



**UNIVERSIDAD NACIONAL DE CHIMBORAZO
FACULTAD DE INGENIERÍA
CARRERA DE ELECTRÓNICA Y TELECOMUNICACIONES**

**Diseño y análisis de una lente metálica dual-band usando la teoría
de modos característicos para aplicaciones en banda K/Ka**

**Trabajo de Titulación para optar al título de:
Ingeniero en Electrónica y Telecomunicaciones**

Autor:

Poaquiza Masaquiza, Bryan Fernando

Tutor:

PhD. Daniel Antonio Santillán Haro

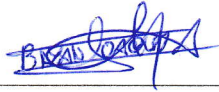
Riobamba, Ecuador. 2023

DERECHOS DE AUTORÍA

Yo, **Bryan Fernando Poaquiza Masaquiza**, con cédula de ciudadanía **1804642708**, autor del trabajo de investigación titulado: **“DISEÑO Y ANÁLISIS DE UNA LENTE METÁLICA DUAL-BAND USANDO LA TEORÍA DE MODOS CARACTERÍSTICOS PARA APLICACIONES EN BANDA K/Ka”**, certifico que la producción, ideas, opiniones, criterios, contenidos y conclusiones expuestas son de mi exclusiva responsabilidad.

Asimismo, cedo a la Universidad Nacional de Chimborazo, en forma no exclusiva, los derechos para su uso, comunicación pública, distribución, divulgación y/o reproducción total o parcial, por medio físico o digital; en esta cesión se entiende que el cesionario no podrá obtener beneficios económicos. La posible reclamación de terceros respecto de los derechos de autor (a) de la obra referida, será de mi entera responsabilidad; librando a la Universidad Nacional de Chimborazo de posibles obligaciones.

En Riobamba, 03 de mayo de 2023.



Bryan Fernando Poaquiza Masaquiza

C.I: 1804642708

DICTAMEN FAVORABLE DEL TUTOR Y MIEMBROS DE TRIBUNAL

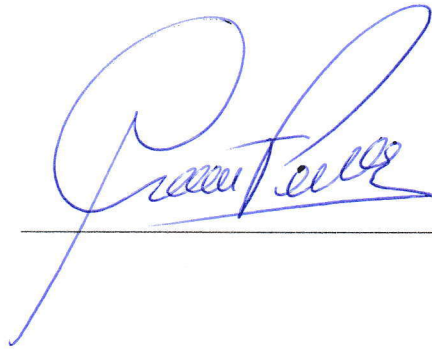
Quienes suscribimos, catedráticos designados Tutor y Miembros del Tribunal de Grado para la evaluación del trabajo de investigación “**DISEÑO Y ANÁLISIS DE UNA LENTE METÁLICA DUAL-BAND USANDO LA TEORIA DE MODOS CARACTERÍSTICOS PARA APLICACIONES EN BANDA K/Ka**”, presentado por Bryan Fernando Poaquiza Masaquiza, con cédula de identidad número 1804642708, certificamos que recomendamos la APROBACIÓN de este con fines de titulación. Previamente se ha asesorado durante el desarrollo, revisado y evaluado el trabajo de investigación escrito y escuchada la sustentación por parte de su autor; no teniendo más nada que observar.

De conformidad a la normativa aplicable firmamos, en Riobamba 03 de mayo de 2023.

PhD. Leonardo Fabián Rentería Bustamante
PRESIDENTE DEL TRIBUNAL DE GRADO



PhD. Carlos Ramiro Peñafiel Ojeda
MIEMBRO DEL TRIBUNAL DE GRADO



Mgs. Klever Hernán Torres Rodríguez
MIEMBRO DEL TRIBUNAL DE GRADO



PhD. Daniel Antonio Santillán Haro
TUTOR



CERTIFICADO DE LOS MIEMBROS DEL TRIBUNAL

Quienes suscribimos, catedráticos designados Miembros del Tribunal de Grado para la evaluación del trabajo de investigación **“DISEÑO Y ANÁLISIS DE UNA LENTE METÁLICA DUAL-BAND USANDO LA TEORIA DE MODOS CARACTERÍSTICOS PARA APLICACIONES EN BANDA K/Ka”**, presentado por Bryan Fernando Poaquiza Masaquiza, con cédula de identidad número 1804642708, bajo la tutoría de PhD. Daniel Antonio Santillán Haro; certificamos que recomendamos la APROBACIÓN de este con fines de titulación. Previamente se ha evaluado el trabajo de investigación y escuchada la sustentación por parte de su autor; no teniendo más nada que observar.

De conformidad a la normativa aplicable firmamos, en Riobamba 03 de mayo de 2023.

Presidente del Tribunal de Grado
PhD. Leonardo Fabián Rentería Bustamante

Miembro del Tribunal de Grado
PhD. Carlos Ramiro Peñafiel Ojeda

Miembro del Tribunal de Grado
Mgs. Klever Hernán Torres Rodríguez



CERTIFICACIÓN

Que, **POAQUIZA MASAQUIZA BRYAN FERNANDO** con CC: **1804642708**, estudiante de la Carrera **ELECTRÓNICA Y TELECOMUNICACIONES, NO VIGENTE**, Facultad de **INGENIERÍA**; ha trabajado bajo mi tutoría el trabajo de investigación titulado "**DISEÑO Y ANÁLISIS DE UNA LENTE METÁLICA DUAL-BAND USANDO LA TEORÍA DE MODOS CARACTERÍSTICOS PARA APLICACIONES EN BANDA K/K_a**", cumple con el **3%**, de acuerdo al reporte del sistema Anti plagio **URKUND**, porcentaje aceptado de acuerdo a la reglamentación institucional, por consiguiente autorizo continuar con el proceso.

Riobamba, 20 de abril de 2023



Firmado electrónicamente por:
**DANIEL ANTONIO
SANTILLAN HARO**

PhD. Daniel Santillán
TUTOR TRABAJO DE INVESTIGACIÓN

DEDICATORIA

Este trabajo está dedicado a mi hermana Geovana, quien a pesar de no estar a mi lado físicamente, ha sido mi ejemplo a seguir, mi inspiración y quien me ha dado la fortaleza para seguir mis sueños y metas que me he planteado. Estoy seguro que donde quiera que estés me has bendecido siempre. Te extraño muchísimo.

A mi madre Norma, quien me ha enseñado a ser valiente y quien siempre me ha dado su apoyo y amor incondicional a pesar de todas las adversidades que se nos han presentado, una mujer digna de admirar. Ella quien ha sido mi madre y padre a la vez me ha educado con amor, paciencia y sacrificio. Este logro es por y gracias a ti. Te quiero.

A mi padre, el cual, a pesar de haberlo perdido a muy temprana edad, ha estado siempre cuidándome y guiándome desde el cielo.

A mi hermana Denisse, por ser incondicional, apoyarme y darme esa voz de aliento en los momentos difíciles.

Para ustedes este trabajo, pues es a ustedes a quienes se los debo por creer en mí.

Bryan Poaquiza Masaquiza.

AGRADECIMIENTO

En primer lugar, quiero agradecer a Dios por la sabiduría, fortaleza y llenar mi vida de bendiciones. A mi madre, por su amor y apoyo incondicional, por su constante esfuerzo, por acompañarme y estar cada día pendiente de mí y darme la mano cuando sentía que no podía más, me faltaría vida para agradecer cada gesto y acción que me han llevado a cumplir con este sueño, este triunfo también es tuyo.

A mi hermana que siempre ha estado conmigo, por motivarme y estar pendiente día con día del desarrollo de esta tesis, gracias por confiar en mí. A la persona que me acompañó en parte de esta etapa, con su alegría y coraje me inspiró a ser valiente, compartió conmigo alegrías y fracasos, agradezco el cariño con el que me ayudó y alentó.

A mi tutor PhD. Daniel Antonio Santillán Haro, persona a quien admiro, por orientarme en la realización de esta tesis, con sus conocimientos, experiencia, amabilidad y paciencia me guio a lo largo del desarrollo de este trabajo.

De igual manera a los amigos que conseguí, quienes demostraron lealtad, apoyo incondicional y me brindaron su amistad verdadera y desinteresada, durante esta larga trayectoria.

Finalmente, a todas esas personas que de una u otra manera estuvieron pendientes de mi bienestar y me apoyaron a lo largo de mi carrera.

Bryan Poaquiza Masaquiza.

ÍNDICE GENERAL

DERECHOS DE AUTORÍA.....	II
DICTAMEN FAVORABLE DEL TUTOR Y MIEMBROS DE TRIBUNAL	III
CERTIFICADO DE LOS MIEMBROS DEL TRIBUNAL	IV
CERTIFICADO ANTIPLAGIO	V
DEDICATORIA.....	VI
AGRADECIMIENTO	VII
ÍNDICE GENERAL	VIII
ÍNDICE DE TABLAS.....	XI
ÍNDICE DE FIGURAS	XII
RESUMEN	XV
ABSTRACT	XVI
CAPÍTULO I.....	17
1. INTRODUCCIÓN.....	17
1.1 Planteamiento del problema.....	18
1.2 Justificación	20
1.3 Objetivos.....	21
1.3.1 Objetivo General	21
1.3.2 Objetivos Específicos.....	21
CAPÍTULO II.....	22
2. MARCO TEÓRICO.....	22
2.1 Estado del arte.....	22
2.2 Características generales de lentes metálicas.....	24
2.2.1 Antenas Lente.....	25
2.2.2 Tipos de Lentes	26
2.2.2.1 Lentes dieléctricas.....	26
2.2.2.2 Lentes zonales de Fresnel	26
2.2.2.3 Lentes metálicas.....	27
2.3 Aplicaciones.....	28
2.4 Parámetros de las antenas lente.....	29
2.4.1 Directividad.....	29
2.4.2 Ganancia.....	30
2.4.3 Eficiencia de una lente metálica.....	30
2.5 Diseño de lentes	32
2.5.1 Cálculo de punto focal.....	32
2.5.1.1 Método de incidencia con onda plana.....	33

2.5.2	Alimentadores para lentes	35
2.5.2.1	Antenas Bocina	35
2.5.2.2	Bocina Rectangular con plano de masa	35
2.6	Teoría de modos característicos en diseño de antenas	36
2.6.1	Formulación matemática de los modos característicos	36
2.6.1.1	Ortogonalidad de modos característicos	37
2.6.2	Interpretación física de la TMC	38
2.6.2.1	Ángulo característico	38
2.6.2.2	Significancia modal	38
2.7	La TMC en estructuras 2D.....	39
CAPÍTULO III		41
3.	METODOLOGÍA.....	41
3.1	Tipo y diseño de investigación	41
3.1.1	Investigación exploratoria	41
3.2	Métodos y técnicas de investigación.....	41
3.2.1	Método científico	41
3.2.2	Observación.....	41
3.2.3	Método analítico.....	41
3.2.4	Técnica de recolección de datos.....	42
3.2.4.1	Instrumentos.....	42
3.3	Población y muestra.....	42
3.3.1	Población.....	42
3.3.2	Muestra.....	42
3.4	Operacionalización de variables	42
3.4.1	Variable independiente.....	42
3.4.2	Variable dependiente.....	43
3.5	Procedimiento y análisis	43
3.5.1	Diseño de la antena	44
3.5.1.1	Alimentador para la banda de 18 GHz a 22 GHz	44
3.5.1.2	Alimentador para la banda de 28 GHz a 32 GHz	47
3.5.1.3	Análisis del punto focal	48
3.5.1.4	Anillos Cortocircuitados	48
3.5.2	Diseño de lente metálica de dos capas	49
3.5.3	Diseño de lente metálica de tres capas	51

CAPÍTULO IV	53
4. RESULTADOS Y DISCUSIÓN	53
4.1 Análisis e Interpretación de resultados	53
4.1.1 Análisis alimentador simulado	53
4.1.2 Resultados de la simulación PRS	55
4.1.2.1 Análisis de la PRS diseñada con alimentador WR42-AC-2R	56
4.1.3 Análisis de simulación antena 2 capas	58
4.1.4 Análisis de simulación antena 3 capas	61
4.2 Análisis mediante la TMC	67
4.3 Análisis de la antena lente propuesta comparada con una antena lente forma arbitraria	73
4.3.1 Prueba de normalidad de muestras	75
4.3.1.1 Prueba con signo de Wilcoxon	76
4.3.2 Prueba de Hipótesis	78
4.3.2.1 Análisis de ancho de banda	78
4.3.2.2 Análisis de la ganancia	79
4.3.2.3 Análisis de eficiencia	80
CAPÍTULO V	81
5. CONCLUSIONES y TRABAJOS FUTUROS	81
5.1 Conclusiones	81
5.2 Trabajos futuros	82
BIBLIOGRAFÍA	83

ÍNDICE DE TABLAS.

Tabla 3.1: Variable independiente.....	43
Tabla 3.2: Variable dependiente.....	43
Tabla 3.3: Parámetros usados en el anillo	49
Tabla 4.1: Tabla comparativa de parámetros simulados de los diseños realizados	72
Tabla 4.2: Datos de antena sin capas.....	73
Tabla 4.3: Datos de antena con capas.....	74
Tabla 4.4: Prueba de normalidad para cada variable.....	76
Tabla 4.5: Prueba de rangos con signo de Wilcoxon del parámetro ganancia a 20 GHz...	77
Tabla 4.6: Estadísticas de prueba del parámetro ganancia a 20 GHz.....	77
Tabla 4.7: Prueba de rangos con signo de Wilcoxon del parámetro eficiencia a 30 GHz.	77
Tabla 4.8: Estadísticas de prueba del parámetro eficiencia a 30 GHz.	78
Tabla 4.9: Estadísticas de grupo para ancho de banda.	78
Tabla 4.10: Estadísticas de grupo para ganancia.....	79
Tabla 4.11: Estadísticas de grupo para eficiencia.	80

ÍNDICE DE FIGURAS

Figura 2.1: Principio de funcionamiento. (a) lente, (b) reflector [47].	25
Figura 2.2: Tipos de lentes. (a) biconvexas, (b) plano convexas, (c) convexa-cóncava, (d) menisco, (e) plano cóncava, (f) bicóncava [2].	26
Figura 2.3: Estructura convencional de una lente zonal de Fresnel [48].	27
Figura 2.4: Lente metálica formada por placas paralelas [10].	27
Figura 2.5: Lente metálica iluminada por una fuente isotrópica.	29
Figura 2.6: Esquema de simulación de incidencia de onda plana [10].	33
Figura 2.7: Simulación de incidencia de onda plana en un anillo metálico [10].	34
Figura 2.8: Estructura de bocina como alimentador [32].	35
Figura 2.9: Estructura de bocina acoplada con un plano de masa [32].	35
Figura 2.10: Escenario típico en el cálculo de los modos característicos en un sistema de coordenadas [57].	36
Figura 2.11: Distribución de los 11 primeros modos de un anillo PEC [10].	40
Figura 2.12: Esquema de corrientes de los 11 primeros modos de la estructura de la Figura 2.11 [10].	40
Figura 3.1: Descripción de etapas para la creación del proyecto de investigación.	44
Figura 3.2: Transición de la guía rectangular a apertura cuadrada con ranura circular para la banda de 18 a 32 GHz.	45
Figura 3.3: Resultados de simulación de la transición de guía rectangular WR42 a apertura cuadrada (WR42- AC-1R) y plano tierra presentada en la Figura 3.2.	46
Figura 3.4: Resultados de simulación de la transición de guía rectangular WR42 a apertura cuadrada (WR42- AC-1R) y plano tierra presentada en la Figura 3.2.	47
Figura 3.5: Vista lateral de estructura de la lente.	48
Figura 3.6: Estructura metálica una capa compuesta por 3 anillos metálicos con tiras de cortocircuito.	49
Figura 3.7: Modelo de lente metálica de dos capas formado por una PRS y un anillo metálico, alimentada por WR42-AC con 2 ranuras circulares y plano tierra.	50
Figura 3.8: Modelo de lente metálica de dos capas formado por una PRS y un anillo metálico, alimentada por WR42-AC con 2 ranuras circulares y plano tierra.	52
Figura 4.1: Vista lateral de alimentador con dos ranuras y plano de masa.	53
Figura 4.2: Simulación de parámetro S_{11} obtenido para el alimentador primario WR42-AC con ranura circular y plano de tierra, en el intervalo 18 a 32 GHz.	53

Figura 4.3: Simulación de la directividad máxima obtenida para el alimentador primario WR42-AC con dos ranuras y plano de tierra, en el intervalo 18 a 32 GHz.	54
Figura 4.4: Simulación de directividad para el alimentado WR42-AC con la lente propuesta formada por anillos cortocircuitados, de 18 a 32 GHz.	54
Figura 4.5: Resultados simulación S11 Alimentador WR42-AC-1R con PRS.	55
Figura 4.6: Campo eléctrico E_y , en el plano y-z.	56
Figura 4.7: Simulación de la directividad máxima obtenida para la lente propuesta formada por 3 anillos con tiras de cortocircuito junto con el alimentador primario WR42-AC con plano de tierra, en el intervalo 18 a 32 GHz.	56
Figura 4.8: Simulación de parámetro S11 obtenida para la propuesta de una capa PRS, en el intervalo 18 a 32 GHz.	57
Figura 4.9: Comparación de simulación de parámetro S11 de lente PRS con alimentador WR42-AC-2R y alimentador WR42-AC-2R, en el intervalo de 18 a 32 GHz.	57
Figura 4.10: Simulación de la directividad obtenida para el alimentador primario WR42-AC-2R y plano de tierra con la lente PRS, en el intervalo 18 a 32 GHz.	58
Figura 4.11: Comparación de simulación de directividad de la lente PRS con alimentador WR42-AC-1R y WR42AC-2R, en el intervalo 18 a 32 GHz.	58
Figura 4.12: Simulación de parámetro S11 obtenida para el alimentador primario WR42-AC-2R y plano de tierra con la lente metálica formada por 3 anillos con tiras de cortocircuito (PRS) y anillo metálico, en el intervalo 18 a 32 GHz.	59
Figura 4.13: Simulación de la directividad obtenida para la antena propuesta de 2 capas, con el alimentador primario WR42-AC-2R y plano de tierra, en el intervalo 18 a 32 GHz.	59
Figura 4.14: Ganancia de antena propuesta conformada por dos capas y alimentador WR42-AC con dos ranuras y plano tierra.	60
Figura 4.15: Simulación de campo eléctrico E en el plano x-z de la lente de dos capas con PRS y anillo metálico con alimentador, a 20 GHz.	60
Figura 4.16: Simulación de campo eléctrico E en el plano x-z de la lente de dos capas con PRS y anillo metálico con alimentador, a 30 GHz.	60
Figura 4.17: Simulación de diagrama de radiación de campo lejano para lente conformada por PRS y anillo, en diferentes planos.	61
Figura 4.18: Simulación de parámetro S11 obtenida para lente de tres capas propuesta, en el rango de 18 GHz a 32 GHz.	61
Figura 4.19: Simulación de la directividad para la lente de 3 capas propuesta, en el rango de 18 GHz a 32 GHz.	62

Figura 4.20: Simulación de diagrama de radiación en campo lejano para la lente metálica de 3 capas, a 20GHz.	63
Figura 4.21: Simulación de diagrama de radiación en campo lejano para la lente metálica de 3 capas, a 30GHz	64
Figura 4.22: Simulación de campo eléctrico en el plano y-z de la lente de 3 capas, a 20 GHz.	64
Figura 4.23: Simulación de campo eléctrico en el plano y-z de la lente de 3 capas, a 30 GHz.	65
Figura 4.24: Simulación de directividad de la lente de 3 capas, en el rango de 18 a 32 GHz.	65
Figura 4.25: Simulación de ganancia de la lente de 3 capas, en el rango de 18 a 32 GHz.	65
Figura 4.26: Simulación de la directividad para la lente de 3 capas propuesta con alimentador WR42-AC-1R, en el rango de 18 GHz a 32 GHz.	66
Figura 4.27: Simulación de la directividad para la lente de 3 capas propuesta con alimentador WR42-AC-2R, en el rango de 18 GHz a 32 GHz.	66
Figura 4.28: Esquema de anillos cortocircuitados y distribución de corrientes modo 1 y modo 2.	67
Figura 4.29: Ángulo característico de anillos cortocircuitados 24 sectores.	68
Figura 4.30: Significancia Modal de anillos cortocircuitados 24 sectores.	69
Figura 4.31: Contribución de potencia radiada de anillos cortocircuitados 24 sectores.	70
Figura 4.32: Diagrama de radiación de los modos del anillo metálico a 20 GHz.	71
Figura 4.33: Diagrama de radiación de los modos del anillo metálico a 30 GHz.	71
Figura 4.34: Estadístico de prueba para parámetro ancho de banda.	79
Figura 4.35: Estadístico de prueba para parámetro ganancia.	80
Figura 4.36: Estadístico de prueba para parámetro eficiencia.	80

RESUMEN

En la actualidad, el desarrollo de la tecnología en el campo de las telecomunicaciones está creciendo significativamente. El aumento en la demanda de tráfico de datos, comunicaciones satelitales, nuevas aplicaciones y nuevos dispositivos relacionados al internet de las cosas (IoT) y sistemas de comunicación basados en las redes 5G, requieren el uso de nuevas frecuencias del espectro radioeléctrico, en particular en el rango de ondas milimétricas, debido al mayor ancho de banda disponible y menor interferencia. Por lo tanto, las lentes son un elemento importante para solventar los desafíos de los dispositivos de la actualidad puesto que brindan una gran directividad y bajas pérdidas, que son las condiciones básicas que deben cumplir las antenas para los nuevos sistemas de comunicaciones.

El objetivo de este proyecto es diseñar y analizar una lente metálica mediante la Teoría de Modos Característicos capaz de operar en las bandas K y Ka. La antena propuesta ha sido simulada utilizando el software simulador CST Studio Suite, que opera en doble banda a una frecuencia de resonancia de 20 GHz y 30 GHz simultáneamente, la estructura metálica ha sido optimizada en forma y tamaño, partiendo de estudios previos de antenas lente. Además, se estudian los alimentadores de lentes que se han desarrollado con un bajo nivel de polarización cruzada, para operar en las frecuencias de microondas y ondas milimétricas.

Para el análisis mediante la Teoría de Modos Característicos y describir el comportamiento modal y proporcionar una visión física de las características de radiación de la estructura metálica en un rango de frecuencias definido, se utiliza Altair FEKO, obteniendo así, los parámetros de significancia modal, el ángulo característico y la contribución de cada modo a la potencia radiada total cuando una onda plana incide en un cuerpo conductor.

Este documento se compone de 5 capítulos. En el primer capítulo se plasma el planteamiento del problema y los objetivos a alcanzar. En el segundo capítulo se realiza un estudio sobre el uso de la Teoría de Modos Característicos para el diseño de lentes. A continuación, en el tercer capítulo, se presenta la propuesta de diseño de antena formado por anillos metálicos de 3 capas, alimentados por una apertura cuadrada con dos ranuras. Posteriormente se presentan los principales resultados simulados de la estructura propuesta en el cuarto capítulo. Y finalmente, en el quinto capítulo se establecen las conclusiones del proyecto de investigación.

Palabras Clave: Modos característicos, ondas milimétricas, diseño de antenas, doble banda.

ABSTRACT

At present, the development of technology in the field of telecommunications is growing significantly. The increase in the demand for data traffic, satellite communications, new applications, and new devices related to the Internet of Things (IoT) and communication systems based on 5G networks requires the use of new frequencies of the radio spectrum, particularly in the range of the millimeter waves, because of the greater bandwidth available and less interference. Therefore, lenses are an essential element in solving the challenges of today's devices since they provide great directivity and low losses, which are the primary conditions antennas must satisfy for new communication systems. This project aims to design and analyze a metallic lens through the Theory of Characteristic Modes capable of operating in the K and Ka bands. The proposed antenna has been simulated using the CST Studio Suite simulator software; the antenna operates in the double band at a resonant frequency of 20 GHz and 30 GHz simultaneously, and the metallic structure has been optimized in shape and size based on previous studies of lens antennas. In addition, lens feeders developed with a low level of cross-polarization are studied to operate in microwave and millimeter-wave frequencies.

For the analysis through the Theory of Characteristic Modes and to describe the modal behavior and provide a physical vision of the radiation characteristics of the metallic structure in a defined frequency range, Altair FEKO is used, thus obtaining the modal significance parameters, characteristic angle, and the contribution of each mode to the total radiated power when a plane wave impinges on a conducting body.

This document consists of 5 chapters. The first chapter outlines the approach to the problem and the objectives. In the second chapter, a study is carried out using the Theory of Characteristic Modes in the design of lenses. Then, in the third chapter, the antenna design proposal is presented, consisting of 3-layer metal rings fed by a square opening with two slots. Subsequently, the main simulated results of the structure proposed in the fourth chapter are presented. Y finally, in the fifth chapter, the conclusions of the research project are established.

Keywords: Characteristic modes, millimetric waves, antenna design, double band.



Preparado e publicado automaticamente por:
DANILO RENEE YEPEZ
OVIEDO

Reviewed by:

Danilo Yépez Oviedo
English professor UNACH
0601574692

CAPÍTULO I.

1. INTRODUCCIÓN.

En los últimos años, el tráfico mundial de datos móviles ha aumentado de forma relevante, ya que cada vez los usuarios requieren velocidades de conexión mucho mayores a las actuales, para brindar acceso a la información e intercambio de datos en cualquier lugar y en cualquier momento [1]. También el acceso inalámbrico de próxima generación admitirá una gama mucho más amplia de características como; alta velocidad de datos, mayor cantidad de dispositivos, baja latencia y confiabilidad [2].

Las tecnologías inalámbricas existentes 3G y 4G aún no pueden satisfacer la demanda de requisitos de la quinta generación 5G, ya que en 5G se espera admitir velocidades de unos pocos gigabits por segundo (Gbps), una latencia de milisegundos y un alto volumen de densidad de tráfico especialmente en sistemas de Internet de las cosas (IoT), la comunicación inalámbrica ha sido una de las principales tendencias para construir un mundo inteligente y con el desarrollo de IoT sobre redes 5G, se espera que se despliegue un número masivo de dispositivos con importantes requerimientos de tasa de datos [3].

Además, surge la necesidad de implementar sistemas de alta capacidad. Estos sistemas se trasladan a nuevas bandas en el rango de las ondas milimétricas (MMW) debido al ancho de banda y menor interferencia, inclusive las tecnologías de ondas milimétricas cumplirán un papel importante a la hora de posibilitar enlaces inalámbricos con mayor velocidad y fiabilidad que 5G [4]. También, en los sistemas de alta capacidad se usan satélites que generan múltiples haces aumentando capacidad y mayor número de usuarios [5], por eso, sistemas satelitales multihaz han sido desarrollados para permitir la reutilización eficiente de frecuencias y velocidades de banda ancha de alto rendimiento en toda el área de cobertura [6].

Por lo tanto, para diseñar antenas directivas para frecuencias microondas y milimétricas existen diferentes opciones como las agrupaciones de antenas tipo parche [7], las antenas reflectoras [8], y las lentes [9]. Las lentes metálicas, generalmente tienen bajas pérdidas y gran directividad, características indispensables para los sistemas de alta capacidad [10]. De igual manera, permiten obtener patrones de radiación con alta ganancia

[11], así para el análisis y diseño de estructuras metálicas es indispensable utilizar la Teoría de Modos Característicos [12].

La Teoría de Modos Característicos (TMC) fue desarrollada por primera vez por Garbacz [13] y posteriormente por Harrington y Mautz [12]. Esta teoría estuvo en desuso y resurgió en los últimos años en el diseño de antenas para aplicaciones modernas [14]. La TMC lleva a determinar las corrientes y campos radiados en la estructura del material conductor que son característicos del material sin depender de una excitación externa, cada una de estas corrientes se las llama modos característicos [15]. Los modos se corresponden con las resonancias naturales de la estructura y pueden ser obtenidos numéricamente para cuerpos conductores de forma arbitraria [16].

Los resultados del análisis de la Teoría de Modos Característicos (TMC) dieron como resultado el desempeño de las siguientes antenas: una antena de lente de bajo perfil que consta de dos anillos metálicos con tiras cortocircuitadas [17], una lente monocapa formada por un anillo metálico circular central rodeado por un conjunto de ocho anillos metálicos alrededor del mismo [18], una antena formada por dos anillos metálicos de diferente diámetro distribuidos en dos capas, una nueva antena de lente metálica de perfil bajo formada por doce anillos metálicos distribuidos en una sola capa y dispuestos a lo largo de un anillo [10].

Recientemente, se ha estudiado y diseñado una lente metálica de doble capa y se han analizado diversas combinaciones de las estructuras metálicas para lograr una mayor directividad [10]. Luego se propone el diseño de una lente metálica de dos capas alimentada por una apertura cuadrada con un plano a tierra [19].

Este trabajo tiene como objetivo mejorar el diseño presentado en [18] y [19], para el desarrollo de una antena dual-band que trabaje en las frecuencias de 20 GHz y 30 GHz, con mejoras de directividad y polarización cruzada.

1.1 Planteamiento del problema

En los últimos tiempos, el tráfico de datos a nivel mundial ha evolucionado a un ritmo acelerado, por ese motivo los sistemas de telecomunicaciones buscan incrementar las velocidades de transmisión y ampliar el área de cobertura para satisfacer la demanda. Los nuevos retos tecnológicos, conllevan a necesitar sistemas de comunicaciones que operen a

frecuencias muy altas, de microondas y ondas milimétricas. Una de las limitantes de estos sistemas de comunicaciones de alta frecuencia son los transmisores y receptores por lo que las antenas forman un papel fundamental para estos sistemas [20]. En vista a las características que requieren las antenas para 5G, se ha explorado nuevos métodos de diseño de antenas altamente directivas, sin embargo, en los regímenes milimétricos y submilimétricos las pérdidas que presentan son muy elevadas [21]. La lente dieléctrica se usa en la banda de MMW para mejorar ganancia de antena a comparación de los métodos tradicionales como el conjunto de antenas parche, el conjunto de antenas ranura y el conjunto de antenas dipolo. Por lo tanto, las lentes son una alternativa de solución para el diseño de antenas de alta frecuencia y altamente directivas más aún con ventajas de bajo costo y una baja pérdida [22].

Recientemente ha surgido interés en el uso de las bandas de frecuencia de 20GHz donde se ha propuesto el uso de antenas lente en el rango de frecuencia de 20 y 30 GHz, para permitir conectividades de alta velocidad en redes de área personal y sistemas de comunicación inalámbrica 5G [23]. En [19], se presenta una antena de banda ancha en el rango de frecuencias de 19 GHz a 22 GHz, mostrando como resultados una ganancia constante con un valor de 16 dB a lo largo del ancho de banda (19 GHz a 22 GHz), de ahí que, por la necesidad de los sistemas de comunicaciones actuales de soportar múltiples servicios inalámbricos como la conmutación a otros canales, se necesita desarrollar antenas que trabajen a un mayor ancho de banda y a varias frecuencias.

Para abordar el problema de los nuevos sistemas de comunicaciones y solventar las nuevas demandas de los usuarios se plantea el diseño de antenas doble banda [24], este trabajo propone el diseño de lentes metálicas añadiendo una frecuencia, de 30 GHz al trabajo presentado en [19], de tal manera que cumplan con los requerimientos de ancho de banda para sistemas IoT y 5G [3], que trabajen en las bandas de 20GHz y 30GHz, para mejorar el rendimiento de la antena en determinado rango de frecuencias se usará las superficies selectivas de frecuencia (FSS) [25] y la TMC se usará para analizar el comportamiento modal y características de radiación de la estructura metálica en un determinado rango de frecuencias (19 GHz a 22 GHz) y (28 GHz a 32 GHz), además la significancia modal, el ángulo característico y la contribución de cada modo a la potencia radiada, de este modo obtener mejoras en ganancia y directividad sobre un gran ancho de banda, manteniendo tamaño compacto en la estructura [10]. Con ayuda de herramientas electromagnéticas como son; CST y FEKO se analizan las celdas unitarias [17].

1.2 Justificación

La capacidad de transmitir información de manera confiable a largas distancias se está convirtiendo actualmente en una de las necesidades más exigentes para las aplicaciones de telecomunicaciones de frecuencia de microondas. Es por esto que tener una antena altamente direccional es un requisito básico, las antenas de apertura, los reflectores parabólicos, así como las lentes, son diseños típicos que mejoran la directividad. Mientras que la utilización de antenas parabólicas ha alcanzado gran desarrollo en aplicación de microondas, esto no ocurre con las antenas lente. Las propiedades de las lentes han sido ampliamente estudiadas en el campo de la Óptica Geométrica, donde han encontrado su mayor uso. Cuando se utilizan lentes en aplicaciones en el rango de microondas, donde el tamaño de la lente es comparable a la longitud de onda, la óptica geométrica no se puede aplicar sin pérdida de precisión [26].

Dado que las antenas en general no responden a esta geometría, no se puede dar una solución analítica exacta y se debe recurrir a una solución numérica del problema. Estas soluciones, debido a la gran cantidad de procesamiento computacional requerido, solo pueden obtenerse mediante simulación electromagnética. En los últimos años, gracias a un software de simulación electromagnética cada vez más potente, ha sido posible simular varios problemas electromagnéticos. Para aplicaciones en el rango de microondas, como antenas de lentes, se requiere de simuladores que utilicen métodos full-wave. La mayor desventaja de estos métodos, especialmente en configuraciones grandes (en comparación con la longitud de onda), es la alta potencia computacional, así como el requisito de tiempo de simulación [26].

En los últimos años, ha existido el interés de encontrar materiales con propiedades electromagnéticas que no pueden ser encontradas en la naturaleza a los que se los denominan metamateriales, entre ellos se encuentran los conocidos como LHM [27], estructuras periódicas, estructuras EBG [28], superficies polarizadoras [29] y superficies selectivas en frecuencia (FSS).

Existen diferentes tipos de antenas que se pueden usar para redes inalámbricas, tales como las antenas reflectoras, bocinas, entre otras [30] [31]. En este trabajo se va a emplear lentes metálicas, debido a que generalmente tienen bajas pérdidas y gran directividad.

La antena será diseñada para las bandas de frecuencia de 20GHz y 30GHz porque permiten conectividades de alta velocidad en redes de área personal, además son factibles en el uso de sistemas de estaciones base de 5G y de sistemas comunicaciones satelitales.

Las antenas de quinta generación móvil deben ser altamente directivas para compensar pérdidas en el espacio libre, además deben ser capaces de modificar su diagrama de radiación en tiempo real y reducir el consumo energético, por lo que las antenas lente permiten modelar frentes de fase de ondas electromagnéticas y su propagación en diferentes direcciones para aumentar la ganancia de antenas de microondas [32].

Para el desarrollo de este trabajo se va a tomar como base lo presentado en [19]. Dentro del campo de estudio es necesario contar con un programa que facilite el diseño, cálculo y análisis de los resultados obtenidos, además que proporcione datos necesarios que permitan mostrar gráficamente los resultados de directividad y ganancia, es por eso que se requiere simuladores electromagnéticos como FEKO Y CST, simuladores que además han incorporado el análisis de modos característicos en sus productos [10]. Se propone una nueva lente metálica de doble capa y se va analizando diversas combinaciones de las estructuras metálicas para lograr una mayor directividad. La TMC es útil para optimizar la forma y tamaño de la estructura metálica, de tal manera que al ubicar la alimentación se excite el modo deseado y de esta forma se puedan obtener las características deseadas de directividad y ancho de banda de la antena.

1.3 Objetivos

1.3.1 Objetivo General

- Diseñar una antena de lente metálica de bajo perfil capaz de operar en las bandas K y Ka, concretamente para las bandas de 20GHz y 30GHz, empleando diferentes geometrías regulares, basadas en la teoría de modos característicos.

1.3.2 Objetivos Específicos

- Analizar el estado del arte de antenas lente basadas en superficies metálicas que operen en banda de frecuencia K/Ka.

- Diseñar una lente metálica de alta ganancia a una frecuencia de 20GHz hasta obtener los mejores resultados para poder extrapolarlo a una segunda frecuencia de 30GHz, para que funcione en ambas bandas.
- Describir el funcionamiento de la lente metálica a través de la teoría de modos característicos.
- Analizar los datos de ganancia de la antena propuesta usando simuladores electromagnéticos.

CAPÍTULO II.

2. MARCO TEÓRICO.

2.1 Estado del arte

Las lentes utilizadas como antenas fueron estudiadas durante el desarrollo de microondas, de forma conceptual operan bajo principios ópticos porque tienen funciones similares a sus contrapartes ópticas clásicas, empleando la refracción entre medios de diferentes materiales [33].

Las lentes tienen como objetivo transformar un frente de onda esférico radiado por una fuente, en un frente de onda plano. Las lentes se han utilizado ampliamente en bandas de frecuencias ópticas donde se utilizan materiales transparentes de donde los diseños más sencillos utilizan medios homogéneos, aunque si queremos mejorar el rendimiento de la lente debemos utilizar medios inhomogéneos (heterogéneos), que puedan ajustar los rayos que pasan a través de la lente para que el frente de onda plano tenga características específicas. En cualquier caso, se puede lograr un diseño convergente o divergente variando la curvatura de la lente de manera cóncava o convexa [34].

En la década de los 50 la principal aplicación de las lentes fue el barrido rápido del haz de salida que se realiza mediante el movimiento mecánico del puerto de alimentación, el diseño usaba cables coaxiales flexibles en lugar de guías de onda como elementos de la lente [35]. En el año 1988, se utilizó una lente dieléctrica para enfocar una onda electromagnética siguiendo los principios teóricos realizados por Maxwell y Hertz sobre electromagnetismo [34]. Sin embargo, el avance más significativo de las lentes se produjo durante la segunda

guerra mundial, donde las lentes dieléctricas despertaron interés como componentes de antenas, cuando su uso se extendió a aplicaciones de radar y comunicaciones.

Dependiendo del material utilizado en la estructura, se pueden encontrar diferentes lentes dieléctricas, se tienen lentes homogéneas que solo emplean un material dieléctrico en su estructura, o antenas que utilizan diferentes dieléctricos en su diseño, conocidas como lentes inhomogéneas [10]. Se plantea diferentes diseños de lentes homogéneas con geometrías esféricas [36], semiesféricas [37] o elípticas [38], y con respecto a las lentes inhomogéneas se pueden destacar la lente de Luneburg [39] formada a partir de la superposición de capas de materiales dieléctricos de diferente constante dieléctrica.

Las lentes se han utilizado principalmente para mejorar o modificar el patrón de radiación de las bocinas pequeñas corrigiendo la fase de la apertura. Además, se consideran como un caso especial de antenas de apertura, en las que se puede obtener una gran superficie radiante con campos de fase.

Por otro lado, los requerimientos de la tecnología de ondas milimétricas y la necesidad de usar frecuencias cada vez más altas conllevan al interés de diseño de antenas de lentes tanto para sistemas de radar y comunicaciones, como también para futuros sistemas de comunicaciones 5G [40]. En [21] se plantea la utilización de meta-superficies para crear lentes completamente metálicas, con características de pérdidas menores a frecuencias altas a diferencia de las de material dieléctrico, resultando beneficioso para su uso en el régimen milimétrico. Así mismo se proponen prototipos de lentes para uso en comunicaciones 5G y se implementa una lente de Luneburg, esta lente se encuentra formada por una red de alimentación de guías de onda escalonadas y es capaz de generar un diagrama de radiación orientable.

Además, cabe mencionar a las antenas zonales de Fresnel que son reducidas en peso, volumen y espesor que las lentes comunes, permitiendo la creación de antenas lentes más ligeras, este tipo de antenas también son útiles para su uso en la banda milimétrica [34]. Existen diferentes prototipos de lentes zonales de Fresnel, por ejemplo, se presenta una placa de zonal de Fresnel operando a 75 GHz con una ganancia de 44,29 dBi, prototipo adecuado para su uso en comunicaciones por satélite [41]. Otra de las características importantes que se puede conseguir con las antenas zonales de Fresnel, es la posibilidad de generar múltiples

haces orientables, lo que resulta conveniente para aplicaciones de comunicaciones móviles 5G [32].

El uso de nuevas aplicaciones en la frecuencia de Terahertz ha estimulado la investigación de antenas lentes, las lentes de zona de Fresnel de terahercios son opciones más delgadas, livianas y efectivas a las lentes ordinarias [42]. El potencial de esta banda se ha demostrado para una amplia gama de aplicaciones, incluidas imágenes médicas, pruebas no destructivas, observación espacial y detección de seguridad. La mayoría de estas aplicaciones requieren una alta resolución espacial y de rango de las imágenes, así como tiempos de adquisición rápidos [43].

El estudio y diseño de las superficies selectivas de frecuencia (FSS) también han resurgido en los últimos años y se han utilizado para diseñar lentes, gracias a los softwares de simulación electromagnética que cada vez son más potentes y a las nuevas técnicas de fabricación de antenas [25].

Una nueva metodología de análisis basada en la TMC para el análisis de lentes formados por metamateriales es presentada en [44], la lente está formada por doce celdas unitarias acopladas capacitivamente distribuidas a lo largo del anillo y está iluminada por una guía de onda de extremo abierto con anillo resonante metálico. En [17] se propone el uso de TMC para el diseño de antenas de alta ganancia para aplicaciones de 5G, el diseño de la lente consta de dos anillos metálicos en cortocircuito iluminados por una apertura cuadrada que se comporta como una nueva antena de Fabry-Perot.

Por último, existen estudios de diseños de lentes utilizando la TMC para desarrollar nuevos diseños de lentes de bajo perfil basados en superficies metálicas multicapa para la banda de 9 microondas y ondas milimétricas obteniendo un gran ancho de banda y directividades entre 5 y 12 db [10].

2.2 Características generales de lentes metálicas

Puesto que las antenas móviles de quinta generación deben ser altamente directivas para compensar la pérdida de espacio libre y la atenuación causadas por condiciones atmosféricas, características fundamentales de nuevas bandas en ondas milimétricas (MMW), y también deben poder reconfigurar sus patrones de radiación en tiempo real y reducir el consumo de energía. Todos los requisitos introducidos por esta tecnología MMW

y la necesidad de utilizar frecuencias cada vez más altas han llevado a un renovado interés en el diseño de antenas de lentes para radares y sistemas de comunicación [45].

2.2.1 Antenas Lente

Al igual que los reflectores, las antenas de lente permiten simular el frente de fase de las ondas electromagnéticas e influir en su propagación en diferentes direcciones, se utilizan muy a menudo para enfocar haces paralelos y así aumentar la ganancia de las antenas de microondas. La lente puede considerarse como un transformador óptico que transforma un frente de onda esférico procedente de una fuente puntual en un frente de onda plano [45].

Las lentes presentan ventajas sobre los reflectores especialmente en aplicaciones en las que se requiere un barrido del haz en un amplio rango angular. Las lentes metálicas de microondas permiten un barrido de haz en ángulos relativamente grandes y han sido ampliamente estudiadas y utilizadas en el diseño de antenas, especialmente para aplicaciones radar [46].

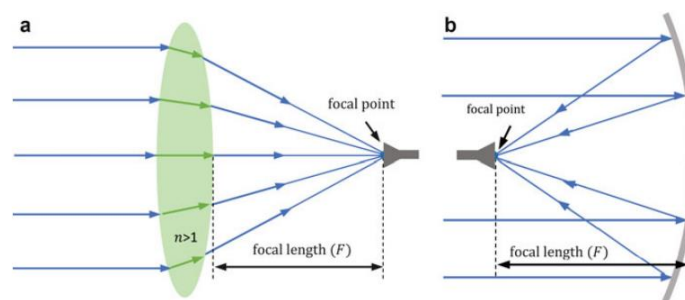


Figura 2.1: Principio de funcionamiento. (a) lente, (b) reflector [47].

El principio de funcionamiento de la lente se basa en la refracción de ondas electromagnéticas en las superficies de la lente (en homogéneas) o dentro del material dieléctrico de la lente en el caso de las lentes con índice de refracción no uniforme. Por ejemplo, en la Figura 2.1 se representa una configuración simple de funcionamiento, donde los rayos paralelos de una onda plana incidente se refractan en la superficie de la lente y todos los rayos de salida cruzan por un solo punto (punto focal de la lente). Todos estos rayos tienen la misma longitud de camino eléctrico, es decir, llegan al foco en fase (principio de Fermat), aunque tienen longitudes físicas diferentes, que se compensan con velocidades de fase más lentas ($v = c/n$) en diferentes partes de la lente. En la mayoría de los diseños, el tamaño de la lente es grande en relación con la longitud de onda, lo que permite técnicas de diseño cuasi-ópticas. La característica de alto ancho de banda de las lentes grandes se comparte con los reflectores, limitada solo por su ancho de banda de alimentación [47].

2.2.2 Tipos de Lentes

Dependiendo del material empleado en su composición o estructura interna de las lentes, se pueden clasificar en dos tipos principales: dieléctricas y metálicas. Al mismo tiempo dentro de cada tipo se puede encontrar lentes tanto homogéneas que emplean un solo material dieléctrico en su construcción, como lentes no homogéneas (o heterogéneas) que emplean diferentes tipos de dieléctricos [34]. Estas pueden ser cóncavas o convexas como se indica en la Figura 2.2.

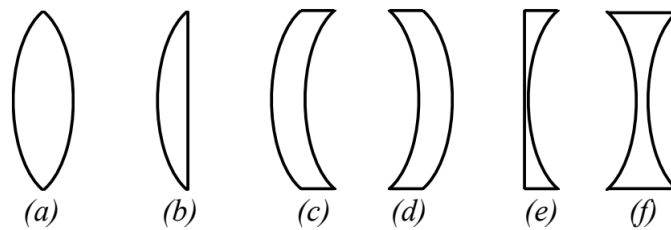


Figura 2.2: Tipos de lentes. (a) biconvexas, (b) plano convexas, (c) convexa-cóncava, (d) menisco, (e) plano cóncava, (f) bicóncava [2].

2.2.2.1 Lentes dieléctricas

Las lentes dieléctricas utilizan un solo material dieléctrico (permitividad constante), también a este tipo de lentes se denominan lentes homogéneas porque solo tienen superficies de refracción en el lado más cercano al punto focal. Esto significa que pueden ser analizados por el método de óptica geométrica (OG). La principal desventaja de una lente homogénea es que solo tenemos un control sobre el cual diseñar la lente: la superficie refractiva. Para mejorar el rendimiento de la lente, necesitamos aumentar los parámetros de diseño agregando más capas dieléctricas, lo que da como resultado una lente no homogénea [34]. Las capas crean un diferente número de refracciones dentro de la lente, lo que hace que el modelado de transmisión y reflexión sea más eficiente que en las lentes homogéneas.

2.2.2.2 Lentes zonales de Fresnel

Una lente zonal de Fresnel es una estructura plana que consta de anillos concéntricos alternos entre aire y metal y con un diámetro total D (ver Figura 2.3) y está iluminada por una antena alimentadora, generalmente un dipolo o bocina que se encuentra a una distancia llamada punto focal F a lo largo del eje de propagación [48]. Estas lentes fueron diseñadas principalmente para aplicaciones ópticas, principalmente para los faros de señalización luminosa.

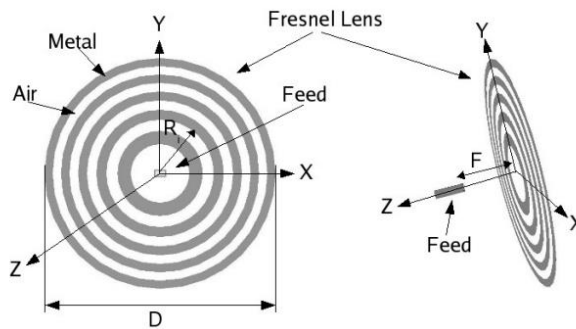


Figura 2.3: Estructura convencional de una lente zonal de Fresnel [48].

El principio de funcionamiento de las lentes de Fresnel consiste en dividir un plano en anillos concéntricos. El grosor y diámetro de estos anillos debe ser tal que los rayos incidentes tengan una diferencia de fase de 180° entre anillos adyacentes, lo que se conoce como zonas de Fresnel. Al bloquear alternativamente los anillos, el camino óptico permite que solo pasen los rayos cuyas trayectorias ópticas estén en fase [34].

Este tipo de antena ha ganado recientemente el interés en aplicaciones inalámbricas de alta frecuencia debido a sus importantes ventajas particularmente en términos de tamaño, volumen, facilidad de fabricación y reducción de costos.

2.2.2.3 Lentes metálicas

Las lentes metálicas han despertado mucho interés en los últimos años debido a las ventajas que brindan, ya que se pueden lograr altas ganancias en las antenas y mejorar la eficiencia de radiación de las antenas al eliminar las pérdidas asociadas con los dieléctricos. A diferencia de las lentes dieléctricas, las lentes metálicas no obedecen la ley de refracción de Snell, si el vector de campo eléctrico de la onda incidente es paralelo a la superficie de la lente. Esto se debe a que este tipo de lente consta de varios elementos metálicos, como guías de ondas de placas paralelas o guías de ondas rectangulares, donde el campo está confinado dentro de cada elemento y se propaga longitudinalmente.

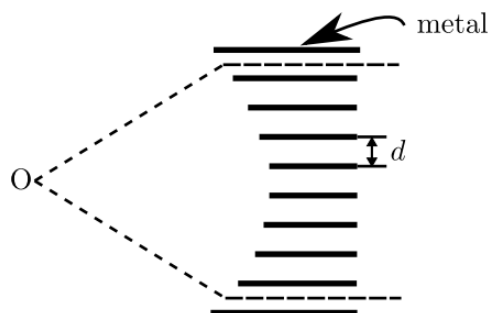


Figura 2.4: Lente metálica formada por placas paralelas [10].

Una lente metálica consiste en placas de metal rectangulares separadas por aire llamadas (lentes artificiales), donde la luz es guiada por las placas de metal como se muestra en la Figura 2.4. Al ajustar la longitud del metal, el cambio de fase entre las guías de onda cambia, y con la distancia d , el valor del índice de refracción equivalente puede cambiar según (2.1)(2.1), donde λ es la longitud de onda en el espacio libre correspondiente a una lente clásica [35].

$$\eta = \sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{2d}\right)^2} \quad (2.1)$$

En las lentes metálicas, la velocidad de fase de las ondas electromagnéticas aumenta porque su índice de refracción cambia con la frecuencia, en lugar de la velocidad más lenta típica de las lentes dieléctricas [45]. La velocidad de fase se puede calcular de acuerdo a:

$$v = \frac{v_0}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{2d}\right)^2}} \quad (2.2)$$

donde v_0 representa la velocidad de onda en el espacio libre, d la separación de las placas de metal y λ la longitud de onda en el espacio libre.

2.3 Aplicaciones

Las lentes generalmente se pueden emplear para diversas aplicaciones [49]. Algunas de ellas son:

- Televisión satelital.
- Comunicación satelital de dos vías VSAT.
- Comunicaciones 5G [21].
- Antenas multihaz [50].
- Sistemas de radar.
- Servicios inalámbricos de alta velocidad [51].

2.4 Parámetros de las antenas lente

Para caracterizar el comportamiento de la radiación de la lente, es importante definir algunos parámetros básicos. Para este propósito, este trabajo considera una lente metálica iluminada por una fuente isotrópica dispuesta en el foco como se muestra en la Figura 2.5.

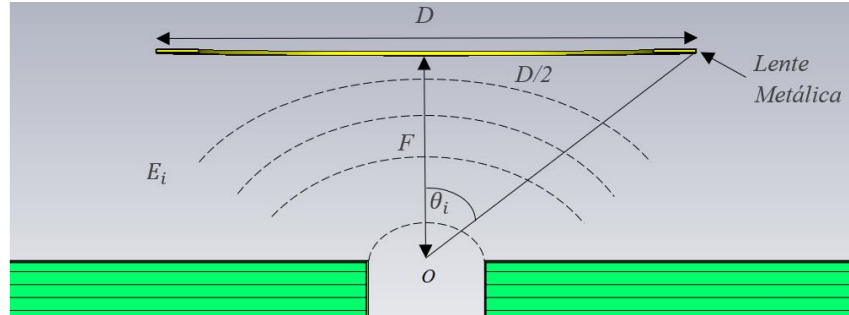


Figura 2.5: Lente metálica iluminada por una fuente isotrópica.

2.4.1 Directividad

El propósito de la lente es enfocar la potencia radiada del alimentador en una dirección espacial específica para cumplir con las especificaciones requeridas de directividad. La directividad de una antena es definida como la relación entre la densidad de potencia radiada de la antena en una determinada dirección y la densidad de potencia de una antena isotrópica que radia en la misma dirección con la misma potencia que la antena de estudio [52].

La directividad de una antena (Dir) está dada por [52]:

$$Dir(\theta, \phi) = \frac{\rho(\theta, \phi)}{P_r/(4\pi r^2)} \quad (2.3)$$

Cuando la dirección no es especificada, se refiere a la dirección máxima de radiación y viene expresada como:

$$Dir(\theta, \phi) = \frac{\rho_{max}}{P_r/(4\pi r^2)} \quad (2.4)$$

Una antena de lente se puede clasificar como una antena de apertura, por lo que se puede demostrar que se puede obtener la máxima directividad a partir de una apertura eléctricamente grande, expresada como:

$$D_{apertura_{max}} = \frac{4\pi A_E}{\lambda^2} \quad (2.5)$$

donde A_E es el área de captura efectiva de la lente.

Sin embargo, el desbordamiento del campo de apertura es uno de los factores que reducen la directividad de una antena en su valor máximo posible, por esta razón se define la eficiencia de apertura como la relación entre la directividad real de una antena de apertura y la directividad máxima dada por 2.5 [53]. Por tanto, se puede escribir la directividad como:

$$D_{aperturamax} = \frac{4\pi A_E}{\lambda^2} \cdot \eta_{ap} \quad (2.6)$$

donde η_{ap} es la eficiencia de desbordamiento.

2.4.2 Ganancia

Con el propósito de evitar el desvanecimiento de las señales de trayectos múltiples, es necesario concentrar la potencia radiada desde una antena, en una dirección dada [49]. La relación entre la densidad de potencia radiada en una dirección particular y la densidad de potencia de una antena isotrópica y es denominado ganancia de antena (G). La ganancia y la directividad están relacionadas con la eficiencia, por lo que [49]:

$$G = Dir \cdot \eta \quad (2.7)$$

2.4.3 Eficiencia de una lente metálica

Para el análisis de la eficiencia de la lente plana existen diversas eficiencias de acuerdo a la naturaleza de pérdidas, de manera que la eficiencia total de una lente (η_{ap}) es el producto de:

- Eficiencia de desbordamiento (η_s), que se define como la relación entre la potencia radiada por la estructura y la potencia total. Considerando el diagrama de radiación del alimentador como un patrón de radiación simétrico, la eficiencia de desbordamiento se puede expresar en función de campo eléctrico incidente E_i y el ángulo θ_i , formado entre el punto central O y algún punto límite de la estructura de la lente D , de la siguiente forma:

$$\eta_s = \frac{\int_0^{\theta_i} |E_i(\theta)|^2 \sin(\theta) d\theta}{\int_0^{\pi/2} |E_i(\theta)|^2 \sin(\theta) d\theta} \quad (2.8)$$

Al considerar la alimentación como un diagrama de radiación simétrico, el campo eléctrico incidente E_i se puede expresar como:

$$E_i = \cos(\theta)^n \quad (2.9)$$

Reemplazando (2.9) en (2.8) la ecuación resulta:

$$\eta_s = \frac{\int_0^{\theta_i} |\cos(\theta)^n|^2 \sin(\theta) d\theta}{\int_0^{\pi/2} |\cos(\theta)^n|^2 \sin(\theta) d\theta} \quad (2.10)$$

Si se resuelve las integrales del numerador y del denominador se tiene:

$$\int_0^{\theta_i} |\cos(\theta)^n|^2 \sin(\theta) d\theta = \frac{1}{2n+1} ((\cos \theta_i)^{2n+1} - 1) \quad (2.11)$$

$$\int_0^{\pi/2} |\cos(\theta)^n|^2 \sin(\theta) d\theta = \frac{1}{2n+1} \quad (2.12)$$

$$\theta_i = \arctan\left(\frac{D/2}{F}\right) \quad (2.13)$$

Al sustituir (2.11), (2.12) y (2.13), se obtiene la expresión:

$$\eta_s = 1 - \cos\left(\arctan\left(\frac{D/2}{F}\right)\right)^{2n+1} \quad (2.14)$$

Se puede concluir entonces que la eficiencia de desbordamiento depende del diámetro total de la lente D y la distancia focal F .

- La eficiencia de iluminación (η_{il}), depende del área geométrica efectiva A_E . Por tanto, η_{il} se puede expresar de la siguiente forma:

$$\eta_{il} = \frac{1 \left| \int_{A_E} E_i(\theta) dS \right|^2}{A_E \int_{A_E} |E_i(\theta)|^2 dS} \quad (2.15)$$

A_E se puede aproximar a un círculo de diámetro D y se expresa la ecuación 2.15 en función de coordenadas polares, se obtiene la ecuación final siguiente:

$$\eta_{il} = \frac{(n-1)}{\left(\frac{D}{2}\right)^2} \frac{\left(-4F^2 + \left(1 + \frac{D^2}{4F^2}\right)^{-\frac{n}{2}} (D^2 + 4F^2)\right)^2}{(n-2)^2 \left(4F^2 + \left(1 + \frac{D^2}{4F^2}\right)^{-n} (D^2 + 4F^2)\right)} \quad (2.16)$$

donde D es el diámetro externo de la lente, F la distancia focal, n el exponente de la función coseno y η_{il} la eficiencia de iluminación.

De este modo con las expresiones resultantes de ambas eficiencias se puede encontrar la eficiencia teórica de una lente metálica y verificar que la eficiencia depende de la relación entre la distancia focal F y el diámetro externo de la lente D .

2.5 Diseño de lentes

2.5.1 Cálculo de punto focal

En relación con punto óptimo para situar la antena de alimentación de la lente, es necesario definir el punto central O de la lente (ver Figura 2.5), este punto se lo conoce como punto focal y se puede definir como el punto donde convergen los rayos de onda electromagnética que se reflejan en la lente, por tanto, se puede decir que el punto focal es el punto centro O y es el mejor lugar teórico para colocar la antena de alimentación de la lente (ver Figura 2.5) [32]. El punto focal está situado a una distancia (F) de la lente [33].

Se pueden considerar varios procedimientos para calcular el punto focal. En este trabajo citaremos dos formas en las que se puede calcular [54]:

1. El punto de óptimo de ubicación de la fuente, se calcula empleando el método de óptica geométrica para garantizar que la onda esférica emitida por la fuente (ubicado en el foco), se convierta en una onda plana. Utiliza el enfoque del trazado de rayos, donde la radiación se modela como rayos que irradian desde un origen común.
2. Con una onda plana incidente en la superficie, para encontrar el punto donde la concentración del campo es alta.

2.5.1.1 Método de incidencia con onda plana

Esta técnica se basa en la incidencia de una onda plana en la estructura para obtener un punto focal. Para lograr obtener el punto focal, específicamente se debe hacer un análisis de la antena lente en modo recepción. El objetivo del estudio es iluminar la estructura con una fuente de alimentación que emite ondas electromagnéticas planas.

La difracción ocurre cuando una onda plana incide sobre un conductor eléctrico y el objeto vuelve a irradiar parte de la energía interceptada, lo que resulta en concentraciones más altas de energía en áreas más alejadas de la estructura (centro de fase esférico).

Si la estructura se comporta como una lente, es necesario comprobar si existe una región formada por un conjunto de puntos, en donde se encuentra la mayor concentración de campo eléctrico. En teoría, esta ubicación sería el mejor lugar para colocar la antena de alimentación. Esto se aplica a un cierto rango de frecuencia [10].

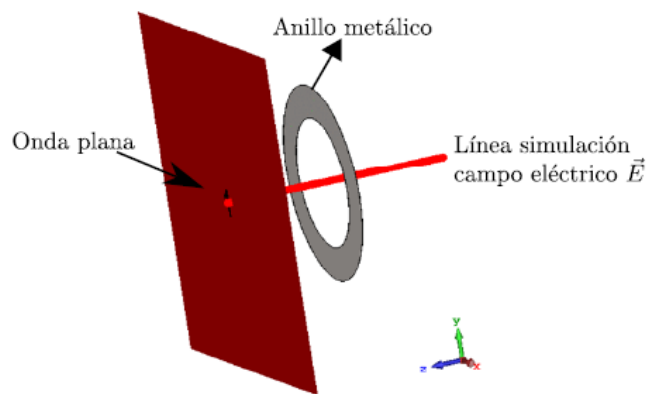
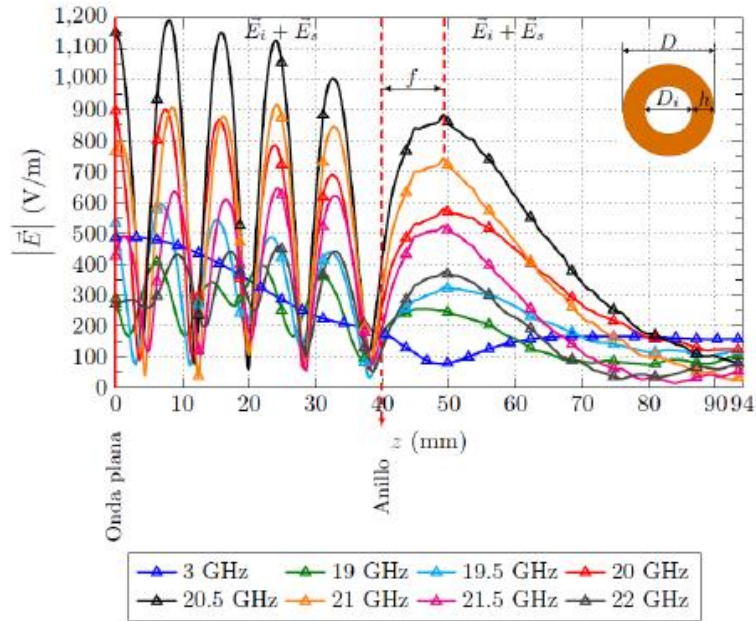
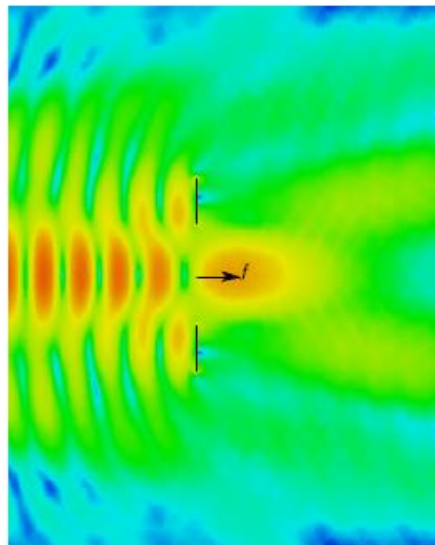


Figura 2.6: Esquema de simulación de incidencia de onda plana [10].

El proceso de incidencia de onda plana sobre un cuerpo conductor, para encontrar el centro de fase esférica, se puede realizar en cualquier estructura. En la Figura 2.6 se analiza una línea de simulación de campo eléctrico en el centro de un anillo metálico, para ubicar los valores del campo eléctrico antes y después de la incidencia de onda plana en la estructura. En [10], se realiza el análisis mediante la simulación de la incidencia de onda plana en una estructura circular a diferentes frecuencias utilizando el software CST obteniendo los resultados presentados en la Figura 2.7a.



(a) Campo eléctrico en diferentes frecuencias



(b) Incidencia de onda plana 20.5GHz

Figura 2.7: Simulación de incidencia de onda plana en un anillo metálico [10].

Después de que la onda electromagnética incida sobre la estructura, se observa que el valor de campo eléctrico es superior 500 V/m, en el intervalo de frecuencias de 19 GHz a 21 GHz y llegando a un valor máximo aproximado de 900 V/m a 20.5 GHz en una distancia (F) de 9.32 mm, y se puede apreciar en el diagrama 2D de la Figura 2.7b. Este punto es el lugar de máxima concentración de campo y por tanto representa el punto focal, que además de lo comentado en el apartado anterior, corresponde a la distancia óptima a la que se colocará la antena alimentadora para que la lente transforme la radiación incidente en un frente de onda plano.

2.5.2 Alimentadores para lentes

El alimentador primario de una lente puede ser otro tipo de antena, las principales antenas disponibles son; las bocinas, los dipolos, las antenas microstrip y las guías metálicas [32].

2.5.2.1 Antenas Bocina

Las antenas de bocina se utilizan ampliamente para alimentar reflectores y lentes. La estructura permite aumentar el tamaño de la apertura, estrechar el haz y que la guía de onda sea más directiva. Su amplia aplicación está garantizada por su diseño, estructura simple, fácil excitación, gran ancho de banda y gran versatilidad; pero su principal desventaja es que es voluminoso y difícil de integrar [32]. Un ejemplo de antena bocina como alimentador del anillo resonante fue previamente analizado en [32], donde se seleccionó una guía WR42 con dimensiones $10.668 \times 4.318 \text{ mm}$ para intervalo de frecuencias de 17.60 a 26.70 GHz con una apertura cuadrada de dimensiones $10.668 \times 10.668 \text{ mm}$ modelada en aluminio. La estructura de la bocina rectangular se muestra en la Figura 2.8.

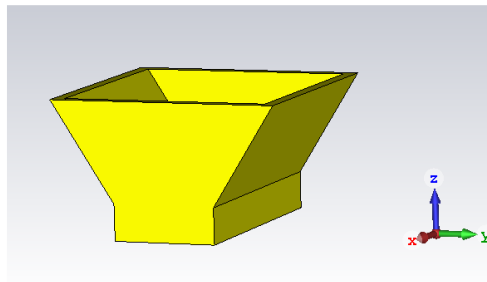


Figura 2.8: Estructura de bocina como alimentador [32].

2.5.2.2 Bocina Rectangular con plano de masa

Las reflexiones del anillo resonante reducen la eficiencia de la antena lente. Para compensar este efecto y aumentar la apertura, se analiza una bocina rectangular conectada a una placa base de $100 \times 100 \text{ mm}$ fabricada en material de aluminio. En la Figura 2.9, se puede ver la guía de onda WR42 acoplada a un plano de masa [32].

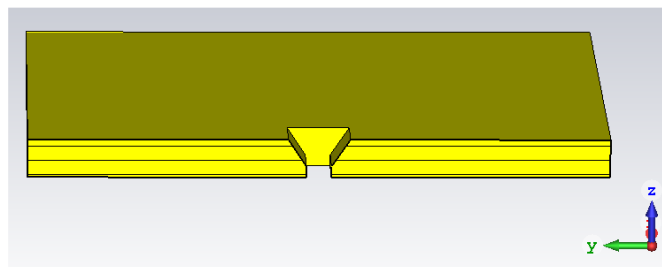


Figura 2.9: Estructura de bocina acoplada con un plano de masa [32].

2.6 Teoría de modos característicos en diseño de antenas

TCM en los sistemas modernos proporciona una visión física muy interesante de las propiedades de radiación potencial de las antenas antes de que se seleccione la excitación, ya que los modos característicos son propios de la estructura radiante y se calculan numéricamente en ausencia de excitación [55]. Puesto que la TMC lleva a determinar una visión más amplia del comportamiento físico de radiación de las corrientes y campos modales de la estructura de un conductor facilitan el análisis y diseño de las antenas [14].

La Teoría de Modos Característicos fue formulada por Robert J. Garbacz en 1971 [13], y desarrollada posteriormente por Roger F. Harrington y Joseph R. Mautz [12]. De ahí, se definen los modos característicos como modos de corriente real de cuerpos conductores. Los modos característicos son un conjunto de funciones ortogonales que se pueden utilizar para obtener la corriente total de la superficie de una estructura [56].

2.6.1 Formulación matemática de los modos característicos

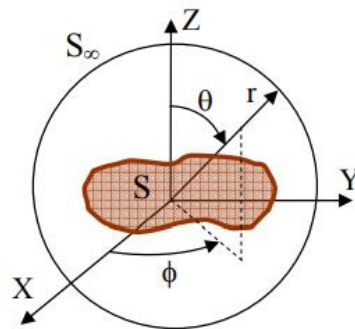


Figura 2.10: Escenario típico en el cálculo de los modos característicos en un sistema de coordenadas [57].

La formulación de la Teoría de los Modos Característicos para cuerpos conductores comienza con la definición de una ecuación operadora que relaciona la corriente J en la superficie S de un cuerpo conductor con el campo eléctrico tangencial incidente E^i [57].

$$[L(J) - E^i]_{tan} = 0 \quad (2.17)$$

donde tan denota las componentes tangenciales en la superficie S .

El término $-L(\vec{J})$ puede considerarse como la intensidad eléctrica en cualquier punto en el espacio, inducido por la corriente \vec{J} en la superficie S .

Los modos característicos forman un conjunto de funciones reales ortogonales que se pueden usar para representar la corriente total en la superficie de la antena \vec{J} , lo que significa que el operador L en (2.17) tiene la dimensión de impedancia siguiente [57] [12]:

$$Z(J) = [L(J)]_{tan} \quad (2.18)$$

También como se explica en [57], el operador de impedancia es complejo y los modos característicos se pueden obtener como funciones propias. Esto puede ser escrito como:

$$X(\vec{J}_n) = \lambda_n R(\vec{J}_n) \quad (2.19)$$

donde λ_n son los valores propios, \vec{J}_n son las funciones propias de las corrientes, R y X son matrices reales y simétricas (parte real e imaginaria) del operador de impedancia Z .

2.6.1.1 Ortogonalidad de modos característicos

La elección de R como operador de ponderación en (2.19) es responsable de las propiedades de ortogonalidad de los modos característicos según [57] las propiedades de ortogonalidad de los modos característicos descritos en [12], que pueden resumirse como:

$$\langle \vec{J}_m^*, R(\vec{J}_n^*) \rangle = \delta_{mn} \quad (2.20)$$

$$\langle \vec{J}_m^*, X(\vec{J}_n^*) \rangle = \lambda_n \delta_{mn} \quad (2.21)$$

$$\langle \vec{J}_m^*, Z(\vec{J}_n^*) \rangle = (1 + j\lambda_n) \delta_{mn} \quad (2.22)$$

Donde δ_{mn} es el delta de Kronecker (0 si $mn \neq n$ y 1 si $m = n$).

En resumen, las corrientes características \vec{J}_n presentan propiedades de ortogonalidad entre sí.

En la práctica, para calcular los modos característicos de un cuerpo conductor particular, la ecuación (2.19) necesita ser reducida a la forma matricial utilizando la formulación de Galerkin, misma que se expresa como:

$$[X](\vec{J}_n) = \lambda_n [R](\vec{J}_n) \quad (2.23)$$

2.6.2 Interpretación física de la TMC

Los vectores de propios J_n pueden definirse como la corriente real en la superficie de un cuerpo conductor, que solo depende de su forma y tamaño que presenten, y son independientes de cualquier fuente de excitación. A partir de las corrientes características J_n y de los valores propios λ_n , se pueden derivar diferentes parámetros modales, los principales son [10]:

- Ángulo característico (α_n).
- Significancia modal (MS_n).
- Campo lejano característico.
- Campo cercano característico.
- Factor de calidad modal (Q_n).

2.6.2.1 Ángulo característico

El ángulo característico α_n representa la diferencia entre las fases de las corrientes modales \vec{J}_n y la componente tangencial del campo eléctrico asociado E_n . Los ángulos característicos están definidos como [57]:

$$\alpha_n = 180^\circ - \tan^{-1}(\lambda_n) \quad (2.24)$$

Por lo general se encuentra en el rango de $(90^\circ, 270^\circ)$ e indica el comportamiento resonante o el tipo de energía almacenada por cada modo. Es así que, cuando el ángulo característico es cercano a los 180° , el modo es un buen radiador, mientras que cuando el ángulo característico es cercano a los 90° o 270° , el modo principalmente almacena energía.

Es así como, los modos son capacitivos para $\alpha_n > 180^\circ$, inductivos para $\alpha_n < 180^\circ$ y resonantes para $\alpha_n = 180^\circ$ [58].

2.6.2.2 Significancia modal

La significancia modal (MS_n) es un atributo propio de cada modo y es independiente de cualquier fuente de excitación. El análisis de valor propio en función de la frecuencia es útil en el diseño de antenas porque proporciona información sobre la frecuencia de cada modo característico. La MS_n se puede expresar matemáticamente como [57]:

$$MS_n = \left| \frac{1}{1 + j\lambda_n} \right| \quad (2.25)$$

La resonancia de cada modo se puede identificar por el valor máximo de 1, lo que significa que cuanto más cerca esté la curva de su valor máximo, mayor será la contribución de ese modo a la radiación.

El ancho de banda de radiación de un modo puede entonces determinarse en función del ancho de la curva de significancia modal cerca del punto máximo. Este ancho de banda de radiación es un factor importante que determina el rendimiento radiante de los modos.

El ancho de banda de radiación de un modo BW_n se define como el intervalo de dentro del cual la potencia radiada por el modo no es inferior a la mitad de la potencia radiada en resonancia [57]. Por lo tanto, el ancho de banda de modal BW_n puede expresarse como la relación de la diferencia de frecuencia (superior menos inferior) sobre la frecuencia de resonancia del modo.

$$BW_n = \frac{f_U - f_L}{f_{res}} \quad (2.26)$$

2.7 La TMC en estructuras 2D

Con respecto al análisis de aspectos fundamentales de cuerpos geométricos que comprenden la distribución de corrientes en la estructura y la estabilidad de los diagramas a consecuencia de los modos en la estructura.

En esta sección se extrae las interpretaciones con base en el trabajo presentado en [10], donde, para el análisis realizado considera un anillo PEC. La estructura del anillo PEC junto con las corrientes modales de los 11 primeros modos J_n se muestra en la Figura 2.11. Cabe recalcar que el análisis esta se ha realizado para un amplio rango de frecuencia de (3-22GHz), con el fin de obtener las corrientes de resonancia de los 11 modos de corriente.

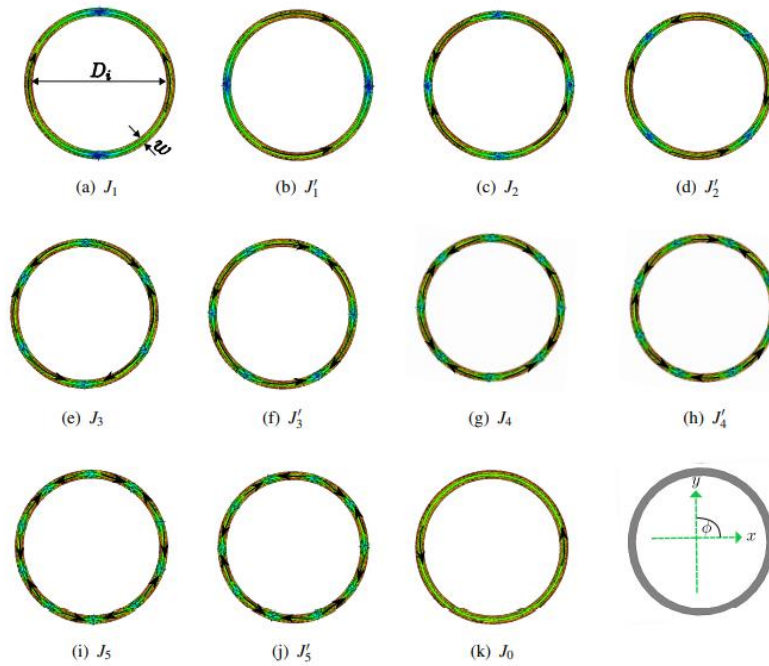


Figura 2.11: Distribución de los 11 primeros modos de un anillo PEC [10].

Los modos se pueden separar en modos pares o impares, dependiendo de la simetría de la distribución de sus corrientes [14]. La Figura 2.12 indica los esquemas de corrientes para los 11 primeros modos, se puede observar los modos pares ($J_0, J'1, J'2, J'3, J'4$ y J_5) e impares (J_1, J_2, J_3, J_4 y J_5). El vector propio J_0 presenta corrientes que forman un bucle cerrado, esto indica que el anillo tiene un comportamiento inductivo en este modo.

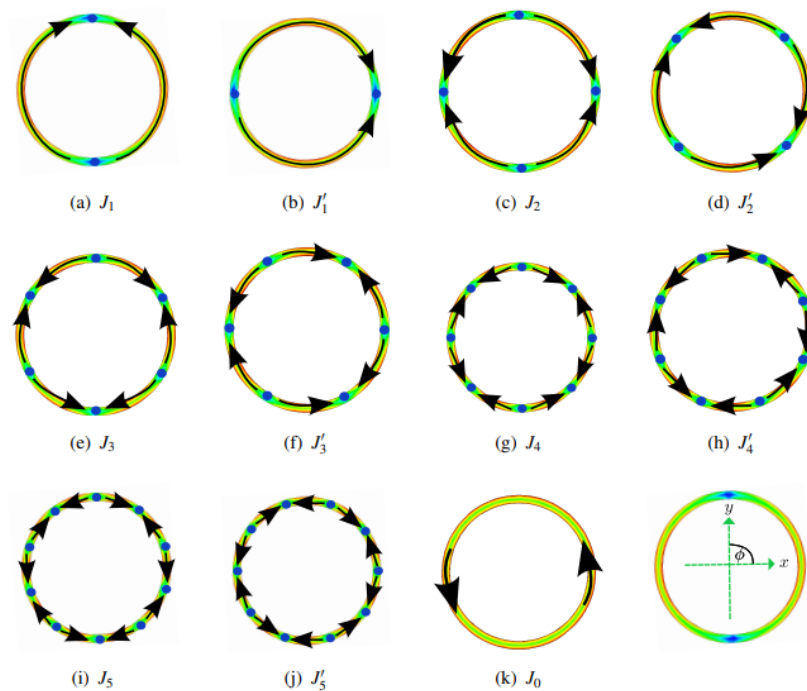


Figura 2.12: Esquema de corrientes de los 11 primeros modos de la estructura de la Figura 2.11 [10].

CAPÍTULO III.

3. METODOLOGÍA.

3.1 Tipo y diseño de investigación

3.1.1 Investigación exploratoria

La investigación exploratoria a menudo se lleva a cabo cuando el objetivo es investigar un tema o una pregunta de investigación que se ha estudiado poco o que no se ha abordado previamente, la utilidad de este tipo de investigación hace que se simplifiquen futuras líneas de investigación en base a sus resultados [59]. Este proyecto recopila información de los diferentes diseños propuestos para el diseño de lentes, material y métodos de optimización para obtener diferentes patrones de radiación, además alcanzar la frecuencia adicional propuesta en los objetivos de la investigación.

3.2 Métodos y técnicas de investigación

3.2.1 Método científico

En este proyecto se disponen criterios de diseño de una manera objetiva para comprobar características de radiación de estructuras metálicas utilizando la estimación de la distribución de amplitud y fase en la lente plana.

3.2.2 Observación

Consiste en el análisis y recolección de información precisa de los datos de simulación que en el desarrollo sustente y permita cumplir con los objetivos de la investigación a desarrollar.

3.2.3 Método analítico

El objetivo principal de diseños de antenas es conseguir antenas con características de radiación deseadas en el menor tiempo posible, para ello se utilizan procedimientos de diseño apoyados en simuladores electromagnéticos. La variedad de diseños en los sistemas radiantes está caracterizada por las dimensiones que han de tomar dichos elementos, se toma en cuenta las variables que al ser modificadas producen alteraciones en el resultado esperado. Por el contrario, el análisis y diseño de estructuras metálicas considerando la Teoría de Modos Característicos (TMC) orienta a determinar corrientes y campos modales de un

cuerpo conductor, los cuales proporcionan una visión más amplia del comportamiento físico de radiación y facilitan el diseño de la antena [14].

3.2.4 Técnica de recolección de datos

Durante el diseño se aplicarán observaciones experimentales y simulaciones asistidas por computadora, donde se podrán comparar los resultados obtenidos con cada modificación realizada en el diseño original, permitiendo realizar ajustes en el dimensionamiento para conseguir mejoras en la antena final. Se establecerá un proceso de análisis que dará como resultado la corrección de las medidas y las dimensiones de la antena original, además, se podrán comprobar parámetros importantes como la ganancia, el patrón de radiación, en forma tridimensional o bidimensional. CST es una herramienta avanzada que permite una mejor comprensión de los resultados de simulación de antenas [34].

3.2.4.1 Instrumentos

Los instrumentos para el desarrollo del presente proyecto de investigación son:

- Computadora portátil.
- Software de simulación de sistemas radiantes CST.
- Software de simulación de sistemas electromagnéticos FEKO.

3.3 Población y muestra

3.3.1 Población

La población está definida por los valores obtenidos de las simulaciones realizadas, como es; al ancho de banda, eficiencia y directividad.

3.3.2 Muestra

La muestra se compone por los datos tomados de la población anteriormente indicada.

3.4 Operacionalización de variables

3.4.1 Variable independiente

- Rango de frecuencias
- Diseño de la antena

3.4.2 Variable dependiente

- Parámetros de Transmisión / Recepción

Tabla 3.1: Variable independiente.

Variable Independiente	Concepto	Indicadores	Instrumentos
Rango de frecuencias	Frecuencias de operación de la antena	Frecuencias de banda K (18-27 GHz) y banda Ka (27-40 GHz)	Software CST
Diseño de la antena	Basado en modelos de antenas de ondas milimétricas	<ul style="list-style-type: none"> • Antenas Lente • Métodos de alimentación 	

Tabla 3.2: Variable dependiente.

Variable Dependiente	Concepto	Indicadores	Instrumentos
Parámetros de Transmisión / Recepción	Parámetros de grado de funcionalidad y operación de la antena	<ul style="list-style-type: none"> • Ancho de banda • Ganancia • Directividad • Eficiencia 	Software FEKO y Software CST

3.5 Procedimiento y análisis

El proceso de diseño se realizará en el software de simulación CST para medir los valores de directividad, ancho de banda y frecuencia de resonancia, en primera instancia se modificarán las dimensiones de la antena para centrar la frecuencia principal de trabajo de 20 GHz y luego a la frecuencia de 30 GHz, desarrollando una serie de procesos para cumplir con los objetivos planteados, presentando un diseño de antena lente metálica dual band y simular el diseño propuesto en el software CST.

Para el análisis físico de las características de radiación de la antena se usará el software de simulación FEKO, siguiendo el siguiente proceso:

1. Análisis de diseño de lentes metálicas, considerando el estado del arte y la frecuencia de operación que se pretende alcanzar.
2. Análisis de los parámetros de utilizando teoría de modos característicos, con ayuda del software FEKO para ver las características de radiación de la estructura metálica (lente).
3. Diseño de lente metálica en CST, utilizando la información del análisis previo.
4. Validar en funcionamiento de la antena, utilizando el software CST.
5. Presentación de resultados.

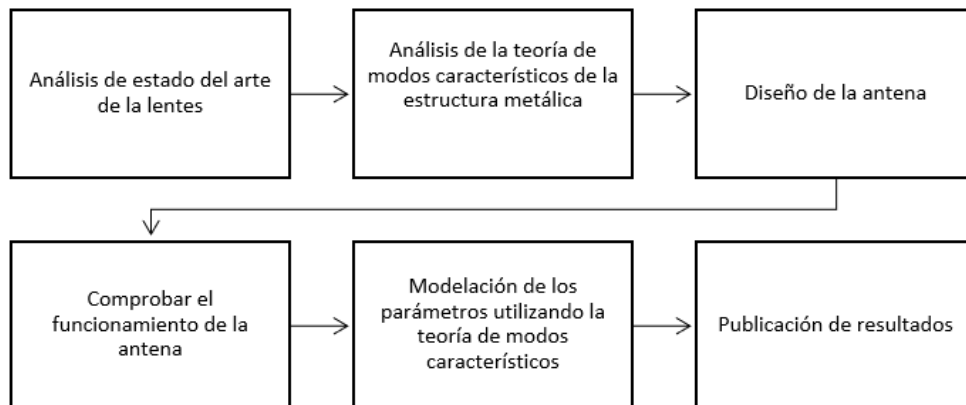
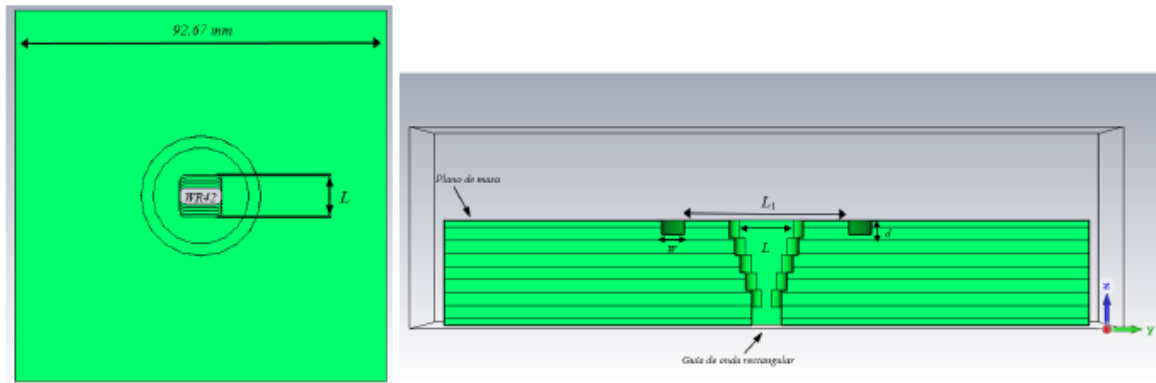


Figura 3.1: Descripción de etapas para la creación del proyecto de investigación.

3.5.1 Diseño de la antena

3.5.1.1 Alimentador para la banda de 18 GHz a 22 GHz

Para el diseño de la antena, se ha procedido a seleccionar un alimentador formado por una guía rectangular WR42 con una transición escalonada cónica que conduce a una apertura cuadrada con un plano de masa, a la misma se le ha añadido una ranura circular de forma simétrica a la dirección de la apertura cuadrada, tomando la referencia de [19], para lograr aumentar ganancias de la antena. En el diseño del alimentador WR42-AC con ranura circular (WR42AC-1R) con plano de masa, se pretende conseguir una eficiencia elevada y un nivel bajo de polarización cruzada [52].



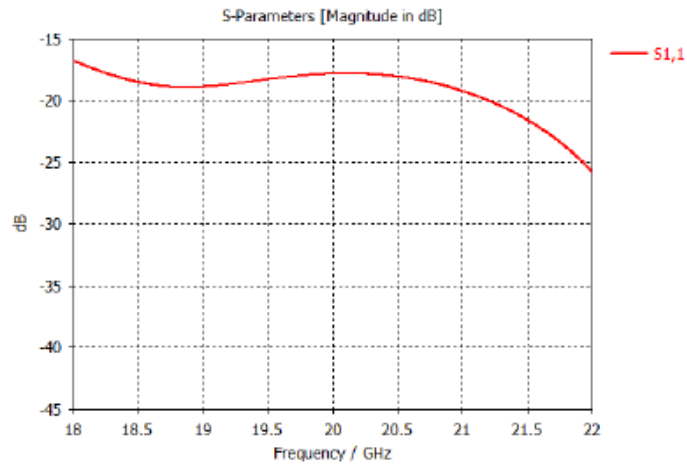
(a) Modelo de la transición WR42-AC-1R con plano de masa

(b) Vista lateral

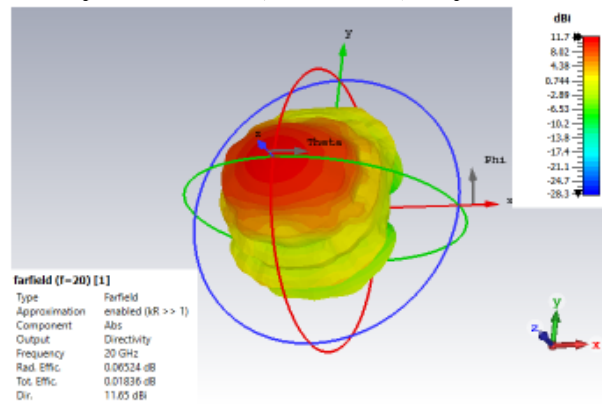
Figura 3.2: Transición de la guía rectangular a apertura cuadrada con ranura circular para la banda de 18 a 32 GHz

Para la banda de 18 GHz a 22 GHz se propone un alimentador similar al presentado en [19]. El tamaño de la apertura la guía de onda rectangular es de $10.67\text{mm} \times 10.67\text{mm}$ ($L \times L$) como se indica en la Figura 3.2a. El plano de masa acoplado a la guía rectangular con apertura cuadrada tiene las dimensiones de $92.67\text{mm} \times 92.67\text{mm}$. La ranura circular de diámetro L_1 que se ha añadido en el alimentador para aumentar la ganancia de la antena manipulando su profundidad d y ancho w se observa en la Figura 3.2b. El prototipo está diseñado en aluminio.

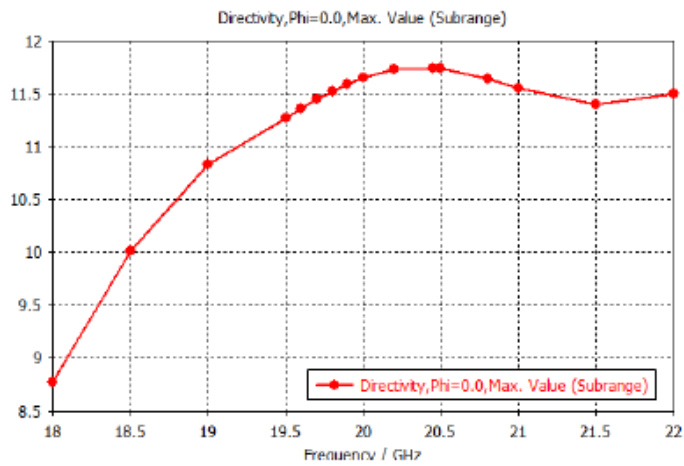
La Figura 3.3a muestra el resultado de los parámetros S_{11} de la simulación del alimentador propuesto y se observa que se encuentra bien adaptada ($S_{11} < -16\text{dB}$) dentro del intervalo de frecuencias de interés. El diagrama de radiación 3D simulado a la frecuencia central de 20 GHz se muestra en la Figura 3.3b donde se observa que se obtiene 11.65 dB. La Figura 3.3c muestra la simulación de la directividad del alimentador constituido por una apertura cuadrada con ranura circular (WR42-AC-1R) con plano tierra donde se observa que se tiene una directividad de hasta 11.74 dB en el rango de 18 a 22 GHz.



(a) Parámetro S_{11} simulado en CST de la transición de guía rectangular WR42 a apertura cuadrada (WR42-AC-1R) con plano tierra.



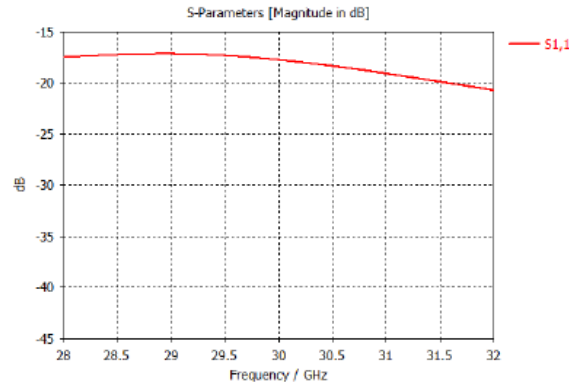
(b) Diagrama de radiación 3D para el modelo



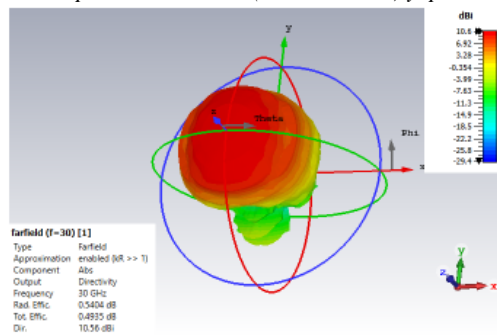
(c) Simulación de la directividad para el modelo

Figura 3.3: Resultados de simulación de la transición de guía rectangular WR42 a apertura cuadrada (WR42- AC-1R) y plano tierra presentada en la Figura 3.2.

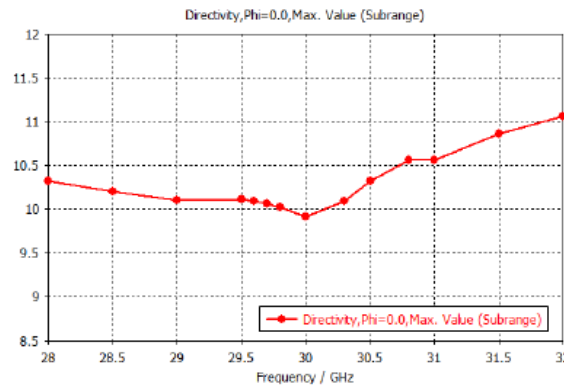
3.5.1.2 Alimentador para la banda de 28 GHz a 32 GHz



(a) Parámetro S_{11} simulado en CST de la transición de guía rectangular WR42 a apertura cuadrada (WR42-AC-1R) y plano tierra.



(b) Diagrama de radiación 3D para el modelo



(c) Simulación de la directividad para el modelo

Figura 3.4: Resultados de simulación de la transición de guía rectangular WR42 a apertura cuadrada (WR42- AC-1R) y plano tierra presentada en la Figura 3.2.

Para la banda de 28 GHz a 32 GHz se propone el mismo alimentador de la sección anterior (WR42-AC-1R), en los resultados de la simulación se observa que se encuentra también adaptado en el resultado de parámetro S_{11} para la banda de interés como se muestra en la Figura 3.4a.

En la Figura 3.4b se indica el patrón de radiación 3D para 30 GHz con una directividad de 10.56dBi. La Figura 3.4c se muestra los resultados de la simulación de directividad del

alimentador de la Figura 3.2a donde se tiene una directividad de 9.91 dBi en la frecuencia central de 30 GHz.

3.5.1.3 Análisis del punto focal

Con respecto al análisis del punto focal, se usa el método de incidencia de onda plana descrito en la sección 2.5.1.1 donde se considera como un campo eléctrico incidente producido por una onda plana que se propaga en la dirección z y actúa sobre una lente situada en el plano x - y .

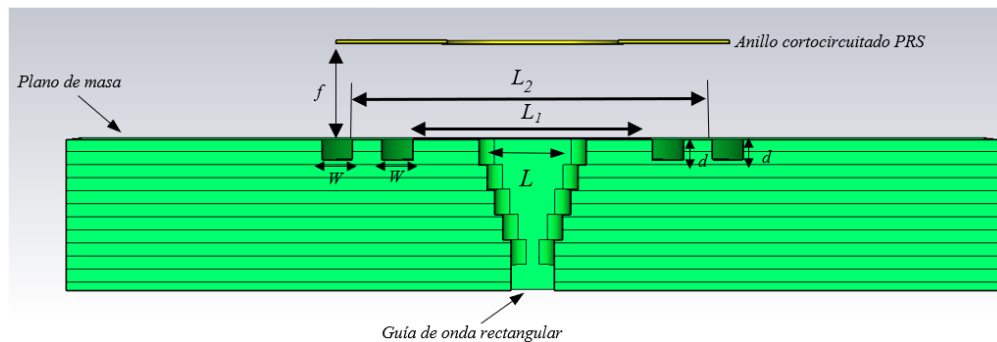


Figura 3.5: Vista lateral de estructura de la lente.

La distancia en la que se debe ubicar la antena de alimentación tomando referencia de [24], mediante un estudio paramétrico y validado por el método de incidencia de onda plana se ha obtenido la distancia óptima entre la lente y el alimentador en el intervalo de 18 GHz a 32 GHz de 9.54mm, lo que representa aproximadamente $f = 0.63\lambda_0$ (ver Figura 3.5).

3.5.1.4 Anillos Cortocircuitados

Partiendo del diseño presentado en [19] donde se propone el esquema de una lente metálica formada por dos capas con anillos metálicos cortocircuitados alimentados por una apertura cuadrada con un plano de masa. Los anillos cortocircuitados corresponden a una estructura parcialmente reflectora (PRS) que se compone como lente.

En primera instancia, se propone un nuevo diseño conservando el alimentador de guía de onda cuadrada a transición escalonada cónica que conduce a una apertura cuadrada (WR42-AC) con plano de masa y ranura circular (WR42-AC-1R), puesto que el alimentador está acoplado en las bandas de interés propuestas en este proyecto.

En cuanto al esquema de la lente metálica con 24 sectores, se propone incluir en una nueva estructura, un nuevo anillo metálico con tiras de cortocircuito, incluyendo 24 sectores a la nueva estructura como se observa en la Figura 3.6. Las dimensiones de la estructura

propuesta se muestran en la Tabla 3.3. Teniendo en cuenta que el diseño presentado en [19], cubre las bandas de 19-22 GHz, tomando $f_0 = 20 \text{ GHz}$ como frecuencia de funcionamiento central.

Tabla 3.3: *Parámetros usados en el anillo*

f_0 (GHz)	D_1 (mm)	D_2 (mm)	D_3 (mm)	t (mm)
20 GHz	16.58	27.15	36.67	1.27

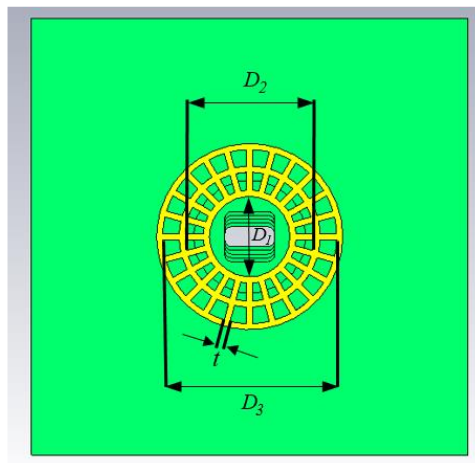
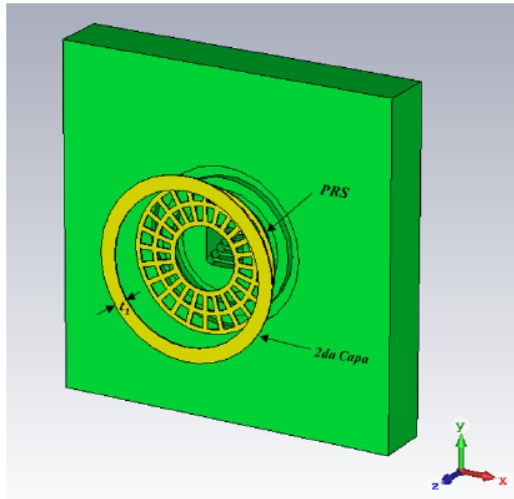


Figura 3.6: *Estructura metálica una capa compuesta por 3 anillos metálicos con tiras de cortocircuito.*

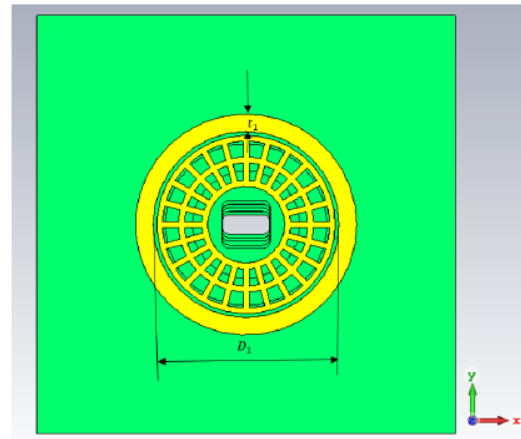
La propuesta de adición de un nuevo anillo de diámetro $D_1 = 16.58 \text{ mm}$, lo que representa $1.65\lambda_0$ a 30 GHz, aproximadamente. Corresponde a la nueva banda que se pretende añadir a la lente, para obtener características de antena DUAL-BAND; así hacer un análisis posterior para observar los resultados. Las tiras de cortocircuito en la nueva estructura resultan un nuevo perímetro interno del bucle entre anillos aproximado de 9.66mm.

3.5.2 Diseño de lente metálica de dos capas

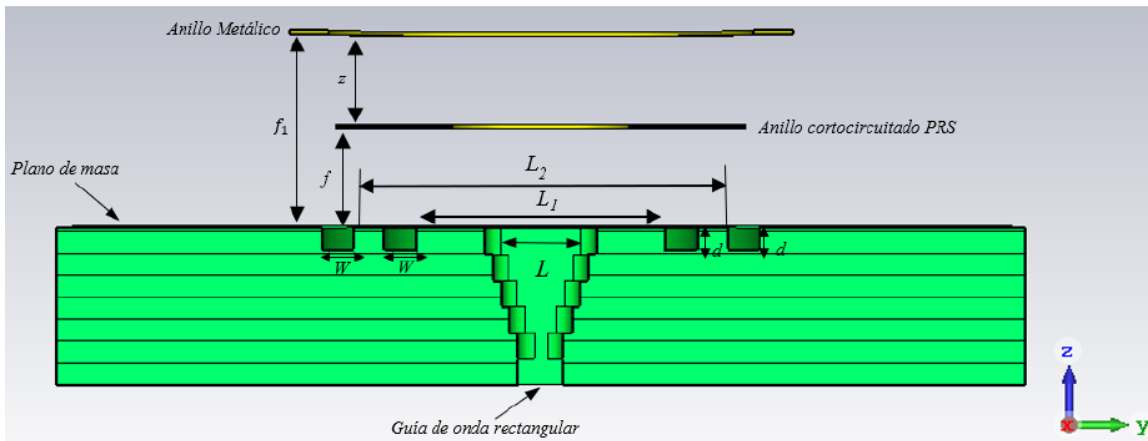
En relación con el diseño de lentes metálicas multicapa se toma como referencia la tesis doctoral de [4], donde se desarrolla diseños de lentes metálicas multicapa para la banda de microondas y ondas milimétricas.



(a) Propuesta de diseño de lente metálica de dos capas. WR42 a apertura cuadrada (WR42-AC-1R) y plano tierra.



(b) Vista Frontal de la lente de dos capas.



(c) Vista Lateral de la lente de dos capas

Figura 3.7: Modelo de lente metálica de dos capas formado por una PRS y un anillo metálico, alimentada por WR42-AC con 2 ranuras circulares y plano tierra.

En la propuesta de lente metálica de la sección anterior, se ha obtenido resultados de directividad aceptables en las bandas de interés propuestas en este trabajo. Ahora, para conseguir un aumento en la directividad de la antena, se va a analizar la estructura formada por tres anillos metálicos con tiras de cortocircuito diseñada en la sección anterior, añadiéndole un anillo de diámetro D_4 separado una distancia z , uno del otro (ver Figura 3.7c).

El anillo metálico propuesto para este análisis, será diferente a la segunda capa PRS presentada en [19], incluyendo un anillo metálico de ancho t_1 . Se considera un anillo metálico simple de diámetro $D_4 = 20.336 \text{ mm}$ ($1.35 \lambda_0$), ancho $t_1 = 3.825 \text{ mm}$, y 0.35 mm de espesor.

La estructura tiene un punto focal de 18.63 mm, lo que representa aproximadamente un valor de $f_1 = 1.24\lambda_0$ a 20 GHz (ver Figura 3.7c), tomando como referencia la distancia focal tomada de [10] y optimizando la misma, para el diseño de 2 capas presentado a continuación (ver Figura 3.7a).

La distancia focal del anillo que se determinó en la sección 3.5.1.3, determina que la distancia focal del anillo es 9.54mm. Al superponer los dos puntos focales propuestos se tiene separación de 9.09 mm ($0.606\lambda_0$ aproximadamente a 20 GHz), entre las dos estructuras (PRS y anillo metálico).

Con el fin de mejorar el nivel de lóbulo principal a secundario (SLL), se propone la adición de una nueva capa al diseño de PRS y anillo metálico presentado en esta sección. El análisis de diseño de lente metálica de tres capas se explica en la siguiente sección.

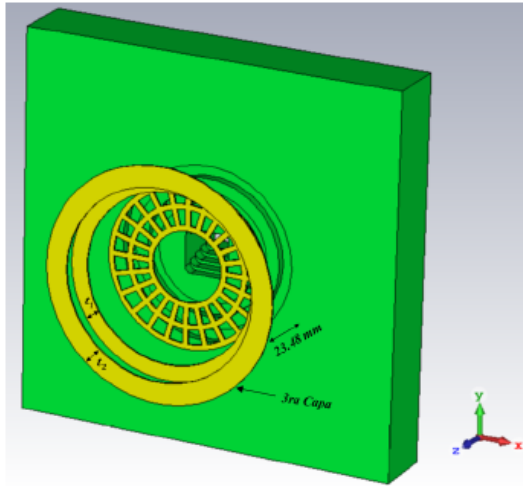
3.5.3 Diseño de lente metálica de tres capas

Ya que la naturaleza del proyecto de investigación se basa en la experiencia propia de simulaciones y comparaciones de modelos de antenas lente aplicadas por distintos investigadores en estudios previos. Por ello se decidió usar como modelo propuesto final a elegir una estructura de antena lente metálica de tres capas, detallada a continuación.

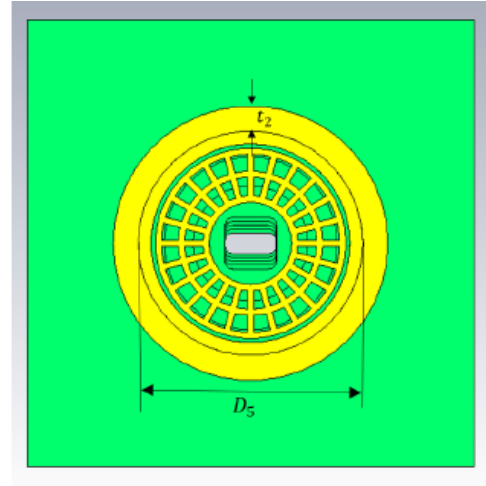
En relación con el diseño de una lente metálica de tres capas presentado en la presente sección, el objetivo principal es mejorar el nivel de lóbulo principal a secundario, manteniendo o de ser posible aumentar la directividad de la antena.

En la propuesta de lente metálica de dos capas se obtuvieron resultados aceptables de directividad para las bandas de interés (20 GHz y 30 GHz), ahora bien, para alcanzar niveles de SLL aceptables para polarización cruzada, se procede a simular, analizar y presentar los resultados de la nueva estructura.

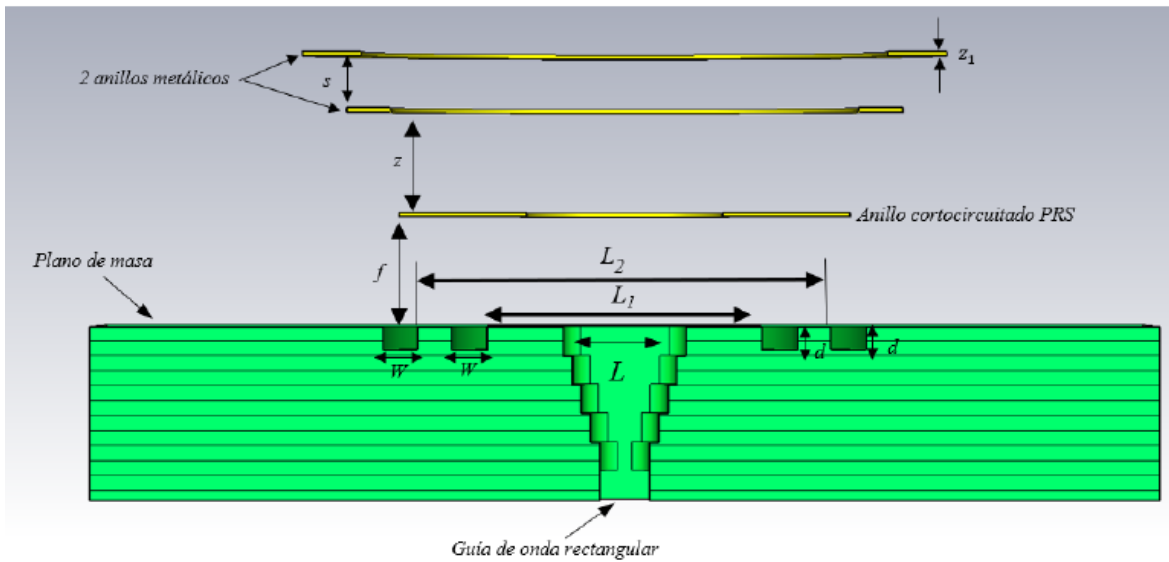
Para comenzar se consideran los resultados obtenidos anteriormente en la sección 3.5.2, de estructura PRS (conformada por 3 anillos metálicos con tiras de cortocircuito que conforma 24 sectores) y anillo metálico, de esta manera, el radio de la nueva estructura tiene un diámetro interno $D_5 = 45.77mm$, lo que representa alrededor de $30.05\lambda_0$ a 20 GHz, ancho $t_2 = 5.1mm$ y un espesor $z_1 = 0.35mm$, como indica la Figura 3.8b. Tomando en cuenta también el punto focal $f = 9.54 mm$ de la PRS presentada en la sección 3.5.1.3.



(a) Propuesta de diseño de lente metálica de tres capas. WR42 a apertura cuadrada (WR42-AC-IR) y plano tierra.



(b) Vista Frontal de la lente de tres capas.



(c) Vista Lateral de la lente de dos capas

Figura 3.8: Modelo de lente metálica de dos capas formado por una PRS y un anillo metálico, alimentada por WR42-AC con 2 ranuras circulares y plano tierra.

El anillo de la nueva capa tiene una separación de $s = 4.5 \text{ mm}$ con respecto al anillo metálico de dos capas. Al realizar la superposición de los puntos focales se tiene que el punto focal de la tercera capa es de 23.48 mm como se observa en la Figura 3.8c.

CAPÍTULO IV.

4. RESULTADOS Y DISCUSIÓN

4.1 Análisis e Interpretación de resultados

Luego de realizado el diseño de la antena, en este capítulo se analizan los resultados obtenidos de simulación en el software CST, que cumple con los objetivos trazados en el proyecto de investigación que son: frecuencia de operación, gran ancho de banda, ganancia y directividad.

4.1.1 Análisis alimentador simulado

Para propósitos comparativos de comportamiento que pueden darse al realizar pequeños cambios en la estructura del alimentador, se procede a incrementar una ranura de dimensiones $L_2 = 36mm$, en el alimentador y comprobar los resultados de la simulación.

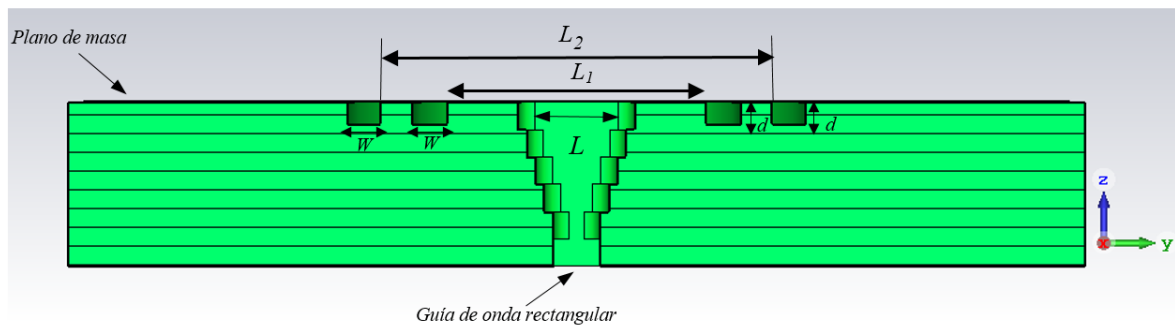


Figura 4.1: Vista lateral de alimentador con dos ranuras y plano de masa.

El alimentador propuesto con nuevas características en su estructura se observa en la Figura 4.1. Los resultados de la simulación de los parámetros S_{11} describen que el alimentador cumple con los parámetros de adaptación ($S_{11} < -15dB$) para las bandas de interés (18 a 20 GHz y 28 a 30 GHz) y se muestran en la Figura 4.2.

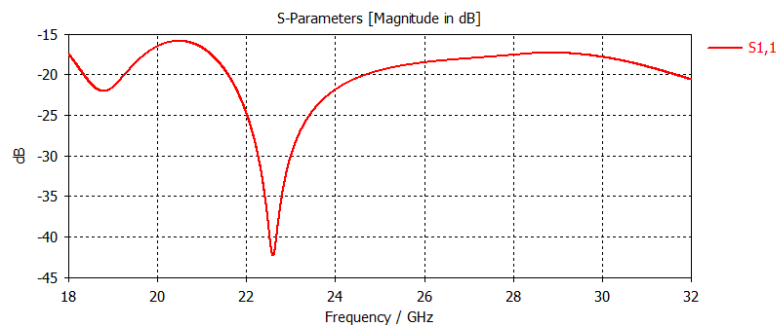


Figura 4.2: Simulación de parámetro S_{11} obtenido para el alimentador primario WR42-AC con ranura circular y plano de tierra, en el intervalo 18 a 32 GHz.

La directividad obtenida para el alimentador propuesto es de 10.07 dB a 20 GHz y de 11.08 dB a 30 GHz, tal como muestra la Figura 4.3.

En relación a los resultados de simulación de alimentador que se muestra en el capítulo anterior, en esta sección continúa con un breve análisis de la estructura metálica que funciona como alimentador en la Figura 4.4, se muestra los resultados de directividad donde se realiza una comparación con las dos estructuras simuladas. Se puede verificar que la directividad del alimentador WR42-AC-1R y plano tierra, posee una directividad de 11.65dBi y al comparar con el alimentador WR42-AC-2R con plano tierra, existe un incremento de 1.58 dB en la banda de 20 GHz. En la segunda banda de interés (30 GHz), al hacer la misma comparación existe una pérdida de 1.16 dB.

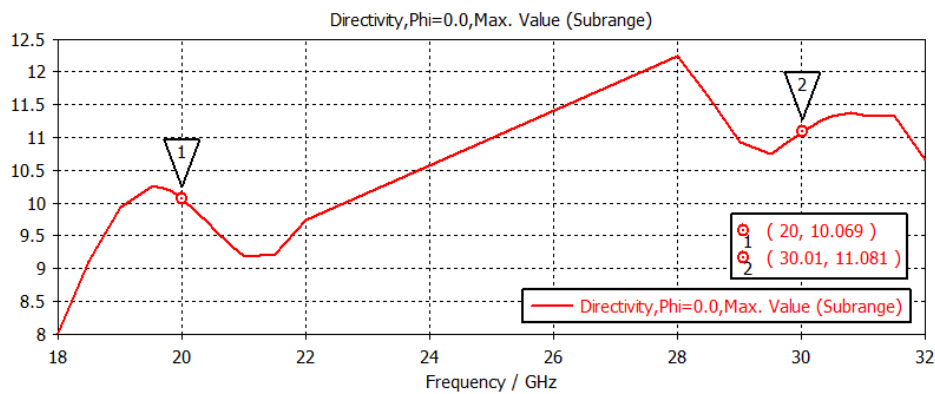


Figura 4.3: Simulación de la directividad máxima obtenida para el alimentador primario WR42-AC con dos ranuras y plano de tierra, en el intervalo 18 a 32 GHz.

Tras la comparación se puede resumir que los dos alimentadores cumplen con la adaptación en los parámetros S_{11} y se pueden usar como alimentador de la antena propuesta.

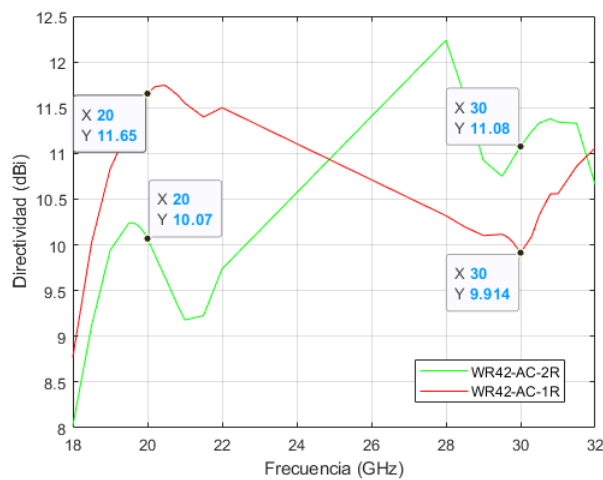
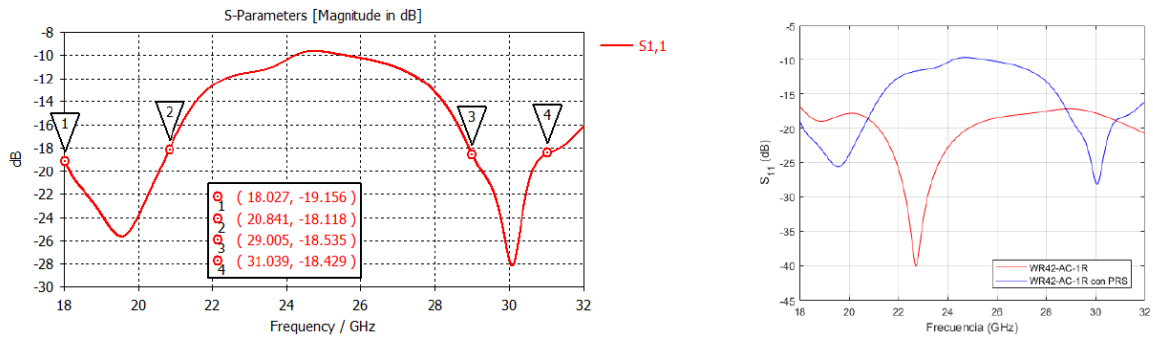


Figura 4.4: Simulación de directividad para el alimentado WR42-AC con la lente propuesta formada por anillos cortocircuitados, de 18 a 32 GHz.

4.1.2 Resultados de la simulación PRS

Para la comprobación de comportamiento de la lente (PRS) de una capa propuesta (ver Figura 3.6), se simula los parámetros S_{11} . La Figura 4.5a muestra los resultados obtenidos de la simulación de la lente con el alimentador propuesto en 3.5.1.1 y en 3.5.1.2 para las bandas de interés. La Figura 4.5b muestra la comparación de los valores obtenidos en la simulación del alimentador aislado y la antena de alimentación con la lente propuesta.



(a) Simulación del parámetro S_{11} para el alimentador WR42- AC-1R con la lente propuesta formada por anillos cortocircuitados, de 18 a 32 GHz.

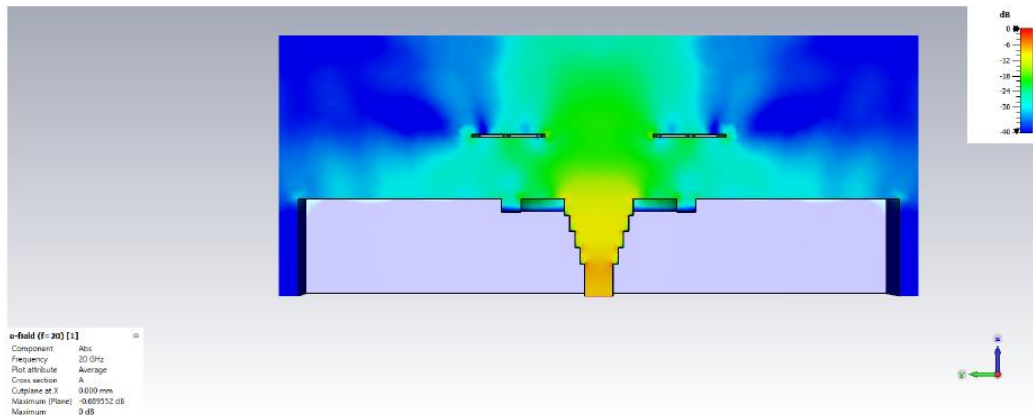
(b) Simulación de parámetro S_{11} obtenida de WR42-AC-1R y plano de tierra y WR42-AC-1R con la lente PRS propuesta, en el intervalo 18 a 32 GHz.

Figura 4.5: Resultados simulación S_{11} Alimentador WR42-AC-1R con PRS.

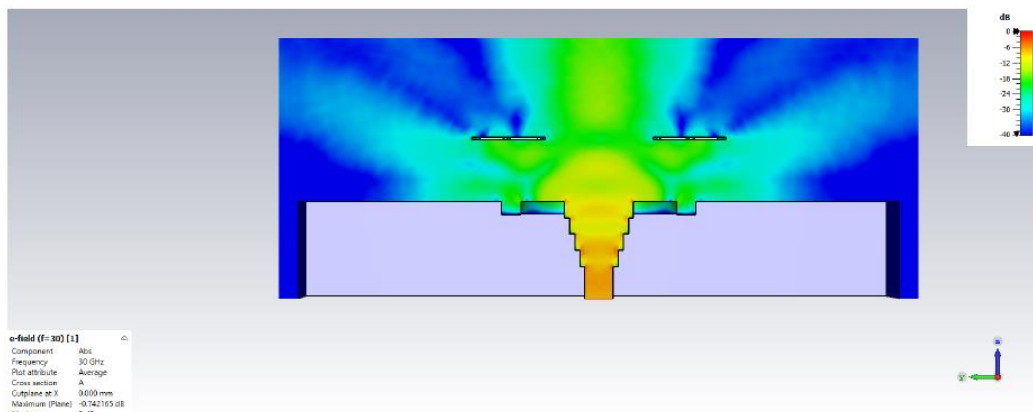
Como se puede observar, en los resultados se obtiene una muy buena adaptación ($S_{11} < -16$ dB) entre 18 GHz y 20.8 GHz y ($S_{11} < -18$ dB) entre 29 GHz y 31 GHz.

La Figura 4.6 muestra la amplitud de campo eléctrico E_y , para la banda de 20 GHz (ver Figura 4.6a) y 30 GHz (ver Figura 4.6b), en el plano $y - z$, para la lente propuesta cuando la estructura metálica se ilumina con el alimentador WR42-AC-1R, que tiene un plano de tierra.

En cuanto a directividad, en la Figura 4.7 se observa que para la lente propuesta es de 11.13 dBi a 20 GHz, lo que con respecto a la apertura de alimentación corresponde un decremento de 0.52dB. Así como para la banda de 30 GHz la directividad es de 12.98 dBi y con respecto a la apertura de alimentación corresponde a un incremento de 3.06 dB aproximadamente.



(a) Campo eléctrico E_y , en el plano y - z , para 20GHz.



(b) Campo eléctrico E_y , en el plano y - z , para 30GHz.

Figura 4.6: Campo eléctrico E_y , en el plano y - z .

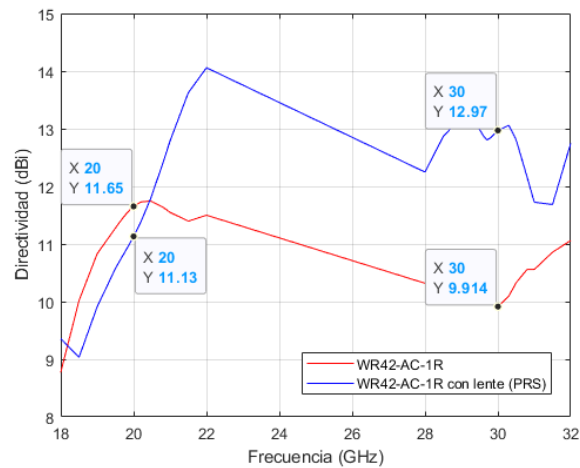


Figura 4.7: Simulación de la directividad máxima obtenida para la lente propuesta formada por 3 anillos con tiras de cortocircuito junto con el alimentador primario WR42-AC con plano de tierra, en el intervalo 18 a 32 GHz.

4.1.2.1 Análisis de la PRS diseñada con alimentador WR42-AC-2R

Ahora, para la comprobación de comportamiento de la lente metálica propuesta con alimentador WR42-AC-2R. En la Figura 4.8, se muestran los resultados de simulación de

parámetros S_{11} , similares a los presentados en los resultados de la simulación anterior de la Figura 4.5a, de forma que la propuesta, también tiene una buena adaptación para las bandas de interés ($S_{11} < -20$ dB en el rango de 19.88 GHz a 20.68 GHz y 29.42 GHz a 30.53 GHz).

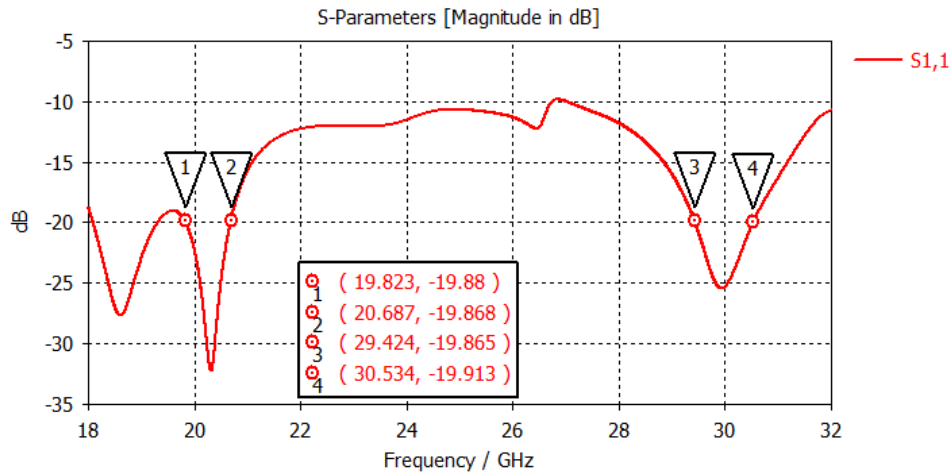


Figura 4.8: Simulación de parámetro S_{11} obtenida para la propuesta de una capa PRS, en el intervalo 18 a 32 GHz.

La Figura 4.9, compara el parámetro S_{11} de la antena propuesta formada por el anillo (PRS) junto con el alimentador (WR42-AC-2R).

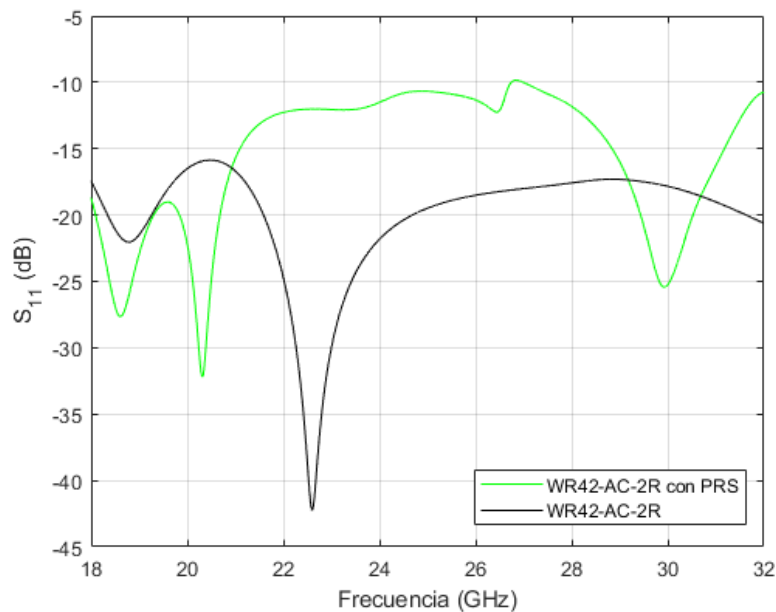


Figura 4.9: Comparación de simulación de parámetro S_{11} de lente PRS con alimentador WR42-AC-2R y alimentador WR42-AC-2R, en el intervalo de 18 a 32 GHz.

En cuanto a la directividad presentada por el diseño, se observa en la Figura 4.10, que la directividad en la primera frecuencia de interés (20 GHz) es de 11.65 dBi, con un

incremento de 0.52 dB con respecto al diseño anterior. Para la segunda frecuencia de interés (30 GHz) la directividad es de 14.4 dBi, donde también se nota un incremento de 1.42 dB en directividad a comparación con el modelo anterior, la comparación de lo antes mencionado se observa en la Figura 4.11.

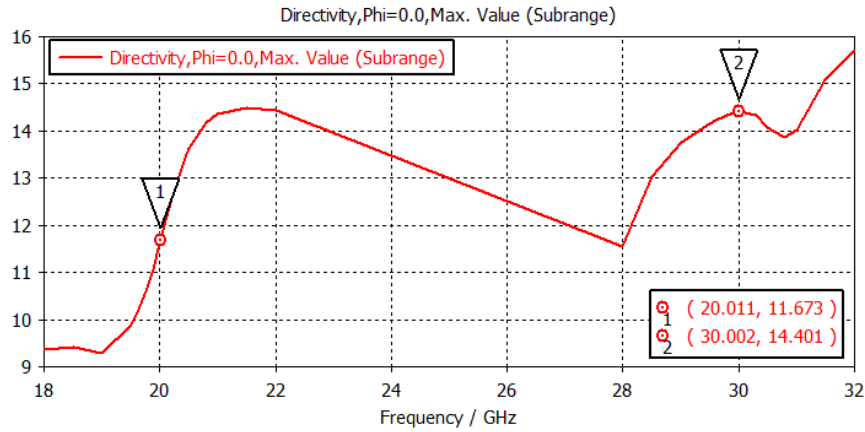


Figura 4.10: Simulación de la directividad obtenida para el alimentador primario WR42-AC-2R y plano de tierra con la lente PRS, en el intervalo 18 a 32 GHz.

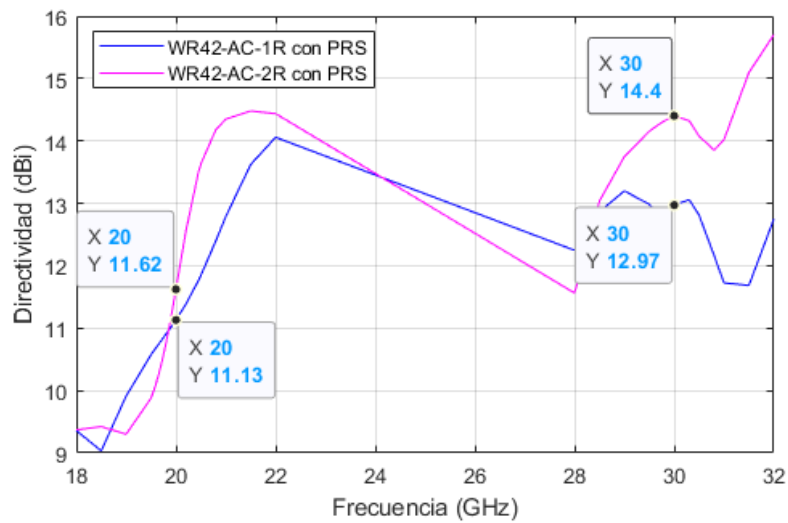


Figura 4.11: Comparación de simulación de directividad de la lente PRS con alimentador WR42-AC-1R y WR42AC-2R, en el intervalo 18 a 32 GHz.

4.1.3 Análisis de simulación antena 2 capas

La Figura 4.12 muestra la simulación de parámetro S_{11} de la lente formada por dos anillos (anillos cortocircuitados PRS y anillo metálico), con alimentador WR42-AC-2R. Como se indica, se tiene una buena adaptación ($S_{11} < -18dB$), en el rango de 18 GHz a 22 GHz, y de valores por debajo de -12 dB para el rango de 28 GHz a 32 GHz.

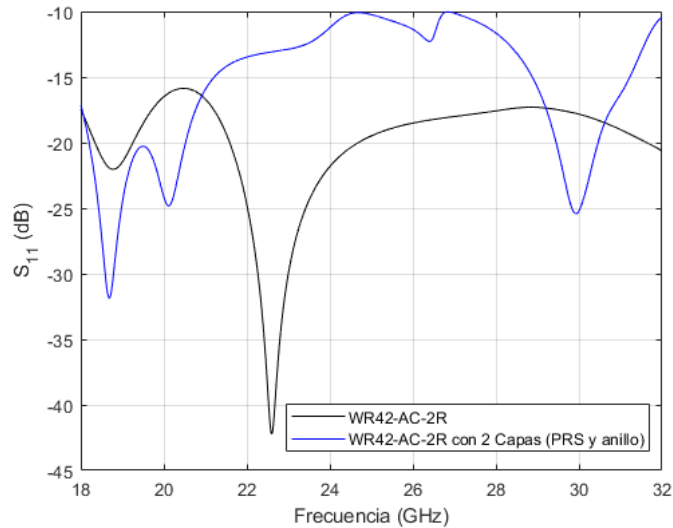


Figura 4.12: Simulación de parámetro S_{11} obtenida para el alimentador primario WR42-AC-2R y plano de tierra con la lente metálica formada por 3 anillos con tiras de cortocircuito (PRS) y anillo metálico, en el intervalo 18 a 32 GHz.

Acerca de la directividad conseguida con la lente de dos anillos es de 13.62dBi para 20 GHz, mientras tanto de 14.19dBi aproximadamente para 30 GHz, se puede decir que, para la banda de 20 GHz, la directividad ha incrementado en 1.97dB aproximadamente en relación a la antena propuesta anterior de una sola capa, mientras que, para la banda de 30 GHz corresponde una disminución de 0.21dB, los resultados se presentan en la Figura 4.13.

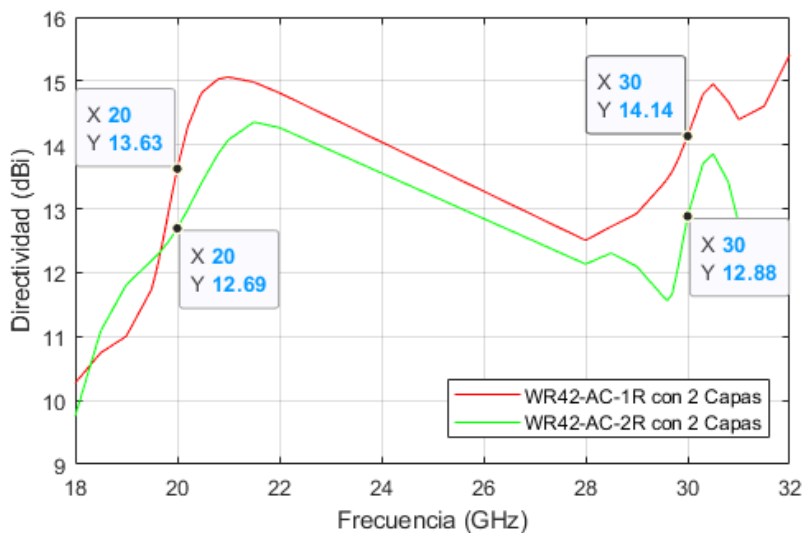
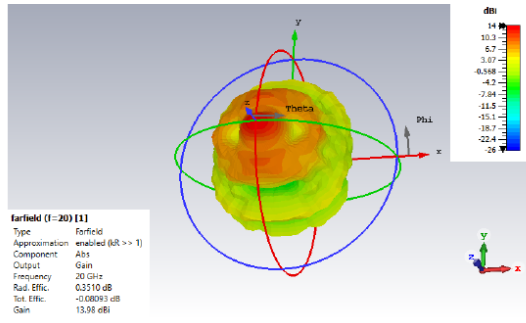
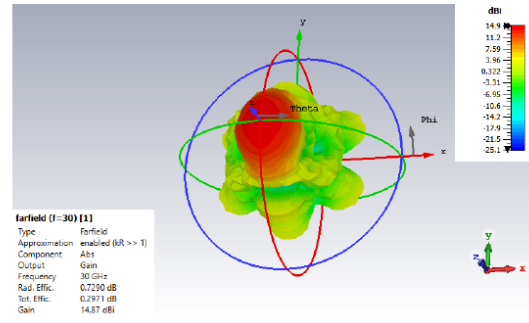


Figura 4.13: Simulación de la directividad obtenida para la antena propuesta de 2 capas, con el alimentador primario WR42-AC-2R y plano de tierra, en el intervalo 18 a 32 GHz.

Con respecto al diagrama de radiación de la antena de dos capas propuesta, se puede verificar en la Figura 4.14, que a la frecuencia de resonancia a 20 GHz con una ganancia de 13.98dBi, así como para la banda de 30 GHz una ganancia de 14.87dBi.



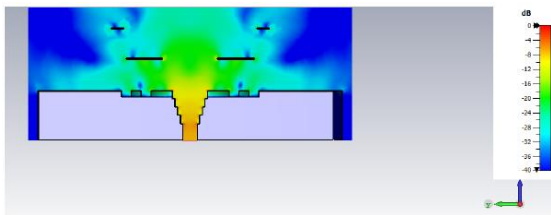
(a) Ganancia de antena propuesta conformada por dos capas y alimentador WR42-AC con dos ranuras y plano tierra a 20 GHz.



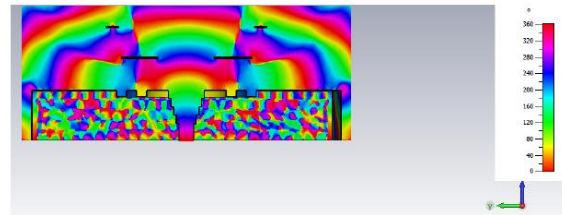
(b) Ganancia de antena propuesta conformada por dos capas y alimentador WR42-AC con dos ranuras y plano tierra a 30 GHz.

Figura 4.14: Ganancia de antena propuesta conformada por dos capas y alimentador WR42-AC con dos ranuras y plano tierra.

Además, se muestra la simulación de campo eléctrico (\vec{E}) en el plano $x - z$, tanto en módulo, como en fase, para las frecuencias de interés ((20 GHz ver Figura 4.15, 30 GHz ver Figura 4.16)). Se puede observar que se tiene una amplitud constante en la parte superior de la lente para las frecuencias de interés, tanto para 20 GHz, como para 30 GHz.

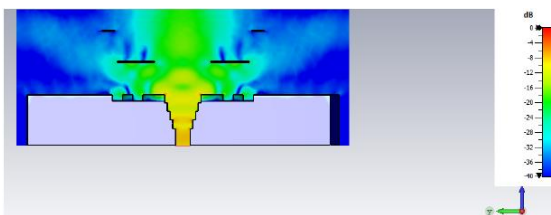


(a) Módulo de \vec{E} , a 20GHz.

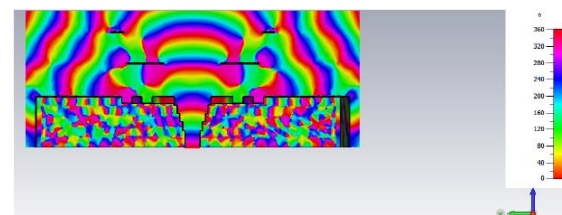


(b) Fase de \vec{E} , a 20GHz.

Figura 4.15: Simulación de campo eléctrico \vec{E} en el plano $x-z$ de la lente de dos capas con PRS y anillo metálico con alimentador, a 20 GHz.



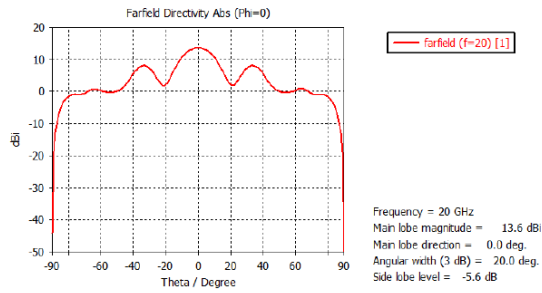
(a) Módulo de \vec{E} , a 30GHz.



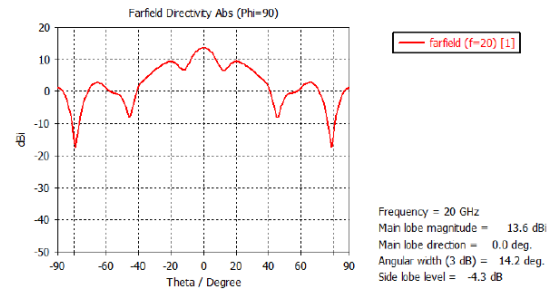
(b) Fase de \vec{E} , a 30GHz.

Figura 4.16: Simulación de campo eléctrico \vec{E} en el plano $x-z$ de la lente de dos capas con PRS y anillo metálico con alimentador, a 30 GHz.

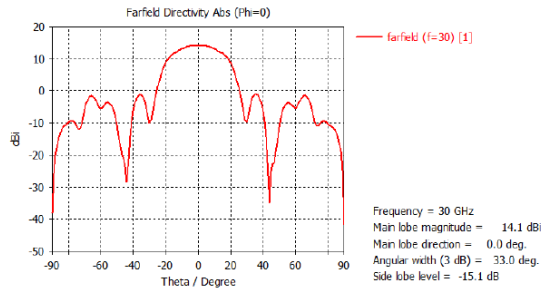
La Figura 4.17 muestra los diagramas de radiación de campo lejano de la lente simulada a 20GHz y 30 GHz, como se puede apreciar en la lente se tiene un nivel de lóbulo principal a secundario (SLL) de -5.6dB en el plano E y de -4.3dB en el plano H. Para la banda de 30GHz, se observa que se tiene SLL = -15.1dB en el plano E y SLL = - 5dB en el plano H.



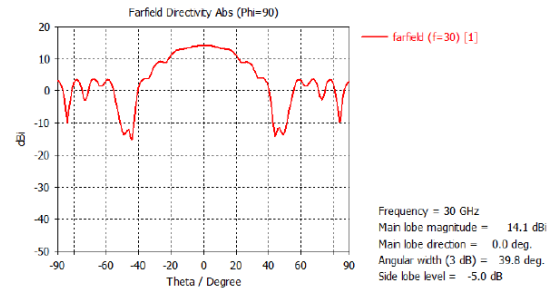
(a) Diagrama de radiación en la lente formada por PRS y anillo en el plano E, a 20GHz.



(b) Diagrama de radiación en la lente formada por PRS y anillo en el plano H, a 20GHz.



(c) Diagrama de radiación en la lente formada por PRS y anillo en el plano E, a 30GHz.



(d) Diagrama de radiación en la lente formada por PRS y anillo en el plano H, a 30GHz.

Figura 4.17: Simulación de diagrama de radiación de campo lejano para lente conformada por PRS y anillo, en diferentes planos.

4.1.4 Análisis de simulación antena 3 capas

En primer lugar, se muestran los resultados de simulación de parámetro S_{11} para la antena lente compuesta por; estructura PRS y dos anillos metálicos, que conforman las 3 capas con antena de alimentación WR42-AC-2R con plano de tierra. Como se observa en la Figura 4.18, la antena se encuentra adaptada ($S_{11} < -15dB$) para el rango de 18 GHz a 22 GHz. Para el rango de frecuencias de 28 GHz a 32 GHz la antena se encuentra adaptada ($S_{11} < -12dB$).

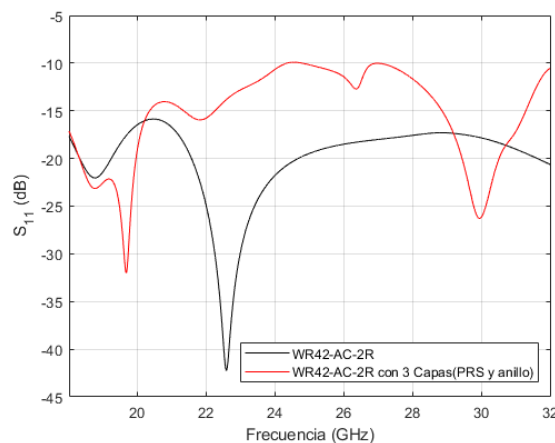


Figura 4.18: Simulación de parámetro S_{11} obtenida para lente de tres capas propuesta, en el rango de 18 GHz a 32 GHz.

Con respecto a la directividad, la lente metálica de tres capas incrementa en 3.85dB comparada con el diseño de antena de 2 Capas en la banda de 20 GHz. De igual forma incrementa 1.02dB a comparación con la lente de dos capas. La directividad máxima obtenida en el rango de 18 GHz a 22 GHz es de 17.59dBi en 20.2 GHz y en el rango de 28 GHz a 32 GHz es de 15.85dBi en 30.3 GHz. Los resultados se indican en la Figura 4.19.

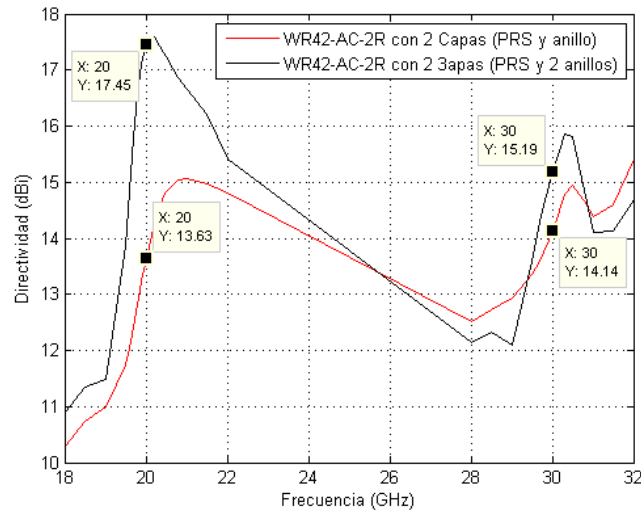
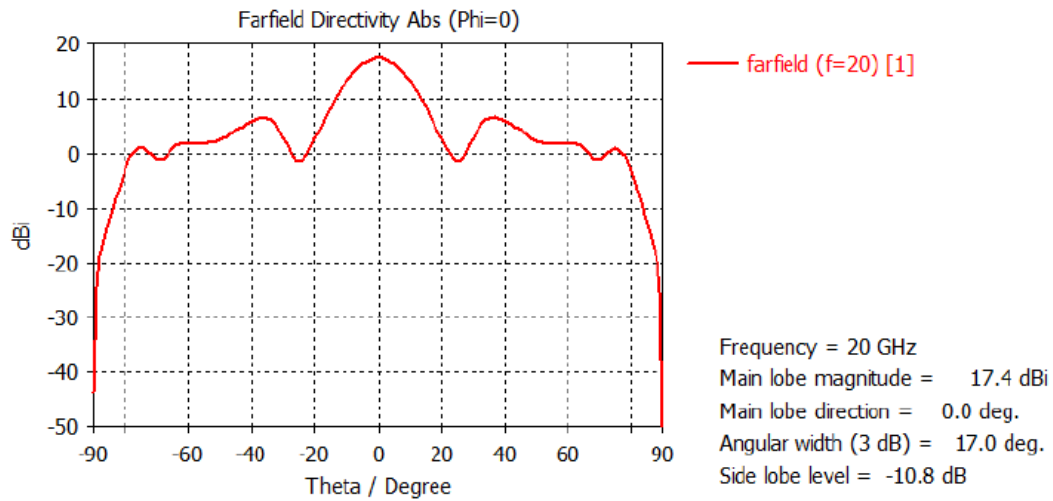


Figura 4.19: Simulación de la directividad para la lente de 3 capas propuesta, en el rango de 18 GHz a 32 GHz.

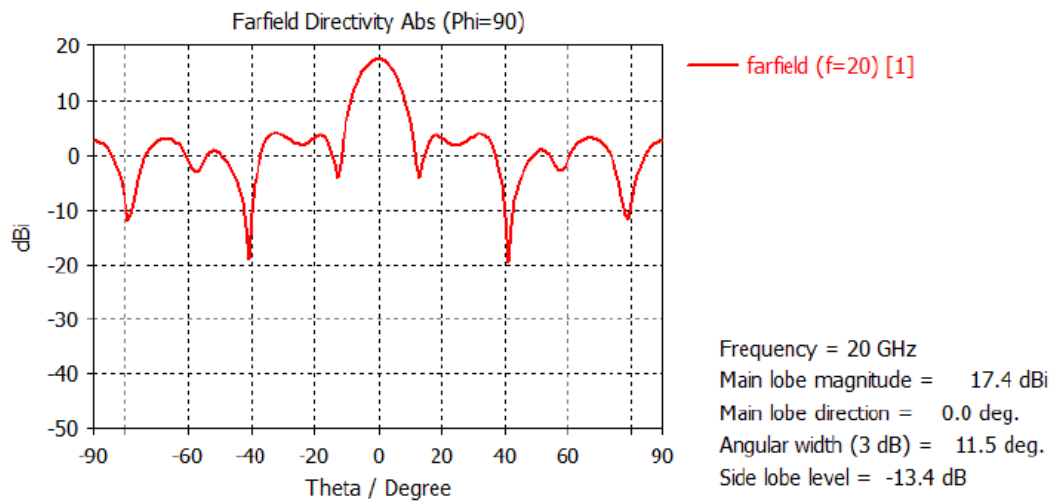
La Figura 4.20 muestra los diagramas de radiación de campo lejano de la lente simulada a la frecuencia central de 20 GHz y 30 GHz respectivamente, como se puede ver en la lente se tiene un nivel de lóbulo principal a secundario (SLL) de -13.4dB en el plano E en la banda de 20GHz, lo que corresponde a una mejora de 7.8dB con respecto al diseño anterior de 2 capas. Así mismo para el plano H SLL=10.8dB, hay una mejora de 6.5dB respecto a la antena de dos capas.

Para la banda de 30GHz, se observa que se tiene SLL = -11.9dB en el plano E y SLL = -16.7 dB en el plano H, tal como se indica en la Figura 4.21.

También, la Figura 4.22 muestra la simulación de campo eléctrico \vec{E} en el plano $y-z$ para la banda de 20 GHz y la Figura 4.23 para la banda de 30GHz. Se observa que para la energía se distribuye uniformemente entre la PRS y el plano de tierra, también se observa que la mayoría de magnitud de campo eléctrico se concentra en el centro de la lente, lo que consecuentemente lleva a un incremento de la ganancia de la antena.



(a) Diagrama de radiación en campo lejano para la lente de 3 capas en el plano E.



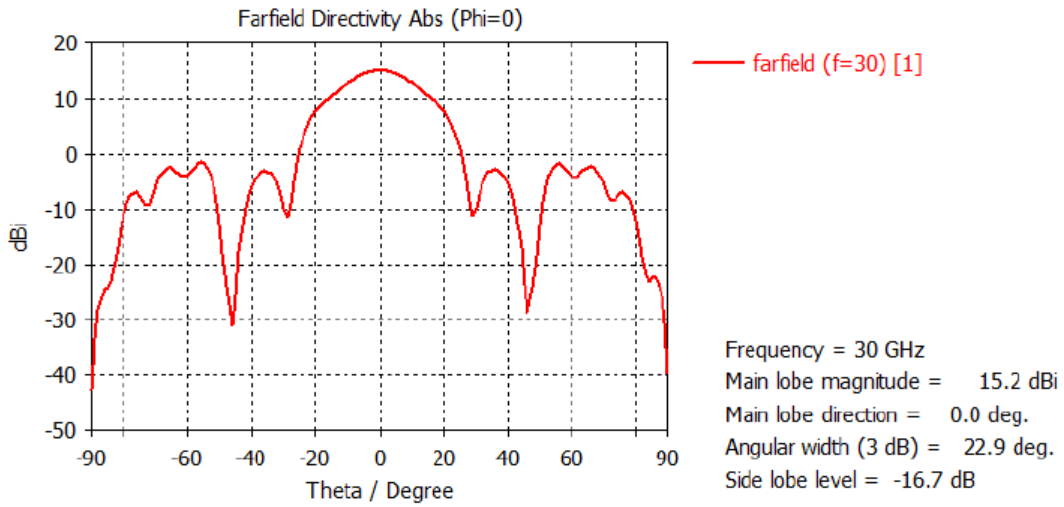
(b) Diagrama de radiación en campo lejano para la lente de 3 capas en el plano H.

Figura 4.20: Simulación de diagrama de radiación en campo lejano para la lente metálica de 3 capas. a 20GHz.

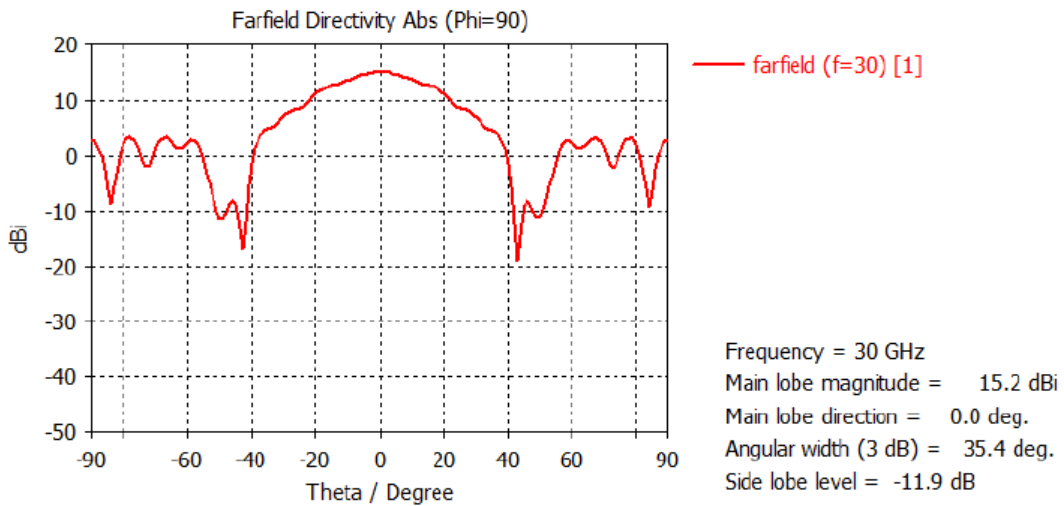
A continuación, se presenta el diagrama de radiación de la directividad propuesta por la antena de 3 capas, en la Figura 4.24 se observa la directividad para 20 y 30GHz, respectivamente.

En lo que respecta al diagrama de radiación de la antena diseñada, se puede verificar en la Figura 4.25, que a la frecuencia de resonancia para la que fue diseñada (20 GHz y 30 GHz), se forma es su punto radiante un diagrama con una ganancia de 17.84dBi en la frecuencia de 20 GHz y de 15.81dBi en 30 GHz. Para la frecuencia de 20 GHz se tiene una

eficiencia de radiación 0.977 y para la frecuencia de 30 GHz se tiene una eficiencia de radiación de 0.961.



(a) Diagrama de radiación en campo lejano para la lente de 3 capas en el plano E.



(b) Diagrama de radiación en campo lejano para la lente de 3 capas en el plano H.

Figura 4.21: Simulación de diagrama de radiación en campo lejano para la lente metálica de 3 capas, a 30GHz

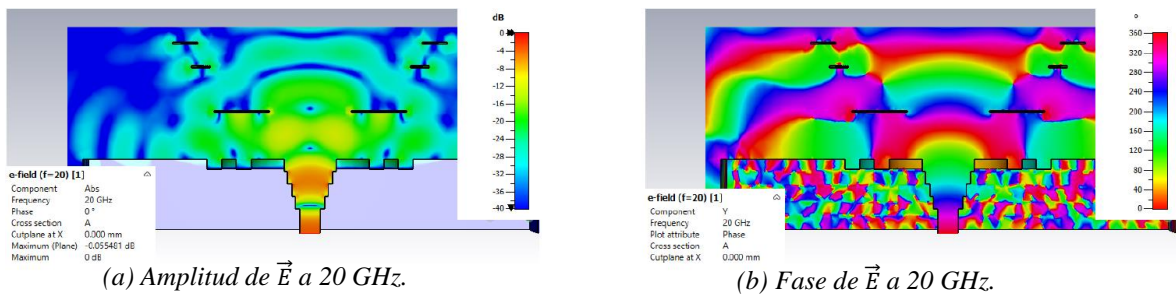
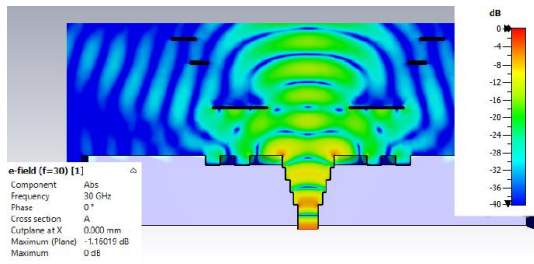
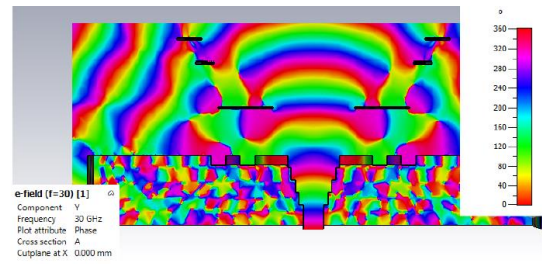


Figura 4.22: Simulación de campo eléctrico en el plano y-z de la lente de 3 capas, a 20 GHz.

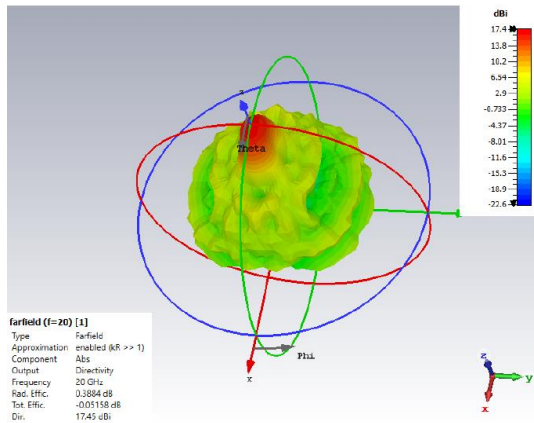


(a) Amplitud de \vec{E} a 30 GHz.

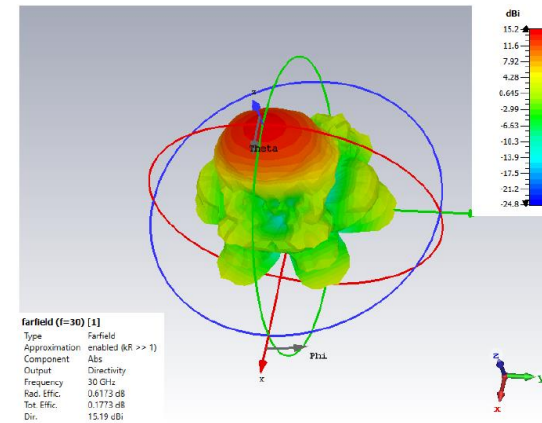


(b) Fase de \vec{E} a 30 GHz.

Figura 4.23: Simulación de campo eléctrico en el plano y-z de la lente de 3 capas, a 30 GHz.

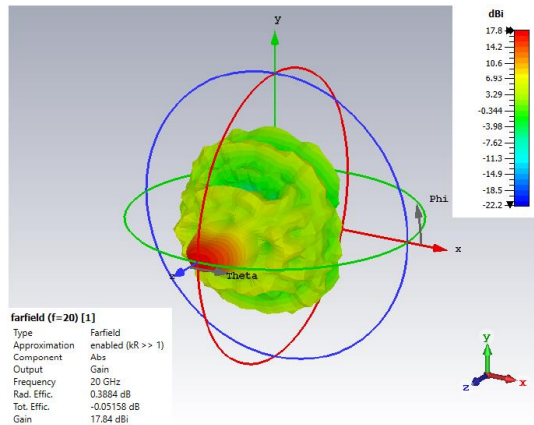


(a) Diagrama de radiación 3 D, a 20 GHz.

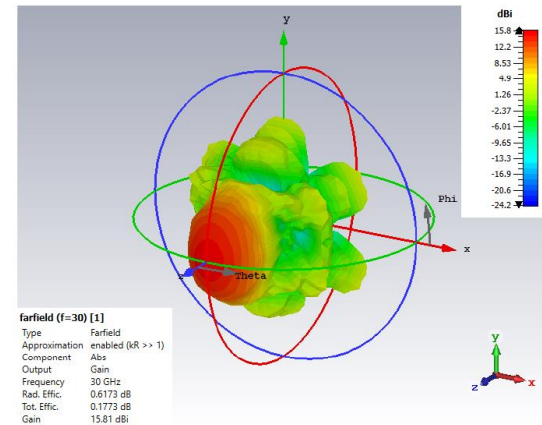


(b) Diagrama de radiación 3 D, a 30 GHz.

Figura 4.24: Simulación de directividad de la lente de 3 capas, en el rango de 18 a 32 GHz.



(a) Diagrama de radiación 3 D, a 20 GHz.



(b) Diagrama de radiación 3 D, a 30 GHz.

Figura 4.25: Simulación de ganancia de la lente de 3 capas, en el rango de 18 a 32 GHz.

En este punto, es importante realizar una comparación con los resultados de las simulaciones de las antenas diseñadas, en la Figura 4.17. El producto de simulaciones del diseño de antena de dos capas muestra que no se consigue un nivel de lóbulo principal a secundario (SLL) satisfactorio para la operación de la antena; por ello, se le añade una capa a una separación $s = 0.3\lambda_0$, se puede ver en la Figura 3.8, como resultado de la simulación del diseño con tres capas, se alcanza el nivel óptimo para la antena propuesta para operar en

las frecuencias de 20 GHz y 30 GHz y se puede visualizar en las Figura 4.20 y Figura 4.21. Es importante recalcar que el posicionamiento del punto focal de la segunda y tercera capa pueden afectar el SLL y la directividad de la antenna, un dato importante para futuros desarrollos.

Además, al incluir una ranura al alimentador se consigue una mayor directividad en las bandas de interés, como resultado de simulación de directividad de antenna (con PRS, PRS con anillo y PRS con 2 anillos) con alimentador WR42-AC-1R se puede visualizar en la Figura 4.26, y como resultado de simulación de directividad de antenna (con PRS, PRS con anillo y PRS con 2 anillos) con alimentador WR42-AC-2R se puede visualizar en la Figura 4.27.

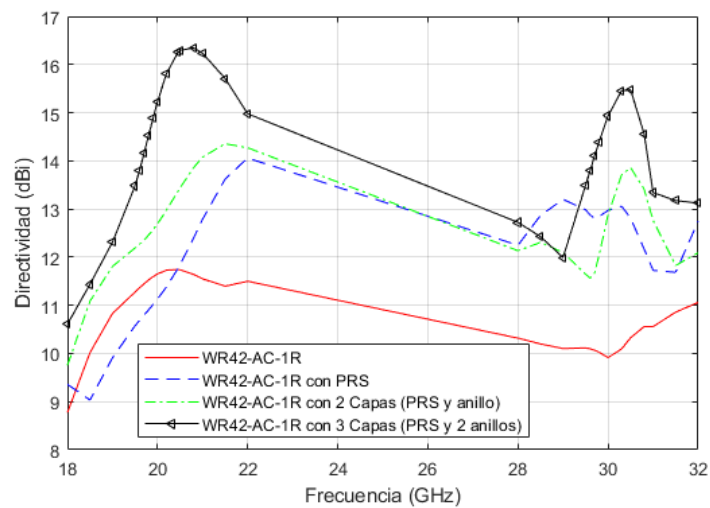


Figura 4.26: Simulación de la directividad para la lente de 3 capas propuesta con alimentador WR42-AC-1R, en el rango de 18 GHz a 32 GHz.

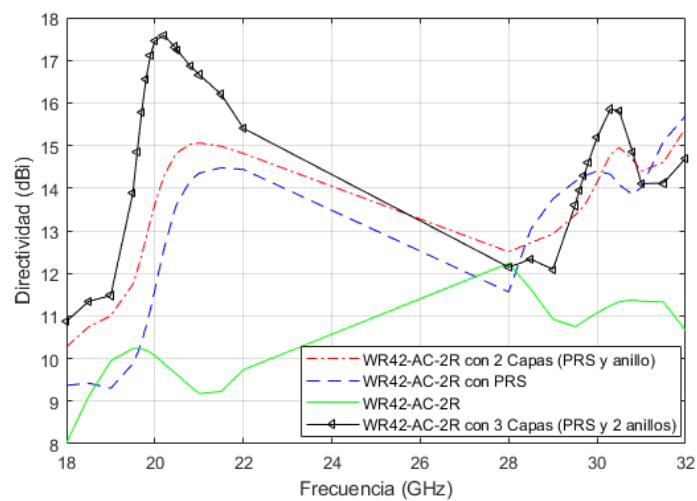
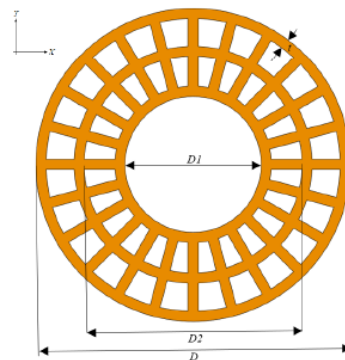


Figura 4.27: Simulación de la directividad para la lente de 3 capas propuesta con alimentador WR42-AC-2R, en el rango de 18 GHz a 32 GHz.

4.2 Análisis mediante la TMC

Para iniciar el análisis, se considera la estructura de anillos cortocircuitados distribuidos en 24 sectores, que cumplen los parámetros deseados a la frecuencia de diseño como se muestra en la Figura 4.28a. En base a la interpretación física de los ángulos característicos, se determina que los modos más significativos en la estructura metálica son: El Modo 1, Modo 1', el Modo 2 y Modo 2', el Modo 3 y Modo 4. El Modo 1 como se observa en la Figura 4.28b presenta una distribución de corrientes muy intensa. En la Figura 4.28c se observa el comportamiento del Modo ortogonal (Modo 1') del Modo 1.



(a) Estructura anillos cortocircuitados.

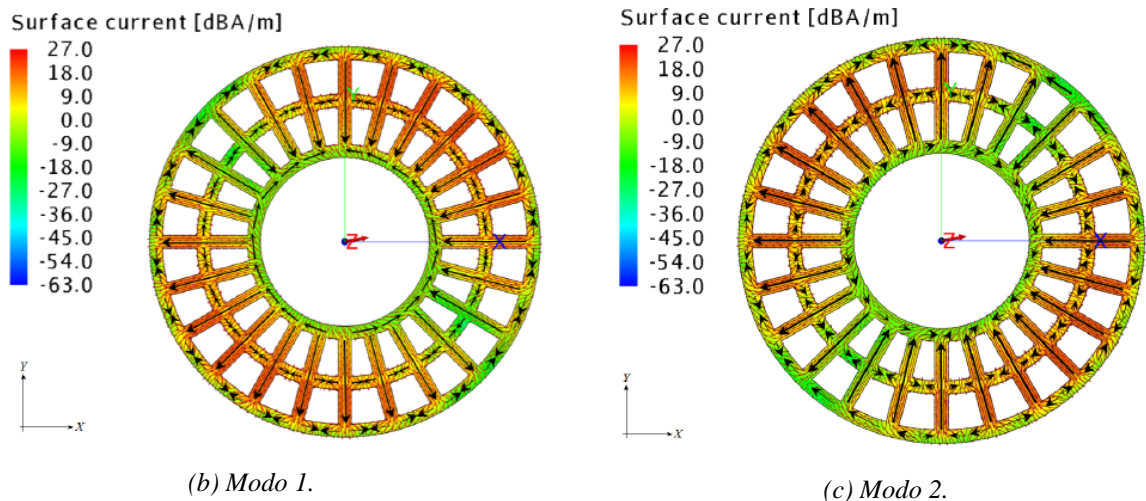
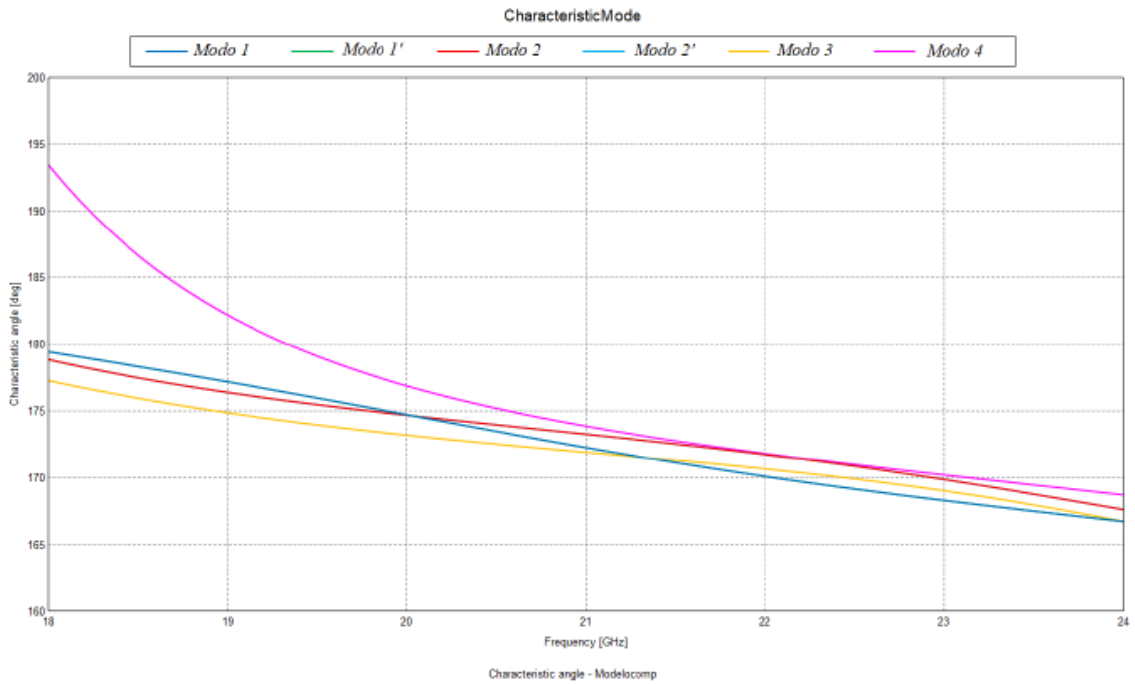
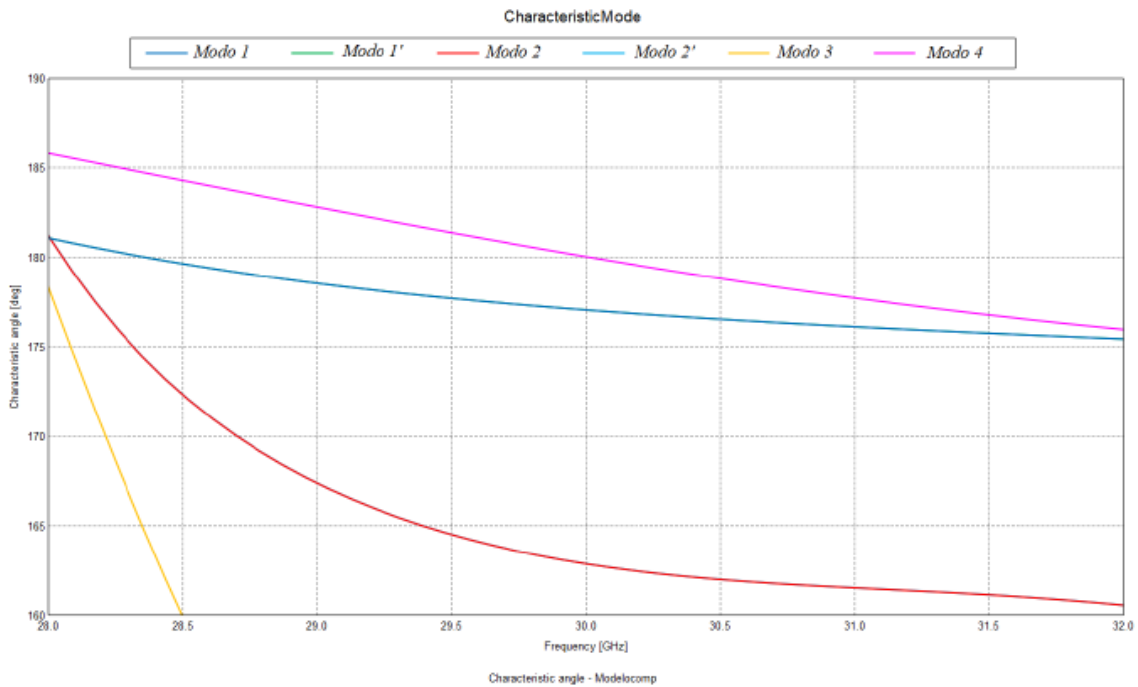


Figura 4.28: Esquema de anillos cortocircuitados y distribución de corrientes modo 1 y modo 2.

El ángulo característico (α_n) de los cinco primeros modos se los visualiza en la Figura 4.29, como se mira los modos coinciden en el ángulo característico cercano de los 180° en el modo 4, resonando a 19.43 GHz, en el rango de 18 a 24 GHz (ver Figura 4.29a), también se puede decir que, en el rango de 18 GHz a 24 GHz, los modos restantes presentan un comportamiento inductivo ($\alpha_n < 180^\circ$).



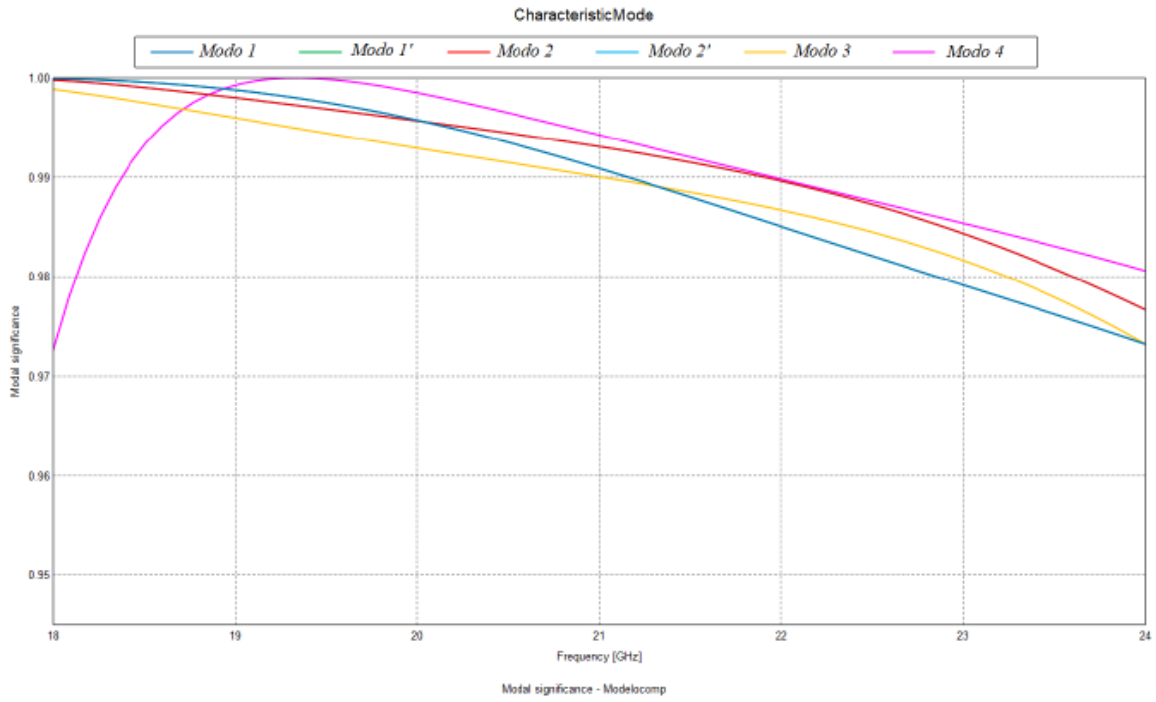
(a) Ángulo característico de la estructura, en el rango de 18 GHz a 24 GHz.



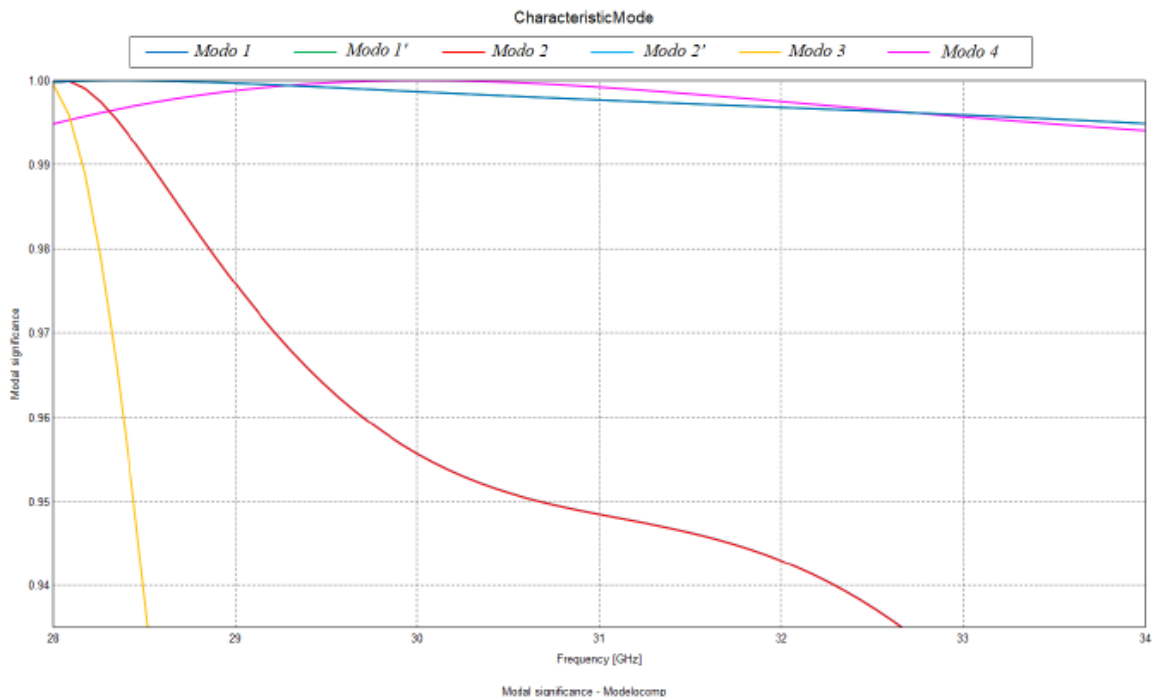
(b) Ángulo característico de la estructura, en el rango de 28 GHz a 34 GHz.

Figura 4.29: Ángulo característico de anillos cortocircuitados 24 sectores.

Así mismo en la Figura 4.29b se observa el (α_n) de los modos (Modo 1 y su degenerado Modo 1', Modo 2 y su degenerado Modo 2', Modo 3 y Modo 4), resonando en 30 GHz en el Modo 4, de la misma manera, se observa que el Modo 2 y su ortogonal Modo 2' presentan un comportamiento inductivo ($\alpha_n < 180^\circ$) en este rango.



(a) Significancia Modal de la estructura, en el rango de 18 GHz a 24 GHz.



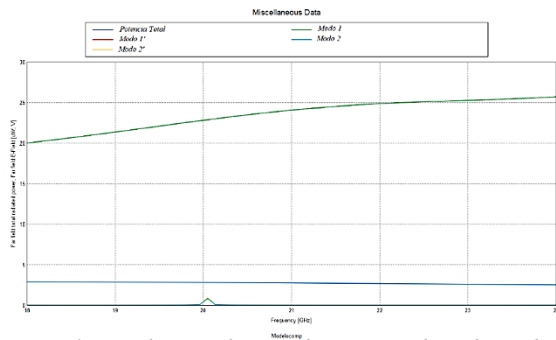
(b) Significancia Modal de la estructura, en el rango de 28 GHz a 34 GHz.

Figura 4.30: Significancia Modal de anillos cortocircuitados 24 sectores.

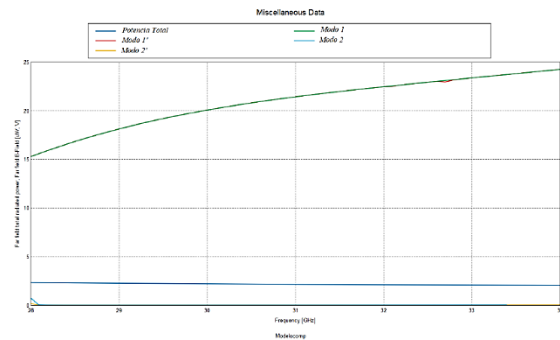
Para obtener el ancho de banda modal en la Figura 4.30, se analiza los valores de MS_n , como se puede observar el Modo 4 y su degenerado Modo 4' > 0.97 a lo largo del rango de

18-24 GHz. Además, se observa que en el rango de 28 a 34 GHz Modo 1-Modo 1' y Modo 4 alcanza los valores de $MS_n > 0.99$ a lo largo de del rango de 28 a 34 GHz.

Como los modos mencionados son los más significativos, es necesario analizar la contribución de cada modo a la potencia total radiada cuando incide una onda plana en un cuerpo conductor. Los resultados de la simulación se muestran en la Figura 4.31, donde se puede deducir que los modos Modo 1 y Modo 1' son los modos que proporcionan mayor contribución de potencia total radiada, en los rangos analizados, tanto en el rango de 18 a 24 GHz como en el rango de 28 a 34 GHz.



(a) Simulación de contribución de potencia de cada modo a la potencia radiada total, en el rango de 18 GHz a 24 GHz.



(b) Simulación de contribución de potencia de cada modo a la potencia radiada total, en el rango de 28 GHz a 34 GHz.

Figura 4.31: Contribución de potencia radiada de anillos cortocircuitados 24 sectores.

Los diagramas de radiación asociados a los modos más significativos a 20 GHz de la antena se muestran en la Figura 4.32 y en la Figura 4.33 a 30 GHz. Para el modo antena Modo 4 (Figura 4.32c). Cabe recalcar que el modo está en resonancia cuando $\alpha_n = 180^\circ$ y $MS_n = 1$, también que el comportamiento inductivo o capacitivo se determinan en los datos de ángulo característico. Los resultados muestran que estos dos modos son los que presentan un máximo en la dirección de propagación.

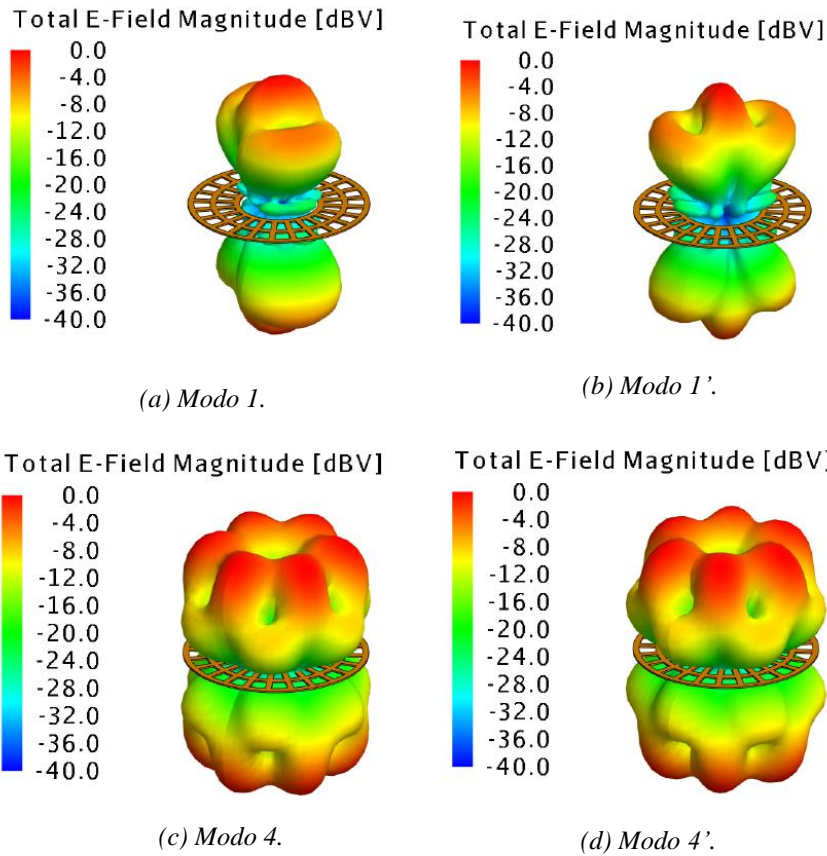


Figura 4.32: Diagrama de radiación de los modos del anillo metálico a 20 GHz.

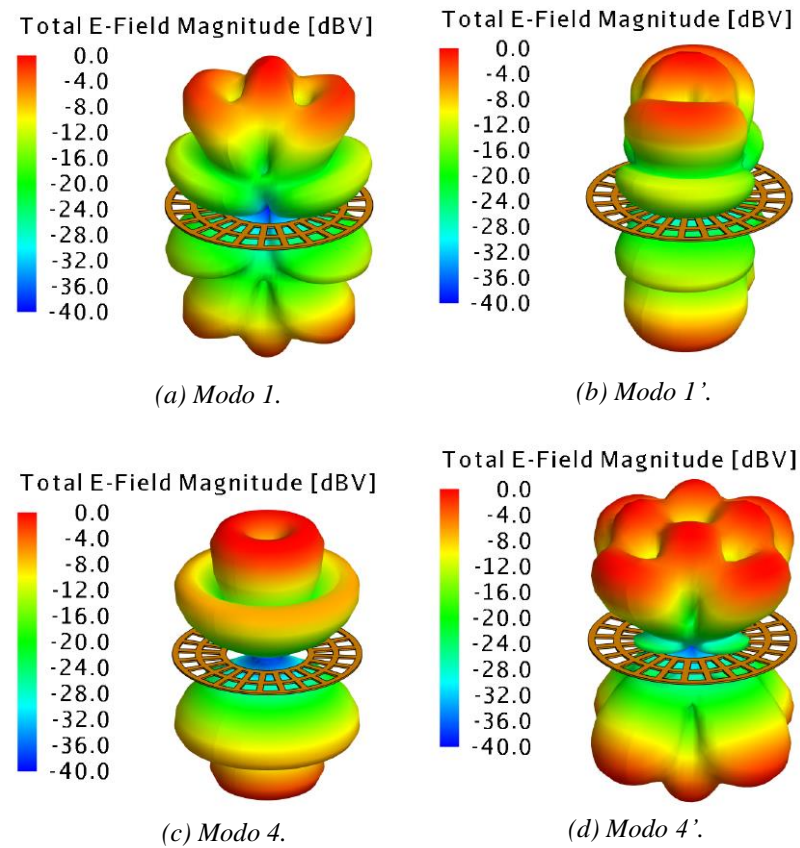


Figura 4.33: Diagrama de radiación de los modos del anillo metálico a 30 GHz.

Finalmente, en la Tabla 4.1 se presenta un resumen de los parámetros simulados de los prototipos diseñados considerando: tamaño ((D) diámetro externo; (t) espesor; (S_{capas}) separación de capas de metal; (f_0) frecuencia de operación; (D_{max}) directividad máxima; (SLL) nivel de lóbulo principal a secundario en el plano E y tipo de alimentador).

Tabla 4.1: Tabla comparativa de parámetros simulados de los diseños realizados

Antena	Alimentador	Tamaño Lente	(f_0)	D_{max} (dBi)	SLL (dB)
PRS (1 capa)	WR42-AC-1R	D: $2.61\lambda_0$ t: $0.085\lambda_0$	20 GHz Rango: 18-32 GHz	14.05 (22 GHz)	-3.5 (20 GHz) -15.1 (30 GHz)
Anillo con PRS (2 capas)	WR42-AC-1R	D: $3.22\lambda_0$ t: $0.085\lambda_0$ $t_1:0.25\lambda_0$ $S_{capas}:0.58\lambda_0$	20 GHz Rango: 18-32 GHz	14.35 (21.5 GHz)	-5 (20 GHz) -5.9 (30 GHz)
2 anillos con PRS (3 capas)	WR42-AC-1R	D: $3.73\lambda_0$ t: $0.085\lambda_0$ $t_1:0.25\lambda_0$ $t_2:0.34\lambda_0$ $S_{2A}:0.3\lambda_0$ $S_{2A-PRS}:0.9\lambda_0$	20 GHz Rango: 18-32 GHz	16.34 (22 GHz)	-9.8 (20 GHz) -7.6 (30 GHz)
PRS (1 capa)	WR42-AC-2R	D: $2.61\lambda_0$ t: $0.085\lambda_0$	20 GHz Rango: 18-32 GHz	15.7 (32 GHz)	-1.3 (20 GHz) -4.5 (30 GHz)
Anillo con PRS (2 capas)	WR42-AC-2R	D: $3.22\lambda_0$ t: $0.085\lambda_0$ $t_1:0.25\lambda_0$ $S_{capas}:0.58\lambda_0$	20 GHz Rango: 18-32 GHz	15.4 (32 GHz)	-4.3 (20 GHz) -5 (30 GHz)
2 anillos con PRS (3 capas)	WR42-AC-2R	D: $3.73\lambda_0$ t: $0.085\lambda_0$ $t_1:0.25\lambda_0$ $t_2:0.34\lambda_0$ $S_{2A}:0.3\lambda_0$ $S_{2A-PRS}:0.9\lambda_0$	20 GHz Rango: 18-32 GHz	17.58 (20.2 GHz)	-13.4 (20 GHz) -11.9 (30 GHz)

4.3 Análisis de la antena lente propuesta comparada con una antena lente forma arbitraria

En esta sección se presenta una estadística comparativa de los resultados de parámetros de ancho de banda, ganancia y directividad de la antena lente con 3 capas propuesta con los resultados de la antena lente convencional.

Hipótesis:

H_0 : los datos siguen una distribución normal

H_a : los datos no siguen una distribución normal

Si $n > 50$ se aplica Kolmogorov-Sminov

Si $n \leq 50$ se aplica Shapiro-Wilk

Si p-valor < 0.05 , se rechaza H_0

Si p-valor ≥ 0.05 , se acepta H_0 y se rechaza H_a

La **Tabla 4.2** muestra la base de datos para el análisis estadístico comparativo de la antena sin capas.

Tabla 4.2: Datos de antena sin capas.

Base de datos antena sin capas			
Frecuencia (GHz)	Ancho de banda (GHz)	Ganancia (dBi)	Eficiencia (%)
20	1.507	12.071	98.94
	0.596	12.845	99.30
	0.503	13.030	98.93
	1.517	11.980	99.53
	1.534	11.930	99.56
	0.312	13.210	98.33
	0.474	12.340	97.50
	0.393	12.050	99.57
	0.814	12.360	97.68
	1.496	12.020	98.87
	1.668	11.360	98.40
	0.756	10.870	99.65
	1.027	12.320	99.59
	0.919	15.630	98.64

	0.579	16.380	99.68
	1.563	16.330	99.06
	1.402	15.290	98.16
	1.307	14.510	98.08
	1.211	14.920	99.59
	1.284	14.870	98.49
	1.124	15.730	97.27
	0.989	15.730	99.65
30	1.373	13.072	99.01
	1.467	13.203	98.79
	1.449	13.071	98.16
	1.241	12.980	98.14
	1.243	13.340	97.44
	1.518	13.440	97.69
	1.469	13.280	97.73
	1.497	13.500	99.19
	1.398	13.180	86.45
	1.583	13.160	97.73
	1.084	14.160	97.66
	0.746	13.850	99.13
	1.853	13.070	99.01
	0.619	14.940	98.09
	0.627	14.130	99.29
	0.953	16.230	99.62
	0.879	16.320	98.72
	0.963	15.310	99.51
	0.838	15.730	99.21
	1.041	160.70	99.43
1.832	15.280	98.76	
1.192	14.980	99.19	

La **Tabla 4.3** muestra la base de datos para el análisis estadístico comparativo de la antena con capas.

Tabla 4.3: Datos de antena con capas.

Base de datos antenas con capas			
Frecuencia (GHz)	Ancho de banda (GHz)	Ganancia (dBi)	Eficiencia (%)
	0.989	9.218	99.23
	1.201	16.450	99.15
	0.700	16.630	99.51
	0.346	17.010	99.53
	1.692	17.380	99.48

20	1.729	17.370	99.54
	0.675	14.990	99.47
	1.212	17.530	99.09
	1.403	17.260	99.48
	0.966	16.650	99.46
	0.924	16.100	99.50
	0.877	15.020	99.21
	0.741	14.450	99.29
	0.510	14.640	99.12
	1.076	17.140	99.53
	0.757	13.760	99.42
	1.038	16.060	98.79
	0.712	17.440	99.54
	1.390	17.740	97.46
	1.362	17.380	99.48
	1.033	16.150	94.30
	1.744	17.840	97.81
	30	0.933	17.23
0.910		15.27	98.95
1.185		15.16	99.10
1.192		15.26	98.89
1.773		15.43	98.90
1.917		15.37	98.96
1.943		14.88	98.92
1.941		15.32	98.89
1.083		15.43	98.90
1.788		16.15	98.70
0.936		15.30	98.89
0.788		15.59	98.87
1.819		15.71	99.43
0.779		15.54	99.39
1.756		15.40	98.90
1.171		14.31	98.88
1.142		15.55	98.56
1.403		13.74	98.84
1.148		16.40	96.28
1.155		15.43	98.90
0.784	15.67	95.28	
0.805	15.81	69.08	

4.3.1 Prueba de normalidad de muestras

Puesto que el número de muestras en cada caso es $n=22$, se empleó el test de normalidad de Shapiro-Wilk. Al tratarse de muestras relacionadas, se procede a determinar

la prueba de normalidad de la diferencia de muestras de antenas con respecto a la variable ancho de banda, ganancia y eficiencia tanto en la banda de 20 GHz como a 30 GHz.

Tabla 4.4: Prueba de normalidad para cada variable.

Test de normalidad		
	Estadístico	P valor
Diferencia_BW_20	0.982	0.941
Diferencia_BW_30	0.973	0.773
Diferencia_G_20	0.906	0.040
Diferencia_G_30	0.950	0.320
Diferencia_Efi_20	0.927	0.104
Diferencia_Efi_30	0.649	0.000

En la Tabla 4.4 se muestran los resultados del test de normalidad para la diferencia aplicada para cada parámetro, donde se tienen P-valores > 0.05 para la diferencia del parámetro ancho de banda a 20 GHz y 30 GHz, para la diferencia del parámetro ganancia a 30 GHz y para la diferencia del parámetro eficiencia a 20 GHz, tanto para la antenna propuesta como para la antenna arbitraria. Por tanto, se puede concluir que para estos parámetros se acepta la hipótesis nula (H_0), los datos se siguen una distribución normal con el 95% de confianza.

Para la diferencia del parámetro de ganancia a 20 GHz y para la diferencia del parámetro de eficiencia a 30 GHz, se tiene un P-valor menor y mucho menor a 0.05 respectivamente para los dos tipos de antenas. Por tanto, se acepta la hipótesis alternativa (H_a) y se concluye que los datos no siguen una distribución normal para ambos casos. Por ello se utiliza el método no paramétrico denominado test de Wilcoxon.

4.3.1.1 Prueba con signo de Wilcoxon

En la Tabla 4.5 se tiene el resultado de la prueba Wilcoxon para muestras independientes realizado para los dos tipos de antenas para el parámetro ganancia a 20 GHz. Con un nivel de significancia $\alpha = 0.05$, nos da a conocer que la antenna propuesta (G CA 20) es mejor que la antenna convencional.

Tabla 4.5: Prueba de rangos con signo de Wilcoxon del parámetro ganancia a 20 GHz.

		Rangos		
		N	Rango promedio	Suma de rangos
GANANCIA-20CA	Rangos negativos	3 ^a	7,67	23,00
	- Rangos positivos	19 ^b	12,11	230,00
GANANCIA-20SI	Empates	0 ^c		
	Total	22		

a. GANANCIA-20CA < GANANCIA-20SI

b. GANANCIA-20CA > GANANCIA-20SI

c. GANANCIA-20CA = GANANCIA-20SI

Debido a que el P-valor < 0.05 se rechaza H_0 y se acepta H_a , con un 95% de confianza como se muestra en la Tabla 4.6.

Tabla 4.6: Estadísticas de prueba del parámetro ganancia a 20 GHz.

Estadísticos de prueba^a	
GANANCIA-20CA - GANANCIA-20SI	
Z	-3,360 ^b
Sig. asintótica(bilateral)	,001

a. Prueba de rangos con signo de Wilcoxon

b. Se basa en rangos negativos.

En la Tabla 4.7 se muestra el resultado de la prueba Wilcoxon para el parámetro eficiencia a 30 GHz.

Tabla 4.7: Prueba de rangos con signo de Wilcoxon del parámetro eficiencia a 30 GHz.

		Rangos		
		N	Rango promedio	Suma de rangos
Eficiencia-30CA - Eficiencia-30SI	Rangos negativos	10 ^a	9,45	94,50
	Rangos positivos	11 ^b	12,41	136,50
Empates		1 ^c		
Total		22		

a. Eficiencia-30CA < Eficiencia-30SI

b. Eficiencia-30CA > Eficiencia-30SI

c. Eficiencia-30CA = Eficiencia-30SI

Realizado el análisis en la Tabla 4.8 se muestra que el P-valor > 0.05 debido a esto, se acepta la hipótesis nula y se rechaza la hipótesis alternativa.

Tabla 4.8: Estadísticas de prueba del parámetro eficiencia a 30 GHz.

Estadísticos de prueba^a	
	Eficiencia-30CA - Eficiencia-30SI
Z	-,730 ^b
Sig. asintótica(bilateral)	,465

a. Prueba de rangos con signo de Wilcoxon

b. Se basa en rangos negativos.

4.3.2 Prueba de Hipótesis

Ahora, luego de realizar la prueba de normalidad de los datos, se presenta la prueba de hipótesis que se aplica a cada parámetro. Se comprobará si las medias de cada parámetro de la antena propuesta y de la antena convencional, son iguales o contrariamente hay diferencias entre ambas.

Hipótesis:

$$H_0: \mu_1 = \mu_2$$

$$H_a: \mu_1 \neq \mu_2$$

4.3.2.1 Análisis de ancho de banda

La Tabla 4.9 exhibe datos estadísticos de grupo del parámetro ancho de banda, donde se puede verificar la similitud en los valores de la media del ancho de banda que se obtienen para ambas antenas; tanto para la primera y segunda frecuencia de interés 20 GHz y 30 GHz, respectivamente.

Tabla 4.9: Estadísticas de grupo para ancho de banda.

	N	Media	Desv. Desviación	Desv. Error promedio
BW-20CA	22	1,04895	,386992	,082507
BW-20SI	22	1,04432	,435309	,092808

BW-30CA	22	1,28868	,423918	,090380
BW-30SI	22	1,22114	,358064	,076340

En la Figura 4.34 se muestran los resultados de prueba T-Student a dos colas con un nivel de significancia de 0.05. Como el p-valor es mayor a 0.05 (0.970 para 20 GHz y 0.571 para 30 GHz) se acepta H0, es decir que las medias del parámetro ancho de banda de las antenas son iguales con un 95 % de confianza.

		Prueba de Levene de igualdad de varianzas		prueba t para la igualdad de medias						
		F	Sig.	t	gl	Sig. (bilateral)	Diferencia de medias	Diferencia de error estándar	95% de intervalo de confianza de la diferencia	
									Inferior	Superior
BW20	Se asumen varianzas iguales	1,113	,298	,037	42	,970	,004636	,124180	-,245970	,255243
	No se asumen varianzas iguales			,037	41,432	,970	,004636	,124180	-,246072	,255344
BW30	Se asumen varianzas iguales	1,410	,242	,571	42	,571	,067545	,118306	-,171205	,306296
	No se asumen varianzas iguales			,571	40,857	,571	,067545	,118306	-,171403	,306494

Figura 4.34: Estadístico de prueba para parámetro ancho de banda.

4.3.2.2 Análisis de la ganancia

Realizando un análisis similar, de acuerdo con la Tabla 4.10, la media de la ganancia de la antena propuesta para 20 GHz es de 16.10036 dBi y la media de la antena arbitraria para 20 GHz es de 13.52936 dBi, y la media de la ganancia de la antena propuesta para 30 GHz es de 15.4523 dBi y la media de la antena arbitraria a 30 GHz es de 14.19527 dBi; por lo tanto de acuerdo a la prueba de hipótesis se demuestra que existe una diferencia significativa entre las medias de ambas antenas y se determina que la media de la ganancia de la antena propuesta es mayor a la media de la ganancia de la antena arbitraria.

Tabla 4.10: Estadísticas de grupo para ganancia.

	N	Media	Desv. Desviación	Desv. Error promedio
GANANCIA-20CA	22	16,10036	1,933450	,412213
GANANCIA-20SI	22	13,52936	1,768777	,377104
GANANCIA-30CA	22	15,4523	,67594	,14411
GANANCIA-30SI	22	14,19527	1,179549	,251481

De manera similar la Figura 4.35, muestra el resultado de la prueba T-Student. Como el p-valor es mucho menor a 0.05, la hipótesis alternativa es aceptada; por tanto, se concluye que existe una diferencia en la ganancia de las antenas con un 95 % de confianza.

Prueba de muestras independientes										
		Prueba de Levene de igualdad de varianzas		prueba t para la igualdad de medias						
		F	Sig.	t	gl	Sig. (bilateral)	Diferencia de medias	Diferencia de error estándar	95% de intervalo de confianza de la diferencia	
									Inferior	Superior
GANANCIA20	Se asumen varianzas iguales	,656	,422	4,602	42	,000	2,571000	,558684	1,443531	3,698469
	No se asumen varianzas iguales			4,602	41,672	,000	2,571000	,558684	1,443268	3,698732
GANANCIA30	Se asumen varianzas iguales	14,614	,000	4,337	42	,000	1,257000	,289846	,672068	1,841932
	No se asumen varianzas iguales			4,337	33,450	,000	1,257000	,289846	,667606	1,846394

Figura 4.35: Estadístico de prueba para parámetro ganancia.

4.3.2.3 Análisis de eficiencia

Por último, en la Figura 4.36, se muestra el resultado estadístico de prueba para la eficiencia. Suponiendo que las varianzas son desconocidas, tenemos un p-valor = 0.660 para eficiencia a 20 GHz y p-valor = 0.489 para eficiencia a 30 GHz. Como el p-valor es mayor a 0.05 se acepta la hipótesis nula y concluimos que las medias de la eficiencia de las antenas son iguales con un 95 % de confianza.

Prueba de muestras independientes										
		Prueba de Levene de igualdad de varianzas		prueba t para la igualdad de medias						
		F	Sig.	t	gl	Sig. (bilateral)	Diferencia de medias	Diferencia de error estándar	95% de intervalo de confianza de la diferencia	
									Inferior	Superior
EFICIENCIA20	Se asumen varianzas iguales	,047	,829	,444	42	,659	0,13273%	0,29898%	-0,47064%	0,73609%
	No se asumen varianzas iguales			,444	35,991	,660	0,13273%	0,29898%	-0,47364%	0,73909%
EFICIENCIA30	Se asumen varianzas iguales	1,013	,320	,702	42	,487	0,43500%	0,61974%	-0,81569%	1,68569%
	No se asumen varianzas iguales			,702	27,869	,489	0,43500%	0,61974%	-0,83476%	1,70476%

Figura 4.36: Estadístico de prueba para parámetro eficiencia.

De acuerdo con la Tabla 4.11, la media de la eficiencia de la antena propuesta a 20 GHz es de 98.97 % y la media de la eficiencia de la antena arbitraria a 20 GHz es de 98.84 % y la media de la eficiencia de la antena propuesta a 30 GHz es de 98.52 % y la media de la eficiencia de la antena arbitraria a 30 GHz es de 98.09 %; por tanto, se puede verificar que existe una similitud en los valores.

Tabla 4.11: Estadísticas de grupo para eficiencia.

	N	Media	Desv. Desviación	Desv. Error promedio
Eficiencia-20CA	22	98,9723%	1,17688%	0,25091%
Eficiencia-20SI	22	98,8395%	0,76256%	0,16258%
Eficiencia-30CA	22	98,5236%	1,10292%	0,23514%
Eficiencia-30SI	22	98,0886%	2,68950%	0,57340%

CAPÍTULO V.

5. CONCLUSIONES y TRABAJOS FUTUROS

5.1 Conclusiones

En la presente investigación, se ha diseñado y analizado diferentes diseños de lente metálica que trabaja perfectamente en la banda de frecuencia K y Ka. La antena metálica de tres capas esta modelada en cobre y se compone de por una superficie parcialmente reflectora (PRS) conformada por tres anillos metálicos con tiras de cortocircuito que conforman 24 sectores y dos anillos metálicos separados a una distancia aproximada $\lambda/4$ entre sí. La estructura está ubicada a una distancia aproximada de $\lambda/2$ con respecto a una apertura cuadrada con dos ranuras con plano tierra modelada en aluminio. Los resultados del análisis de esta estructura muestran un acoplamiento menor a -17dB en el rango de frecuencias 18.05 a 20.12 GHz y 29.18 a 31 GHz.

Se han realizado una comparación de algunos trabajos y estudios previos de diseños de lentes, en ninguno de ellos se diseñaron antenas para operar en dos bandas de frecuencias como es el caso de este proyecto, se puede verificar que al realizar variaciones en una PRS se puede desplazar la frecuencia de operación de una antena a frecuencias superiores o inferiores. Luego de realizar el estudio de diseños previos, se procedido a simular la antena diseñada en el software de simulación CST, para verificar el cumplimiento de los parámetros de operación de la antena obteniendo los resultados siguientes:

- La estructura diseñada tiene un ancho de banda aproximado de 2.07 GHz que va desde los 10.05 GHz hasta los 20.12 GHz; así mismo un ancho de banda aproximado de 1.82 GHz en el rango de 29.18 GHz a 31 GHz, lo que permite concluir que existe acoplamiento adecuado para las bandas propuestas en este proyecto.
- La combinación de tres capas (PRS y dos anillos metálicos) se consigue aumentar la directividad en 5.83 dB con respecto a la propuesta inicial de una sola capa, llegando a una directividad de 17.44dBi a 20 GHz y un incremento de 0.79 dB con respecto a la propuesta de una sola capa, alcanzando una directividad de 15.19 dBi a 30 GHz.

- También al analizar el diagrama de radiación 3D y verificar uno de los parámetros más importantes de la antena como es la ganancia, cuyo valor resultado es de 17.84dBi a 20 GHz y 15.81 dBi a 30GHz.
- Otro parámetro importante es el nivel del lóbulo principal a secundario (SLL) que en 20 GHz es -13.4 dB y en 30 GHz es -11.9 dB.

La aplicación de los modos característicos en el diseño de antenas para sistemas de comunicaciones en la banda de microondas y milimétricas es de gran utilidad, debido a que proporcionan una ventaja en cuanto al análisis de distribución de corrientes que presenta cada estructura indistintamente de su forma de excitación, además proporcionan una visión física del mecanismo de operación de una lente.

La implementación de modos característicos en la estructura seleccionada, junto con el software de simulación FEKO permiten la descripción de comportamiento de corrientes y los campos radiados en el rango de frecuencias establecido en este proyecto, demostrando así que las características de ancho de banda están basadas en la combinación de dos modos dominantes y la capacidad de irradiación de la estructura.

5.2 Trabajos futuros

En este proyecto se han explorado la posibilidad de incrementar la directividad de las antenas, incluyendo capas de anillos metálicos a diferentes distancias del punto focal de hasta 2 longitudes de onda, como línea de investigación futura se propone es diseño de lentes de este tipo con múltiples capas con un punto focal espaciado de las de 3 longitudes de onda del alimentador.

Se propone diseñar agrupaciones de lentes con una directividad superior a los 20dB, para aplicaciones de comunicaciones móviles vía satélite.

Además, se propone la combinación de dos tipos de lentes que se han desarrollado, las lentes con comportamiento de superficie parcialmente reflectora con lentes metálicas de Fresnel, incrementando el diámetro interno y externo, iluminadas a distancias superiores a dos longitudes de onda. Estos diseños podrán alcanzar directividades superiores a 20dB con solo 2 capas metálicas.

BIBLIOGRAFÍA

- [1] E. Dahlman, G. Mildh, S. Parkvall, J. Peisa, Y. Selén y J. Sköld, «5G wireless access: requirements and realization,» *IEEE Communications Magazine*, vol. 52, nº 12, pp. 42-47, 2014.
- [2] A. Osseiran, F. Boccardi, V. Braun, K. Kusume, P. Marsch, M. Materina, O. Queseth, M. Schellmann, H. Schotten y H. Toaka, «Scenarios for 5G mobile and wireless communications: the vision of the METIS project,» *IEEE communications magazine*, vol. 52, nº 5, pp. 26-35, 2014.
- [3] L. Chettri y R. Bera, «A comprehensive survey on Internet of Things (IoT) toward 5G wireless systems,» *IEEE Internet of Things Journal*, vol. 7, nº 1, pp. 16-32, 2019.
- [4] W. Hong, Z. H. Jiang, C. Yu, D. Hou, H. Wang, C. Guo, Y. Hu, L. Kuai, Y. Yu y Z. Jiang, «The Role of Millimeter-Wave Technologies in 5G/6G Wireless Communications,» *IEEE Journal of Microwaves*, vol. 1, nº 1, pp. 101-122, 2021.
- [5] Y. Yan, W. Yang, D. Guo, S. Li, H. Niu y B. Zhang, «Robust secure beamforming and power splitting for millimeter-wave cognitive satellite-terrestrial networks with SWIPT,» *IEEE Systems Journal*, vol. 14, nº 3, pp. 3233-3244, 2020.
- [6] O. Kodheli, E. Lagunas, N. Maturo, S. K. Sharma, B. Shankar, J. F. M. Montoya, J. C. M. Duncan, D. Spano, S. Chatzinotas y S. Kisseleff, «Satellite communications in the new space era: A survey and future challenges,» *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, 2020.
- [7] J. D. Aguila Alonso, «Diseño y fabricación de arreglo de antenas impresas para microondas,» *Ph.D. dissertation, Universidad de Cuyo*, 2020.
- [8] D. Ortega González y P. Arzola Morris, «Diseño de una antena cilindro parabólica offset en la banda x para el radar furuno,» *Ingeniería Electrónica, Automática y Comunicaciones*, vol. 40, nº 2, pp. 86-100, 2019.
- [9] J. López Hernández, «Diseño de antena de lente con alimentador bowtie y polarización circular para aplicaciones 5G de muy alta velocidad,» *B.S. thesis*, 2021.
- [10] D. A. Santillán Haro, «Diseño de lentes metálicas usando la teoría de modos característicos,» *Ph.D. dissertation, Universitat Politècnica de València*, 2020.
- [11] E. Lier, D. H. Werner y T. S. Bird, «The evolution from metal horns to metahorns: The development of em horns from their inception to the present day,» *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 61, nº 4, pp. 6-18, 2019.
- [12] R. Harrington y J. Mautz, «Theory of characteristic modes for conducting bodies,» *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 19, nº 5, pp. 622-628, 1971.
- [13] R. Garbacz y R. Turpin, «A generalized expansion for radiated and scattered fields,» *IEEE transactions on Antennas and Propagation*, vol. 19, nº 3, pp. 348-358, 1971.
- [14] M. Cabedo-Fabres, E. Antonino-Daviu, A. Valero-Nogueira y M. F. Bataller, «The theory of characteristic modes revisited: A contribution to the design of antennas for modern applications,» *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 49, nº 5, pp. 52-68, 2007.
- [15] Y. Chen y C. F. Wang, «Characteristic modes: Theory and applications in antenna engineering.,» *John Wiley & Sons*, 2015.
- [16] G. Patricio y V. Julieta, «Aplicación de la teoría de modos característicos al estudio de absorbedores,» *2016 IEEE Biennial Congress of Argentina (ARGENCON)*, pp. 1-5, 2016.
- [17] D. A. Santillán-Haro, E. Antonino-Daviu, D. Sánchez-Escuderos y M. Ferrando-Bataller, «Diseño de antenas de alta ganancia para sistemas 5G utilizando modos característicos,» *2018 Simposio Internacional IEEE sobre Antenas y Propagación & Reunión Nacional de Ciencias de la Radio USNC/URSI*.

- [18] D. Sánchez-Escuderos, E. Antonino-Daviu, M. Ferrando-Bataller y D. Santillán-Haro, «Planar lens antenna for high data rate applications,» *Wireless Communications & Mobile Computing*, 2019.
- [19] D. Santillán-Haro y D. García-Tapia, «Diseño de una antena metálica de dos capas alimentada por una apertura cuadrada,» de *Avances en Ingeniería 2021*, UNACH, 2022, pp. 461-479.
- [20] S. Engobo, «Las nuevas tecnologías de radio para el despliegue de la 5G. principales requerimientos tecnológicos y dificultades de implementación,» *Ph.D. dissertation, Universidad Central "Marta Abreu" de Las Villas, Facultad de Ingeniería*, 2019.
- [21] O. Quevedo-Teruel, M. Ebrahimpouri y F. Ghasemifard, «Lens antennas for 5G communications systems,» *IEEE Communications Magazine*, vol. 56, n° 7, p. 36–41, 2018.
- [22] Z. Cai, Y. Zhou, Y. Qi, W. Zhuang y L. Deng, «A Millimeter Wave Dual-Lens Antenna for IoT-Based Smart Parking Radar System,» *IEEE Internet of Things Journal*, vol. 8, n° 1, p. 418–427, 2020.
- [23] H. Marzouk, M. Ahmed y A. Shaalan, «Novel dual-band 28/38 ghz mimo antennas for 5G mobile applications,» *Progress In Electromagnetics Research C*, vol. 93, n° 2019, p. 103–117.
- [24] A. Capó Vega, «Implementación de un arreglo de antenas doble banda resonante a 28 ghz y 38 ghz para la quinta generación móvil,» *Ph.D. dissertation, Universidad Central "Marta Abreu" de Las Villas. Facultad de Ingeniería*, 2017.
- [25] Y. Erdemli, K. Sertel, R. Gilbert, D. Wright y J. Volakis, «Frequency-selective surfaces to enhance performance of broad-band reconfigurable arrays,» *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 50, n° 12, p. 1716–1724, 2002.
- [26] P. Gross, «Diseño óptimo de antenas lente en microondas mediante métodos de simulación,» *Ph.D. dissertation, Universidad Nacional de La Plata*, 2019.
- [27] L. Castellanos, F. López y E. Reyes Vera, «Metamateriales: principales características y aplicaciones,» 2016.
- [28] G. Caille, R. Chiniard, M. Thevenot, H. Chreim, E. Arnaud, T. Monediere, P. Maagt y B. Palacin, «Electro-magnetic band-gap feed overlapping apertures for multi-beam antennas on communication satellites,» *The 8th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP 2014)*, p. 963–967, IEEE, 2014.
- [29] N. Fonseca y C. Mangenot, «Low-profile polarizing surface with dual-band operation in orthogonal polarizations for broadband satellite applications,» in *The 8th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP 2014)*, p. 471–475, IEEE, 2014.
- [30] S. Drabowitch, A. Papiernik, H. Griffiths, J. Encinas y B. Smith, «Modern antennas,» *Springer Science & Business Media*, 2010.
- [31] C. Balanis, «Modern antenna handbook,» *John Wiley & Sons*, 2011.
- [32] D. Arizaca Cusicuna, «Diseño de antenas en banda de frecuencias milimétricas para sistemas de comunicaciones 5G,» 2021.
- [33] L. Carrera Suárez, «Antenas multihaz con lente de rotman para las bandas de microondas y milimétricas realizadas en diferentes tecnologías,» *Ph.D. dissertation, Universitat Politècnica de València*, 2015.
- [34] H. Moy Li, «Lentes de microondas de bajo perfil en la banda de ondas milimétricas,» *Ph.D. dissertation, Universitat Politècnica de València*, 2020.
- [35] D. Santillán Haro, «Diseño de antenas directivas de banda ancha a frecuencias de microondas,» 2017.
- [36] Z. Briqech, A. Sebak y T. Denidni, «Wide-scan msc-aftsa array-fed grooved spherical lens antenna for millimeter-wave mimo applications,» *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 64, n° 7, p. 2971–2980, 2016.
- [37] K. Wang y H. Wong, «Design of a wideband circularly polarized millimeter-wave antenna with an extended hemispherical lens,» *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 66, n° 8, p. 4303–4308, 2018.

- [38] L. Xue y V. Fusco, «Patch fed planar dielectric slab extended hemi-elliptical lens antenna,» *IEEE transactions on antennas and propagation*, vol. 56, nº 3, p. 661–666, 2008.
- [39] C. Fernandes, E. Lima y J. Costa, «Dielectric lens antennas,» *Handbook of*, p. 1001–1064, 2016.
- [40] J. Poyanco, F. Pizarro y E. Rajo Iglesias, «Cost-effective wideband dielectric planar lens antenna for millimeter wave applications,» *Scientific Reports*, vol. 12, nº 1, p. 4204, 2022.
- [41] J. Gómez, A. Tayebi, J. de Lucas y F. Cátedra, «Metal-only fresnel zone plate antenna for millimetre-wave frequency bands,» *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, vol. 8, nº 6, p. 445–450, 2014.
- [42] J. Rodríguez, H. Hristov y W. Grote, «Fresnel zone plate and ordinary lens antennas: Comparative study at microwave and terahertz frequencies,» in *2011 41st European Microwave Conference.*, p. 894–897., IEEE, 2011.
- [43] O. Yurduseven, «Wideband integrated lens antennas for terahertz deep space investigation,» 2016..
- [44] D. Santillán-Haro, E. Antonino-Daviu, D. Sánchez-Escuderos y M. Ferrando-Bataller, «Metamaterial lens design using characteristic modes,» in *2017 IEEE MTT-S International Conference on Numerical Electromagnetic and Multiphysics Modeling and Optimization for RF, Microwave, and Terahertz Applications (NEMO).*, p. 37–39, IEEE, 2017.
- [45] J. Lee, «Lens antennas,» *Antenna Handbook: Theory, Applications, and Design*, p. 1073–1131, 1988.
- [46] W. Kock, «Metal-lens antennas,» *Proceedings of the IRE*, p. 828–836, 1946.
- [47] C. Fernandes, E. B. Lima y J. R. Costa, «Dielectric Lens Antennas Singapore: Springer Singapore,» 2016. [En línea]. Available: https://doi.org/10.1007/978-981-4560-44-3_40.
- [48] S. Stout-Grandy, A. Petosa, I. Minin, O. Minin y J. Wight, «Recent advances in fresnel zone plate antenna technology,» *Microwave Journal*, vol. 6902, 2008.
- [49] J. Thornton y K. C. Huang, «Modern lens antennas for communications engineering,» *John Wiley & Sons*, p. 39, 2013.
- [50] W. Hong, Z. H. Jiang, C. Yu, J. Zhou, P. Chen, Z. Yu, H. Zhang, B. Yang, X. Pang y M. Jiang , «Multibeam antenna technologies for 5G wireless communications,» *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 65, nº 12, p. 6231–6249, 2017.
- [51] I. Munina, I. Grigoriev, G. O'Donnell y D. Trimble, «A review of 3D printed gradient refractive index lens antennas,» *IEEE Access*, 2023.
- [52] Á. C. Aznar, J. R. Robert, J. Casals, L. J. Roca, S. B. Boris y M. F. Bataller, «Antenas,» *Univ. Politéc. de Catalunya*, 2004.
- [53] D. M. Pozar, «Microwave engineering,» *John wiley & sons*, 2011.
- [54] H. Li, G. Wang, J. Liang, X. Gao, H. Hou y X. Jia, «Single-layer focusing gradient metasurface for ultrathin planar lens antenna application,» *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 65, nº 3, pp. 1452-1457, 2018.
- [55] N. M. Mohamed-Hicho, E. Antonino-Daviu, M. Cabedo-Fabres y M. Ferrando-Bataller, «Designing slot antennas in finite platforms using characteristic modes,» *IEEE Access*, vol. 6, p. 41 346–41 355, 2018.
- [56] B. Montero Bayo, «Diseño de antenas de banda ancha para aplicaciones de microondas,» 2017.
- [57] M. Cabedo Fabrés, «Systematic design of antennas using the theory of characteristic modes,» *Ph.D. dissertation, Universitat Politècnica de València*, 2008.
- [58] M. Capek, P. Hazdra, M. Masek y V. Losenicky, «Analytical representation of characteristic mode decomposition,» *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 65, nº 2, p. 713–720, 2016.
- [59] O. Z. Galvis, «Tipos de investigación,» *Revista Científica General José María Córdova*, vol. 4, nº 4, p. 13–14, 2006.