



**UNIVERSIDAD
DE GRANADA**

TRABAJO FIN DE MÁSTER
INGENIERÍA DE TELECOMUNICACIÓN

Diseño de antena de bocina en AF-SIW para frecuencias milimétricas

Autor

Andrés Biedma Pérez

Directores

Pablo Padilla de la Torre
Ángel Palomares Caballero



**ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR DE INGENIERÍAS INFORMÁTICA Y DE
TELECOMUNICACIÓN**

—
Granada, julio de 2024



Diseño de antena de bocina en AF-SIW para frecuencias milimétricas

Autor

Andrés Biedma Pérez

Directores

Pablo Padilla de la Torre
Ángel Palomares Caballero



DEPARTAMENTO DE TEORÍA DE LA SEÑAL, TELEMÁTICA Y COMUNICACIONES
Granada, julio de 2024

Diseño de antena de bocina en AF-SIW para frecuencias milimétricas

Andrés Biedma Pérez

Palabras clave: Antena de bocina, Frecuencias milimétricas, Celda Unidad, Corrección del frente de fase, Tecnología AF-SIW

Resumen

En este trabajo se presenta el diseño y desarrollo de una antena de bocina utilizando la variante *Contactless* de la tecnología *Air-Filled Substrate Integrated Waveguide* (AF-SIW) para aplicaciones en frecuencias milimétricas. La antena diseñada se caracteriza por su capacidad para corregir el frente de fase mediante la integración de una zona de colimado de campo electromagnético, lo cual se logra utilizando celdas unidad *Substrate Integrated Holes* (SIH) para formar una lente efectiva. Esta solución permite una corrección eficiente del frente de fase, mejorando la directividad y el rendimiento en un amplio rango de frecuencias.

El trabajo aborda en primer lugar la introducción y motivación, destacando la importancia de las Tecnologías de la Información y las Comunicaciones (TIC) en la era de la información. Posteriormente, se realiza un análisis del estado del arte, presentando diversas soluciones propuestas en la literatura para corregir el frente de fase en antenas de bocina. A continuación, se describe detalladamente la propuesta de diseño, que incluye la incorporación de una zona de colimado para transformar el frente de onda pseudo-radial en un frente de onda plano en la apertura de la antena.

El trabajo incluye resultados de simulación que muestran los diagramas de radiación en 3D de la antena diseñada a diferentes frecuencias, evidenciando la mejora en la directividad gracias a la zona de colimado. Finalmente, se detalla el proceso de prototipado de la antena, incluyendo la fabricación y caracterización de las láminas que conforman la antena.

El proyecto ha concluido con éxito, siendo posible fabricar y medir el diseño completo de la antena de bocina en plano H con zona de colimado en tecnología AF-SIW. Además, este trabajo ha resultado en una publicación científica en la conferencia internacional *EuCAP2024 - 18th European Conference on Antennas and Propagation*, y actualmente se está preparando otra contribución para la revista *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*.

Design of horn antenna in AF-SIW for millimeter-wave frequencies

Andrés Biedma Pérez

Keywords: Horn antenna, Millimeter-wave frequencies, Unit cell, Phase front correction, AF-SIW technology

Abstract

This work presents the design and development of a horn antenna using Contactless Substrate Integrated Waveguide (CLAF-SIW) technology for millimeter-wave applications. The antenna design features advanced phase front correction achieved through the integration of an electromagnetic field collimation zone using SIH unit cells to create an effective lens. This innovation ensures efficient phase front correction, thereby enhancing directivity and performance across a broad frequency spectrum.

The study commences with an introduction and motivation, underscoring the pivotal role of Information and Communication Technologies (ICT) in the contemporary information age. A comprehensive state-of-the-art analysis follows, reviewing existing literature on various proposed solutions for phase front correction in horn antennas. The design proposal is elaborated upon, emphasizing the incorporation of a collimation zone to convert the pseudo-radial wavefront into a planar wavefront at the antenna aperture.

Simulation results are presented to depict the 3D radiation patterns of the designed antenna at different frequencies, clearly demonstrating improved directivity attributable to the collimation zone. Finally, the text describes the antenna prototyping process, encompassing the manufacturing and characterization of its components.

The project has successfully concluded, achieving the complete fabrication and measurement of the H-plane horn antenna design with a collimation zone using AF-SIW technology. Additionally, this work has resulted in a scientific publication at the international conference *EuCAP2024 - 18th European Conference on Antennas and Propagation*, and another contribution is currently being prepared for the journal *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*.

Agradecimientos

A Pablo, a Ángel y a Cleo, que tuvieron conmigo la paciencia y el afecto que la enseñanza requiere.

A Ahmed, a Adam y a Achi, que me han hecho sentir cerca aunque me encuentre lejos.

A Katharina, con quien intercambié postales que aliviaron la soledad que la distancia impone.

A David y a José Manuel, porque cada rato previo a la comida del sábado me supo a libertad.

A Ginés, con quien viví estos años, y su idiosincrasia me contagió alegría y felicidad (y algún que otro virus), porque me tendió la mano siempre que lo necesité y me empujó a llegar a la línea de meta cuando estuve agotado.

A Mario, que cuidó de mí como de un hermano pequeño y con quien construí una estrecha amistad, ojalá que te vaya bonito.

A Guille, a Mercedes y a Tibu, por las noches de vacío y sin dormir, porque cuando el amor respira, se es inmune al dolor; porque todo pasa y todo queda, y lo nuestro es pasar, pasar haciendo camino...

Gracias a la vida que me ha dado tanto,
Me ha dado la risa y me ha dado el llanto,
Así yo distingo dicha de quebranto,
Los dos materiales que forman mi canto,
Y el canto de ustedes que es el mismo canto,
Y el canto de todos que es mi propio canto.

Violeta Parra

Índice general

1. Introducción, motivación, objetivos y estructura del documento	21
1.1. Introducción y motivación	21
1.2. Objetivos	23
1.3. Estructura del documento	24
2. Fundamento Teórico	27
2.1. Introducción	27
2.2. Fundamentos de Antenas	27
2.3. Guías de Onda y Tipos de Antenas	31
2.4. SIW, Air Filled-SIW y Contactless-AF-SIW	34
2.4.1. Tecnología SIW	35
2.4.2. Tecnología Air-Filled SIW (AF-SIW)	37
2.4.3. Tecnología Contactless AF-SIW (CLAF-SIW)	38
2.5. Estructuras Periódicas: Diagramas de dispersión	39
2.6. Estado del arte	45
3. Propuesta de diseño	49
3.1. Introducción	49
3.2. Diseño de la zona de colimado	49
3.3. Diseño de la transición radiante	51
3.4. Diseño de la alimentación: Transición GCPW-SIW-CLAF-SIW	52
3.5. CST: Simulador Electromagnético de Onda Completa	54
4. Desarrollo del diseño	59
4.1. Introducción	59
4.2. Cálculo de la estructura	59
4.3. Zona de colimado: creación de la lente	61
4.4. Celda Unidad e Índice de Refracción Variable	63
4.5. Resultados de Simulación	64
4.5.1. Parámetro S_{11}	66
4.5.2. Frente de Fase	69
4.5.3. Directividad	69
4.5.4. Ganancia en frecuencia	71

4.5.5. Diagramas de radiación	72
5. Prototipado	77
5.1. Introducción	77
5.2. Prototipado	77
5.2.1. Extracción de los <i>gerbers</i>	77
5.3. Prototipo y proceso de caracterización	79
5.3.1. Entorno	79
6. Medidas y validación	85
6.1. Parámetro $ S_{11} $	85
6.2. Ganancia en frecuencia	85
6.3. Diagramas de radiación	86
7. Planificación y costes	91
7.1. Recursos	91
7.1.1. Recursos Humanos	91
7.1.2. Recursos Tecnológicos	92
7.2. Planificación	93
7.2.1. Diagrama de Gantt	94
7.3. Costes	95
7.3.1. Presupuesto	95
8. Conclusiones y líneas futuras	97
8.1. Conclusiones y principales resultados	97
8.2. Futuras líneas de investigación	99

Índice de figuras

1.1. Figura representativa de la evolución de las diferentes generaciones de comunicaciones. Figura obtenida de [1].	22
1.2. Espectro del rango de frecuencias milimétricas. Figura obtenida de [2].	23
2.1. Diagrama de radiación de una antena y parámetros del diagrama de radiación. Figura obtenida de [3].	29
2.2. Ejemplos de los diferentes tipos de polarización. Figura obtenida de [4].	30
2.3. Líneas de campo eléctrico y magnético para algunos de los modos de orden inferior de una guía de ondas rectangular. Figura obtenida de [5].	32
2.4. Diferentes tipos de antenas de apertura rectangular. De izquierda a derecha: Sectorial plano E, Sectorial plano H y Piramidal.	34
2.5. Parámetros característicos de una antena de bocina plana sectorial en plano H.	35
2.6. Estructura de una guía de onda en SIW y parámetros fundamentales.	36
2.7. Estructura <i>air-filled</i> SIW.	38
2.8. Esquemas de las geometrías de las tecnologías AF-SIW y CLAF-SIW. Figuras obtenidas de [6].	38
2.9. Ejemplo de estructura periódica de red cuadrada y su zona de Brillouin recíproca. La zona de Brillouin recíproca es la transformación espacial de Fourier de la red cuadrada. . . .	40
2.10. Zona irreducible de Brillouin de una red cuadrada/rectangular.	41
2.11. Diseño de la estructura EBG: (a) Diagrama de dispersión, y (b) Diseño de celda unidad EBG. El <i>stopband</i> se ha destacado en gris. Las dimensiones en milímetros son: $R = 1$, $L = 1.3$, $r = 0.25$, $h_0 = 0.813$	43

2.12. Diseño de la celda unidad SIH para conformar la lente: 2.12b Diseño de celda unidad SIH, y 2.12a Diagrama de dispersión. Las dimensiones en milímetros son: $h = 0.813$, $L = 1.8$, $r_{vias} = 0.15$, $d_{vias} = 0.62$, $l = 1.28$ y $gap = 0.813$	44
2.13. Fotografía de la meta-antena. (a) Antena de bocina vacía. (b) Antena de bocina con la lente en la apertura. Figura obtenida de [7].	45
2.14. Fotografía de la meta-antena bajo medida propuesta en [8]. .	45
2.15. Fotografía de la bocina con discontinuidades de guías de on- da rectangulares propuesta en [9].	46
2.16. Fotografías de diferentes antenas de bocina con lentes de ma- terial dieléctrico en la apertura. Figuras obtenidas de [10]. .	46
2.17. Esquemático de la antena 2-D de sustrato de silicio. Figura obtenida de [11].	47
2.18. Diferentes vistas de la antena de bocina con estructura SWS en su interior. 2.18a Vista 3-D del diseño de antena con estruc- tura SWS y 2.18b corte transversal de la antena con estructura SWS. Figuras obtenidas de [12].	47
3.1. Esquemático del modelo de la zona de colimado para la an- tena de bocina en plano H.	50
3.2. Opciones de distribución de perforaciones en la zona de co- limado de la antena de bocina CLAF-SIW: Fig. 3.2a distribu- ción cartesiana (x, y) , Fig. 3.2b distribución radial (r, θ) , y Fig. 3.2c distribución mixta (x, θ) con r fijo a las columnas en x y distribución angular uniforme en θ	51
3.3. Transición la apertura de la antena al espacio libre: Diseño esquemático. Las dimensiones son: $A_p = 50.7\text{ mm}$ y $L = 8.45\text{ mm}$	52
3.4. Parámetro S_{11} de la transición desde la apertura de la antena al espacio libre.	52
3.5. Transición GCPW a CLAF-SIW: Diseño esquemático. Las di- mensiones son: $L_T = 2\text{ mm}$, $W_{L_0} = 0.42\text{ mm}$, $W_0 = 3.4\text{ mm}$, $L_{SIW} = 8.9\text{ mm}$, $L_{slot} = 0.3\text{ mm}$, $L_{Apt} = 8.3\text{ mm}$, $W_1 = 5.1\text{ mm}$ y $L_{CLAFSIW} = 22.3\text{ mm}$	53
3.6. Parámetros S de la transición GCPW-CLAF-SIW.	53
3.7. Esquema de la API entre MatLab-CST utilizada.	55
4.1. Zona de colimado: Análisis geométrico para la corrección de fase.	60
4.2. Distribución del índice de refracción en el plano normal a la dirección de propagación. Ángulo de apertura $\theta_{max} = 23.8^\circ$, distancia mínima de la zona sin colimado $d_{min} = 21.6\text{ mm}$ y distancia mínima de la zona de colimado $r_{min} = 23.4\text{ mm}$. .	61

4.3. Esquema del cálculo del índice de refracción efectivo punto a punto bajo la distribución cartesiana del espacio geométrico de la bocina.	61
4.4. Esquema de la distribución final de índices de refracción efectivos.	62
4.5. Resultados del diseño a 45 GHz : Fig. 4.5a Distribución de fase 3D a lo largo de la antena de bocina CLAF-SIW en plano H, Fig. 4.5b Distribución de fase 3D a lo largo de la antena de bocina sin zona de colimado en plano H. Fig. 4.5c distribución de fase a lo largo del eje X en la apertura de la antena de bocina.	64
4.6. Esquema de los tipos de incidencia: (a) Incidencia normal con representación de la Zona de Brillouin en rojo, y (b) Incidencia oblicua con ángulo de incidencia genérico α_{inc}	65
4.7. Esquema de la celda unidad equivalente con los efectos de la incidencia oblicua genérica, resoluble mediante el <i>Eigen-Solver</i> de CST.	65
4.8. Diagrama de dispersión para la dirección x' de propagación con diferentes ángulos de incidencia α_{inc}	65
4.9. Parámetro $ S_{11} $ de la antena de bocina CLAF-SIW en plano H para diferentes tamaños de <i>gaps</i> entre láminas.	66
4.10. Parámetro $ S_{11} $ de la antena de bocina CLAF-SIW en plano H con y sin transición al aire.	67
4.11. Esquemático de las tres antenas: (a) antena de bocina óptima, (b) antena de bocina CLAF-SIW con zona de colimado, y (c) antena de bocina CLAF-SIW sin zona de colimado.	68
4.12. Parámetro $ S_{11} $ de la antena de bocina óptima, antena CLAF-SIW en plano H con zona de colimado y antena CLAF-SIW en plano H sin zona de colimado.	68
4.13. Distribución del frente de fase a lo largo del eje X en la apertura de las diferentes antenas de bocina a la frecuencia $f_1 = 35\text{ GHz}$	69
4.14. Distribución del frente de fase a lo largo del eje X en la apertura de las diferentes antenas de bocina a la frecuencia $f_2 = 40\text{ GHz}$	70
4.15. Distribución del frente de fase a lo largo del eje X en la apertura de las diferentes antenas de bocina a la frecuencia $f_3 = 45\text{ GHz}$	70
4.16. Directividad de las antenas: antena de bocina óptima, antena CLAF-SIW en plano H con zona de colimad, y CLAF-SIW en plano H sin zona de colimado.	71
4.17. Ganancia de las antenas: antena de bocina óptima, antena CLAF-SIW en plano H con zona de colimado, y CLAF-SIW en plano H sin zona de colimado.	72

4.18. Diagramas de radiación en 2D de las antenas: antena de bocina óptima, antena CLAF-SIW en plano H con zona de colimado, y CLAF-SIW en plano H sin zona de colimado a diferentes frecuencias: (a) $f_1 = 35\text{ GHz}$, (b) $f_2 = 40\text{ GHz}$, y (c) $f_3 = 45\text{ GHz}$	73
4.19. Diagramas de radiación en 3D de la antena de bocina óptima a diferentes frecuencias: (a) $f_1 = 35\text{ GHz}$, (b) $f_2 = 40\text{ GHz}$, y (c) $f_3 = 45\text{ GHz}$	74
4.20. Diagramas de radiación en 3D de la antena de bocina CLAF-SIW en plano H con zona de colimado a diferentes frecuencias: (a) $f_1 = 35\text{ GHz}$, (b) $f_2 = 40\text{ GHz}$, y (c) $f_3 = 45\text{ GHz}$	75
4.21. Diagramas de radiación en 3D de la antena de bocina CLAF-SIW en plano H sin zona de colimado a diferentes frecuencias: (a) $f_1 = 35\text{ GHz}$, (b) $f_2 = 40\text{ GHz}$, y (c) $f_3 = 45\text{ GHz}$	76
5.1. Esquema del diseño completo de la antena.	78
5.2. <i>Gerbers</i> : Fig. 5.2a vista <i>Top</i> , Fig. 5.2b vista <i>Middle</i> y Fig. 5.2c vista <i>Bottom</i> . Con las perforaciones de aire en negro , las vías metálicas en azul , la cubierta de metal en amarillo y el sustrato en gris	78
5.3. Soporte para ensamblar la antena al sistema de medida. Fig. 5.3a imagen 3-D del soporte diseñado en CST STUDIO y Fig. 5.3b soporte impreso con la impresora 3D Form3+.	79
5.4. Sistema de medida del parámetro $ S_{11} $ tras realizar la calibración.	80
5.5. Procesos de la cámara anecoica: Fig. 5.5a Cámara anecoica, Fig. 5.5b alineación por láser y Fig. 5.5c proceso de medida de diagramas de radiación.	81
5.6. Láminas de la bocina en plano H. Fig. 5.6a vista superior de las Láminas 1 y 3, Fig. 5.6b vista inferior de las Láminas 1 y 3, Fig. 5.6c vista superior de la Lámina 2 - Alimentación, Fig. 5.6d vista inferior de la Lámina 2 - Alimentación, y Fig. 5.6e antena de bocina ensamblada.	82
5.7. Vista en detalle de la zona de colimado.	83
6.1. Parámetro $ S_{11} $ de la antena de bocina CLAF-SIW en plano H basada con zona de colimado de campo (simulado y medido). En línea negra discontinua el límite habitual que marca el valor de este parámetro como admisible: $ S_{11} = -10\text{ dB}$	86
6.2. Comparación de la ganancia en frecuencia entre: antena de bocina CLAF-SIW en plano H con zona de colimado fabricada y simulada.	87
6.3. Diagrama de radiación en 2D en el plano H para la antena medida en el laboratorio a $f_1 = 35\text{ GHz}$	87

6.4. Diagrama de radiación en 2D en el plano H para la antena medida en el laboratorio a $f_2 = 40\text{ GHz}$	88
6.5. Diagrama de radiación en 2D en el plano H para la antena medida en el laboratorio a $f_3 = 45\text{ GHz}$	88
6.6. Diagrama de radiación en 3D en el plano H para la antena medida en el laboratorio a $f_1 = 35\text{ GHz}$	89
6.7. Diagrama de radiación en 3D en el plano H para la antena medida en el laboratorio a $f_2 = 40\text{ GHz}$	89
6.8. Diagrama de radiación en 3D en el plano H para la antena medida en el laboratorio a $f_3 = 45\text{ GHz}$	90
7.1. Diagrama de Gantt.	94

Índice de cuadros

7.2. Presupuesto del proyecto.	96
8.1. Comparación entre el diseño propuesto y estructuras del estado del arte con corrección de fase integradas.	98

Capítulo 1

Introducción, motivación, objetivos y estructura del documento

1.1. Introducción y motivación

Las dos primeras décadas del siglo XXI han consolidado el notable desarrollo que las Tecnologías de la Información y las Comunicaciones (TIC) venían experimentando de forma exponencial desde mediados del siglo pasado. El proceso de globalización que han experimentado la mayoría de las sociedades del planeta no puede entenderse sin el desarrollo paralelo de las comunicaciones. Diversos autores de diferentes áreas del conocimiento coinciden en que lo que conocíamos como “Edad Contemporánea” está desapareciendo, dando paso a un nuevo paradigma: la era de la información [13], en la que las comunicaciones se integrarán en campos hasta ahora considerados ajenos a ellas. Ejemplos ilustrativos de estos campos, acentuados por la pandemia de la COVID-19, incluyen la medicina y la educación. No hace muchos años, abordar la docencia online, la atención médica o incluso las operaciones a distancia hubiera resultado imposible.

Este desarrollo ha tenido un impacto significativo en las democracias modernas de todo el mundo, que están enfrentando grandes dificultades para gestionar el crecimiento de las comunicaciones [14]. Al mismo tiempo, este crecimiento ha impulsado el desarrollo socioeconómico, especialmente en los denominados “países en vías de desarrollo” [15]. Los principales retos que debemos abordar en esta primera parte del siglo son: democratizar la información y el acceso a las tecnologías, así como enfrentar la crisis climática, dos asuntos aparentemente dispares pero estrechamente relacionados [16]. Además, la creciente dependencia de las TIC subraya la importancia de la ciberseguridad en el despliegue de redes 5G es esencial para proteger la información y garantizar la privacidad y seguridad de las co-

municaciones en este entorno cada vez más interconectado.

Como autor de este trabajo y futuro ingeniero, mi intención es contribuir modestamente al cumplimiento de estos objetivos.

Dentro de los diversos sectores implicados en el desarrollo de las comunicaciones, este trabajo se centra en la tecnología 5G, y sucesivas. En telecomunicaciones, las siglas 5G se refieren a la quinta generación de tecnologías de telefonía móvil. Al igual que su predecesora (4G), las redes 5G son redes de sectores celulares, denominadas así porque el área de cobertura se divide en pequeñas regiones conocidas como *celdas*.

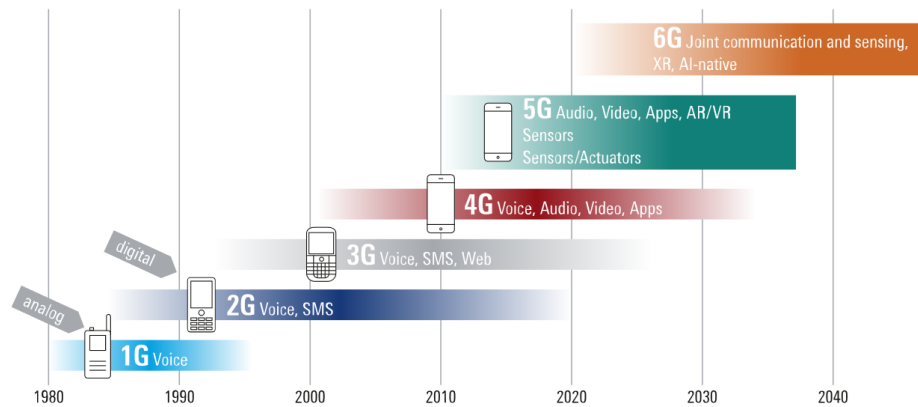


Figura 1.1: Figura representativa de la evolución de las diferentes generaciones de comunicaciones. Figura obtenida de [1].

La tecnología 5G no solo busca aumentar el ancho de banda, sino también abrirse a nuevos paradigmas de comunicación:

- Incremento del ancho de banda para usuarios medios.
- Capacidad masiva sin prestar atención al ancho de banda, incluyendo redes de sensores e IoT, que presentan una gran cantidad de comunicaciones de bajo *throughput*, baja latencia y alta densidad de usuarios.
- Aplicaciones críticas de latencia: operaciones médicas a distancia y vehículos autónomos.

Es por ello que resulta crucial disponer de antenas compatibles, eficientes y asequibles, capaces de operar dentro de estos nuevos paradigmas en el rango de frecuencias de 5G, en particular aquellas dentro del denominado rango de frecuencias milimétricas [2].

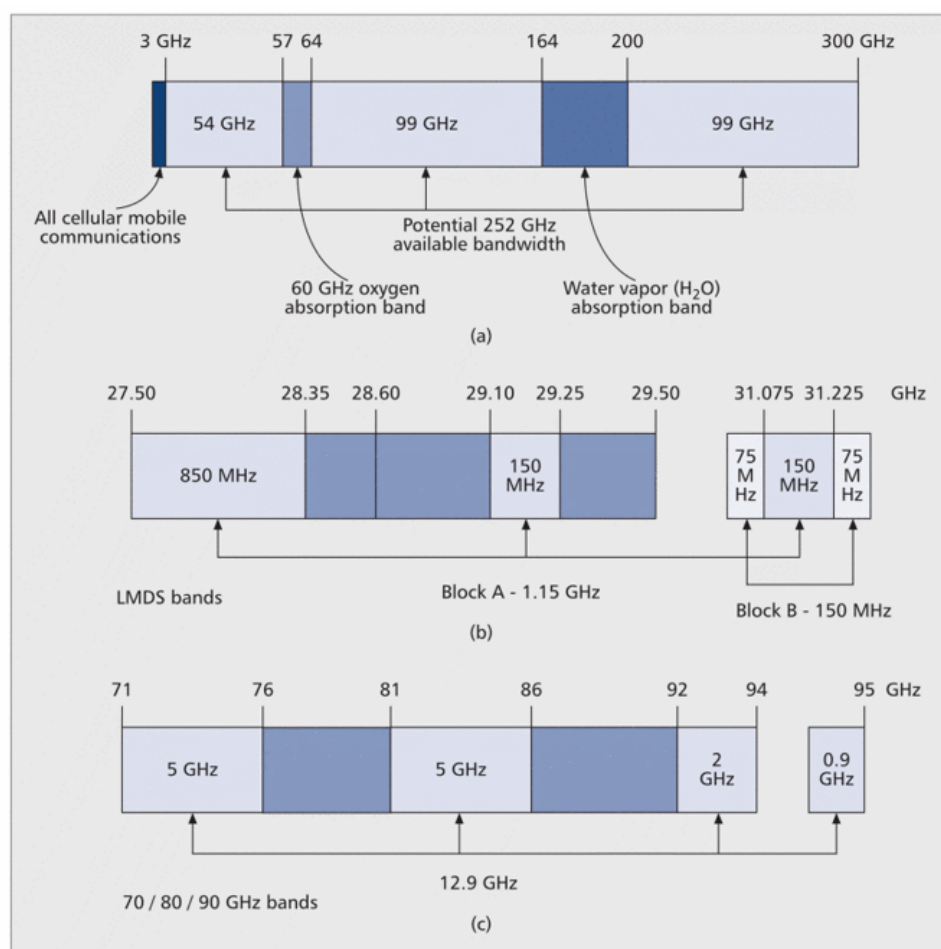


Figura 1.2: Espectro del rango de frecuencias milimétricas. Figura obtenida de [2].

1.2. Objetivos

El objetivo principal de este trabajo es diseñar y validar una antena capaz de operar eficientemente en la banda de alta frecuencia asociada a 5G, específicamente en el rango de frecuencias de 30 a 50 GHz. El aumento de las frecuencias de trabajo conlleva un incremento en las pérdidas por propagación en el espacio libre, como se describe en la conocida *Ecuación de Friis* [17]. Para mitigar este problema, se ha optado por aumentar la directividad mediante el diseño de una lente para una antena de apertura tipo bocina en plano H, utilizando la tecnología *Air-Filled Substrate Integrated Waveguide* (AF-SIW) en su variante *Contactless* (CLAF-SIW) (véase la subsección 2.4), una tecnología centrada en la fabricación de antenas y dispositivos a alta frecuencia con bajo coste, ya que se basa en circuitos impresos. Esta antena

opera en la región del espectro electromagnético correspondiente a la banda Q, con frecuencias comprendidas entre 30 y 50 GHz.

Los objetivos específicos de este trabajo se dividen en los siguientes puntos:

- Aplicar técnicas avanzadas de fabricación y diseño en tecnología CLAF-SIW.
- Estudiar el diagrama de radiación en antenas de bocina utilizando celdas unidad para compensar fases mediante la velocidad de propagación o el índice de refracción.
- Corregir errores de fase en antenas de bocina.
- Desarrollar habilidades en el diseño de elementos radiantes de alta frecuencia utilizando el software CST, una herramienta industrial fundamental en el campo del diseño de antenas y radiofrecuencia.
- Diseñar, medir y validar una antena de bocina eficiente, de bajo coste y compacta.

1.3. Estructura del documento

Este apartado describe brevemente los distintos capítulos en los que se divide el presente documento.

- **Capítulo 1: Introducción, objetivos y motivación.**
Se analiza el contexto actual de las telecomunicaciones y se detalla la motivación detrás de la elaboración de este proyecto. Además, se presentan los objetivos y una breve descripción de la estructura del documento.
- **Capítulo 2: Fundamento teórico.**
Este capítulo proporciona una explicación en profundidad de los conceptos fundamentales necesarios para comprender el proceso de diseño planteado. Se expone la teoría básica sobre antenas y sus parámetros, guías de onda, tecnología SIW y sus variantes, estructuras periódicas y el concepto de celda unidad. Además se desarrolla el estado del arte actual.
- **Capítulo 3: Propuesta de diseño.**
Se detalla la propuesta de diseño en relación con el estado del arte. Primero, se explica el proceso de diseño de la zona de colimado; luego, se especifican las características de la interfaz de transición radiante y de la transición de alimentación CLAF-SIW. También se introduce el software utilizado para análisis y simulación (CST Suite).

- **Capítulo 4: Desarrollo del diseño.**

Se presentan los cálculos realizados para obtener el prototipo final de la antena de bocina en plano H en tecnología CLAF-SIW basada en colimado de campo electromagnético. Primero, se profundiza en el cálculo de la estructura de la zona de colimado, y luego se establece la relación entre la celda unidad y el índice de refracción variable. Además se detallan los resultados obtenidos en simulación.

- **Capítulo 5: Prototipado.**

Este capítulo detalla el proceso de prototipado una vez diseñadas las láminas finales que conforman la antena.

- **Capítulo 6: Medidas y validación.**

Aquí se exponen los resultados obtenidos tras comprobar experimentalmente los resultados previamente obtenidos mediante simulación.

- **Capítulo 7: Planificación y costes.**

Se organiza y presenta una descripción de las tareas realizadas durante la duración del proyecto. Además, se incluye un apartado sobre los posibles costes asociados desde una perspectiva comercial.

- **Capítulo 8: Conclusiones y líneas futuras.**

En el capítulo final, se resume todo el proyecto mediante una reflexión sobre lo aprendido e investigado durante su ejecución. Asimismo, se describen las características del dispositivo radiante obtenido y se presentan posibles líneas futuras de investigación.

Capítulo 2

Fundamento Teórico

2.1. Introducción

Tal y como se ha descrito con anterioridad, el presente trabajo consiste en el diseño, fabricación y caracterización de una antena de bocina empleando la tecnología CLAF-SIW (*“ContactLess Air Filled Substrate Integrated Waveguide”*), es por ello, que antes de entrar a describir detalladamente el proceso de diseño y los resultados obtenidos se van a definir los conceptos básicos relacionados con las antenas y guías de onda así como de la tecnología SIW (*“Substrate Integrated Waveguide”*) y sus variantes AF-SIW (*“Air Filled SIW”*) y CLAF-SIW (*“Contactless AF-SIW”*). Todos los parámetros relativos a las antenas y las guías de onda tratados en este capítulo se basan en las obras académicas: *Antenas* (Á. Cardama, 2002) [18] y *Antenna Theory, Analysis and Design* (C. A. Balanis, 2005) [19]; mientras que los aspectos referentes a la tecnología SIW, AF-SIW y CLAF-SIW se sustentan en los trabajos de investigación [20], [21] y [6], respectivamente.

2.2. Fundamentos de Antenas

Según señala [22], una antena se define como “la parte de un sistema de transmisión o recepción diseñada para irradiar o recibir ondas electromagnéticas”. En otras palabras, actúa como la interfaz entre el espacio libre y el dispositivo receptor/emisor de información. A partir de esta definición, una antena puede operar en dos modos: transmisión o recepción. No obstante, resulta fundamental introducir el teorema de reciprocidad [23], el cual establece que “los parámetros de las antenas (directividad, ancho de haz, impedancia, resistencia de radiación, etc.) son idénticos en transmisión y recepción”. Sin embargo, aunque el teorema de reciprocidad establece que los parámetros fundamentales de una antena son iguales en ambos sentidos, aún así existen diferencias en cómo se abordan y se aplican estos parámetros en cada caso, y es por eso que resulta habitual definir diferen-

tes parámetros en función de esta distinción (transmisión o recepción). A continuación, se presentan los parámetros más relevantes de la antena para cada uno de estos modos.

Parámetros de antena en transmisión.

- **Impedancia de antena:** Resistencia que esta presenta entre sus terminales, o alternativamente, la relación entre la tensión y la corriente en la entrada de la antena. Este valor es generalmente complejo, y tanto su componente real como la imaginaria dependen de la frecuencia. Se considera que una antena es resonante a una frecuencia específica cuando su impedancia es puramente real. La resonancia facilita la adaptación con la línea de transmisión y optimiza la distribución de corrientes.

$$Z_a(\omega) = \frac{V_{ent}}{I_{ent}} = R_a(\omega) + jX_a(\omega) \quad (2.1)$$

- **Densidad de potencia:** Cantidad de potencia que una antena proporciona por unidad de superficie en una dirección específica. Este parámetro ofrece una primera aproximación sobre cómo se distribuye la potencia de la antena en el espacio.

$$\wp(r, \phi, \theta) = \Re[\vec{E} \times \vec{H}^*] \quad (2.2)$$

- **Intensidad de radiación:** Potencia emitida por unidad de ángulo sólido en una dirección específica. En la zona de campo lejano, esta magnitud es independiente de la distancia a la que se encuentra la antena.

$$K(\phi, \theta) = \wp(\phi, \theta) \cdot r^2 \quad (2.3)$$

- **Directividad:** Relación entre la densidad de potencia radiada en la dirección de máxima radiación de la antena (a una distancia determinada) y la densidad de potencia que entregaría una antena isotrópica radiando la misma potencia.

$$D = \frac{\wp_{max}}{P_r / (4\pi r^2)} \quad (2.4)$$

- **Diagrama de radiación:** Este parámetro proporciona la mayor cantidad de información sobre una antena y suele ser el más relevante al seleccionar el tipo de antena para un problema específico. Se describe mediante una función matemática o una representación gráfica de la distribución de radiación de la antena en función de las coordenadas espaciales. Generalmente, se representa en la región de campo lejano.

Las antenas típicamente presentan una zona de máxima directividad denominada *lóbulo principal*; las zonas con máximos diferentes al lóbulo principal se denominan *lóbulos secundarios*. Los lóbulos están separados por mínimos de radiación, conocidos como *nulos*. Del diagrama de radiación, se pueden obtener otros parámetros relevantes:

- **Ancho de haz a -3dB ($\Delta\theta_{-3dB}$):** separación angular entre las direcciones en las que el diagrama de radiación de potencia alcanza la mitad de su valor máximo. Este parámetro permite aproximar la directividad de la antena mediante las expresiones de Krauss [24] y de Tai-Pereira [25].
- **Ancho de haz entre nulos ($\Delta\theta_c$):** separación angular entre las direcciones del espacio en las que el lóbulo principal presenta un valor mínimo.
- **Nivel de lóbulo principal a secundario ($NLPS$):** cociente, expresado en dB, entre el valor del diagrama de radiación en la dirección de máxima radiación y el valor en la dirección del lóbulo secundario máximo. Generalmente, esta relación se refiere al lóbulo secundario de mayor amplitud, que habitualmente se encuentra adyacente al lóbulo principal.
- **Relación delante-atrás (D/A):** cociente, expresado en dB, entre el valor del diagrama de radiación en la dirección de máxima radiación y el valor en la dirección diametralmente opuesta.

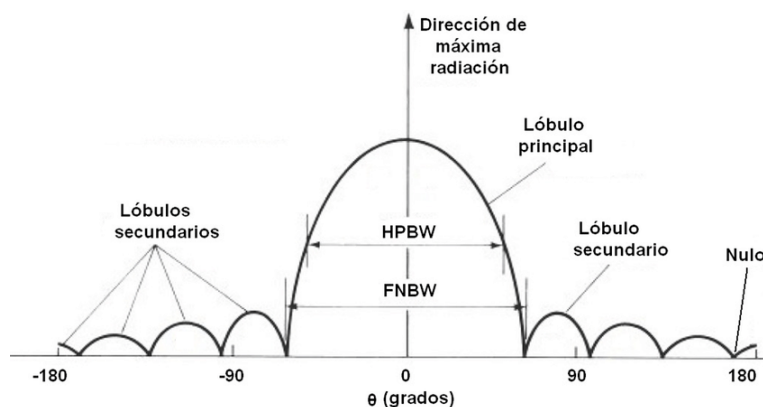


Figura 2.1: Diagrama de radiación de una antena y parámetros del diagrama de radiación. Figura obtenida de [3].

- **Polarización:** La polarización de una antena en una dirección se refiere a la orientación de la onda radiada. Se define como la figura geométrica descrita, a lo largo del tiempo, por el extremo del vector campo eléctrico en un punto fijo del espacio, en el plano perpendicular a la

dirección de propagación. La polarización más común en antenas es la polarización de tipo elíptico, sin embargo, existen dos casos de interés que son particularizaciones del caso elíptico.

- **Lineal:** La figura trazada es un segmento recto.
- **Circular:** La figura trazada es una circunferencia.
- **Elíptica:** La figura trazada es una elipse.

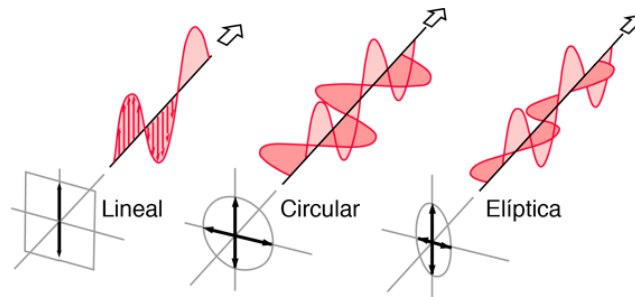


Figura 2.2: Ejemplos de los diferentes tipos de polarización. Figura obtenida de [4].

Parámetros de antena en recepción.

- **Adaptación de la antena:** La impedancia de una antena receptora es la misma que la de impedancia de dicha antena cuando actúa como transmisora. En recepción, la antena se comporta como una línea de transmisión presentando una impedancia de antena compleja. Ante la dificultad de medir la impedancia de antena en altas frecuencias surgen los parámetros de dispersión (parámetros S). Los parámetros S hacen referencia a la relación entre las ondas de potencia entre los distintos puertos. En el contexto de este trabajo, el parámetro S más determinante es el S_{11} .
 - **Parámetro S_{11} :** Se refiere al coeficiente de reflexión en el puerto de entrada del sistema. Relaciona las ondas de potencia reflejada y entregada en dicho puerto, siendo el parámetro circuital más importante de una antena. Idealmente, este parámetro debe ser lo más bajo posible (se suele fijar alrededor de -10 dB como límite admisible), ya que el objetivo es que la antena irradie la máxima potencia hacia el exterior o reciba la máxima potencia hacia el interior. Para minimizar este parámetro, es necesaria una adaptación de impedancias.
- **Área efectiva:** Las antenas extraen potencia del frente de onda incidente, lo que implica que presenten cierta área efectiva de captación.

Esta área efectiva se define como la relación entre la potencia entregada por la antena a su carga (supuesta, para esta definición, sin pérdidas y adaptada) y la densidad de potencia de la onda incidente.

$$A_{ef} = \frac{P_L}{S_{inc}} \quad (2.5)$$

2.3. Guías de Onda y Tipos de Antenas

Antes de abordar las particularidades de las antenas de bocina, es necesario introducir conceptos relacionados con la tecnología SIW (véase subsección 2.4) y las antenas de apertura (entre las que se encuentra la antena de bocina). En este sentido, resulta necesario tratar en primer lugar el concepto de guía de onda. Una guía de ondas se define como una estructura que tiene la capacidad de confinar y transportar ondas electromagnéticas a lo largo de un camino específico con mínimas pérdidas. Esta función es esencial en los sistemas de alimentación de antenas y en los circuitos de microondas. A diferencia de las líneas de transmisión, las guías de ondas tienen la capacidad de soportar diferentes configuraciones de modos simultáneamente. El parámetro fundamental de las guías de onda es la frecuencia de corte, esta delimita el límite en frecuencia que tienen que superar los distintos modos de la guía para que puedan empezar a propagarse a través de la misma. Aunque existen diversas tipologías de guías de ondas [26], este trabajo se enfoca exclusivamente en el uso de guías de ondas rectangulares operando en el modo fundamental. Para este tipo de guías, la frecuencia de corte, a partir de la cual los diferentes modos se propagan, está determinada por las dimensiones geométricas de la guía:

$$f_c(m, n) = \frac{1}{2\sqrt{\mu\epsilon}} \sqrt{\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2} \quad (2.6)$$

Donde a es el ancho de la guía, b es la altura de la guía y m y n hacen referencia al tipo de modo que se propaga. Los distintos modos de propagación posibles en una guía de ondas son:

- **Modos TEM o transversal electromagnéticos:** No disponibles en guías de ondas de geometría rectangular, por lo que no son posibles en la tecnología SIW ni sus variantes. Véase subsección 2.4.
- **Modo TM o transversal magnético:** Se caracteriza porque la componente magnética en el eje de propagación es nula, mientras que sí existe componente eléctrica.
- **Modo TE o transversal eléctrico:** Se caracteriza porque la componente eléctrica en el eje de propagación es nula, mientras que sí existe componente magnética.

- **Modo H o modo híbrido:** Superposición de las dos configuraciones anteriores.

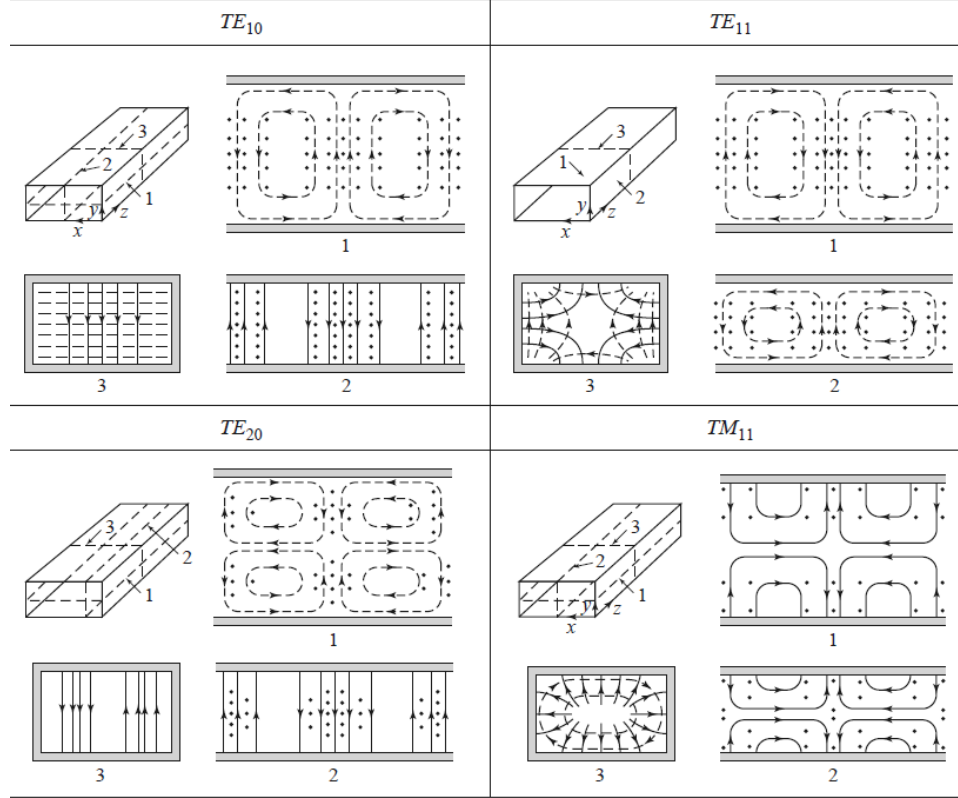


Figura 2.3: Líneas de campo eléctrico y magnético para algunos de los modos de orden inferior de una guía de ondas rectangular. Figura obtenida de [5].

Como se mencionó previamente, solo las frecuencias que excedan el valor de la frecuencia de corte para un modo específico se propagarán a través de la guía, lo que hace que esta funcione como un filtro de paso alto. En este trabajo, el objetivo es diseñar en el modo fundamental. Por lo tanto, resulta indispensable alcanzar una frecuencia de operación que supere la frecuencia de corte y que, al mismo tiempo, esté por debajo de los armónicos restantes para garantizar que la guía sea monomodo. Para guías diamagnéticas (aquellas con permeabilidad magnética unitaria), la frecuencia de corte asociada al modo fundamental es:

$$f_{1,0} = \frac{c}{2a\sqrt{\epsilon_r}} \quad (2.7)$$

Para los siguientes modos las frecuencias de corte son:

$$f_{2,0} = \frac{c}{a\sqrt{\epsilon_r}} \quad (2.8)$$

$$f_{0,1} = \frac{c}{2b\sqrt{\epsilon_r}} \quad (2.9)$$

Otro de los parámetros fundamentales, junto con la frecuencia de corte de los diferentes modos, es la longitud de onda dentro de la guía. Este parámetro se define como:

$$\lambda_g = \frac{\lambda}{\sqrt{1 - \left(\frac{f_c}{f}\right)^2}} \quad (2.10)$$

Es común, al igual que ocurre con las antenas construidas mediante tecnología SIW, que las guías de ondas estén rellenas de un material diferente al aire. Esta característica hace que tanto la longitud de onda como la frecuencia de corte de la guía estén determinadas por la permitividad eléctrica del medio con el que están rellenas. La longitud de onda se calcula ahora como:

$$\lambda = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_r} f} \quad (2.11)$$

La idea principal del uso de guías de ondas es aprovechar que estas confinan el campo electromagnético entre sus paredes, lo que provoca que la onda rebote y se generen los mencionados modos. La única dirección en la que la onda se propaga es aquella en la que se extiende la guía.

Tipos de antenas: Antenas de apertura.

Anteriormente se ha descrito cómo se confina y transmite una onda a través de una guía de ondas; no obstante, el objetivo final es la radiación. Para lograr esta tarea, se utilizan múltiples elementos radiantes o antenas. En este trabajo, se describirán únicamente las antenas de apertura, ya que son el elemento básico sobre el que se ha desarrollado todo este trabajo. Las antenas de apertura son aquellas que utilizan superficies o aperturas para dirigir el haz electromagnético. No obstante, este tipo de antenas adolecen de una desadaptación entre la antena y el espacio exterior que genera una ineficiencia que se acentúa especialmente si la antena se encuentra rellena de un material distinto al aire. En guías rectangulares se distinguen dos tipos diferentes de bocinas:

- **Sectorial:** Se abre en una única componente, ampliando gradualmente el valor de a o b . Dependiendo de qué valor se modifique, se tienen dos tipos de antenas sectoriales:

- **Sectorial plano H:** Abre la componente a lo que permite que el campo eléctrico permanezca confinado en su valor de amplitud. Este es el tipo de implementación utilizado en este trabajo.
- **Sectorial plano E:** Abre la componente b .
- **Piramidal:** Abre ambos planos de forma simultánea, ampliando tanto la componente a como b .

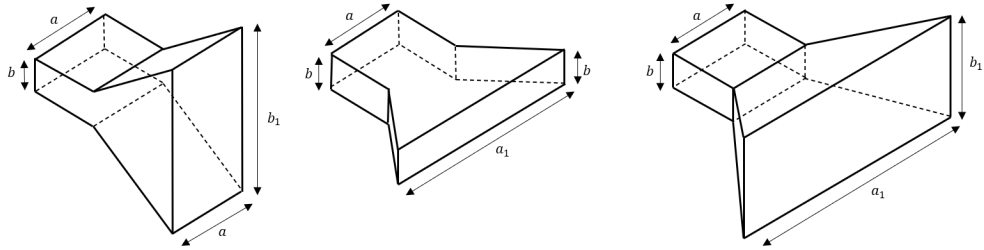


Figura 2.4: Diferentes tipos de antenas de apertura rectangular. De izquierda a derecha: Sectorial plano E, Sectorial plano H y Piramidal.

Como se ha descrito en el capítulo Cap.1, uno de los objetivos de este trabajo es conseguir una antena muy directiva. Para ello, la antena debe generar un frente de onda lo más plano posible. Aquellas antenas que mejor satisfacen esta condición, y por lo tanto tienen una directividad máxima, son las antenas de iluminación óptima. Reciben este nombre debido que minimizan el error de fase, que es la diferencia de fase entre el recorrido central central (el haz que recorre la menor distancia desde que se genera en la guía de onda hasta que sale radiado por la bocina) y el recorrido más externo (el haz que recorre la mayor distancia). En la bocina sectorial plano H el comportamiento óptimo se obtiene para:

$$A_{opt} = \sqrt{3 \cdot \lambda \cdot L_H} \quad (2.12)$$

al que corresponde un máximo error de fase en la boca de la bocina de valor:

$$t = \frac{3 \cdot \lambda}{8} \quad (2.13)$$

donde L_H es la longitud exterior de la bocina y depende del ángulo de ensanchamiento y la longitud central de la bocina [18].

2.4. SIW, Air Filled-SIW y Contactless-AF-SIW

Tal y como se ha descrito en 2.3 la guía de onda hueca, sin dieléctrico, es el elemento de transporte por antonomasia dentro del rango de las microondas y las milimétricas. No obstante, a medida que el sistema requiere

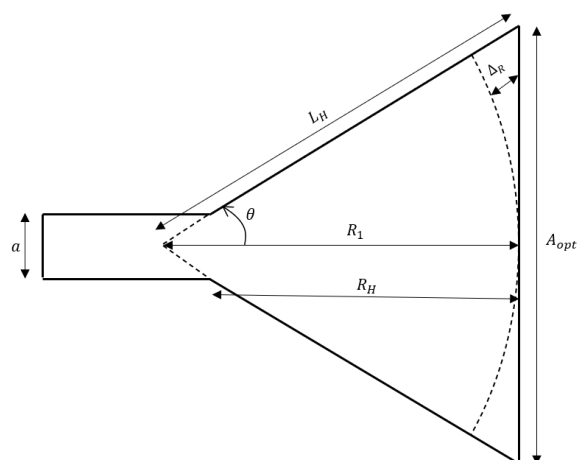


Figura 2.5: Parámetros característicos de una antena de bocina plana sectorial en plano H.

un aumento de la frecuencia de trabajo el tamaño de la guía se hace cada vez más pequeño y su fabricación se complica, lo que implica un aumento de la complejidad del diseño y de los costes de producción del mismo. Es por ello por lo que desde mediados de la década de los 90 se están explorando alternativas que permiten lidiar con los problemas descritos. Las dos tecnologías de referencia son la *gap-waveguide* (guía de ondas con separación) [27] y la *substrate-integrated waveguide* - SIW (guía de ondas integrada en sustrato) [20]. A partir de ahora, se detallará en profundidad la tecnología SIW y sus variantes, ya que todo el trabajo se ha realizado haciendo uso de estas tecnologías.

2.4.1. Tecnología SIW

La idea fundamental en la tecnología SIW es ser capaz de sintetizar una configuración en una estructura plana soportada por un sustrato dieléctrico que sea compatible con tecnologías planares como microstrip, stripline o coplanar [5]. Esto resulta de gran utilidad, ya que permite la creación de canales artificiales de guía de onda que pueden ser utilizados para diversas aplicaciones, como el diseño de filtros, resonadores u otros tipos de circuitos. La figura Fig. 2.6 muestra el funcionamiento de una guía de onda en SIW, en la cual las paredes metálicas superior e inferior (metalizaciones de la estructura plana) son idénticas a las de una guía convencional, mientras que las paredes laterales son sustituidas por vías metálicas de forma cilíndrica. Si las vías cilíndricas se colocan lo suficientemente cerca unas de otras, el conjunto de estas se comporta como una pared maciza, bloqueando el paso de las ondas electromagnéticas hacia el exterior consiguiendo así el comportamiento equivalente al de una guía de onda tradicional.

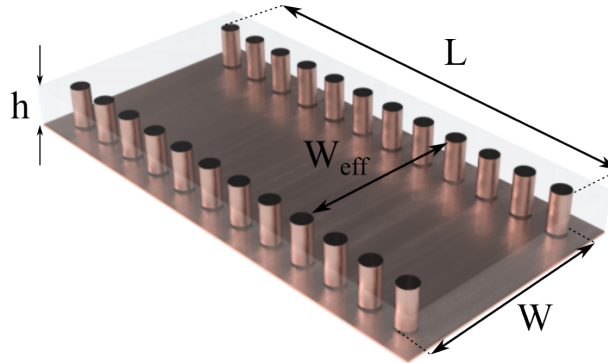


Figura 2.6: Estructura de una guía de onda en SIW y parámetros fundamentales.

Como se ha mencionado previamente, la tecnología SIW ofrece la capacidad de emular el efecto de las paredes laterales de una guía de onda. Sin embargo, las formas de propagación de las ondas electromagnéticas no son exactamente idénticas a las de una guía de ondas tradicional. La principal diferencia radica en los modos de propagación disponibles. En SIW, solo se puede transmitir un modo transversal magnético (TM) o un modo transversal eléctrico (TE), nunca ambos simultáneamente. Esta limitación se debe a la discontinuidad eléctrica presente en las vías metalizadas.

En la tecnología SIW existen varios criterios de diseño, pero para este trabajo se ha utilizado aquel que considera la geometría de las vías metálicas y su ubicación para crear una guía de onda con un ancho específico. El valor del ancho de la guía, junto con el espesor del material dieléctrico, determina completamente las dimensiones de la guía, que a su vez determina la frecuencia de corte de los modos. En la figura Fig. 2.6 se define el espesor del dieléctrico como h y el ancho de la guía como W . Es posible elegir diferentes configuraciones geométricas para realizar los postes metalizados; comúnmente se opta por el uso de vías elípticas debido a su facilidad de fabricación mediante el uso de brocas y su amplia gama de tamaños.

Se define D como el diámetro mayor de la elipse y d_p como diámetro menor. La relación D/d_p es un factor a minimizar para disminuir las pérdidas por fugas de campo. El valor mínimo posible de este ratio es 1, lo que implica una geometría circular. Asimismo, se define d como la periodicidad de las vías, es decir, la distancia entre cada una de ellas.

La propia naturaleza de la geometría de las vías hace que las paredes metalizadas no sean perfectas, lo que da lugar a un nuevo parámetro denominado ancho efectivo (W_{eff}), definido como el ancho que percibe la onda electromagnética que se propaga por la guía SIW. Hay diferentes aproximaciones para calcular el ancho efectivo, y en la ecuación Ec. 2.14 se presenta

la utilizada en el diseño de este trabajo [20].

$$W_{eff} = W - 1.08 \frac{D^2}{b} + 0.1 \frac{D^2}{W} \quad (2.14)$$

La principal problemática del uso de vías para crear paredes son las posibles fugas entre los huecos que quedan entre ellas. Sin embargo, las ecuaciones de diseño de SIW Ec. 2.14 - 2.16 permiten crear la estructura eliminando prácticamente dichas pérdidas, modificando para ello el diámetro de las vías (D) y la distancia entre ellas (d).

$$D < \frac{\lambda_g}{5} \quad (2.15)$$

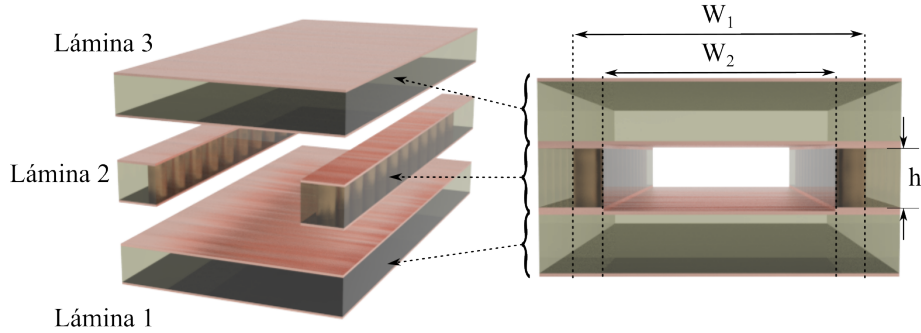
$$d \leq 2D \quad (2.16)$$

Además de las pérdidas de fuga, también es necesario considerar aquellas producidas por las imperfecciones de los materiales, como la rugosidad o porosidad del metal. Sin embargo, las pérdidas que realmente limitan el rendimiento al trabajar con tecnología SIW son aquellas ocasionadas por la propagación debido a la presencia de un sustrato dieléctrico. Estas pérdidas aumentan con la frecuencia. Por esta razón, a partir de frecuencias superiores a los [30 – 40] GHz resulta muy complicado emplear eficientemente esta tecnología.

2.4.2. Tecnología Air-Filled SIW (AF-SIW)

De acuerdo a lo expuesto con anterioridad las pérdidas que limitan el aumento de frecuencia son aquellas causadas por el material dieléctrico que conforma la capa de sustrato. Por lo tanto, la solución al problema parece evidente: eliminar el sustrato. Sin embargo, no es factible aplicar esta solución de manera directa con la configuración original monocapa (véase la figura Fig. 2.6) dado que el sustrato es el soporte físico indispensable. En [21], se propuso una nueva configuración compuesta por tres capas, lo que permitiría la eliminación parcial del sustrato en la región de propagación de la onda, abordando así el problema de las pérdidas asociadas al aumento de la frecuencia de trabajo. Esta configuración se ilustra en la figura Fig. 2.7.

La capa central denominada *Lámina 2* engloba tanto las vías metálicas como la región de aire, desempeñando la función de la configuración original SIW presentada en la figura Fig. 2.6. Por otro lado, las capas *Láminas 1 y 3* son dieléctricos, con una o dos capas de metal que incluyen las paredes metálicas superior e inferior necesarias para confinar la onda. Para garantizar que la capa central mantenga su soporte físico, no se elimina completamente el dieléctrico. Se debe dejar una delgada tira de dieléctrico entre la región de aire y las vías metálicas. Con esta nueva disposición multicapa se reducen notablemente las pérdidas debidas a la presencia de un material dieléctrico en la región de propagación de la onda electromagnética. Es

Figura 2.7: Estructura *air-filled* SIW.

por ello que la tecnología AF-SIW permite alcanzar rangos de frecuencia de trabajo superiores a los de SIW. No obstante, el incremento de la frecuencia conlleva un problema inherente. A medida que la frecuencia aumenta, los pequeños espacios de aire (*gaps*) que pueden quedar entre las láminas a la hora de ensamblar las tres capas empiezan a aproximarse al tamaño de la longitud de onda, lo que provoca que el campo electromagnético que se propaga dentro de la guía AF-SIW se escape a través de estos *gaps*. En esta tecnología las pérdidas limitantes son las pérdidas de fuga (*leakage losses*).

2.4.3. Tecnología Contactless AF-SIW (CLAF-SIW)

Para atajar la problemática de las pérdidas de fuga en AF-SIW la tecnología CLAF-SIW propone modificar las condiciones de contorno del interior de la Lámina 2 de forma que el campo no se fugue entre sus huecos con las Láminas 1 y 3. En la figura Fig. 2.8 se muestra un esquema de la geometría de ambas tecnologías.

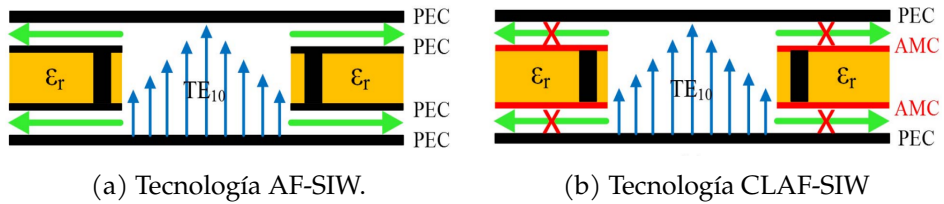


Figura 2.8: Esquemas de las geometrías de las tecnologías AF-SIW y CLAF-SIW. Figuras obtenidas de [6].

El pequeño hueco entre la capa intermedia y las tapas de recubrimiento soporta un modo de guía de ondas de placa paralela que no tiene frecuencia de corte para la polarización TE. Para suprimir la propagación entre las capas de conductor perfecto (PEC, por sus siglas en inglés, *Perfect Electric*

Conductor), se introduce una variación de AF-SIW denominada Contactless Air-Filled SIW (CLAF-SIW), que haciendo uso de una estructura periódica (se discutirá en detalle acerca de estas estructuras en la sección Sec. 2.5) da lugar a una modificación de la condición de PEC a AMC (por sus siglas en inglés, *Artificial Magnetic Conductor*) en las uniones donde las láminas de PEC de las láminas 1 y 3 se unen con la zona de propagación de la lámina 2. Así, se crean regiones periódicas de placas paralelas PEC-AMC alrededor de la lámina 2, proporcionando una región de corte para todos los modos en el espacio entre ellas de forma que ninguna frecuencia en esa región de corte se propague a través de los huecos.

2.5. Estructuras Periódicas: Diagramas de dispersión

Las estructuras periódicas son aquellas que siguen un patrón repetitivo. Para estudiarlas, se dividen en unidades denominadas celdas unidad. La celda unidad es la estructura mínima que se repite para formar la macroestructura completa. Mediante el análisis del diagrama de dispersión de la celda unidad, es posible describir el comportamiento de la macroestructura. Tecnologías que emplean el concepto de celda unidad incluyen reflectarrays, estructuras EBG (*Electromagnetic Band-Gap*), y FSS (*Frequency Selective Surface*).

En este trabajo, el concepto de celda unidad se ha utilizado con dos objetivos principales: primero, para generar la condición de contorno AMC mencionada anteriormente, evitando así las pérdidas por fuga en AF-SIW; y segundo, para modificar la velocidad de fase de la onda electromagnética que se propaga dentro de la bocina, creando una lente que corrige el frente de onda y produce un frente de onda plano en la apertura de la antena. Sin embargo, antes de describir las diferentes celdas unidad empleadas (la celda unidad EBG y la celda unidad para la construcción de la lente), es necesario introducir el concepto de diagrama de dispersión.

Diagrama de dispersión

Un diagrama de dispersión representa la relación entre la frecuencia (f) o la longitud de onda (λ) con respecto a la constante de fase de la onda (β), mostrando las propiedades de dispersión de las ondas electromagnéticas que se propagan en un medio. Para un determinado modo, la frecuencia de propagación puede calcularse dentro de la zona irreducible de Brillouin. Una zona de Brillouin es una celda primitiva en la red recíproca [28]. Las estructuras periódicas tienen dos dominios: el dominio físico y el dominio del número de onda. La red en el dominio físico describe la geometría periódica, mientras que la red recíproca en el dominio del número de onda determina las interacciones con las ondas. La relación de dispersión puede

observarse dentro de una única zona de Brillouin y se representa mediante un diagrama de dispersión. El dominio del número de onda es un espacio recíproco del dominio físico, y ambos están vinculados mediante la transformada de Fourier espacial. Considerando una función espacial $g(x)$ para una estructura periódica con una periodicidad p_x e invariante con el tiempo

$$g(x) = g(x + p_x), \quad (2.17)$$

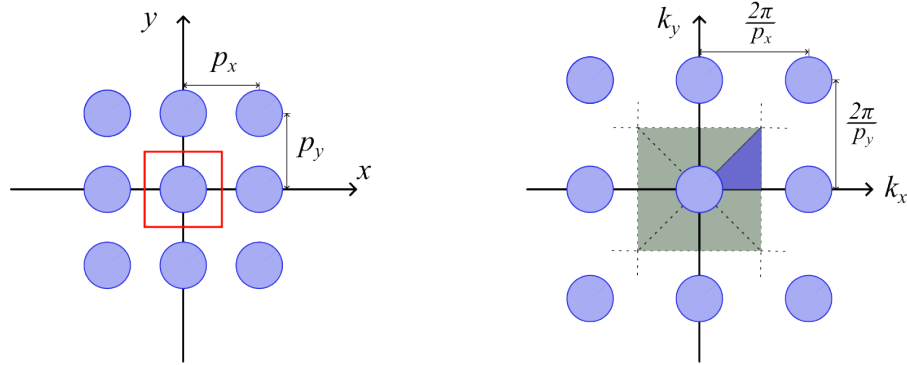
la transformada de Fourier espacial se define como

$$G(k_x) = \int_{-\infty}^{+\infty} g(x) e^{-jk_x x} dx \quad (2.18)$$

del mismo modo, la transformada de Fourier espacial inversa es

$$g(x) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} G(k_x) e^{jk_x x} dk_x \quad (2.19)$$

en la figura Fig. 2.9 se muestra una estructura periódica bidimensional (2D) en el dominio físico y su dominio recíproco del número de onda. La estructura tiene una periodicidad p_x en la dirección x y p_y en la dirección y .



(a) Dominio físico. La celda unidad está representada por el cuadrado rojo.

(b) Dominio del número de onda. La zona de Brillouin destacada en color verde.

Figura 2.9: Ejemplo de estructura periódica de red cuadrada y su zona de Brillouin recíproca. La zona de Brillouin recíproca es la transformación espacial de Fourier de la red cuadrada.

Según el Teorema de Floquet, todas las distribuciones de campos pueden encontrarse en la zona de Brillouin, ya que todas las soluciones son los autovectores de los operadores geométricos, lo que significa que las operaciones geométricas, como la traslación, rotación y simetría, pueden implementarse posteriormente. En la figura Fig. 2.9b, la primera zona de Brillouin

se divide en ocho triángulos iguales. Las ondas dentro de estos ocho triángulos tienen el mismo comportamiento debido a la simetría. El triángulo destacado en color morado se muestra en la figura Fig. 2.10 hace referencia a la segunda zona de Brillouin, más conocida como zona irreducible de Brillouin.

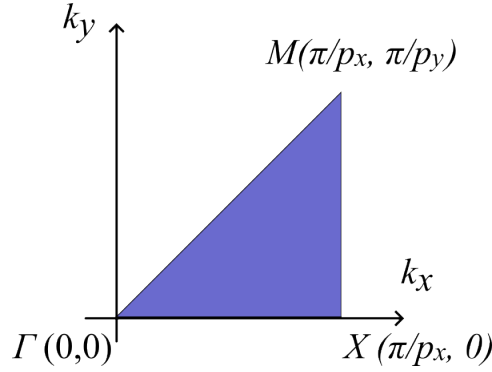


Figura 2.10: Zona irreducible de Brillouin de una red cuadrada/rectangular.

Los vértices de la zona irreducible de Brillouin son $\Gamma(0, 0)$, $X(\pi/p_x, 0)$, y $M(\pi/p_x, \pi/p_y)$. Esto implica que al considerar la relación de dispersión, para un modo dado, las bandas prohibidas pueden calcularse utilizando únicamente analizando el trayecto $\Gamma - X - M$. En el contexto de este trabajo resultará de gran utilidad conocer cual es el índice de refracción efectivo (n) de una estructura periódica de cara al diseño de la lente. Este se puede obtener a partir de la relación que hay entre la velocidad de la luz (c) y la velocidad de fase (v_f) relacionadas a través de las ecuaciones Ec.2.20-Ec.2.21:

$$v_f = \frac{w}{\beta} = \frac{v'}{\sqrt{1 - \left(\frac{f_c^{TE_{mn}}}{f}\right)^2}} \quad (2.20)$$

$$n = \frac{\beta}{k_0} = \frac{\beta}{2\pi f/c} = \frac{c}{v_f} \quad (2.21)$$

Celda Unidad EBG

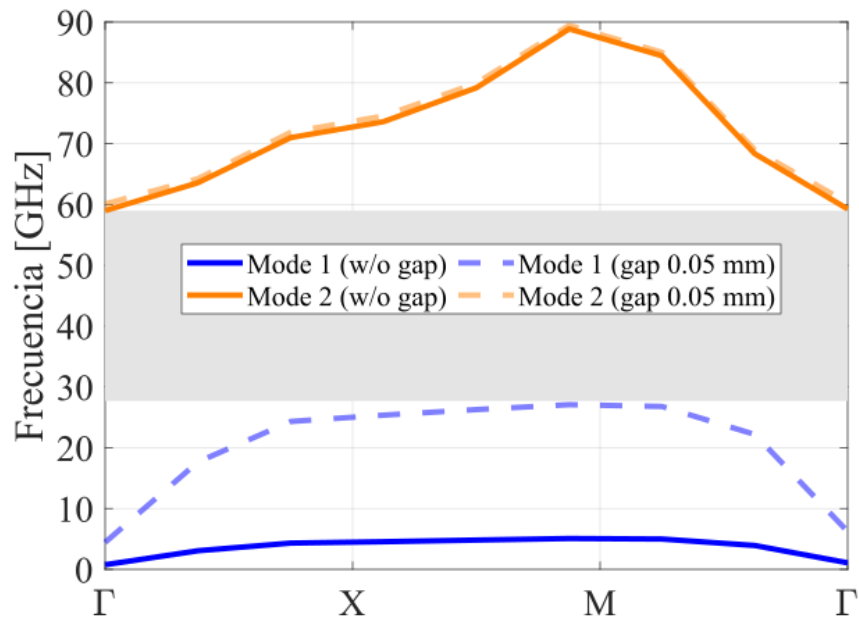
En tecnologías planares es común utilizar celdas tipo *mushroom* para conseguir condiciones AMC [29]. El *mushroom* consiste en un parche metálico sobre un sustrato, conectado a tierra mediante una vía metálica pasante. En el caso del CLAF-SIW, donde se busca evitar los posibles huecos de aire (una para la lámina superior y otra para la lámina inferior) tras el ensamblado, existe una celda unidad con un parche inferior y un parche

superior, conocida como “doble *mushroom*”. Esta celda unidad y su diagrama de dispersión se muestran en la figura Fig.2.11. La banda de rechazo o *stopband* se puede ajustar modificando parámetros como la periodicidad (L) entre las celdas unidad, el diámetro de la vía ($2r$) y el tamaño del parche (R). En particular, los modos inferiores son los más afectados por el tamaño del parche y el tamaño del *gap*, ya que es en esa zona por donde se propagan. Por otro lado, los modos superiores que se propagan a través del dieléctrico se ven más influenciados por el tamaño de la vía metálica y la periodicidad. La celda unidad está diseñada para evitar la fuga del campo electromagnético aproximadamente entre 30 GHz y 55 GHz, incluso en las peores condiciones con espacio de aire entre láminas de 0.05 mm. Consecuentemente, el ancho de banda de trabajo de la bocina CLAF-SIW está determinado por este *bandgap*. El uso de filas de tres celdas unidad de “doble *mushroom*” en cada lado lateral del CLAF-SIW asegura el confinamiento del campo electromagnético en la guía de ondas y evita las pérdidas por fuga.

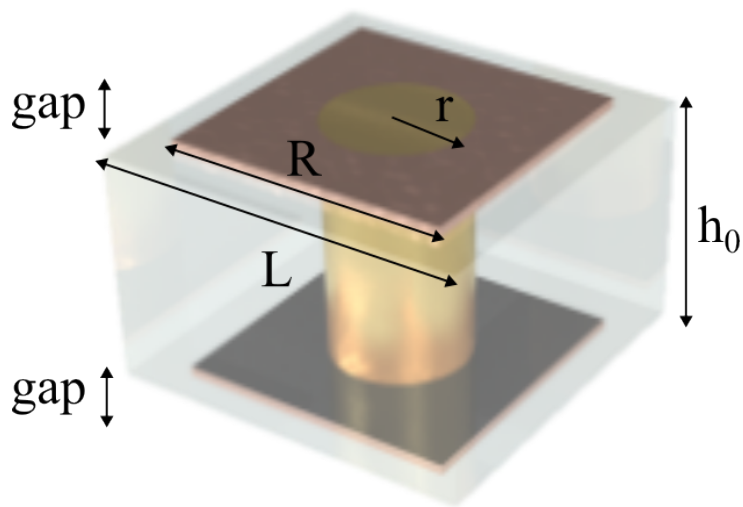
Celda Unidad SIH

En la literatura sobre la tecnología SIW en ondas milimétricas, se han desarrollado numerosos dispositivos en el ámbito de las antenas [30], así como en el diseño de componentes de guías de ondas [31], y en la corrección de fase y lentes [32]. De manera similar, aunque más recientemente, este tipo de diseños y soluciones han sido explorados en la tecnología AF-SIW. Por ejemplo, en [33], se utiliza esta tecnología para aumentar la eficiencia de las antenas en comparación con las antenas SIW tradicionales.

Sin embargo, pocos estudios aprovechan la zona de propagación expuesta de las capas externas en configuraciones multicapa de esta tecnología. En [34], se presenta una celda unidad CLAF-SIW en la que una de sus paredes sufre una discontinuidad en el metal resultando en un hueco (*stub*) dieléctrico que da lugar a un desplazamiento de fase en comparación con la celda unidad CLAF-SIW de referencia. No obstante, esta celda unidad es teórica y prácticamente inviable en tecnología planar. Se muestra una opción práctica en [35] y [36], donde se introducen los elementos SIH (*Substrate Integrated Holes*). Estas estructuras siguen la misma filosofía que SIW, es decir, sustituir las paredes laterales metálicas por vías, de manera que la celda conserve sus propiedades electromagnéticas y sea fabricable. En este contexto, se ha desarrollado una celda SIH (véase figura Fig. 2.12), que constituye el elemento unitario de la lente a desarrollar, el campo electromagnético se propaga entre las dos placas paralelas a través de la zona denominada *gap*. Los diferentes índices de refracción se obtienen modificando el tamaño de la variable W , también descrita en la figura.



(a)



(b)

Figura 2.11: Diseño de la estructura EBG: (a) Diagrama de dispersión, y (b) Diseño de celda unidad EBG. El *stopband* se ha destacado en gris. Las dimensiones en milímetros son: $R = 1$, $L = 1.3$, $r = 0.25$, $h_0 = 0.813$.

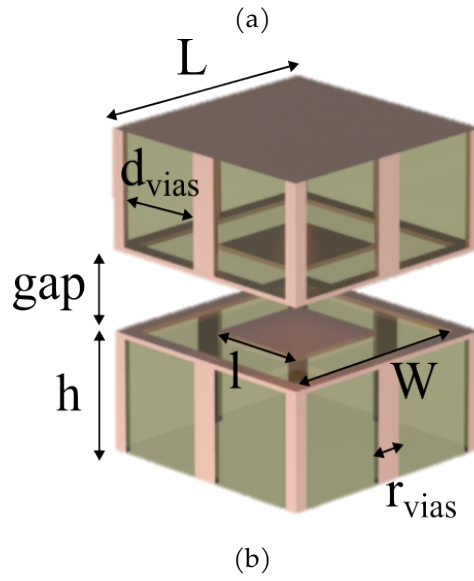
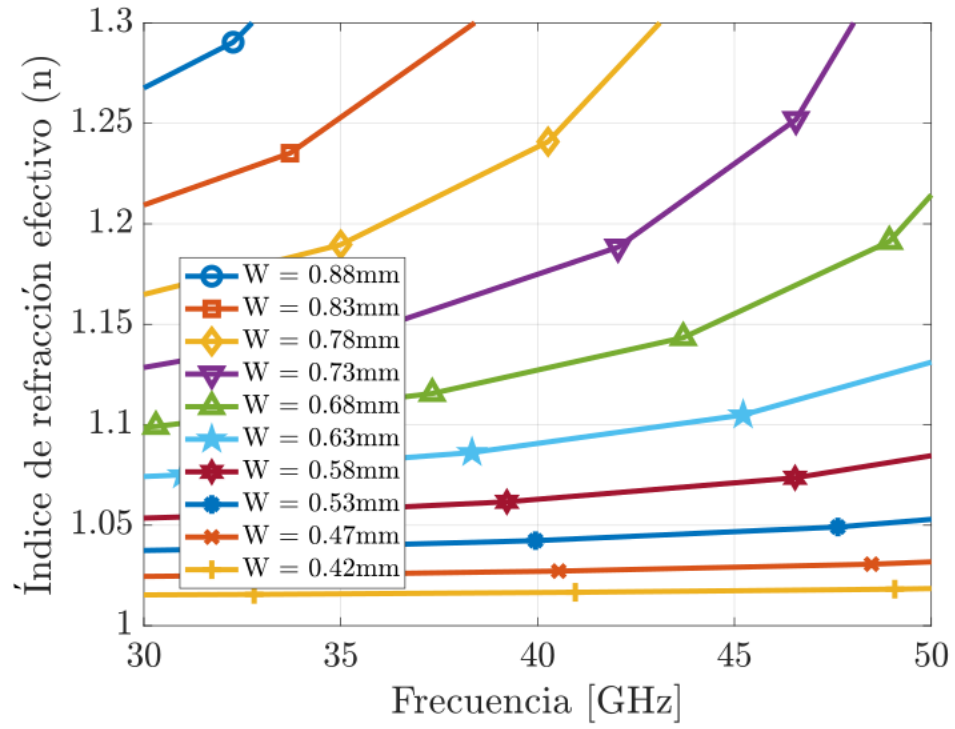


Figura 2.12: Diseño de la celda unidad SIH para conformar la lente: 2.12b Diseño de celda unidad SIH, y 2.12a Diagrama de dispersión. Las dimensiones en milímetros son: $h = 0.813$, $L = 1.8$, $r_{\text{vias}} = 0.15$, $d_{\text{vias}} = 0.62$, $l = 1.28$ y $\text{gap} = 0.813$.

2.6. Estado del arte

En la literatura se han propuesto diversas estrategias para corregir la distribución no uniforme de fase en la apertura de las antenas de bocina. En [37], se utiliza una lente dieléctrica insertada directamente en la apertura de la bocina. Como alternativa al uso de lentes, se han desarrollado metasuperficies con el mismo objetivo [7] y [8].

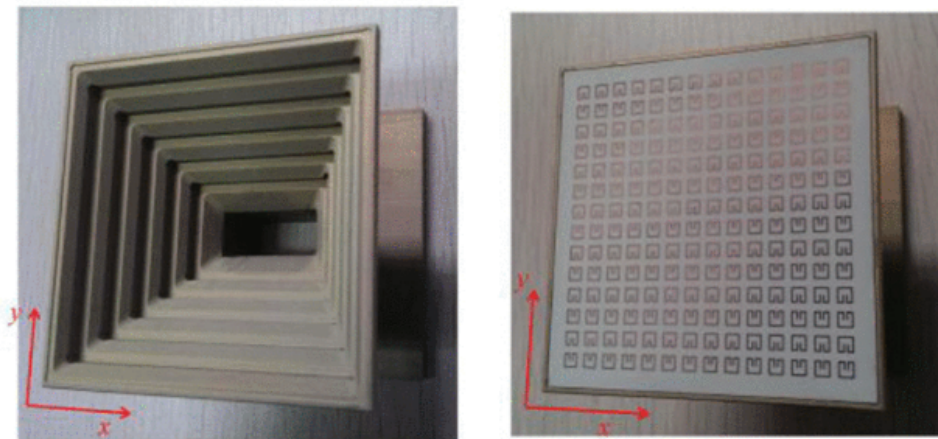


Figura 2.13: Fotografía de la meta-antena. (a) Antena de bocina vacía. (b) Antena de bocina con la lente en la apertura. Figura obtenida de [7].

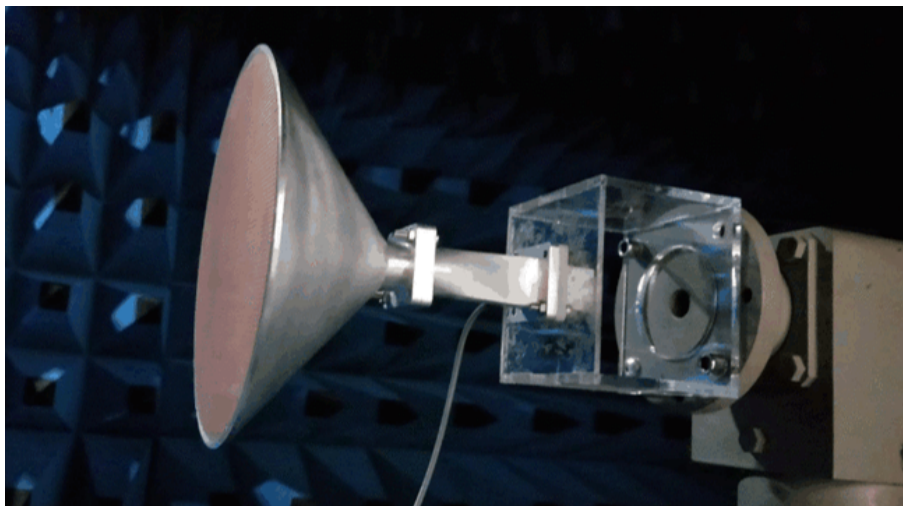


Figura 2.14: Fotografía de la meta-antena bajo medida propuesta en [8].

Asimismo, se han propuesto soluciones que emplean materiales exóticos alrededor de la apertura para mejorar la distribución de fase [38]. Sin embargo, en contraste con las soluciones mencionadas, Bird y Granet [9]

proponen una bocina rectangular con una eficiencia de apertura mejorada mediante un proceso de optimización de las discontinuidades de la guía de onda rectangular a lo largo del perfil de la bocina.

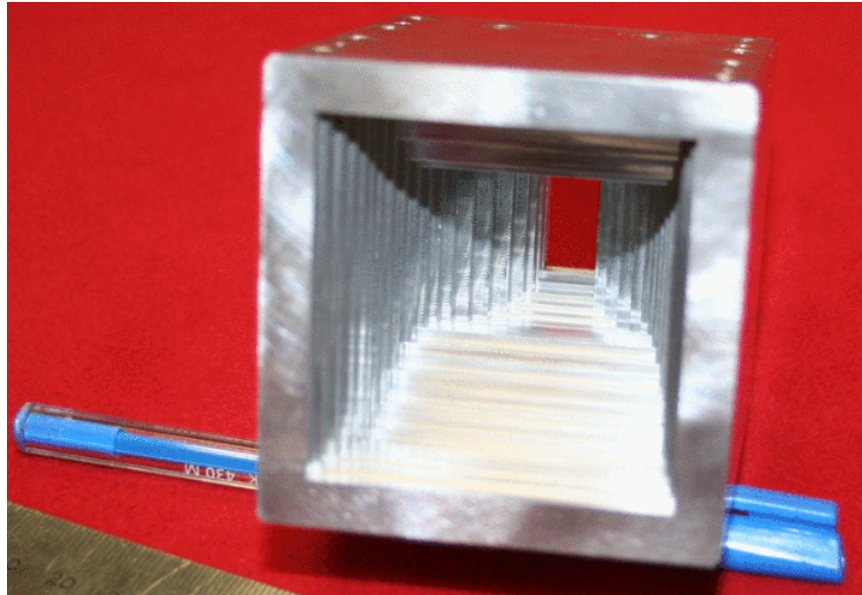
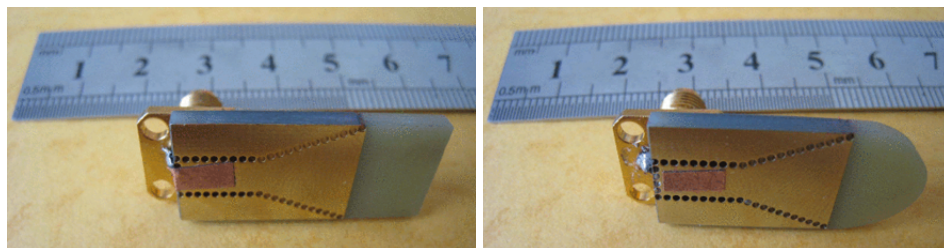


Figura 2.15: Fotografía de la bocina con discontinuidades de guías de onda rectangulares propuesta en [9].

Con la aparición de las tecnologías planares (SIW y sus variantes), las antenas de bocina en plano H han cobrado especial relevancia en los últimos años. En [10], se ha colocado una lente dieléctrica en la apertura de la antena para reducir el ancho de haz.



(a) Antena con lente dieléctrica rectangular en la apertura.

(b) Antena con lente dieléctrica elíptica en la apertura.

Figura 2.16: Fotografías de diferentes antenas de bocina con lentes de material dieléctrico en la apertura. Figuras obtenidas de [10].

En [11], se propone una antena de bocina de sustrato de silicio en la que se insertan agujeros de diferentes tamaños para implementar una lente.

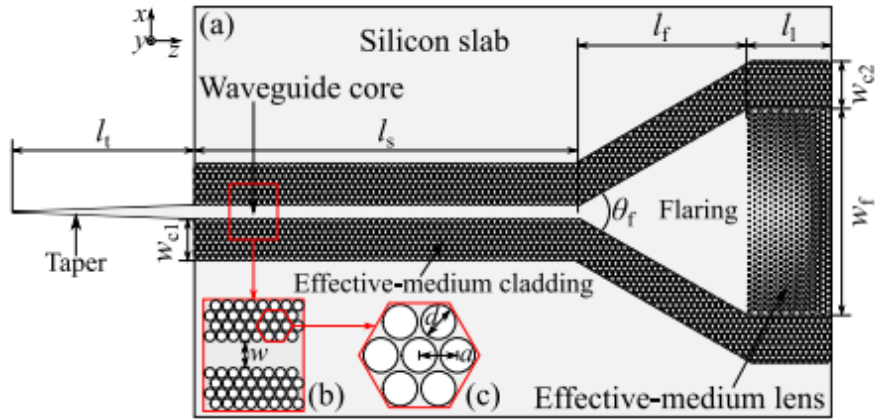


Figura 2.17: Esquemático de la antena 2-D de sustrato de silicio. Figura obtenida de [11].

No obstante, todas estas soluciones presentan el inconveniente de aumentar el tamaño de las bocinas debido a la necesidad de añadir un elemento adicional para la corrección de fase justo después de la apertura. Para abordar este problema, se han propuesto diseños más compactos. La idea principal es implementar estructuras que corrijan el error de fase a lo largo de la propia geometría de la bocina, donde se origina dicho error, en lugar de hacerlo después de la apertura. De este modo, se obtienen antenas de bocina más compactas. Por ejemplo, en [12] se presenta una antena de bocina en plano H compacta y de mayor ganancia mediante el uso de una SWS (*slow wave structure*) dentro de la misma.

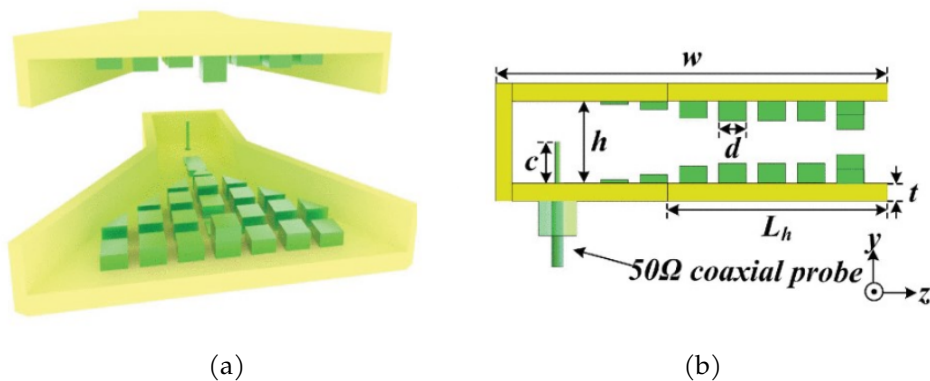


Figura 2.18: Diferentes vistas de la antena de bocina con estructura SWS en su interior. 2.18a Vista 3-D del diseño de antena con estructura SWS y 2.18b corte transversal de la antena con estructura SWS. Figuras obtenidas de [12].

En este trabajo se presenta una antena de bocina en plano H en tecnología CLAF-SIW capaz de corregir el frente de fase mediante la integración de una zona de colimado de campo electromagnético dentro de la misma, utilizando celdas unidad SIH para formar la lente que permite corregir el frente de fase de forma sencilla y eficaz para un rango de frecuencias de banda ancha.

Capítulo 3

Propuesta de diseño

3.1. Introducción

Las antenas de bocina son un tipo de antena de apertura ampliamente utilizadas debido a su capacidad para proporcionar alta directividad con un diseño sencillo. No obstante, uno de sus principales inconvenientes es la distribución no uniforme del frente de fase en la apertura, que se caracteriza por una distribución pseudo-radial originada en un punto ficticio denominado centro de fase. Esto provoca una disminución en la directividad máxima alcanzable. Para abordar este problema, se han propuesto diversas soluciones en la literatura, tales como la inserción de lentes dieléctricas planas tras la antena [39] o el uso de metamateriales exóticos alrededor de la apertura de la bocina [40].

Ambas soluciones tienen como objetivo transformar el frente de fase en una distribución lo más plana posible. En contraste con estas soluciones previas, la alternativa propuesta en este trabajo consiste en el diseño de una antena de bocina utilizando la tecnología CLAF-SIW, que modifica el frente de onda mediante el empleo de celdas unidad SIH con parche metálico, dispuestas de manera específica a lo largo de la bocina. De este modo, se implementa una zona de colimado que permite corregir el frente de onda y mejorar la transición entre el interior de la bocina y el aire. Las celdas obligan a que la velocidad de la onda (o el índice de refracción desde la perspectiva óptica) aumente o disminuya, compensando así la longitud de los caminos y logrando que las ondas lleguen en fase a la apertura de la antena.

3.2. Diseño de la zona de colimado

El diseño de la antena se basa en la incorporación de una zona de colimado, la cual es una parte fundamental de este trabajo. El área donde se dispone el colimado transforma el frente de onda pseudo-radial dentro de la bocina en un frente de onda plano en la apertura, como se muestra en la fi-

gura Fig. 3.1. En consecuencia, esta zona actúa de manera equivalente a una lente situada dentro de la bocina, con la ventaja de ofrecer un diseño más compacto en comparación con otros diseños de antenas que implementan una lente después de la estructura de la bocina.

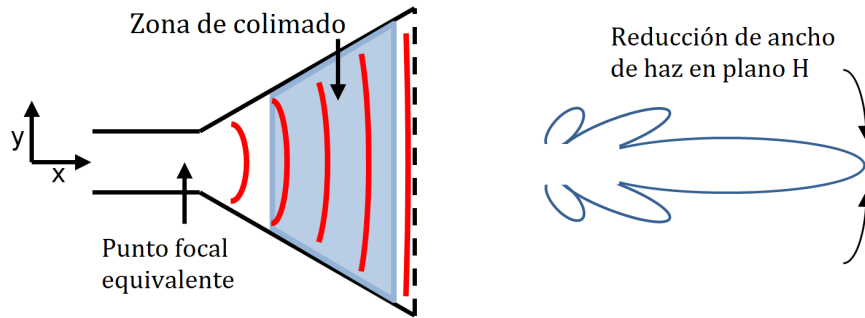


Figura 3.1: Esquemático del modelo de la zona de colimado para la antena de bocina en plano H.

Existen múltiples estrategias mediante las cuales es posible introducir el efecto de lente dentro de la zona de colimado de una antena de bocina. Según la literatura, la incrustación de vías metálicas [41], [42] y las ranuras inclinadas [43] son propuestas comunes para este tipo de antenas. Sin embargo, estas soluciones presentan limitaciones, como un ancho de banda insuficiente para lo que se espera de una antena de bocina, o están basadas en guías de onda modificadas cuyo procedimiento no es tan sencillo como el propuesto en este trabajo.

Como alternativa a estas opciones aquí se propone el diseño de una zona de colimado basada en celdas unidades SIH con diferentes tamaños de W . Durante el desarrollo del diseño se consideraron tres configuraciones diferentes: distribución cartesiana (x, y) , distribución radial (r, θ) y distribución mixta (x, θ) . Estas tres opciones se muestran en la figura Fig. 3.2 y se detallan a continuación.

- **Distribución cartesiana de los radios (x, y) :** Es la más sencilla en cuanto al cálculo exacto de su comportamiento electromagnético se refiere, considerando el análisis periódicos de los modos propios (*eigen-modes*) de la celda unidad, aunque no se adapta por completo a la geometría de la antena de bocina, es decir, quedan pequeños huecos sin cubrir.
- **Distribución radial de los radios (r, θ) :** Esta alternativa proporciona una distribución radial, sin embargo, debido a la geometría cuadrada de la celda unidad tampoco se adapta a la geometría radial de la bocina y además no se puede analizar directamente con el solucionador de modos propios (*eigen-modos*) puesto que los bordes de la celda unidad no son paralelos a las direcciones periódicas.

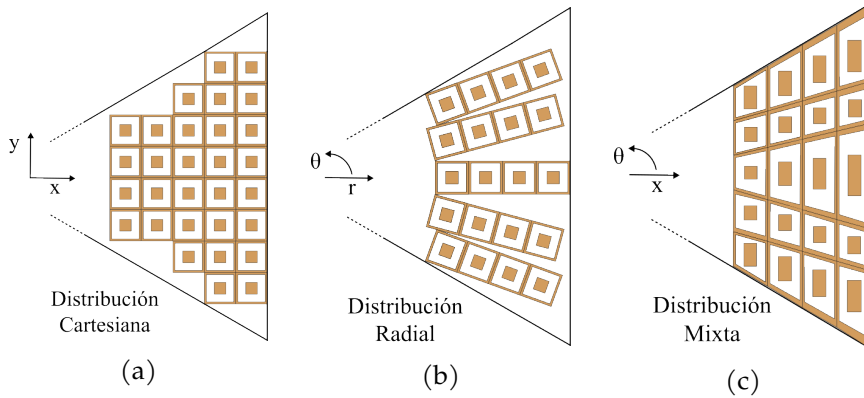


Figura 3.2: Opciones de distribución de perforaciones en la zona de colimado de la antena de bocina CLAF-SIW: Fig. 3.2a distribución cartesiana (x, y) , Fig. 3.2b distribución radial (r, θ) , y Fig. 3.2c distribución mixta (x, θ) con r fijo a las columnas en x y distribución angular uniforme en θ .

- **Distribución mixta de los radios (x, θ) :** Esta solución sería ideal puesto que mantendría las ventajas de las dos anteriores: fácil de calcular a través del solucionador de modos propios (*eigen-modes*) y se ajusta a la distribución radial en la dirección de propagación, sin embargo, resulta irrealizable con el modelo de celda unidad propuesto.

Es por ello que finalmente se ha optado por utilizar una distribución cartesiana puesto que cubre la mayor superficie de la bocina, resulta mucho más sencilla de implementar y en definitiva es la que mejor se ajusta al modelo de celda unidad propuesto.

3.3. Diseño de la transición radiante

Para producir la adaptación de la onda dentro de la estructura AF-SIW al espacio libre, se debe definir una transición que adapte las impedancias. El diseño de la zona de transición radiante está basado en los trabajos [44] y [45]. Consiste en una extensión situada en la boca de la antena con el objetivo de suavizar el impacto producido por el cambio de medio: dieléctrico a espacio libre. Tiene de dimensiones la anchura $Ap = 50.7 \text{ mm}$, cada lámina tiene grosor de lámina de $h = 0.814 \text{ mm}$ y longitud $L = 8.45 \text{ mm}$. La transición está subdividida en cuatro partes de longitud una longitud de onda ($L_{div} = \lambda/4 = 1.875 \text{ mm}$) y un pequeño tramo de dieléctrico final ($L_{\epsilon} = 0.95 \text{ mm}$). Cada una de estas cuatro partes presenta una ratio metal-dieléctrico diferente que va decreciendo a medida que la transición se extiende al exterior, además cuentan con vías metálicas incrustadas entre las láminas metálicas. El esquema de la transición y el parámetro S_{11} se

muestran en la figura Fig. 3.3 y la figura Fig. 3.4, respectivamente.

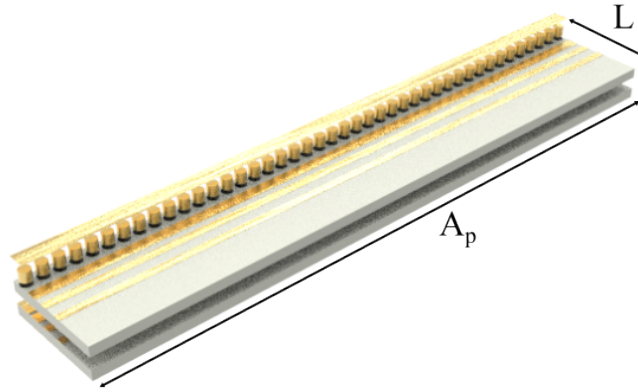


Figura 3.3: Transición la apertura de la antena al espacio libre: Diseño esquemático. Las dimensiones son: $A_p = 50.7 \text{ mm}$ y $L = 8.45 \text{ mm}$.

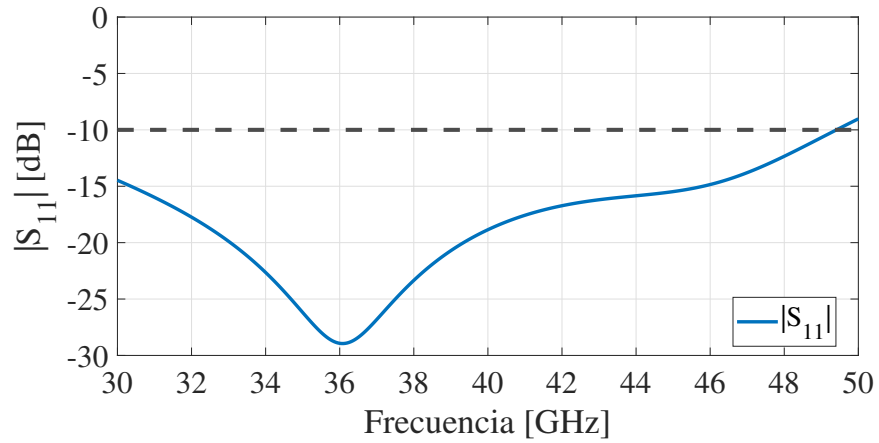


Figura 3.4: Parámetro S_{11} de la transición desde la apertura de la antena al espacio libre.

3.4. Diseño de la alimentación: Transición GCPW-SIW-CLAF-SIW

Para alimentar la antena de manera eficiente, se utiliza un conector *SMA endlaunch connector*, lo que hace necesario adaptar el conector a la guía de ondas. Dada la complejidad de alimentar directamente en CLAF-SIW, se ha diseñado un sistema de alimentación en dos etapas: la primera etapa desde

GCPW-SIW (*Grounded Coplanar Waveguide*) y la segunda desde SIW-CLAF-SIW. En la figura Fig. 3.5 se muestra el esquema completo de la transición.

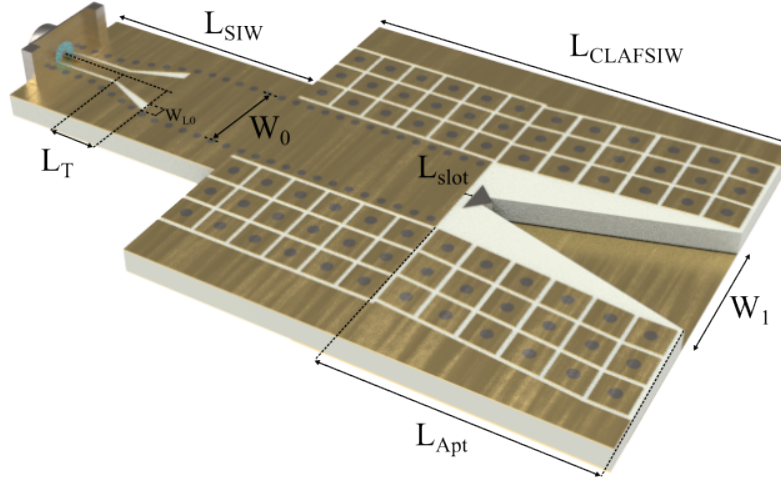


Figura 3.5: Transición GCPW a CLAF-SIW: Diseño esquemático. Las dimensiones son: $L_T = 2\text{ mm}$, $W_{L_0} = 0.42\text{ mm}$, $W_0 = 3.4\text{ mm}$, $L_{SIW} = 8.9\text{ mm}$, $L_{slot} = 0.3\text{ mm}$, $L_{Apt} = 8.3\text{ mm}$, $W_1 = 5.1\text{ mm}$ y $L_{CLAFSIW} = 22.3\text{ mm}$.

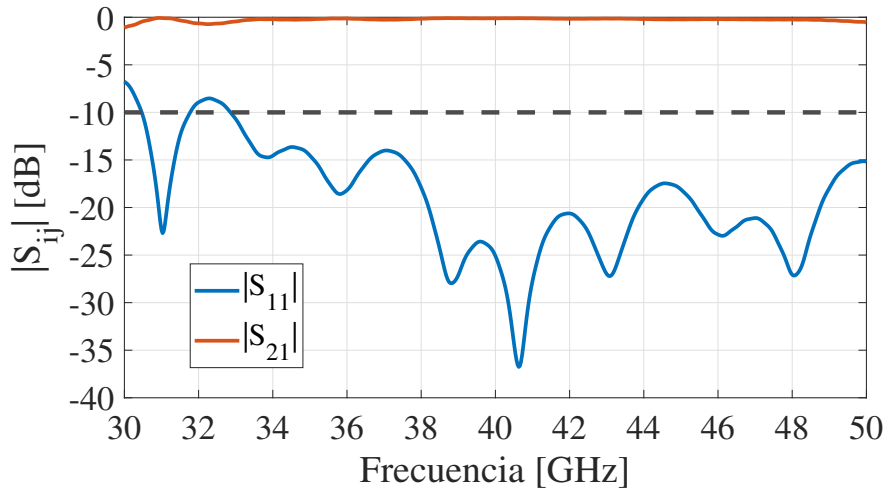


Figura 3.6: Parámetros S de la transición GCPW-CLAF-SIW.

Esta transición se basa en el trabajo de [46] y se ha adaptado para ser utilizable en CLAF-SIW. Comienza en el lado izquierdo del diseño con una entrada a SIW de ancho estrecho y un par de líneas de separación paralelas que implementan el GCPW. A medida que se extiende aparecen las filas de EBG, mencionadas en la sección Sec.2.5, que conducen a la tecnología

CLAF-SIW. Este diseño alcanza un ancho de banda de 33 GHz a 50 GHz, ideal para el rango de trabajo de la antena CLAF-SIW en plano H. En la figura Fig.3.6 se muestran los parámetros S_{11} y S_{21} de la transición GCPW-CLAF-SIW.

En definitiva, para el diseño del dispositivo radiante completo, se deben desarrollar estas tres partes diferenciadas y ensamblarlas adecuadamente en un diseño completo que permita garantizar todos los requisitos de diseño establecidos.

3.5. CST: Simulador Electromagnético de Onda Completa

CST Studio Suite [47] es un paquete de software de análisis electromagnético 3D de alto rendimiento, diseñado para la creación, análisis y optimización de componentes y sistemas electromagnéticos (EM). Este software integra solucionadores de campos electromagnéticos para aplicaciones en todo el espectro EM en una única interfaz de usuario.

Los solucionadores (*solvers*) de CST Studio Suite pueden acoplarse para realizar simulaciones híbridas, proporcionando a los ingenieros la flexibilidad necesaria para analizar sistemas completos compuestos por múltiples componentes de manera eficiente y sencilla. La integración con otros productos de SIMULIA permite incorporar la simulación EM en el flujo de diseño.

Los análisis electromagnéticos habituales incluyen la evaluación del rendimiento y eficiencia de antenas y filtros, la compatibilidad e interferencias electromagnéticas (EMC/EMI), la exposición del cuerpo humano a campos EM, los efectos electromecánicos en motores y generadores, y los efectos térmicos en dispositivos de alta potencia. En el contexto de este trabajo se ha hecho uso de estos dos *solvers*:

-  **EigenSolver:** Se ha utilizado para encontrar los modos propios de la estructura de la celda unidad SIH descrita previamente. Este tipo de análisis es útil cuando se pretende estudiar a qué frecuencias naturales resuena una estructura o componente electromagnético sin necesidad de aplicar una señal de entrada específica. Es particularmente útil en el diseño de resonadores, filtros y antenas, entre otros.
-  **Time Solver:** Se ha utilizado para realizar simulaciones en el dominio del tiempo. Este *solver* es capaz de analizar cómo un campo electromagnético evoluciona a lo largo del tiempo cuando se aplica una señal de entrada específica. Este tipo de análisis resulta fundamental para estudiar el comportamiento transitorio y la respuesta temporal de una estructura

electromagnética, en este trabajo, la antena y sus transiciones de alimentación y radiación.

Asimismo, con objetivo de optimizar el proceso de diseño, se ha hecho uso de una API entre MatLab y CST. El esquema de interacción entre ambos softwares se muestra en la figura Fig. 3.7. Esta API ofrece implementa multitud de funcionalidades en formato código MatLab que generan complejos modelos CST. El código puede utilizarse para diseñar las formas deseadas, establecer los materiales, la frecuencia de funcionamiento, seleccionar el solver, etc. Además, puede llamar al solver específico y obtener los extraer y postprocesar los resultados de la simulación.

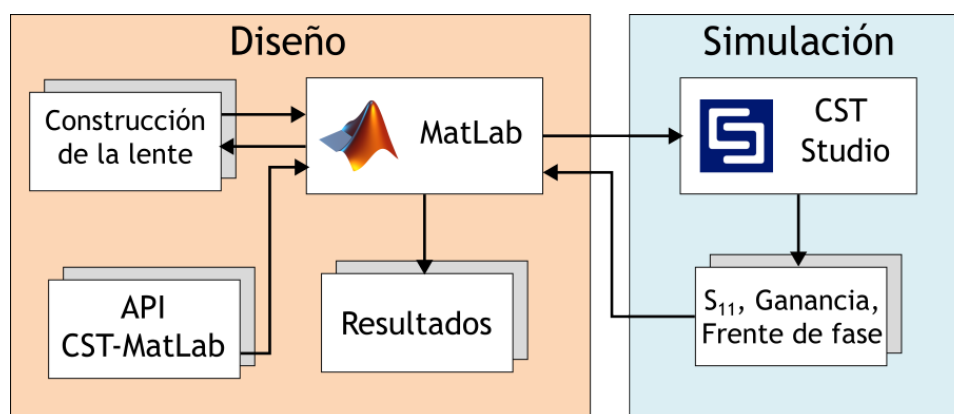


Figura 3.7: Esquema de la API entre MatLab-CST utilizada.

En concreto la interfaz CST-MATLAB ofrece las siguientes características:

Control del modelo:

- Abrir/cerrar un proyecto CST, conectarse al proyecto activo.
- Almacenar/cambiar/leer/enumerar parámetros del modelo con o sin reconstrucción del modelo, obteniendo las expresiones de los parámetros.
- Copiar todos los parámetros del modelo y sus valores al espacio de trabajo de MATLAB.
- Enumerar/agregar/eliminar monitores de campo.
- Encontrar el ID de ejecución para una combinación de parámetros dada.

Resolución:

- Ejecutar el *solver* seleccionado.

- Preparar el proyecto CST para evaluar la función de costo en MATLAB durante la optimización. También puede utilizarse para ejecutar una función personalizada de MATLAB como paso de post-procesamiento de la simulación CST.

Recuperación de resultados:

- Enumerar elementos en el Árbol de Navegación.
- Leer resultados 1D de cualquier elemento del árbol con varios filtros disponibles.
- Los resultados 1D pueden consultarse para una coordenada X específica (a menudo frecuencia), opcionalmente con interpolación.
- Leer parámetros S o Z en una forma matricial conveniente para estructuras multi-puerto.
- Obtener parámetros del modelo correspondientes a cada ID de ejecución en el Navegador de Resultados.
- Todas las consultas de resultados pueden tener un filtro de ID de ejecución.
- Leer campo de radiación para monitores de campo de frecuencia única y de banda ancha.
- Leer resultados de barridos paramétricos realizados en CST. Opcionalmente, cada resultado puede organizarse en una matriz, cuya dimensión corresponde a uno de los parámetros barridos.

Exportación:

- Exportar parámetros S a un archivo TOUCHSTONE mediante CST.
- Exportar la vista actual del modelo a una imagen. El usuario puede rotar la vista del modelo antes de exportar.
- Exportar la geometría del modelo a un archivo STL (objetos triangulados) con control de aproximación de la superficie.

Control de vista (útil para exportación de imágenes):

- Rotar la vista 3D a una posición predefinida o una dirección de vista personalizada (similar a la función “view” en MATLAB).
- Alternar la vista de marco de alambre.
- Alternar el fondo degradado.

Obtención de diversa información:

- Sobre los materiales utilizados en el proyecto: nombre, color, transparencia.
- Sobre los objetos geométricos (sólidos): nombre, componente, material, color y transparencia (exactamente como se ve en CST), volumen, masa.
- Información de la licencia de CST.
- Unidades del proyecto para diferentes magnitudes y coeficiente para convertirlas a unidades SI.

Además, se incluye un lector de archivos STL personalizado para representar la geometría del diseño realizado.

Capítulo 4

Desarrollo del diseño

4.1. Introducción

En este capítulo se presentan los cálculos realizados para desarrollar el prototipo final de la antena de bocina en plano H utilizando la tecnología CLAF-SIW. Primero, se profundiza en el cálculo de la estructura de la zona de colimado. Luego, se establece la relación entre la celda unidad y el índice de refracción variable. Finalmente, se realiza un análisis detallado de la distribución de radios cartesianas (x, y) , introducida previamente en el Capítulo 3.

4.2. Cálculo de la estructura

Para comenzar el cálculo, se procederá a realizar un análisis geométrico de la estructura. En la figura Fig.4.1 se presenta la geometría del diseño, destacando la necesidad de corrección de fase en la zona de colimado. La diferencia en los caminos recorridos desde el punto focal hasta la apertura, a través de distintas trayectorias angulares, genera una diferencia de fase que resulta en un frente de onda pseudo-esférico. Si la constante de propagación en el plano perpendicular a la dirección de propagación tiene una distribución uniforme, se produce un error de fase desde el centro de la abertura hacia cualquier otra trayectoria angular, alcanzando su máximo en el límite de la apertura angular de la bocina.

Por lo tanto, si se ajusta adecuadamente la distribución de la constante de propagación (o índice de refracción) en el plano perpendicular a la dirección de propagación, se puede reducir significativamente este error de fase.

Como resultado, cada una de las diferentes trayectorias angulares tendrá la misma distancia eléctrica a la apertura. La condición de fase necesaria se deriva del análisis geométrico, resultando en la siguiente expresión:

$$\text{Fase} = \frac{2\pi}{\lambda_0} (n_r \Delta r + n_d \Delta d) \quad (4.1)$$

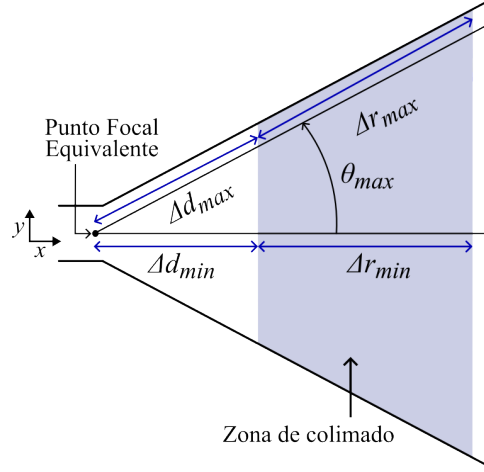


Figura 4.1: Zona de colimado: Análisis geométrico para la corrección de fase.

donde λ_0 es la longitud de onda en el vacío, n_r y n_d son los diferentes índices de refracción a lo largo del camino recorrido, y $\Delta r + \Delta d$ son las distancias recorridas por las dos diferentes zonas. Si, como se mencionó anteriormente, se fuerza a que la distancia eléctrica de todas las trayectorias sea la misma, la condición geométrica resultante es:

$$\frac{2\pi}{\lambda_0} (n_{r_{\min}} \Delta r_{\min} + n_d \Delta d_{\min}) = \frac{2\pi}{\lambda_0} (n_r \Delta r + n_d \Delta d) \quad (4.2)$$

donde $n_d = 1$ es el índice de refracción dentro de la zona de propagación CLAF-SIW llena de aire, por definición y n_r es el índice de refracción para cualquier trayectoria angular, de ahora en adelante $n_r = n_\theta$. Aplicando reglas trigonométricas básicas para la resolución de triángulos, se tiene que:

$$\Delta d_{\max} = \Delta d_{\min} / \cos(\theta), \quad \Delta r_{\min} = \Delta r_{\min} / \cos(\theta).$$

Entonces, para cualquier trayectoria angular (θ), el índice de refracción deseado es:

$$n_\theta = \frac{(d_{\min} + r_{\min}) \cdot \cos(\theta) - d_{\min} \cdot \cos(\theta_{\max})}{r_{\min} \cdot \cos(\theta_{\max})} \quad (4.3)$$

Así, el diseño de la zona de colimado implica la definición de la distribución del valor del índice de refracción en el plano normal a la dirección de propagación.

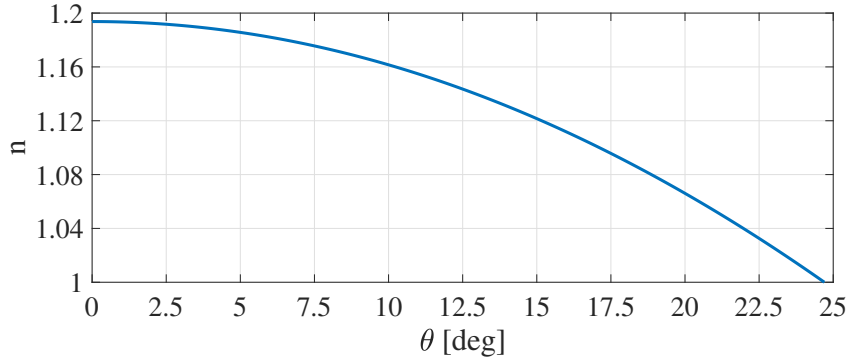


Figura 4.2: Distribución del índice de refracción en el plano normal a la dirección de propagación. Ángulo de apertura $\theta_{max} = 23.8^\circ$, distancia mínima de la zona sin colimado $d_{min} = 21.6 \text{ mm}$ y distancia mínima de la zona de colimado $r_{min} = 23.4 \text{ mm}$.

4.3. Zona de colimado: creación de la lente

De acuerdo con lo expuesto en la Sección 3.2, se ha seleccionado la distribución cartesiana (x, y) para la disposición de las celdas unidad. Aunque esta distribución no cubre completamente la geometría de la bocina, es la que mejor se adapta al modelo de celda unidad utilizado.

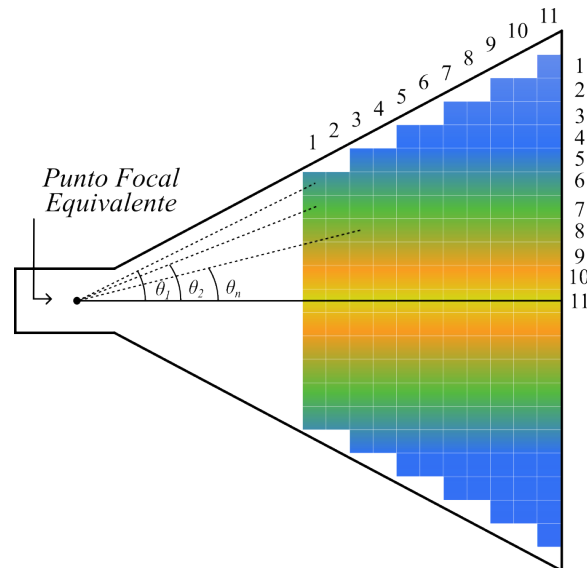


Figura 4.3: Esquema del cálculo del índice de refracción efectivo punto a punto bajo la distribución cartesiana del espacio geométrico de la bocina.

En primer lugar, se realiza un mallado cartesiano de la estructura. A continuación, se calcula punto a punto, tomando como referencia el punto focal de la bocina, el ángulo (θ) que forma la línea que une el punto focal con el centro de cada celda unidad. Este proceso se ilustra en la figura Fig.4.3. Una vez obtenido el ángulo para cada una de las celdas, es posible determinar el índice de refracción efectivo asociado a cada una, utilizando la ecuación 4.2.

Dado que esta no es la geometría perfecta, es necesario realizar ligeras modificaciones a los resultados obtenidos mediante el cálculo punto a punto. En primer lugar, como la zona sin colimado está formada por aire, esta presenta un índice de refracción efectivo de $n = 1$. Para evitar una desadaptación fuerte entre la zona sin colimado y la zona de colimado, se han añadido dos filas adicionales a modo de transición entre ambas zonas. Además, se ha aplicado un suavizado logarítmico a la estructura previamente calculada para lograr una transición más suave entre las diferentes celdas adyacentes, manteniendo la estructura de la lente. El resultado final de la distribución de índice se muestra en la figura Fig.4.4.

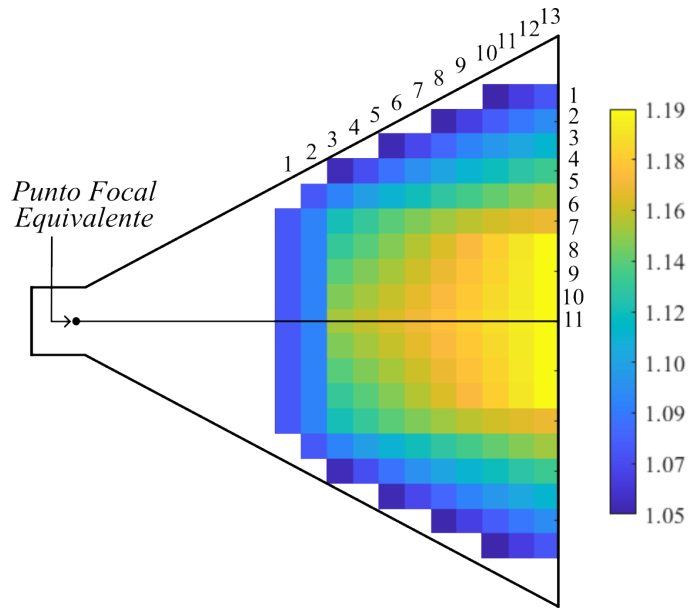


Figura 4.4: Esquema de la distribución final de índices de refracción efectivos.

En conclusión, el diseño de la zona de colimado se basa en el cálculo del comportamiento de la propagación en cada una de las celdas unidad. La selección del índice de refracción para cada fila de celdas se deriva de un análisis geométrico mediante trazado de rayos: los diferentes valores de retardo de fase en el plano de la apertura se compensan mediante la constante de propagación en cada punto de la bocina. Estos valores de índice

de refracción, dependientes del recorrido angular, pueden relacionarse directamente con los proporcionados por las celdas unidad. Para obtener una distribución de fase uniforme en la apertura y, en consecuencia, un frente de onda plano, es fundamental establecer la relación entre las celdas unidad y su capacidad para proporcionar un determinado índice de refracción. Esto se realiza mediante los resultados representados en la figura Fig.2.12 en la que previamente se ha establecido la relación entre el índice de refracción con un tamaño del hueco (W). Así, seleccionando un tamaño de W se obtiene un valor de índice de refracción n .

La implementación del diseño completo de la zona de colimado produce una distribución de campo plana en la apertura de la bocina. Como se muestra en la figura Fig.4.5, el frente de onda llega con una diferencia de fase muy pequeña, lo que incrementa significativamente la directividad en comparación con una antena diseñada sin zona de colimado. Los resultados detallados del frente de fase, así como de ganancia, parámetro $|S_{11}|$ y diagramas de radiación se presentan en la sección Sec.4.5 para simulaciones y en el capítulo Cap.6 para medidas en el laboratorio.

4.4. Celda Unidad e Índice de Refracción Variable

La celda unidad de referencia, representada en la figura Fig.2.12, ha sido diseñada para operar a una frecuencia de $f_0 = 40$ GHz, con un ancho de banda de $\Delta_f = 10$ GHz, cubriendo así el rango de frecuencias de la bocina CLAF-SIW en plano H. Dada la disposición cartesiana de las celdas unidad sobre la superficie de la bocina y el método previamente explicado para calcular los índices de refracción efectivos punto a punto, es fundamental analizar la incidencia oblicua sobre la celda unidad.

El solucionador *Eigen-Solver* de CST considera únicamente la incidencia normal. Sin embargo, es evidente que pocas celdas en la superficie de la lente experimentan una incidencia normal; la incidencia oblicua es la situación predominante. La figura Fig.4.6 ilustra los dos tipos de incidencia sobre la celda unidad.

Dado que el *Eigen-Solver* no puede resolver situaciones como las mostradas en la figura Fig.4.6b, se ha desarrollado una celda unidad equivalente. Esta celda es resoluble mediante el *Eigen-Solver* y tiene en cuenta el efecto de la incidencia oblicua. La nueva configuración se muestra en la figura Fig.4.7.

Esta nueva celda es similar a la anterior; sin embargo, la principal modificación impuesta por la incidencia oblicua es un alargamiento de la celda en la dirección de propagación. Esto se debe a que, cuando la onda incide con un cierto ángulo, recorre una distancia mayor a través de la celda en comparación con la incidencia normal. Esta nueva disposición de la celda resulta particularmente útil, ya que el eje vertical de la misma (y') es ortogonal a la dirección de propagación y la variación en la dimensión p_y tiene

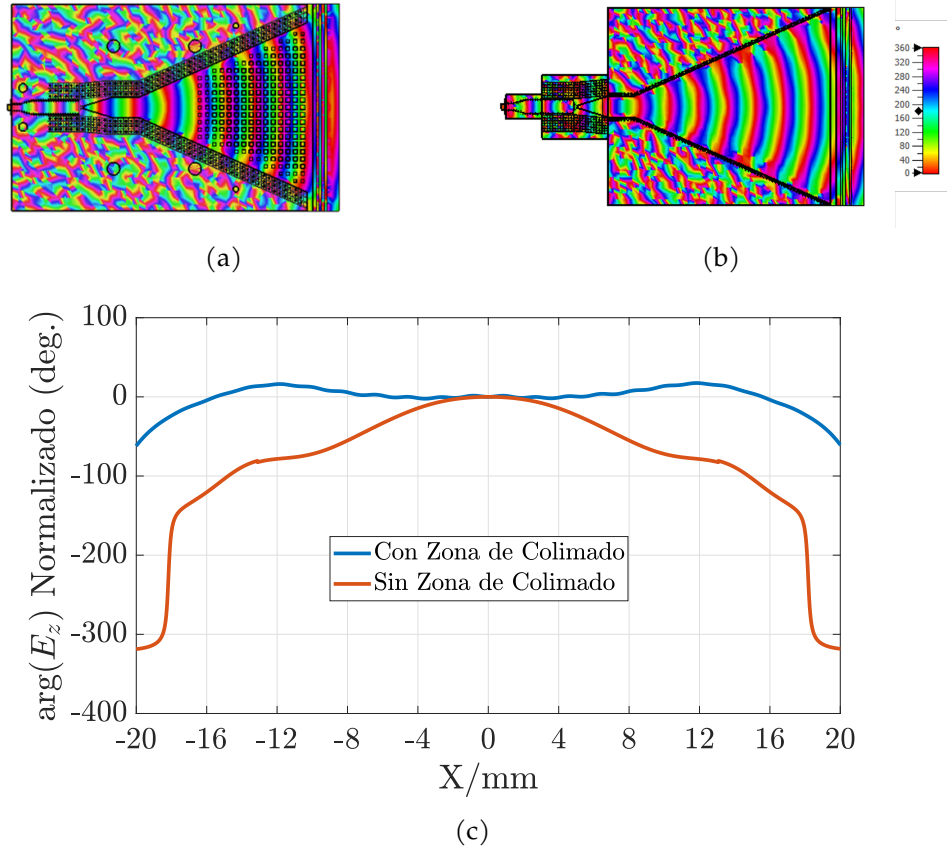


Figura 4.5: Resultados del diseño a 45 GHz: Fig. 4.5a Distribución de fase 3D a lo largo de la antena de bocina CLAF-SIW en plano H, Fig. 4.5b Distribución de fase 3D a lo largo de la antena de bocina sin zona de colimado en plano H. Fig. 4.5c distribución de fase a lo largo del eje X en la apertura de la antena de bocina.

un efecto despreciable en el comportamiento de la celda unidad a lo largo de la dirección x' , como se ilustra en la figura Fig.4.8.

Se ha utilizado el valor de W que proporcionaría los peores resultados, ya que a mayor W mayor es el valor del índice de refracción efectivo (n) y, por tanto, más sensible es la lente. Sin embargo, apenas se observan diferencias hasta ángulos de incidencia de $\alpha_{inc} = 20^\circ$. Cabe recordar que el ángulo de apertura de la bocina es $\theta_{m\acute{a}x} = 23.8^\circ$.

4.5. Resultados de Simulación

Una vez diseñadas las piezas que conforman la antena completa, incluidas las transiciones de alimentación y radiación, se procede a estudiar la

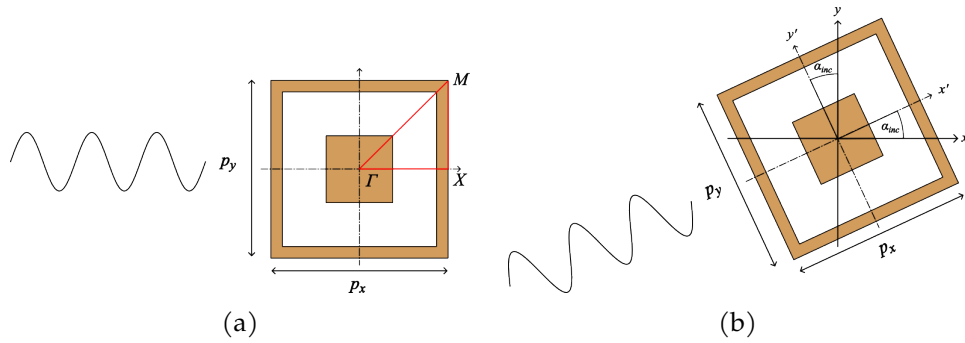


Figura 4.6: Esquema de los tipos de incidencia: (a) Incidencia normal con representación de la Zona de Brillouin en rojo, y (b) Incidencia oblicua con ángulo de incidencia genérico α_{inc} .

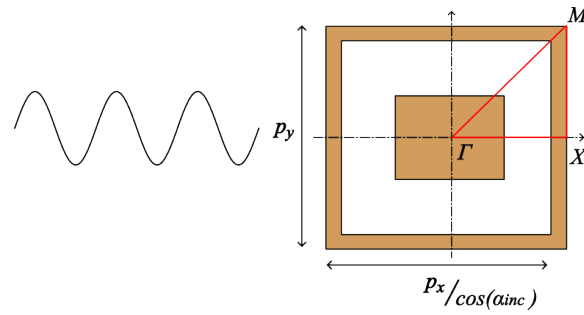


Figura 4.7: Esquema de la celda unidad equivalente con los efectos de la incidencia oblicua genérica, resoluble mediante el *Eigen-Solver* de CST.

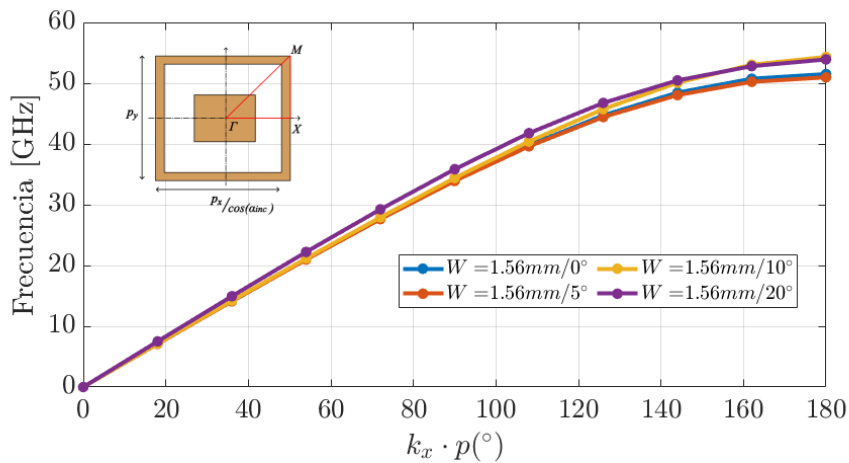


Figura 4.8: Diagrama de dispersión para la dirección x' de propagación con diferentes ángulos de incidencia α_{inc} .

interconexión entre las distintas partes y evaluar su rendimiento. Para ello, se comparan los resultados obtenidos en términos de parámetro $|S_{11}|$, directividad, ganancia, frentes de fase y diagrama de radiación con los de la antena de bocina óptima y con una antena de bocina del mismo tamaño que la antena de bocina en plano H pero sin la zona de colimación.

4.5.1. Parámetro S_{11}

Efecto del *gap*

Tal como se describió en la sección Sec.2.4.3, la tecnología CLAF-SIW tiene como objetivo principal mitigar los efectos indeseados que los *gaps* entre láminas generan tras el proceso de ensamblado. En la figura Fig.4.9 se muestra el parámetro $|S_{11}|$ de la antena de bocina en tecnología CLAF-SIW en plano H con colimado de campo para distintos tamaños de *gap* entre láminas.

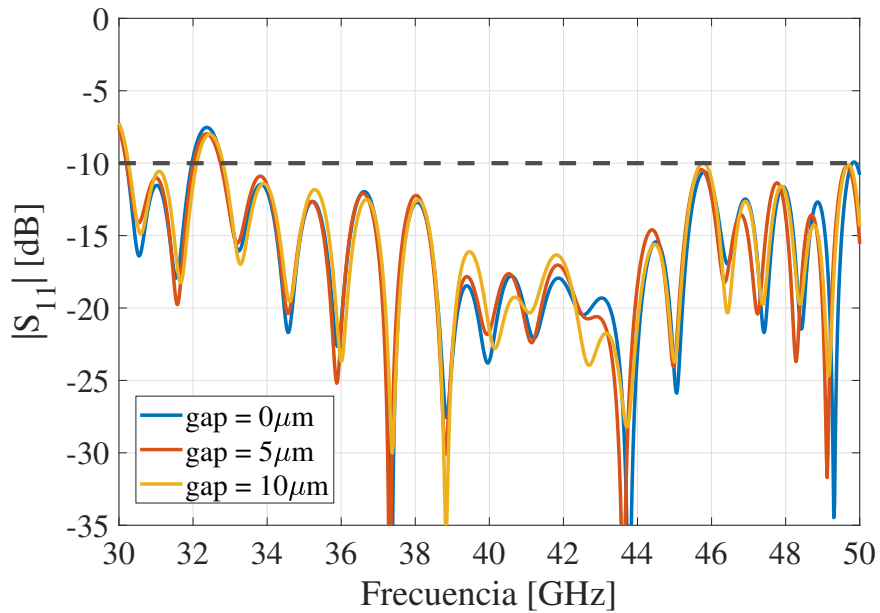


Figura 4.9: Parámetro $|S_{11}|$ de la antena de bocina CLAF-SIW en plano H para diferentes tamaños de *gaps* entre láminas.

Como se observa en la figura Fig.4.9, apenas hay variaciones en el parámetro $|S_{11}|$ en función del tamaño del *gap*. Se puede concluir que las celdas EBG funcionan según lo esperado, minimizando eficazmente los efectos negativos de la presencia de *gaps* en el ensamblado.

Efecto de la transición al aire

Como se mencionó anteriormente, la transición al aire es una de las partes fundamentales del diseño, ya que garantiza la adaptación de impedancia entre el interior de la bocina y el aire, siendo determinante para una radiación eficiente. En la Figura 4.10 se muestra el parámetro $|S_{11}|$ de la antena de bocina en plano H en tecnología CLAF-SIW con colimado de campo, comparando los casos con y sin transición al aire. Se observa que la presencia de la transición al aire mejora considerablemente la adaptación en términos del parámetro $|S_{11}|$.

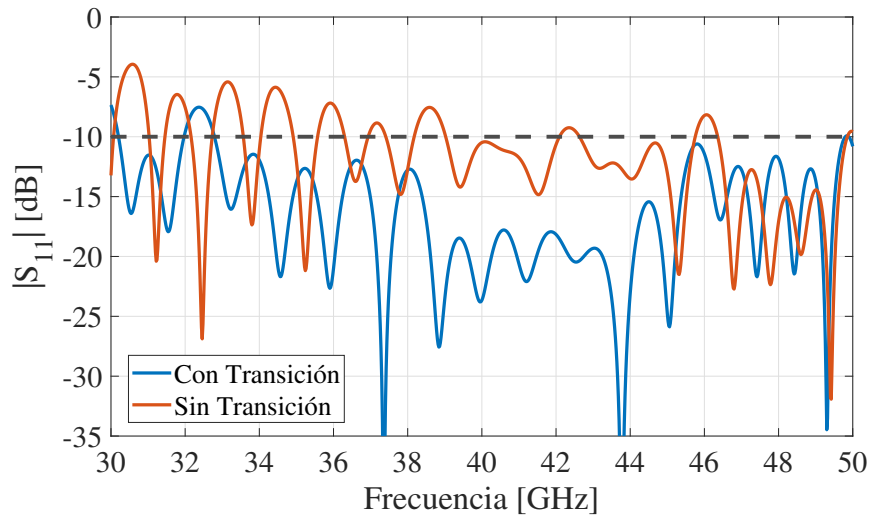


Figura 4.10: Parámetro $|S_{11}|$ de la antena de bocina CLAF-SIW en plano H con y sin transición al aire.

Comparación con la antena de bocina óptima y la antena de bocina CLAF-SIW sin zona de colimado

En este apartado se introducen dos nuevas antenas con las que se realizarán las comparaciones en los siguientes apartados. La primera es la antena de bocina óptima, cuyas dimensiones corresponden a las descritas en la sección Sec.2.3 para una frecuencia de diseño de 40 GHz . Esta antena presenta un error de fase mínimo y optimiza la ganancia, sin embargo, su tamaño es aproximadamente el doble de la antena CLAF-SIW en plano H con zona de colimado. La segunda antena es idéntica a la antena de bocina CLAF-SIW en plano H, pero sin la zona de colimado. El objetivo es comparar las tres antenas y analizar en detalle el efecto de la zona de colimado. En la Figura 4.11 se muestran las tres antenas previamente descritas.

En la Figura 4.12 se muestra una comparativa del parámetro $|S_{11}|$ de

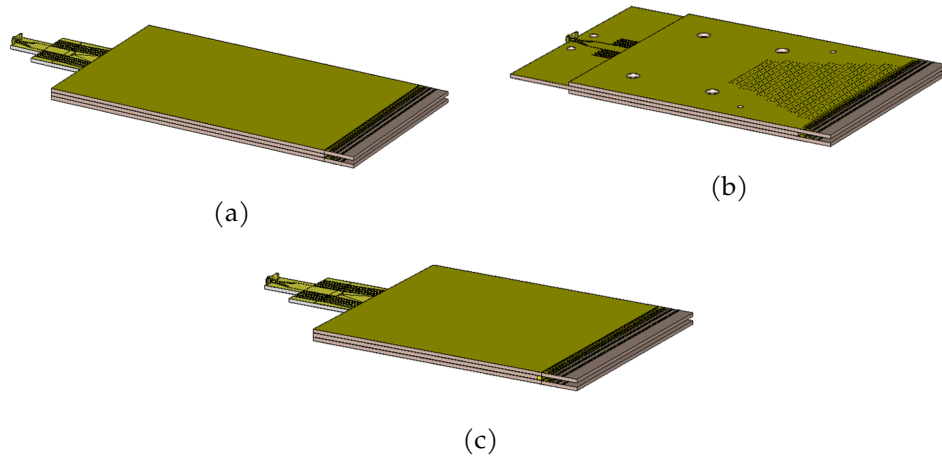


Figura 4.11: Esquemático de las tres antenas: (a) antena de bocina óptima, (b) antena de bocina CLAF-SIW con zona de colimado, y (c) antena de bocina CLAF-SIW sin zona de colimado.

las tres antenas. Se observa que todas cumplen con el requisito de tener un parámetro $|S_{11}|$ menor a 10 dB en prácticamente todo el ancho de banda de trabajo.

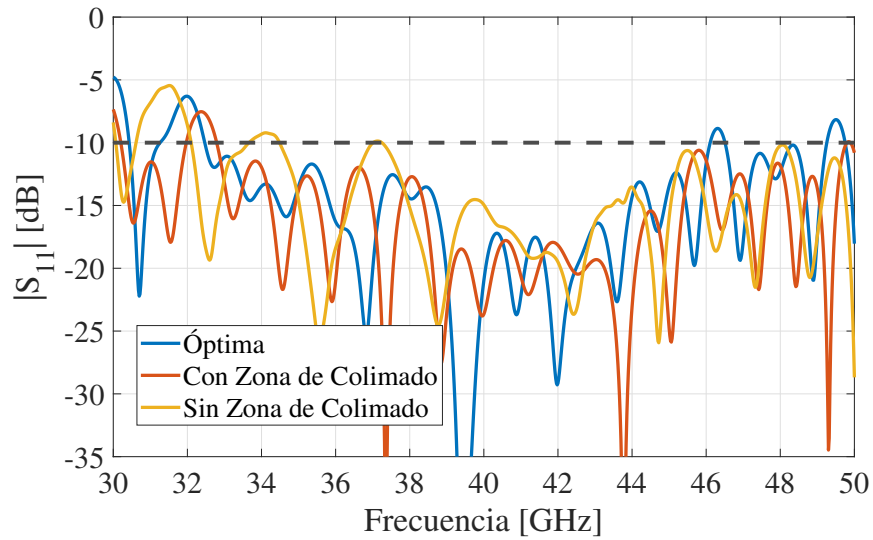


Figura 4.12: Parámetro $|S_{11}|$ de la antena de bocina óptima, antena CLAF-SIW en plano H con zona de colimado y antena CLAF-SIW en plano H sin zona de colimado.

4.5.2. Frente de Fase

En esta subsección se comparan los resultados en términos del frente de fase de las tres antenas descritas anteriormente. En las figuras Fig.4.13-4.15 se muestra la distribución del frente de fase a lo largo del eje X en la apertura de las antenas para las frecuencias: $f_1 = 35 \text{ GHz}$, $f_2 = 40 \text{ GHz}$, y $f_3 = 45 \text{ GHz}$.

En las ellas se observa que la antena de bocina CLAF-SIW con colimado de campo imita el comportamiento de la antena de bocina óptima y, en algunos casos, lo mejora, especialmente notable es el caso de la frecuencia de 45 GHz . La lente está diseñada para operar a partir de 40 GHz , por lo que su efecto resulta más evidente a partir de esa frecuencia.

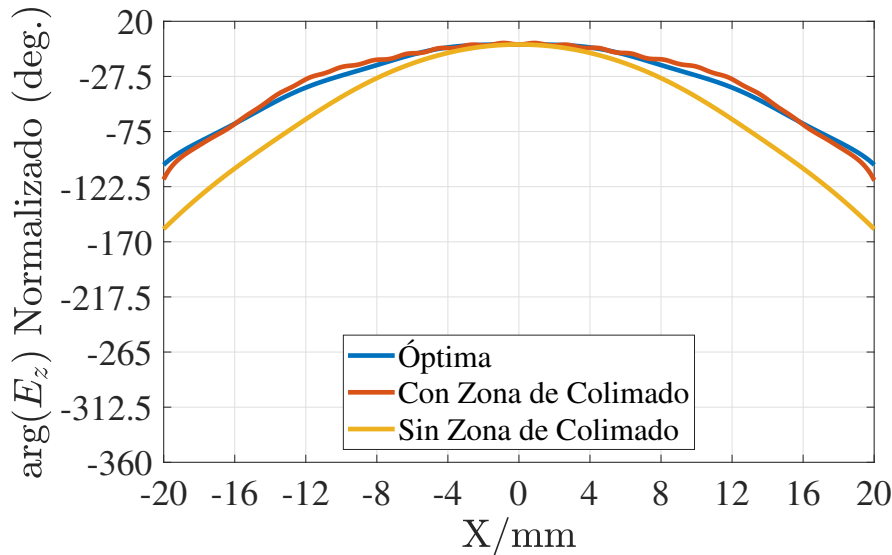


Figura 4.13: Distribución del frente de fase a lo largo del eje X en la apertura de las diferentes antenas de bocina a la frecuencia $f_1 = 35 \text{ GHz}$.

4.5.3. Directividad

Tal como se introdujo en la sección Sec.2.2, la directividad mide la capacidad de una antena para radiar o recibir potencia desde una dirección específica del espacio, siendo una característica inherente a la estructura de la antena y sin tener en cuenta las pérdidas en el sistema de transmisión. Los valores de directividad representados en la figura Fig.4.16 corresponden a la dirección máxima de radiación $(\theta, \phi) = (0^\circ, 0^\circ)$.

En la figura Fig.4.16 se observa cómo la antena CLAF-SIW con zona de colimado aproxima con gran precisión la directividad de la antena óptima, con excepción de las frecuencias más altas de la banda. Esto se debe a que

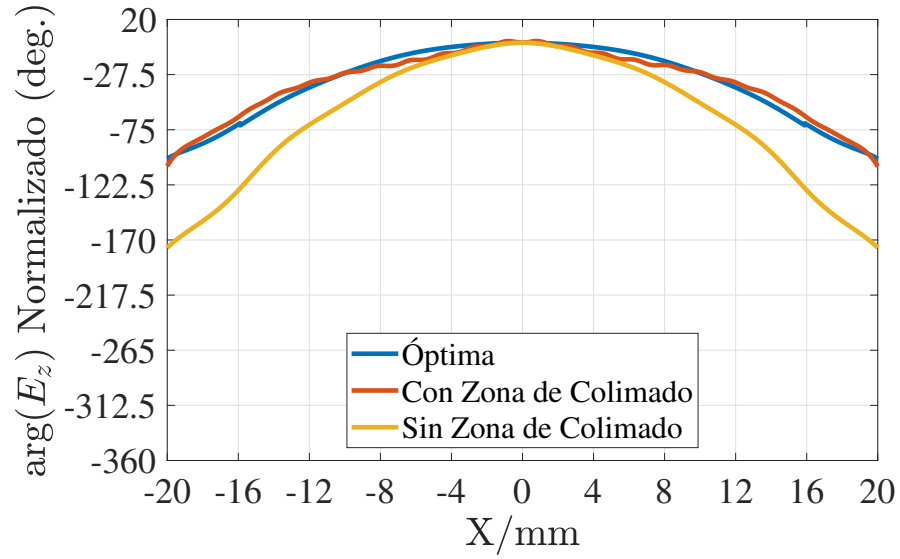


Figura 4.14: Distribución del frente de fase a lo largo del eje X en la apertura de las diferentes antenas de bocina a la frecuencia $f_2 = 40 \text{ GHz}$.

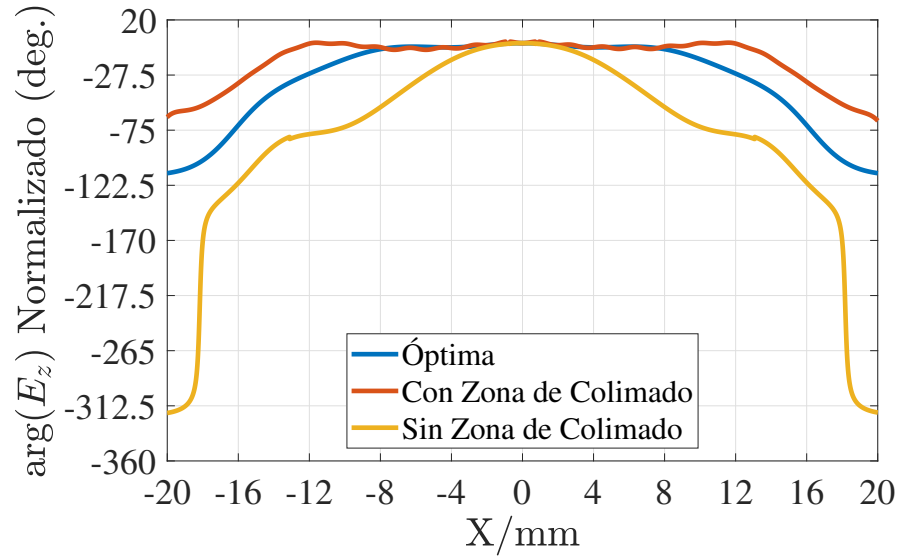


Figura 4.15: Distribución del frente de fase a lo largo del eje X en la apertura de las diferentes antenas de bocina a la frecuencia $f_3 = 45 \text{ GHz}$.

la dispersión en las celdas SIH que conforman la lente es alta a dichas frecuencias, alcanzando así su límite de operación.

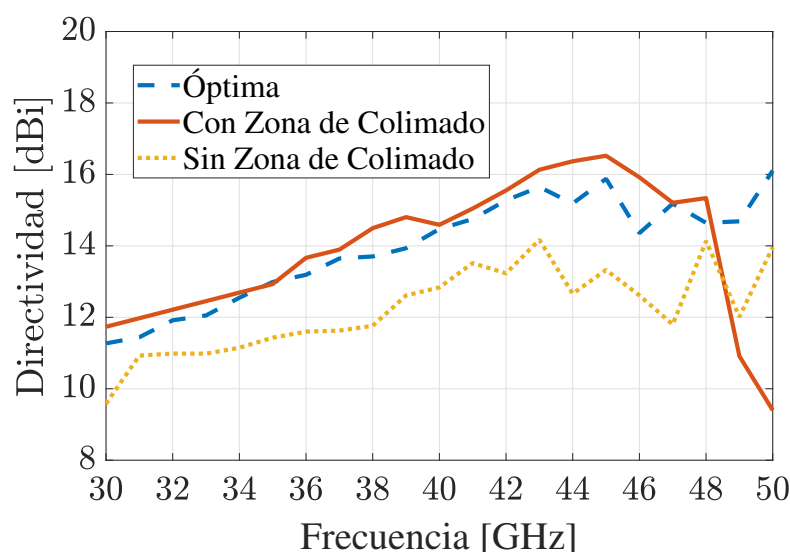


Figura 4.16: Directividad de las antenas: antena de bocina óptima, antena CLAF-SIW en plano H con zona de colimado, y CLAF-SIW en plano H sin zona de colimado.

4.5.4. Ganancia en frecuencia

En esta subsección se comparan los resultados en términos de ganancia de las tres antenas descritas anteriormente. La ganancia, a diferencia de la directividad, tiene en cuenta todas las pérdidas del sistema, incluyendo la eficiencia de radiación, la desadaptación y las pérdidas debidas a los materiales. Al igual que para la directividad, los valores de ganancia representados en la Figura 4.17 se corresponden con la dirección máxima de radiación.

Las diferencias observadas entre la antena de bocina óptima y la antena de bocina CLAF-SIW con zona de colimado se atribuyen principalmente a dos razones: la dispersión de la lente a altas frecuencias y las pérdidas debido a la presencia de un material dieléctrico. Los pequeños huecos rectangulares creados para generar la zona de colimado permiten que el campo que se propaga dentro de la estructura entre en contacto con pequeñas secciones de material dieléctrico, incrementando así las pérdidas. Esto se confirma al observar los resultados de la antena CLAF-SIW sin zona de colimado; ambas curvas de ganancia (la de la antena de bocina óptima y la antena CLAF-SIW sin zona de colimado) siguen la misma tendencia y ambas muestran ausencia de pérdidas debido al dieléctrico, lo cual confirma que las diferencias entre la antena de bocina óptima y la antena de bocina CLAF-SIW con zona de colimado se deben a la presencia de material dieléctrico.

Por otro lado, la diferencia que persiste entre la antena de bocina óptima

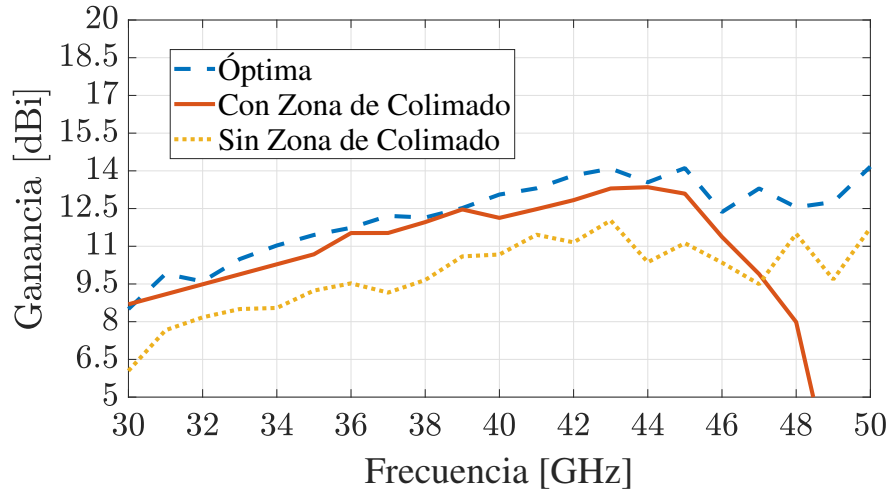


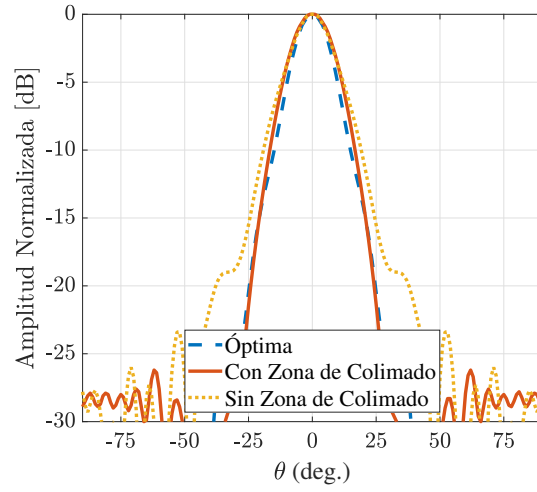
Figura 4.17: Ganancia de las antenas: antena de bocina óptima, antena CLAF-SIW en plano H con zona de colimado, y CLAF-SIW en plano H sin zona de colimado.

y la antena de bocina CLAF-SIW sin zona de colimado se debe a la adaptación en términos del parámetro $|S_{11}|$, como se mostró en la Figura 4.12.

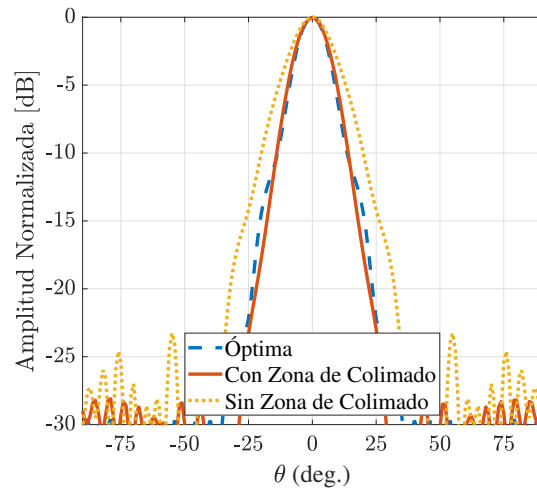
4.5.5. Diagramas de radiación

En la Figura 4.18 se muestra el diagrama de radiación en 2D, y en las Figuras 4.19–4.21 se presentan los diagramas de radiación en 3D de las antenas de bocina óptima, antena CLAF-SIW en plano H con zona de colimado, y antena CLAF-SIW en plano H sin zona de colimado a las frecuencias $f_1 = 35 \text{ GHz}$, $f_2 = 40 \text{ GHz}$, y $f_3 = 45 \text{ GHz}$. Los diagramas de radiación confirman lo discutido anteriormente: la antena CLAF-SIW en plano H con zona de colimado aproxima muy bien el comportamiento de la antena de bocina óptima e incluso mejora aspectos con respecto a la antena de bocina óptima. En particular, en relación al diagrama de radiación, se observa que el nivel de lóbulos secundarios a la frecuencia $f_3 = 45 \text{ GHz}$ es mejor en la antena de bocina CLAF-SIW con zona de colimado, como se puede observar en la Figura 4.18c.

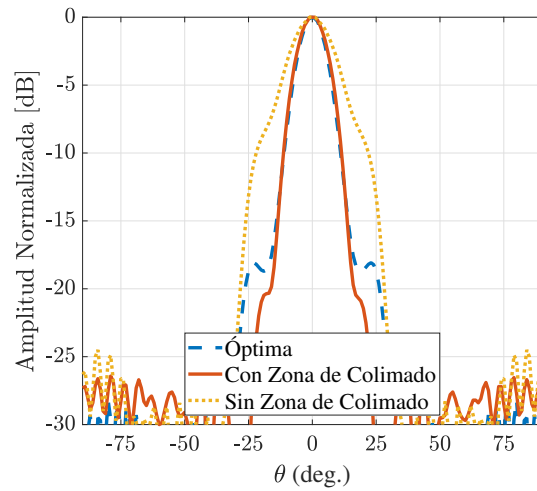
Una vez presentados los resultados en simulación, en el capítulo Cap.6 se realizará una comparación con los resultados obtenidos tras el proceso de medición en el laboratorio.



(a)



(b)



(c)

Figura 4.18: Diagramas de radiación en 2D de las antenas: antena de bocina óptima, antena CLAF-SIW en plano H con zona de colimado, y CLAF-SIW en plano H sin zona de colimado a diferentes frecuencias: (a) $f_1 = 35 \text{ GHz}$, (b) $f_2 = 40 \text{ GHz}$, y (c) $f_3 = 45 \text{ GHz}$.

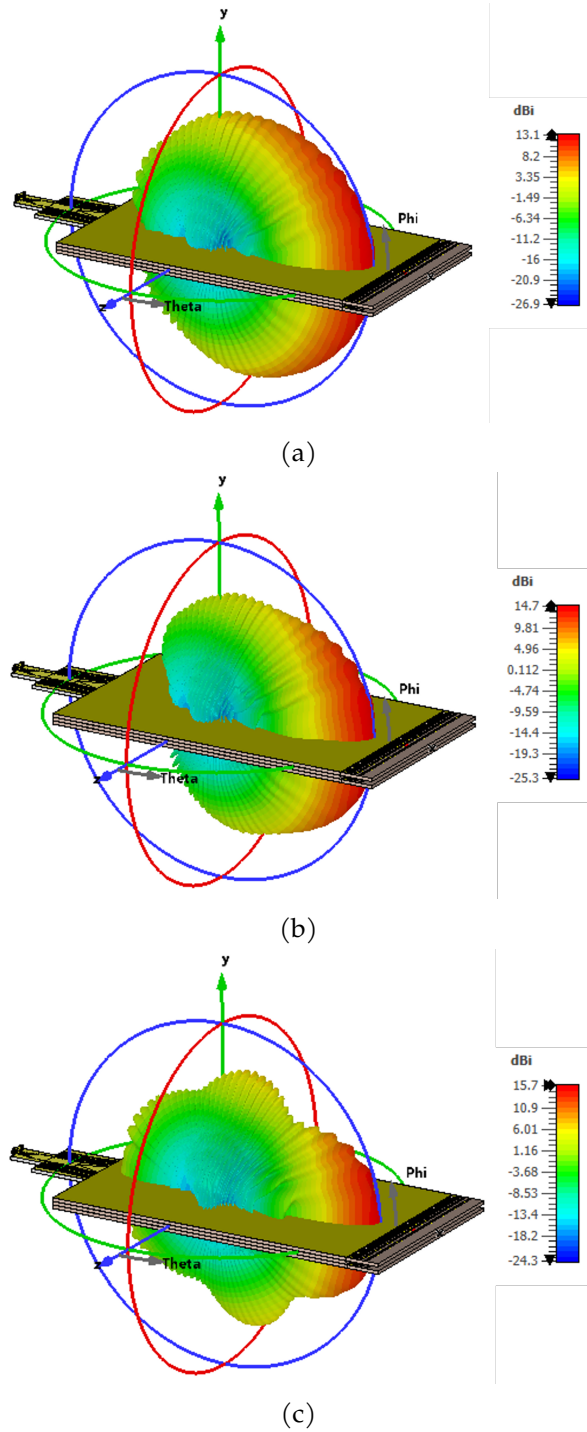


Figura 4.19: Diagramas de radiación en 3D de la antena de bocina óptima a diferentes frecuencias: (a) $f_1 = 35 \text{ GHz}$, (b) $f_2 = 40 \text{ GHz}$, y (c) $f_3 = 45 \text{ GHz}$.

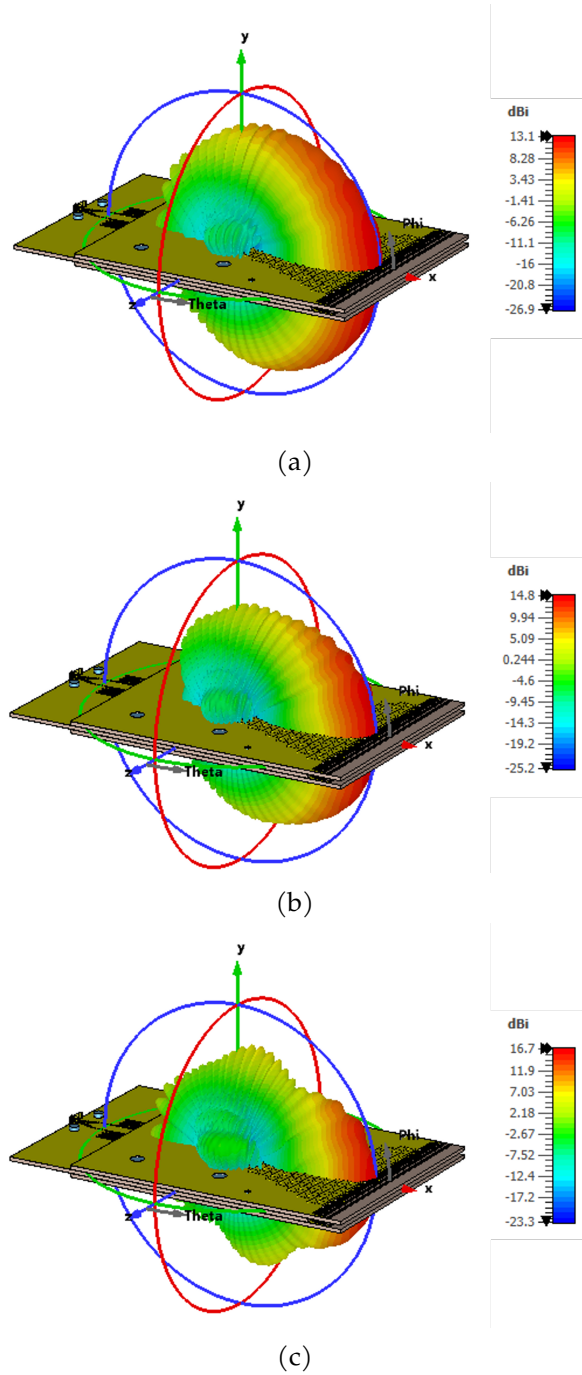


Figura 4.20: Diagramas de radiación en 3D de la antena de bocina CLAF-SIW en plano H con zona de colimado a diferentes frecuencias: (a) $f_1 = 35 \text{ GHz}$, (b) $f_2 = 40 \text{ GHz}$, y (c) $f_3 = 45 \text{ GHz}$.

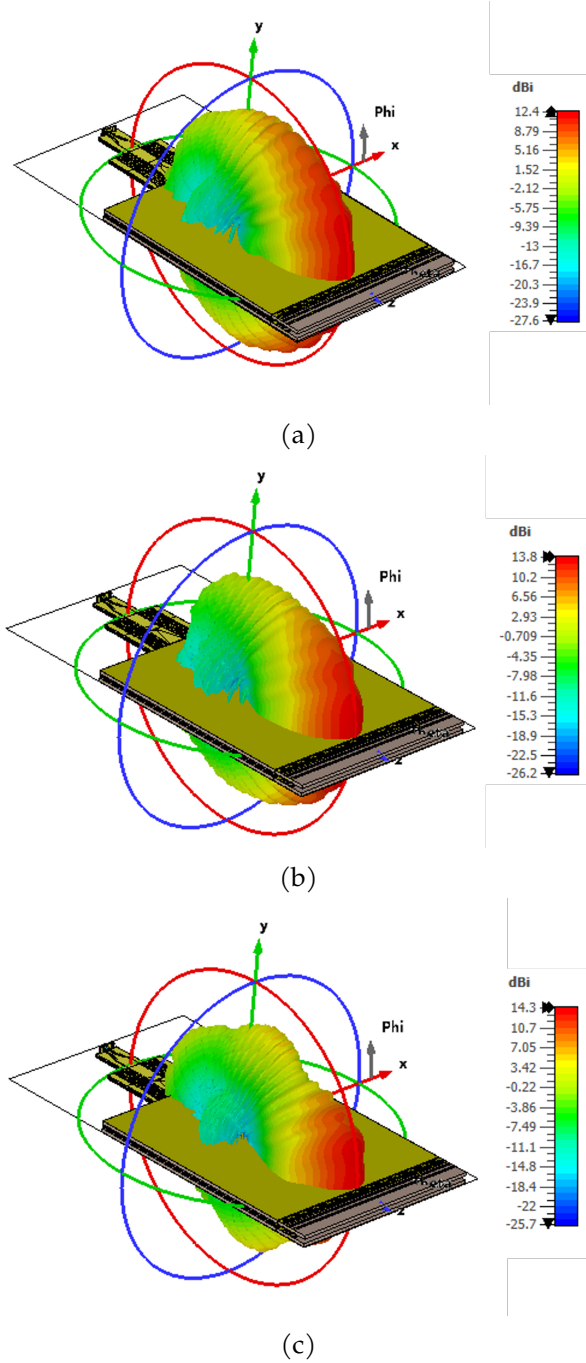


Figura 4.21: Diagramas de radiación en 3D de la antena de bocina CLAF-SIW en plano H sin zona de colimado a diferentes frecuencias: (a) $f_1 = 35 \text{ GHz}$, (b) $f_2 = 40 \text{ GHz}$, y (c) $f_3 = 45 \text{ GHz}$.

Capítulo 5

Prototipado

5.1. Introducción

Diseñadas las tres láminas finales que conforman la antena, se procede a su fabricación comercial y posterior caracterización. Estas láminas incluyen: la lámina central, equipada con una transición para conector SMP y alimentar de este modo la antena y una transición de GCPW a guía CLAF-SIW, así como el cuerpo de la antena; y dos láminas adicionales que contienen la lente y la transición al aire.

5.2. Prototipado

En la Figura 5.1 se muestra el esquema del diseño completo de la antena: alimentación, zona de colimado y transición al aire. En la Figura 5.2 se presenta el plano enviado a fabricación. Las láminas cuentan con cuatro agujeros de mayor tamaño utilizados para ensamblar la antena junto al soporte, mientras que los dos agujeros de menor tamaño situados en los laterales sirven para el alineamiento entre láminas. Estas láminas están compuestas por dos tipos de materiales:

- **Cobre bañado en oro:** con una rugosidad estimada de 0.003 mm y una conductividad eléctrica de $\sigma = 5.8 \cdot 10^7\text{ S/m}$.
- **Dieléctrico ROGERS4003C:** con una constante dieléctrica $\varepsilon_r = 3.55$ y una tangente de pérdidas estimada de $\sigma = 0.0054$ a una frecuencia de 50 GHz .

5.2.1. Extracción de los *gerbers*

Una vez diseñadas las láminas que componen la antena, incluyendo las posiciones de las vías metálicas, los agujeros y el mallado de la lente, el

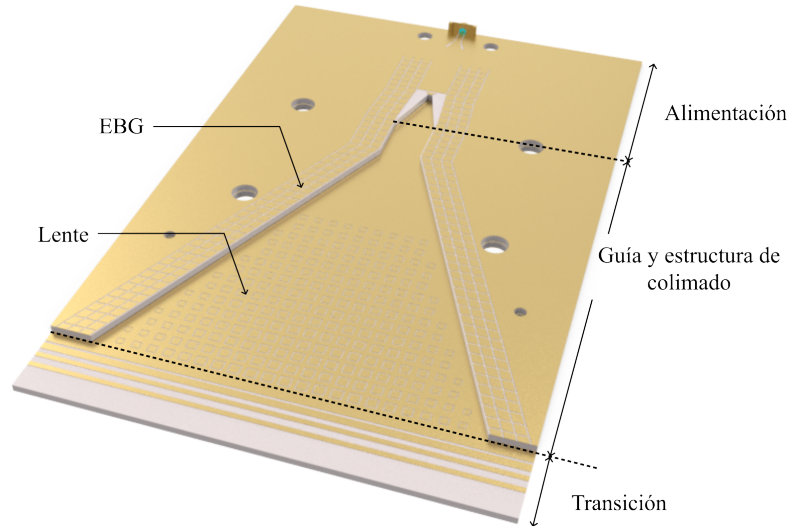


Figura 5.1: Esquema del diseño completo de la antena.

siguiente paso es la extracción de los *gerbers*. Los *gerbers* son archivos que contienen la información necesaria para la fabricación comercial de circuitos impresos en PCB. Para la extracción de los *gerbers* se ha utilizado el programa de simulación CST STUDIO, empleado también para el diseño de la antena.

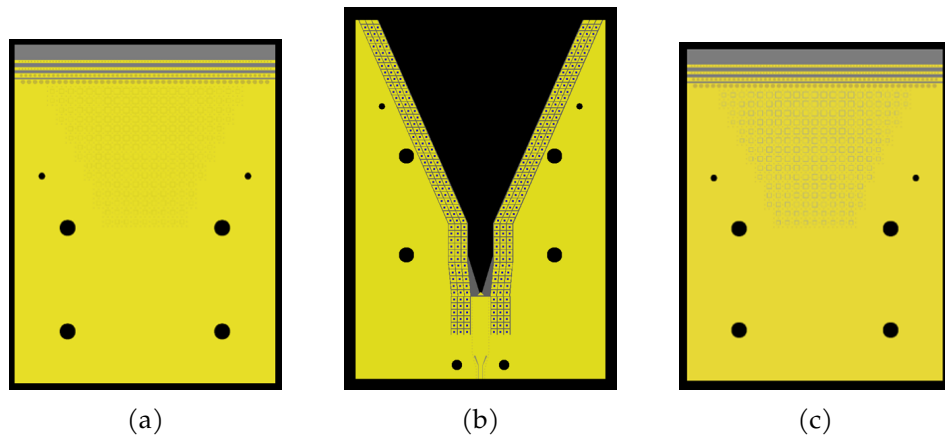


Figura 5.2: *Gerbers*: Fig. 5.2a vista *Top*, Fig. 5.2b vista *Middle* y Fig. 5.2c vista *Bottom*. Con las perforaciones de aire en **negro**, las vías metálicas en **azul**, la cubierta de metal en **amarillo** y el sustrato en **gris**.

5.3. Prototipo y proceso de caracterización

Una vez generados los archivos de fabricación, se envían a un fabricante comercial para la realización del prototipo. Se han fabricado dos antenas completas, cada una compuesta por tres láminas: una lámina central con alimentación y dos lentes con transición al aire, sumando un total de seis láminas. Recibidas las antenas, se procede a su montaje y caracterización en la cámara anecoica del Laboratorio Singular de Comunicaciones 5G del CITIC-UGR.

Las antenas se han caracterizado en términos de parámetros de reflexión, diagramas de radiación para frecuencias de interés y ganancia real obtenida. Posteriormente, estos resultados se comparan con las simulaciones realizadas (véase Cap. 6). En la figura Fig.5.6 se muestra una imagen de las diferentes láminas de la antenna fabricada, así como una imagen de la antenna ensamblada, y en la figura Fig.5.7 se presenta una vista en detalle de la zona de colimado.

5.3.1. Entorno

El laboratorio dispone de una cámara anecoica y una zona de montaje equipada con todos los materiales necesarios, incluyendo conectores y tornillería. Para ensamblar la antenna se ha diseñado un soporte de forma que este pueda añadir al sistema de medida, este soporte se muestra en la figura Fig. 5.3.

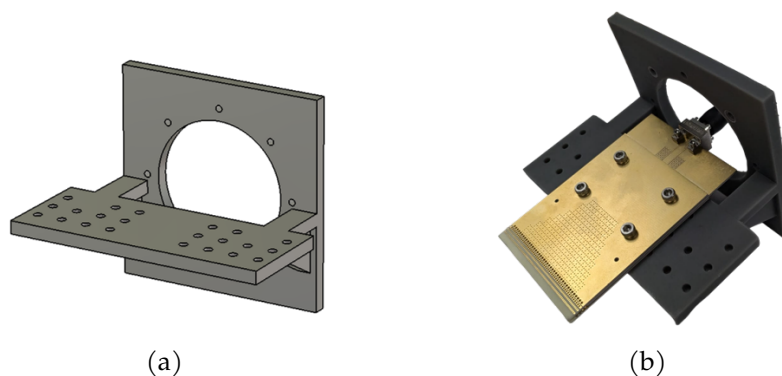


Figura 5.3: Soporte para ensamblar la antenna al sistema de medida. Fig. 5.3a imagen 3-D del soporte diseñado en CST STUDIO y Fig. 5.3b soporte impreso con la impresora 3D Form3+.

Una vez diseñado e impreso el soporte este se coloca en el banco de pruebas de la cámara anecoica y se conecta al analizador de redes vectoriales (VNA) modelo ZVA-67 de Rohde & Schwarz. Antes de proceder, se calibran los conectores y cables mediante los procedimientos OPEN (O),

SHORT (S) y LOAD (L). En la calibración OPEN, se conecta un circuito abierto; en SHORT, un cortocircuito; y en LOAD, una carga adaptada. Este proceso de calibración asegura la precisión en la obtención de los parámetros de reflexión al eliminar errores provocados por reflexiones en puertos, cables o conectores. En la figura Fig.5.4 se muestra el sistema de medida del parámetro $|S_{11}|$.

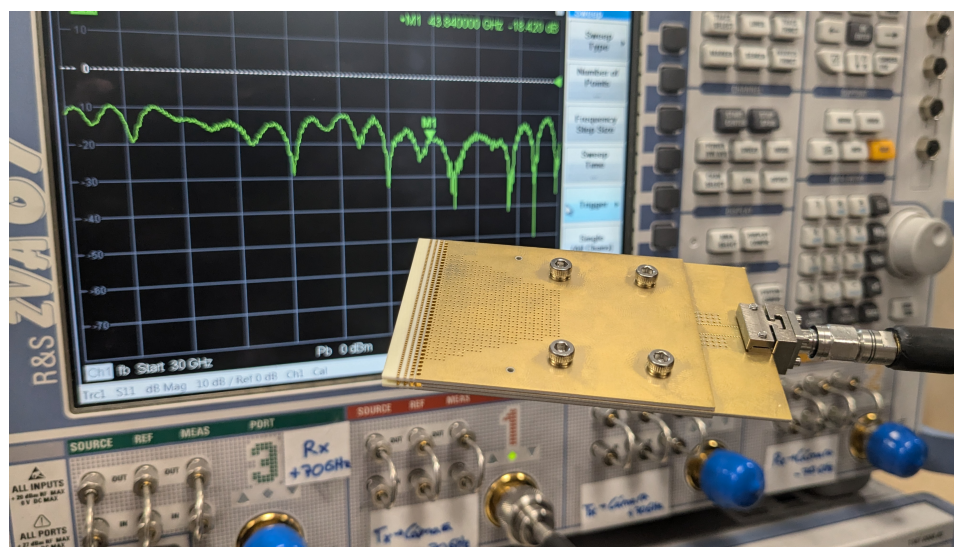
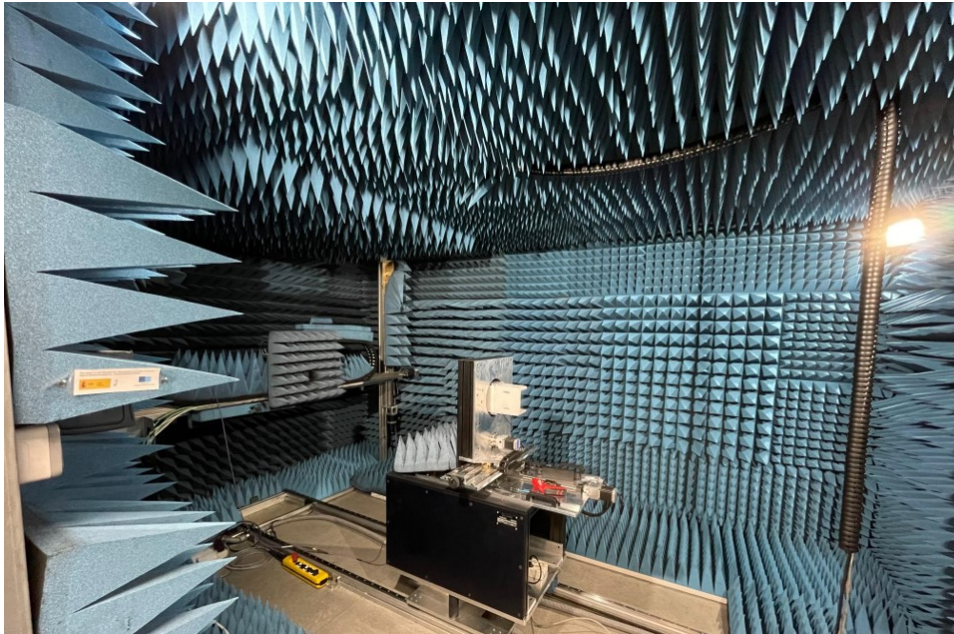


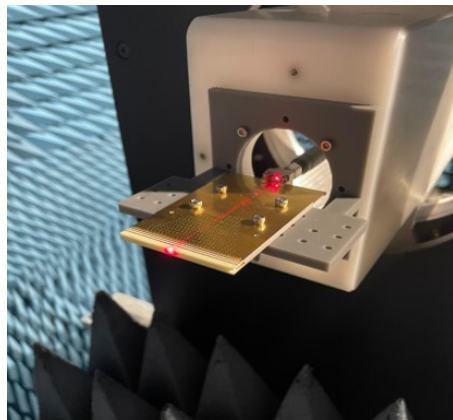
Figura 5.4: Sistema de medida del parámetro $|S_{11}|$ tras realizar la calibración.

Para caracterizar los diagramas de radiación y ganancia, se emplean dos puertos del VNA: uno para transmisión y otro para recepción. Primero, se alinean mediante un sistema de alineación láser dos bocinas WR-22, cuya guía de onda está estandarizada para operar en el rango de 33 GHz a 50 GHz, debido a su frecuencia de corte de 27 GHz. Con ambas bocinas enfrentadas, se puede obtener el parámetro de transmisión de todo el sistema como referencia. Además, se realiza una medida del sistema sin bocinas, enlazando directamente los cables de las antenas. A continuación, la antena bajo medida (antena CLAF-SIW en plano H) se alinea con precisión en el banco de medida utilizando un láser, como se ilustra en la Fig. 5.5. Este banco cuenta con un sistema esférico que incluye un motor para el giro horizontal y otro para la rotación de la antena. Mediante el movimiento coordinado de estos motores, se obtienen los cortes necesarios para definir los diagramas de radiación, que describen la distribución espacial de la energía radiada. Es entonces cuando se lleva a cabo una medición directa de la antena del proyecto frente a una bocina. Dado que se ha estimado la ganancia de las bocinas, se puede medir la distancia entre ellas y se han estimado las posibles pérdidas en los cables. Con esta información, se puede utilizar el

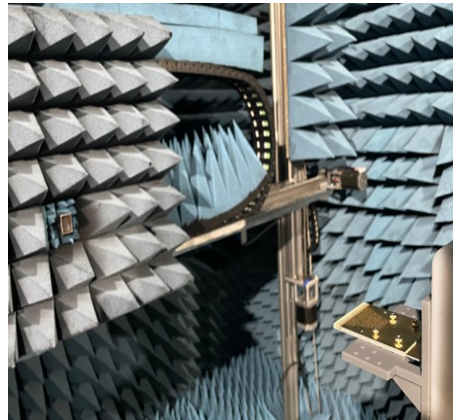
valor del parámetro $|S_{21}|$ del sistema para estimar la ganancia cuando se sustituye una de las bocinas por la antena del proyecto de estudio, aplicando la ecuación de Friis [17].



(a)



(b)



(c)

Figura 5.5: Procesos de la cámara anecoica: Fig. 5.5a Cámara anecoica, Fig. 5.5b alineación por láser y Fig. 5.5c proceso de medida de diagramas de radiación.



(a)



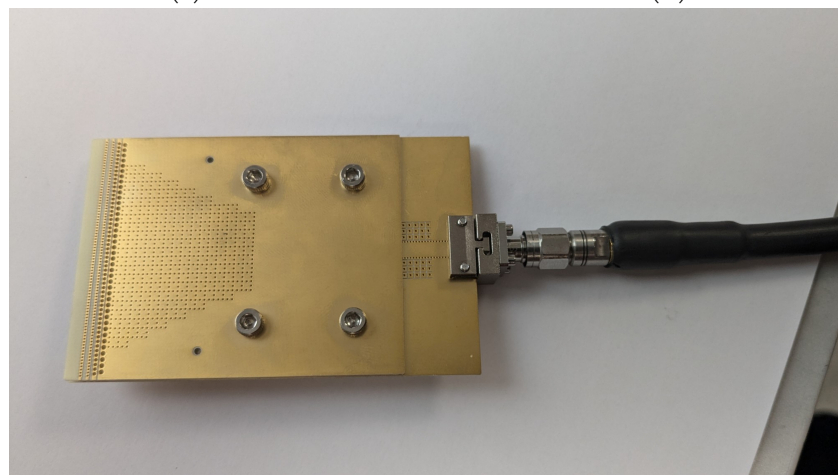
(b)



(c)



(d)



(e)

Figura 5.6: Láminas de la bocina en plano H. Fig. 5.6a vista superior de las Láminas 1 y 3, Fig. 5.6b vista inferior de las Láminas 1 y 3, Fig. 5.6c vista superior de la Lámina 2 - Alimentación, Fig. 5.6d vista inferior de la Lámina 2 - Alimentación, y Fig. 5.6e antena de bocina ensamblada.

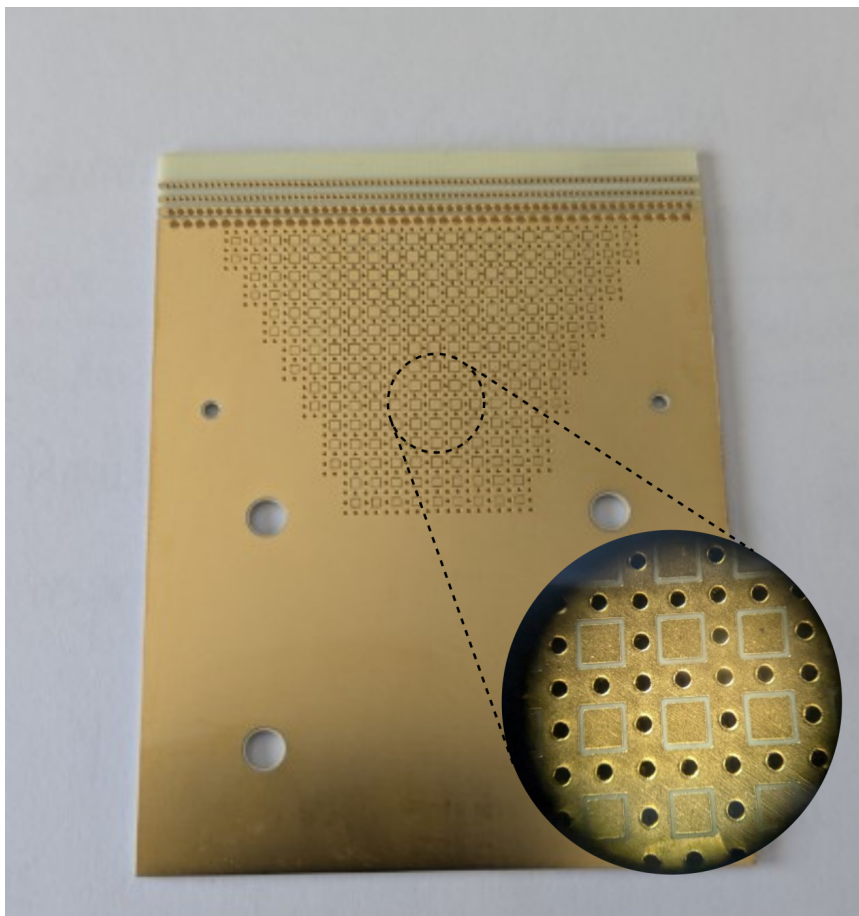


Figura 5.7: Vista en detalle de la zona de colimado.

Capítulo 6

Medidas y validación

Con el proceso de diseño completado, como se describe en los capítulos Cap.3 y Cap.4, y tras recibir la antena fabricada, se procede a la comprobación experimental de los resultados obtenidos en las simulaciones. Este capítulo detalla las pruebas y mediciones realizadas para validar el rendimiento de la antena, comparando los datos experimentales con los resultados obtenidos en simulación.

6.1. Parámetro $|S_{11}|$

En la Fig. 6.1 se muestra el parámetro $|S_{11}|$ de la antena fabricada frente a la simulación. El parámetro $|S_{11}|$ resulta bastante similar entre ambas, un poco mejor para la antena medida en el laboratorio. La banda en ambos casos se encuentra aproximadamente entre los 33 GHz y 50 GHz, por tanto, se ha conseguido un ancho de banda de 17 GHz. Para el cálculo del ancho de banda se ha tomado como frecuencia inferior aquella a partir de la cual el resto de frecuencias hasta la frecuencia superior presentan un parámetro $|S_{11}| < 10 \text{ dB}$, y como frecuencia superior aquella que tras la frecuencia inferior provoca un parámetros $|S_{11}| > 10 \text{ dB}$.

6.2. Ganancia en frecuencia

La ganancia en frecuencia de la antena de bocina propuesta en este trabajo se muestra en la figura Fig. 6.2. En esta figura también se incluyen los resultados de simulación de la antena de bocina CLAF-SIW en plano H con zona de colimado. Los valores de ganancia representados se corresponden con la dirección de máxima radiación (ϕ, θ) que se obtiene para: $(\phi, \theta) = (0^\circ, 0^\circ)$. Resulta evidente la similitud en la tendencia entre ambas curvas. La única diferencia entre ellas es el comienzo del decaimiento. El hecho de que la medida experimental presente este decaimiento a frecuen-

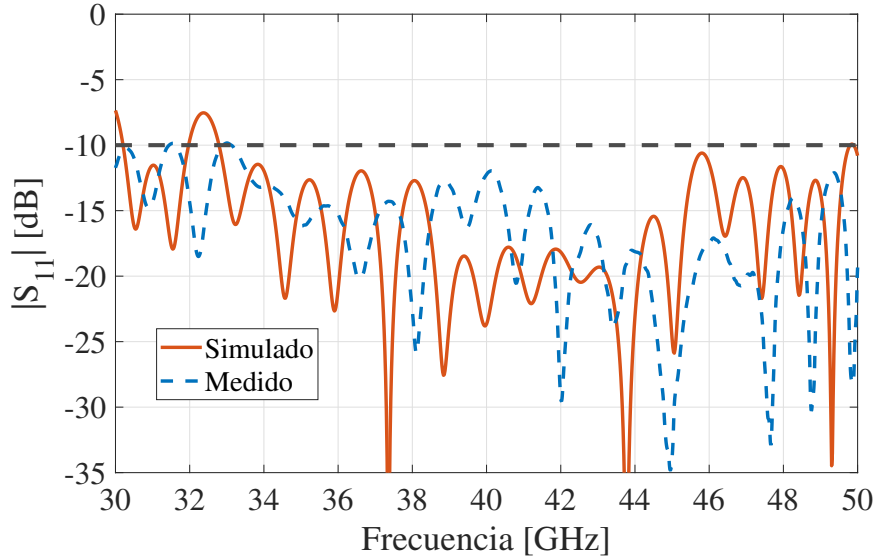


Figura 6.1: Parámetro $|S_{11}|$ de la antena de bocina CLAF-SIW en plano H basada con zona de colimado de campo (simulado y medido). En línea negra discontinua el límite habitual que marca el valor de este parámetro como admisible: $|S_{11}| = -10 \text{ dB}$.

cias algo mayores se debe a una sobreestimación de la tangente de pérdidas asociada al material dieléctrico y a una mejora del parámetro de reflexión $|S_{11}|$, tal y como se indicó en la sección Sec.4.5.4 .

6.3. Diagramas de radiación

Aprovechando al máximo la infraestructura existente en el Laboratorio 5G, se han analizado las características de radiación de la antena. En particular, se muestran las características de radiación en el plano H a las frecuencias $f_1 = 35 \text{ GHz}$, $f_2 = 40 \text{ GHz}$ y $f_3 = 45 \text{ GHz}$.

En las figuras Fig.6.3-6.8 se presentan los diagramas de radiación en 2D y 3D respectivamente. En todos ellos se observa cómo la simulación y la medida se alinean prácticamente a la perfección, lo que confirma la precisión del diseño y la efectividad del proceso de fabricación.

La gran afinidad entre los resultados medidos y los obtenidos en simulación en todos los parámetros descritos anteriormente y en particular con los diagramas de radiación demuestra la fiabilidad del diseño de la antena. El diagrama de radiación es el parámetro de antenas más importante (junto con el parámetro de reflexión $|S_{11}|$) puesto que proporciona una enorme cantidad de información acerca de la antena. En última instancia, estos resultados validan por completo el prototipo fabricado.

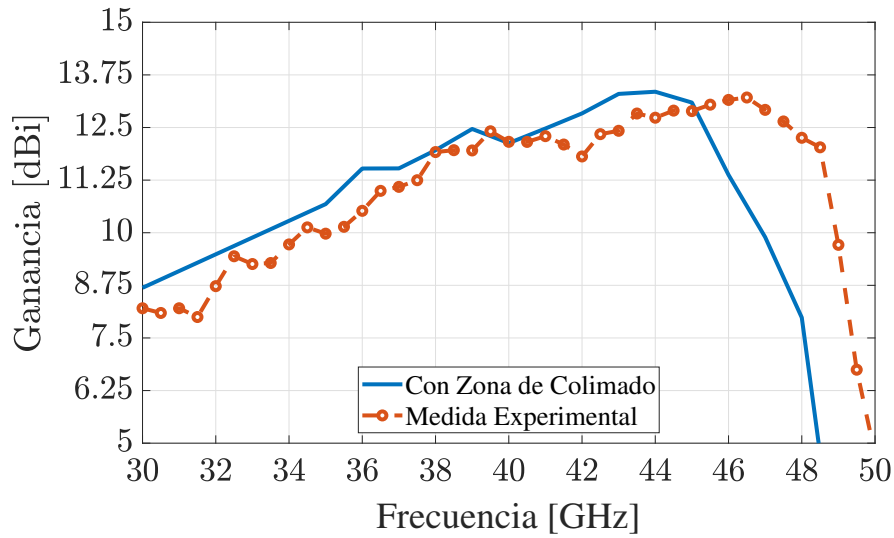
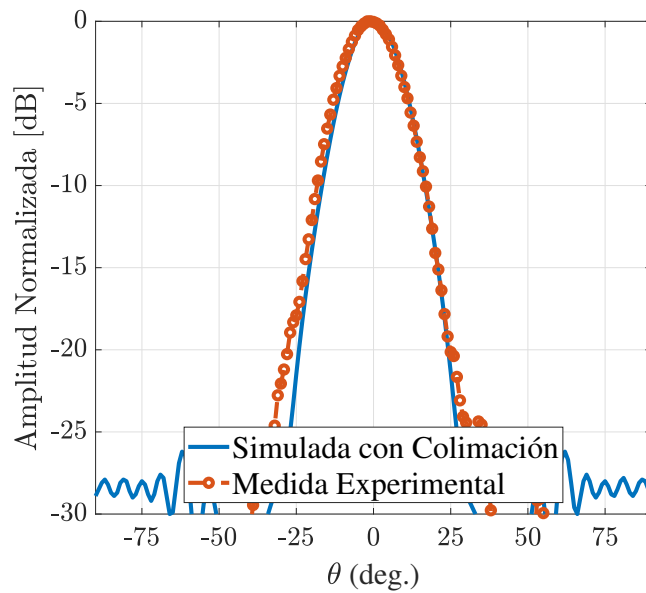


Figura 6.2: Comparación de la ganancia en frecuencia entre: antena de bocina CLAF-SIW en plano H con zona de colimado fabricada y simulada.



(a)

Figura 6.3: Diagrama de radiación en 2D en el plano H para la antena medida en el laboratorio a $f_1 = 35$ GHz.

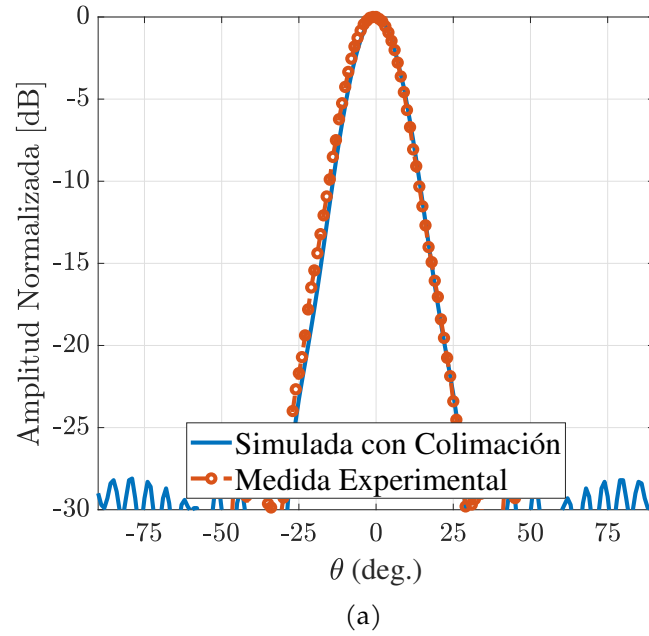


Figura 6.4: Diagrama de radiación en 2D en el plano H para la antena medida en el laboratorio a $f_2 = 40 \text{ GHz}$.

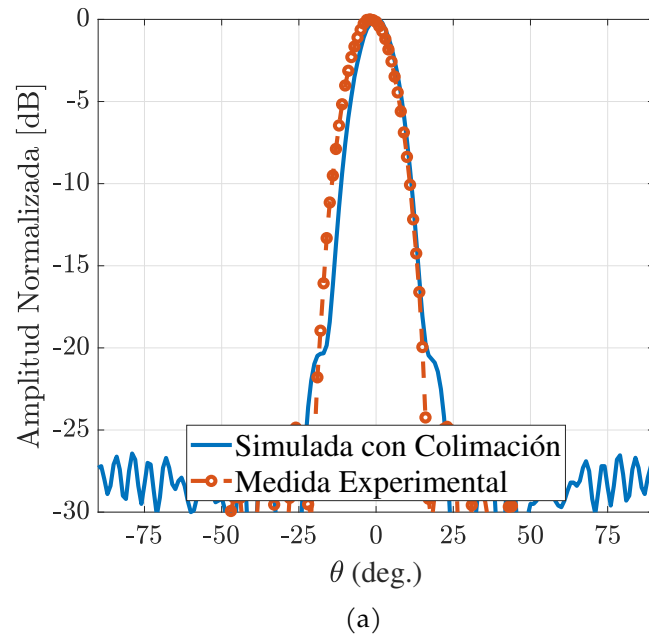
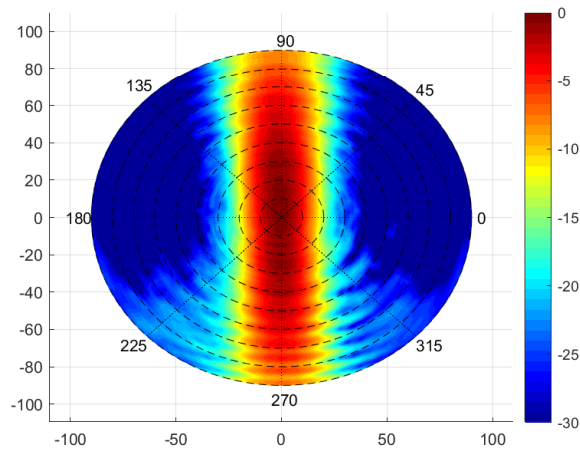
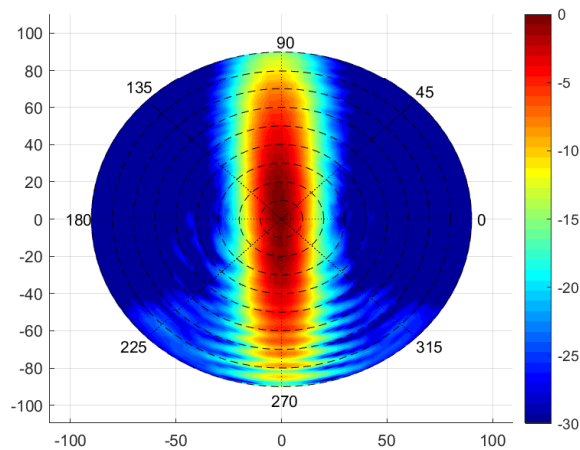


Figura 6.5: Diagrama de radiación en 2D en el plano H para la antena medida en el laboratorio a $f_3 = 45 \text{ GHz}$.



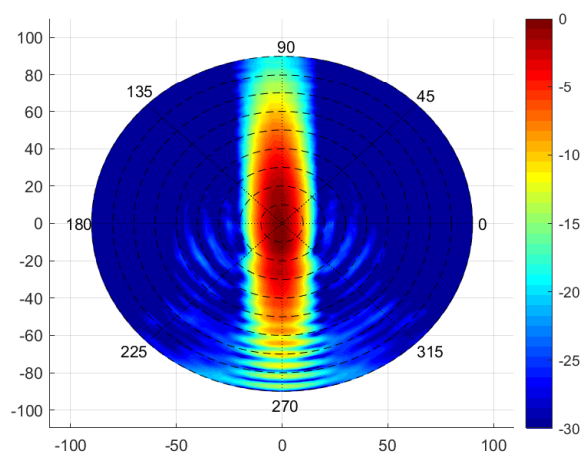
(a)

Figura 6.6: Diagrama de radiación en 3D en el plano H para la antena medida en el laboratorio a $f_1 = 35 \text{ GHz}$.



(a)

Figura 6.7: Diagrama de radiación en 3D en el plano H para la antena medida en el laboratorio a $f_2 = 40 \text{ GHz}$.



(a)

Figura 6.8: Diagrama de radiación en 3D en el plano H para la antena medida en el laboratorio a $f_3 = 45 \text{ GHz}$.

Capítulo 7

Planificación y costes

En este capítulo se detalla la estructura del trabajo seguido en el proyecto, así como el presupuesto del prototipo. En primer lugar, se describen los recursos utilizados, tanto humanos como de software y hardware. Para ilustrar la planificación temporal, se presentará un diagrama de Gantt.

7.1. Recursos

En esta sección se describen los recursos utilizados en el desarrollo del proyecto, los cuales se dividen en dos categorías principales: recursos humanos y recursos tecnológicos (software y hardware).

7.1.1. Recursos Humanos

Los recursos humanos incluyen al personal involucrado en el proyecto. Esto abarca tanto a los investigadores y desarrolladores directamente responsables del diseño y validación de la antena, como a los supervisores y colaboradores que aportan su experiencia y conocimientos en áreas específicas. Los roles y responsabilidades principales son:

- **Investigador Principal:** Andrés Biedma Pérez. Responsable de la coordinación general del proyecto, diseño de la antena y análisis de resultados.
- **Asistente de Investigación:** Cleofás Segura Gómez. Colabora en el desarrollo y pruebas de prototipos, así como en la recopilación y análisis de datos experimentales.
- **Supervisores Académicos:** Pablo Padilla de la Torre y Ángel Palomares Caballero. Profesores y expertos en telecomunicaciones que proporcionan orientación y supervisión técnica.

- **Colaboradores Externos:** “KingsBrother Express Manufacturing Services” [48]. Profesionales y empresas especializadas en la fabricación de antenas y componentes, que apoyan en la etapa de prototipado y validación.

Pablo Padilla de la Torre es profesor del Departamento de Teoría de la Señal y Comunicaciones de la Universidad de Granada, Ángel Palomares Caballero es investigador postdoctoral en Institut d’Electronique et des Technologies du numérique (IETR), Rennes, Francia, Cleofás Segura Gómez es investigador predoctoral (FPU) del Área de Teoría de la Señal y Comunicaciones del Departamento de Teoría de la Señal, Telemática y Comunicaciones de la Universidad de Granada y Andrés Biedma Pérez es alumno del Máster Universitario en Ingeniería de Telecomunicación de la Escuela Técnica Superior de Ingenierías Informática y Telecomunicaciones (ETSIIT) de la Universidad de Granada.

7.1.2. Recursos Tecnológicos

Los recursos tecnológicos se dividen en software y hardware, esenciales para el diseño, simulación, fabricación y prueba de la antena.

Recursos de Software

El software utilizado en este proyecto incluye:

- **CST Studio Suite:** Herramienta principal para el diseño y simulación electromagnética de la antena. Recurso software no incluido con el hardware. La licencia educativa se estima en 800€ anuales.
- **MATLAB:** Utilizado para el análisis de datos, procesamiento de señales y apoyo en cálculos matemáticos. Recurso software no incluido con el hardware. La licencia educativa se estima en 262€ anuales.
- **Inkscape:** Empleado para la creación de planos y esquemas detallados de los componentes de la antena. Recurso software no incluido con el hardware. Licencia de software libre GPLv3.
- **Libre Office:** Empleado para la redacción de las diferentes entregas para el correcto desarrollo del ciclo de proyecto. Recurso software no incluido en el hardware. Licencia de software libre LGPLv3 + y MPL.
- **OverLeaf:** Empleado para la redacción de la presente memoria. Recurso software no incluido en el hardware. Plan gratuito.

Recursos de Hardware

El hardware empleado para el desarrollo del proyecto se detalla a continuación:

- **Estación de Trabajo:** Se ha utilizado un ordenador portátil HP Pavilion 15-cx0054ns, equipado con el sistema operativo Windows 10 Home y un procesador Intel Core i5-8300H de 2.3 GHz. El equipo cuenta con una memoria RAM de 20 GB, y dos unidades de almacenamiento: un HDD de 1 TB y un SSD de 512 GB. Este equipo, valorado en 660 € en 2019, tiene una vida útil estimada de 7 años.
- **Impresora 3D Form3+:** Empleada para la fabricación de soportes y piezas personalizadas necesarias para el prototipado. La impresora tiene un coste de 2902,79 €, utilizando resina tipo *grey v4* a un coste de 211,75 €/L.
- **Cámara Anecoica:** El Laboratorio de Comunicaciones 5G del CITIC-UGR cuenta con una cámara anecoica diseñada para realizar mediciones precisas de las propiedades electromagnéticas de la antena sin interferencias externas. El coste total del laboratorio es de aproximadamente 4.578.323,99 €, calculado a partir de proyectos de infraestructura para su construcción y ampliación. Para este proyecto, se han utilizado 24 horas de los recursos del laboratorio y herramientas para el montaje. La amortización del precio del laboratorio (considerando una vida útil de 30 años y 1720 horas anuales laborables) ha sido calculada en proporción a las horas utilizadas.

7.2. Planificación

La planificación temporal del proyecto se detalla mediante un diagrama de Gantt, que muestra las etapas clave del proyecto, los plazos de entrega y la secuencia de actividades. Para la correcta ejecución del proyecto, ha sido necesario dividirlo en paquetes de trabajo y establecer su duración temporal. En caso de no cumplir con algún plazo asignado, se han realizado reajustes en el proyecto, lo que ha conllevado un aumento en la inversión de recursos humanos, así como de software y hardware. Las fases establecidas fueron:

- **Tarea 1 - Trabajo inicial:** Consiste en todo el trabajo previo relacionado con el estudio del estado del arte, la identificación de errores y ventajas de trabajos anteriores.
- **Tarea 2 - Diseño de celdas unidad:** Diseño de las diferentes celdas unidad necesarias para generar la EBG y la lente.

- **Tarea 3 - Diseño de la zona de colimado:** Incluye el cálculo y procesamiento de datos obtenidos a partir de los resultados de simulación de la celda unidad, la solución geométrica del problema y el cálculo de las dimensiones de las celdas unidad que conforman la lente.
- **Tarea 4 - Transición al aire y alimentación:** Trabajo asociado al diseño y simulación de la transición al aire y la alimentación de la antena.
- **Tarea 5 - Simulaciones finales:** Simulación de los diferentes prototipos para cumplir con los requisitos establecidos.
- **Tarea 6 - Prototipado y medidas:** Todas las tareas relacionadas con el prototipado y la caracterización del diseño final.
- **Tarea 7 - Escritura del proyecto y preparación de la defensa:** Redacción de la memoria final del proyecto.

El proyecto se desarrolló entre febrero y julio de 2024. La dedicación de Andrés Biedma Pérez varió a lo largo del proyecto, con un promedio de 16 horas semanales de febrero a mediados de abril, y 20 horas semanales desde mayo hasta julio, totalizando 400 horas de trabajo. Los supervisores académicos, Pablo Padilla de la Torre y Ángel Palomares Caballero, aportaron aproximadamente 25 horas cada uno, distribuidas en reuniones semanales. El asistente de investigación, Cleofás Segura Gómez, contribuyó con un estimado de 10 horas al proyecto.

7.2.1. Diagrama de Gantt

Las diferentes fases del proyecto se establecen temporalmente de acuerdo a la figura Fig.7.1.



Figura 7.1: Diagrama de Gantt.

7.3. Costes

En esta sección se detallan los costes del proyecto en profundidad. En lo que respecta a los **recursos humanos**, se establecen las siguientes tarifas: un ingeniero técnico sin experiencia percibe 36 € brutos por hora, un ingeniero superior sin experiencia recibe 50 € brutos por hora, y un ingeniero superior con doctorado y experiencia obtiene 75 € brutos por hora. Por tanto, el coste total de los recursos humanos asciende a 18,650 €, distribuido según la cualificación, titulación y horas dedicadas al proyecto por cada persona (400 horas para el personal técnico sin experiencia, 10 horas para el personal superior sin experiencia y 25 horas para el personal superior con doctorado y experiencia). Específicamente, el autor del proyecto tiene un coste de 14,400 €, los supervisores académicos suman 3,750 €, y el asistente de investigación 500 €.

En cuanto a los **recursos de herramientas**, se debe amortizar el valor del hardware y software. Los únicos programas con coste son CST STUDIO, con un valor de 800 € por año de licencia. Dado que se ha utilizado durante 197 horas de las 860 horas laborables anuales, el coste de amortización es de 183.25 €. Por su parte, MatLab tiene un valor de 262 € por año de licencia, resultando en un coste de amortización de 81.22 €. El coste del ordenador, amortizado sobre su vida útil de 5 años, es de 41.79 € (de un precio de 660 €). El uso de las infraestructuras durante 24 horas laborables debe ser amortizado. Con un valor total de 4,578,323.99 € en 30 años laborables, el coste de amortización es de 2,129.36 €. Además, se deben incluir las diferentes piezas y soportes impresos con la impresora 3D Form3+. Su uso ha sido de 28 horas de las 860 horas laborables, resultando en 94.51 € de amortización y 19.78 € en resina tipo *grey v4*.

Finalmente, se debe añadir el presupuesto de **fabricación**. La empresa contactada para la fabricación fue “KingsBrother Express Manufacturing Services” [48], cuyo coste depende del material y del número de unidades deseadas. Para este proyecto, se realizó un pedido de 2 unidades completas con un coste medio de 83 € por unidad y un gasto adicional de 40 € asociado al transporte. Este coste medio se reduce a medida que se fabrican más antenas, ya que el proceso de fabricación tiene gastos fijos iniciales por la carga y el diseño de los planos de la antena, los cuales se han incluido en el precio medio.

7.3.1. Presupuesto

En la tabla Tab.7.2 se resume el presupuesto final con todos los costes detallados anteriormente. La suma total del presupuesto de este proyecto asciende a **23,576.21€**.

Presupuesto	Tipo	Precio Unitario	Precio Acumulado
Recursos Humanos	Ingeniero Superior Doctor	75€/h	3,750€
	Ingeniero Superior sin experiencia	50€/h	500€
	Ingeniero Técnico	36€/h	14,400€
	Total (Recursos Humanos)		18,650.00€
Herramientas	CST STUDIO	800€	183.25
	MatLab	262€	81.22€
	Ordenador	660€	41.79€
	Form 3+ Resina	2,902.79€	115.29€
	Infraestructura	4,578,323.99€	2,129.52€
	Total (Recursos de Herramientas)		4,679.71€
Prototipado	Antena	41.5€	83€
	Transporte	80€	80€
	Total (Prototipado)		246€
TOTAL			23,576.21€

Cuadro 7.2: Presupuesto del proyecto.

Capítulo 8

Conclusiones y líneas futuras

Finalizado el proyecto, este capítulo ofrece un último análisis sobre los resultados obtenidos, destacando los logros y las áreas de mejora. Además, se proponen posibles líneas futuras de investigación y desarrollo para profundizar en los temas abordados en este proyecto.

8.1. Conclusiones y principales resultados

Este proyecto ha concluido de forma exitosa puesto que ha sido posible fabricar y medir el diseño completo de la antena de bocina en plano H con zona de colimado en tecnología CLAF-SIW, obteniendo unos muy buenos resultados en términos de parámetros S, ancho de banda y ganancia.

Diseño y simulación

Con el uso de tecnología CLAF-SIW se comenzó por diseñar una antena de bocina óptima en plano H. Una vez diseñada, se introdujo la zona de colimado y posteriormente la transición al aire y la alimentación GCPW-CLAF-SIW. En la fase inicial del proyecto se diseñaron los dos tipos de celda unidad empleados: celda EBG y celda SIH. Los resultados obtenidos en simulación fueron buenos y posteriormente se decidió generar los *gerbers* y fabricar la antena. El único inconveniente surgió a la hora de fabricar el diseño, uno de los tamaños de W de la celda SIH era demasiado pequeño y el fabricante no fue capaz de realizar dicha perforación, por lo que se tuvo que rediseñar la zona de colimado, ralentizando así la realización del proyecto.

Tras las simulaciones del prototipo a fabricar se obtuvieron los siguientes resultados:

- **Frecuencia Central:** 40 GHz
- **Ancho de banda:** 16.4 GHz
- **Ganancia máxima:** 13.3 dBi

Fabricación y caracterización del prototipo

Con el objetivo de medir y caracterizar la antena se procedió a la fabricación. Para ello fue necesario obtener los ficheros *Gerbers* (planos de fabricación). Una vez fabricada y recibida la antena se realizaron las mediciones pertinentes en la cámara anecoica del Laboratorio Singular de Comunicaciones 5G del CITIC-UGR. Los resultados de dichas medidas fueron:

- **Frecuencia Central:** 41.5 GHz
- **Ancho de banda:** 17 GHz
- **Ganancia máxima:** 13.2 dBi
- **Tamaño de la bocina:** 46.8 mm (40 % más pequeña que la antena de bocina óptima)

Las pequeñas diferencias entre los resultados obtenidos en simulación y los obtenidos en el laboratorio son coherentes. La diferencia en términos de ganancia se debe a una sobreestimación de la tangente de pérdidas del dieléctrico ROGER4003C empleado en la simulación y fabricación de la antena propuesta en este trabajo.

En Tab.8.1 se muestra una comparación entre la antena de apertura tipo bocina basada en colimado de campo en tecnología CLAF-SIW para milimétricas con otras estructuras del estado del arte de corrección de fase integrada.

Ref.	Banda de Frecuencia (GHz)	Tecnología	Aproximación de diseño
[41]	35.5	SIW	Trazado de rayos
[43]	32-38.5 (18.4 %)	SIW	Trazado de rayos
[49]	26.5-29.5 (10.71 %)	SIW	Optimización y estructuras SW
[50]	26-40 (42.4 %)	Guía ondas estándar	Optimización y estructuras SW
Este trabajo	33-50 (40.9 %)	CLAF-SIW	Trazado de rayos y colimado

Cuadro 8.1: Comparación entre el diseño propuesto y estructuras del estado del arte con corrección de fase integradas.

En conclusión, se ha conseguido diseñar y fabricar una antena de bocina de muy bajo coste en una tecnología novedosa capaz de trabajar en alta

frecuencia con una ganancia igual a la de la bocina óptima y una menor longitud.

8.2. Futuras líneas de investigación

La tecnología CLAF-SIW tiene grandes aplicaciones por las ventajas frente a otras tecnologías ya explicadas en el Cap. 2. Es una tecnología de circuito impreso que, mediante el uso de diferentes capas, es capaz de alcanzar altas frecuencias de trabajo. La antena construida en este proyecto pretendía mejorar las características de radiación de una antena de bocina óptima en plano H mediante corrección de fase integrada en tecnología CLAF-SIW a través del uso de celdas SIH. Sin embargo, todavía es posible llegar un poco más lejos y mejorar la característica de radiación en plano E mediante un *array* de antenas, y es una tarea que queda para el futuro.

Como colofón, este trabajo ha dado lugar a una contribución científica en la conferencia internacional *EuCAP2024 - 18th European Conference on Antennas and Propagation* [36] en colaboración con Pablo Padilla de la Torre, Ángel Palomares Caballero y Cleofás Segura Gómez, a los que quisiera agradecer la oportunidad que me dieron proponiéndome asistir a dicho congreso y poder defender el artículo. Además, se está preparando otra contribución para la revista *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*.

Bibliografía y Referencias

- [1] [Online]. Available: https://www.rohde-schwarz.com/es/acerca-de/magazine/brief-history-1g-to-6g/breve-historia-de-1g-a-6g_256390.html
- [2] Z. Pi and F. Khan, "An introduction to millimeter-wave mobile broadband systems," *IEEE Communications Magazine*, vol. 49, no. 6, pp. 101–107, 2011.
- [3] Á. P. Mangones, J. Torres, H. Bula, T. P. Di Santis, and N. P. García, "Optimización de un arreglo circular de antenas con distribución continua de corriente de alimentación, utilizando pso (particle swarm optimization)," *Univ. Cienc. Tecnol*, vol. 20, no. 81, 2017.
- [4] M. Olmo and R. Nave, "Clasificación de la polarización." [Online]. Available: <http://hyperphysics.phy-astr.gsu.edu/hbasees/phyopt/polclas.html>
- [5] D. Pozar, *Microwave Engineering*. Wiley, 2011.
- [6] N. Bayat-Makou and A. A. Kishk, "Contactless air-filled substrate integrated waveguide," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 66, no. 6, pp. 2928–2935, 2018.
- [7] Y. He, N. Ding, L. Zhang, W. Zhang, and B. Du, "Short-length and high-aperture-efficiency horn antenna using low-loss bulk anisotropic metamaterial," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 14, pp. 1642–1645, 2015.
- [8] K. Liu, Y. Ge, and C. Lin, "A compact wideband high-gain metasurface-lens-corrected conical horn antenna," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 18, no. 3, pp. 457–461, 2019.
- [9] T. S. Bird and C. Granet, "Optimization of profiles of rectangular horns for high efficiency," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 55, no. 9, pp. 2480–2488, 2007.

- [10] H. Wang, D.-G. Fang, B. Zhang, and W.-Q. Che, "Dielectric loaded substrate integrated waveguide (siw) *H*-plane horn antennas," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 58, no. 3, pp. 640–647, 2010.
- [11] J. Liang, W. Gao, H. Lees, and W. Withayachumnankul, "All-silicon terahertz planar horn antenna," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 20, no. 11, pp. 2181–2185, 2021.
- [12] J.-Y. Deng, R.-Q. Luo, W. Lin, Y. Zhang, D. Sun, X.-M. Zhang, and L.-X. Guo, "Horn antenna with miniaturized size and increased gain by loading slow wave periodic metal blocks," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 69, no. 4, pp. 2365–2369, 2021.
- [13] M. Castells and C. Gimeno, *La sociedad red*, ser. Bibliografía Básica Cátedra Rosarista. Alianza, 2005, no. v. 1. [Online]. Available: <https://books.google.de/books?id=hWLkwAEACAAJ>
- [14] S. Zuboff, A. Santos, and A. Mosquera, *La era del capitalismo de la vigilancia: la lucha por un futuro humano frente a las nuevas fronteras del poder*, ser. Estado y Sociedad. Paidós, 2020. [Online]. Available: <https://books.google.de/books?id=kBjgzQEACAAJ>
- [15] U. Secretariat, "Progress achieved in the activities related to the advance technology alert system : report of the secretariat." UN: The United Nations, New York, Tech. Rep., Mar 1984. [Online]. Available: <http://digitallibrary.un.org/record/66680>
- [16] V. Nationen, *Transforming Our World: The 2030 Agenda for Sustainable Development : A/RES/70/1*. United Nations, Division for Sustainable Development, 2015. [Online]. Available: <https://books.google.de/books?id=N8l2zQEACAAJ>
- [17] H. Friis, "A note on a simple transmission formula," *Proceedings of the IRE*, vol. 34, no. 5, pp. 254–256, May 1946.
- [18] Á. Aznar, J. Robert, J. Casals, L. Roca, S. Boris, and M. Bataller, *Antenas*. Universitat Politècnica de Catalunya. Iniciativa Digital Politècnica, 2004.
- [19] C. Balanis, *Antenna Theory: Analysis and Design*. Wiley, 2016.
- [20] D. Deslandes and K. Wu, "Accurate modeling, wave mechanisms, and design considerations of a substrate integrated waveguide," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 54, no. 6, pp. 2516–2526, 2006.

- [21] F. Parment, A. Ghiotto, T.-P. Vuong, J.-M. Duchamp, and K. Wu, "Air-filled substrate integrated waveguide for low-loss and high power-handling millimeter-wave substrate integrated circuits," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 63, no. 4, pp. 1228–1238, 2015.
- [22] "Ieee standard for definitions of terms for antennas," *IEEE Std 145-2013 (Revision of IEEE Std 145-1993)*, pp. 1–50, 2014.
- [23] L. H. A., "The theorem of poynting concerning the energy in the electromagnetic field and two general propositions concerning the propagation of light," *Amsterdammer Akademie der Wetenschappen*, vol. 4, p. 176, 1896. [Online]. Available: <https://cir.nii.ac.jp/crid/1570291225439991808>
- [24] J. Kraus, *Antennas*, ser. Electrical engineering series. McGraw-Hill, 1988.
- [25] C.-T. Tai and C. Pereira, "An approximate formula for calculating the directivity of an antenna," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 24, no. 2, pp. 235–236, 1976.
- [26] N. Marcuvitz, *Waveguide Handbook*, ser. IEE electromagnetic waves series. McGraw-Hill, 1951.
- [27] P.-S. Kildal, E. Alfonso Alos, A. Valero-Nogueira, and E. Rajo-Iglesias, "Local metamaterial-based waveguides in gaps between parallel metal plates," *Antennas and Wireless Propagation Letters, IEEE*, vol. 8, pp. 84 – 87, 02 2009.
- [28] L. Brillouin, *Wave Propagation in Periodic Structures: Electric Filters and Crystal Lattices*, ser. International series in pure and applied physics. McGraw-Hill Book Company, Incorporated, 1946.
- [29] H. Raza, J. Yang, P.-S. Kildal, and E. Alfonso Alos, "Microstrip-ridge gap waveguide-study of losses, bends, and transition to wr-15," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 62, no. 9, p. 1943 – 1952, 2014, cited by: 115; All Open Access, Green Open Access. [Online]. Available: <https://www.scopus.com/inward/record.uri?eid=2-s2.0-84906946597&doi=10.1109%2fTMTT.2014.2327199&partnerID=40&md5=332c32cd2fc58581dba9ff6cfb92e416>
- [30] Y. Cao, Y. Cai, L. Wang, Z. Qian, and L. Zhu, "A review of substrate integrated waveguide end-fire antennas," *IEEE Access*, vol. 6, pp. 66 243–66 253, 2018.

- [31] S. Alkaraki, A. L. Borja, J. R. Kelly, R. Mittra, and Y. Gao, "Reconfigurable liquid metal-based siw phase shifter," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 70, no. 1, pp. 323–333, 2021.
- [32] A. Biedma-Pérez, P. Padilla, C. Segura-Gómez, and A. Palomares-Caballero, "Holey SIW horn antenna based on an h-plane lenswise wavefront collimation," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 71, no. 1, pp. 1023–1028, 2022.
- [33] R.-T. Hong, J. Shi, D.-F. Guan, X. Huang, W. Cao, and Z.-P. Qian, "Air-filled substrate integrated waveguide leaky-wave antenna with wideband and fixed-beam characteristics," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 68, no. 10, pp. 7184–7189, 2020.
- [34] C. Segura-Gómez, Á. Palomares-Caballero, A. Alex-Amor, C. Molero, and P. Padilla, "Air-siw unit cell with glide-symmetric structures," in *2023 17th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, 2023.
- [35] O. Zetterstrom, R. Hamarneh, and O. Quevedo-Teruel, "Experimental validation of a metasurface luneburg lens antenna implemented with glide-symmetric substrate-integrated holes," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 20, no. 5, pp. 698–702, 2021.
- [36] A. Biedma-Pérez, C. Segura-Gómez, A. Palomares-Caballero, J. F. Valenzuela-Valdés, and P. Padilla, "Glide-symmetric sih unit cells implemented in parallel-plate waveguides at mmwaves," in *2024 18th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, 2024, pp. 1–4.
- [37] M. K. T. Al-Nuaimi, W. Hong, and Y. Zhang, "Design of high-directivity compact-size conical horn lens antenna," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 13, pp. 467–470, 2014.
- [38] D. Ramaccia, F. Scattone, F. Bilotti, and A. Toscano, "Broadband compact horn antennas by using eps-enz metamaterial lens," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 61, no. 6, pp. 2929–2937, 2013.
- [39] M. K. T. Al-Nuaimi, W. Hong, and Y. Zhang, "Design of high-directivity compact-size conical horn lens antenna," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 13, pp. 467–470, 2014.
- [40] Z. Tao, W. X. Jiang, H. F. Ma, and T. J. Cui, "High-gain and high-efficiency grin metamaterial lens antenna with uniform amplitude and phase distributions on aperture," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 66, no. 1, pp. 16–22, 2018.

- [41] L. Wang, X. Yin, S. Li, H. Zhao, L. Liu, and M. Zhang, "Phase corrected substrate integrated waveguide h-plane horn antenna with embedded metal-via arrays," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 62, no. 4, pp. 1854–1861, Apr. 2014.
- [42] Yin Zhang, Jing-Ya Deng, Dongquan Sun, Jia-Yuan Yin, and Li-Xin Guo, "Compact slow-wave siw h-plane horn antenna with increased gain for vehicular millimeter wave communication," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, 2021.
- [43] L. Wang, M. Esquiús-Morote, H. Qi, X. Yin, and J. R. Mosig, "Phase corrected h-plane horn antenna in gap siw technology," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 65, no. 1, pp. 347–353, Jan. 2017.
- [44] C. Segura-Gómez, J. Palomares-Caballero, A. Alex-Amor, J. Valenzuela-Valdés, and P. Padilla, "Modular design for a stacked siw antenna array at ka-band," *IEEE Access*, vol. 8, pp. 158 568–158 578, 2020.
- [45] L. Wang, M. Garcia-vigueras, M. FOLGUEIRAS, and J. Mosig, "Wide-band h-plane dielectric horn antenna," *IET Microwaves, Antennas Propagation*, vol. 11, 04 2017.
- [46] C. Segura-Gómez, A. Palomares-Caballero, and P. Padilla, "Efficient design of h-plane siw horn antenna array at mmwaves," in *2022 16th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, 2022, pp. 1–4.
- [47] Feb 2024. [Online]. Available: <https://www.3ds.com/products/simulia/cst-studio-suite>
- [48] [Online]. Available: <https://en.kingbrother.com/302.html>
- [49] Y. Zhang, J.-Y. Deng, D. Sun, J.-Y. Yin, and L.-X. Guo, "Compact slow-wave siw h-plane horn antenna with increased gain for vehicular millimeter wave communication," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 70, no. 7, pp. 7289–7293, 2021.
- [50] D. Sun and J. Xu, "Compact phase corrected h-plane horn antenna using slow-wave structures," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 16, pp. 1032–1035, 2017.

