



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 antena de bocina mediante apilamiento de  
capas de circuito impreso

Trabajo Fin de Grado

Grado en Ingeniería de Tecnologías y Servicios de  
Telecomunicación

AUTOR/A: Calvo Villanueva, Daniel

Tutor/a: Esteban González, Héctor

Cotutor/a: Herraiz Zanón, David

CURSO ACADÉMICO: 2022/2023



## *Agradecimientos*

Este trabajo supone el cierre de una etapa transformadora de mi vida que no habría sido en absoluto igual de plena sin las siguientes personas, a quienes quiero agradecer mucho más que su compañía.

A María, mi hermano, mis padres y mis abuelos; por quererme sin condiciones y admirarme igual que yo les admiro a ellos.

A Pablo, Nerea, Marta, Silvia y Pascu; por hacer de estos 5 años los mejores de mi vida.

Y, finalmente, a Héctor y David, por guiarme, enseñarme y ayudarme estos últimos ocho meses; sin ellos no hubiese sido posible este trabajo.

## *Resumen*

El creciente auge del sector espacial ha impulsado el desarrollo de nuevas tecnologías para satisfacer las necesidades de los satélites de pequeñas dimensiones. Estos satélites requieren dispositivos compactos, de bajo perfil y fácil fabricación. Para abordar este desafío, se ha investigado el uso de líneas vacías integradas en sustrato, las cuales presentan características similares a las estructuras tridimensionales (como guías y coaxiales), pero con la ventaja de mantener un bajo coste y perfil, lo que las hace adecuadas para las necesidades actuales. En concreto, la guía de onda vacía integrada en sustrato (*Empty Substrate Integrated Waveguide - ESIW*) permite integrar una guía de onda convencional en un sustrato. En esta prometedora tecnología, se han desarrollado muchos componentes como filtros, transiciones, y bocinas en plano H, que se pueden encontrar en un sistema convencional de comunicaciones. No obstante, no han sido desarrolladas bocinas piramidales. Por lo tanto, el objetivo de este trabajo final de grado es el desarrollar una bocina piramidal apilando sustratos, obteniendo las mejores prestaciones posibles. Para ello, se deberá entender el fundamento de las líneas vacías integradas en sustrato y bocinas, mientras que para el diseño se utilizará el simulador electromagnético comercial CST y el uso de Matlab para realizar los cálculos necesarios.

## *Resum*

El creixent auge del sector espacial ha impulsat el desenvolupament de noves tecnologies per satisfer les necessitats dels satèl·lits de petites dimensions. Aquests satèl·lits requereixen dispositius compactes, de baix perfil i fàcil fabricació. Per abordar aquest desafiament, s'ha investigat l'ús de línies buides integrades en substrat, les quals presenten característiques similars a les estructures tridimensionals (com guies i coaxials), però amb l'avantatge de mantenir un cost i un perfil baix, cosa que les fa adequades per a les necessitats actuals. En concret, la guia d'ona buida integrada al substrat (*Empty Substrate Integrated Waveguide* - ESIW) permet integrar una guia d'ona convencional a un substrat. En aquesta prometedora tecnologia, s'han desenvolupat molts components com filtres, transicions i botzines en pla  $H$ , que es poden trobar en un sistema convencional de comunicacions. No obstant això, no han estat desenvolupades botzines piramidals. Per tant, l'objectiu d'aquest treball final de grau és desenvolupar una botzina piramidal apilant substrats, obtenint les millors prestacions possibles. Per a això, cal entendre el fonament de les línies buides integrades en substrat i bafles, mentre que per al disseny s'utilitzarà el simulador electromagnètic comercial CST i l'ús de Matlab per realitzar els càlculs necessaris.



## *Abstract*

The growing space sector boom has driven the development of new technologies to meet the needs of small satellites. These satellites require compact, low-profile and easy-to-fabricate devices. To address this challenge, the use of substrate-integrated empty lines has been investigated, which exhibit similar characteristics to three-dimensional structures (such as waveguides and coaxials), but with the advantage of maintaining a low cost and profile, making them suitable for today's needs. In particular, the Empty Substrate Integrated Waveguide (ESIW) allows a conventional waveguide to be integrated into a substrate. In this promising technology, many components such as filters, transitions, and H-plane horns, which can be found in a conventional communications system, have been developed. However, no pyramidal horns have been developed. Therefore, the objective of this final degree work is to develop a pyramidal horn by stacking substrates, obtaining the best possible performance. For this, it is necessary to understand the fundamentals of substrate-integrated empty lines and horns, while for the design, the commercial electromagnetic simulator CST and the use of Matlab will be employed to perform the necessary calculations.



## Índice General

Índice de Figuras .....	1
Índice de Tablas .....	3
Capítulo 1. Introducción .....	4
1.1 Contexto.....	4
1.2 Objetivos .....	5
1.3 Metodología y Organización de la memoria .....	6
Capítulo 2. Fundamentos Teóricos .....	8
2.1 Guía de Onda .....	8
2.1.1 Separación de Variables .....	8
2.1.2 Guía de Onda rectangular y sus modos.....	10
2.1.3 Modo Dominante $TE_{10}$ .....	11
2.2 Parámetros fundamentales de una antena .....	12
2.2.1 Diagrama de Radiación.....	12
2.2.2 Densidad de Potencia Radiada.....	14
2.2.3 Potencia Radiada.....	14
2.2.4 Directividad .....	15
2.2.5 Ganancia.....	15
2.2.6 Parámetro de Scattering o Dispersión, S.....	16
2.3 Bocinas .....	17
2.3.1 Bocinas Rectangulares.....	17
Capítulo 3. Tecnologías SIW y ESIW.....	23
3.1 Guía de onda integrada en sustrato (SIW).....	23
3.1.1 Aplicaciones de bocinas en tecnología SIW .....	24
3.2 Guía vacía integrada en sustrato (ESIW) .....	26
3.2.1 Aplicaciones de bocinas en tecnología ESIW .....	28
Capítulo 4. Diseño de la Bocina .....	30
4.1 Introducción.....	30
4.2 Aplicaciones y Limitaciones .....	30
4.3 Diseño de la bocina inicial .....	32
4.3.1 Bocina Piramidal Óptima con guía de onda convencional.....	32
4.3.2 Bocina Piramidal Óptima con guía de onda ESIW .....	33
4.4 Diseño de la bocina apilando sustratos .....	34
4.4.1 Bocina de perfil exponencial.....	36
4.4.2 Bocina con adaptador en $\lambda_g/4$ de dos tramos .....	42



4.5	Estudio del modelo final.....	52
4.5.1	Reflexión.....	53
4.5.2	Diagramas de radiación y Directividades en plano H y plano E .....	53
4.5.3	Comparación entre los distintos modelos .....	55
4.5.4	Optimización del adaptador de impedancias .....	56
Capítulo 5.	Conclusiones.....	57
5.1	Líneas Futuras .....	58
Bibliografía		59
Anexos		60

## Índice de Figuras

Figura 1 Geometría de una guía rectangular. ....	10
Figura 2 Diagrama tipo pincel (a.), diagrama omnidireccional (b.) y diagrama isotrópico (c.) .....	13
Figura 3 Cortes del diagrama pincel con planos E y H.....	13
Figura 4 Elementos principales del diagrama tipo pincel [2].....	14
Figura 5 Bocina en plano H (a.), bocina en plano E (b.) y bocina piramidal (c.) [2].....	18
Figura 6 Sección y campo eléctrico del modo $TE_{1,0}$ en una guía de onda rectangular [2].....	18
Figura 7 Sección de una bocina piramidal [2]. ....	19
Figura 8 Diagrama universal para el plano E (a.) y para el plano H (b.) [2]. ....	21
Figura 9 Dimensiones óptimas de una bocina piramidal [2]. ....	22
Figura 10 Composición en 3D de una estructura SIW.....	24
Figura 11 Configuración lateral (izq.) y en planta (der.) de una bocina multicapa integrada SIW [6]. ....	25
Figura 12 Fotografía de la antena fabricada [6].....	25
Figura 13 Esquema del divisor de potencia (a.) y fotografía (b.) de la bocina implementada en [7]. ....	26
Figura 14 Composición en 3D de una estructura ESIW. ....	27
Figura 15 Configuración en planta de una bocina SIW en plano H [9]. ....	28
Figura 16 Fotografía en planta de las piezas de la antena [9].....	28
Figura 17 Esquema de la geometría de la bocina sectorial en plano H ESIW (a.) y fabricación de la bocina (b.) [10]. ....	29
Figura 18 Sección de una bocina piramidal con un codo de $90^\circ$ (a.) y sección de una bocina piramidal con máximo de radiación igual a las bocinas convencionales. (b.).....	30
Figura 19 Sección de una capa de sustrato y sus metalizaciones. ....	31
Figura 20 Vista en 3D (a.) y sección lateral (b.) de la bocina piramidal inicial. ....	32
Figura 21 Parámetro $S_{1,1}$ de la bocina piramidal inicial con guía de onda rectangular convencional. ....	33
Figura 22 Vista en 3D (a.) y sección lateral (b.) de la bocina piramidal con ESIW.....	34
Figura 23 Parámetro $S_{1,1}$ de la bocina piramidal con ESIW. ....	34
Figura 24 Esquema de discretización de la bocina. Vista lateral (a.) y vista en planta (b.).....	35
Figura 25 Parámetro $S_{1,1}$ de la bocina piramidal con ESIW discretizada. ....	35
Figura 26 Esquema de la bocina de perfil exponencial. Vista lateral (a.) y vista en planta (b.).....	36
Figura 27 Sección transversal de la bocina de perfil exponencial. ....	38
Figura 28 Parámetro $S_{1,1}$ inicial de la bocina de perfil exponencial.....	38
Figura 29 Vista en 3D del campo lejano de la bocina de perfil exponencial.....	38
Figura 30 Perfil exponencial y cortes con las diferentes capas. ....	39
Figura 31 Parámetro $S_{1,1}$ optimizado de la bocina con perfil exponencial. ....	40
Figura 32 Vista en 3D (a.) con la silueta de la bocina exponencial superpuesta (b.).....	40
Figura 33 Sección lateral con la silueta de la bocina exponencial superpuesta (a.). Sección en planta (b.).....	40
Figura 34 Parámetro $S_{1,1}$ de la bocina de perfil exponencial discretizada. ....	41
Figura 35 Esquema de la vista lateral de las longitudes en eje z de la bocina exponencial discretizada.....	41
Figura 36 Parámetro $S_{1,1}$ de la bocina de perfil exponencial discretizada y optimizada. ....	42
Figura 37 Vista lateral de las etapas de la bocina con adaptador de impedancias y guía ESIW.....	43
Figura 38 Esquema de las distintas impedancias del adaptador implicadas en el cálculo. ....	43
Figura 39 Sección transversal de la bocina con adaptador de impedancias. ....	45
Figura 40 Parámetro $S_{1,1}$ de la bocina con adaptador de impedancias.....	45
Figura 41 Parámetro $S_{1,1}$ de la bocina con adaptador de impedancias discretizado. ....	46

Figura 42	Parámetro $S_{1,1}$ de la bocina con adaptador de impedancias discretizado y optimizado.	46
Figura 43	Esquema de la bocina discretizada con adaptador de impedancias discretizado.	47
Figura 44	Gráfica de los cortes de las capas con el perfil lineal de la bocina.	47
Figura 45	Sección lateral con indicación de incremento de longitud (a.) y sección en planta con indicación de incremento de anchura (b.)	49
Figura 46	Parámetro $S_{1,1}$ de la bocina discretizada en capas 1 y 2, y optimizada con adaptador de impedancias.	49
Figura 47	Esquema de las capas 3 y 4 de la bocina discretizada con adaptador de impedancias.	50
Figura 48	Parámetro $S_{1,1}$ de la bocina discretizada en capas 1, 2, 3 y 4; y optimizada con adaptador de impedancias.	50
Figura 49	Esquema de la capa 5 de la bocina discretizada con adaptador de impedancias.	51
Figura 50	Parámetro $S_{1,1}$ de la bocina discretizada y optimizada con adaptador de impedancias.	51
Figura 51	Sección transversal de la bocina discretizada con adaptador de impedancias.	52
Figura 52	Parámetro $S_{1,1}$ de la bocina discretizada y optimizada en su conjunto con adaptador de impedancias.	52
Figura 53	Parámetro $S_{1,1}$ del modelo final para un ancho de banda de 15 GHz a 22 GHz.	53
Figura 54	Diagrama de radiación y directividad en plano H (a.) y plano E (b.) para 15 GHz.	53
Figura 55	Diagrama de radiación y directividad en plano H (a.) y plano E (b.) para 17 GHz.	54
Figura 56	Diagrama de radiación y directividad en plano H (a.) y plano E (b.) para la frecuencia de trabajo, 19 GHz.	54
Figura 57	Diagrama de radiación y directividad en plano H (a.) y plano E (b.) para 21 GHz.	54
Figura 58	Diagrama de radiación y directividad en plano H (a.) y plano E (b.) para 22 GHz.	54
Figura 59	Bocina inicial con guía convencional Modelo I (a.), bocina con guía ESIW Modelo II (b.), bocina con adaptador de impedancias Modelo III (c.) y bocina discretizada con adaptador de impedancias Modelo IV (d.)	55
Figura 60	Comparativa del parámetro $S_{1,1}$ de los distintos modelos.	56
Figura 61	Comparativa del parámetro $S_{1,1}$ inicial del modelo final y tras optimizar el adaptador de impedancias.	56
Figura 62	Esquema de la sección transversal en 3D del modelo final con el puerto 2 en la boca de la bocina.	58



## *Índice de Tablas*

Tabla 1 Dimensiones óptimas de la boca de la bocina con guía de onda convencional.....	32
Tabla 2 Dimensiones de la guía de onda ESIW de acceso a la bocina.....	33
Tabla 3 Dimensiones óptimas de la apertura de la bocina alimentada con guía de onda ESIW.....	33
Tabla 4 Dimensiones de la bocina. ....	34
Tabla 5 Dimensiones óptimas de la bocina con ESIW y discretizada. ....	35
Tabla 6 Distancias, alturas y anchuras de las capas para la bocina exponencial discretizada.....	39
Tabla 7 Longitudes de las capas discretizada de la bocina exponencial tras la optimización. ....	42
Tabla 8 Alturas óptimas para cada tramo del adaptador de impedancias. ....	44
Tabla 9 Longitudes de los tramos del adaptador de impedancias optimizados.....	46
Tabla 10 Longitudes y alturas de la discretización de la bocina. ....	48
Tabla 11 Valores iniciales y finales de la optimización de las capas 1 y 2 para la bocina piramidal discretizada con adaptador. ....	49
Tabla 12 Valores iniciales y finales de la optimización de las capas 3 y 4. ....	50
Tabla 13 Valores iniciales y finales de la optimización de la capa 5.....	51
Tabla 14 Valores iniciales y finales de la optimización general de todas las capas.....	52
Tabla 15 Directividades de los distintos modelos.....	55

## Capítulo 1.

# Introducción

## 1.1 Contexto

Comúnmente citado, Heráclito proclamó hace más de dos milenios que “*lo único constante es el cambio*” al hablar del devenir, la transitoriedad y la impermanencia del universo. “*Πάντα ῥεῖ*”<sup>1</sup> en pocas palabras. Desde luego, nuestro presente implica transformación casi por definición, especialmente en el campo tecnológico, pues está sometido a una aceleración vertiginosa de avances que se manifiestan en todos sus frentes: inteligencia artificial, computación cuántica, IoT (Internet de las Cosas, o *Internet of Things* en inglés) y, especial mención ya que ocupa el motivo de esta introducción, la siguiente era dorada de la exploración espacial.

¿Qué indicadores revelan el renacer de uno de los campos más célebres de las telecomunicaciones? Los presupuestos son un buen punto de partida. En la década de los 60, el gobierno americano destinó cerca de 5.000 millones de dólares en la NASA [1], equivalentes a 49.317 millones actuales, en exploración espacial. Lo que en su momento fue competencia de estados como EE. UU. o la URSS, lo es ahora del capital privado. Pese a no alcanzar las cifras de aquellos años, el crecimiento de las inversiones en compañías aeroespaciales se ha disparado. Tal y como indica Space Capital, la inversión privada ha aumentado de 9.100 millones en 2019 a 22.400 millones en 2022 en 442 compañías y, la joya de la corona: los satélites (y cuanto más pequeños, mejor).

Así como los satélites clásicos contaban con tecnologías basadas en las guías de onda – grandes prestaciones y robustez frente a interferencias – su coste y dimensiones no son la alternativa más atractiva hoy en día. Surgen alternativas como la tecnología planar, también conocida como PCB (*Printed Circuit Board*), ampliamente utilizada debido a su versatilidad y facilidad de fabricación, pues se construye utilizando sustratos dieléctricos y trazas conductoras en una placa de circuito impreso, confiriéndole así una estructura plana y compacta que dista del volumen y peso que presentan las guías de onda tridimensionales. En todo caso, estos modelos presentan desventajas inasumibles para reemplazar las guías de onda, pues las elevadas pérdidas

---

<sup>1</sup> “*Πάντα ῥεῖ*”, o “*Panta rhei*” en alfabeto latino, es una expresión en griego antiguo que se traduce a “*Todo fluye*”. Fue atribuida por Platón al filósofo presocrático Heráclito.

dieléctricas causadas por la tangente de pérdidas del material debido a que la onda no se encuentra confinada completamente, o problemas de disipación térmica que impiden aplicaciones de alta potencia impiden la aplicación de esta alternativa. Tecnologías como la SIW – o *Substrate Integrated Waveguide*, que consiste en integrar una guía de onda en una placa de circuito impreso – nacen para solucionar tales problemas de dimensionamiento y presupuesto, pues combinan los fundamentos de las guías de onda y las tecnologías planares. Su evolución – y la tecnología tomada como punto de partida en este trabajo – es la ESIW, o *Empty Substrate Integrated Waveguide*. Esta tecnología, fruto de años de perfeccionamiento de las SIWs, presenta pérdidas bajas, buen factor de calidad en resonadores, perfil bajo y coste de fabricación asequible; aproximándose más, por lo tanto, a la respuesta eléctrica de las guías de onda clásicas, que sus predecesoras.

## 1.2 Objetivos

El objetivo de este trabajo de fin de grado se centrará en diseñar una bocina de tipo piramidal mediante tecnología ESIW – esto implica dar forma a una estructura tridimensional mediante láminas bidimensionales de sustrato que emulen dicha bocina. Para ello, se han definido los siguientes objetivos generales,

- I. Lectura de la documentación sobre la tecnología integrada en sustrato, así como también los conceptos fundamentales de la física que define las bocinas.
- II. Aprendizaje de CST, el simulador electromagnético que se utilizará en todas las fases de diseño de la bocina.
- III. Selección tanto de la aplicación como de las características de la bocina, considerando las limitaciones y el proceso de la fabricación.
- IV. Diseño de la bocina piramidal aplicando sustratos. Este objetivo se ha desglosado en los siguientes:
  - a. Obtención de un diseño con una directividad adecuada que permita la implementación física del dispositivo.
  - b. Reflexión – o parámetro  $S_{1,1}$  – igual o inferior a  $-10\text{dB}$  para todo el ancho de banda deseado a cubrir.

## 1.3 Metodología y Organización de la memoria

Tras establecer el marco inicial del proyecto, se abordan los conceptos teóricos fundamentales necesarios para comprender los principios físicos que ocupan los campos eléctricos y magnéticos, los parámetros fundamentales de las antenas y el estado del arte de las tecnologías implicadas en el diseño de los modelos. Así pues, se explora en detalle la guía de onda, incluyendo aspectos como la separación de variables y los modos de propagación en guías de onda rectangulares; los parámetros esenciales de una antena, tales como el diagrama de radiación, la densidad y potencia radiada, la directividad, la ganancia y el parámetro de reflexión  $S_{1,1}$ ; y las características de las bocinas rectangulares. Tras ello, se exponen en detalle las tecnologías SIW (guía de onda integrada en sustrato), y ESIW (guía vacía integrada en sustrato), así como diseños de bocinas implementados en dichas tecnologías.

A continuación, se desarrolla el proceso de diseño de la bocina (Capítulo 4), desde los trazos más generales hasta el modelo final propuesto, donde se ha utilizado el programa de simulación electromagnética de onda completa CST (*Computer Simulation Technology*) para llevar a cabo los diferentes ensayos realizados y fases del desarrollo de los modelos. El proceso de diseño de la bocina se inicia con la selección de la aplicación teniendo en cuenta las limitaciones de fabricación, fijando unas especificaciones objetivo. A continuación, se procede con el diseño de la bocina piramidal óptima alimentada por una guía convencional y con una guía de onda ESIW. Posteriormente, se exploran alternativas de diseño, como la bocina de perfil exponencial y la bocina con adaptador en  $\lambda/4$  de dos tramos. Finalmente, se lleva a cabo un estudio del modelo final de la bocina, examinando los parámetros que se establecen como objetivo y proporcionando un marco comparativo entre el modelo final, el modelo ideal y el resto de los modelos considerados en el estudio.

El trabajo concluye con las observaciones finales del modelo, ratificando los objetivos propuestos (1.2), las conclusiones más relevantes y las líneas futuras del trabajo realizado (Capítulo 5).

La metodología seguida inicia con la lectura de la bibliografía recomendada por parte de los tutores relacionada con las tecnologías integradas en sustrato, así como de bocinas. Tras ello, se inicia la fase de diseño con el uso del simulador electromagnético CST mediante ejercicios sencillos introducidos por los tutores, para posteriormente realizar el diseño de la bocina piramidal de manera autónoma. Para la resolución de las diferentes ecuaciones se utiliza Matlab. A lo largo del desarrollo del trabajo se han realizado reuniones periódicas con los tutores con tal de



corroborar el avance del trabajo y proporcionar orientación en el diseño, junto con el desarrollo de informes internos de los diferentes diseños realizados por parte del estudiante. Por último, mediante el uso de dichos informes ha sido redactada la memoria.

## Capítulo 2.

# Fundamentos Teóricos

## 2.1 Guía de Onda

La tecnología que enmarca la resolución de los objetivos de este trabajo de fin de grado es la guía de onda vacía integrada en sustrato (ESIW), pero su fundamentación se basa en la física presente en las guías de onda convencionales. Así pues, este primer capítulo explicará los fundamentos teóricos del medio de la guía – más concretamente, la guía de onda rectangular.

En primer lugar, y con fin de explicar los modos de propagación de una onda a través de una guía rectangular o circular, se describirá el método matemático de separación de variables para la resolución de las ecuaciones de onda. En el siguiente apartado, se describirán los parámetros fundamentales asociados a una guía de onda, que incluyen la frecuencia de corte, el modo dominante de propagación, la constante de propagación, así como la distribución de los campos eléctrico y magnético.

### 2.1.1 Separación de Variables

El método de separación de variables es una técnica aplicada a la resolución de ecuaciones diferenciales parciales – abreviadas, EDP – donde se asume que su solución puede expresarse como producto de dos o más funciones. Cada función dependerá, pues, solo de una variable de la EDP. Por tanto, tras la separación de las variables, se podrá resolver el conjunto mediante funciones separadas, a modo de ecuaciones diferenciales ordinarias, o EDOs.

En particular, la ecuación de Helmholtz es una EDP que modela la propagación de ondas tal que,

$$(\nabla^2 + k^2)\phi = 0 \quad (2.1.1)$$

donde  $\nabla^2$  es el operador Laplaciano,  $\phi$  es la función de onda,  $k$  es el número de onda, y  $\nabla^2\phi$  representa la divergencia del gradiente de  $\phi$ .

Para resolver esta ecuación mediante el método de separación de variables, se asume que la función de onda puede escribirse como el producto de tres funciones separadas, donde cada una de ellas depende tan solo de una coordenada espacial. Es decir, la resolución de una función 3D puede resolverse mediante el producto de funciones 1D tal que,

$$\phi(x, y, z) = X(x) Y(y) Z(z) \quad (2.1.2)$$

Sustituyendo esta expresión en la ecuación de Helmholtz,

$$\begin{aligned} X''(x) Y(y) Z(z) + X(x) Y''(y) Z(z) + X(x) Y(y) Z''(z) \\ + k^2 X(x) Y(y) Z(z) = 0 \end{aligned} \quad (2.1.3)$$

Dividiendo ambos lados de la ecuación por  $\phi(x, y, z)$  obtenemos,

$$\left( \frac{X''(x)}{X(x)} + \frac{Y''(y)}{Y(y)} + \frac{Z''(z)}{Z(z)} \right) + k^2 = 0 \quad (2.1.4)$$

Con lo cual, cada término de la suma anterior depende tan solo de una variable. Separando dichas variables se obtienen tres EDOs,

$$\frac{X''(x)}{X(x)} + k_x^2 = 0 \quad (2.1.5)$$

$$\frac{Y''(y)}{Y(y)} + k_y^2 = 0 \quad (2.1.6)$$

$$\frac{Z''(z)}{Z(z)} + k_z^2 = 0 \quad (2.1.7)$$

donde  $k_x, k_y, k_z$  son las constantes de separación que se calculan aplicando las condiciones de contorno y están relacionadas con el número de onda  $k$  a través de la ecuación,

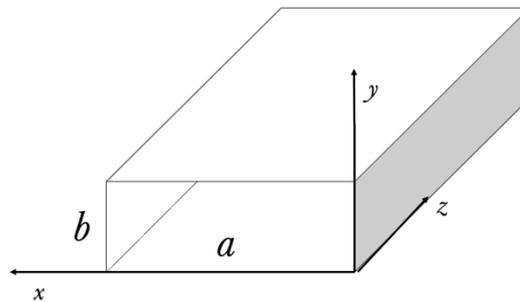
$$k^2 = k_x^2 + k_y^2 + k_z^2 \quad (2.1.8)$$

Finalmente, resolviendo las EDOs, se obtiene que la ecuación general de  $\phi(x, y, z)$  será,

$$\phi(x, y, z) = \begin{Bmatrix} \cos(k_x x) \\ \sin(k_x x) \\ e^{\pm j k_x x} \end{Bmatrix} \begin{Bmatrix} \cos(k_y y) \\ \sin(k_y y) \\ e^{\pm j k_y y} \end{Bmatrix} \begin{Bmatrix} \cos(k_z z) \\ \sin(k_z z) \\ e^{\pm j k_z z} \end{Bmatrix} \quad (2.1.9)$$

### 2.1.2 Guía de Onda rectangular y sus modos

Las guías de onda rectangulares son estructuras en forma de prisma hueco con dos de sus caras – paralelas entre sí – descubiertas, como puede verse en la Figura 1. Las paredes restantes son conductoras perfectas y encierran a la onda, que queda confinada en su interior.



**Figura 1** Geometría de una guía rectangular.

La introducción de una señal electromagnética dentro de la guía provoca una distribución de los campos electromagnéticos que se propagan en su interior. Estas distribuciones se distinguen en,

- Modos Transversales Magnéticos (TM), donde el campo magnético es perpendicular a la propagación de la onda – y nulo en la dirección de propagación, tal que  $H_z = 0$ , y los campos eléctricos tienen componentes en las direcciones transversales y en la dirección de propagación.
- Modos Transversales Eléctricos (TE), donde el campo eléctrico es perpendicular a la propagación y nulo en la dirección de propagación, por lo que  $E_z = 0$ . Los campos magnéticos tienen componentes en las direcciones transversales y paralelas a la propagación de la onda.

### 2.1.3 Modo Dominante $TE_{10}$

Conocido como dominante por ser el primer modo que se propaga a través de la guía y tener la frecuencia de corte más baja, el modo  $TE_{10}$  cuenta con una sola componente de campo eléctrico a lo largo de la dirección transversal de la guía de onda rectangular; y dos componentes de campo magnético tanto en dirección transversal como axial – es decir, paralela a las paredes de la guía y a la dirección de propagación de la onda. En guías de onda rectangulares con ratio  $b = a/2$  este modo logra el mayor ancho de banda y a la vez máxima potencia transmitida.

Las ecuaciones que rigen el comportamiento de los campos eléctrico y magnético en el modo  $TE_{10}$  son las siguientes,

$$H_z = B_{10} \cos\left(\frac{\pi x}{a}\right) \quad (2.1.10)$$

$$H_x = j \frac{\beta a}{\pi} B_{10} \sin\left(\frac{\pi x}{a}\right) \quad (2.1.11)$$

$$E_y = -j \frac{\omega \mu a}{\pi} B_{10} \sin\left(\frac{\pi x}{a}\right) \quad (2.1.12)$$

donde la frecuencia de corte y el número de onda de corte de dicho modo quedan determinados tal que,

$$f_{corte,TE10} = \frac{c}{2a} \quad (2.1.13)$$

$$k_{corte,TE10} = \frac{\pi}{a} \quad (2.1.14)$$

Considerando que la frecuencia de corte del siguiente modo en propagarse – el modo  $TE_{20}$  – es el doble que la anterior si se mantiene la relación de aspecto de  $b = a/2$ ,

$$f_{corte,TE20} = \frac{c}{a} \quad (2.1.15)$$

Puede definirse el ancho de banda monomodo como la diferencia entre ambas,

$$BW = f_{corte,TE20} - f_{corte,TE10} = \frac{c}{2a} \quad (2.1.16)$$

Además, se observa cómo la frecuencia de corte (2.1.13 y 2.1.15) y, consecuentemente, el ancho de banda (2.1.16), tan solo dependen de la anchura de la guía de onda  $a$ .

## 2.2 Parámetros fundamentales de una antena

Al tratarse la antena de un elemento transductor – por un lado, emite ondas y por otro, está conectado a un circuito eléctrico – pueden distinguirse dos tipos de parámetros en base a la función que la antena adquiere en su análisis: radiante o circuital. Como la investigación que ocupa este trabajo gira en torno al diseño de la bocina, los parámetros relevantes serán aquellos que respondan a la antena como elemento radiante: diagrama de ganancia y polarización. Sin embargo, también se explicarán algunos conceptos básicos de los parámetros S.

### 2.2.1 Diagrama de Radiación

El diagrama de radiación es el parámetro más característico de una antena y describe cómo irradia o recibe energía para cada dirección del espacio – mediante  $\theta$  y  $\phi$  – a través de la función de magnitud del campo normalizada respecto a su máximo. Por lo tanto, el campo lejano de una fuente de corriente eléctrica  $\vec{J}$  se expresa como,

$$\vec{E} = -j\omega \frac{\mu}{4\pi} \frac{e^{-jkr}}{r} [N_\theta(\theta, \phi)\hat{\theta} + N_\phi(\theta, \phi)\hat{\phi}] \quad (2.2.1)$$

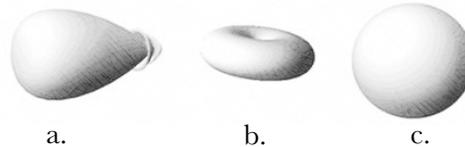
donde  $\vec{N}$  es el vector de radiación. Haciendo el módulo y normalizando con respecto a su máximo,

$$|\vec{E}| = \frac{k\eta}{4\pi} \frac{1}{r} \sqrt{|N_\theta(\theta, \phi)|^2 + |N_\phi(\theta, \phi)|^2} \quad (2.2.2)$$

Se obtiene el diagrama de radiación como,

$$d_N(\theta, \phi) = \frac{|\vec{E}|}{|\vec{E}|_{\text{máx}}} \quad (2.2.3)$$

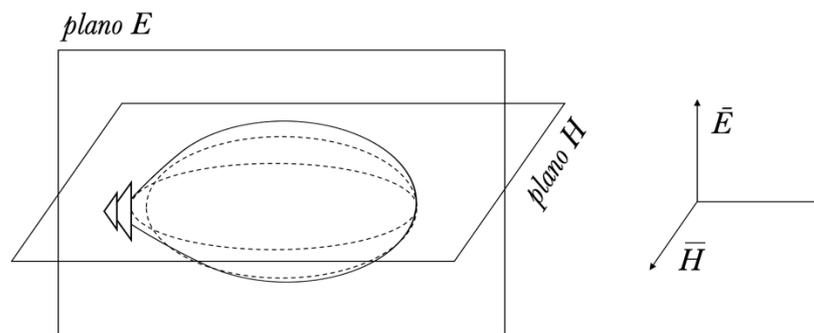
Los diagramas pueden tomar infinitud de formas, pero los más habituales son: *diagramas pincel* (Figura 2.a) cuando se presenta un único máximo de radiación – el haz de la antena se destina a un propósito específico; *diagramas omnidireccionales* (Figura 2.b) cuando la antena radia por igual en todas las direcciones del plano; y *diagrama isotrópico* (Figura 2.c) cuando se representa una radiación uniforme en todas las direcciones del espacio. El diagrama característico de la antena que se diseña en este trabajo es el primero.



**Figura 2** Diagrama tipo pincel (a.), diagrama omnidireccional (b.) y diagrama isotrópico (c.).

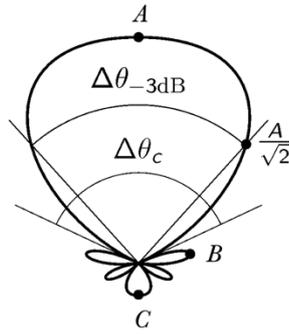
Habitualmente se trabaja con los cortes bidimensionales del diagrama (Figura 3), pues aportan información suficiente para comprender el comportamiento de la radiación siempre y cuando contengan a sus máximos. Los diagramas de radiación cuentan con dos cortes ortogonales principales:

- Corte en plano E, que contiene al máximo de radiación y al vector de campo eléctrico en la dirección de dicho máximo.
- Corte en plano H, que contiene al máximo de radiación y al vector de campo magnético en la dirección de dicho máximo.



**Figura 3** Cortes del diagrama pincel con planos E y H.

El aspecto típico de estos planos puede observarse en la Figura 4, donde se distingue un lóbulo principal y varios lóbulos secundarios. Observando este corte pueden deducirse parámetros importantes como el ancho de haz a -3 dB ( $\Delta\theta_{-3dB}$ ), el ancho de haz entre nulos ( $\Delta\theta_c$ ), la relación entre el lóbulo principal y el secundario ( $NLPS = 20 \log\left(\frac{A}{B}\right)$ ) o la relación delante-atrás ( $RDA = 20 \log\left(\frac{A}{C}\right)$ )



**Figura 4** Elementos principales del diagrama tipo pincel [2].

### 2.2.2 Densidad de Potencia Radiada

La densidad de potencia radiada mide la cantidad de energía electromagnética que se irradia por unidad de área en una dirección determinada, calculada a partir de los valores eficaces de los campos,

$$\vec{S}(r, \theta, \phi) = \text{Re}(\vec{E} \times \vec{H}^*) = \frac{|E_\theta|^2 + |E_\phi|^2}{\eta} \hat{r} \quad \left(\frac{W}{m^2}\right) \quad (2.2.4)$$

Donde  $E_\theta$  y  $E_\phi$  se corresponden con los campos eléctricos en  $\theta$  y  $\phi$ , respectivamente; y  $\eta$  es la impedancia del medio. Además, el diagrama de radiación se puede calcular a partir de la densidad de potencia radiada tal que,

$$t_N(\theta, \phi) = \frac{|\vec{S}|}{|\vec{S}|_{\text{máx}}} \quad (2.2.5)$$

Donde resulta evidente que  $t_N(\theta, \phi) = [d_N(\theta, \phi)]^2$

### 2.2.3 Potencia Radiada

La potencia total radiada se obtiene integrando la densidad de potencia radiada (2.2.2) en una hipotética esfera que encierra a la antena, tal que,

$$P_{\text{rad}} = \int \int_S \vec{S} \cdot \vec{ds} = \int_0^{2\pi} \int_0^\pi S(r, \theta, \phi) r^2 \sin\theta d\theta d\phi \quad (W) \quad (2.2.6)$$

Donde se define el diferencial del ángulo sólido  $d\Omega$  como,

$$d\Omega = \text{sen}\theta d\theta d\phi \quad (2.2.7)$$

## 2.2.4 Directividad

La directividad se define como la capacidad de una antena de concentrar la energía radiada en una dirección específica en comparación con una antena isotrópica – esta irradia la misma potencia en todas las direcciones del espacio de manera uniforme. Es una relación que determina cuánto se enfoca la radiación en una dirección en lugar de dispersarse en todas direcciones teniendo como condición misma distancia e igualdad de potencia total radiada. Habitualmente se considera como directividad de interés aquella que se encuentra en dirección de mayor radiación,

$$D_{\text{máx}} = \frac{S_{\text{máx}}}{\frac{P_{\text{rad}}}{4\pi r^2}} = \frac{4\pi}{\int \int \frac{S(r,\theta,\phi)}{S_{\text{máx}}} \text{sen}\theta d\theta d\phi} = \frac{4\pi}{\int \int t_N(\theta, \phi) \text{sen}\theta d\theta d\phi} = \frac{4\pi}{\Omega_e} \quad (2.2.8)$$

Donde  $\Omega_e$  se conoce como ángulo sólido equivalente.

Además, para antenas directivas que presentan un lóbulo principal directivo y lóbulos secundarios mucho menores, puede calcularse la directividad de manera aproximada si se asume radiación uniforme en el ángulo sólido comprendido por los  $\Delta\theta_{-3dB}$  en los dos planos principales del diagrama de radiación (2.2.1) tal que,

$$D_{\text{máx}} = \frac{4\pi}{\Omega_e} \cong \frac{4\pi}{(\Delta\theta^E_{-3dB})(\Delta\theta^H_{-3dB})} \quad (2.2.9)$$

## 2.2.5 Ganancia

La ganancia dista de la directividad en que la potencia considerada en su cálculo es la entregada a la antena, y no la total radiada. Su expresión para cualquier dirección es la siguiente,

$$G(\theta, \phi) = \frac{S(\theta, \phi)}{\frac{P_{\text{ent}}}{4\pi r^2}} \quad (2.2.10)$$

Además, se define la eficiencia óhmica como la relación entre la potencia radiada y la potencia entregada a la antena,

$$\eta_{\Omega} = \frac{P_{rad}}{P_{ent}} \quad (2.2.11)$$

Así pues, pueden relacionarse la ganancia y la directividad mediante la siguiente expresión,

$$G(\theta, \phi) = \eta_{\Omega} * D(\theta, \phi) \quad (2.2.12)$$

Por tanto, sin pérdidas óhmicas ( $\eta_{\Omega} = 1$ ), la ganancia y la directividad serán iguales.

### 2.2.6 Parámetro de Scattering o Dispersión, $S$

El parámetro de *Scattering* es una representación matemática compleja que describe la relación entre la onda incidente y la onda reflejada en un punto determinado de un sistema o circuito. Este se define mediante una matriz de coeficientes complejos, conocida como matriz  $S$ . Para sistemas de dos puertos, dicha matriz está compuesta por cuatro elementos:  $S_{1,1}$ ,  $S_{1,2}$ ,  $S_{2,1}$  y  $S_{2,2}$ ,

- I. El coeficiente  $S_{1,1}$ , denominado coeficiente de reflexión en el puerto 1, representa la relación entre la onda reflejada en el puerto 1 y la onda incidente en el mismo puerto, y se utiliza para caracterizar la reflexión de señales en el puerto de entrada de un sistema. Este parámetro será especialmente recurrente en el marco técnico de este trabajo.
- II. El coeficiente  $S_{1,2}$ , o coeficiente de transmisión del puerto 2 al 1, expresa la relación entre la onda reflejada en el puerto 2 y la onda incidente en el puerto 1. Su función principal consiste en caracterizar la pérdida de señal o la transferencia de energía entre puertos en un sistema.
- III. El coeficiente  $S_{2,1}$ , o coeficiente de transmisión del puerto 1 al 2, indica la relación entre la onda transmitida en el puerto 2 y la onda incidente en el puerto 1. Este parámetro se utiliza para analizar la ganancia o atenuación de señal entre los puertos de entrada y salida de un sistema.
- IV. Finalmente, el coeficiente  $S_{2,2}$ , conocido como coeficiente de reflexión en el puerto 2, describe la relación entre la onda reflejada en el puerto 2 y la onda incidente en el mismo puerto. Su función principal consiste en caracterizar la reflexión de señales en el puerto de salida de un sistema.

### 2.2.6.1 *Parámetro $S_{1,1}$*

Como se ha indicado previamente (2.2.6), este parámetro será relevante en el estudio de la bocina y su diseño, pues es clave para estudiar la reflexión de señales en el puerto de entrada de dicha bocina. Para conseguir la máxima transferencia de potencia y, por lo tanto, evitar reflexiones, la impedancia de la carga deberá de ser el conjugado de la impedancia del generador de señal.

El coeficiente de reflexión, pues, permite medir la cantidad de energía reflejada en el puerto de entrada en comparación con la energía incidente. Si el valor de  $S_{1,1}$  en lineal es bajo, significa que hay una buena adaptación de impedancias y una baja reflexión de señal en el puerto de entrada. Por el contrario, si su valor es alto, indica que hay una mala adaptación de impedancias y una alta reflexión de señal.

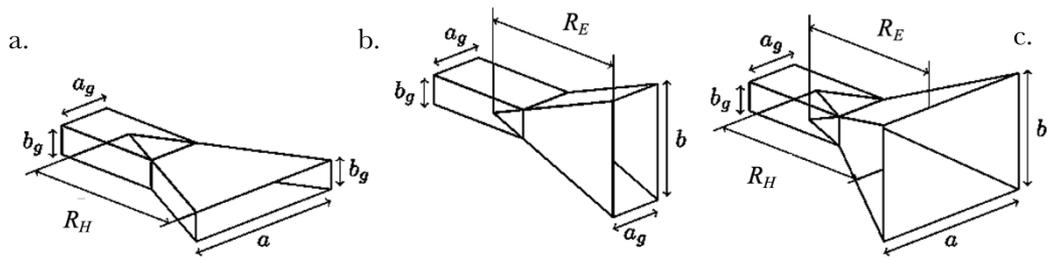
Así pues, la importancia de un bajo valor radica en garantizar una transferencia óptima de energía desde el generador de señal hacia la bocina, evitando pérdidas y minimizando la distorsión de la señal. Además, una buena adaptación de impedancias ayuda a maximizar la eficiencia del sistema y a reducir la sensibilidad a ruidos e interferencias.

## 2.3 Bocinas

Las bocinas son antenas – se usan principalmente en la banda de las microondas – cuya estructura consiste en una guía de onda (2.1.2) con uno de sus extremos ensanchado horizontalmente, verticalmente o de ambas formas – estas variaciones se conocen como bocinas en plano H, bocinas en plano E y bocinas piramidales, respectivamente, y pertenecen al tipo de bocinas que se estudiarán en este marco teórico: las bocinas rectangulares. Estos ensanchamientos se diseñan procurando una mayor apertura que deriva en más ganancia.

### 2.3.1 *Bocinas Rectangulares*

Tal y como se ha mencionado anteriormente, hay tres tipos de bocinas rectangulares: bocinas en plano H (Figura 5.a), bocinas en plano E (Figura 5.b) y bocinas piramidales (Figura 5.c),



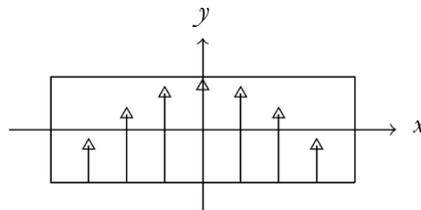
**Figura 5** Bocina en plano H (a.), bocina en plano E (b.) y bocina piramidal (c.) [2].

Este trabajo se centra en las bocinas piramidales principalmente ya que, como se ha comentado (Capítulo 1), el marco práctico que sucede a la fundamentación teórica parte de la bocina piramidal para diseñar un equivalente en tecnología ESIW.

La guía que precede a la bocina tiene dimensiones  $a_g \times b_g$  y propaga el modo fundamental  $TE_{10}$ , modelizado el campo eléctrico en una sección de dicha guía como,

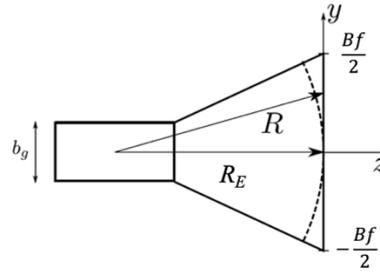
$$\vec{E}_{TE_{10}} = \hat{y}E_0 \cos\left(\frac{\pi}{a_g}x\right) \quad (2.3.1)$$

A continuación, en la Figura 6 se muestra cómo se presenta dicha sección: constante en  $y$  y coseno en  $x$ .



**Figura 6** Sección y campo eléctrico del modo  $TE_{1,0}$  en una guía de onda rectangular [2].

Quando se ensancha la bocina, la distribución de amplitud de la guía no varía, aunque se expanda para abarcar una mayor superficie. Sin embargo, la fase deja de ser constante en la apertura, introduciéndose el término de fase cuadrático que modeliza dicho desfase – de propagación esférica para bocinas piramidales. Puede observarse a continuación la Figura 7, que ilustra mediante una sección de la bocina piramidal el comportamiento de la propagación esférica,



**Figura 7** Sección de una bocina piramidal [2].

Así pues, el campo en la apertura de una bocina piramidal es,

$$\vec{E}_{ap} = \hat{y}E_0 \cos\left(\frac{\pi}{a_g}x\right) e^{-\frac{jky^2}{2R_E}} e^{-\frac{jkx^2}{2R_H}} \quad (2.3.2)$$

El perfil de fase en la apertura condiciona el diagrama de radiación, pues la fase en ambos planos depende de la relación de profundidad de la bocina –  $R_E$  y  $R_H$  – y la dimensión de apertura correspondiente –  $A_f$  y  $B_f$ , respectivamente. Con tal de cuantificar el perfil de fase, se define el error cuadrático de fase a partir del error de fase máximo que se produce en el extremo de la bocina,

$$k(R_m - R_H) = k \frac{\left(\frac{a}{2}\right)^2}{2R_H} = \frac{2\pi}{\lambda} \frac{a^2}{8R_H} = 2\pi t \quad (2.3.3)$$

$$k(R_m - R_E) = k \frac{\left(\frac{b}{2}\right)^2}{2R_E} = \frac{2\pi}{\lambda} \frac{b^2}{8R_E} = 2\pi s \quad (2.3.4)$$

Donde se definen los parámetros  $s$  y  $t$  como,

$$s = \frac{b^2}{8\lambda R_E} \quad (2.3.5)$$

$$t = \frac{a^2}{8\lambda R_H} \quad (2.3.6)$$

### 2.3.1.1 Campo Radiado por las bocinas

El campo radiado total por la bocina se obtiene considerando los desfases previamente explicados (2.3.3) y (2.3.4), tomando como expresión,

$$\vec{E} = jk \frac{e^{-jkr}}{4\pi r} E_0 (\cos\theta + 1) F(k_x, a) G(k_y, b) (\sin\phi\hat{\theta} + \cos\phi\hat{\phi}) \quad (2.3.7)$$

Las transformadas – hablamos de  $F(k_x, a)$  y  $G(k_y, b)$  – de los planos ensanchados quedan como,

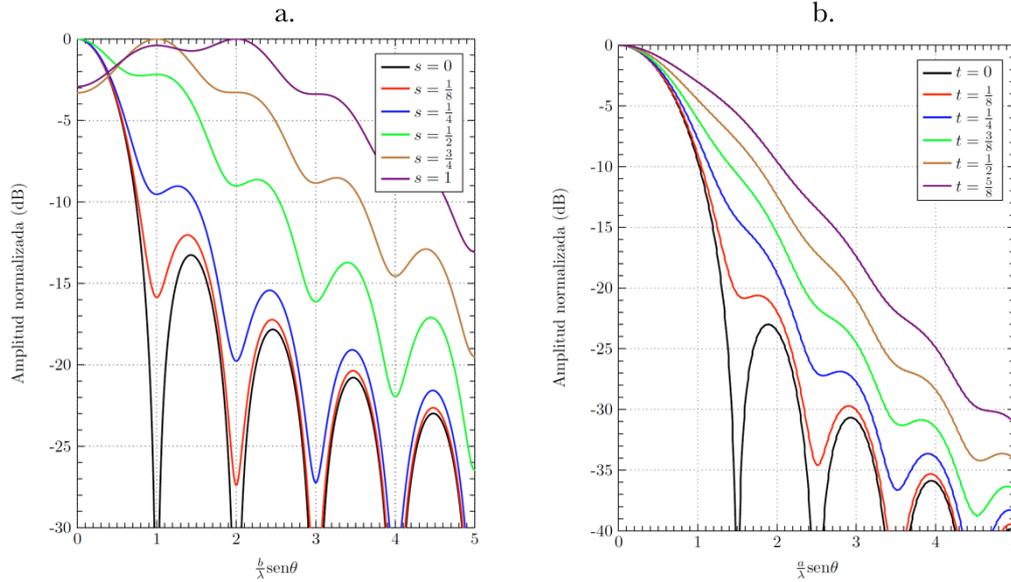
$$F\left(k_x \frac{a}{2}, t\right) = \int_{-1}^1 \cos\left(\frac{\pi}{2}x\right) e^{-j2\pi t x^2} e^{jk_x \frac{a}{2}x} dx \quad (2.3.8)$$

$$G\left(k_y \frac{b}{2}, s\right) = \int_{-1}^1 e^{-j2\pi s y^2} e^{jk_y \frac{b}{2}y} dy \quad (2.3.9)$$

Cabe tener en cuenta que se han realizado los cambios de variables  $x' = \frac{a}{2}x$  e  $y' = \frac{b}{2}y$  con tal de mostrar en las transformadas su dependencia en  $t$  y  $s$  respectivamente.

Para bocinas piramidales existe tanto diagrama de radiación en plano E como diagrama de radiación en plano H. El primero se obtiene cuando,  $k_x = 0$  y  $k_y = k \sin\theta$ , donde  $\phi = \frac{\pi}{2}$  en el tramo en el que se ensancha – obtenido mediante la transformada  $G\left(k \frac{b}{2} \sin\theta, s\right)$ , donde  $F(0, a) = cte$ . En la Figura 8.a se muestran los diagramas universales para el plano E, donde pueden verse diversas curvas en función del valor de  $s$ . Se deduce, pues, que las transformadas son parecidas a las de una función uniforme cuando los valores de  $s$  son pequeños y, conforme aumenta, estos diagramas se distorsionan – se rellenan los nulos y, en casos muy extremos, el máximo se hunde.

En cuanto al diagrama de radiación en plano H,  $\phi = 0$ ,  $k_y = 0$  y  $k_x = k \sin\theta$  – obtenido de  $F\left(k \frac{a}{2} \sin\theta, t\right)$ , donde  $G(0, b) = cte$ . La Figura 8.b muestra los diagramas universales para el plano H para distintos valores del parámetro  $t$ , donde puede observarse cómo los errores de fase no distorsionan tanto este diagrama, principalmente debido al perfil decreciente de la amplitud del coseno que suaviza las contribuciones de esos lugares de la apertura donde dicho error contribuye más.



**Figura 8** Diagrama universal para el plano E (a.) y para el plano H (b.) [2].

### 2.3.1.2 Bocina Piramidal

Recordemos que las bocinas piramidales tienen una apertura de dimensiones  $Af \times Bf$  y el campo en tal lugar se modeliza con la ecuación (2.3.2) y un diagrama de radiación en los planos principales con expresión (2.3.7), particularizados en diagrama en plano E -  $\phi = \frac{\pi}{2}$  con  $d_N = G\left(k\frac{b}{2}\sin\theta, s\right)$  según la Figura 8.b - y diagrama en plano H -  $\phi = 0$  con  $d_N = F\left(k\frac{a}{2}\sin\theta, t\right)$  según la Figura 8.a. Además, estos diagramas son de tipo pincel, como ya se ha mencionado anteriormente, por lo que las antenas presentarán directividades altas.

La directividad de una bocina piramidal viene dada por,

$$D_{pir} = \frac{4\pi}{\lambda^2} a b \eta_{il} \quad (2.3.10)$$

Considerando que la eficiencia de iluminación piramidal es el producto de las eficiencias en plano E y H,

$$\eta_{il} = \eta_{il_x}(t) \cdot \eta_{il_y}(s) \quad (2.3.11)$$

Desarrollando ambas eficiencias, se obtiene una expresión final en función de  $D_H$  y  $D_E$ ,

$$D_{pir} = \frac{\pi}{32} \left(\frac{\lambda}{b_g} D_H\right) \left(\frac{\lambda}{a_g} D_E\right) \quad (2.3.12)$$

donde  $D_H$  y  $D_E$  son las directividades en los planos H y E, respectivamente, que pueden calcularse como,

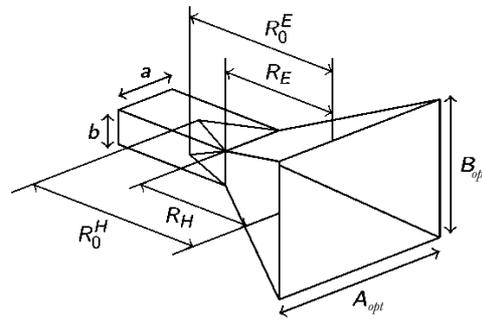
$$D_H = \frac{4\pi}{\lambda^2} A b_g \frac{8}{\pi^2} F(t) \quad (2.3.13)$$

$$D_E = \frac{4\pi}{\lambda^2} a_g B \frac{8}{\pi^2} G(s) \quad (2.3.14)$$

Cabe señalar que  $F(t)$  (2.1.13) se define como la reducción de la eficiencia de iluminación en  $x$  por error de fase  $y$ , respectivamente,  $G(s)$  (2.1.14) la define en  $y$ .

### 2.3.1.3 Bocina Piramidal Óptima

Las bocinas óptimas son aquellas que, dadas profundidades  $R_E$  y  $R_H$  fijas, tienen la máxima directividad posible. Considerando de nuevo las dimensiones de una bocina piramidal,



**Figura 9** Dimensiones óptimas de una bocina piramidal [2].

Debe lograrse  $R_H = R_E$  para conseguir que la bocina sea óptima. Para ello, habiendo fijado una frecuencia de trabajo y una directividad deseada, se resuelven las siguientes ecuaciones, de las que se despejan las dimensiones  $A_{opt}$  y  $B_{opt}$  (Figura 9),

$$A_{opt}^4 - a \cdot A_{opt}^3 + \frac{3bD\lambda^2}{8\pi \cdot 0,5188} A_{opt} - \frac{3D^2\lambda^4}{32\pi^2(0,5188)^2} = 0 \quad (2.3.15)$$

$$B_{opt} = \frac{1}{2} \cdot \left( b + \sqrt{b^2 + \left( \frac{8A_{opt}(A_{opt} - a)}{3} \right)} \right) \quad (2.3.16)$$

$$R_H = R_E = \frac{A_{opt}(A_{opt} - a)}{3\lambda} \quad (2.3.17)$$

## Capítulo 3.

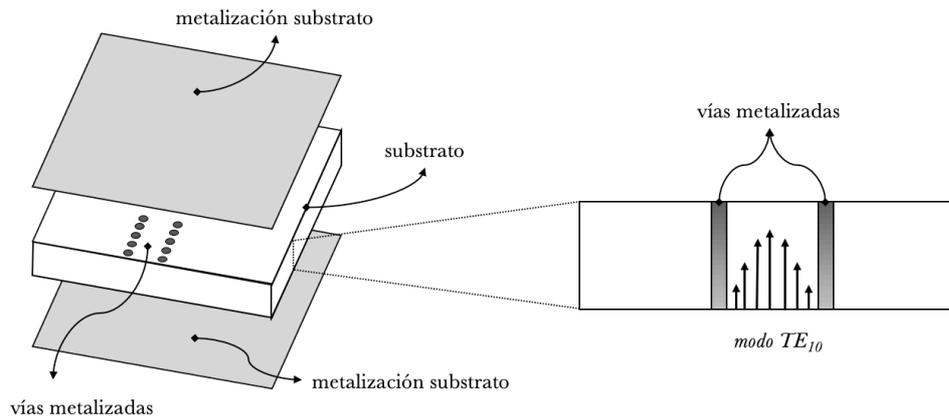
# Tecnologías SIW y ESIW

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

Propuesta en 2001 [3] [4], la guía de onda integrada en sustrato, o *Substrate Integrated Waveguide* (SIW por sus siglas en inglés), cuenta con un número significativo de circuitos planos y no planos, con posibilidad de modelarse en una o múltiples capas de dichos sustratos. Cabe destacar de esta tecnología la integración que ofrece en todos sus componentes – pasivos como filtros, acopladores o divisores; y activos como osciladores y amplificadores– en un mismo sustrato.

Así pues, la integración de todos estos componentes en un sustrato único ofrece múltiples ventajas pues se logra una notable reducción del espacio físico requerido para los circuitos, donde se evita la necesidad de interconexiones voluminosas y complicadas ya que se minimizan las distancias entre componentes, que a su vez disminuye las pérdidas por radiación y la atenuación de señal. Además, se ha observado que esta tecnología es altamente compatible con los procesos de fabricación planar existentes, lo que facilita su adopción e integración en la industria, y presenta un potencial significativo en términos de reducción de costes de producción, pues la fabricación de circuitos integrados en un único sustrato implica un menor número de etapas y procesos, lo que conlleva una disminución en recursos requeridos.

A continuación se muestra la composición de una estructura SIW en 3D (Figura 10), donde se incorporan vías metalizadas transversales al sustrato que conforman paredes verticales – las horizontales son las metalizaciones presentes en el propio sustrato.



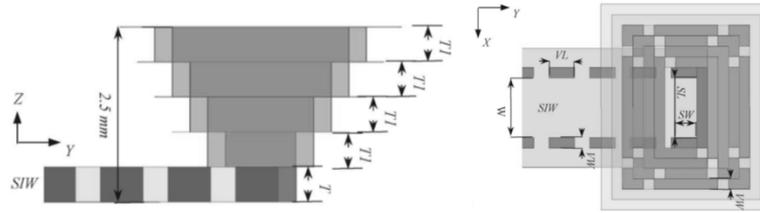
**Figura 10** Composición en 3D de una estructura SIW.

Como se ha mencionado anteriormente, esta tecnología logra preservar en gran medida las ventajas inherentes de las guías de onda metálicas al tiempo que aprovecha los beneficios asociados con los circuitos planares. Esta combinación se traduce en dispositivos de bajo coste cuya implementación se lleva a cabo mediante técnicas de fabricación estándar de placas de circuito impreso (PCB) o *Low-temperature Cofired Ceramics* (LTCC) [3] [5] [6].

Así pues, las guías de onda SIW, como se representan en la Figura 10, propagan los modos  $TE_{m,0}$  – nótese que el subíndice  $m$  hace referencia a la dirección contigua al plano del sustrato. En este contexto, la componente de campo eléctrico se alinea de forma paralela a las vías conductoras correspondiente al modo fundamental  $TE_{10}$ . En todo caso, esta tecnología se ha desarrollado con el propósito de abordar la brecha tecnológica existente entre las guías de onda metálicas, conocidas por su alto factor de calidad ( $Q$  de aproximadamente 10,000), y las tecnologías planares, cuyo factor de calidad oscila alrededor de 100-200. La SIW, por tanto, ha logrado posicionarse en un rango de factor de calidad de 100 a 1000 – un avance significativo. No obstante, como se mencionó previamente, la propagación de las ondas en la guía SIW se produce en un dieléctrico, lo que conlleva pérdidas considerables especialmente en frecuencias superiores a 10-12 GHz.

### 3.1.1 Aplicaciones de bocinas en tecnología SIW

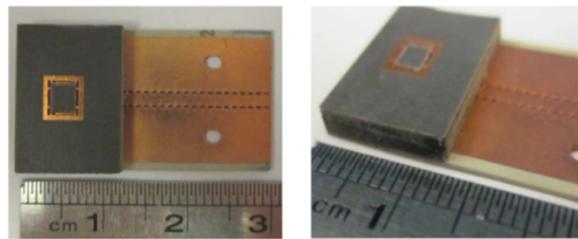
Una innovadora solución para el diseño de antenas de bocina piramidal integradas de banda ancha a frecuencias de ondas milimétricas es la utilización de codos de  $90^\circ$  en la guía de onda que alimenten la bocina, diseñada mediante capas de sustrato (Figura 11) [7].



**Figura 11** Configuración lateral (*izq.*) y en planta (*der.*) de una bocina multicapa integrada SIW [7].

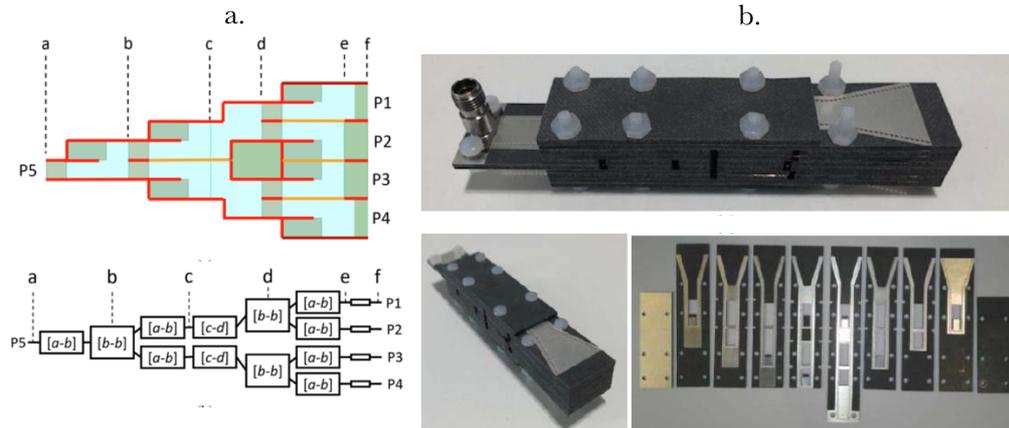
Así pues, la bocina utiliza una guía de onda integrada en sustrato (SIW) como su alimentador, emitiendo radiación en dirección perpendicular al sustrato. Para lograr esto, se ha implementado una ranura transversal en la superficie metálica superior de la guía de onda SIW, lo que permite excitar la antena de bocina. Las paredes de la bocina están construidas utilizando orificios metalizados que atraviesan el sustrato.

Además, se introduce una interesante integración entre la antena de bocina discretizada y su estructura de alimentación. Esta nueva estructura, con su amplio ancho de banda y ganancia constante, se adapta a diversas aplicaciones, como la transmisión de datos a gigabits, la generación de imágenes de ondas milimétricas y la utilización de antenas en chip (Figura 12).



**Figura 12** Fotografía de la antena fabricada [7].

Por otro lado, una nueva forma de alimentar varias SIW e implementar una bocina que emula una de tipo piramidal se presentan en [8] (Figura 13). Para ello, se sintetiza un divisor de potencia utilizando 4 SIW apiladas verticalmente, para conseguir una excitación en fase similar a la obtenida en una bocina piramidal. Además, este enfoque permite realizar correcciones de fase en la apertura de la bocina, consiguiendo unos anchos de haz más simétricos. A modo de demostración, en [8] se diseñó una bocina a 35 GHz como se puede observar en la Figura 13 con la bocina creada con varias capas SIW.

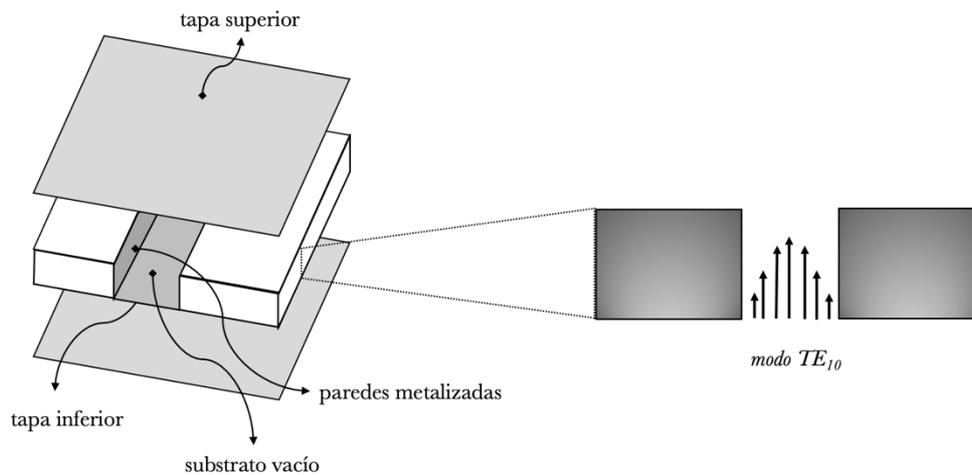


**Figura 13** Esquema del divisor de potencia (a.) y fotografía (b.) de la bocina implementada en [8].

## 3.2 Guía vacía integrada en sustrato (ESIW)

Trece años tras la concepción de la SIW, en 2014 la guía vacía integrada en sustrato, conocida como *Empty Substrate Integrated Waveguide* (ESIW), se diseñó con el objetivo de abordar las pérdidas inherentes presentes en la tecnología previa (3.1). Cabe destacar de la ESIW, en contraste con la SIW, que la propagación de la onda se lleva a cabo en el vacío, eliminando así las pérdidas relacionadas con el dieléctrico. Además, esta tecnología mantiene las cualidades propias de la tecnología planar.

De esta forma, la propagación de campos electromagnéticos en el vacío permite reducir significativamente la brecha existente entre tecnologías planares, con un factor de calidad ( $Q$ ) que oscila entre 100 y 200, y las guías de onda convencionales, que alcanzan valores de  $Q$  en torno a 10,000. En el caso de la ESIW, se observa un factor de calidad de  $Q=2000$ , lo que la posiciona como una evolución de la tecnología SIW y un paso adelante en términos de desempeño y eficiencia.



**Figura 14** Composición en 3D de una estructura ESIW.

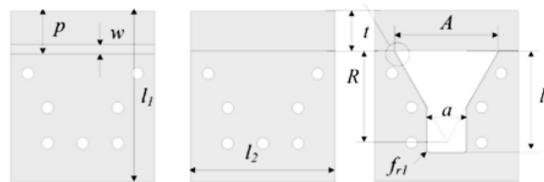
La configuración tridimensional de la tecnología ESIW se define en la Figura 14, donde se ve un corte rectangular realizado en substrato, cuyos laterales son posteriormente metalizados, generando así las paredes verticales de la guía de onda. Por medio de un par de tapas metálicas, se crean las paredes horizontales metálicas formando así una guía de onda hueca. La interconexión entre las capas superior e inferior y la capa central del substrato se logra mediante el uso de pasta de soldar de estaño, depositada en la capa central; y posteriormente las tapas se unen a dicha capa central y se someten a un proceso de secado en un horno de reflujo, resultando en una capa sólida de estaño que proporciona una unión firme entre las tapas y la capa central.

La representación del campo eléctrico correspondiente al modo fundamental se presenta en la Figura 6, que como puede observarse es igual al obtenido en una guía de onda convencional. Al realizar un análisis comparativo entre la ESIW y guías de onda convencionales, se ha observado experimentalmente, como se menciona en [9], cómo la ESIW puede ser considerada como una guía de onda rectangular vacía con las mismas dimensiones. Este descubrimiento reviste una gran importancia, ya que permite llevar a cabo técnicas de diseño elaboradas para guías de onda rectangulares en el contexto de la tecnología ESIW. En consecuencia, este hallazgo facilita el proceso de diseño de dispositivos en esta tecnología.

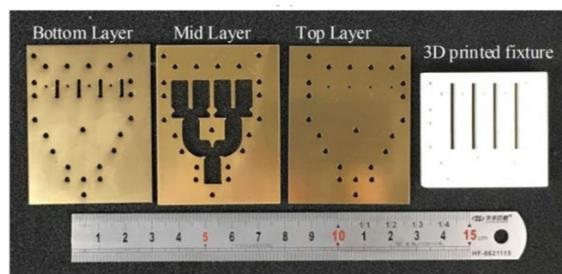
Cabe destacar que mediante esta tecnología se han realizado numerosas bocinas en plano H, como las que se presentarán a continuación, pero el diseño de bocinas piramidales es un campo significativamente menos indagado, por lo que tal propuesta es un punto de partida interesante.

### 3.2.1 Aplicaciones de bocinas en tecnología ESIW

Una aplicación de una antena de bocina implementada en tecnología ESIW es la sectorial en el plano H. Esta antena se encuentra integrada en un sustrato plano y se alimenta mediante una línea de transmisión de *microstrip*, cargada con una sección dieléctrica [10] y utilizando material de placa de circuito impreso FR-4. Esta aplicación tiene como objetivo mejorar la coincidencia de impedancia y evitar pérdidas dieléctricas significativas, donde se emplea el concepto de HSIW para lograr una estructura hueca y se carga con dicha sección dieléctrica, que se extiende directamente desde los sustratos para mejorar la ganancia de la antena. Además, se agregan dos líneas de acoplamiento por encima y por debajo de la apertura de la bocina para mejorar la coincidencia de impedancia, como puede observarse en la Figura 14 de manera esquemática, y fabricado en la Figura 15.



**Figura 15** Configuración en planta de una bocina SIW en plano H [10].

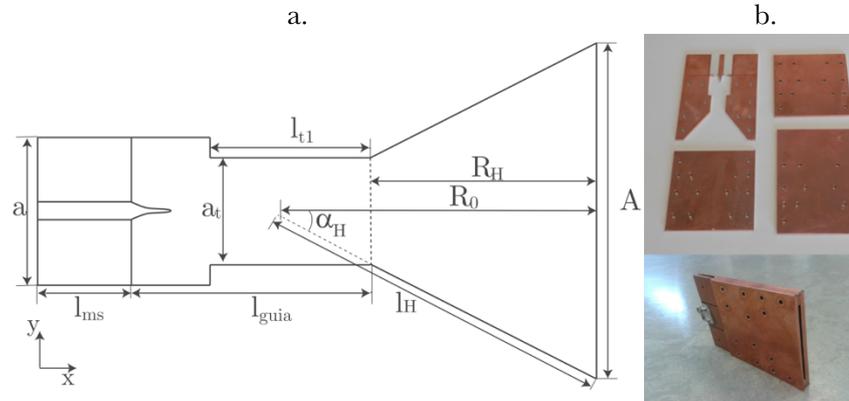


**Figura 16** Fotografía en planta de las piezas de la antena [10].

La bocina demuestra un rendimiento notable con una ganancia máxima alcanzada de 11.2 dBi, una eficiencia de radiación del 77.6% y un ancho de banda del 32.9% (27.7-38.6 GHz), muestra una respuesta sobresaliente en términos de eficiencia de radiación y ancho de banda. Basándose en el diseño de la antena individual, también se propone una agrupación de antenas de bocina en el plano H de HSIW  $1 \times 4$ , que presenta una ganancia máxima alcanzada de 17.2 dBi, una eficiencia de radiación del 66.5% y un ancho de banda del 31.9% (27.6-38.1 GHz). Los resultados medidos y simulados de ambos diseños concuerdan satisfactoriamente, validando el rendimiento de la antena y la agrupación propuesta.

Como otro ejemplo de aplicación de bocina sectorial en plano H vacía integrada en un sustrato y alimentada mediante una línea de transmisión de *microstrip* puede observarse en la Figura 17. Está compuesta por una capa central vacía y dos tapas que confinan la onda, además, cuenta con un adaptador  $\lambda_g/4$  que permite conseguir una buena adaptación a la frecuencia de

trabajo de 15 GHz. Los resultados obtenidos para un prototipo diseñado y fabricado en la banda de Ku muestran una eficiencia medida cercana al 90% muy superiores a las eficiencias de la SIW que se encuentran alrededor del 60% [11].



**Figura 17** Esquema de la geometría de la bocina sectorial en plano H ESIW (a.) y fabricación de la bocina (b.) [11].

## Capítulo 4.

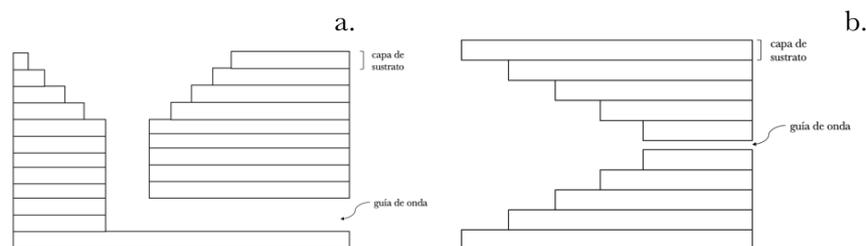
# Diseño de la Bocina

## 4.1 Introducción

Como ya se ha mencionado anteriormente (1.2), en este trabajo final de grado se pretende diseñar una bocina piramidal en tecnología ESIW. Las bocinas piramidales son estructuras 3D, por lo que esto supone un inconveniente para la implementación mediante una estructura planar, pues esta no puede realizarse directamente debido a los propios procesos de fabricación de las tecnologías planares (estructuras 2D). Así pues, para integrarla, se opta por apilar diferentes sustratos con el fin de conformar finalmente el perfil de una bocina piramidal. En este capítulo se explicará el proceso de diseño de la bocina piramidal, así como las especificaciones requeridas con más detalle.

## 4.2 Aplicaciones y Limitaciones

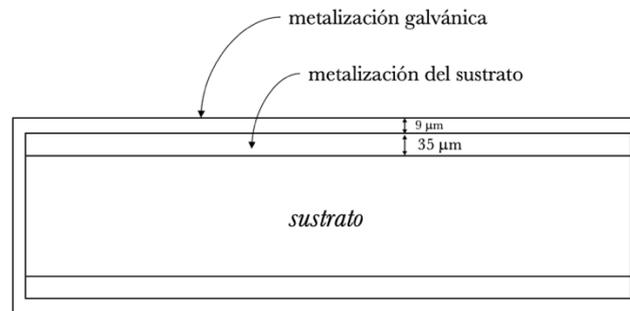
En una primera aproximación, el diseño de la bocina piramidal mediante el apilamiento de sustratos puede realizarse mediante dos configuraciones posibles como se ilustra en las Figuras 16.a y 16.b. La configuración a) consiste en sintetizar una bocina piramidal apilando sustratos, donde el máximo de radiación será perpendicular a la dirección en la que se propaga la onda. Para ello, se necesita de un codo que permita acoplar el campo entre una guía de onda y la bocina piramidal apilada. La otra configuración b) se basa en implementar la bocina piramidal apilando sustratos, donde la dirección de la propagación de la onda radiada es colineal a la dirección del máximo de radiación, similar a las bocinas convencionales.



**Figura 18** Sección de una bocina piramidal con un codo de  $90^\circ$  (a) y sección de una bocina piramidal con máximo de radiación igual a las bocinas convencionales. (b).

La topología que consiste en apilar sustratos en la parte superior (configuración *a.*) ya ha sido realizada para tecnología la SIW, como se ha mostrado anteriormente, pero no ha sido implementada en ESIW. Por el contrario, la configuración *b)* ha sido muy poco explorada en tecnología SIW, por lo que se adoptará dicha topología con el fin de validar esta nueva forma de implementar bocinas en la tecnología ESIW.

Respecto a la aplicación y características buscadas con la bocina, inicialmente se planteó un diseño a frecuencia de 11.7 GHz, con el fin de cubrir la banda de trabajo correspondiente entre 10.7 y 12.7 GHz, acaparando así el enlace descendente entre satélite y usuario para constelaciones de pequeñas dimensiones (i.e. constelación OneWeb), cuya directividad objetivo fue de 15 dB. Sin embargo, esta propuesta presentaba problemas inherentes, puesto que resolviendo las ecuaciones (2.3.15), (2.3.16) y (2.3.17) se obtuvo una altura de apertura de bocina  $B_f$  de 47.15 mm que, discretizada utilizando sustratos comerciales de altura  $h=1.6$  mm, proporcionaba un número de capas excesivo: 27 capas, limitando así los procesos de fabricación. Debe tenerse en cuenta que el número máximo demostrado al apilar sustratos en tecnología ESIW con los procesos de fabricación actuales son alrededor de 16 en total [9], y que dichas capas de sustrato presentan una altura determinada por el fabricante, que como máximo comercialmente son de 1.6 mm. Además, cuentan con las metalizaciones propias de los sustratos – 35 micras a cada lado – y posteriores metalizaciones galvánicas de 9 micras (Figura 19).



**Figura 19** Sección de una capa de sustrato y sus metalizaciones.

Como solución a este problema, se planteó la alternativa de reducir la directividad objetivo manteniendo la frecuencia de operación. Sin embargo, esta solución seguía proporcionando un número elevado de capas, inasumible en el proceso de fabricación. Por lo tanto, se considera subir en frecuencia a la comunicación Satélite-Gateway, que cubre el rango de frecuencias de 17.8 GHz a 20.2 GHz, con frecuencia central 19 GHz. Para cubrir dicho ancho de banda, se escogerá la anchura de guía de onda estándar de 12.954 mm, con una frecuencia de corte del modo fundamental  $f_c=11.579$  GHz y una frecuencia de corte del siguiente modo  $f_{cte20}=23.159$  GHz, siendo el rango recomendado de operación 15.00 a 22 GHz.

De este modo, la nueva frecuencia permite obtener una solución de compromiso entre la respuesta deseada y los procesos de fabricación, definiéndose los objetivos específicos de manera más precisa,

IV.a Valor de directividad de 12 dB a la frecuencia central de operación  $f_c = 19$  GHz

IV.b Reflexión – o parámetro  $S_{1,1}$  – igual o inferior a  $-10$  dB para todo el ancho de banda (17.8 GHz a 20.2 GHz).

## 4.3 Diseño de la bocina inicial

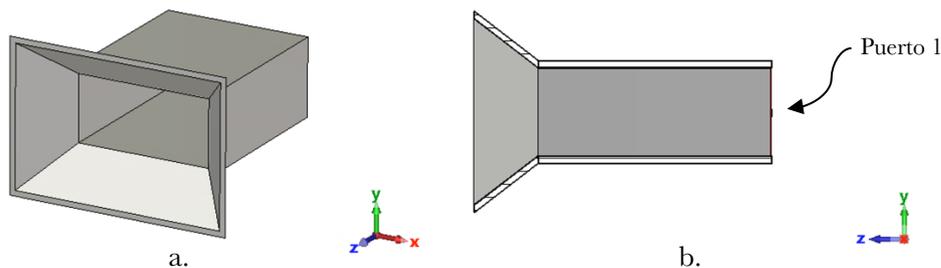
### 4.3.1 Bocina Piramidal Óptima con guía de onda convencional

En primer lugar y previo a la discretización del modelo, se diseña una bocina piramidal óptima inicial considerando una frecuencia de trabajo de 19 GHz, directividad objetivo de  $-12$  dB y una guía de onda convencional, de anchura 12.954 mm y altura, su mitad. Los cálculos necesarios se llevan a cabo mediante el código de Matlab *dimBocina* (Anexo 1), que permite obtener las dimensiones óptimas según las ecuaciones (2.3.15), (2.3.16) y (2.3.17) de la Bocina Piramidal Óptima (2.3.1.3).

Así, pues la Tabla 1 muestra las dimensiones óptimas de la bocina, mientras que el modelo 3D se ilustra en la Figura 18,

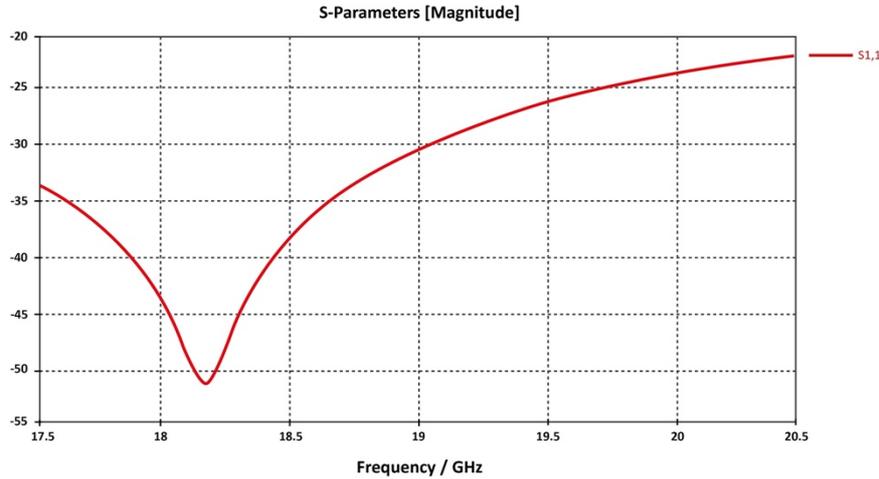
Anchura Óptima	$A_f$	29.91 mm
Altura Óptima	$B_f$	20.24 mm
Longitud Óptima	$R$	6.87 mm

**Tabla 1** Dimensiones óptimas de la boca de la bocina con guía de onda convencional.



**Figura 20** Vista en 3D (a.) y sección lateral (b.) de la bocina piramidal inicial.

De este modo, se estudia la reflexión – para ello se utiliza el simulador electromagnético CST – que esta presenta (Figura 21) con tal de utilizarla como referencia en comparaciones posteriores, pues a priori se presupone que no habrá resultados superiores en cuanto a reflexión. Como puede observarse, la bocina proporciona una reflexión a la frecuencia central de -30 dB. Se esperaba, pues, un rendimiento favorable de este diseño como punto de partida.



**Figura 21** Parámetro  $S_{1,1}$  de la bocina piramidal inicial con guía de onda rectangular convencional.

### 4.3.2 Bocina Piramidal Óptima con guía de onda ESIW

Tras un primer análisis utilizando las dimensiones óptimas de una bocina para una guía de onda convencional, se diseña una nueva bocina óptima partiendo de las dimensiones de una guía de onda con tecnología ESIW (Tabla 2).

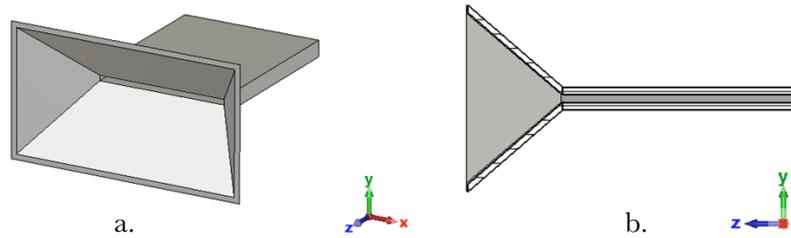
Anchura	$a$	12.954 mm
Altura	$b$	0.866 mm
Longitud	$l$	20 mm ( <i>arbitraria</i> )

**Tabla 2** Dimensiones de la guía de onda ESIW de acceso a la bocina.

Utilizando  $dimBocina$  (Anexo 1), se obtienen las dimensiones óptimas de la bocina (Tabla 3), donde en la Figura 22 se muestra el modelo de la bocina piramidal alimentado con una guía de onda ESIW.

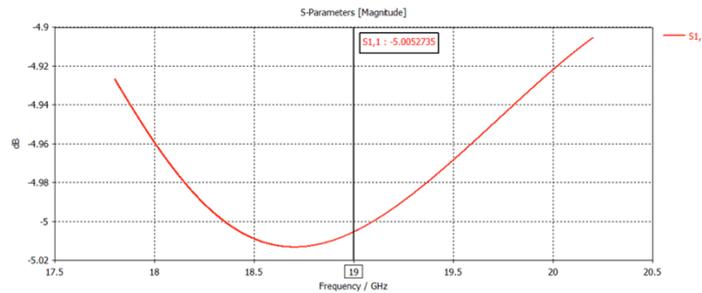
Anchura Óptima	$Af$	30.865 mm
Altura Óptima	$Bf$	19.635 mm
Longitud Óptima	$R$	11.671 mm

**Tabla 3** Dimensiones óptimas de la apertura de la bocina alimentada con guía de onda ESIW.



**Figura 22** Vista en 3D (a.) y sección lateral (b.) de la bocina piramidal con ESIW.

Así pues, se procede de igual modo que con la bocina piramidal para guía de onda convencional y se estudia la reflexión (Figura 23) que presenta.



**Figura 23** Parámetro  $S_{1,1}$  de la bocina piramidal con ESIW.

Puede observarse, comparando la Figura 21 y la Figura 23, que la reflexión empeora notablemente, debido a la altura de la ESIW respecto a una bocina convencional, por lo que más adelante se abordarán alternativas a este problema.

## 4.4 Diseño de la bocina apilando sustratos

Habiendo establecido un marco inicial mediante el estudio de reflexiones para ambos modelos – bocina con guía de onda convencional y bocina con guía de onda ESIW – se procede a diseñar la bocina, calculando las dimensiones óptimas, y discretizándola.

Se calculan las dimensiones óptimas de la bocina considerando los datos de la Tabla 4.

Anchura	$a$	12.954 mm
Altura	$b$	0.866 mm
Longitud	$R$	20 mm
Directividad	$D$	12 dB
Frecuencia Trabajo	$f_c$	19 GHz
Espesor de sustrato	$S$	1.6 mm

**Tabla 4** Dimensiones de la bocina.

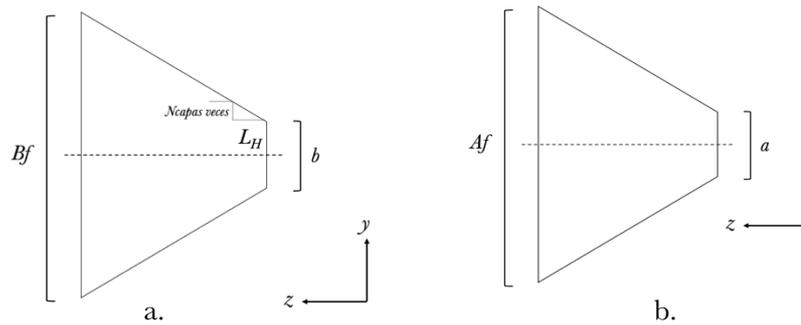
Se utiliza de nuevo el código de Matlab *dimBocina* (Anexo 1), que se ha modificado de tal forma que incluya la discretización de la pendiente en número de capas y la longitud horizontal de cada capa (Anexo 2).

Así pues, se obtienen las siguientes dimensiones,

Anchura Óptima	$Af$	30.865 mm
Altura Óptima	$Bf$	19.635 mm
Longitud Óptima	$R$	11.671 mm
Número de Capas	$N_{capas}$	6
Longitud Horizontal de cada capa	$L_H$	1.945 mm

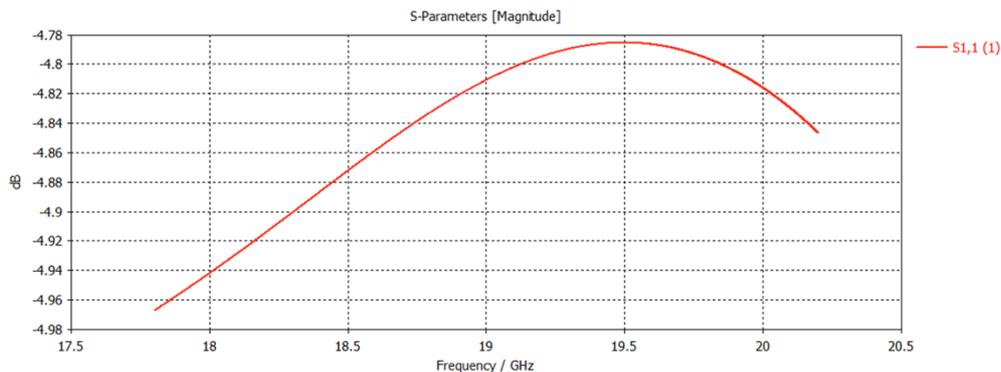
**Tabla 5** Dimensiones óptimas de la bocina con ESIW y discretizada.

A modo de explicación gráfica de lo que supone cada dimensión, puede observarse en la Figura 24.a en su corte en el plano XY cómo se discretiza la pendiente en N capas – cabe recalcar que este parámetro recoge la cantidad de capas por lado, por lo que el número de capas total equivaldrá al doble – siendo  $L_H$  la longitud en  $z$  de cada capa.



**Figura 24** Esquema de discretización de la bocina. Vista lateral (a) y vista en planta (b).

Esta primera aproximación contará con un total de  $N_{total}=12$  capas, discretizando la bocina piramidal. La Figura 25 muestra la respuesta en frecuencia de esta discretización, obteniendo un comportamiento insatisfactorio.



**Figura 25** Parámetro  $S_{1,1}$  de la bocina piramidal con ESIW discretizada.

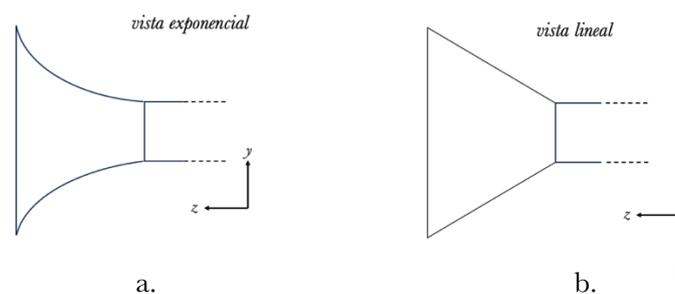
Estos resultados de reflexión poco convenientes eran de esperar, puesto que inicialmente la bocina alimentada con la ESIW ya presentaba un reflexión muy pobre que ha empeorado al discretizar.

Con tal de mejorar la reflexión que presenta la bocina piramidal discretizada inicial se proponen dos soluciones,

- I. Diseñar una bocina de perfil exponencial que, por definición, presenta un perfil que permite pasar de la impedancia de la guía de onda al vacío de manera más progresiva.
- II. Diseñar un adaptador de impedancias que facilite la progresión vertical de la ESIW hasta la bocina, partiendo de las dimensiones características de la primera hasta lograr las propias de una guía de onda convencional (esto es,  $b=a/2$ ) mediante dos etapas de adaptación.

#### 4.4.1 Bocina de perfil exponencial

La bocina exponencial se basa en sustituir uno de los perfiles lineales por uno exponencial, con el fin de realizar un cambio de impedancias progresivo entre la impedancia de la guía de onda, y la impedancia del vacío. La bocina que se implementará presenta dos perfiles: lineal para el eje  $x$  – corresponde con la anchura – y exponencial para el eje  $y$ , que corresponde con la altura; como puede observarse en la Figura 26.



**Figura 26** Esquema de la bocina de perfil exponencial. Vista lateral (a.) y vista en planta (b.)

En los siguientes apartados se explicarán los perfiles con detalle,

##### I. Perfil exponencial

La altura de la bocina a lo largo del eje  $z$  (eje de propagación) seguirá el siguiente perfil exponencial partiendo de su expresión genérica, donde  $C_y$  es un parámetro de control que permite modificar la curvatura de la exponencial, y  $A$  y  $B$  son constantes a determinar,

$$Y(z) = A e^{c_y z} + B \quad (4.4.1)$$

El cálculo de dichas constantes se realiza teniendo en cuenta los límites de la bocina, forzando,

$$Y(z = 0) = 1 + B = Bf/2 \quad (4.4.2)$$

$$Y(z = -Lf) = A e^{c_y Lf} + B = b/2 \quad (4.4.3)$$

Despejando B y, posteriormente, A,

$$B = \frac{Bf}{2} - A \quad (4.4.4)$$

$$A = \frac{\frac{b}{2} - \frac{Bf}{2}}{-1 + e^{-c_y Lf}} \quad (4.4.5)$$

Por tanto, la expresión de Y queda tal que,

$$Y(z) = \frac{\frac{b}{2} - \frac{Bf}{2}}{-1 + e^{-c_y Lf}} e^{c_y z} + \frac{Bf}{2} - \frac{\frac{b}{2} - \frac{Bf}{2}}{-1 + e^{-c_y Lf}} \quad (4.4.6)$$

## II. Perfil lineal

La anchura de la bocina ( $X(z)$ ) variará a lo largo del eje de propagación mediante el siguiente perfil lineal,

$$X(z) = \frac{\frac{Af}{2} - \frac{a}{2}}{Lf} z + \frac{Af}{2} \quad (4.4.7)$$

donde para  $X(z=0)=Af/2$ , y para  $X(z=-Lf)=a/2$  cumpliéndose los límites de la bocina.

Tras modelarlo, el perfil inicial que presenta la bocina se observa en la Figura 27 con un corte en el plano YZ, donde se puede apreciar la curvatura del perfil exponencial.

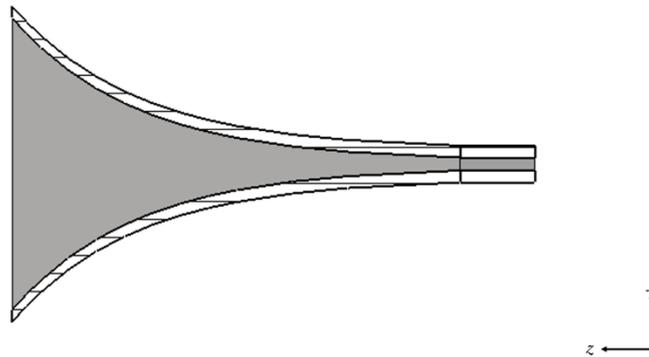


Figura 27 Sección transversal de la bocina de perfil exponencial.

La reflexión obtenida con la bocina exponencial (Figura 28) resulta en un valor de pérdidas de retorno mejor de 23 dB a lo largo del ancho de banda. Por lo tanto, puede apreciarse la gran mejoraría respecto a la bocina piramidal (Figura 23), siendo la exponencial aproximadamente 17 dB mejor. El valor de  $C_y$  inicialmente se ha fijado a 0.12 según se constata en [12].

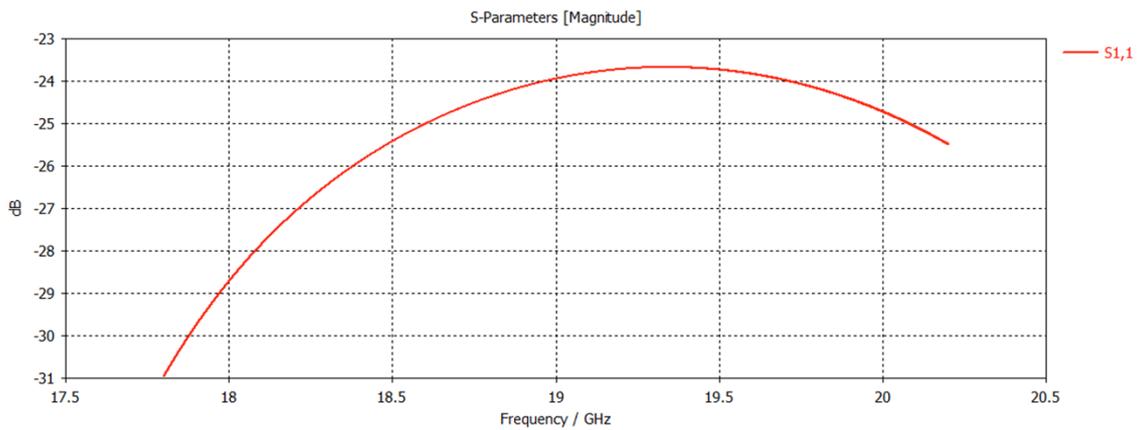


Figura 28 Parámetro  $S_{1,1}$  inicial de la bocina de perfil exponencial.

Además, si se analiza el *Farfield*, o campo lejano, en la frecuencia de trabajo, puede observarse (Figura 29) cómo se logra una directividad de 13.59 dB, superior a la objetivo.

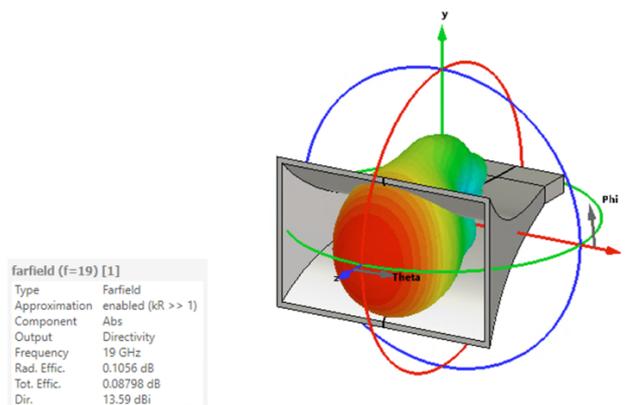
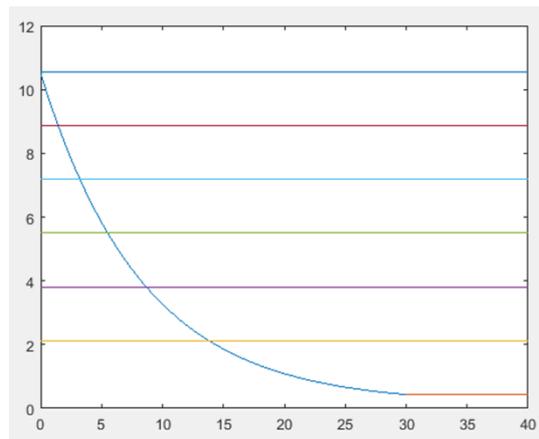


Figura 29 Vista en 3D del campo lejano de la bocina de perfil exponencial.

#### 4.4.1.1 Discretización de la bocina exponencial

A priori, el uso de un perfil exponencial presenta resultados prometedores que pueden ser suficientes para satisfacer los objetivos propuestos. Así pues, con objetivo de discretizar la curva inicial para implementar la bocina por capas, se hace uso de las funciones *dimBocina* y *discretCapas*, que se encuentran en el Anexo 1 y Anexo 3, para obtener las dimensiones de la discretización, que variarán en función del número de capas, así como dimensiones de la bocina.



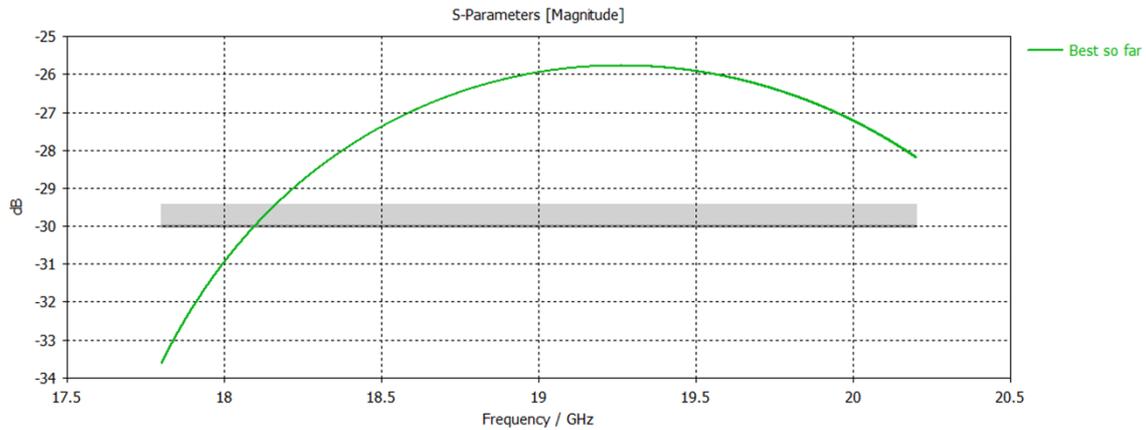
**Figura 30** Perfil exponencial y cortes con las diferentes capas.

Los resultados obtenidos se muestran en la Figura 30, donde las intersecciones entre las líneas horizontales y el perfil exponencial (línea azul) proporcionarán los valores de las anchuras y longitudes para discretizar la curva. La Tabla 6 muestra los resultados de dichas intersecciones para poder realizar la implementación física de la bocina, donde  $Lfi$  denota la distancia desde la boca de la ESIW hasta el tramo donde se realiza la discretización,  $Capas$  indica cada una de las correspondientes líneas horizontales que se muestran en la Figura 30,  $bf_i$  las distintas alturas y  $af_i$  las distintas anchuras para cada capa.

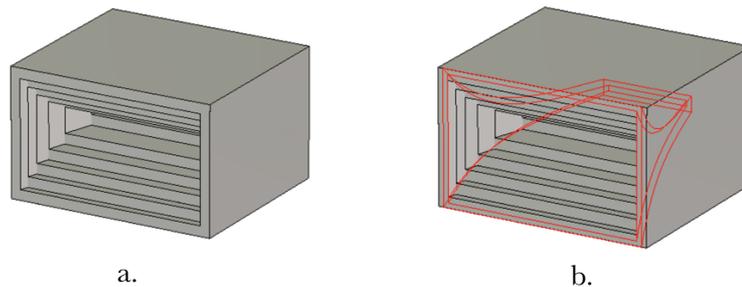
<b>Capas</b>	<b><math>lf_i</math></b>	<b><math>bf_i/2</math></b>	<b><math>af_i/2</math></b>
Amarilla	16.1	2.121	11.283
Morada	21.3	3.809	12.835
Verde	24.5	5.497	13.790
Turquesa	26.8	7.185	14.477
Granate	28.5	8.872	14.984
Azul	30	10.561	15,432

**Tabla 6** Distancias, alturas y anchuras de las capas para la bocina exponencial discretizada.

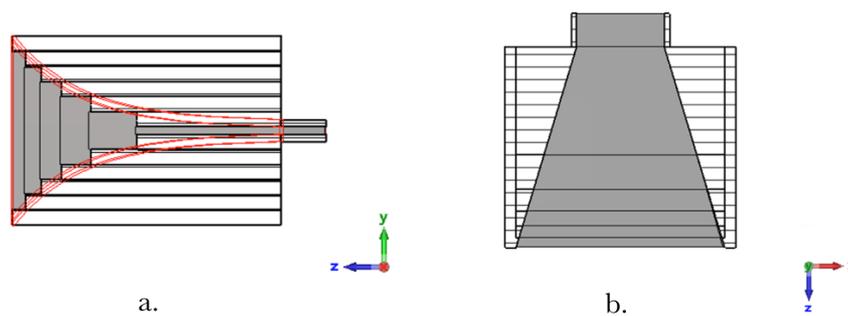
Con tal de mejorar los resultados de la bocina exponencial, se optimiza el parámetro  $C_0$ , cuyo valor inicial es 0.12, obteniendo un valor de 0.132; y la respuesta en frecuencia es la que se ilustra en la Figura 31. Como se puede apreciar, las pérdidas de retorno son mejores, de 25.70 dB en todo el ancho de banda.



**Figura 31** Parámetro  $S_{1,1}$  optimizado de la bocina con perfil exponencial.



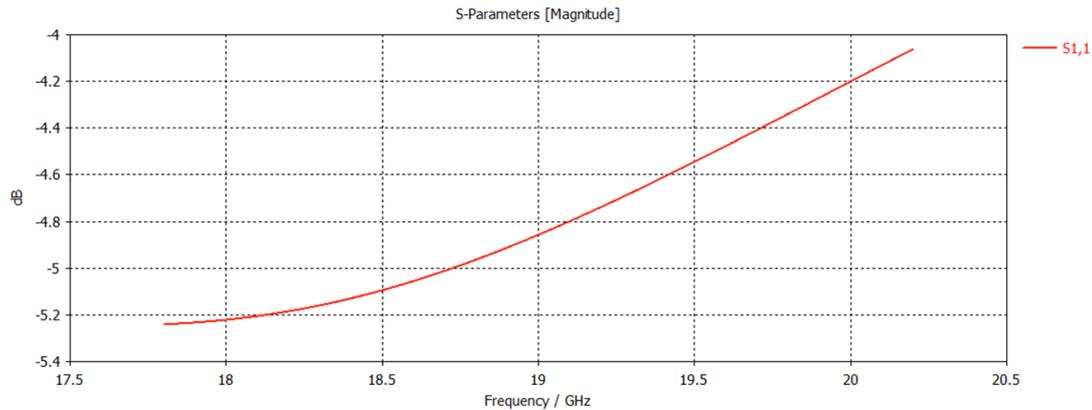
**Figura 32** Vista en 3D (a.) con la silueta de la bocina exponencial superpuesta (b.).



**Figura 33** Sección lateral con la silueta de la bocina exponencial superpuesta (a.). Sección en planta (b.).

La Figura 32 y la Figura 33 muestran el modelo 3D de la bocina exponencial implementada mediante capas, donde puede observarse, en rojo, el perfil exponencial inicial superpuesto – su disposición es didáctica con tal de mostrar cómo se ha llevado a cabo la discretización; y su perfil lineal en  $x$ . Se ha optado por tomar los puntos de corte de la gráfica de Matlab como vértices superiores de cada capa.

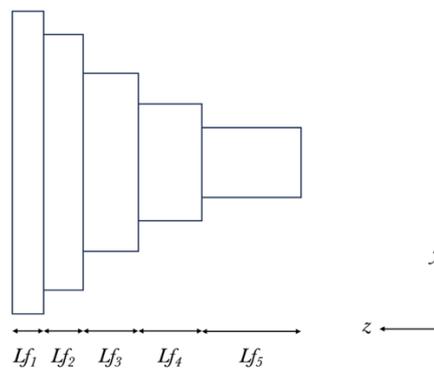
Los resultados de esta primera aproximación de la bocina exponencial se ilustran en la Figura 34, donde se observa que la reflexión es mucho peor que en el caso de la bocina piramidal alimentada con ESIW.



**Figura 34** Parámetro  $S_{1,1}$  de la bocina de perfil exponencial discretizada.

Así pues, se procede a discretizar el perfil lineal en  $x$ , aunque intuitivamente pueda suponerse que implicará peores resultados.

Por tanto, se definen los parámetros  $af_i$  en función de las longitudes en  $z$  de cada etapa de la bocina con tal de optimizar tan solo dichas longitudes y reducir los parámetros de optimización a la mitad. Puede observarse a modo de esquema la posición de dichas longitudes en la Figura 35.

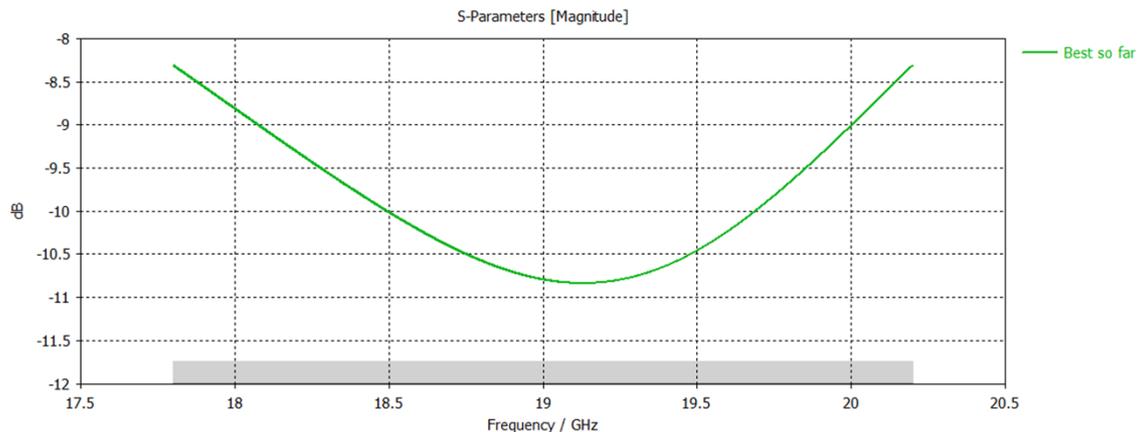


**Figura 35** Esquema de la vista lateral de las longitudes en eje  $z$  de la bocina exponencial discretizada.

Así pues, se realiza una optimización aplicando el algoritmo *Nelder Mead Simplex*, con la intención de que el parámetro de reflexión  $S_{1,1}$  alcance un valor mejor que -12 dB, optimizando así las longitudes. La Tabla 7 muestra las longitudes tras el proceso de optimización, mientras que en la Figura 36 se muestra la reflexión obtenida que, como puede apreciarse, presenta mejoras notables con respecto al modelo previo. Sin embargo aún dista mucho de los objetivos buscados.

$Lf_1$	15.4604
$Lf_2$	19.2066
$Lf_3$	27.3481
$Lf_4$	30.9411
$Lf_5$	24.6483

**Tabla 7** Longitudes de las capas discretizada de la bocina exponencial tras la optimización.



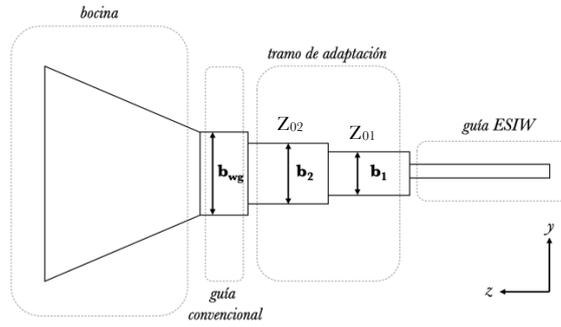
**Figura 36** Parámetro  $S_{1,1}$  de la bocina de perfil exponencial discretizada y optimizada.

Así pues, analizando los resultados obtenidos de la estructura de la bocina exponencial, se concluye que esta primera opción no es la más adecuada para discretizar apilando substratos. Esto es debido a que el perfil exponencial varía levemente en el inicio de la bocina, y rápidamente cuando llega al final, por lo que la discretización constante no permite seguir la variación de dicho perfil. Una posible solución sería utilizar alturas diferentes para cada capa con el fin de discretizar mejor las zonas donde la curvatura varía levemente. Sin embargo, esto implicaría una mayor complejidad en fabricación, por lo que la idea de realizar la bocina exponencial queda descartada, y se procede con la segunda alternativa que a continuación se detallará.

## 4.4.2 Bocina con adaptador en $\lambda_g/4$ de dos tramos

### 4.4.2.1 Diseño del adaptador

Una manera sencilla de conseguir adaptar dos impedancias consiste en añadir adaptadores de impedancia  $\lambda/4$  que permitan modificar dicha impedancia. En este caso, se implementará un adaptador de 2 etapas de  $\lambda/4$  que permita pasar de la impedancia característica de la ESIW ( $a, b=h_{ESIW}$ ), hasta la impedancia característica de una bocina piramidal de dimensiones ( $a, b=a/2$ ). La Figura 37 muestra la estructura del adaptador de impedancias.



**Figura 37** Vista lateral de las etapas de la bocina con adaptador de impedancias y guía ESIW.

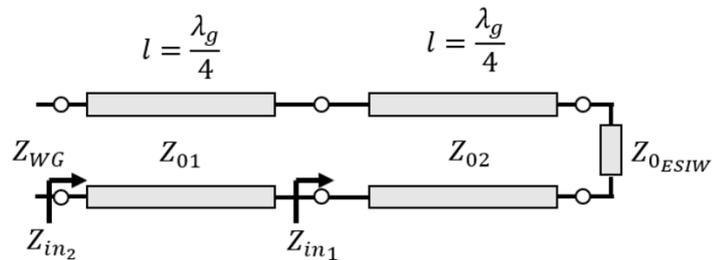
Para calcular los valores de  $b_2$ , y  $b_1$  es necesario obtener la impedancia característica de la ESIW, como de la guía de onda convencional,

$$Z_{0_{ESIW}} = \left( 2 \cdot \frac{b_{ESIW}}{a} \right) \cdot \frac{120 \pi}{\sqrt{\left( 1 - \left( \frac{c}{2af_0} \right)^2 \right)}} \quad (4.4.8)$$

$$Z_{0_{wg}} = \left( 2 \cdot \frac{b_{wg}}{a} \right) \cdot \frac{120 \pi}{\sqrt{\left( 1 - \left( \frac{c}{2af_0} \right)^2 \right)}} \quad (4.4.9)$$

donde se ha utilizado la definición de potencia-voltaje para el cálculo de la impedancia, y donde  $f_0$  corresponde con la frecuencia de operación, y el resto de los parámetros a los geométricos de la estructura.

A continuación, y esquematizado en la Figura 38, se calculan las impedancias características para el tramo 1 (más próximo a la guía de onda ESIW) y para el tramo 2 (más próximo a la guía de onda convencional), respectivamente, siguiendo [13] basadas en la aplicación de la media cuadrática.



**Figura 38** Esquema de las distintas impedancias del adaptador implicadas en el cálculo.

donde se definen las siguientes impedancias de entrada,

$$Z_{in_1} = \frac{Z_{02}^2}{Z_{0_{ESIW}}} \quad (4.4.10)$$

$$Z_{in_2} = \frac{Z_{01}^2}{Z_{in_1}} = Z_{wg} \quad (4.4.11)$$

De esta forma, se identifican las siguientes relaciones,

$$\frac{Z_{wg}}{Z_{01}} = \frac{Z_{02}}{Z_{01}} = \frac{Z_{0_{ESIW}}}{Z_{02}} \quad (4.4.12)$$

Operándolas finalmente se obtiene,

$$Z_{01} = \sqrt[3]{Z_{0_{ESIW}}^2 \cdot Z_{0_{wg}}} \quad (4.4.13)$$

$$Z_{02} = \sqrt[3]{Z_{0_{wg}}^2 \cdot Z_{0_{ESIW}}} \quad (4.4.14)$$

Y, finalmente, calculando las impedancias  $Z_{01}$  y  $Z_{02}$  se puede obtener el valor de las alturas  $b_1$  y  $b_2$ , despejando de la ecuación (4.4.8).

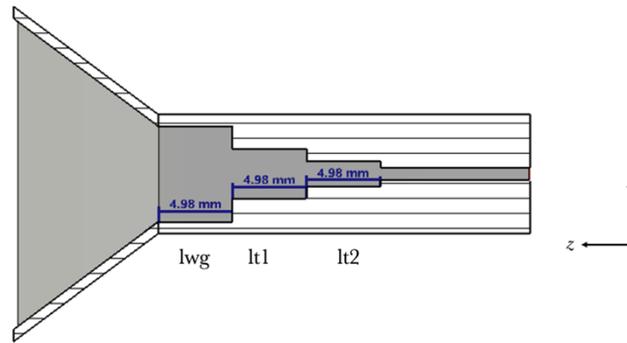
Las ecuaciones (4.4.8), (4.4.9), (4.4.13) y (4.4.14) han sido programadas mediante un código de Matlab *adaptBocina* (Anexo 4), obteniéndose los resultados que se ilustran en la Tabla 8.

1º Tramo	$b_1$	1.693 mm
2º Tramo	$b_2$	3.311 mm
3º Tramo	$b_{wg}$	6.477 mm

**Tabla 8** Alturas óptimas para cada tramo del adaptador de impedancias.

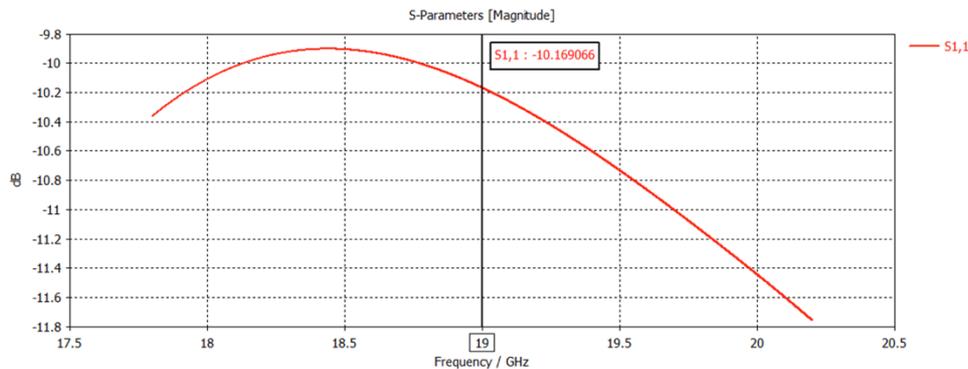
Además, se escogen las longitudes iniciales del adaptador de  $\lambda_g/4$  para cada tramo, que más adelante se someterán a un algoritmo de optimización para encontrar las longitudes que mejor adecúen el objetivo fijado.

La Figura 39 muestra el modelo de la bocina piramidal con las dos secciones de adaptadores de  $\lambda_g/4$ .



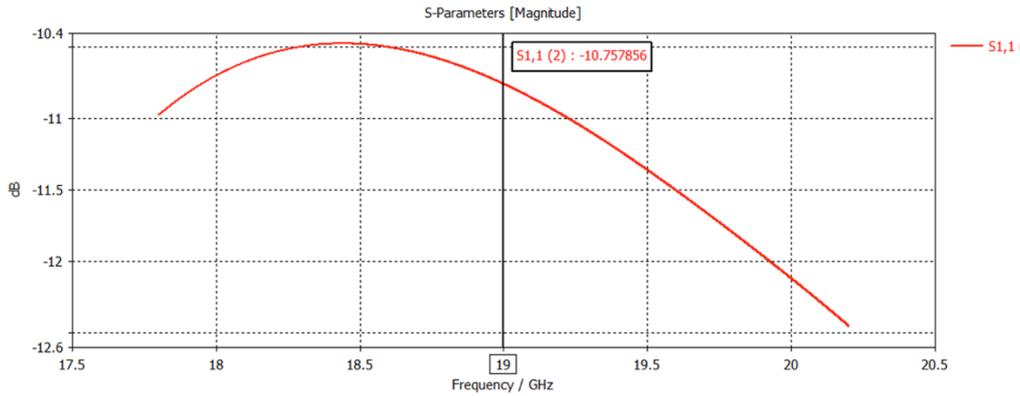
**Figura 39** Sección transversal de la bocina con adaptador de impedancias.

Las pérdidas de retorno obtenidas con la bocina piramidal con adaptador de impedancias se ilustran en la Figura 40. Puede comprobarse que presenta una reflexión menor en comparación con la solución de una bocina alimentada con ESIW, pero mayor que una bocina exponencial.



**Figura 40** Parámetro  $S_{1,1}$  de la bocina con adaptador de impedancias.

Ahora debe de ajustarse la altura de cada sección a las correspondientes medidas comerciales con sustratos. Se pueden obtener sustratos comerciales de diferentes alturas a medida, sin embargo el coste se ve incrementado, por lo que se ajustará a las opciones disponibles. De este modo, revisando las alturas de sustratos comerciales disponibles y considerando las alturas de los distintos tramos (Tabla 8), se parte de una altura de la guía ESIW de  $b_{\text{ESIW}}=0.866$  mm y una altura sucesiva correspondiente al primer tramo de  $b_1=1.6$  mm, se podrá utilizar una capa de altura  $h_1 = 0.406$  mm correspondiente al modelo RO4300C. Procediendo de la misma manera, para el segundo tramo ( $b_2=3.2$  mm), se necesitará una capa RO4300C de altura  $h_2=0.813$  mm. Finalmente, para la altura de la guía de onda convencional ( $b_{\text{wg}}=6.2970$  mm), al no haber modelos de capas disponibles con esas medidas, se apilarán dos capas RO4350B de altura  $h_{\text{wg}} = 0.76$  mm. Discretizando de esta forma el adaptador, se obtiene un  $S_{1,1}$  (ver Figura 41), donde apenas queda modificada la reflexión.

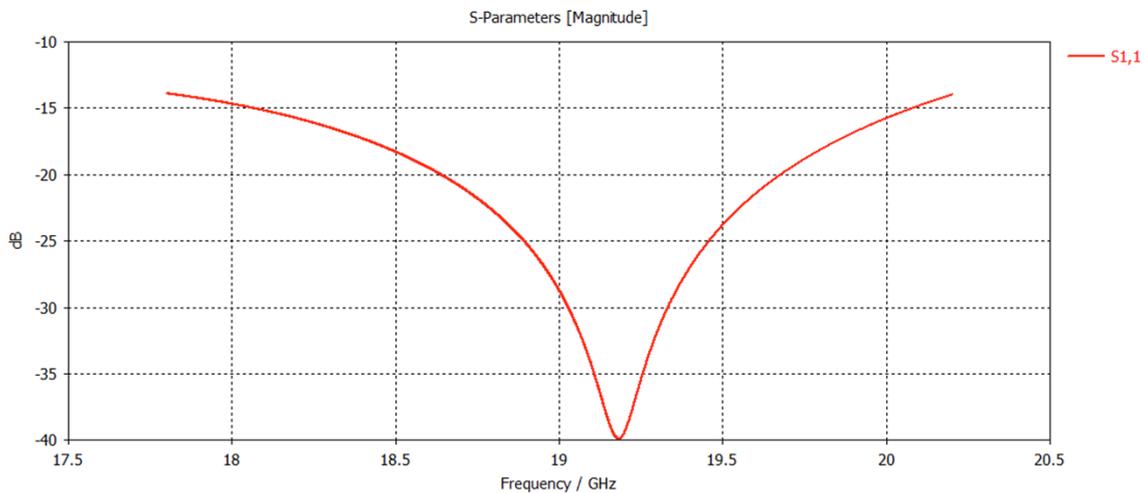


**Figura 41** Parámetro  $S_{1,1}$  de la bocina con adaptador de impedancias discretizado.

A continuación, las longitudes de los adaptadores de impedancia  $l_{wg}$ ,  $l_{t1}$  y  $l_{t2}$  se optimizan utilizando el algoritmo *Nelder Mead Simplex* con el fin de mejorar la adaptación. La respuesta obtenida tras el proceso de optimización se ilustra en la Figura 42, donde puede comprobarse una notable mejoría con respecto al modelo inicial del adaptador, donde a la frecuencia de trabajo presenta una reflexión muy baja.

1º Tramo	$l_{t1}$	3.485 mm
2º Tramo	$l_{t2}$	6.188 mm
3º Tramo	$l_{wg}$	5.874 mm

**Tabla 9** Longitudes de los tramos del adaptador de impedancias optimizados.

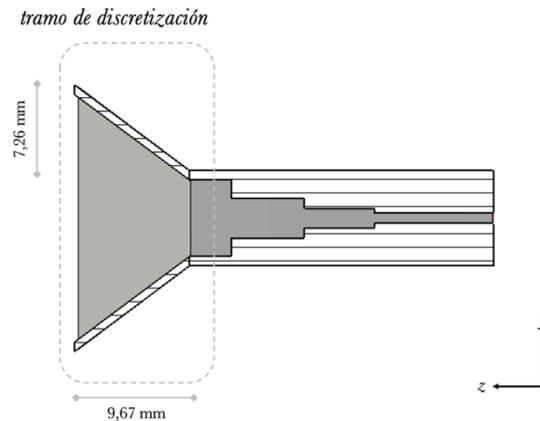


**Figura 42** Parámetro  $S_{1,1}$  de la bocina con adaptador de impedancias discretizado y optimizado.

Cabe recordar que esta bocina está diseñada para funcionar en el rango de frecuencias de 17.8 a 20.2 GHz en los que se obtiene un valor de  $S_{1,1}$  de -13.9 y -14 dB, respectivamente.

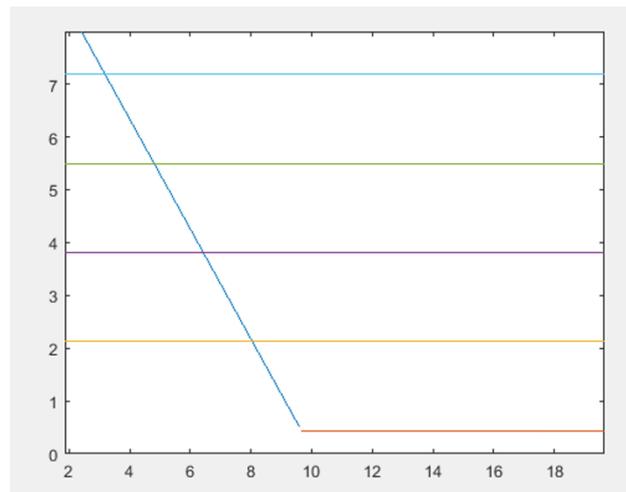
#### 4.4.2.2 Discretización y Optimización de la bocina con adaptador

Partiendo del modelo con adaptador de impedancias a 19 GHz, tan solo se discretizará la bocina, ya que este modelo – considerando la reflexión de la bocina exponencial discretizada – presenta mejores resultados. Además, una parte de la bocina queda cubierta por el adaptador que, como se ha visto, funciona correctamente. En la Figura 43 puede observarse qué parte del modelo será discretizado.



**Figura 43** Esquema de la bocina discretizada con adaptador de impedancias discretizado.

Para discretizar el perfil lineal en  $y$  que presenta la bocina, se utilizará el código de Matlab *discretCapas* (Anexo 3). A continuación (Figura 44) se muestra la gráfica resultante de dicho código, que indica la discretización y los puntos de corte con el perfil lineal que presenta la bocina.



**Figura 44** Gráfica de los cortes de las capas con el perfil lineal de la bocina.

Así pues, se discretizará la pendiente en  $y$  con 5 capas arriba y sus simétricas abajo utilizando *discretCapas*, donde se ve cómo 4 capas iniciales no son suficientes y se requiere de una extra tanto abajo como arriba, todas midiendo la altura del sustrato (1.6mm) y las metalizaciones correspondientes (Figura 19).

La Tabla 10 recoge los valores de cada longitud  $l_i$  así como la altura desde el extremo superior – o su equivalente inferior – del adaptador de impedancias,  $bf_i$ .

Capas	$l_i$	$bf_i/2$
Amarilla	1.87	1,56
Morada	3,27	3,23
Verde	4,87	5
Turquesa	6.47	6.67
Granate	8.07	8.34

**Tabla 10** Longitudes y alturas de la discretización de la bocina.

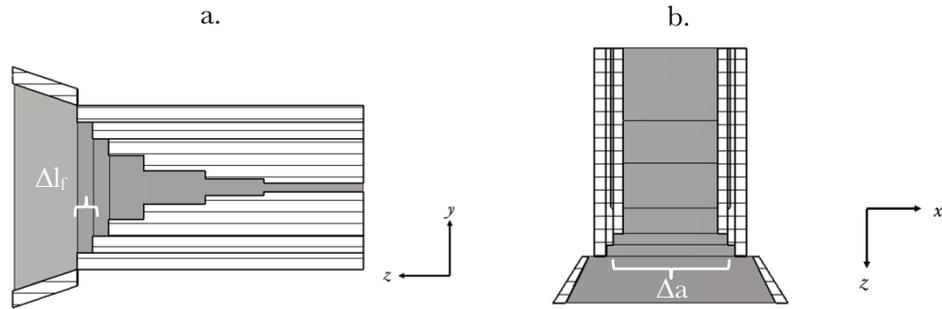
Puede observarse una relación lineal en ambas dimensiones, donde deberán añadirse aumentos tanto de anchura como de longitud de 1.58 mm y 1.6 mm respectivamente. También se ha modificado el modelo de la bocina para que se adapte a los parámetros de optimización mediante capas progresiva.

El proceso de discretización será realizado progresivamente: se empezará por discretizar el primer par de capas más próximas al adaptador (*y a optimizarlas*) mientras el resto de la bocina permanece inalterada. Posteriormente, se discretizarán las 2 siguientes y se optimizarán tan solo sus parámetros y, por último, se realizará este mismo procedimiento con la quinta capa. Se utilizará *Nelder Mead Simplex* como algoritmo de optimización y, tras optimizar todos los tramos de forma progresiva, se optimizará su conjunto. En la primera etapa de optimización (*cuando se optimizan los pares de capas por separado*) habrá mayor rango de variación en los parámetros (40%) mientras que en la segundas etapas únicamente un 20%.

Los objetivos de optimización serán,

- I.  $S_{11}$  por debajo de 12 dB en el ancho de banda comprendido entre 17.8 y 20.2 GHz. En todo caso, se intentará buscar que la reflexión sea lo mejor posible en todo el ancho de banda.
- II. Directividad superior a 12dB a la frecuencia de operación (19 GHz).

La Figura 45 muestra el modelo con las dos capas añadidas y la bocina que continua con el perfil lineal. Los parámetros que se optimizarán en esta etapa son  $\Delta l_1$ ,  $\Delta l_2$  (*longitudes*),  $\Delta a_1$  y  $\Delta a_2$  (*anchuras*) con el objetivo de lograr un factor de reflexión mejor de -20 dB (*superior al objetivo global del modelo*).



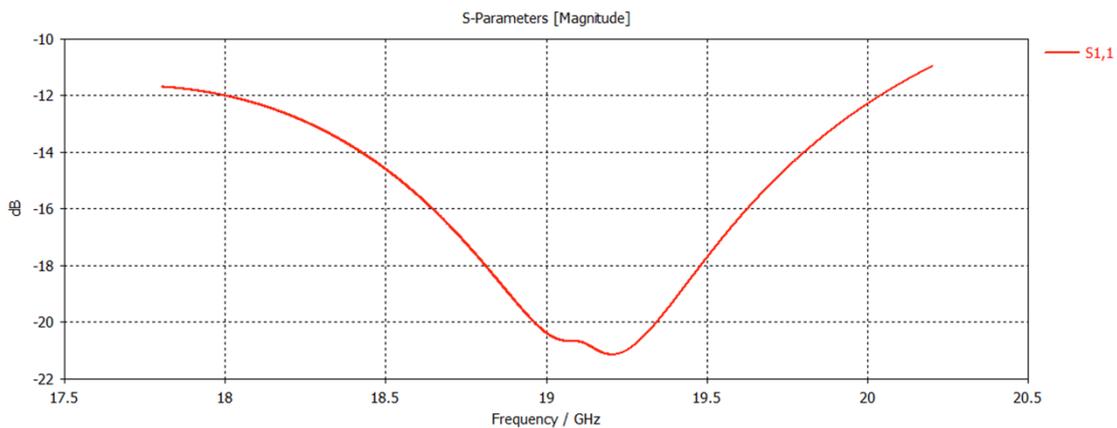
**Figura 45** Sección lateral con indicación de incremento de longitud (a.) y sección en planta con indicación de incremento de anchura (b.)

La Tabla 11 muestra los valores iniciales y finales tras el proceso de optimización para cada capa, donde puede observarse cómo el cambio más significativo ocurre en la anchura de la capa 2.

	Capa 1		Capa 2	
	<i>Pre</i>	<i>Post</i>	<i>Pre</i>	<i>Post</i>
$\Delta a$	1.58	1.382	1.58	0.976
$\Delta l_f$	1.6	1.624	1.6	1.587

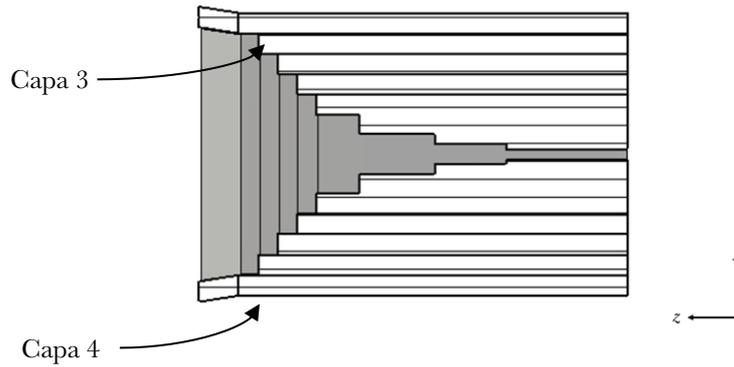
**Tabla 11** Valores iniciales y finales de la optimización de las capas 1 y 2 para la bocina piramidal discretizada con adaptador.

La Figura 46 muestra la reflexión obtenida tras el proceso de optimización, donde se cumplen los objetivos propuestos. Como se puede observar los resultados han empeorado en comparación a la bocina únicamente con adaptador (ver Figura 41).



**Figura 46** Parámetro  $S_{1,1}$  de la bocina discretizada en capas 1 y 2, y optimizada con adaptador de impedancias.

El perfil de la discretización de la bocina con las dos siguientes capas (*Capas 3 y 4*) se muestra en la Figura 47, mientras que la Tabla 12 recoge los valores iniciales y finales de los parámetros de diseño en esta etapa.

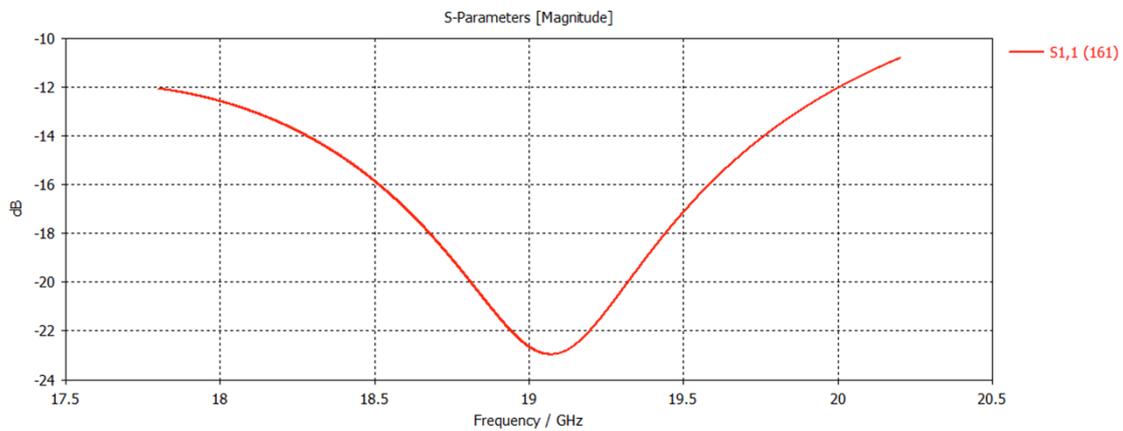


**Figura 47** Esquema de las capas 3 y 4 de la bocina discretizada con adaptador de impedancias.

	Capa 3		Capa 4	
	<i>Pre</i>	<i>Post</i>	<i>Pre</i>	<i>Post</i>
$\Delta a$	1.58	0.951	1.58	2.089
$\Delta f$	1.6	2.24	1.6	1.068

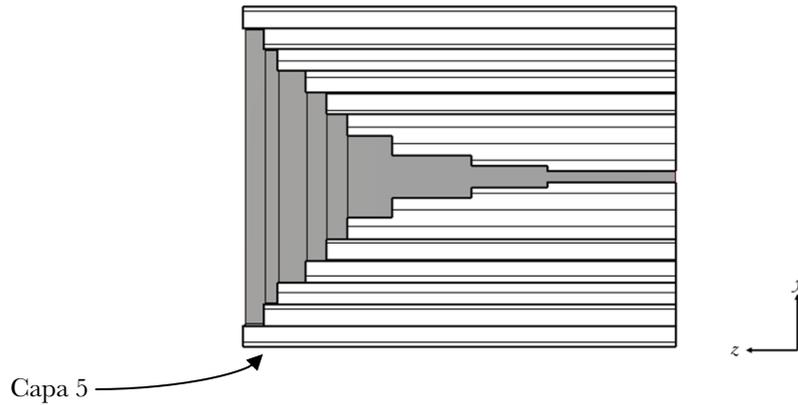
**Tabla 12** Valores iniciales y finales de la optimización de las capas 3 y 4.

La Figura 45 muestra la reflexión obtenida tras el proceso de optimización de las capas 3 y 4 que, como puede observarse, mejora levemente con respecto al resultado anterior.



**Figura 48** Parámetro  $S_{1,1}$  de la bocina discretizada en capas 1, 2, 3 y 4; y optimizada con adaptador de impedancias.

Finalmente, la Figura 49 muestra el corte transversal del modelo 3D con la última capa.



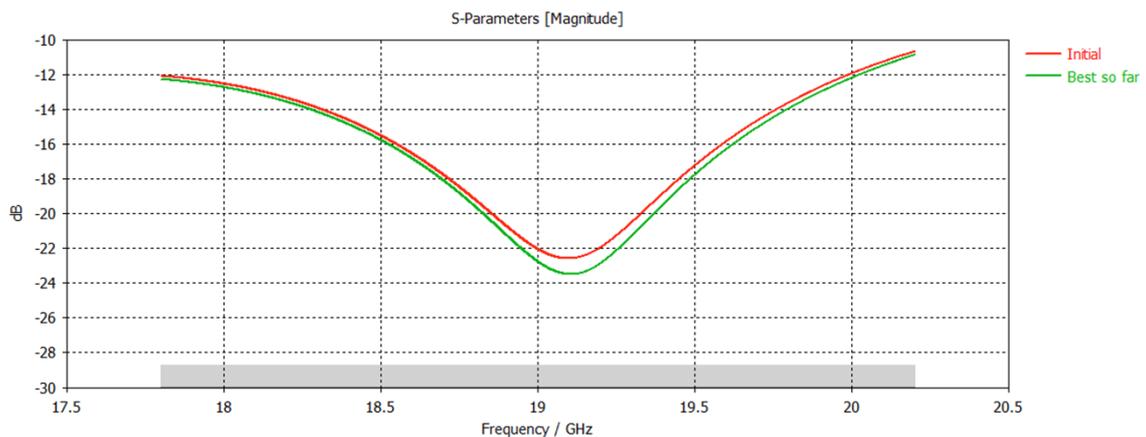
**Figura 49** Esquema de la capa 5 de la bocina discretizada con adaptador de impedancias.

La Tabla 13 muestra los valores iniciales y finales de los parámetros de diseño en esta etapa.

Capa 5		
	<i>Pre</i>	<i>Post</i>
$\Delta a$	1.58	2.211
$\Delta f$	1.6	2.239

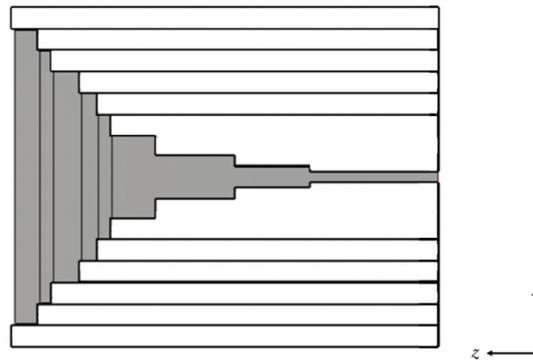
**Tabla 13** Valores iniciales y finales de la optimización de la capa 5.

La Figura 50 muestra la reflexión con los valores inicial así como tras el proceso de optimización, donde puede observarse un resultado similar al anterior.



**Figura 50** Parámetro  $S_{1,1}$  de la bocina discretizada y optimizada con adaptador de impedancias.

Por último, se realizará una optimización de todos los parámetros  $\Delta a_n$  y  $\Delta f_n$  con el fin de realizar un ajuste fino con una variación de los parámetros de como máximo el 20%.

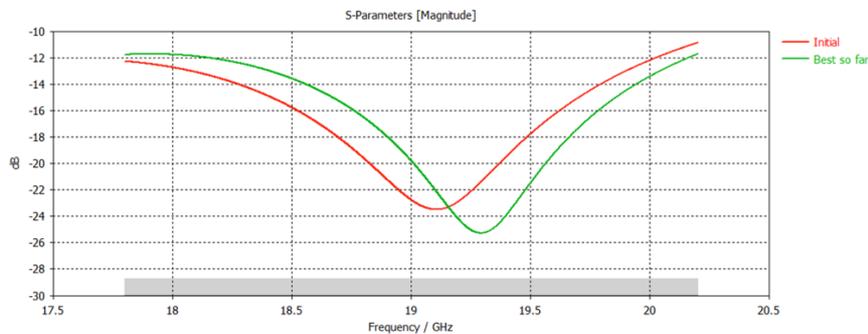


**Figura 51** Sección transversal de la bocina discretizada con adaptador de impedancias.

	1		2		3		4		5	
	Pre	Post	Pre	Post	Pre	Post	Pre	Post	Pre	Post
$\Delta a$	1.382	0.948	0.976	0.992	0.951	0.961	2.089	1.698	2.2	1.596
$\Delta l_f$	1.624	1.127	1.587	1.320	2.24	2.238	1.068	1.072	2.2	2.007

**Tabla 14** Valores iniciales y finales de la optimización general de todas las capas.

La Figura 52 muestra el resultado tras la optimización que, como puede verse, no varía mucho.



**Figura 52** Parámetro  $S_{1,1}$  de la bocina discretizada y optimizada en su conjunto con adaptador de impedancias.

## 4.5 Estudio del modelo final

El último modelo propuesto (4.4.2) proporciona resultados satisfactorios para los objetivos propuestos. Con tal de perfeccionarlo y estudiar su comportamiento desde un punto de vista más general, se aumentará el ancho de banda considerando una frecuencia inferior de 15 GHz y una frecuencia superior de 22 GHz, manteniéndose en todo momento la frecuencia de trabajo de 19 GHz.

### 4.5.1 Reflexión

La Figura 53 muestra la respuesta en frecuencia de la reflexión, que presenta un ancho de banda medido a -10 dB comprendido entre 15.2 GHz y los 20.5 GHz, que corresponde con un ancho de banda de 5.3 GHz inferior a la bocina piramidal.

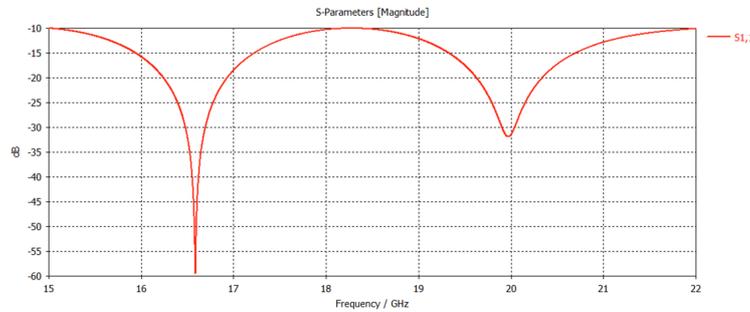


Figura 53 Parámetro  $S_{1,1}$  del modelo final para un ancho de banda de 15 GHz a 22 GHz.

### 4.5.2 Diagramas de radiación y Directividades en plano H y plano E

Con tal de observar el comportamiento de la antena a distintas frecuencias del ancho de banda, se llevan a cabo simulaciones para las frecuencias extremas e impares (15 GHz, 17 GHz, 19 GHz, 21 GHz, y 22 GHz) para obtener su diagrama de radiación y su directividad,

Para  $f = 15$  GHz

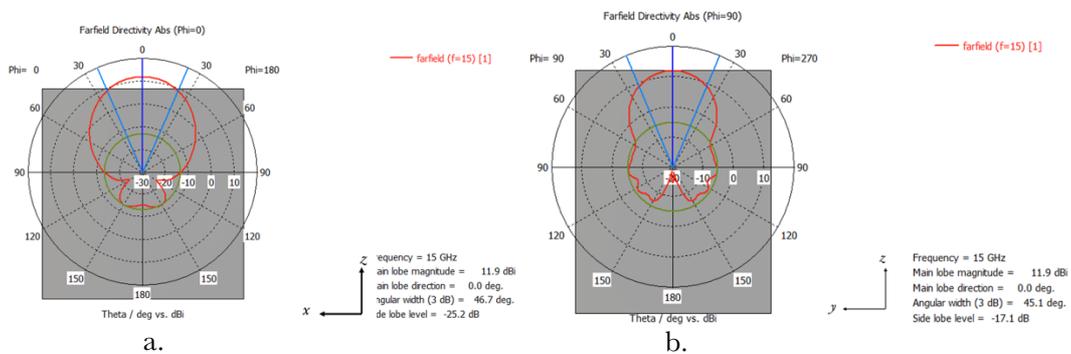
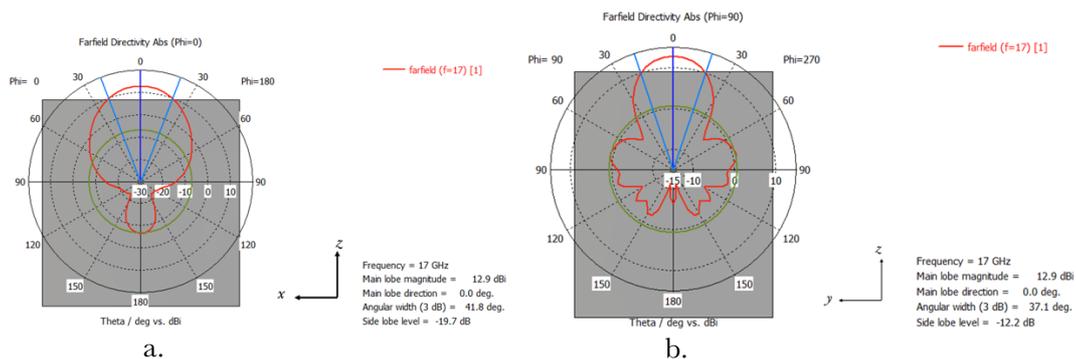


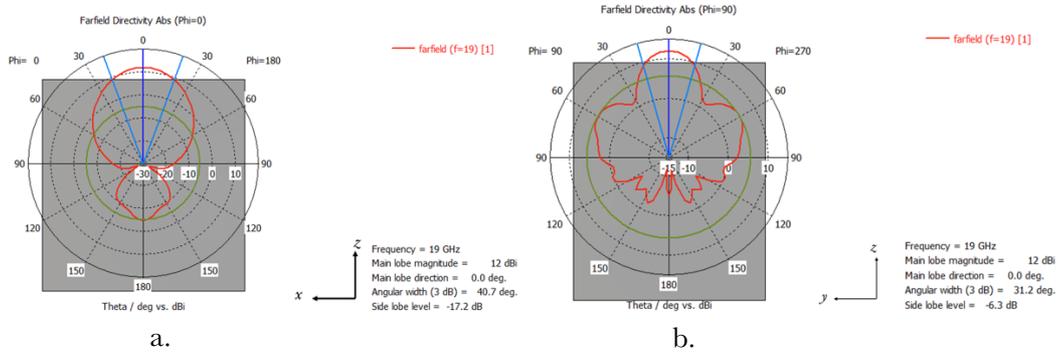
Figura 54 Diagrama de radiación y directividad en plano H (a.) y plano E (b.) para 15 GHz.

Para  $f = 17$  GHz



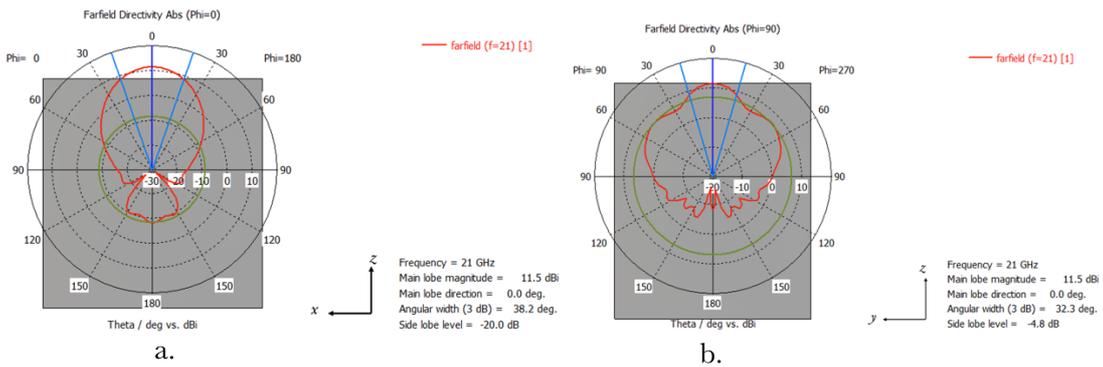
**Figura 55** Diagrama de radiación y directividad en plano H (a.) y plano E (b.) para 17 GHz.

Para  $f = 19$  GHz



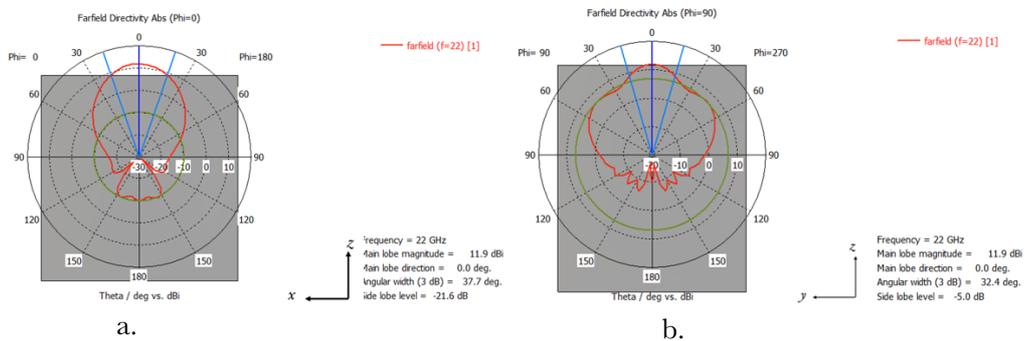
**Figura 56** Diagrama de radiación y directividad en plano H (a.) y plano E (b.) para la frecuencia de trabajo, 19 GHz.

Para  $f = 21$  GHz



**Figura 57** Diagrama de radiación y directividad en plano H (a.) y plano E (b.) para 21 GHz.

Para  $f = 22$  GHz



**Figura 58** Diagrama de radiación y directividad en plano H (a.) y plano E (b.) para 22 GHz.

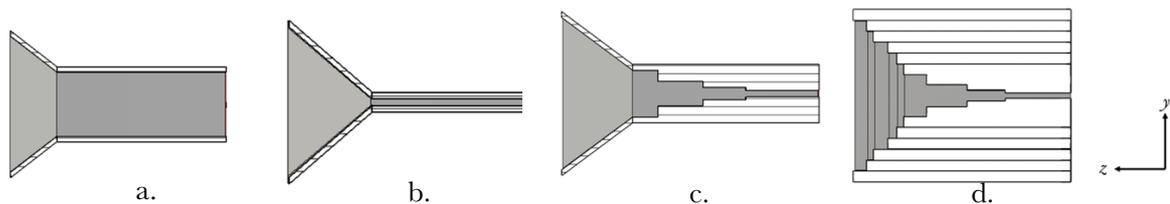
Donde puede observarse, en el plano H, cómo a mayores frecuencias se pierde directividad. Observando el plano H, se aprecia un aumento del ancho de haz a -3 dB, por lo que la señal se dispersa más – se concentra menos – y por lo tanto es menos directiva. Esto ocurre

porque, aun aumentando eléctricamente las dimensiones de la apertura ( $A_r \times B_r$ ), se reduce la eficiencia de iluminación, provocando un error de fase mayor.

### 4.5.3 Comparación entre los distintos modelos

A continuación, con tal de observar el comportamiento y rendimiento de los distintos modelos expuestos a lo largo de este trabajo, se compararán,

- I. Bocina con guía de onda convencional (Figura 59.a),
- II. Bocina con guía de onda ESIW (Figura 59.b),
- III. Bocina con guía de onda ESIW y adaptador de impedancias (Figura 59.c), y
- IV. Bocina discretizada con guía de onda ESIW y adaptador de impedancias (Figura 59.d).



**Figura 59** Bocina inicial con guía convencional Modelo I (a.), bocina con guía ESIW Modelo II (b.), bocina con adaptador de impedancias Modelo III (c.) y bocina discretizada con adaptador de impedancias Modelo IV (d.)

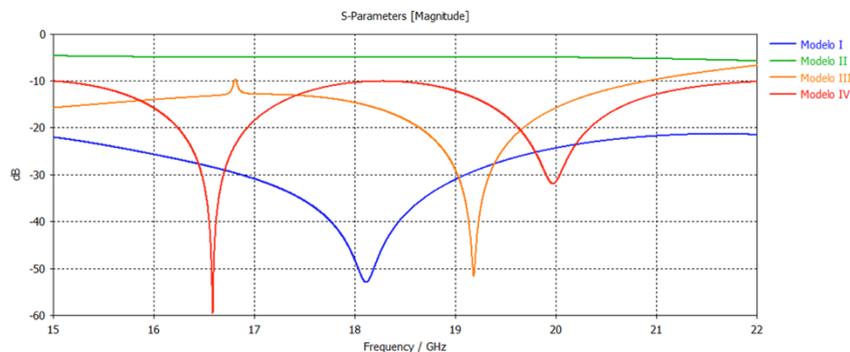
En cuanto a las directividades,

<i>Modelo</i>	<i>Directividad</i>
I	13.06 dBi
II	12.46 dBi
III	13.2 dBi
IV	12 dBi

**Tabla 15** Directividades de los distintos modelos.

Puede observarse (Tabla 15) cómo se pierde directividad al cambiar la guía de onda convencional (Modelo I) por la guía de onda ESIW (Modelo II). Como se ha estudiado (4.4.2), la adición del adaptador de impedancias implica un ensanchamiento vertical de la bocina desde la guía de onda ESIW y el aumento de la longitud efectiva de dicha bocina. En todo caso, es común observar una disminución debido a ciertos cambios en la estructura de la bocina, pues inicialmente, se diseña una bocina piramidal óptima – esta proporciona las dimensiones de la apertura y las eficiencias de iluminación ideales – que cumple con una directividad objetivo específica. Sin embargo, al realizar modificaciones en la distribución estructural de la bocina, como discretizaciones, se introduce un mayor margen de error en la iluminación. Como consecuencia, las eficiencias de iluminación disminuyen y la directividad alcanzada es inferior a

la prevista en el diseño original. En resumen, la bocina deja de ser óptima, pero sí cumple los objetivos propuestos.

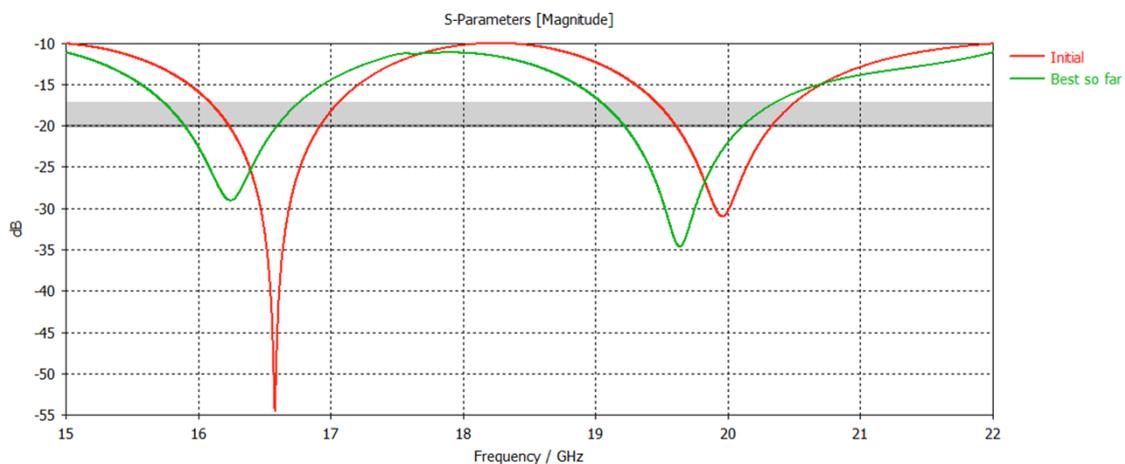


**Figura 60** Comparativa del parámetro  $S_{1,1}$  de los distintos modelos.

Asimismo, como se ha adelantado, la bocina óptima es la inicial, por lo que presenta una reflexión mínima, la menor de todas. Al incorporar la guía de onda ESIW puede observarse cómo queda muy perjudicado el parámetro  $S_{1,1}$ , incumpliendo uno de los objetivos del diseño. En todo caso, la incorporación del adaptador proporciona valores muy positivos; incluso tras discretizar la bocina en el Modelo IV – el definitivo – sigue cumpliendo la reflexión meta en la práctica totalidad del ancho de banda.

#### 4.5.4 Optimización del adaptador de impedancias

Finalmente, se lleva a cabo un proceso de optimización de las longitudes del adaptador de impedancias  $l_{t1}$ ,  $l_{t2}$  y  $l_{wg}$  mediante el algoritmo *Nelder Mead Simplex* con una variación del 20%. Puede observarse (Figura 61) una ligera traslación en sentido izquierdo de la reflexión – ahora se encuentra desplazado el conjunto a frecuencias más bajas – y una leve mejoría del máximo, que desciende de los -10 dB hasta los -12 dB. Asimismo, y debido a la traslación previamente mencionada, la frecuencia de operación – 19 GHz – presenta un parámetro  $S_{1,1}$  inferior al modelo previo a la optimización, de -17 dB frente a los -12 dB anteriores.



**Figura 61** Comparativa del parámetro  $S_{1,1}$  inicial del modelo final y tras optimizar el adaptador de impedancias.

## Capítulo 5.

# Conclusiones

El objetivo de este trabajo de fin de grado era diseñar una bocina piramidal mediante el uso de tecnología ESIW – dotando así a una estructura tridimensional de una apilamiento de láminas bidimensionales – que contase con una directividad mínima de 12 dB a la frecuencia central de operación  $f_c = 19$  GHz y una reflexión igual o inferior a -10 dB para todo el ancho de banda (17.8 GHz a 20.2 GHz). Estos objetivos se han cumplido de manera satisfactoria.

Para lograrlo, se llevó a cabo un estudio inicial de la tecnología integrada en sustrato, los conceptos fundamentales de la física que engloba a las antenas y bocinas, y del programa de simulación electromagnética CST. De esta forma, se tomó como primer enfoque una frecuencia de operación de 11.7 GHz que implicaba una anchura de bocina demasiado grande y dificultaba el apilamiento de capas de sustrato posterior. Subiendo la frecuencia de operación a 19 GHz se solventó el inconveniente inicial de dimensionamiento de capas.

Tras esto, se partió de un diseño inicial de bocina óptima tanto con guía convencional como con guía ESIW y se contemplaron dos alternativas posibles para el desarrollo de la bocina mediante capas de sustrato: una bocina de perfil exponencial discretizada y una bocina discretizada con adaptador de impedancias.

Se diseñó y discretizó la primera alternativa, obteniendo de esta forma resultados insatisfactorios. Así pues, la segunda alternativa logró cumplir los objetivos definidos tras la optimización de sus parámetros, convirtiéndose así en el modelo final.

En último lugar, se estudió más en profundidad este modelo mediante su reflexión, diagramas de radiación, directividad y optimización final. Además, se llevó a cabo una comparativa con las dos bocinas iniciales y con el modelo sin discretizar con tal de observar la evolución de los resultados obtenidos.

Así pues, el resultado del modelo final satisface los objetivos propuestos, quedando abiertas varias líneas de investigación futuras para optimizar e incrementar el rendimiento del modelo.

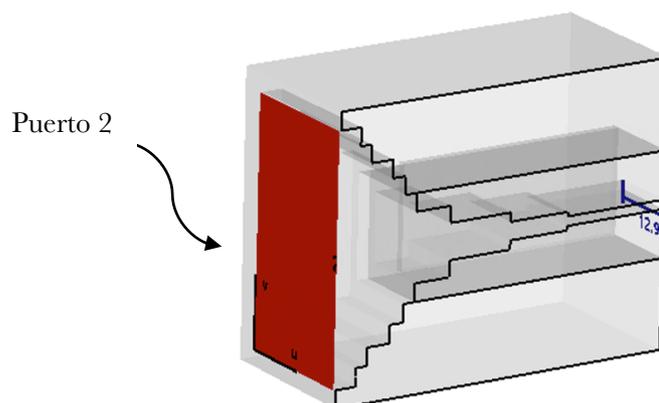
## 5.1 Líneas Futuras

Como posibles líneas futuras para la continuación del desarrollo del modelo propuesto – una bocina piramidal discretizada con adaptador de impedancias  $\lambda_g/4$  y guía de onda ESIW – se proponen diversas sendas.

En primer lugar, se podrían mejorar las prestaciones de la bocina propuesta mediante la adición de surcos en los diferentes sustratos que la componen. De tal forma, se puede modificar progresivamente la impedancia en cada sección favoreciendo de este modo la adaptación de impedancias. Dichos surcos, además, podrían seguir perfiles matemáticos como los exponenciales, elípticos o superelípticos y, de esta forma, estudiar de qué modo se implementa mejor la discretización en el modelo.

En segundo lugar, la fabricación de la bocina permitiría corroborar el correcto funcionamiento del diseño o, en caso contrario, dar lugar a modificaciones con tal de perfeccionar y ajustar la propuesta. A causa de dicha fabricación, podrían validarse las prestaciones del modelo propuesto.

En tercer lugar, se podría llevar a cabo un estudio de la impedancia con mayor detalle con el fin de establecer un procedimiento de diseño regido por ecuaciones que permitan agilizar el diseño de la bocina a diferentes frecuencias, sustratos o características. Como punto de partida en el modelo final, se establece un segundo puerto (Figura 62) en la bocina que la recorrerá y configurará un perfil de impedancia inicial con tal de ver su relación con el dimensionamiento de dicha bocina.



**Figura 62** Esquema de la sección transversal en 3D del modelo final con el puerto 2 en la boca de la bocina.

## Bibliografía

- [1] D. S. F. Portree y R. Treviño, «Walking to Olympus. An EVA Chronology,» 1995. [En línea]. Available: <https://history.nasa.gov/SP-4012/vol4/ch1.htm>.
- [2] A. Valero, H. Esteban y M. Ferrando, «Fundamentos de teoría de antenas,» 2021.
- [3] D. Deslandes y K. Wu, «Integrated microstrip and rectangular waveguide in planar form,» *IEEE microwave and wireless components letters*, pp. 68-70, 2001.
- [4] D. Deslandes y K. Wu, «Design consideration and performance analysis of substrate integrated waveguide components,» de *2002 32nd European Microwave Conference*, 2002.
- [5] K. Wu, D. Deslandes y Y. Cassivi, «The substrate integrated circuits - a new concept for high frequency electronics and optoelectrics,» de *6th International Conference on Telecommunications in Modern Satellite, Cable and Broadcasting Service*, 2003.
- [6] M. Bozzi, A. Georgiadis y K. Wu, «Review of substrate-integrated waveguide circuits and antennas,» *IET Microwaves, Antennas and Propagation*, vol. 5, n° 8.
- [7] N. Ghassemi y K. Wu, «Millimeter-Wave Integrated Pyramidal Horn Antenna Made of Multilayer Printed Circuit Board (PCB) Process,» *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 60, n° 9, 2012.
- [8] L. Gong, Y. Fu, K. Yuk Chan, J. A. Nanzer y R. Ramer, «An SIW Horn Antenna Fed by a Coupled Mode Emulating Pyramidal Horn Antennas,» *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 68, n° 1, 2020 Enero.
- [9] D. M. Pozar, *Microwave Engineering*, John Wiley & Sons, 2011.
- [10] A. Belenguer, M. D. Fernandez, J. A. Ballesteros, H. Esteban y V. E. Boria, «Experimental study in Ku-band of the propagation inside empty substrate integrated waveguides,» de *2016 46th European Microwave Conference*, 2016.
- [11] Z. Qi, X. Li y J. Xiao, «Dielectric-Slab-Loaded Hollow Substrate-Integrated Waveguide H-Plane Horn Antenna Array at Ka-Band,» *IEEE*, vol. 18, n° 9, Septiembre 2019.
- [12] J. A. Martinez, J. V. Morro, H. Esteban, A. Belenguer, J. J. de Dios y V. E. Boria, «Viability of using additive manufacturing for horn antennas fed with empty substrate integrated waveguide,» de *Proceedings of the 49th European Microwave Conference*.
- [13] A. Belenguer, M. D. Fernandez, J. A. Ballesteros, J. J. de Dios, H. Esteban y V. E. Boria, «Compact Multilayer Filter in Empty Substrate Integrated Waveguide with Transmission Zeros,» de *Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 66, 2018, pp. 2993-2000.
- [14] J. Mateo, A. M. Torres, A. Belenguer y A. L. Borja, «Highly Efficient and Well-Matched Empty Substrate Integrated Waveguide H-Plane Horn Antenna,» *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 15, 2016.

## Anexos

**Anexo 1** Función *dimBocina* para el cálculo de las dimensiones óptimas de una bocina dada la directividad, frecuencia y anchura de la guía de onda. Código de MatLab.

```
function dimBocina(Dlog, freq, a)

b=a/2;
D=10^(Dlog/10);
lambda=3*10^8/freq;

vPoli=[1; -a; 0; (3*b*D*lambda^2)/(8*pi*0.5188); -(3*D^2*lambda^4/(32*pi^2*(0.5188)^2))];

sol=roots(vPoli);

Aopt=sol(end)

Bopt=0.5*(b+(b^2+(8*Aopt*(Aopt-a))/3)^0.5)

R=Aopt*(Aopt-a)/(3*lambda)

end
```

**Anexo 2** Adición a *dimBocina* (**Anexo 1**) considerando el número de capas necesario al discretizar la bocina. Código de Matlab.

```
% Altura de cada capa
hcapas=sustrato+(35*10^-6)*2+2*9*10^-6;

% Discretización de la pendiente : N° de capas por cada lado
Ncapas=ceil(Bopt/(2*hcapas))

% Longitud de cada capa
L=R/Ncapas
```

**Anexo 3** Función *discretCapas* para la representación gráfica del perfil de la bocina a discretizar y los cortes con las capas calculadas en **Anexo 2**. Código de Matlab.

```
function discretCapas(Af, a, b, Bf, Lf, Cy, ncapas, hcapas)

% discretCapas(30.8655,12.954,0.866,21.0139,30,0.132,7,0.001688e3)

% Constantes
Aexp=(b/2-Bf/2)/(-1+exp(-Cy*Lf));
Bexp=Bf/2-Aexp;

% Variables
z=0:0.1:Lf;
y=Aexp*exp(-Cy*z)+Bexp;

% Plot
plot(z,y);
hold on
% Plot ESIW
plot([Lf,Lf+10],[b/2,b/2]);
hold on

for n= 1:ncapas
plot([0,Lf+10],[b/2+n*hcapas,b/2+n*hcapas])
hold on
end
hold off

% Cálculo del parámetro afi - Medidas tomadas de gráfica
afi=((Af/2-a/2)/Lf)*[16.1 21.3 24.5 26.8 28.5 30]+a/2)

% Tomamos como término independiente a/2 porque usamos z positivas.

end
```

**Anexo 4** Función *adaptBocina* para el cálculo de la altura de los tramos del adaptador de impedancias. Código de Matlab.

```
function [b1_mm,b2_mm]=adaptBocina(besiw,bwg,a,f)

c=3e8;

Z0esiw=(2*besiw/a)*120*pi/(sqrt(1-(c/(2*a*f)^2)));
Z0wg=(2*bwg/a)*120*pi/(sqrt(1-(c/(2*a*f)^2)));

Z01=(Z0esiw^2*Z0wg)^(1/3);
Z02=(Z0esiw*(Z0wg^2))^(1/3);

b1=Z01*(a/2)*(sqrt(1-(c/(2*a*f)^2))/(120*pi));
b2=Z02*a/2*(sqrt(1-(c/(2*a*f)^2))/(120*pi));

b1_mm=b1*10^3;
b2_mm=b2*10^3;

end
```