $f_0$ )
		$f_{inf}$ (GHz)	$f_{sup}$ (GHz)	$BW$ (GHz)	FBW (%)	
	4.2.1.1	13,9	14,51	0,61	4,3	7,1
	4.2.1.2	-	-	-	-	7
	4.2.1.3	14,18	14,85	0,67	4,61	7
	4.2.1.4	14,08	14,49	0,41	2,87	7
	4.2.1.5	13,61	14,69	1,08	7,63	7
	4.2.1.6	-	-	-	-	7,45
	4.2.1.7	14,92	16,40	1,48	9,45	6,95

Tabla 4.4: Comparación de las estructuras propuestas para mejorar el ancho de banda.

Después de analizar todos los diseños iniciales, se elaboró una tabla comparativa (Tabla 4.4) para determinar la dirección a seguir con el fin de aumentar el ancho de banda lo máximo posible. Como se observa en la Tabla 4.4, los valores de directividad son prácticamente iguales o muy similares en todos los casos. Sin embargo, en términos de ancho de banda, dos geometrías han mostrado resultados significativamente superiores al resto: la bocina con salto desplazado (Sección 4.2.1.5) y la bocina con salto en la guía y salto doble en el *ridge* (Sección 4.2.1.7),

teniendo  $BW = 1,08$  GHz y  $BW = 1,48$  GHz, respectivamente. Los anchos de banda fraccional de ambas estructuras son 7,63 % y 9,45 %, respectivamente. Si se comparan estos resultados con una bocina en plano H en ESIW convencional que presenta un ancho de banda fraccional del 3% aproximadamente, se consigue una mejora de más del 200% y 300%, respectivamente, mostrando las mejoras conseguidas por las estructuras planteadas, así como el uso de la RESIW.

### 4.3 Estructuras para mejorar el ancho de banda y la ganancia

#### 4.3.1 Bocina con doble salto en la guía y en el ridge

Dado los buenos resultados obtenidos con la *Bocina con salto en la guía y doble salto en el ridge* (4.2.1.7), se decidió probar la adición de un salto adicional en la guía, como se muestra en la Figura 39, para evaluar si se lograban mejoras en los resultados. En esta ocasión se añade una nueva sección de anchura  $a_{wg3}$ , y longitud  $l_{t2}$  y posteriormente se va ensanchando la bocina hasta la apertura.

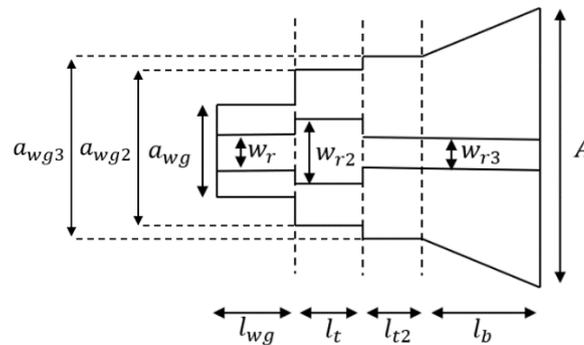


Figura 39: Estructura de la bocina con doble salto en la guía y en el ridge.

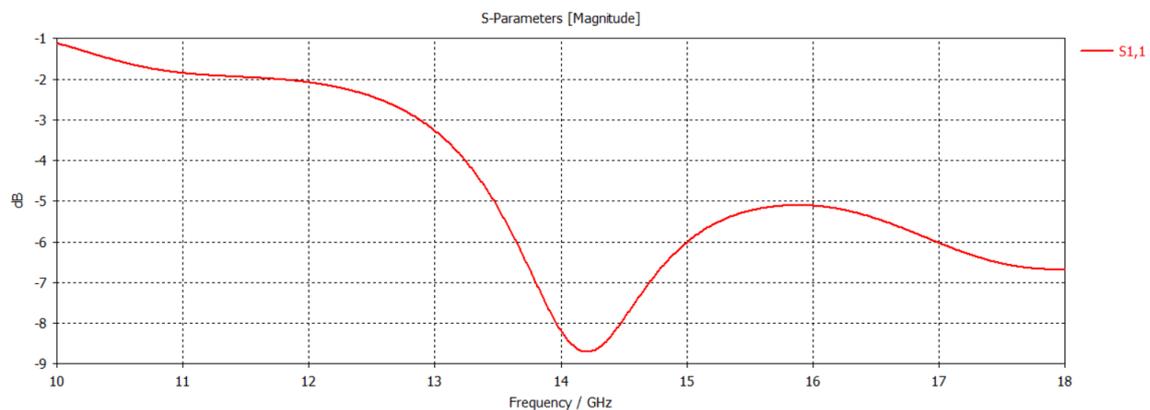


Figura 40: Parámetro  $S_{11}$  de de la bocina con doble salto en la guía y en el ridge.

Después de agregar los nuevos parámetros de diseño para esta geometría y optimizarlos mediante el algoritmo PSO, los resultados indicaron claramente que esta no era la dirección adecuada, ya que los resultados empeoraron notablemente, como se puede apreciar en la Figura 40. Por lo tanto, la idea de añadir diferentes secciones donde se ensanche la guía fue descartada.

### 4.3.2 Bocina con salto en la guía y doble salto en el ridge desplazado - Modelo A

Posteriormente se decidió combinar ambas estructuras iniciales que habían proporcionado más de 1 GHz de ancho de banda, es decir, *Bocina con salto desplazado* (Sección 4.2.1.5) y *Bocina con salto en la guía y salto doble en el ridge* (Sección 4.2.1.7).

En primer lugar, se escogió el valor óptimo de *Bocina con salto en la guía y salto doble en el ridge* (Sección 4.2.1.7).

Posteriormente, se añadió el desplazamiento mediante las variables  $l_r$  y  $l_{r2}$ , como muestra la Figura 41. Añadiendo estas dos variables, se consigue un mayor cambio en las impedancias, y, por lo tanto, se prevé que mejore el ancho de banda.

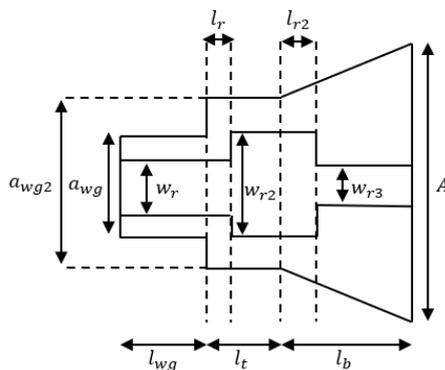


Figura 41: Estructura de la bocina modelo A.

La geometría fue optimizada aplicación el algoritmo *Particle Swarn* (PSO) con el valor óptimo como punto inicial y se realizó un estudio de los resultados, quedando la respuesta mostrada en la Figura 42.

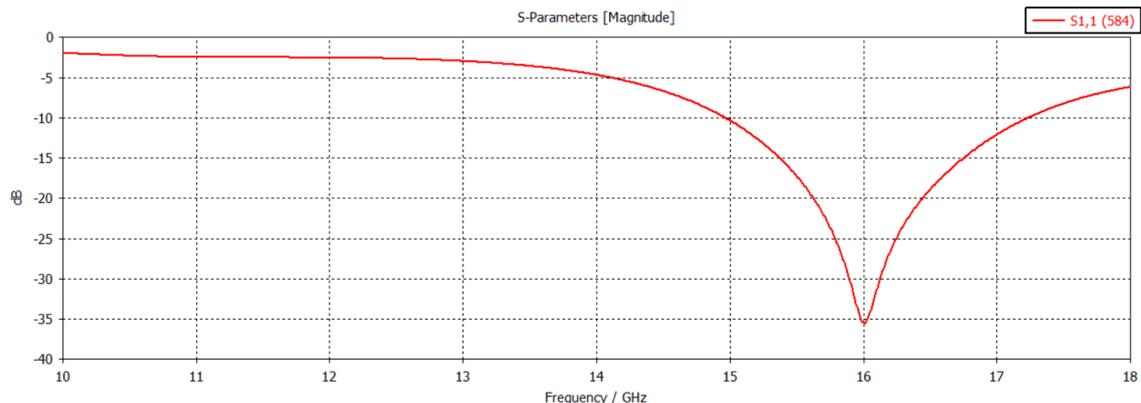


Figura 42: Parámetro  $S_{11}$  de la bocina modelo A.

Se observa un incremento considerable del ancho banda tras la adición de los desplazamientos correspondientes, estando este comprendido entre  $f_{inf} = 14,96 \text{ GHz}$  y  $f_{sup} = 17,23 \text{ GHz}$ , siendo  $BW = 2,27 \text{ GHz}$ . La Figura 43 muestra el diagrama de radiación para los planos E y H para la frecuencia de 16 GHz, donde se puede observar que la directividad es de 6,8 dB.

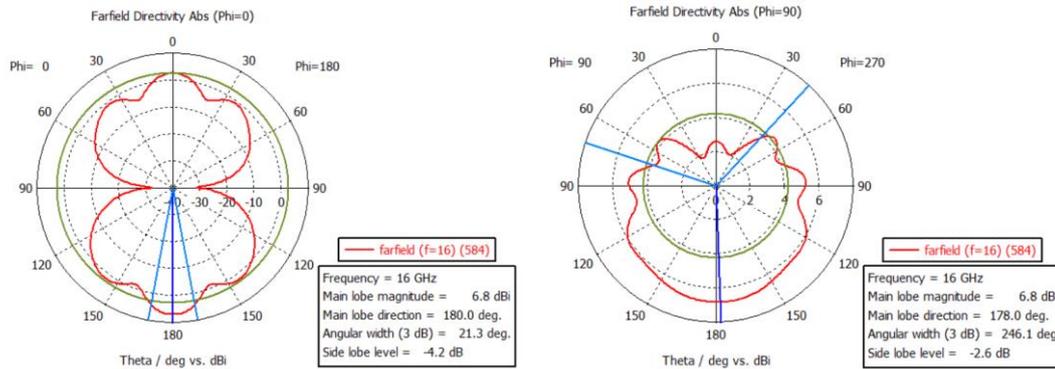


Figura 43: Diagramas de radiación y directividad en los planos H y E a la frecuencia de 16 GHz.

### 4.3.3 Bocina con salto en la guía y doble salto en el ridge desplazado - Modelo B

Debido a que los resultados de ancho de banda de la bocina con el *ridge* terminado en flecha habían dado una ligera mejora, se decidió variar la longitud del final del *ridge*, añadiendo una nueva variable o parámetro de diseño,  $f$ , tal y como queda mostrado en la Figura 44.

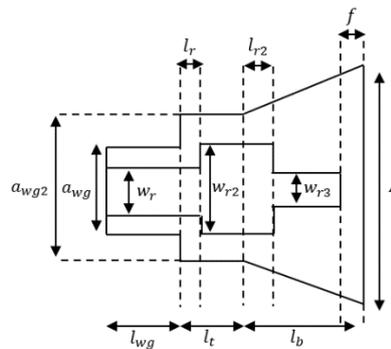


Figura 44: Estructura de la bocina Modelo B.

Tras optimizar el diseño utilizando el algoritmo PSO, con los mismos objetivos planteados anteriormente, se muestra el resultado en la Figura 45, donde se puede observar que el resultado fue satisfactorio, acercándose a los 3 GHz de ancho de banda. En detalle, abarca desde  $f_{inf} = 13,57$  GHz a  $f_{sup} = 16,427$  GHz, siendo  $BW = 2,857$  GHz.

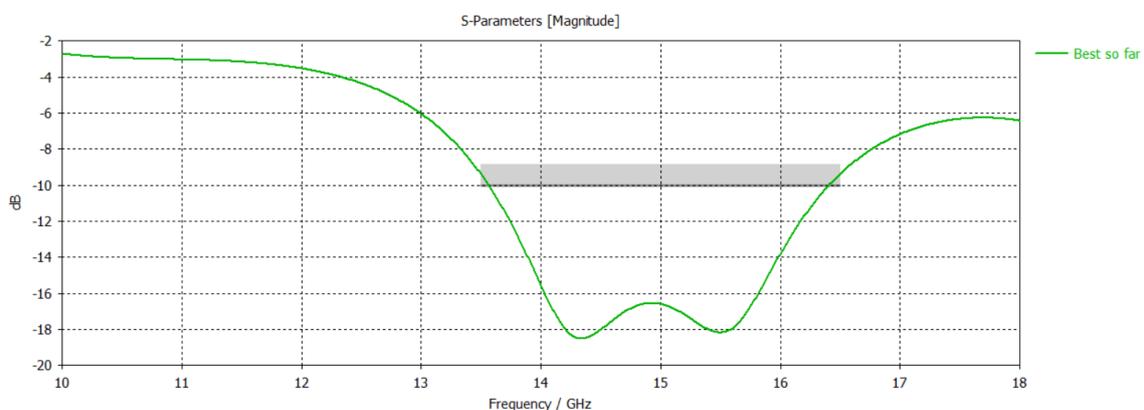


Figura 45: Parámetro  $S_{11}$  de la bocina Modelo B.

Por otro lado, si se presta atención a los diagramas de radiación mostrados en la Figura 46 se observa que a medida que se aumenta en frecuencia, el diagrama de radiación va perdiendo directividad en la zona deseada, y además deja de parecerse al de una bocina en plano H, siendo la dirección de su máximo de radiación diferente a la esperada. Esto quiere decir que no todo el ancho de banda dentro de los 2,857 GHz es útil.

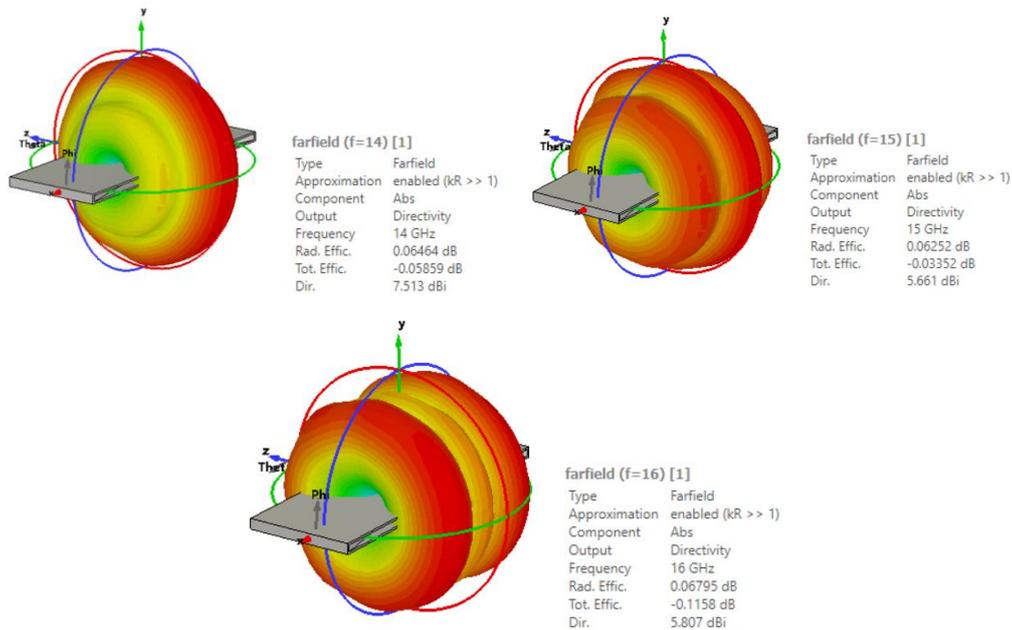


Figura 46: Diagramas de radiación de la bocina modelo B a las frecuencias de 14, 15 y 16 GHz.

Al ver que el diagrama de radiación no era el típico de una bocina se añadió como optimización que la directividad ( $D$ ) fuera superior a 7 dB en la dirección deseada ( $\theta = 180$  y  $\phi = 0$ ) en el mayor ancho de banda posible, en vez de una frecuencia central. La optimización fue realizada con el mismo objetivo propuesto con anterioridad, añadiendo esta nueva restricción.

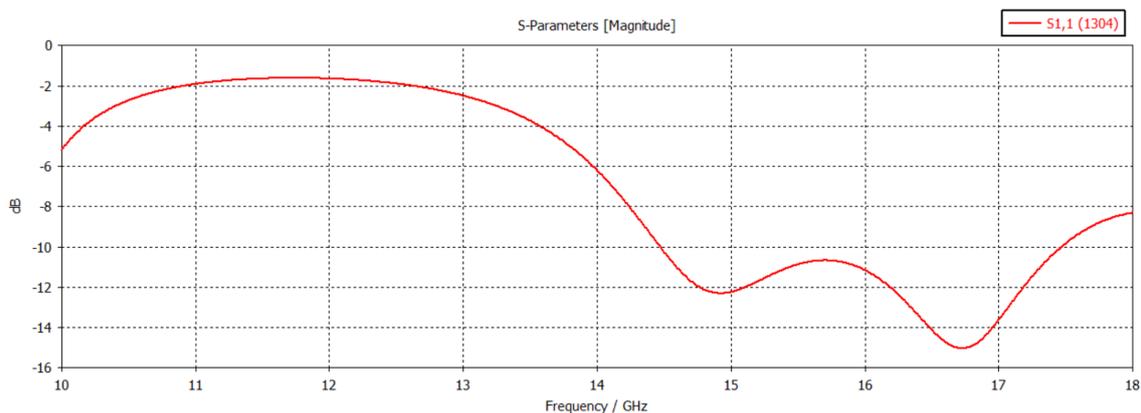


Figura 47: Parámetro  $S_{11}$  de la bocina modelo B tras la optimización de la directividad.

Tras realizar un estudio de todas las soluciones obtenidas, la Figura 47 muestra el resultado con la mejor relación de compromiso hasta el momento entre directividad y reflexión. Dicha iteración presenta un ancho de banda comprendido entre  $f_{inf} = 14,5$  GHz y  $f_{sup} = 17,5$  GHz, siendo  $BW_{S_{11}} = 3$  GHz, en términos de  $S_{11}$ . La directividad se mantiene por encima de 5 dB hasta la frecuencia de 17 GHz, llegando prácticamente a los 7 dB de 14 GHz a 16 GHz, como se observa

en la Figura 48. Esto quiere decir que el ancho de banda donde se cumplen ambos objetivos corresponde con  $BW_{S_{11}-D} = 2,5$  GHz.

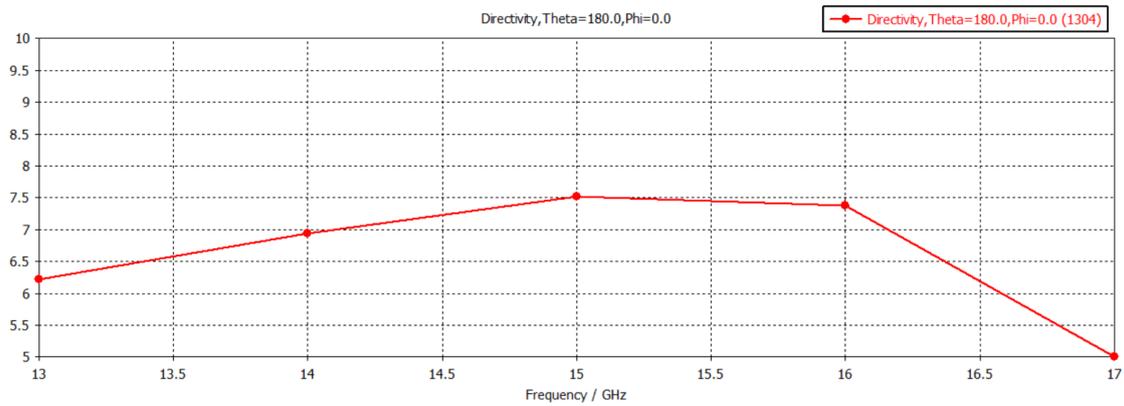
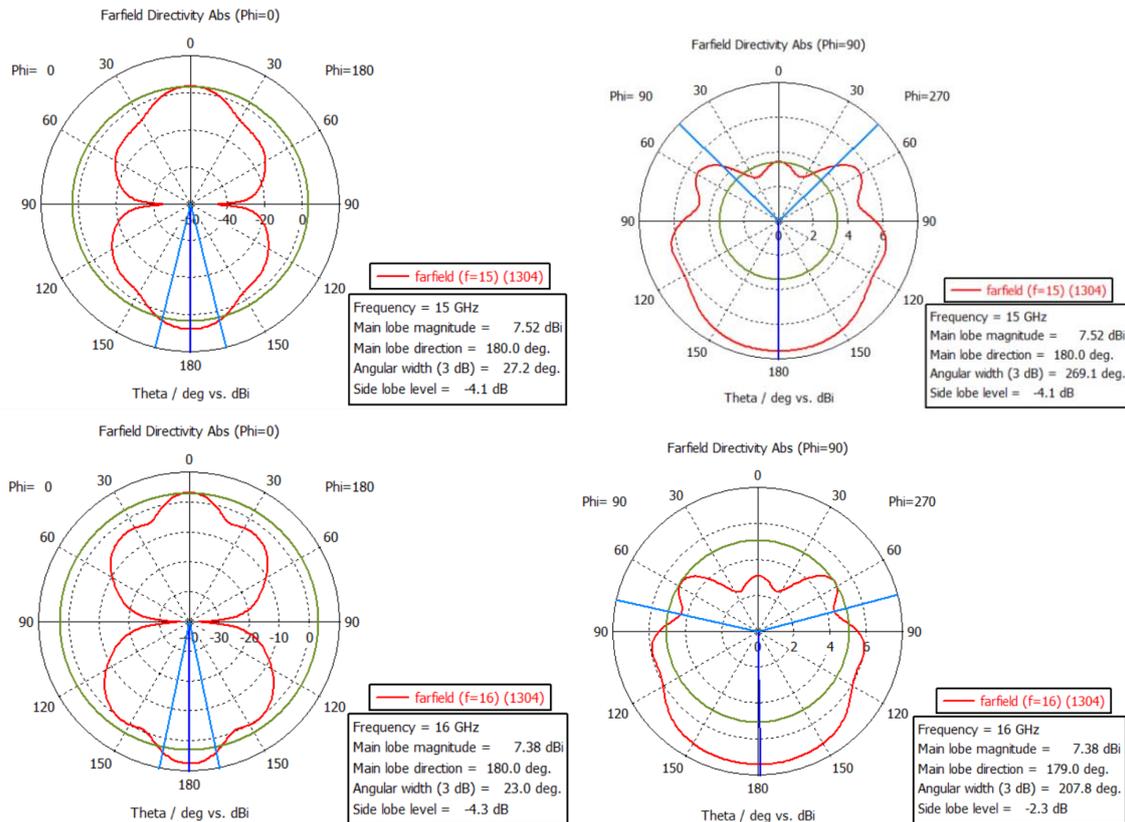
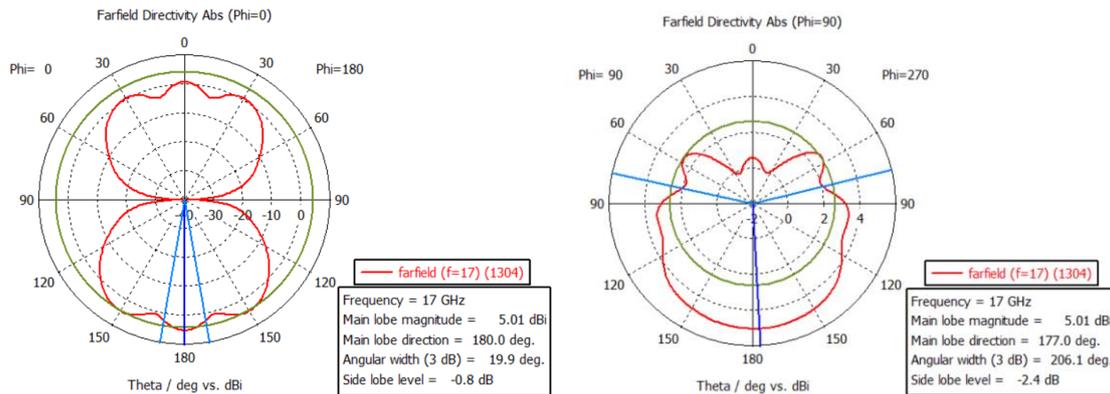


Figura 48: Directividad de la bocina modelo B tras la optimización de la directividad.

La Figura 49 muestra los diagramas de radiación del plano H y E para diferentes frecuencias de la bocina donde se puede observar que cuadran con lo esperado.





**Figura 49: Diagramas de radiación de la bocina modelo B tras la optimización de la directividad a las frecuencias de 15, 16 y 17 GHz.**

Posteriormente, se continuó con el proceso de optimización intentando mejorar el ancho de banda tanto en reflexión como en ganancia. Para ello, se llevó a cabo una optimización partiendo del punto inicial anterior utilizando el algoritmo *Nelder-Mead Simplex*. Sin embargo, esta optimización no resultó en una mejora significativa, ya que los resultados mostraron el mismo ancho de banda, aunque en diferentes frecuencias.

## 4.4 Otras soluciones exploradas

### 4.4.1 Vías

Partiendo del resultado inicial obtenido con la estructura de la Figura 44 se plantearon dos nuevas geometrías añadiendo agujeros cilíndricos tanto en la tapa superior como inferior de la estructura, dichos agujeros son denominados vías [11]. El objetivo de añadir las vías consiste en intentar corregir el efecto del error de fase existente en la apertura de la bocina, obteniendo así una mejora en la ganancia, en la adaptación y una solución más compacta. Las vías, generan una reducción en la velocidad de fase de la estructura alrededor del centro, haciendo que esta sea más similar a la que se obtiene en los laterales de la apertura de la bocina [12]. No obstante, como se dispone de un *ridge* en la zona central, no es posible colocar las vías en la zona central y que afecte de manera simétrica.

#### 4.4.1.1 Bocina en plano H con 4 vías

La primera opción que se planteó consistía en cuatro vías paralelas entre sí por pares. A parte de todos los parámetros de diseño anteriores, para este modelo se añadieron 4 más, la distancia entre los centros de vías consecutivas en el plano  $z$  y  $x$  ( $dv_z, dv_x$ ), la separación desde el final de la bocina hasta el centro de las primeras vías ( $sep_{init\_vias}$ ) y el radio de la vía ( $r_v$ ), como indica la Figura 50.

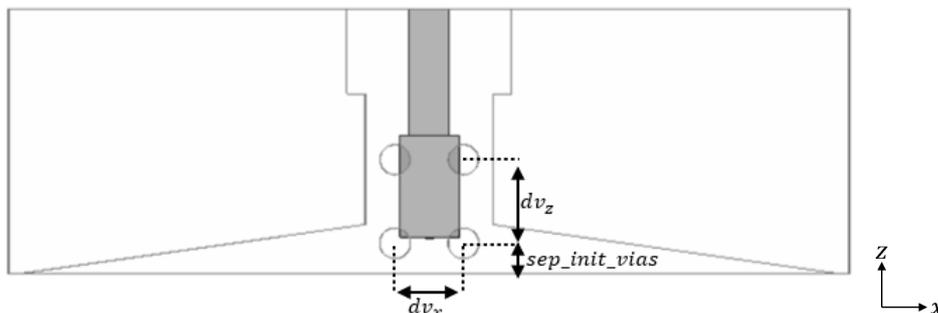


Figura 50: Estructura de la bocina en plano H con 4 vías.

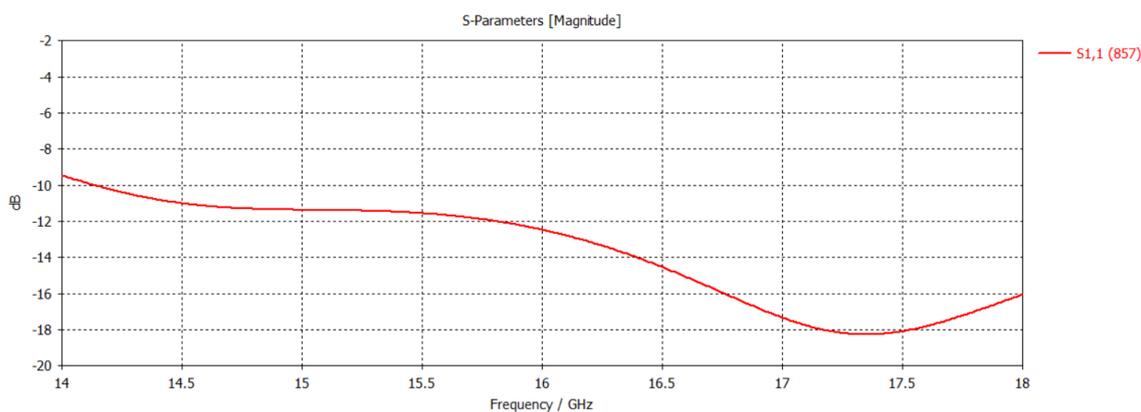


Figura 51: Parámetro  $S_{11}$  de la bocina en plano H con 4 vías.

En este caso las variables de diseño han sido optimizadas mediante el algoritmo previamente mencionado PSO con el objetivo de conseguir el mayor ancho de banda útil posible (tanto en directividad como en reflexión). La Figura 51 muestra muy buenos resultados en cuanto a ancho de banda. Dicho ancho de banda medido para unas pérdidas de retorno superiores a 10 dB incluye desde la frecuencia  $f_{inf} = 14,14$  GHz hasta la frecuencia  $f_{sup} = 18$  GHz, con un total de 3,86 GHz.

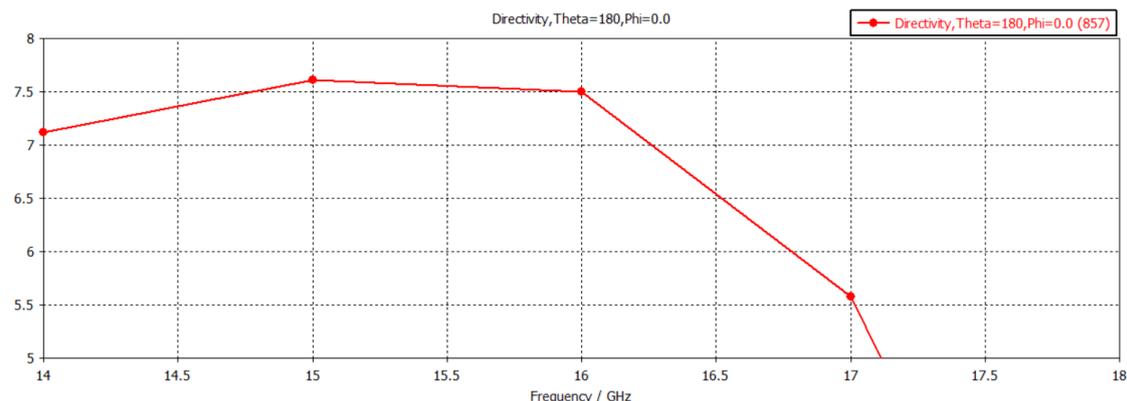


Figura 52: Directividad de la bocina en plano H con 4 vías.

En términos de directividad, el ancho de banda se reduce casi en 1 GHz, ya que el rango útil se extiende desde  $f_{inf} = 14,14$  GHz hasta  $f_{sup} = 17,1$  GHz, resultando en  $BW_{S_{11}-D} = 2,96$  GHz.

No obstante, a pesar de los buenos resultados, alcanzando casi los 3 GHz, el diámetro de los agujeros es excesivamente grande (1,377 mm de radio), lo que compromete el concepto de vías. Por lo tanto, se propuso una nueva solución limitando dicho parámetro y aumentan el número de vías con el objetivo de mejorar la respuesta.

#### 4.4.1.2 Bocina en plano H con 8 vías

La segunda opción que se desarrolló fue la misma, pero añadiendo 4 vías más, un par más a cada lado y fijando la longitud del tamaño del radio de las vías a  $r_v = 0,5$  mm, quedando de la forma que se muestra en la Figura 53.

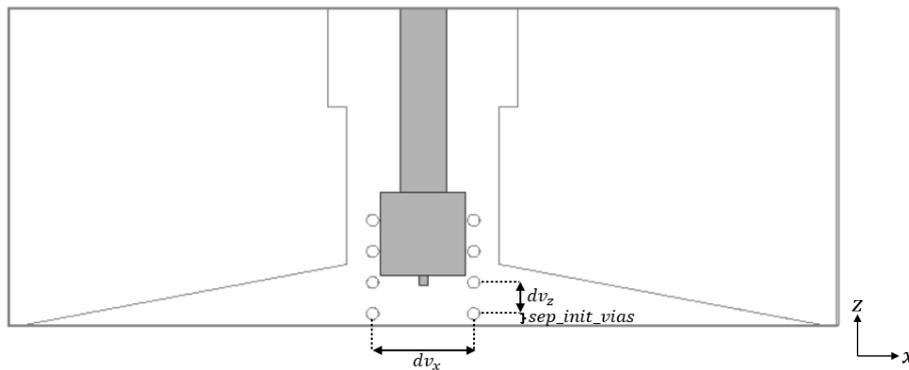


Figura 53: Estructura de la bocina en plano H con 8 vías.

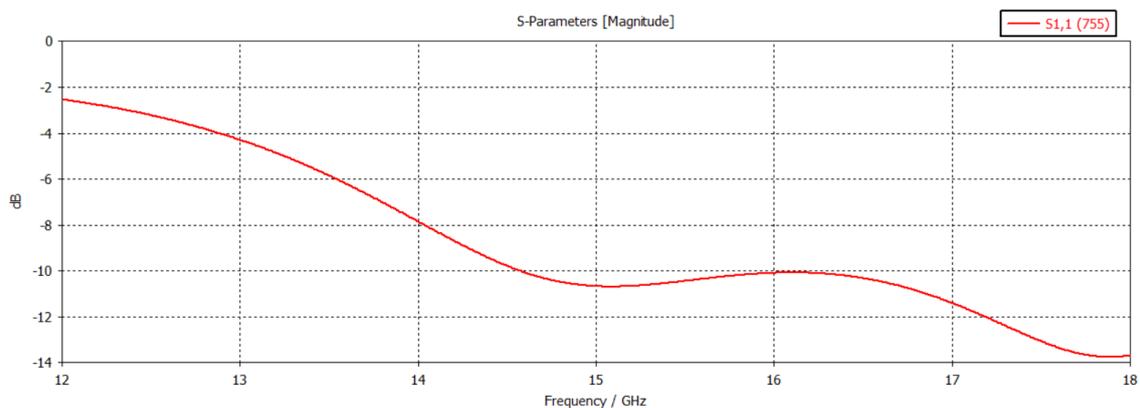


Figura 54: Parámetro  $S_{11}$  de la bocina en plano H con 8 vías.

En este caso, se optimizaron todas las variables anteriores junto con las vías, haciendo uso del algoritmo PSO con el mismo objetivo que en los casos anteriores. Tras la optimización con PSO se consiguió un buen ancho de banda comprendido entre la frecuencia inicial  $f_{inf} = 14,5$  GHz y la frecuencia superior  $f_{sup} = 18$  GHz, siendo  $BW_{S_{11}} = 3,5$  GHz.

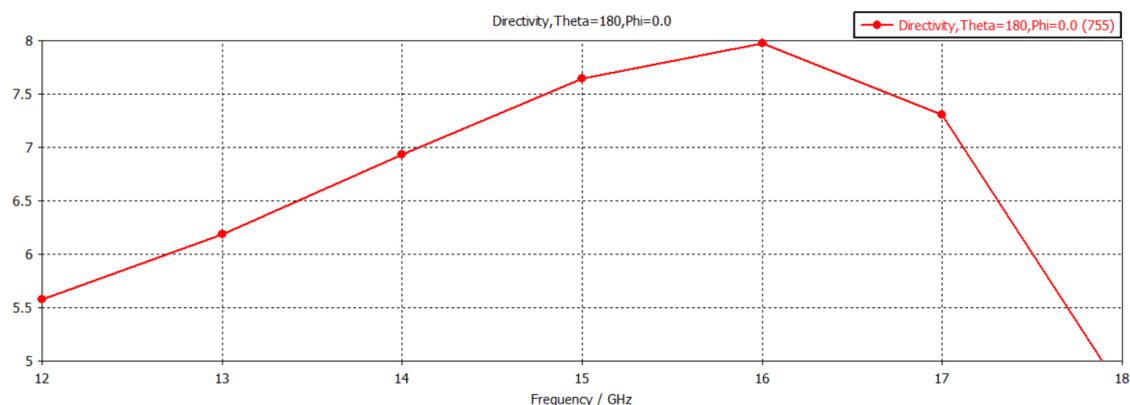


Figura 55: Directividad de la bocina en plano H con 8 vías.

Además, la relación entre parámetro de reflexión y ancho de banda es casi perfecta, reduciéndose únicamente una décima de ancho de banda útil. Es decir,  $f_{inf} = 14,5$  GHz y  $f_{sup} = 17,9$  GHz,

por lo que el ancho de banda útil teniendo en cuenta ambos parámetros es de  $BW_{S_{11}-D} = 3,4$  GHz, como se muestra en la Figura 55.

Seguidamente, a partir de esta iteración, se realizó otra optimización con el mismo algoritmo exploratorio dando lugar a dos resultados que cabe destacar.

En la Figura 56 se observa como los resultados de la primera solución muestran los mejores resultados en cuanto al parámetro de reflexión medido a  $-10$  dB. Se consigue un ancho de banda de  $4,28$  GHz, con  $f_{inf} = 14,72$  GHz y  $f_{sup} = 19$  GHz.

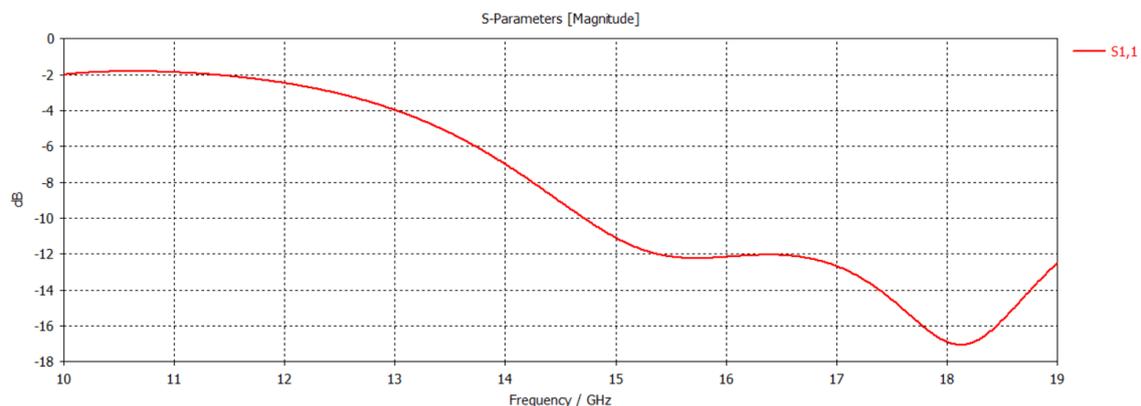


Figura 56: Parámetro  $S_{11}$  de la bocina en plano H con 8 vías de la primera solución.

Sin embargo, el ancho de banda útil limitado por la directividad ( $BW_{S_{11}-D}$ ) es de  $3,28$  GHz, como muestra la Figura 57.

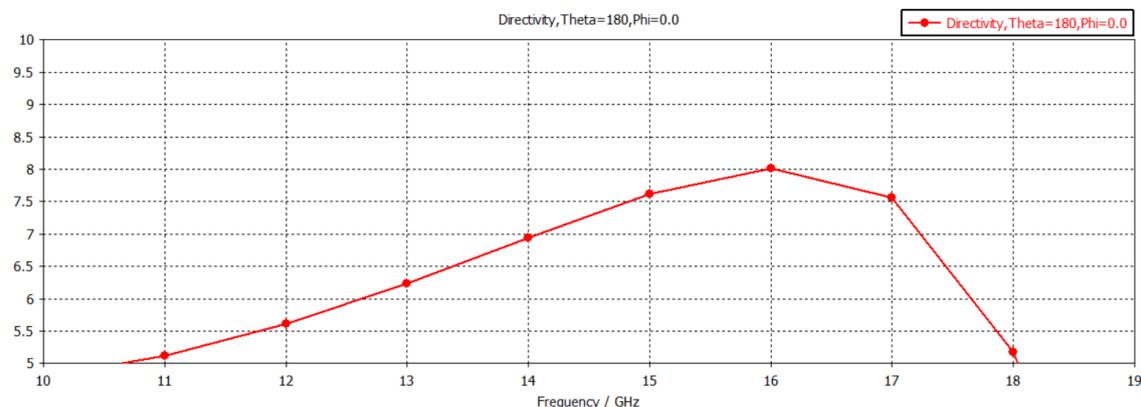


Figura 57: Directividad de la bocina en plano H con 8 vías de la primera solución.

En cuanto a la segunda solución destacable, la respuesta del parámetro  $S_{11}$  medido a  $-10$  dB da lugar a un ancho de banda medido entre  $f_{inf} = 15$  GHz y  $f_{sup} = 19$  GHz, siendo el ancho de banda de reflexión  $BW = 4$  GHz.

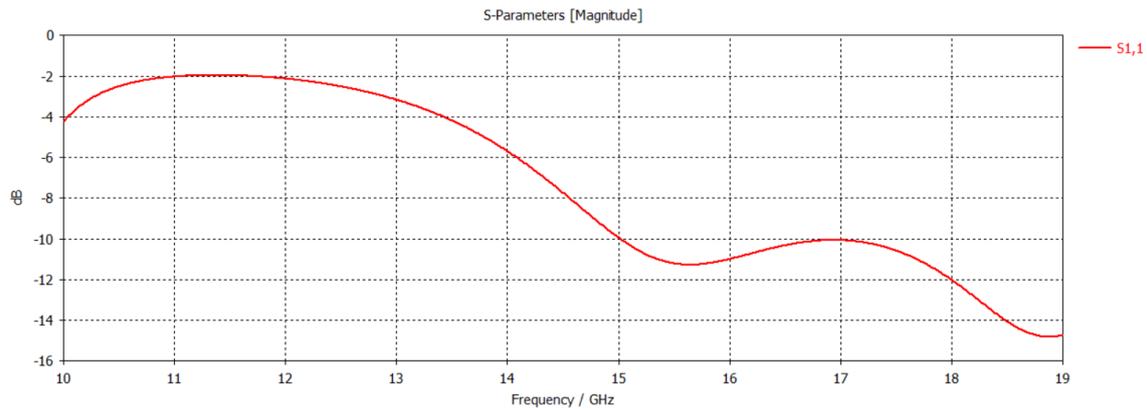


Figura 58: Parámetro  $S_{11}$  de la bocina en plano H con 8 vías de la segunda solución.

En este caso, la directividad reduce ligeramente dicho ancho de banda. Como se muestra en la Figura 59, el ancho de banda abarca desde  $f_{inf} = 15$  GHz hasta  $f_{sup} = 18,88$  GHz, siendo  $BW_{S_{11}-D} = 3,88$  GHz.

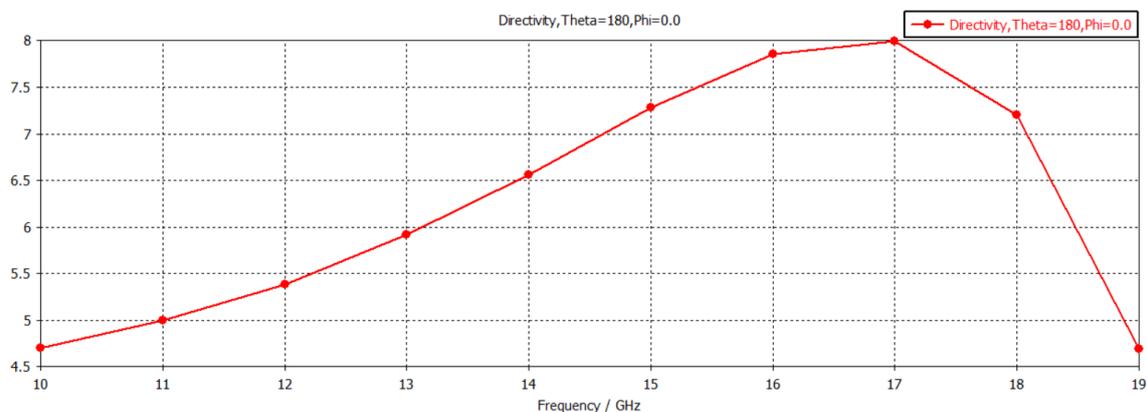


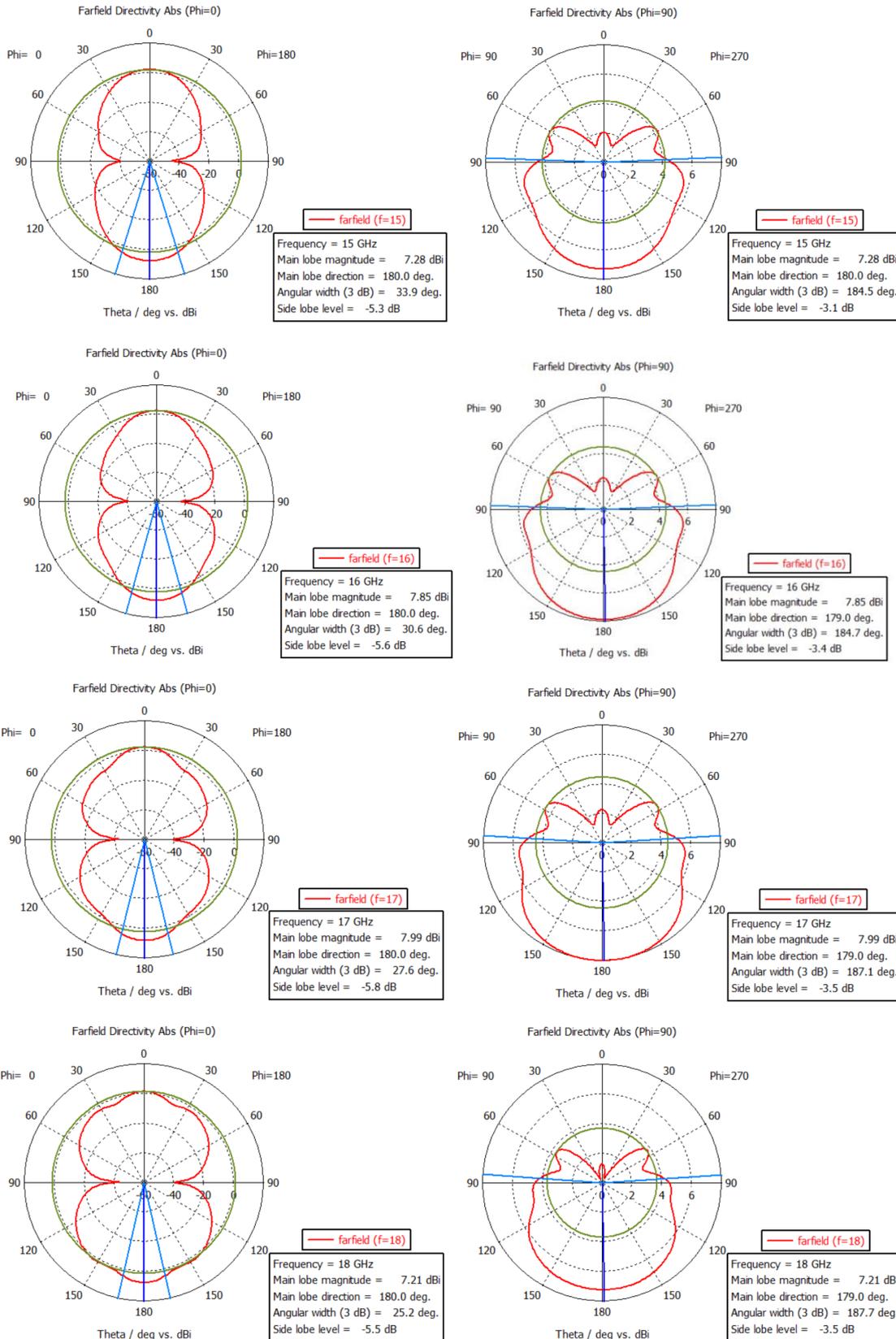
Figura 59: Directividad de la bocina en plano H con 8 vías de la segunda solución.

Finalmente, el ancho de banda útil de ambas soluciones queda indicado en la Tabla 4.5.

Solución	$f_{inf}$ (GHz)	$f_{sup}$ (GHz)	$BW_{S_{11}-D}$ (GHz)
1	14,72	18	3,28
2	15	18,88	3,88

Tabla 4.5: Ancho de banda útil de la bocina con 8 vías.

Dados los resultados, la iteración elegida fue la número 2. A continuación, se muestran sus correspondientes diagramas de radiación tanto en plano E ( $\phi=90$ ) como en plano H ( $\phi=0$ ) para diferentes frecuencias.



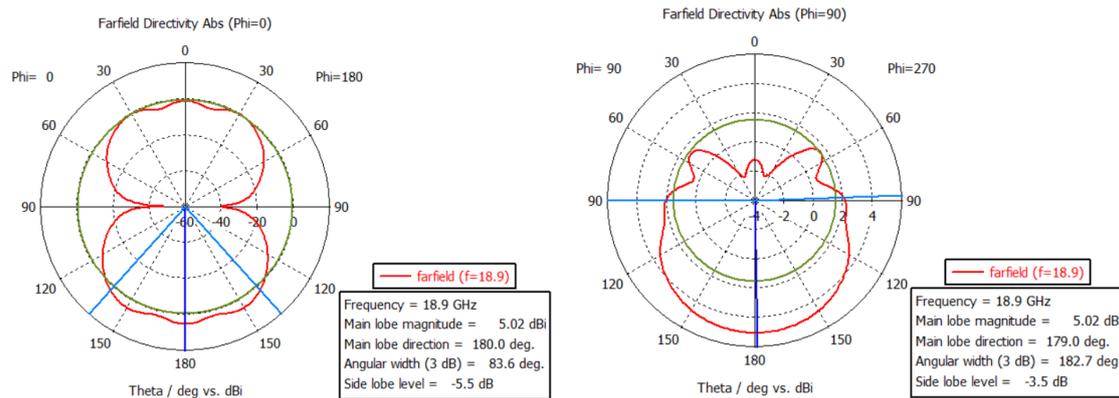


Figura 60: Diagramas de radiación polares en los planos E y H de la bocina con 8 vías.

La siguiente Tabla 4.6 muestra los parámetros de diseño de la bocina en plano H con 8 vías.

Parámetro	Valor (mm)
$A$	57,1675
$a_{wg}$	15,7899
$a_{wg2}$	18,3437
$b_{wg}$	1,7420
$l_{wg}$	8,2001
$l_b$	4,6209
$l_t$	10,711
$h_r$	0,866
$w_r$	3,848
$w_{r2}$	7,665
$w_{r3}$	3,102
$l_r$	5,665
$l_{r2}$	0,9684
$f$	3,269
$r_v$	0,5
$dx_v$	7,277
$dz_v$	3,028
$sep\_init\_vias$	1

Tabla 4.6: Parámetros de diseño de la bocina con 8 vías.

Cabe destacar que se realizó una optimización con el algoritmo *Nelder Mead Simplex*, pero los resultados en vez de mejorar empeoraron.

#### 4.4.2 Lente

Por otro lado, una solución que se exploró fue la adición de una lente en el extremo de la bocina [13] [14]. El objetivo de la lente era compensar el error de fase creado por la diferencia de los caminos recorridos desde la guía hasta el punto de la apertura, tal y como se explicó en el apartado de bocinas rectangulares. Además, esta solución está muy extendida en SIW utilizando un dieléctrico.

Dicha solución se implementó mediante dos posibles geometrías:

1. Que el *ridge* terminase justo al iniciar la lente.

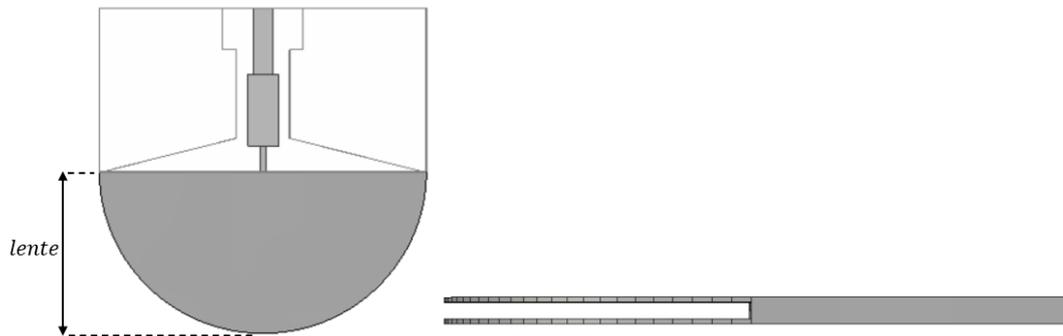


Figura 61: Geometría cenital y de perfil de la bocina en plano H con el *ridge* finalizado al inicio de la lente.

Para comprobar su funcionalidad se lanzó una optimización con PSO añadiendo una nueva variable, *lente*, como muestra la Figura 62, dándole un rango de valores de cero al tamaño de la anchura de la boca de la bocina ( $A$ ).

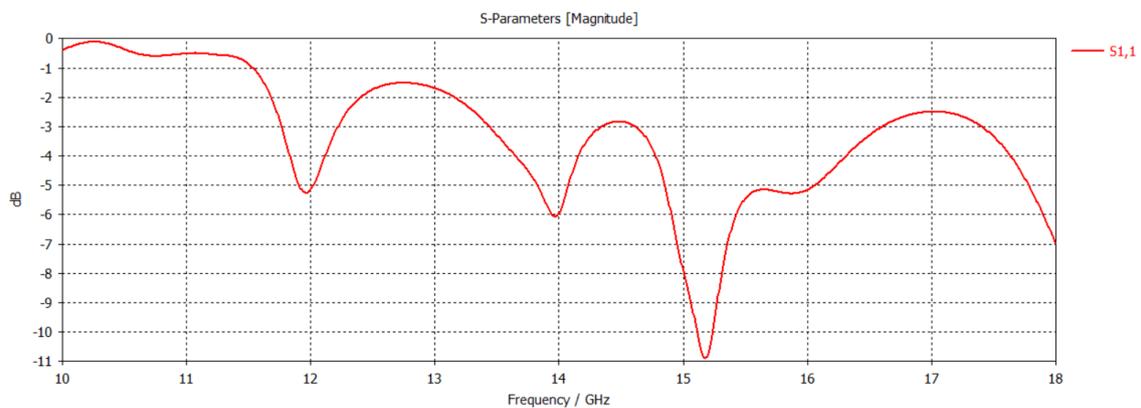


Figura 62: Parámetro  $S_{11}$  de la bocina en plano H con el *ridge* finalizado al inicio de la lente.

2. Que el *ridge* terminase antes o durante la longitud de la lente.

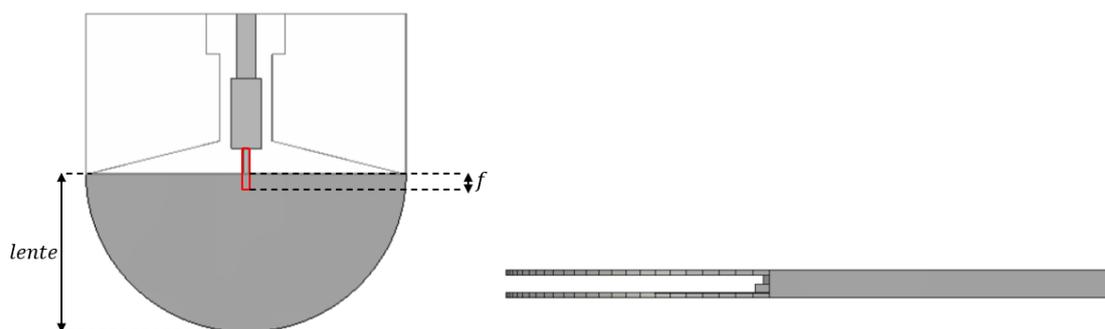
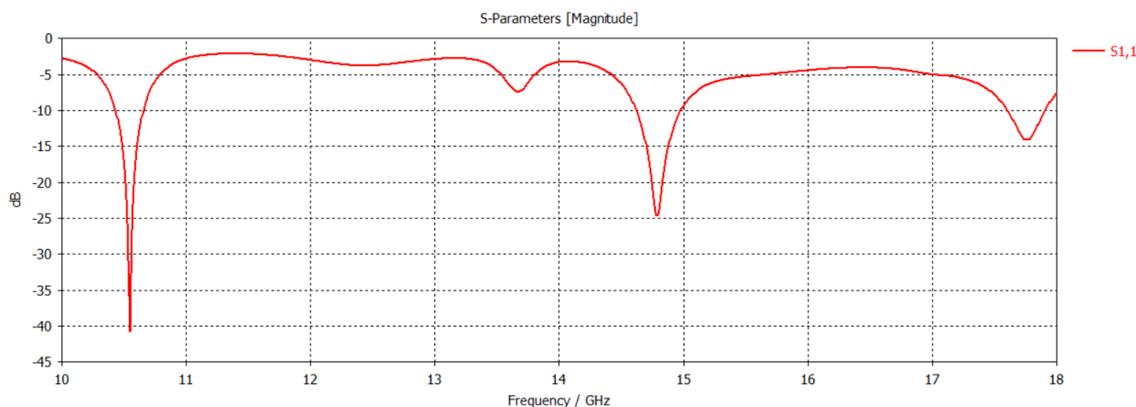


Figura 63: Geometría cenital y de perfil de la bocina en plano H con el *ridge* finalizado durante la longitud de la lente.

Tras realizar una optimización con el algoritmo PSO, el resultado obtenido fue el que muestra la Figura 64.



**Figura 64:** Parámetro  $S_{11}$  de la bocina en plano H con el *ridge* finalizado durante la longitud de la lente.

En ambos casos la optimización con PSO tiene el mismo objetivo, buscar el mayor ancho de banda posible. Estas soluciones fueron claramente descartadas debido a los malos resultados observados tanto en la Figura 62 como en la Figura 64.

## 4.5 Evaluación de soluciones planteadas

A continuación, se exponen las soluciones de los modelos previamente planteados para su posterior evaluación:

1. Bocina con doble salto en la guía y en el *ridge*.
2. Bocina con salto en la guía y doble salto en el *ridge* desplazado modelo A.
3. Bocina con salto en la guía y doble salto en el *ridge* desplazado modelo B.
4. Bocina con 4 vías.
5. Bocina con 8 vías.

La Tabla 4.7 presenta una comparación entre las diferentes estructuras diseñadas con el objetivo de obtener el mayor ancho de banda y ganancia, así como otras soluciones exploradas, tales como las vías. En esta tabla comparativa se observa un camino de mejora notable desde las primeras soluciones hasta las últimas.

Inicialmente, en términos de ancho de banda medido con pérdidas superiores a 10 dB, se partió de una estructura que ofrecía un ancho de banda de 1,48 GHz. Posteriormente, se añadieron dos desplazamientos por cada salto de anchura de la guía, dando lugar al modelo A. Además, se introdujo una variación en la longitud de la terminación del *ridge*, creándose así el modelo B. Estos dos modelos presentan anchos de banda de 2,27 GHz y 3 GHz respectivamente, con anchos de banda fraccionales de 14,1 % y 18,75 % respectivamente. Estas soluciones ya suponen una mejora significativa respecto al ancho de banda inicial de los diseños preliminares del 9,45 %.

Sin embargo, al considerar la directividad, el ancho de banda se limita, reduciéndose a 2,5 GHz, resultando un ancho de banda fraccional del 15,63%.

En cuanto a las otras soluciones exploradas, las lentes no produjeron resultados significativos. Por otro lado, las vías ofrecieron los mejores resultados del estudio, en concreto las de 8 vías, alcanzando un ancho de banda de 4 GHz. Estos 4 GHz se quedaron en 3,88 GHz tras estudiar su directividad, lo cual corresponde con un 22,9% de ancho de banda fraccional.

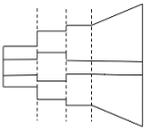
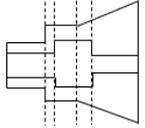
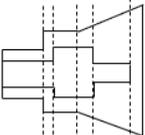
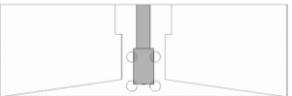
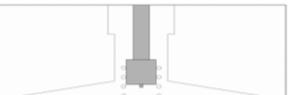
		Ancho de banda para $S_{11}$ inferior a 10 dB							
						Directividad entre 7 y 5 dB			
Diseño	Sección	$f_{inf}$ (GHz)	$f_{sup}$ (GHz)	$BW_{S_{11}}$ (GHz)	$FBW_{S_{11}}$ (%)	$f_{inf}$ (GHz)	$f_{sup}$ (GHz)	$BW_{S_{11}-D}$ (GHz)	$FBW_{S_{11}-D}$ (%)
	4.3.1	-	-	-	-	-	-	-	-
	4.3.2	14,96	17,23	2,27	14,1	14,96	16,49	1,53	9,73
	4.3.3	14,5	17,5	3	18,75	14,5	17	2,5	15,63
	4.4.1.1	14,14	18	3,86	24,02	14,14	17,1	2,96	18,95
	4.4.1.2	15	19	4	23,53	15	18,88	3,88	22,9

Tabla 4.7: Evaluación de las soluciones planteadas.

## Capítulo 5. Conclusiones y líneas futuras

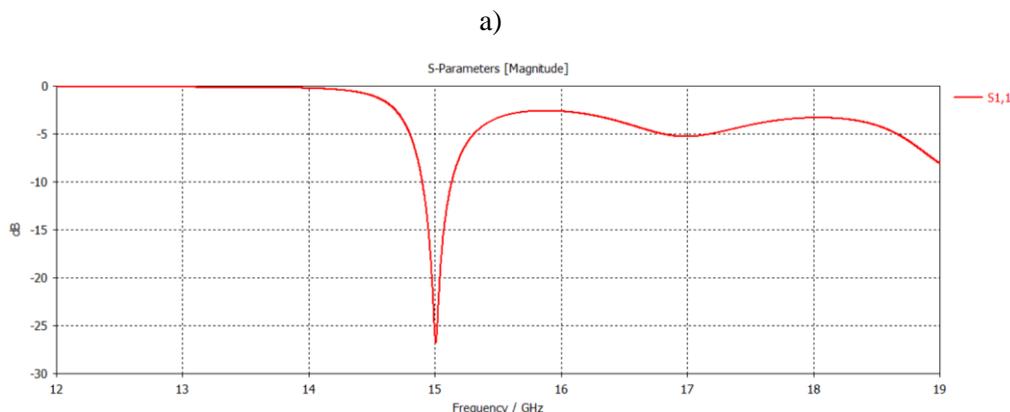
### 5.1 Conclusiones

A lo largo de todo el Capítulo 4 se han expuesto los diferentes diseños que se plantearon y evaluaron hasta dar con el mejor resultado, cumpliendo con el objetivo principal de este proyecto. El objetivo consistía en diseñar una bocina en plano H con tecnología RESIW que consiguiese un aumento de ancho de banda en comparación con la bocina implementada en tecnología ESIW. Además, para poder cumplirlo también se han tenido que satisfacer todos los subobjetivos de manera satisfactoria (1.2).

El principal problema existente es la desadaptación de impedancias que hay entre la ESIW/RESIW y el espacio libre. Para solucionar este problema, se han planteado diferentes estructuras donde se ha ido modificando la geometría del *ridge* en la apertura de la bocina, así como añadiendo alguna etapa de adaptación a la entrada de la bocina. Estas estructuras iniciales han sido evaluadas, seleccionando el camino a seguir para plantear soluciones de mayor ancho de banda. Tras ello, se han planteado diversas soluciones basadas en modificar la anchura de la guía, el *ridge* y desplazamientos, consiguiendo mejorar el ancho de banda de adaptación, así como una directividad más constante. Por último, se han planteado otras soluciones basadas en lentes y vías metálicas.

Por lo tanto, se ha pasado por estructuras más sencillas como las estructuras iniciales hasta diseños más complejos con un aumento considerable de la cantidad de variables compensando errores de fase y desadaptaciones de impedancias. A continuación, para mostrar claramente las mejoras conseguidas se han elegido y comparado los siguientes modelos:

1. Bocina ESIW [10].
2. Bocina *ridge* (4.2.1.1).
3. Bocina en plano H modelo B (4.3.3).
4. Bocina en plano H con 8 vías (4.4.1.2).



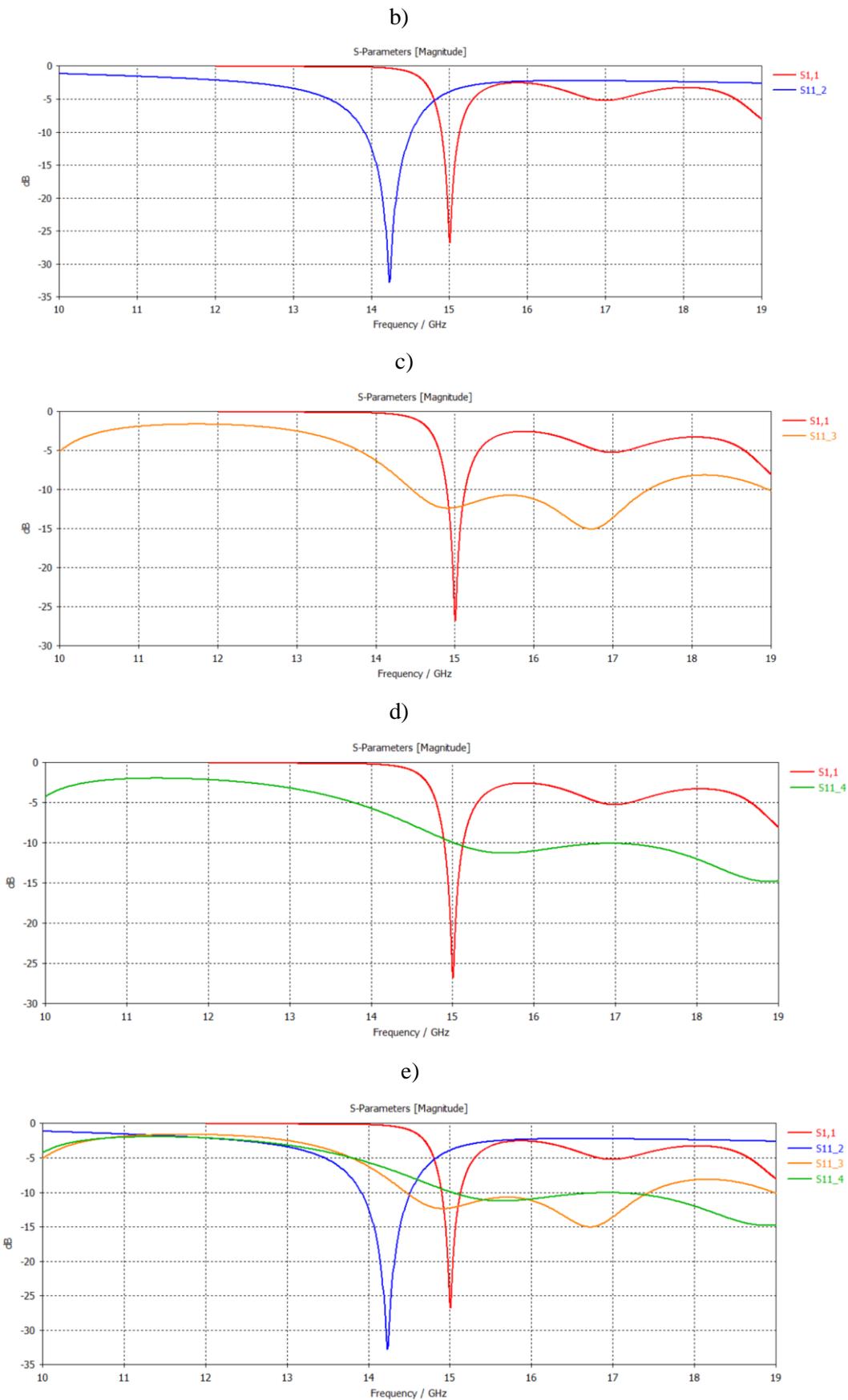


Figura 65: Comparaciones de parámetros  $S_{11}$  entre diseños: Bocina ESIW (a). Bocina ESIW-Bocina *ridge* (b). Bocina ESIW-Bocina modelo B (c). Bocina ESIW-Bocina con 8 vías (d). Todas las anteriores (e).

En la Figura 65 a) se muestra la respuesta del parámetro  $S_{11}$  de una bocina en plano H en tecnología ESIW, la cual presenta un ancho de banda fraccional de un 3%. Las gráficas siguientes comparan los modelos mencionados con respecto a esta bocina ESIW en plano H. En primer lugar (Figura 65 b) muestra que al añadir un *ridge*, el ancho de banda ya presenta un pequeño aumento. No obstante, el aumento más significativo se muestra en las siguientes gráficas (Figura 65 c, d y e). En estas, la bocina en plano H-Modelo B logra un ancho de banda fraccional del 18,75% reducido a 15,63% al tener en cuenta la directividad. Por otro lado, la bocina en plano H con 8 vías presenta un 23,53% que se reduce ligeramente a un 22,9%. Respecto a la bocina inicial en ESIW, estos resultados suponen una mejora de más de un 500% y 700%, respectivamente. Por otro lado, la directividad (D) en el caso de la bocina *ridge*, únicamente se midió a la frecuencia central siendo este valor de 7 dB. Sin embargo, tanto la bocina modelo B como la bocina con 8 vías se midieron para el mayor ancho de banda posible manteniéndose entre por encima de 5 dB para los anchos de banda de 2,5 GHz y 3,88 GHz respectivamente.

## 5.2 Líneas futuras

Por todo ello, los resultados finales cumplen con los objetivos propuestos, dejando abiertas varias líneas de investigación futuras para la optimización del modelo.

En primer lugar, se podrían estudiar variaciones del diseño que optimizasen aún más el ancho de banda como, por ejemplo, realizando un estudio de cuál sería la manera óptima de colocar las vías, así como su tamaño más idóneo. Además, también se podría estudiar las impedancias que existen a lo largo de los diferentes ensanchamientos con el fin de determinar un procedimiento de diseño que redujera el número de variables.

Otra opción podría ser la fabricación de la bocina para comprobar su correcto funcionamiento. Es decir, compararla con la respuesta obtenida en la simulación y de esta manera poder tomar medidas o modificaciones si fuese necesario.

Por último, como línea futura se propone estudiar y diseñar una agrupación de bocinas en plano H, para conseguir una mayor directividad.

## Bibliografía

- [1] United Nations Office for Outer Space Affairs, "Space law treaties and principles," United Nations Office for Outer Space Affairs. [Online]. Available: <https://www.unoosa.org/oosa/en/aboutus/history/treaties.html>
- [2] Bryce Tech, "Smallsats by the numbers", 2023.
- [3] D. M. Pozar, Microwave Engineering, John Wiley & Sons, 2011.
- [4] A. Valero Nogueira, H. Esteban González, and M. Ferrando Bataller, "Fundamentos de teoría de antenas," Apuntes de teoría de antenas, 2024.
- [5] A. Belenguer, H. Esteban González, A. L. Borja, J. A. Ballesteros, M. Fernández, J. V. Morro, J. José de Dios, C. Bachiller, and V. E. Boria, "Empty substrate integrated waveguides: a low cost and low profile alternative for high performance microwave devices", Wiley Encyclopedia of Electrical and Electronics Engineering, 2020.
- [6] M. Bozzi, M. Pasian and L. Perregri, "Modeling of losses in substrate integrated waveguide components," 2014 International Conference on Numerical Electromagnetic Modeling and Optimization for RF, Microwave, and Terahertz Applications (NEMO), Pavia, Italy, 2014, pp. 1-4.
- [7] A. Belenguer, H. Esteban and V. E. Boria, "Novel Empty Substrate Integrated Waveguide for High-Performance Microwave Integrated Circuits," in *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 62, no. 4, pp. 832-839, April 2014.
- [8] D. Herraiz, H. Esteban, J. A. Martínez, A. Belenguer and V. Boria, "Microstrip to Ridge Empty Substrate-Integrated Waveguide Transition for Broadband Microwave Applications," in *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 30, no. 3, pp. 257-260, March 2020.
- [9] A. R. Mallahzadeh and S. Esfandiarpour, "Wideband H-Plane Horn Antenna Based on Ridge Substrate Integrated Waveguide (RSIW)," in *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 11, pp. 85-88, 2012.
- [10] J. Mateo, A. M. Torres, A. Belenguer and A. L. Borja, "Highly Efficient and Well-Matched Empty Substrate Integrated Waveguide H-Plane Horn Antenna," in *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 15, pp. 1510-1513, 2016.
- [11] L. Wang, X. Yin, S. Li, H. Zhao, L. Liu and M. Zhang, "Phase Corrected Substrate Integrated Waveguide H-Plane Horn Antenna with Embedded Metal-Via Arrays," in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 62, no. 4, pp. 1854-1861, April 2014.
- [12] Y. Zhang, J. -Y. Deng, D. Sun, J. -Y. Yin and L. -X. Guo, "Compact Slow-Wave SIW H-Plane Horn Antenna with Increased Gain for Vehicular Millimeter Wave Communication," in *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 70, no. 7, pp. 7289-7293, July 2021.
- [13] W. B. Park, J. M. Lee, S. Lee, Y. M. Park and K. C. Hwang, "A 18–40 GHz Substrate Integrated Waveguide H-Plane Horn Antenna," in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 66, no. 11, pp. 6322-6327, Nov. 2018.
- [14] Y. Zhao, Z. Shen and W. Wu, "Wideband and Low-Profile H-Plane Ridged SIW Horn Antenna Mounted on a Large Conducting Plane," in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 62, no. 11, pp. 5895-5900, Nov. 2014.



[15] United Nations, "Sustainable Development Goals," United Nations. [Online]. Available: <https://www.un.org/sustainabledevelopment/es/sustainable-development-goals/>. Accessed: June 20, 2024.



## **Anexo I. Relación del trabajo con los Objetivos de Desarrollo Sostenible de la Agenda 2030**

La Agenda 2030 nace como una oportunidad global para que todos los países y sus sociedades inicien un nuevo camino destinado a mejorar la vida de todas las personas, sin excluir a nadie. La Agenda cuenta con 17 Objetivos de Desarrollo Sostenible (ODS) relacionados entre sí, los cuales enfatizan que la erradicación de la pobreza debe estar acompañada de estrategias que promuevan el crecimiento económico y aborden diversas necesidades sociales tan importantes como la educación, la salud, la protección social y las oportunidades de empleo, además de combatir el cambio climático y proteger el medio ambiente [15].

Este trabajo tiene relación con el ODS 9: Industria, Innovación e Infraestructura y el ODS 10: Reducción de las desigualdades.

En relación con el objetivo de ODS 9, el trabajo realizado se enmarca en dicho ODS ya que posee un carácter innovador de aspecto tecnológico. Una antena de mayor ancho de banda, así como mejores prestaciones, bajo peso, coste y volumen permite reducir las características de la carga útil de comunicaciones presente en los satélites, mejorando y contribuyendo a una industrialización más eficiente, y sostenible.

Respecto al ODS 10, la antena implementada es un primer paso que podría llegar a utilizarse para proporcionar conectividad mediante satélite en áreas remotas. De esta manera se estaría reduciendo las desigualdades en aquellas zonas, que, por circunstancias, no disponen de acceso a internet mediante cable.