



UNIVERSIDAD NACIONAL DE CHIMBORAZO
FACULTAD DE INGENIERÍA
CARRERA DE TELECOMUNICACIONES

Diseño y análisis de celdas unitarias para lentes metálicas en la banda Ku,
optimizando la fase mediante el método de modos de Floquet.

Proyecto de investigación previo a la obtención del título de:
Ingeniero en Telecomunicaciones

Autor:

Taday Malan Jhefersson Raul

Tutor:

Daniel Antonio Santillán Haro

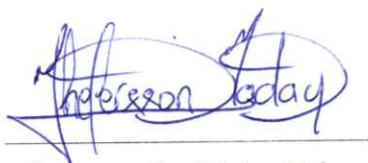
Riobamba, Ecuador. 2026

DECLARATORIA DE AUTORÍA

Yo, Jhefersson Raul Taday Malan, con cédula de ciudadanía 060583010-8, autor del trabajo de investigación titulado: **Diseño y análisis de celdas unitarias para lentes metálicas en la banda Ku, optimizando la fase mediante el método de modos de Floquet**, certifico que la producción, ideas, opiniones, criterios, contenidos y conclusiones expuestas son de mí 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, a los 10 días del mes de junio de 2026.



Jhefersson Raul Taday Malan

C.I: 060583010-8

DICTAMEN FAVORABLE DEL PROFESOR TUTOR

Quien suscribe, Daniel Antonio Santillán Haro catedrático adscrito a la Facultad de Ingeniería, por medio del presente documento certifico haber asesorado y revisado el desarrollo del trabajo de investigación titulado: **Diseño y análisis de celdas unitarias para lentes metálicas en la banda Ku, optimizando la fase mediante el método de modos de Floquet**, bajo la autoría de Jhefersson Raul Taday Malan; por lo que se autoriza ejecutar los trámites legales para su sustentación.

Es todo cuanto informar en honor a la verdad; en Riobamba, a los 05 días del mes de junio de 2026.



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 celdas unitarias para lentes metálicas en la banda Ku, optimizando la fase mediante el método de modos de Floquet** presentado por **Jhefersson Raul Taday Malan**, con cédula de identidad número **0605830108**, 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 a los 10 días del mes de junio de 2026.

Carlos Ramiro Peñafiel Ojeda, PhD
PRESIDENTE DEL TRIBUNAL DE GRADO



Manuel Antonio Meneses Freire, PhD.
MIEMBRO DEL TRIBUNAL DE GRADO



Deysi Vilma Inca Balseca, Mgs.
MIEMBRO DEL TRIBUNAL DE GRADO





CERTIFICACIÓN

Que, **JHEFERSSON RAUL TADAY MALAN** con CC: **0605830108**, estudiante de la Carrera **TELECOMUNICACIONES**, Facultad de **INGENIERÍA**; ha trabajado bajo mi tutoría el trabajo de investigación titulado **"DISEÑO Y ANÁLISIS DE CELDAS UNITARIAS PARA LENTES METÁLICAS EN LA BANDA KU, OPTIMIZANDO LA FASE MEDIANTE EL MÉTODO DE MODOS DE FLOQUET"**, cumple con el 3 % de similitud y el 5 % de Inteligencia Artificial, de acuerdo al reporte del sistema Anti plagio **COMPILATIO**, porcentaje aceptado de acuerdo a la reglamentación institucional, por consiguiente autorizo continuar con el proceso.

Riobamba, 01 de junio de 2026



Validar únicamente en FirmaEC.
Firmado electrónicamente por
**DANIEL ANTONIO
SANTILLAN HARO**

PhD. Daniel Antonio Santillán Haro
TUTOR

DEDICATORIA

A Dios, quien me ha dado la sabiduría y el entendimiento para enfrentar todas las adversidades de la vida y es mi guía en cada paso que doy.

A mis padres, Fernando y María, que con su amor, sacrificio y apoyo incondicional permitieron que logre culminar mis estudios, inculcandome los mejores valores y principios de la vida, y sobre todo, por guiar mis pasos por el camino de Dios.

A mis hermanos, Hugo y Henry, por su apoyo constante, su confianza en mí y por estar presentes en cada momento de este camino, acompañándome durante toda mi carrera universitaria.

A mis sobrinos, esperando que este logro les inspire a perseguir sus sueños y a convertirse en excelentes profesionales; y a toda mi familia, por su constante apoyo, cariño y preocupación durante cada etapa de este proceso.

A mis amigos de la universidad con los cuales compartí tantas alegrías dentro y fuera del aula.

A una persona muy especial que acompañó parte de este camino. Gracias por el apoyo, los aprendizajes y los momentos que contribuyeron a mi desarrollo. Guardo con gratitud el recuerdo de esa etapa.

A todos ustedes les dedico de corazón este logro que también es suyo.

Jheferson Raul Taday Malan

AGRADECIMIENTO

En primer lugar, quiero agradecer a Dios por permitirme cumplir uno de mis anhelos mas grandes de la vida, por siempre estar conmigo y ser mi fortaleza en los momentos difíciles.

Agradezco de todo corazón a mis padres, Fernando y María, por el apoyo incondicional que siempre me brindaron. Este logro es el fruto de todo el esfuerzo y sacrificio que realizaron para permitirme culminar mis estudios académicos.

A mis hermanos, Hugo y Henry, por depositar su confianza en mí y motivarme cada día a seguir adelante sin rendirme.

A mis sobrinos, por ser una fuente de alegría en los momentos difíciles y por aportar, con su granito de arena, a lo largo de este proceso.

A mi tutor, por estar al pendiente de mi y darme la mano en todo este proceso. Además de, guiarme para expandir mis habilidades y aumentar mis conocimientos, por todo aquello le expreso mi más sincero agradecimiento.

También quiero expresar mi gratitud a la Universidad, por brindarme una educación de calidad, así como a mis docentes, cuyo compromiso y dedicación fueron fundamentales en mi formación y desarrollo de este proyecto de investigación.

Finalmente, quiero agradecer a todos mis amigos y compañeros, con quienes compartí todo mi vida universitaria y han dejado un bonito recuerdo en mi corazón. Su apoyo y compañía han sido invaluable durante este viaje académico.

A todos ellos les expreso mi más sincero agradecimiento, pues su apoyo, cariño y confianza fueron fundamentales para alcanzar esta meta.

ÍNDICE GENERAL

DECLARATORIA DE AUTORÍA

DICTAMEN FAVORABLE DE TUTOR

CERTIFICADO DE LOS MIEMBROS DEL TRIBUNAL

CERTIFICACIÓN COMPILATIO

DEDICATORIA

AGRADECIMIENTO

ÍNDICE DE TABLAS

ÍNDICE DE FIGURAS

RESUMEN

ABSTRACT

CAPÍTULO I	16
1.1. Introducción	16
1.2. Planteamiento del Problema	17
1.3. Justificación	19
1.4. Objetivos	20
1.4.1. General	20
1.4.2. Específicos	20
CAPÍTULO II	21
2.1. Estado del Arte	21
2.2. Fundamentación Teórica	23
2.2.1. Principios de Funcionalidad de una Lente metálica	23
2.2.2. Lentes planares metálicas	24
2.2.3. Parámetros principales de la lente	25
2.2.3.1. Directividad	25
2.2.3.2. Ganancia	26
2.2.3.3. Eficiencia de una lente metálica	26
2.2.4. Celdas unitarias o FSS (Frequency Selective Surfaces)	28
2.2.5. Estructuras periódicas	29
2.2.6. Modos de Floquet en estructuras periódicas	29
2.2.6.1. Modos de Floquet TE y TM	31

2.2.7.	Fundamentos para el diseño de una lente planar	32
2.2.8.	Alimentadores para lentes	33
2.2.8.1.	Antenas Bocina	33
2.2.8.2.	Bocina rectangular con plano de masa	33
CAPÍTULO III		34
3.1.	Metodología	34
3.1.1.	Tipo de Investigación	34
3.1.2.	Técnica de investigación	34
3.1.3.	Diagrama de bloques	35
3.1.4.	Población y muestra	36
3.1.5.	Operacionalización de las variables	36
3.1.5.1.	Variable Independiente	36
3.1.5.2.	Variables Dependientes	36
3.1.6.	Diseño de la antena	37
3.1.6.1.	Diseño referencial	37
3.1.7.	Diseño de la antena alimentadora	39
3.1.8.	Diseño de las celdas unitarias	41
3.1.8.1.	Celda unitaria Modelo 1	42
3.1.8.2.	Celda unitaria Modelo 2	45
3.1.8.3.	Celda unitaria Modelo 3	48
CAPÍTULO IV		52
4.1.	Resultados y Discusión	52
4.1.1.	Análisis e Interpretación de resultados	52
4.1.1.1.	Análisis del alimentador con la lente modelo 1	52
4.1.1.2.	Análisis del alimentador con la lente modelo 2	54
4.1.1.3.	Análisis del alimentador con la lente modelo 3	57
4.1.1.4.	Análisis del alimentador con la lente modelo 3 incluido el anillo metálico	59
4.1.2.	Comparación entre las diferentes lentes metálicas	63
4.1.2.1.	Análisis del parámetro S11	65
4.1.2.2.	Análisis de la directividad	66
4.1.2.3.	Análisis de la ganancia	67
4.1.2.4.	Análisis de la eficiencia	67
CAPÍTULO V		69
5.1.	Conclusiones	69
5.2.	Recomendaciones	70
BIBLIOGRAFÍA		71
ANEXOS		75

ÍNDICE DE TABLAS

2.1. Tipos de lentes	24
3.2. Operacionalización de variables	37
3.3. Dimensiones de la celda unitaria modelo 1.	42
3.4. Dimensiones de la celda unitaria modelo 2.	45
3.5. Dimensiones de la celda unitaria modelo 3.	48
4.6. Comparación con trabajos relacionados	63
4.7. Base de datos de los parámetros electromagnéticos de las lentes metálicas	63
4.8. Criterio de decisión para la prueba de normalidad de Shapiro-Wilk	64
4.9. Prueba de normalidad de Shapiro-Wilk para los diferentes parámetros	64
4.10. Pruebas de homogeneidad de varianzas	65
4.11. ANOVA	65
4.12. Subconjuntos homogéneos para S11_dB	66
4.13. Resumen de prueba Kruskal-Wallis para la variable directividad.	66
4.14. Comparaciones por parejas de Lente_codigo	66
4.15. Resumen de prueba Kruskal-Wallis de la variable ganancia.	67
4.16. Comparaciones por parejas de Lente_codigo	67
4.17. Resumen de prueba Kruskal-Wallis de la variable eficiencia	68
4.18. Comparaciones por parejas de Lente_codigo	68
4.19. Rangos de promedios de las variables independientes	68

ÍNDICE DE FIGURAS

2.1. transformación de onda realizada por una lente.	23
2.2. Geométricas de celdas unitarias	28
2.3. Agrupación periódica 1D	29
2.4. antena tipo bocina y Guía rectangular acoplada con un plano de masa. . . .	33
3.5. Diagrama de Proceso de la Metodología de Proyecto	35
3.6. Antena comercial WR-62(3.6(a)) y diseño de la misma en CST studio (3.6(b)).	37
3.7. Parámetros S de la antena comercial simulada.	38
3.8. Directividad de la antena comercial simulada.	38
3.9. Simulación del campo lejano de la antena comercial en coordenadas cartesianas a 14.5 GHz $\Phi = 0$ (3.9(a)) y $\Phi = 90$ en CST studio (3.9(b)).	39
3.10. Diseño del alimentador de vista frontal (3.10(a)) y lateral en CST studio. (3.10(b))	39
3.11. Parámetros S del alimentador simulado en CST.	40
3.12. Directividad del alimentador simulado en CST.	40
3.13. Comparación de los resultados S_{11} (3.13(a)) y directividad (3.13(b)) entre la antena comercial y el alimentador diseñado en CST.	41
3.14. Simulación del campo lejano del alimentador en coordenadas cartesianas a 14.5 GHz $\Phi = 0$ (3.14(a)) y $\Phi = 90$ en CST studio. (3.14(b)) en CST. .	41
3.15. Diseño de la celda unitaria modelo 1 a 14.5 GHz en CST studio.	42
3.16. Modos de Floquet de la celda unitaria modelo 1 a 14.5GHz en CST studio. .	42
3.17. Modelo multicapa del modelo 1 de celda unitaria diseñado a 14.5 GHz en CST studio.	43
3.18. Gráfica de magnitud y fase del modelo 1 multicapa a 14.5 GHz, variando r en milímetros.	43
3.19. Gráfica de la fase requerida para una lente planar de 5x5 del modelo 2 (3.19(a)) y lente modelo 2 de 5x5 a la frecuencia de 14.5GHz (3.19(b)) en CST studio.	44
3.20. Alimentador con la lente modelo 1 vista frontal (3.20(a)) y lateral (3.20(b)) en CST studio.	44
3.21. Diseño de la celda unitaria modelo 2 a 14.5GHz en CST studio.	45
3.22. Modos de Floquet de la celda unitaria modelo 2 a 14.5GHz en CST studio. .	45
3.23. Modelo multicapa del modelo 2 de celda unitaria a 14.5GHz diseñado en CST studio.	46
3.24. Gráfica de magnitud y fase del modelo 2 multicapa a la frecuencia de 14.5 GHz, variando r en milímetros.	46
3.25. Gráfica de la fase requerida a la frecuencia de 14.5 GHz para una lente planar de 5x5 del modelo 2 (3.25(a)) y lente modelo 2 de 5x5 a 14.5GHz (3.25(b)) en CST studio.	47
3.26. Alimentador con la lente modelo 1 vista frontal (3.26(a)) y lateral (3.26(b)) en CST studio.	47

3.27. Diseño de la celda unitaria modelo 3 a 14.5GHz en CST studio.	48
3.28. Modos de Floquet de la celda unitaria modelo 3 a 14.5GHz en CST studio. .	48
3.29. Modelo multicapa del modelo 3 de celda unitaria a la frecuencia de 14.5 GHz diseñado en CST studio.	49
3.30. Gráfica de magnitud y fase del modelo 3 multicapa a la frecuencia de 14.5 GHz, variando r en milímetros.	49
3.31. Gráfica de la fase requerida a la frecuencia de 14.5 GHz para una lente planar de 5x5 del modelo 3 (3.31(a)) y lente modelo 3 de 5x5 a 14.5 GHz (3.31(b)) en CST studio.	50
3.32. Alimentador con la lente modelo 1 vista frontal (3.32(a)) y lateral (3.32(b)) en CST studio.	50
3.33. Alimentador con la lente modelo 1 vista frontal (3.32(a)) y lateral (3.32(b)) en CST studio.	51
4.34. Simulación del parámetro S_{11} obtenido para el alimentador con la lente modelo 1, en el intervalo 12 a 16 GHz	52
4.35. Simulación de la directividad obtenida para el alimentador con la lente modelo 1, en el intervalo 12 a 16 GHz	53
4.36. Simulación del campo eléctrico E_y 4.36(a) y su fase 4.36(b) en la frecuencia de 14.5 GHz	53
4.37. Simulación del campo eléctrico E_x 4.37(a) y su fase 4.37(b) en la frecuencia de 14.5 GHz	54
4.38. Simulación del campo lejano del alimentador con la lente modelo 1 en el plano \vec{E} 4.38(a) y \vec{H} 4.38(b) en la frecuencia de 14.5 GHz.	54
4.39. Simulación del parámetro S_{11} obtenido para el alimentador con la lente modelo 2, en el intervalo 12 a 16 GHz	55
4.40. Simulación de la directividad obtenida para el alimentador con la lente modelo 2, en el intervalo 12 a 16 GHz	55
4.41. Simulación del campo eléctrico E_y 4.41(a) y su fase 4.41(b) en la frecuencia de 14.5 GHz	56
4.42. Simulación del campo eléctrico E_x 4.42(a) y su fase 4.42(b) en la frecuencia de 14.5 GHz	56
4.43. Simulación del campo lejano del alimentador con la lente modelo 1 en el plano \vec{E} 4.43(a) y \vec{H} 4.43(b) en la frecuencia de 14.5 GHz.	57
4.44. Simulación del parámetro S_{11} obtenido para el alimentador con la lente modelo 3, en el intervalo 12 a 16 GHz	57
4.45. Simulación de la directividad obtenida para el alimentador con la lente modelo 3, en el intervalo 12 a 16 GHz	58
4.46. Simulación del campo eléctrico E_y 4.46(a) y su fase 4.46(b) en la frecuencia de 14.5 GHz	58
4.47. Simulación del campo eléctrico E_x 4.47(a) y su fase 4.47(b) en la frecuencia de 14.5 GHz	59

4.48. Simulación del campo lejano del alimentador con la lente modelo 3 en el plano \vec{E} 4.48(a) y \vec{H} 4.48(b) en la frecuencia de 14.5 GHz.	59
4.49. Simulación del parámetro S_{11} obtenido para el alimentador con la lente modelo 4, en el intervalo 12 a 16 GHz	60
4.50. Simulación de la directividad obtenida para el alimentador con la lente modelo 4, en el intervalo 12 a 16 GHz	60
4.51. Simulación del campo eléctrico E_y 4.51(a) y su fase 4.51(b) en la frecuencia de 14.5 GHz	61
4.52. Simulación del campo eléctrico E_x 4.52(a) y su fase 4.52(b) en la frecuencia de 14.5 GHz	61
4.53. Simulación del campo lejano del alimentador con la lente modelo 4 en el plano \vec{E} 4.53(a) y \vec{H} 4.53(b) en la frecuencia de 14.5 GHz.	62
4.54. Simulación del campo lejano del alimentador con la lente modelo 4 en 3D del plano \vec{E} 4.54(a) y \vec{H} 4.54(b) en la frecuencia de 14.5 GHz.	62

RESUMEN

Este proyecto de investigación se centra en el diseño y análisis de celdas unitarias para lentes metálicas en la banda Ku para optimizar la fase mediante modos de Floquet y así mejorar el rendimiento de la antena. Para alcanzar el objetivo principal de diseño de lentes metálicas con celdas unitarias se hizo uso del software de simulación CST Studio. Mediante el cual se realizó el diseño y se verificó los resultados de la antena, Tomando en cuenta los valores de directividad, ganancia, coeficiente de reflexión, patrón de radiación y eficiencia de la antena. Se realizó el diseño de un alimentador que cumple con las características requeridas para este proyecto de investigación como es la adaptación en la banda Ku que corresponde de 12 a 16 GHz. Además, se diseñaron 4 lentes metálicas con diferentes geometrías de celdas unitarias para poder mejorar la fase de la antena. Se programó un código en Python para poder realizar el cálculo de las fases requeridas en cada punto de la lente metálica. Obteniendo resultados favorables del software CST Studio evidenciando que las lentes diseñadas mejoran en gran manera el rendimiento de la antena en general. Destacando resultados como: el coeficiente de reflexión S11 que está por debajo de -10 dB en toda la banda Ku. Además, la lente modelo 4 registra un incremento de 7.7 dB en la directividad a una frecuencia de 14.5 GHz, y una eficiencia del 89 % en la frecuencia de 14.5 GHz.

Palabras clave: Banda KU, lentes planares, modos de Floquet, celdas unitarias, coeficiente de reflexión, eficiencia, directividad.

ABSTRACT

This research project focuses on the design and analysis of unit cells for metalenses operating in the Ku band to optimize phase distribution through Floquet modes and thereby enhance antenna performance. To achieve the main objective of designing metalenses based on unit cells, CST Studio simulation software was employed. The antenna design and performance verification were carried out by evaluating parameters such as directivity, gain, reflection coefficient, radiation pattern, and antenna efficiency. A feeding structure was designed to meet the requirements of this research, particularly impedance matching across the Ku band (12–16 GHz). In addition, four metalenses with different unit-cell geometries were developed to optimize the antenna phase response. A Python code was implemented to calculate the required phase distribution at each point of the metalens. The simulation results obtained from CST Studio demonstrated that the designed metalenses significantly enhance the overall antenna performance. Notable results include a reflection coefficient (S11) below -10 dB throughout the entire Ku band. Furthermore, Metalens Model 4 achieved an increase of 7.7 dB in directivity at 14.5 GHz and an efficiency of 89% at the same operating frequency.

Keywords: Ku band, planar lens, Floquet modes, unit cells, reflection coefficient, efficiency, directivity.



Reviewed by:
MsC. Edison Damian Escudero
ENGLISH PROFESSOR
C.C.0601890593

CAPÍTULO I

1.1 Introducción

El mundo ha experimentado una evolución constante en el campo de las comunicaciones inalámbricas y la conectividad. Por estas razones, el análisis y la simulación de antenas son aspectos fundamentales para mejorar la eficiencia de los enlaces de comunicación. Las antenas de lentes metálicas surgen como una alternativa prometedora para optimizar el rendimiento de la antena, el cual es un factor clave en la etapa de diseño [1].

Las antenas que incorporan componentes metálicos se denominan lentes artificiales y, además de ser más ligeras y llamativas, ofrecen una ganancia extra al igual que las lentes formadas por dieléctricos. El principio de funcionamiento de una lente consiste en transformar un frente de onda esférico o cilíndrico, producido por una apertura en la alimentación de la antena enfocando casi toda la radiación emitida por la antena en una dirección [2].

La teoría de Floquet se emplea para analizar sistemas o estructuras periódicas, además, del análisis y mejoramiento de lentes formadas por celdas unitarias separadas por una distancia periódica, como los transmitarrays [3]. En el diseño de lentes planares la teoría de Floquet considera una estructura formada por elementos radiantes separados de manera periódica. Cada elemento de la lente planar puede ser un dipolo, un parche metálico o cualquier otro tipo de celda unitaria [4].

La teoría de Floquet es de gran utilidad para analizar estructuras periódicas como las lentes metálicas formadas por celdas unitarias. Al momento de aplicar la teoría de Floquet en la compensación de fase de una lente planar metálica, deben centrarse en percibir cómo las ondas emitidas por la antena alimentadora interactúan con la lente planar y cómo estas relaciones influyen en la fase del haz emitido por la antena alimentadora [5].

La optimización de fase en una antena de lente planar en la banda KU, implica que dicha lente realice una compensación de fase de la radiación emitida por la antena alimentadora. Esto mejora la directividad, reduce el ancho del haz y mejora el rendimiento general de la antena [6].

1.2 Planteamiento del Problema

La creciente demanda por sistemas de comunicación inalámbrica más eficientes y de mayor capacidad impulsa la necesidad de antenas altamente directivas, con baja dispersión de fase y alta ganancia. Las antenas de lente metálica han demostrado ser una solución viable gracias a su capacidad para enfocar la energía radiada y mejorar la directividad en bandas específicas de frecuencia. Sin embargo, estas antenas presentan desafíos relacionados con la uniformidad de la fase en su apertura debido a la complejidad de las interacciones electromagnéticas dentro de la lente [7].

Las antenas de lentes metálicas ofrecen una solución potencial al proporcionar una mayor ganancia y directividad, así como la capacidad de enfocarse selectivamente en múltiples usuarios en movimiento [8]. Sin embargo, su diseño y simulación dentro de la banda de Ku son áreas que aún no han sido ampliamente exploradas.

La inclusión de la banda milimétrica en la transmisión por medio de antenas, aunque prometedora, plantea desafíos que se deben considerar debido a las pérdidas de propagación y la sensibilidad al bloqueo de los enlaces de ondas milimétricas. Este escenario genera problemas como las atenuaciones provocadas por factores ambientales como la lluvia, la absorción atmosférica y la limitada capacidad para atravesar estructuras, como edificios y obstáculos geográficos. Ante estos desafíos, se reconoce la necesidad crítica de implementar esquemas con alta eficiencia espectral.

Para alcanzar el objetivo, se resalta la importancia de utilizar antenas transmisoras y receptoras de alta ganancia. Además, se plantea la necesidad de que estas tengan una alta capacidad de direccionamiento del haz emitido por la antena, no solo para facilitar la localización precisa de estaciones base y usuarios y también para compensar las pérdidas mencionadas anteriormente.

Las antenas de lentes metálicas se consideran para aplicaciones donde se requiere una alta ganancia porque estos diseños no requieren el uso de redes eléctricas extendidas, lo que las hace ideales para aplicaciones de alta potencia. Las lentes utilizadas como antenas funcionan conceptualmente según principios ópticos y aprovechan los fenómenos de refracción y reflexión en diversos materiales [9]. Este tipo de antenas de lentes planas son estructuras muy importantes en las comunicaciones por microondas y ondas milimétricas debido a su robustez, diseño liviano y notable repetibilidad de fabricación.

En la banda de Ku, de particular interés para aplicaciones de enlaces satelitales, la dispersión de fase en la lente metálica puede degradar significativamente el rendimiento de la antena. Esto incluye efectos como un mayor ancho de haz, reducción en la ganancia y lóbulos secundarios no deseados, los cuales impactan negativamente la calidad y eficiencia de los enlaces de comunicación.

Para abordar este problema, el análisis de Floquet se presenta como una opción viable y teóricamente adecuada, el cual permite simular y alcanzar la corrección de fase mediante las estructuras periódicas, como las lentes metálicas, para controlar la dirección de propagación de la radiación emitida por la antena alimentadora. Al aplicar esta teoría, es posible diseñar y ajustar la lente para corregir fase del haz emitido por la antena, optimizando así su desempeño en términos de directividad y ganancia [10].

1.3 Justificación

El diseño y análisis de lentes metálicas para la banda Ku con corrección de fase mediante modos de Floquet representa un tema de alta relevancia en telecomunicaciones, radares y sistemas satelitales.

La banda Ku es importante para las comunicaciones por satélite y su rendimiento se puede optimizar utilizando lentes metálicas planas diseñadas mediante la teoría de Floquet. Esta teoría permite una corrección de fase precisa, una orientación precisa del haz emitido desde la antena y reduce algunas de las limitaciones que existen en las lentes dieléctricas convencionales, lo que da como resultado una estructura más liviana, más económica y menos compleja. Desde un punto de vista metodológico, el análisis de la teoría de Floquet es una herramienta eficaz para estudiar y modelar estructuras periódicas porque facilita el diseño de dispositivos de alto rendimiento y permite tener en cuenta efectos como la dispersión y las pérdidas. En este sentido, el trabajo contribuye al desarrollo de la ciencia moderna al proponer nuevos diseños de lentes planas relacionados con el desarrollo de metasuperficies. Además, sus resultados podrían tener importantes aplicaciones en sistemas de satélites comerciales y militares al mejorar la calidad de las comunicaciones, reducir costes y abrir nuevas oportunidades de investigación relacionadas con metamateriales y nuevas tecnologías.

Dentro de este contexto se planea diseñar y analizar diferentes celdas unitarias para lentes metálicas en la banda Ku, de forma que mejore el rendimiento general de la antena.

1.4 Objetivos

1.4.1 General

- Diseñar y analizar celdas unitarias para lentes metálicas en la banda Ku, utilizando el método de modos de Floquet para optimizar la fase y mejorar el rendimiento de la antena.

1.4.2 Específicos

- Realizar un análisis del estado del arte sobre el diseño de celdas unitarias, lentes metálicas en la banda Ku y la aplicación de modos de Floquet en el diseño de lentes metálicas.
- Identificar y analizar diferentes geometrías de celdas unitarias para el diseño de lentes metálicas en la banda Ku.
- Diseñar una lente metálica planar a partir de celdas unitarias de diferentes geometrías utilizando el análisis de los modos de Floquet para optimizar la fase de la estructura.
- Analizar el rendimiento de la antena con los diferentes modelos de lentes metálicas usando un simulador electromagnético.

CAPÍTULO II

2.1 Estado del Arte

El diseño de lentes planares metálicas de una o varias capas se vuelve cada vez más interesante de estudiar debido a que mejoran el rendimiento de la antena alimentadora en términos de ganancia y directividad, esto las hace atractivas para diferentes aplicaciones.

Un ejemplo de dichas lentes se encuentra en [7], donde emplearon una lente de 3 capas: la 1ra capa consta de 3 anillos de 12 y 24 partes cortocircuitados, la 2da y 3ra capa fueron simples anillos, obteniendo como resultado una directividad máxima de 19.4 dBi a una frecuencia de 12 GHz. Al igual que en [8], en la cual emplearon la teoría de modos característicos para el diseño de la lente metálica, mejorando el rendimiento de la antena con una directividad de 17.44 dBi a una frecuencia de 20GHz.

En un artículo reciente [11], emplearon una lente metálica monocapa de alta ganancia cuyo elemento fundamental fue un anillo metálico. La antena plana resultante exhibió un rendimiento de radiación excepcional, además de su simplicidad, alcanzó una ganancia superior a 20 dBi a 20,50 GHz y una eficiencia de apertura del 63 %. Además en [12], emplearon diferentes superficies selectivas en frecuencia (FSS) para el diseño de las lentes. Los resultados obtenidos de la fabricación de aquellas lentes con FSS fueron favorables demostrando la factibilidad de usar FSS de múltiples capas para el diseño de lentes planares.

Estos diseños fueron fabricados y medidos, dando unos resultados experimentales excelentes, en el acoplamiento a la frecuencia de operación parámetros de transmisión. Mediante la obtención de estos resultados se denota que existe factibilidad de usar superficies selectivas en frecuencia multicapa para diseñar lentes planares metálicas a frecuencias de ondas milimétricas.

Al continuar explorando y se halla que en [13]. Se propone una antena de matriz de transmisión (TA) de banda ancha y perfil bajo que opera en la banda Ku, la cual se diseñaron mediante unidades de matriz de transmisión aperiódicas dispuestas periódicamente. principalmente de tres capas, formadas por metales y sustratos. Verificando el diseño propuesto, se fabricó y midió una antena de matriz de transmisión con 351 unidades TA que opera a 15 GHz. Los resultados de las mediciones mostraron una ganancia media de 23,06 dBi con una eficiencia de apertura del 42,3 % a 15 GHz, y el nivel de radiación posterior es inferior a -15 dB. En contraste, el artículo [14], presenta un nuevo diseño de celda unitaria transmitarray reconfigurable que utiliza diodos PIN en la banda Ku. La celda unitaria consta de tres capas, cada una con cuatro diodos PIN. Esto permite el control de fase mediante la conmutación individual de los diodos PIN en cada capa. El análisis paramétrico S de la celda unitaria

muestra un coeficiente de transmisión elevado (mayor a $-3,6$ dB) a una frecuencia de diseño de $12,5$ GHz y un ancho de banda de impedancia máxima del $17,5$ %.

A su vez en [15], presentaron el diseño de una antena Transmitarray de polarización circular para la banda Ku, la cual constó de 121 elementos, la celda unitaria se diseñó utilizando un anillo cuadrado doble de cuatro capas con una celda unitaria de parche central. Los resultados de las mediciones finales mostraron una ganancia de $20,17$ dBi a $11,2$ GHz.

También en [16] diseñaron y simularon una antena tipo transmitarray de doble banda para comunicaciones satelitales en las bandas de 20 GHz y 30 GHz. El transmitarray de 15×15 lo diseñaron mediante celdas ranuras cruzadas y elementos metálicos distribuidos estratégicamente sobre sustratos dieléctricos Arlon AD410. Los resultados demostraron la correcta operación entre las distintas bandas y una ganancia máxima de $23,85$ dB a 20 GHz y $15,42$ dB a 30 GHz, con eficiencias respectivas de 38 % y 18 %. Además, en [17] diseñaron un TA de 20×20 , en banda X fabricado demuestran una eficiencia de apertura máxima del 30 %, y en banda Ka un TA de 70×70 confirmaron una notable ganancia de $39,8$ dB y una eficiencia de apertura del 55 % a 29 GHz.

Todos los trabajos antes mencionados al igual que en [18] emplean lentes planares de múltiples capas pero el diámetro de la lente es muy grande además de la distancia de la antena también es considerable. En este trabajo de investigación se emplea un diseño donde se pretende reducir la distancia entre la antena alimentadora y la lente además que el diámetro de la lente sea igual de reducido pero obteniendo resultados en ganancia y directividad que sobrepasen los 20 dBi en la frecuencia de operación que es de $14,5$ GHz

2.2 Fundamentación Teórica

2.2.1 Principios de Funcionalidad de una Lente metálica

Como se observa en la Figura 2.1, la lente planar es una estructura de tres dimensiones que puede estar formada por celdas unitarias o FSS.

El principio de funcionamiento de una lente consiste en transformar un frente de onda esférico o cilíndrico, producido por una apertura en la alimentación de la antena en una onda plana y lograr enfocar la máxima radiación posible en una dirección específica [2].

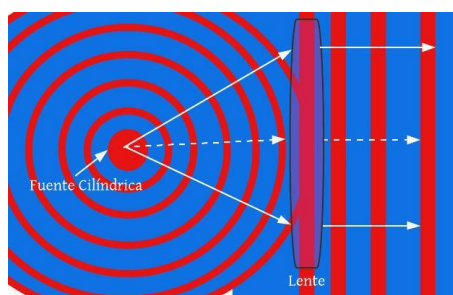


Figura. 2.1. Ejemplo de funcionalidad de una lente [19].

La lente planar se ubica sobre la alimentación a una distancia calculada, con el fin de mejorar el rendimiento de la antena en general [19].

En el diseño general de cualquier tipo de lente, se emplea principalmente la óptica geométrica, como se observa en la Figura 2.1. En esta técnica, la radiación se representa mediante rayos que son emitidos desde una fuente central. Se analiza la transferencia de energía de un punto a otro con el fin de transmitir la mayor cantidad de energía posible. Las lentes metálicas han surgido como una opción menos voluminosa en comparación con las lentes dieléctricas lisas o zonales, cada una con sus propias ventajas y limitaciones en términos de diseño [2].

Con el objetivo de optimizar el tamaño de las lentes, en este trabajo de investigación se realizaron varios diseños de lentes planares formados por celdas unitarias. Estas estructuras permiten realizar una compensación de fase modificando un parámetro de la misma, y de esta forma controlar la dirección del haz emitido por la antena [12].

En la bibliografía existen varias clasificaciones de lentes ya sea por su geometría o su material [2]. Si se clasifican por el material las lentes pueden ser metálicas y dieléctricas, donde su diferencia principal es el índice de refracción [20], las lentes dieléctricas presenta varias dificultades en su diseño ya que se debe tomar en cuenta las pérdidas por el dieléctrico y su volumen aumenta a medida que se incluyen más capas en la lente.

Existen numerosas referencias sobre las lentes con material dieléctrico [21], estas referencias exponen dificultades por el volumen que ocupan causando inconvenientes en su

implementación. Las lentes se pueden clasificar mediante diferentes criterios, en este caso se toman tres características principales de la lente, la distancia entre el alimentador, el parámetro de refracción y geometría de la estructura que conforma la lente, esto se observa en la Tabla 2.1.

Tabla 2.1. Tipos de lentes [19].

Característica	Clasificación
Tipo de alimentación	distanciada integrada
Parámetro de refracción	Índice Simétrico Índice Asimétrico
Geometría de la lente	tipo piramidal con diferente forma

Como describe la Tabla 2.1, El tipo de alimentación se relaciona con la distancia entre la lente y el alimentador ya sea que esté integrada, es decir, a menos de una longitud de onda o distanciado a varias longitudes de onda [22].

El siguiente aspecto a tratar es el parámetro de refracción del material este puede ser simétrico en toda la lente porque se utiliza un solo material o asimétrico se emplearon dos o más materiales diferentes en la estructura final de la lente [23].

la geometría de la lente toma relevancia según la frecuencia a la que opera y su funcionalidad. Las lentes tipo bocina hacen referencia a formas cónicas como: elípticas hemisféricas o hiperbólicas. En cambio, las de diferente forma surgen de la optimización de las lentes tipo bocina [23].

2.2.2 Lentes planares metálicas

Las lentes planares metálicas también llamadas en ciertas literaturas como transmitarray se vuelven relevantes, debido a los beneficios que brindan como el de poder conseguir altas ganancias en la antena y las pérdidas asociadas al dieléctrico pueden ser eliminadas [2]. Estas lentes al estar conformadas por varias celdas unitarias, cada una de ellas realiza una corrección de fase en dicho punto de la lente para lograr enfocar el haz emitido por la antena en una dirección específica, también existen investigaciones donde el índice de refracción varía con la frecuencia [24]. En contraste otras investigaciones experimentaron diseñando lentes donde la permitividad y permeabilidad son negativos donde diseñaron lentes de metamaterial ENZ

(“Epsilon Near Zero”), similares a las lentes de [25] pero con las guías de ondas próximas al corte, a frecuencias distanciadas a las de operación obteniendo una reducción en las pérdidas, además de otras ventajas que se obtienen empleando estructuras formadas por ENZ [22].

2.2.3 Parámetros principales de la lente

2.2.3.1 Directividad

La principal funcionalidad de una lente es direccionar el haz de radiación del alimentador y así aumentar la directividad de la antena. La directividad de una antena es la relación entre la cantidad de potencia emitida a través del alimentador a un punto específico en el espacio y la cantidad de potencia emitida por una antena isotrópica [26].

La directividad de la antena (*Dir*) esta determinada por la ecuación 2.1, como se describe en [2]:

$$Dir(\theta, \phi) = \frac{\rho(\theta, \phi)}{P_r/(4\pi r^2)} \quad (2.1)$$

Si no esta descrita la dirección, se hace referencia a la dirección máxima de radiación y viene descrita como se muestra en la ecuación 2.2:

$$Dir(\theta, \phi) = \frac{\rho_{max}}{P_r/(4\pi r^2)} \quad (2.2)$$

El alimentador de una lente puede ser una guía de onda ya sea rectangular o cilíndrica, esto permite calcular la máxima directividad mediante una apertura mucho más grande que la guía de onda. La máxima directividad se describe en la ecuación 2.3 como se describe en [12]:

$$D_{apertura_{max}} = \frac{4\pi A_E}{\lambda^2} \quad (2.3)$$

donde A_E es el área efectiva de la Lente. Pero, de acuerdo con [26] el desbordamiento del campo eléctrico de apertura es uno de los valores que reducen la directividad del alimentador, por consiguiente la eficiencia de apertura se muestra como la relación entre la directividad real de una antena de apertura y la directividad máxima definida por la ecuación 2.3. A su vez, la directividad se puede definir mediante la ecuación 2.4:

$$D_{apertura_{max}} = \frac{4\pi A_E}{\lambda^2} \cdot \eta_{ap} \quad (2.4)$$

donde η_{ap} es la eficiencia de desbordamiento.

2.2.3.2 Ganancia

La relación entre la densidad de potencia emitida en una dirección dada y la densidad de potencia emitida por una antena isotrópica se define como ganancia de la antena (G) como describe la ecuación 2.5. La ganancia y la directividad están estrechamente relacionadas con la eficiencia de la antena, como se muestra en [27]:

$$G = Dir \cdot \eta \quad (2.5)$$

2.2.3.3 Eficiencia de una lente metálica

Para mostrar la eficiencia de una lente planar, se toman en consideración diferentes tipos de eficiencias según el tipo de pérdidas presentes en el diseño de la antena. A su vez, la eficiencia total de una lente η_{ap} se calcula con la multiplicación de diversos valores, según se define por [2].

- La eficiencia de desbordamiento η_s es la relación entre la potencia emitida por la lente y la potencia total. Cuando se toma el diagrama de radiación del alimentador como una estructura simétrica, la eficiencia de desbordamiento puede definirse en función del campo eléctrico incidente E_i y el ángulo θ_i , formado entre el punto inicial O y algún punto final de la estructura de la lente D , como se demuestra en la ecuación 2.6, descrita en [2]:

$$\eta_s = \frac{\int_0^{\theta_i} |E_i(\theta)|^2 \sin(\theta) d\theta}{\int_0^{\pi/2} |E_i(\theta)|^2 \sin(\theta) d\theta} \quad (2.6)$$

Al tomar la antena alimentadora como un elemento de radiación simétrico, el campo eléctrico incidente E_i se puede definir mediante la ecuación 2.7 descrita en [2]:

$$E_i = \cos(\theta)^n \quad (2.7)$$

Reemplazando la ecuación 2.7 en la ecuación 2.6 da como resultado:

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

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

$$\int_0^{\theta_i} |\cos(\theta)^n|^2 \sin(\theta) d\theta = \frac{1}{2n+1} ((\cos(\theta_i))^{2n+1} - 1) \quad (2.9)$$

$$\int_0^{\pi/2} |\cos(\theta)^n|^2 \sin(\theta) d\theta = \frac{1}{2n+1} \quad (2.10)$$

$$\theta_i = \arctan\left(\frac{D/2}{F}\right) \quad (2.11)$$

Al sustituir 2.9, 2.10 y 2.11, se obtiene la expresión:

$$\eta_s = 1 - \cos\left(\arctan\left(\frac{D/2}{F}\right)\right)^{2n+1} \quad (2.12)$$

llegando a la conclusión donde la eficiencia de desbordamiento depende del diámetro de la lente D y la distancia con el alimentador F.

- La eficiencia de iluminación (η_{il}), está interrelacionada con el área efectiva A_E . Además, (η_{il}) se puede determinar mediante la ecuación 2.13, descrita en [12]:

$$\eta_{il} = \frac{1 \left| \int_{A_E} E_i(\theta) dS \right|^2}{A_E \int_{A_E} |E_i(\theta)|^2 dS} \quad (2.13)$$

El área efectiva A_E puede definirse como un círculo de diámetro D y se define la ecuación 2.13 en el sistema de coordenadas polares, se obtiene la ecuación final siguiente, descrita en [2]:

$$\eta_{il} = \frac{(n-1) \left(-4F^2 + \left(1 + \frac{D^2}{4F^2}\right)^{-\frac{n}{2}} (D^2 + 4F^2) \right)^2}{\left(\left(\frac{D}{2}\right)^2 (n-2)^2\right) \left(4F^2 + \left(1 + \frac{D^2}{4F^2}\right)^{-n} (D^2 + 4F^2)\right)} \quad (2.14)$$

Donde D es la medida del diámetro externo de la lente. F la separación con el alimentador, η_{il} la eficiencia de iluminación y n el exponente de la función coseno.

Por lo tanto, al alcanzar las expresiones obtenidas tanto para la eficiencia de desbordamiento (η_s) como para la eficiencia de iluminación (η_{il}), se puede determinar la eficiencia teórica de una lente planar metálica y afirmar que la eficiencia es la relación del área de la lente entre la distancia entre la lente y el alimentador (F) y la medida del diámetro externo de la lente (D).

2.2.4 Celdas unitarias o FSS (Frequency Selective Surfaces)

Las celdas unitarias son estructuras básicas generalmente formadas por una o varias partes metálicas separadas entre si por un material dieléctrico ó aire. Dichas estructuras son separadas por una distancia periódica que conforman superficies de cambio de fase. Utilizadas en antenas para controlar la dirección del haz de radiación emitida por la antena [28].

Las estructuras más usadas en la literatura son planares, con una separación periódica para mantener un bajo perfil, y se puede formar combinando materiales metálicos con dieléctricos [29]. Las FSS pueden ser consideradas como filtros en frecuencia debido a su respuesta en frecuencia [30].

Las FSS se analizan mediante la incidencia de una onda plana en la celda unidad con una separación periódica entre las celdas adyacentes. Analizando la onda transmitida y reflejada se puede analizar el cambio en amplitud y fase que sufre la onda incidente en la frecuencia de operación. Las aptitudes más favorables son el bajo perfil, la poca periodicidad, la estabilidad angular, la doble polarización, y la facilidad de implementación [12].

Por lo general, los FSS de tipo apertura se utilizan para producir una respuesta de banda de

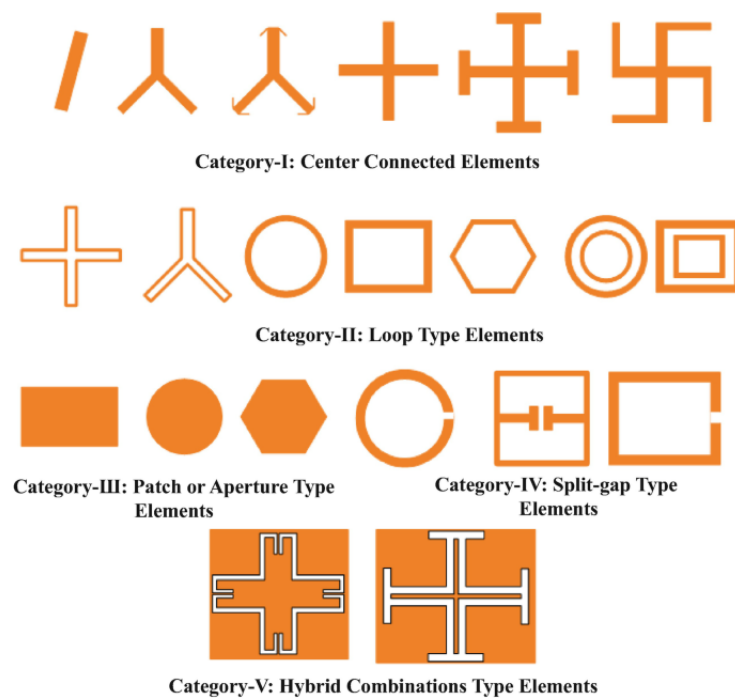


Figura. 2.2. Diferentes geometrías de celdas unitarias [31].

transmisión, mientras que el rendimiento de banda eliminada se puede obtener mediante la FSS de parche resonantes. Al diseñar un FSS de paso de banda o de banda eliminada, se debe seleccionar el elemento adecuado para cumplir con el ancho de banda deseado y el nivel de polarización cruzada [32]. Las formas de celdas unitarias se clasifican por categorías como: elementos conectados al centro [33], de tipo bucle, de tipo parche o apertura [34] [35], de tipo split-gap y combinados [36], como se muestra en la Figura.2.2.

2.2.5 Estructuras periódicas

Las estructuras periódicas se forman a partir de la separación periódica de la celda unidad con las celdas adyacentes en uno o varios ejes del espacio. En la Figura 2.3 se observa el ejemplo de una estructura periódica en 1D. En este caso, la celda unidad se encuentra ubicada en el origen de las coordenadas [37].

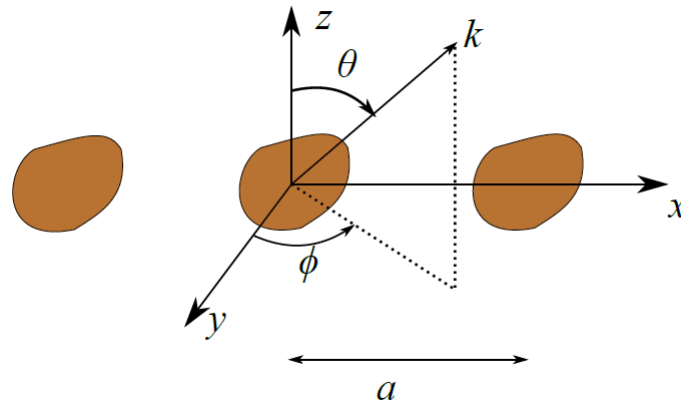


Figura. 2.3. Agrupación periódica 1D [12].

Estas estructuras se pueden interpretar considerando condiciones de periodicidad infinita, de tal modo que solo se debe analizar la celda unidad para conocer el comportamiento de toda la estructura.

Para el análisis de la celda unidad de una estructura conformada por varias celdas unitarias se emplea la teoría de Floquet. Según esta teoría, cualquier función periódica puede ser expresada como una función infinita de armónicos de Floquet, formando lo que se conoce como serie de Floquet [12].

2.2.6 Modos de Floquet en estructuras periódicas

El teorema de Floquet relaciona el campo eléctrico de una celda, con el campo eléctrico de las celdas adyacentes en una estructura con separación periódica [38]. La serie de Floquet se emplea principalmente en sistemas ó estructuras periódicas. Cualquier función periódica puede ser $h(x)$ representada como una suma infinita de modos o armónicos de Floquet. El campo electromagnético en una celda periódica es igual al de las demás celdas, pero con un desfase dependiente de la dirección de la onda de incidencia [12].

Cualquier función periódica bidimensional $h(x, y)$ puede representarse como una suma infinita de modos de Floquet. Para una estructura periódica con periodos a y b en las direcciones x e y , respectivamente, la expansión general es:

$$h(x, y) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} f(x - x_{mn}, y - y_{mn}) e^{-j(k_{x0}x_{mn} + k_{y0}y_{mn})} \quad (2.15)$$

donde:

- (x_{mn}, y_{mn}) : posición de cada celda
- k_{x0}, k_{y0} : componentes del vector de onda incidente

Las posiciones están dadas por:

$$x_{mn} = ma + \frac{nb}{\tan \gamma}, \quad y_{mn} = nb \quad (2.16)$$

Se aplica la transformada de Fourier:

$$\tilde{h}(k_x, k_y) = \frac{1}{4\pi^2} \int \int h(x, y) e^{j(k_x x + k_y y)} dx dy \quad (2.17)$$

Tras manipulación matemática, se obtiene la expansión en serie de Floquet:

$$h(x, y) = \frac{4\pi^2}{ab} \sum_{m=-\infty}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \tilde{f}(k_{xmn}, k_{ymn}) e^{-j(k_{xmn}x + k_{ymn}y)} \quad (2.18)$$

donde los números de onda son:

$$k_{xmn} = k_{x0} + \frac{2m\pi}{a} \quad (2.19)$$

$$k_{ymn} = k_{y0} - \frac{2m\pi}{a \tan \gamma} + \frac{2n\pi}{b} \quad (2.20)$$

Los términos $\tilde{f}(k_{xmn}, k_{ymn})$ representan los coeficientes de amplitud compleja, mientras que los exponentes corresponden a los armónicos espaciales [12].

Las componentes del vector de onda incidente están dadas por:

$$k_{x0} = k_0 \sin \theta \cos \phi, \quad k_{y0} = k_0 \sin \theta \sin \phi \quad (2.21)$$

2.2.6.1 Modos de Floquet TE y TM

Para simplificar el análisis, las soluciones se descomponen en dos modos ortogonales:

■ Modos TE_z

No tienen componente eléctrico en z . Se define el potencial:

$$\vec{F} = F_z(x, y, z)\hat{z} \quad (2.22)$$

que satisface:

$$\nabla^2 F_z + \beta^2 F_z = 0 \quad (2.23)$$

dando como resultado:

$$\vec{F} = C_{TE} e^{-j(k_{xmn}x + k_{ymn}y + k_{zmn}z)} \hat{z} \quad (2.24)$$

El número de onda en z es:

$$k_{zmn} = \sqrt{k_0^2 - k_{xmn}^2 - k_{ymn}^2} \quad (2.25)$$

Donde, sí:

- k_{zmn} , es real \rightarrow el modo se propaga.
- k_{zmn} , es imaginario \rightarrow el modo es evanescente.

Campos eléctricos en TE_z :

$$\vec{E} = jC_{TE}(k_{xmn}\hat{x} - k_{ymn}\hat{y})e^{-j(k_{xmn}x + k_{ymn}y + k_{zmn}z)} \quad (2.26)$$

Campos magnéticos en TE_z :

$$\vec{H} = jC_{TE} \frac{k_{zmn}}{\omega\mu} \left(k_{xmn}\hat{x} + k_{ymn}\hat{y} - \frac{k_0^2 - k_{zmn}^2}{k_{zmn}} \hat{z} \right) e^{-j(k_{xmn}x + k_{ymn}y + k_{zmn}z)} \quad (2.27)$$

■ Modos TM_z

Se define el potencial vector magnético:

$$\vec{A} = A_z(x, y, z)\hat{z} \quad (2.28)$$

con solución:

$$\vec{A} = C_{TM}e^{-j(k_{xmn}x+k_{ymn}y+k_{zmn}z)}\hat{z} \quad (2.29)$$

Campos magnéticos en TM_z :

$$\vec{H} = -jC_{TM}(k_{xmn}\hat{x} - k_{ymn}\hat{y})e^{-j(k_{xmn}x+k_{ymn}y+k_{zmn}z)} \quad (2.30)$$

Campos eléctricos en TM_z :

$$\vec{E} = jC_{TM}\frac{k_{zmn}}{\omega\mu} \left(k_{xmn}\hat{x} + k_{ymn}\hat{y} - \frac{k_0^2 - k_{zmn}^2}{k_{zmn}}\hat{z} \right) e^{-j(k_{xmn}x+k_{ymn}y+k_{zmn}z)} \quad (2.31)$$

2.2.7 Fundamentos para el diseño de una lente planar

Una lente planar metálica puede constar de una matriz de celdas unitarias impresa iluminada por la antena de alimentación. Cada elemento radiante está diseñado para proporcionar una compensación de fase que forma un haz enfocado en la dirección deseada. En sus frecuencias de operación [32].

La fase de transmisión requerida para cada elemento radiante se calcula utilizando la ecuación dada en [39]. [35].

$$\psi_i = k_0 (R_i - \vec{r}_i \cdot \hat{r}_0) \quad (2.32)$$

Donde $k_0 = \frac{2\pi}{\lambda}$, es la constante de propagación en el vacío. R_i es la distancia desde la antena de alimentación hasta el elemento i .

$$R_i = \sqrt{(X_i - X_f)^2 + (Y_i - Y_f)^2 + Z_f^2} \quad (2.33)$$

(x_i, y_i) son las coordenadas del elemento i , (x_f, y_f, z_f) son las coordenadas de la fuente de alimentación y \vec{r}_i es el vector posición del elemento i . Para obtener una concentración de energía en dirección perpendicular al plano XY el resultado de: $\vec{r}_i \cdot \hat{r}_0 = 0$.

La distancia focal se calcula mediante la siguiente relación:

$$\frac{F}{D} = 0,8 \quad (2.34)$$

Donde; F es la distancia focal, y D es el diámetro de la lente.

2.2.8 Alimentadores para lentes

El alimentador de una lente por lo general es una antena de tipo apertura que tienen como alimentación una guía de onda rectangular o circular, pero, también pueden ser otro tipo de antena como: microstrip, dipolo o de tipo bocina [40].

2.2.8.1 Antenas Bocina

Las antenas de bocina son las que mayormente se utilizan para alimentar reflectores y lentes. La estructura aumenta el tamaño de la apertura, estrechando el haz radiado y permitiendo que la guía de onda sea más directiva. Pero su principal desventaja es que es voluminoso. un ejemplo de esta antena se muestra en la Figura 2.4.

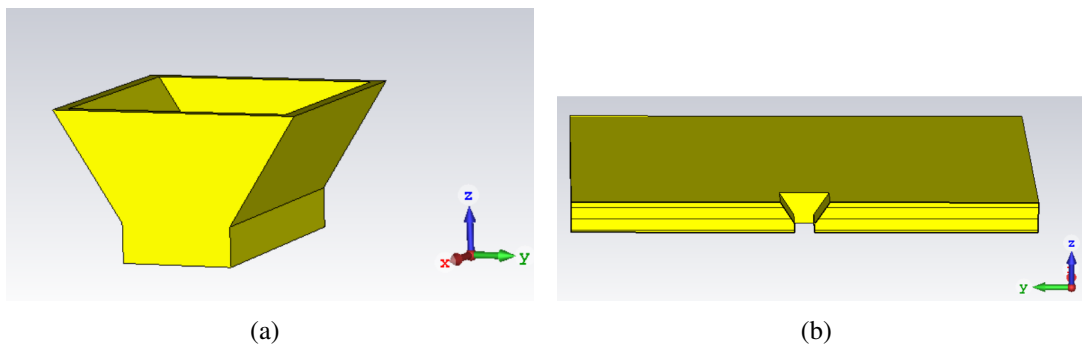


Figura. 2.4. Antena tipo bocina 2.4(a) y Guía rectangular acoplada con un plano de masa 2.4(b) [41]

2.2.8.2 Bocina rectangular con plano de masa

Estas antenas se muestran como una alternativa de alimentadores para lentes, debido a su simpleza y el poco espacio que ocupan. Estas antenas para aumentar la apertura de la misma la guía rectangular se conecta a una placa base con la cual se mejora el rendimiento de estas antenas. En la Figura 2.4(b), se puede observar una antena de tipo guía de onda rectangular WR42 comercial fusionada a un plano de tierra [41].

CAPÍTULO III

3.1 Metodología

3.1.1 Tipo de Investigación

La investigación exploratoria generalmente se emplea cuando el objetivo es explorar un tema o una duda de investigación que no fue indagado profundamente o que no se ha tomado muy en cuenta, la facilidad de este tipo de investigación hace que se descarten futuras líneas de investigación de acuerdo a los resultados obtenidos [42]. Este proyecto recopila información de los diferentes diseños de lentes metálicas formadas a partir de celdas unitarias, el material que se utiliza, los métodos de optimización y la manera que estas se integran con alimentadores de menor directividad de tal forma que este tipo de investigación descartando futuras líneas de investigación en base a los resultados que se obtengan.

El enfoque metodológico también combina elementos de investigación experimental y de simulación. La utilización de herramientas de simulación electromagnética como el software CST, que permite modelar y evaluar el desempeño de la antena de lente metálica, antes de su implementación en físico.

3.1.2 Técnica de investigación

Las técnicas de investigación que se aplicarán en este proyecto involucran la revisión bibliográfica de varias fuentes bibliográficas tales como: artículos, libros, repositorios universitarios y de otros tipos, Esta revisión bibliográfica proporcionará una base sólida para comprender el estado del arte, identificar las tendencias actuales y así establecer un marco teórico adecuado para el diseño y la evaluación de la antena de con diferentes lentes metálicas.

Además, se emplearán técnicas de simulación utilizando software de simulación como CST y Python. Estas herramientas permitirán modelar con exactitud los parámetros de transmisión de la antena diseñada. La técnica de simulación posibilita la variación de parámetros en el diseño de la lente planar formada por celdas unitarias. Además, se evalúa el rendimiento de la antena bajo los siguientes parámetros con la ganancia, directividad, eficiencia de radiación y otros parámetros relevantes. Esta combinación de técnicas de investigación proporciona un enfoque integral que permite abordar los objetivos del estudio y obtener resultados rigurosos y fundamentados

3.1.3 Diagrama de bloques

Para el desarrollo del presente trabajo, se seguirán una serie de procedimientos específicos, mismos que constan en el diagrama de bloques que se observa en la Figura 3.5.

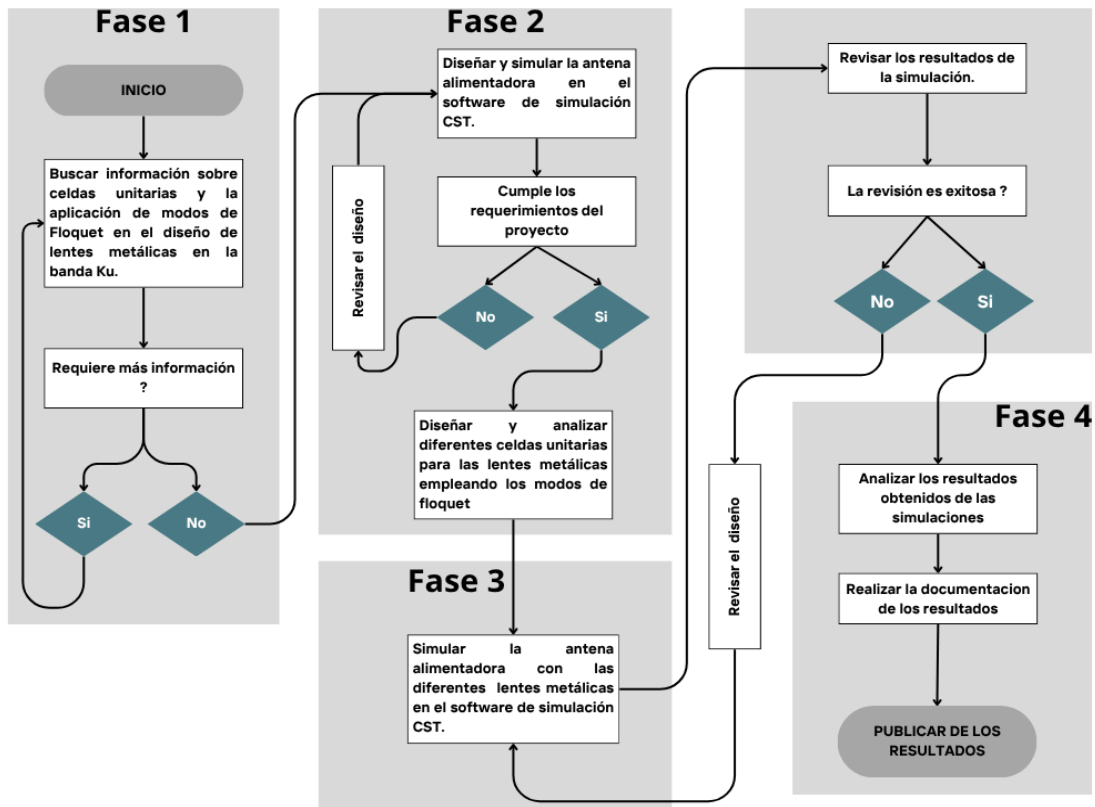


Figura. 3.5. Diagrama de Proceso de la Metodología de Proyecto

- En la primera fase, se realizó una búsqueda detallada de la literatura científica y técnica relacionada con el diseño de lentes metálicas, la aplicación de modos de Floquet en el diseño de celdas unitarias. Además, Este procedimiento permitirá identificar los principios fundamentales, las tecnologías actuales y las mejores prácticas de diseño que se utilizan para obtener resultados positivos.
- Por consiguiente, en la fase 2 se procede al diseño y simulación de la antena alimentadora utilizando un software de simulación CST Suite. Este proceso implicará la variación en las medidas de la antena, el material que se empleara en la antena y el puerto de excitación, a su vez, se realiza el diseño de las celdas unitarias empleando los modos de Floquet para el diseño de la lente.
- Una vez completado el diseño de la antena alimentadora, en la fase 3 se procederá a la simulación de la antena incorporando las diferentes lentes metálicas diseñadas. Hasta

obtener resultados coherentes para que posteriormente sean analizados.

- Finalmente, en la fase 4, se compararán los resultados obtenidos de la antena alimentadora sin lente metálica y con las diferentes lentes metálicas diseñadas evaluando su desempeño en términos de ganancia, eficiencia de radiación y directividad. Logrando generar las conclusiones y trabajos futuros relacionados con esta investigación.

3.1.4 Población y muestra

Población

La población en este trabajo de investigación será definida por todas las simulaciones realizadas con las distintas lentes metálicas. Una vez que se ha determinado el diseño final de las diferentes lentes y se alcancen los resultados favorables en lo que respecta a la directividad, ganancia y eficiencia de radiación dentro de la simulación, se tomarán los datos según la frecuencia de operación seleccionada.

Muestra

La muestra será tomada de la población definida en el apartado anterior.

3.1.5 Operacionalización de las variables

3.1.5.1 Variable Independiente

- banda de Frecuencias
- Parámetros de la lente metálica

3.1.5.2 Variables Dependientes

- Parámetros de Transmisión/Recepción

En la siguiente tabla 3.2 se indican las variables dependientes e independientes utilizadas para el análisis del rendimiento de la antena con las lentes propuestas.

Tabla 3.2. Operacionalización de variables

Variables	Concepto	Indicadores	Técnicas e Instrumentos
Independiente			
Rango de frecuencias	Frecuencias de operación de la antena	Frecuencia en la banda de 12 a 16 GHz.	Software CST
Parámetros de la lente metálica	Dimensiones de la lente metálica.	Será medida en milímetros (mm)	Software CST
Dependiente			
Parámetros de Transmisión /Recepción	Parámetros de grado de funcionalidad y operación de la antena.	eficiencia de radiación Ganancia Directividad Coeficiente de Reflexión.	Software CST.

3.1.6 Diseño de la antena

3.1.6.1 Diseño referencial

Para el diseño de la antena alimentadora se inicia modelando una antena comercial, la cual es una guía de onda rectangular WR62(15.80 x 7.90) conectada a una bocina piramidal del fabricante Pasternack, la cual opera en el rango de 12 a 18GHz cubriendo la banda Ku como se muestra en la Figura 3.6(a). Esta antena se modela y se ilustra en la Figura 3.6(b), en la que se coloca un puerto de guía de onda para excitarla.

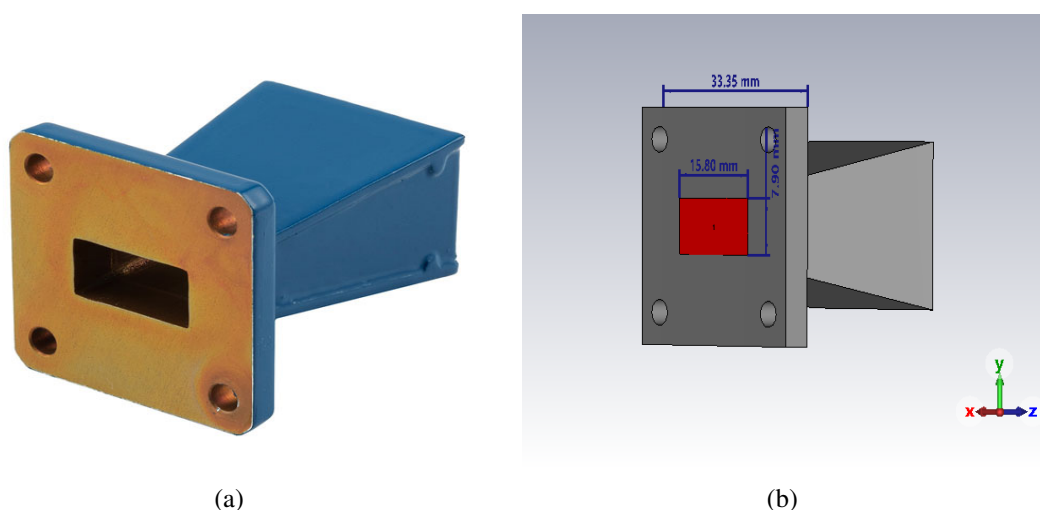


Figura. 3.6. Antena comercial WR-62(3.6(a)) y diseño de la misma en CST studio (3.6(b)).

El resultado del parámetro S11 se muestra en la Figura 3.7 en donde se tiene una buena adaptación por debajo de -15 dB desde 12 a 16 GHz y se nota un pico en 15 GHz.

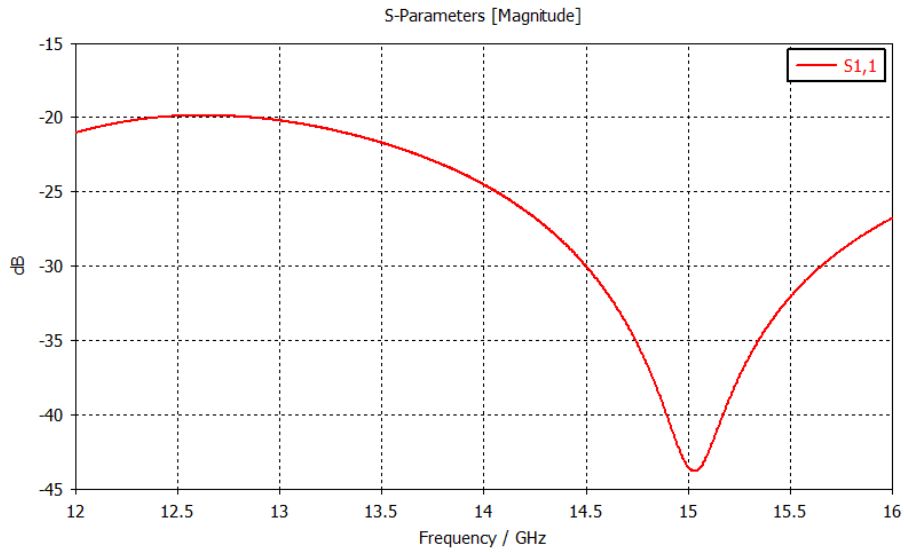


Figura. 3.7. Parámetros S de la antena comercial simulada.

En cuanto a la directividad, en las especificaciones el valor es de 10 dB, para ello se realiza la simulación que se muestra en la Figura 3.8 en donde se nota que tiene un valor aproximadamente de 11 dBi, estos valores se planea comparar con las lentes diseñadas más adelante.

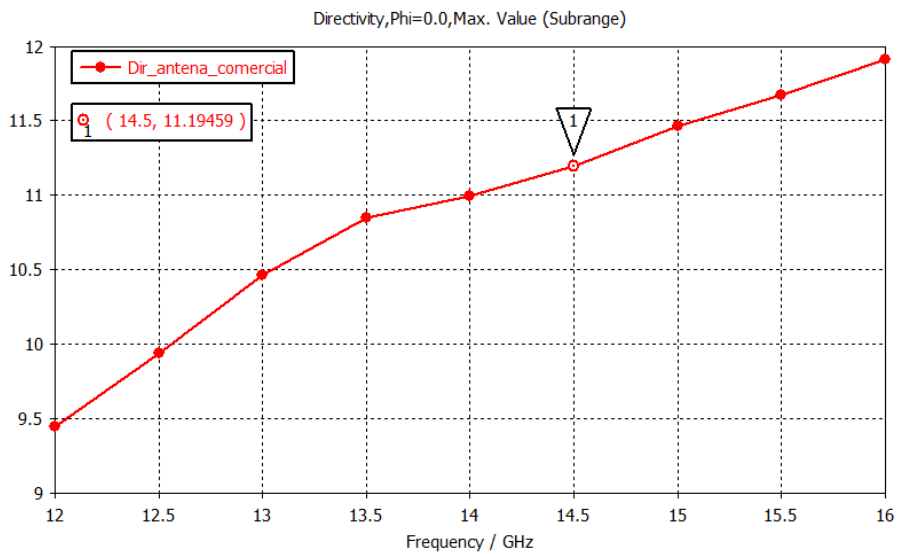


Figura. 3.8. Directividad de la antena comercial simulada.

En cuanto a los valores de SLL tanto el plano E y H se muestra en la Figura 3.8 donde, en el plano E tiene un valor de -23.3dB y en el plano H de -22.4dB.

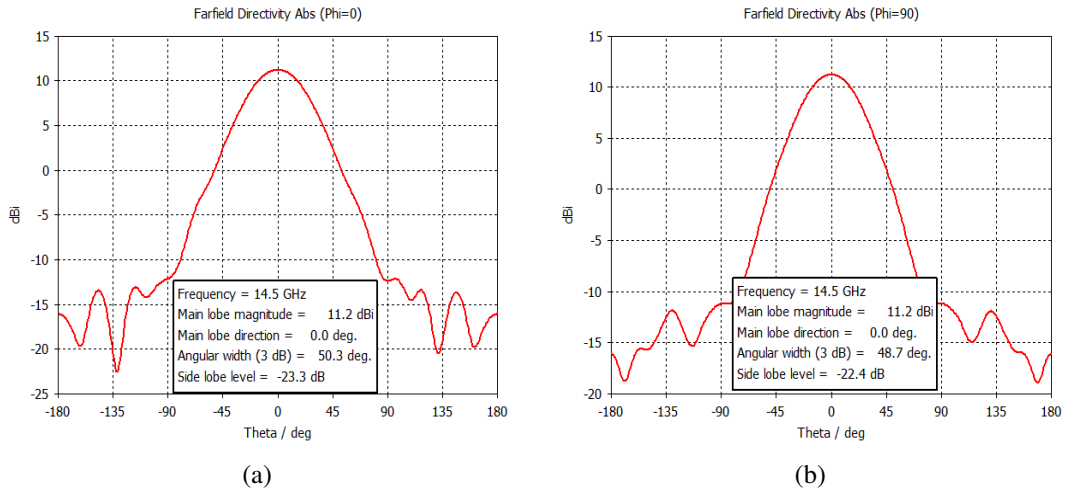


Figura. 3.9. Simulación del campo lejano de la antena comercial en coordenadas cartesianas a 14.5 GHz $\Phi = 0$ (3.9(a)) y $\Phi = 90$ en CST studio (3.9(b)).

3.1.7 Diseño de la antena alimentadora

Una vez que se ha modelado la antena comercial, lo siguiente es diseñar la antena que funcionara como alimentador para las lentes que se diseñaran mas adelante, la cual consiste en un transición de guía de onda rectangular a una guía cuadrada referenciada por [11]. La guía rectangular es una WR62 donde su dimensión es de 15.80 x 7.90 mm tiene un grosor de 20 mm y esta insertada en un plano de masa circular con un radio de 88 mm. Para aumentar la directividad de la antena se coloca un anillo resonante alrededor de la guía cuadrada, tiene un diámetro interno de 34 mm, además, de hendiduras de 3 mm de grosor, 4 mm de inserción en el plano de masa y una separación de 17mm entre ellas. Diseñado específicamente para influir en el patrón de radiación, optimizando así la directividad de la antena en la dirección deseada tal como se muestra en la Figura 3.10.

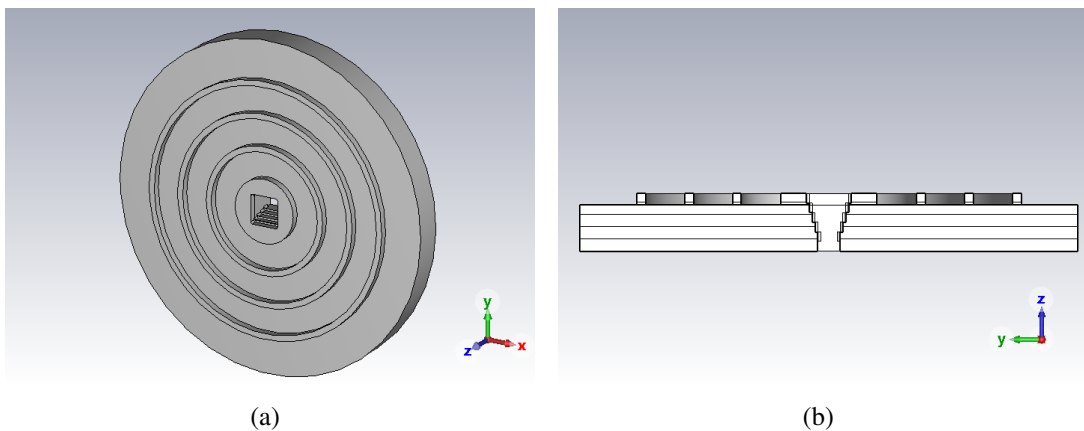


Figura. 3.10. Diseño del alimentador de vista frontal (3.10(a)) y lateral en CST studio. (3.10(b))

En cuanto a la adaptación el resultado de la simulación se puede observar en la Figura 3.11, donde se nota que se encuentra bien adaptado ($S_{11} < -10dB$) en toda la banda desde 12 a 16 GHz. Por lo que esta correctamente acoplado al rango de frecuencias.

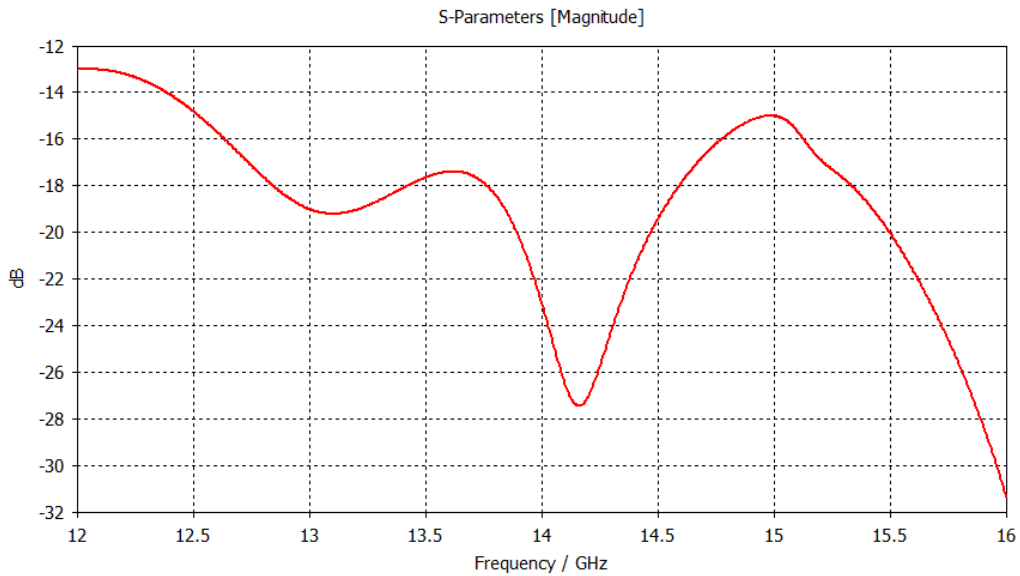


Figura. 3.11. Parámetros S del alimentador simulado en CST.

Lo siguiente es analizar la directividad del alimentador para ello se muestra en la Figura 3.12 el resultado de la simulación en el rango de 12 a 16 GHz en donde se aprecia que a 14.5 GHz alcanza una directividad de 14.64 dBi.

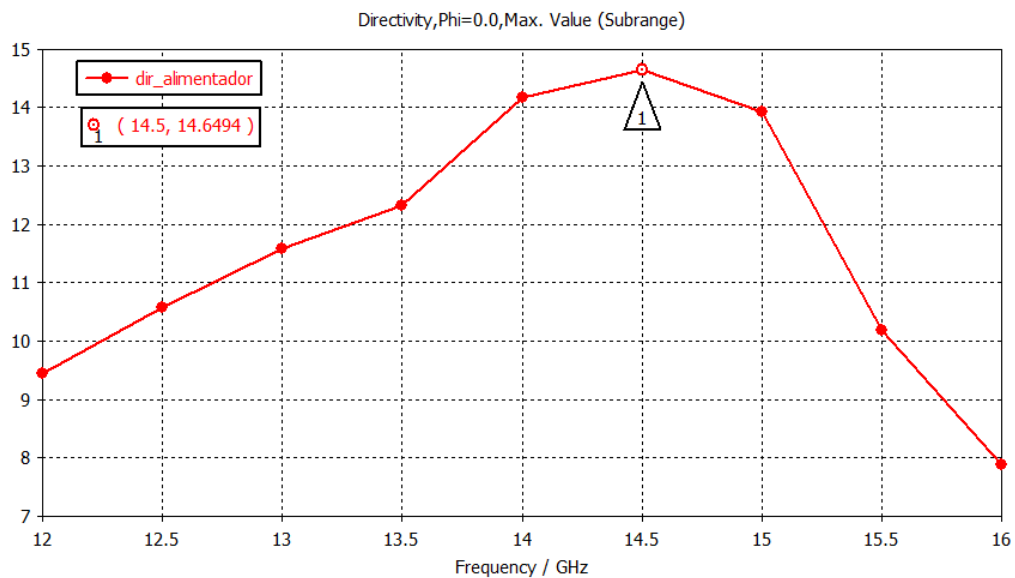


Figura. 3.12. Directividad del alimentador simulado en CST.

La directividad de la antena comercial se tiene una mejora de 3.46 dB tal como se muestra en

la Figura 3.13(b), así mismo se muestra la adaptación en la Figura 3.13(a).

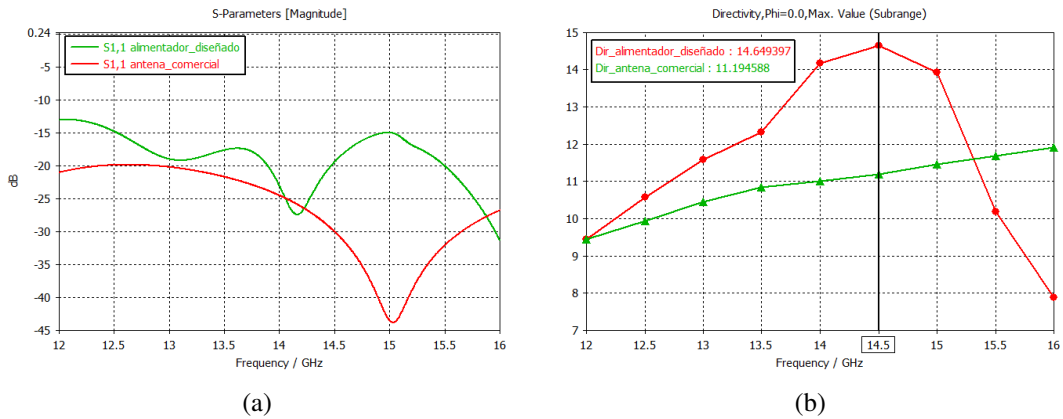


Figura. 3.13. Comparación de los resultados S_{11} (3.13(a)) y directividad (3.13(b)) entre la antenna comercial y el alimentador diseñado en CST.

Así mismo en la Figura 3.14 se muestra el diagrama de radiación en coordenadas cartesianas tanto en el plano E y H. Donde se tiene un valor de SLL = -20.7 y -5.1 dB respectivamente.

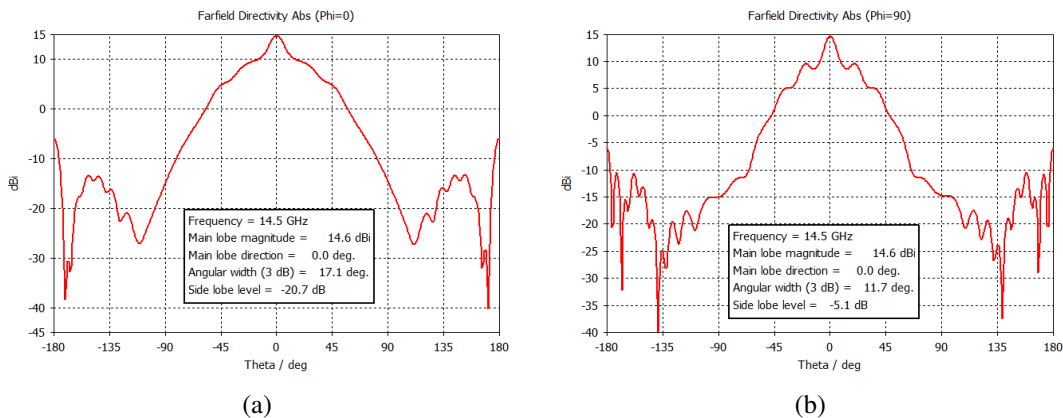


Figura. 3.14. Simulación del campo lejano del alimentador en coordenadas cartesianas a 14.5 GHz $\Phi = 0$ (3.14(a)) y $\Phi = 90$ en CST studio. (3.14(b)) en CST.

3.1.8 Diseño de las celdas unitarias

En este apartado se procede a diseñar 3 modelos de celdas unitarias que se emplearan en el diseño de las lentes planares metálicas posteriormente, Mediante los puertos de Floquet que integra el software CST se logró observar los modos de Floquet de cada celda unitaria diseñada.

3.1.8.1 Celda unitaria Modelo 1

En la Figura 3.15, se muestra el modelo 1 de celda unitaria de una capa diseñado en CST, su material es cobre con un espesor de 0.65 mm. Mediante la opción de estructuras periódicas integrado en software se podrá observar los modos de Floquet de la celda unitaria el cual se muestra en la Figura 3.16 y saber si esta se acopla a nuestra frecuencia de operación la cual es de 14.5 GHz.

Tabla 3.3. Dimensiones de la celda unitaria modelo 1.

Celda unitaria modelo 1			
Variables	Valor (mm)	Variables	Valor (mm)
L_1	7	L_2	3.5
wp	14	r	0.5 a 3.66

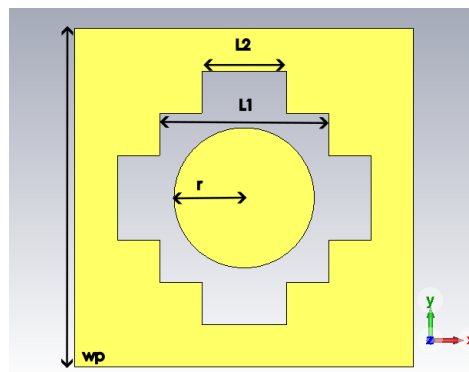


Figura. 3.15. Diseño de la celda unitaria modelo 1 a 14.5 GHz en CST studio.

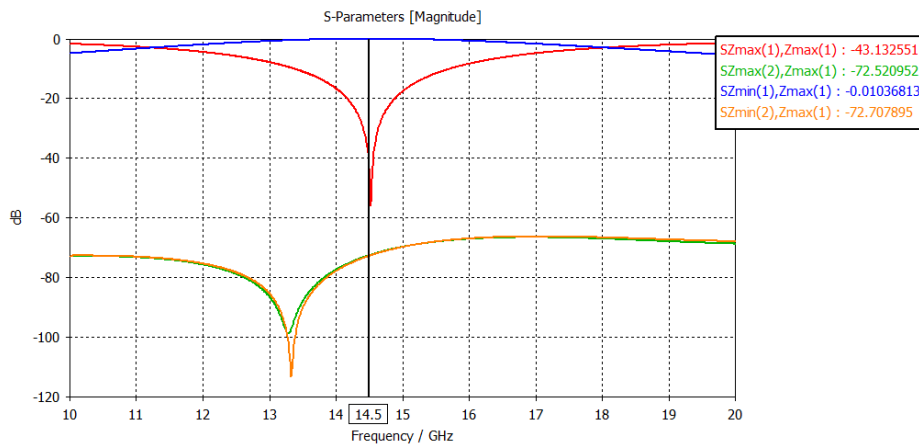


Figura. 3.16. Modos de Floquet de la celda unitaria modelo 1 a 14.5GHz en CST studio.

En la Figura 3.16, se destaca los parámetros $S_{zmax}(1), Z_{max}(1)$ que es el equivalente al parámetro S_{11} y $S_{zmin}(1), Z_{max}(1)$ que sería el parámetro S_{21} .

Una vez diseñado y validado el modelo de la celda unitaria, se procedió a la implementación de una estructura multicapa mediante la incorporación de capas adicionales de la misma celda unitaria, separadas entre sí por una distancia de $sep = 5mm$ como se muestra en la Figura 3.17. Esta configuración se adoptó con el propósito de ampliar el rango de corrección de fase, permitiendo alcanzar una cobertura comprendida entre -180 y 180 grados mostrado en la Figura 3.18, requisito fundamental para el adecuado control de la fase de transmisión en una lente planar.

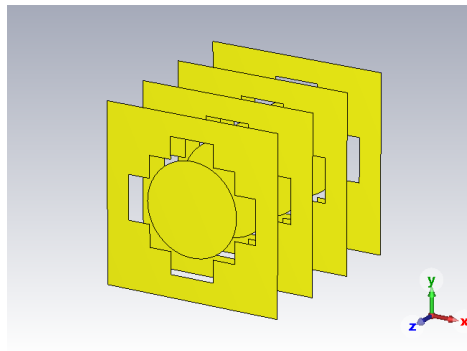


Figura. 3.17. Modelo multicapa del modelo 1 de celda unitaria diseñado a 14.5 GHz en CST studio.

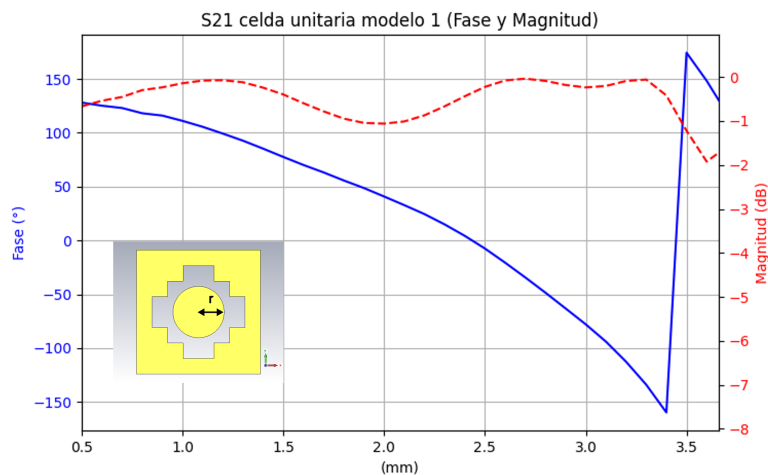


Figura. 3.18. Gráfica de magnitud y fase del modelo 1 multicapa a 14.5 GHz, variando r en milímetros.

Como se observa en la Figura 3.18 se obtiene una corrección de fase en el rango de deseado y también que el parámetro de transmisión S_{21} se encuentra en el rango aceptable que es de 0 a

-3dB. Para el diseño final de la lente correspondiente al modelo 1, se procedió a realizar el mapeo de la fase requerida en cada elemento de la superficie de la lente mostrado en la Figura 3.19(a). Este proceso se llevó a cabo mediante la implementación de un código en Python, el cual aplica las fórmulas 2.32, 2.33, 2.34. Finalmente, en la Figura 3.19(b), se muestra el diseño final de la lente modelo 1, modificando el parámetro r para obtener la fase requerida en cada celda de la lente.

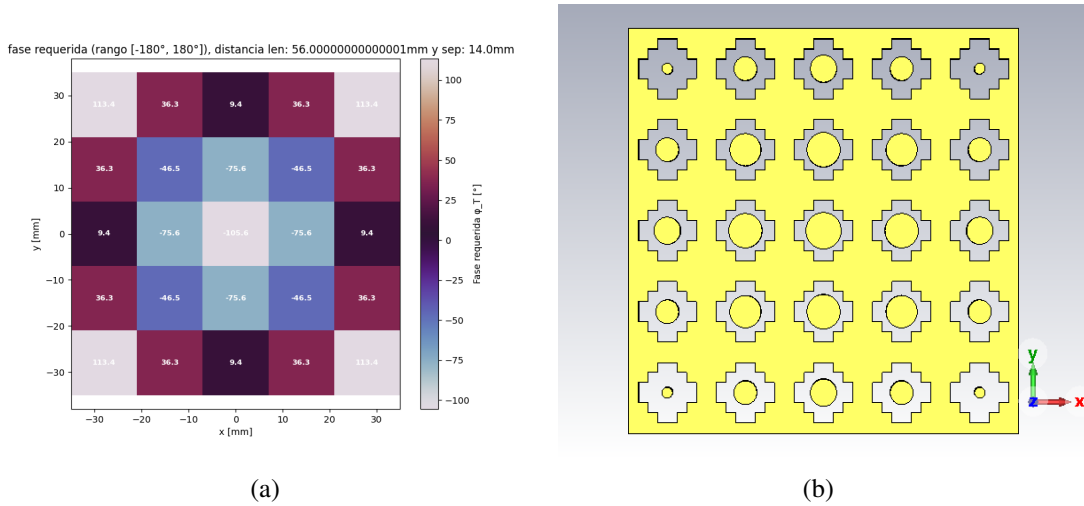


Figura. 3.19. Gráfica de la fase requerida para una lente planar de 5x5 del modelo 2 (3.19(a)) y lente modelo 2 de 5x5 a la frecuencia de 14.5GHz (3.19(b)) en CST studio.

Posteriormente, el modelo de lente correspondiente al diseño 1 se incorpora con el alimentador a una distancia de $dist = 56mm$ como se muestra en la Figura 3.20, con el objetivo de evaluar su desempeño electromagnético.

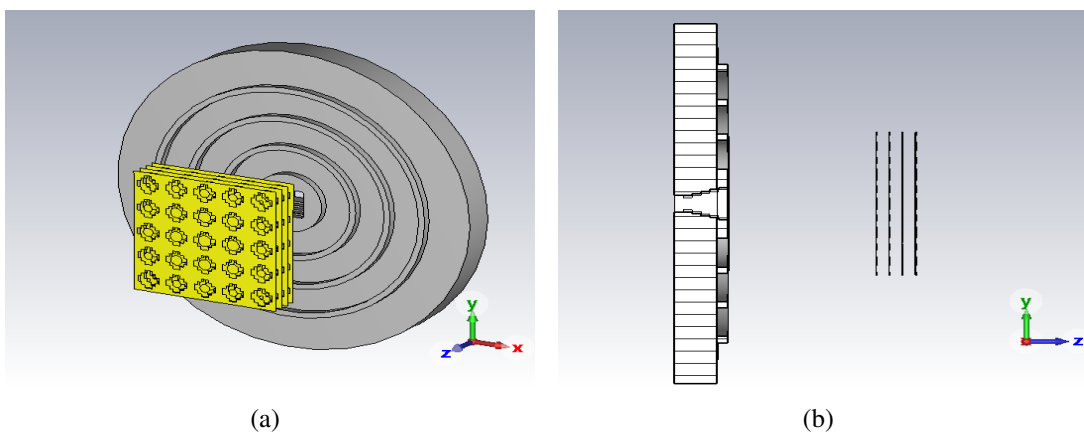


Figura. 3.20. Alimentador con la lente modelo 1 vista frontal (3.20(a)) y lateral (3.20(b)) en CST studio.

3.1.8.2 Celda unitaria Modelo 2

En la Figura 3.21, se muestra el modelo 2 de celda unitaria de una capa diseñado en CST, su material es cobre con un espesor de 0.65 mm. tomando como referencia el modelo diseñado en [43]. Mediante la opción de estructuras periódicas integrado en software se podrá observar los modos de floquet de la celda unitaria el cual se muestra en la Figura 3.22 y saber si esta se acopla a nuestra frecuencia de operación la cual es de 14.5 GHz.

Tabla 3.4. Dimensiones de la celda unitaria modelo 2.

Celda unitaria modelo 2			
Variabes	Valor (mm)	Variabes	Valor (mm)
s	1	$w1$	1
wp	13	r	1.2 a 2

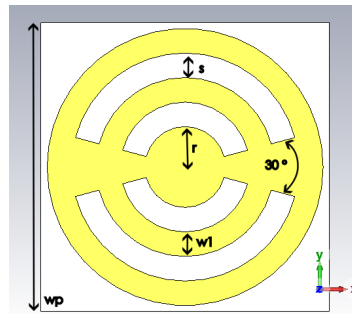


Figura. 3.21. Diseño de la celda unitaria modelo 2 a 14.5GHz en CST studio.

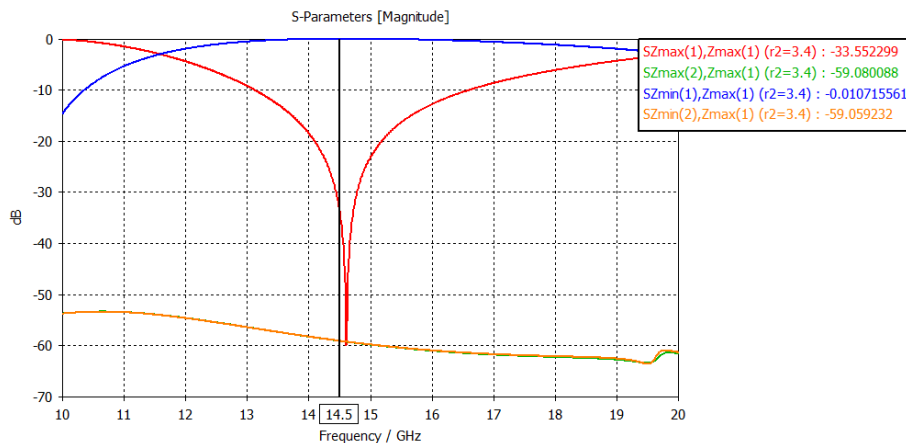


Figura. 3.22. Modos de Floquet de la celda unitaria modelo 2 a 14.5GHz en CST studio.

En la Figura 3.22, se destaca los parámetros $Sz_{max}(1), Z_{max}(1)$ que es el equivalente al parámetro S_{11} y $Sz_{min}(1), Z_{max}(1)$ que sería el parámetro S_{21} .

Una vez diseñado y validado el modelo 2 de la celda unitaria, se procedió a la implementación de una estructura multicapa mediante la incorporación de capas adicionales de la misma celda unitaria, separadas entre sí por una distancia de $sep = 5mm$ como se muestra en la Figura 3.23. Esta configuración se adoptó con el propósito de ampliar el rango de corrección de fase, permitiendo alcanzar una cobertura comprendida entre -180 y 180 grados mostrado en la Figura 3.24, requisito fundamental para el adecuado control de la fase de transmisión en una lente planar. Como se observa en la Figura 3.24 se obtiene una corrección de fase en el

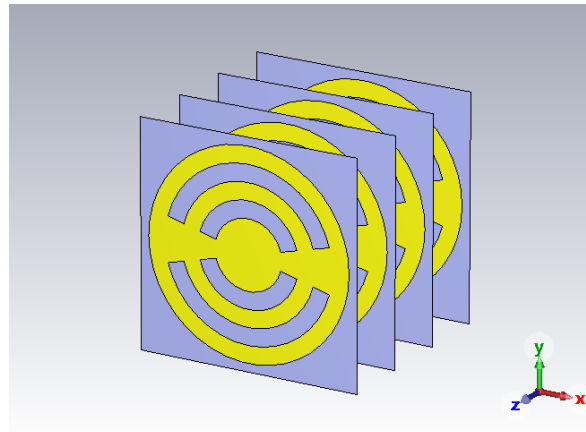


Figura. 3.23. Modelo multicapa del modelo 2 de celda unitaria a 14.5GHz diseñado en CST studio.

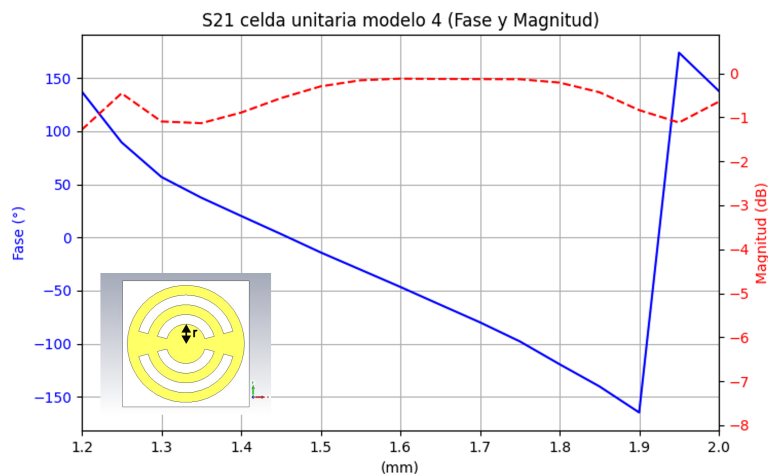


Figura. 3.24. Gráfica de magnitud y fase del modelo 2 multicapa a la frecuencia de 14.5 GHz, variando r en milímetros.

rango de deseado y también que el parámetro de transmisión S_{21} se encuentra en el rango aceptable que es de 0 a $-3dB$. Para el diseño final de la lente correspondiente al Modelo 2, se procedió a realizar el mapeo de la fase requerida en cada elemento de la superficie de la lente mostrado en la Figura 3.25(a). Este proceso se llevó a cabo mediante la implementación

de un código en Python, el cual aplica las fórmulas 2.32, 2.33, 2.34. En la Figura 3.25(b), se muestra el diseño final de la lente modelo 2, variando el parámetro r para obtener la fase requerida en cada celda de la lente. Posteriormente, el modelo de lente correspondiente al

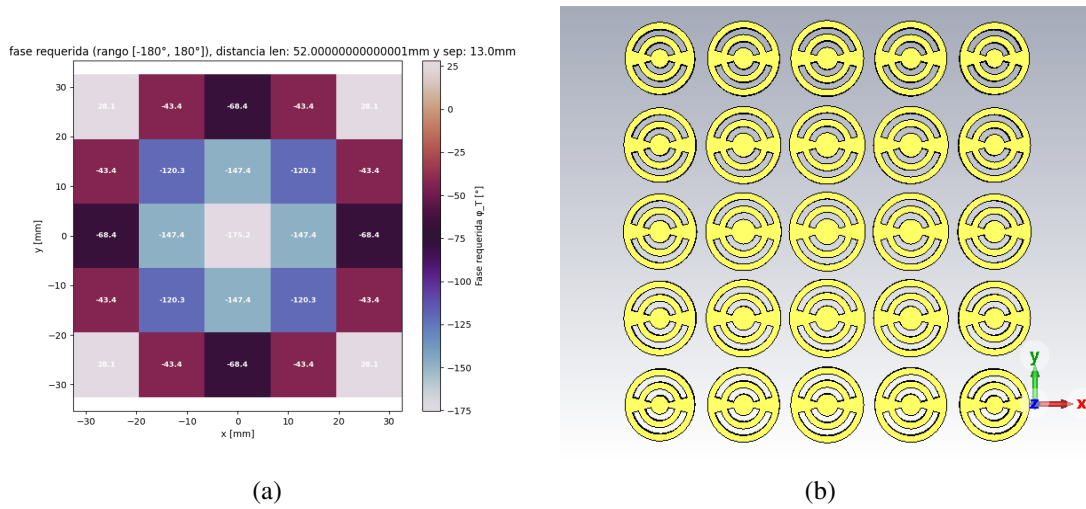


Figura. 3.25. Gráfica de la fase requerida a la frecuencia de 14.5 GHz para una lente planar de 5x5 del modelo 2 (3.25(a)) y lente modelo 2 de 5x5 a 14.5GHz (3.25(b)) en CST studio.

diseño 2 se incorpora con el alimentador a una distancia de $dist = 52mm$ como se muestra en la Figura 3.26, con el objetivo de evaluar su desempeño electromagnético.

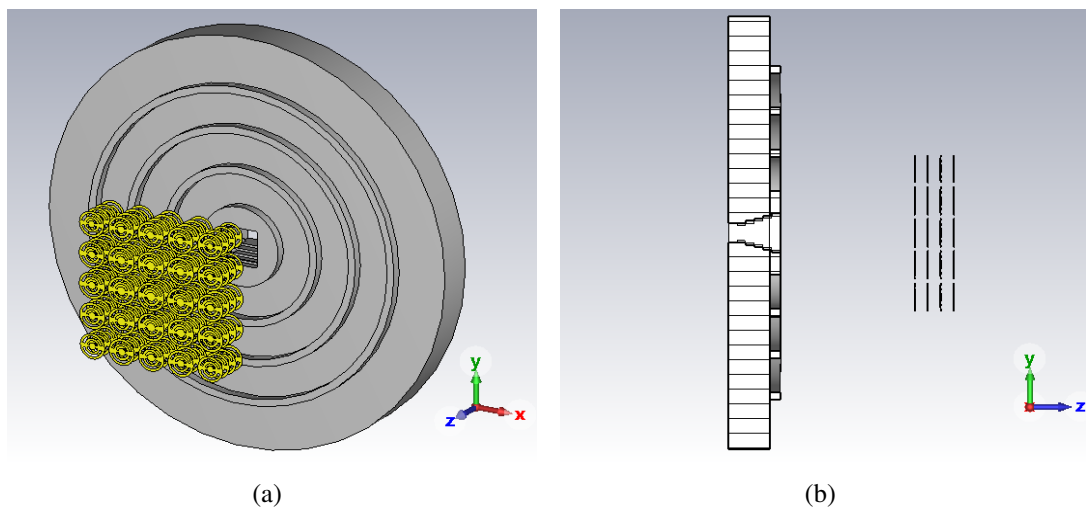


Figura. 3.26. Alimentador con la lente modelo 1 vista frontal (3.26(a)) y lateral (3.26(b)) en CST studio.

3.1.8.3 Celda unitaria Modelo 3

En la Figura 3.27, se muestra el modelo 3 de celda unitaria de una capa diseñado en CST, su material es cobre con un espesor de 0.65 mm. Mediante la opción de estructuras periódicas integrado en software se podrá observar los modos de Floquet de la celda unitaria el cual se muestra en la Figura 3.28 y saber si esta se acopla a nuestra frecuencia de operación la cual es de 14.5 GHz.

Tabla 3.5. Dimensiones de la celda unitaria modelo 3.

Celda unitaria modelo 3			
Variables	Valor (mm)	Variables	Valor (mm)
$r1$	5.77	$w1$	1
wp	12.5	r	2 a 4.4

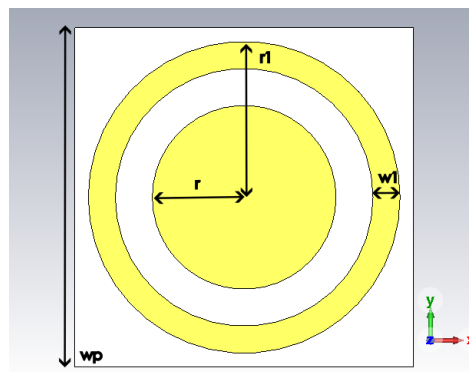


Figura. 3.27. Diseño de la celda unitaria modelo 3 a 14.5GHz en CST studio.

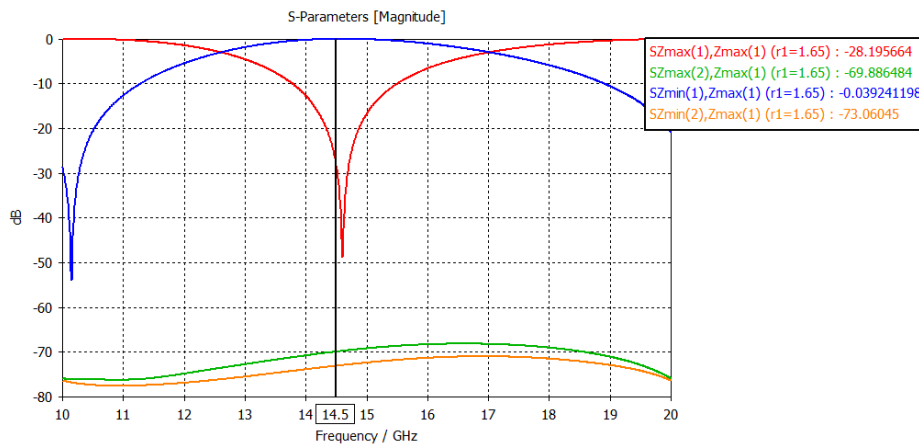


Figura. 3.28. Modos de Floquet de la celda unitaria modelo 3 a 14.5GHz en CST studio.

En la Figura 3.28, se destaca los parámetros $S_{zmax}(1), Z_{max}(1)$ que es el equivalente al parámetro S_{11} y $S_{zmin}(1), Z_{max}(1)$ que sería el parámetro S_{21} .

Una vez diseñado y validado el modelo 3 de la celda unitaria, se procedió a la implementación de una estructura multicapa mediante la incorporación de capas adicionales de la misma celda unitaria, separadas entre sí por una distancia de $sep = 5mm$ como se muestra en la Figura 3.29. Esta configuración se adoptó con el propósito de ampliar el rango de corrección de fase, permitiendo alcanzar una cobertura comprendida entre -180 y 180 grados mostrado en la Figura 3.30, requisito fundamental para el adecuado control de la fase de transmisión en una lente planar.

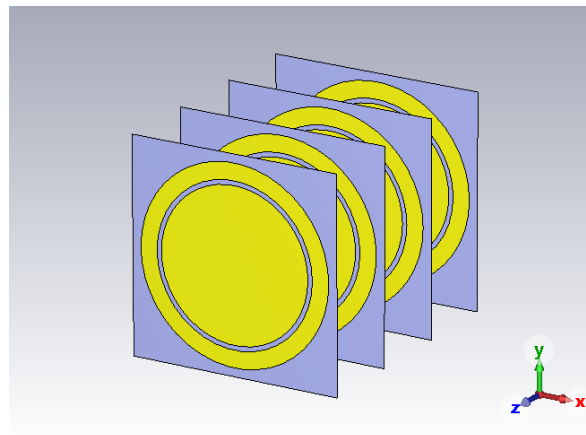


Figura. 3.29. Modelo multicapa del modelo 3 de celda unitaria a la frecuencia de 14.5 GHz diseñado en CST studio.

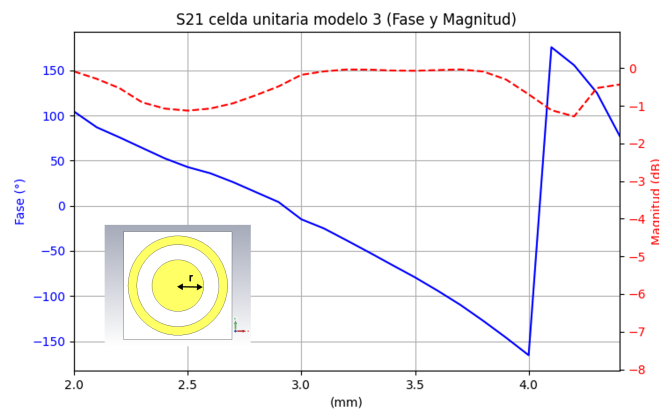


Figura. 3.30. Gráfica de magnitud y fase del modelo 3 multicapa a la frecuencia de 14.5 GHz, variando r en milímetros.

Como se observa en la Figura 3.30 se obtiene una corrección de fase en el rango de deseado y también que el parámetro de transmisión S_{21} se encuentra en el rango aceptable que es de 0 a $-3dB$. Para el diseño final de la lente correspondiente al Modelo 3, se procedió a realizar el

mapeo de la fase requerida en cada elemento de la superficie de la lente mostrado en la Figura 3.31(a). Este proceso se llevó a cabo mediante la implementación de un código en Python, el cual aplica las ecuaciones 2.32, 2.33, 2.34. Para culminar en la Figura 3.31(b), donde se muestra el diseño final de la lente modelo 3, variando r para obtener la fase requerida en cada elemento de la lente. Posteriormente, el modelo de lente correspondiente al diseño 3 se

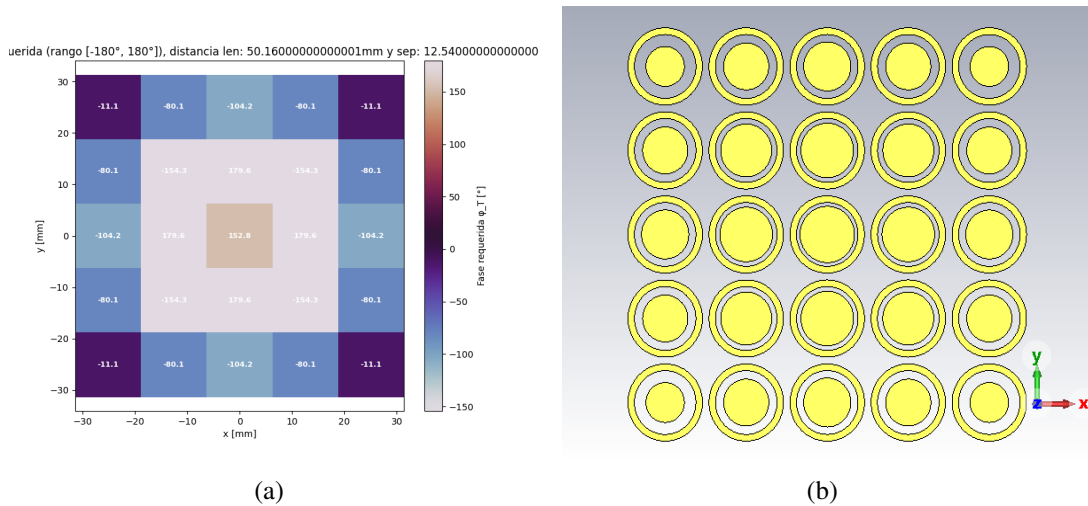


Figura. 3.31. Gráfica de la fase requerida a la frecuencia de 14.5 GHz para una lente planar de 5x5 del modelo 3 (3.31(a)) y lente modelo 3 de 5x5 a 14.5 GHz (3.31(b)) en CST studio.

incorpora con el alimentador a una distancia de $dist = 51mm$ como se muestra en la Figura 3.32, con el objetivo de evaluar su desempeño electromagnético.

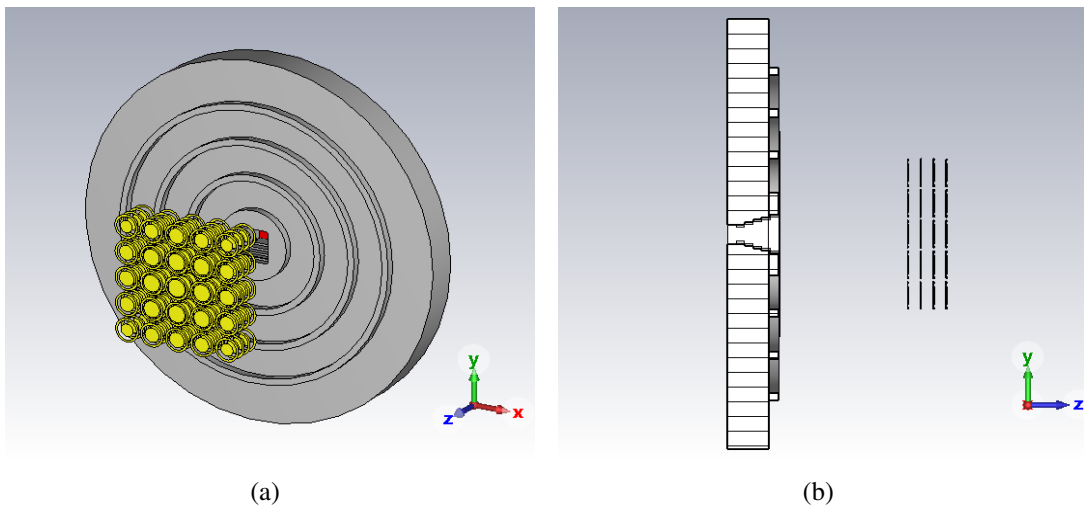


Figura. 3.32. Alimentador con la lente modelo 1 vista frontal (3.32(a)) y lateral (3.32(b)) en CST studio.

En el último modelo se agregó un aro de radio interno de $r = 50mm$ y un grosor de $aro = 20mm$ insertado alrededor de la lente planar multicapa, para poder disminuir las

corrientes de fuga que se tienen en los bordes de la antena y así mejorar el rendimiento de la antena, también se cambio la distancia de la lente a $dist = 86mm$, como se muestra en la Figura 3.33

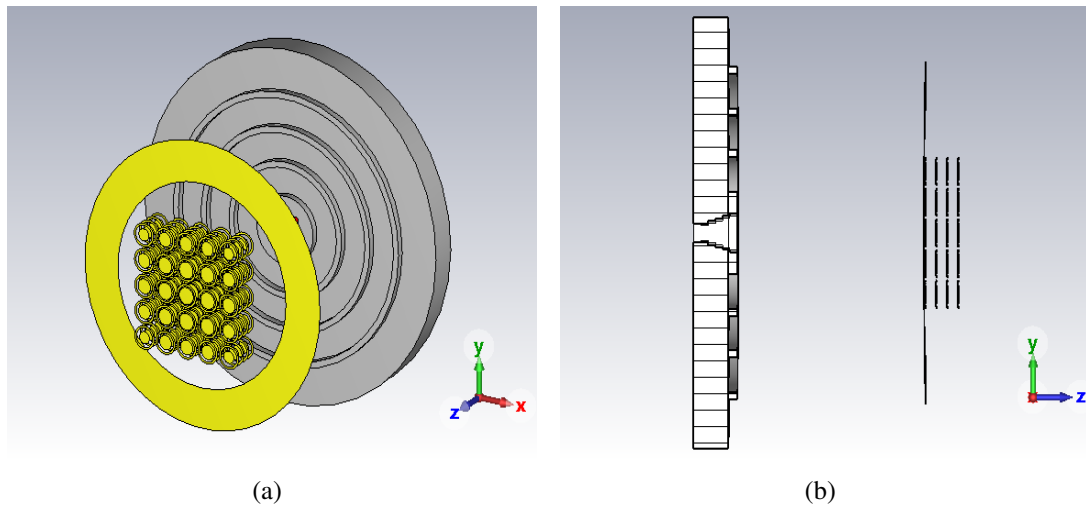


Figura. 3.33. Alimentador con la lente modelo 1 vista frontal (3.32(a)) y lateral (3.32(b)) en CST studio.

En el capítulo siguiente, se mostrarán los parámetros fundamentales como el coeficiente de reflexión S_{11} , así como las características de radiación en campo lejano correspondientes a 0 y 90 grados. En particular, se estudió la directividad, con el fin de validar el comportamiento direccional de cada lente metálica diseñada.

CAPÍTULO IV

4.1 Resultados y Discusión

4.1.1 Análisis e Interpretación de resultados

Después de haber diseñado el alimentador y los diferentes modelos de lentes metálicas, en este capítulo se mostrarán los resultados obtenidos de las simulaciones en el software CST studio. En cuanto a directividad, ganancia y frecuencia de operación, los mismos que se plasmaron en las métricas a evaluar del proyecto.

4.1.1.1 Análisis del alimentador con la lente modelo 1

Luego que se ha diseñado la lente formada por la celda unitaria modelo 1, se realiza un análisis de su funcionalidad. se empieza por analizar el parámetro de dispersión en la Figura 4.34. Obteniendo el siguiente resultado sobre el parámetro de reflexión S_{11} indicando que el alimentador con lente modelo 1 cumple con los parámetros de adaptación ($S_{11} \leq -10dB$) en el rango de 12 a 16 GHz.

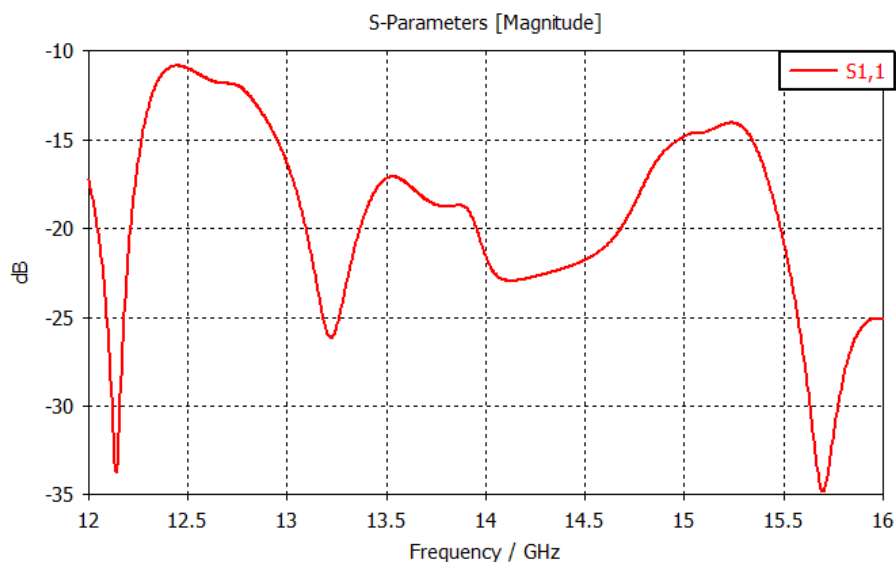


Figura. 4.34. Simulación del parámetro S_{11} obtenido para el alimentador con la lente modelo 1, en el intervalo 12 a 16 GHz

En la Figura 4.35 se observa que a la frecuencia de 14.5 GHz se obtiene una máxima directividad de 17.97 dB con la lente modelo 1.

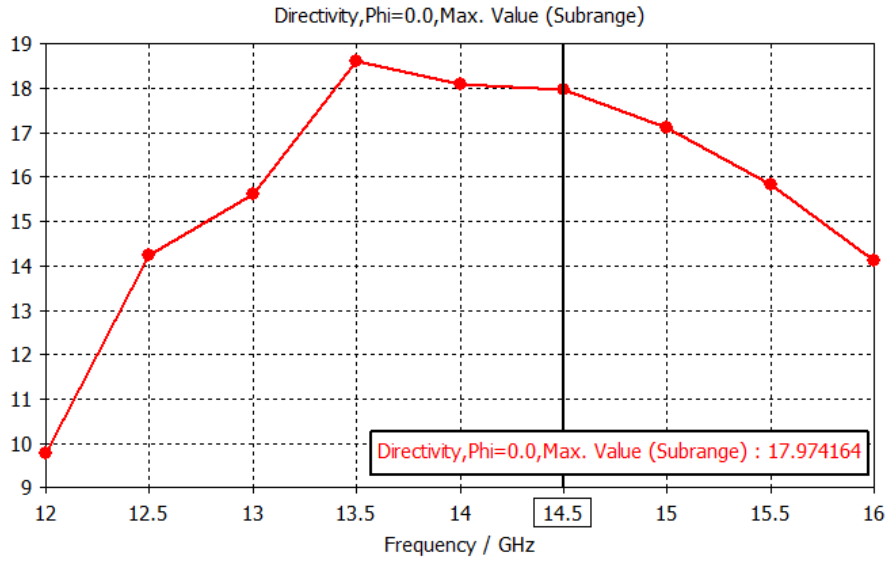


Figura. 4.35. Simulación de la directividad obtenida para el alimentador con la lente modelo 1, en el intervalo 12 a 16 GHz

La Figura 4.36 muestra la amplitud de campo eléctrico E_y , para la banda de 14.5 GHz (ver Figura 4.36(a)) y su fase (ver Figura 4.36(b)), en el plano $y - z$. Mientras que en la Figura 4.37 muestra la amplitud de campo eléctrico E_x , para la banda de 14.5 GHz (ver Figura 4.37(a)) y su fase (ver Figura 4.37(b)), en el plano $x - z$.

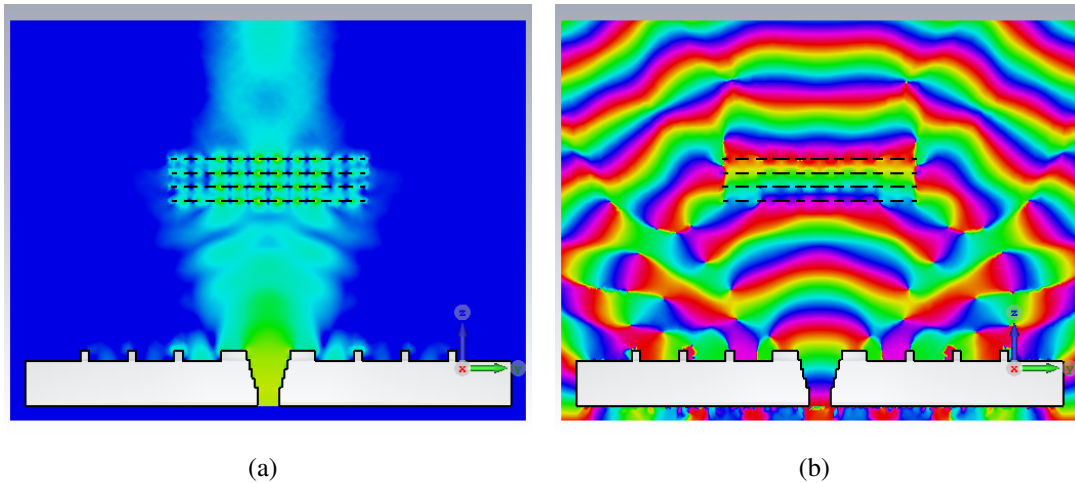


Figura. 4.36. Simulación del campo eléctrico E_y 4.36(a) y su fase 4.36(b) en la frecuencia de 14.5 GHz

Se puede apreciar una amplitud simétrica en la parte superior de la lente para la frecuencia de interés. Aunque todavía existe una gran parte de la radiación que se fuga por los bordes de la lente modelo 1.

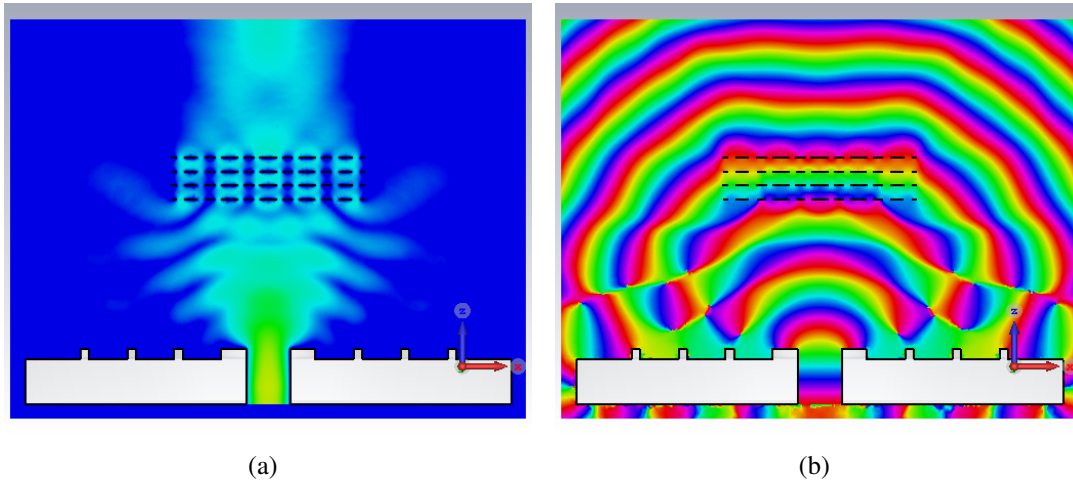


Figura. 4.37. Simulación del campo eléctrico E_x 4.37(a) y su fase 4.37(b) en la frecuencia de 14.5 GHz

La Figura 4.38 muestra los diagramas de radiación de campo lejano en coordenadas cartesianas del alimentador con la lente modelo 1 diseñada a 14.5GHz. Logrando apreciar que se tiene un nivel de lóbulo principal a secundario (SLL) de -12.5 dB en el plano \vec{E} (ver Figura 4.38(a)) y de -13.1 dB en el plano \vec{H} (ver Figura 4.38(b)).

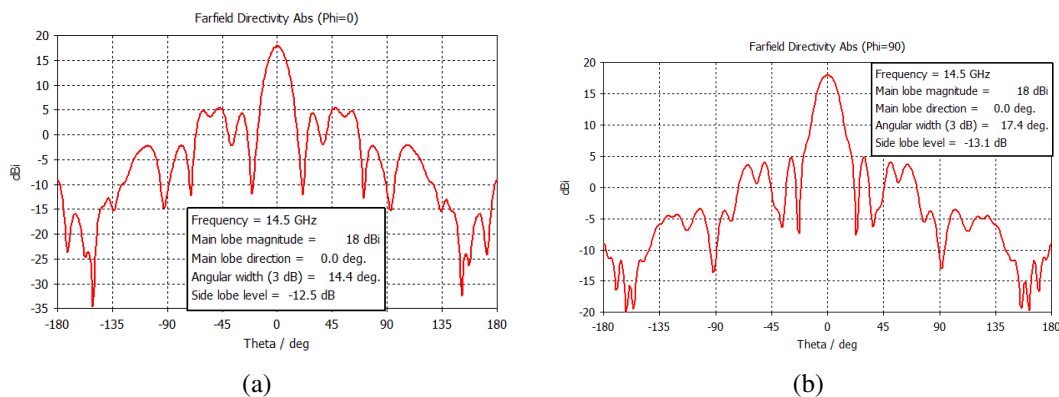


Figura. 4.38. Simulación del campo lejano del alimentador con la lente modelo 1 en el plano \vec{E} 4.38(a) y \vec{H} 4.38(b) en la frecuencia de 14.5 GHz.

4.1.1.2 Análisis del alimentador con la lente modelo 2

Como primer punto se analiza en la Figura 4.39 la adaptación de la lente. Los resultados de la simulación obtenidos de los valores de dispersión S describen que el alimentador con lente modelo 2 cumple con los parámetros de adaptación ($S_{11} \leq -10dB$) en casi todo el rango de 12 a 16 GHz.

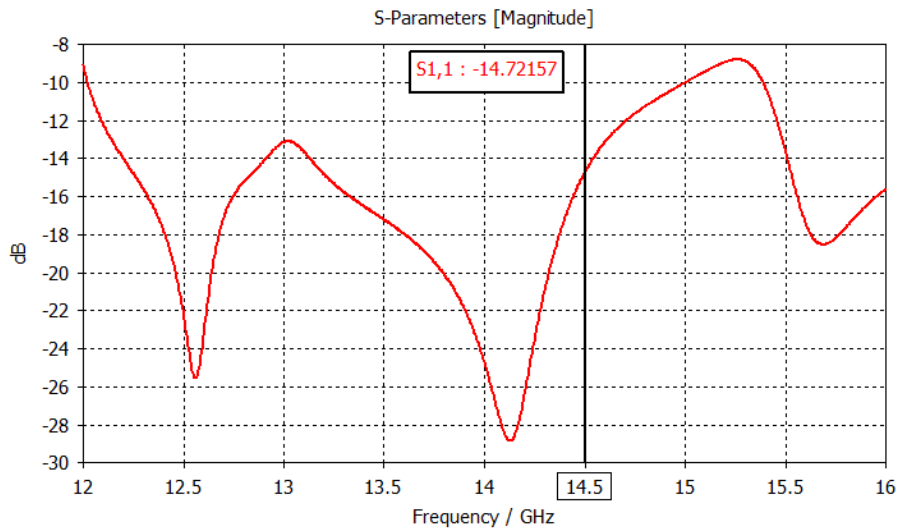


Figura. 4.39. Simulación del parámetro S_{11} obtenido para el alimentador con la lente modelo 2, en el intervalo 12 a 16 GHz

En la Figura 4.40 se observa que a la frecuencia de 14.5 GHz se obtiene una directividad máxima de 18.8 dB con la implementación de la lente modelo 2 en la antena alimentadora.

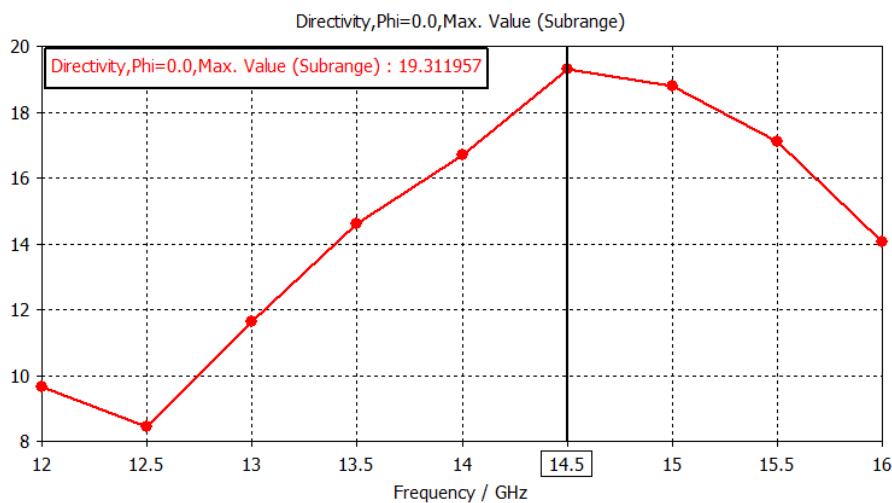


Figura. 4.40. Simulación de la directividad obtenida para el alimentador con la lente modelo 2, en el intervalo 12 a 16 GHz

La Figura 4.41 muestra la amplitud de campo eléctrico E_y , para la banda de 14.5 GHz (ver Figura 4.41(a)) y su fase (ver Figura 4.41(b)), en el plano $y - z$. Mientras que en la Figura 4.42 muestra la amplitud de campo eléctrico E_x , para la banda de 14.5 GHz (ver Figura 4.42(a)) y su fase (ver Figura 4.42(b)), en el plano $x - z$. Se puede observar que se tiene una amplitud constante en la parte superior de la lente para la frecuencia de interés. Aunque todavía existe una gran parte de la radiación que se fuga por los bordes de la lente modelo 2.

La Figura 4.43 muestra los diagramas de radiación de campo lejano en coordenadas cartesianas

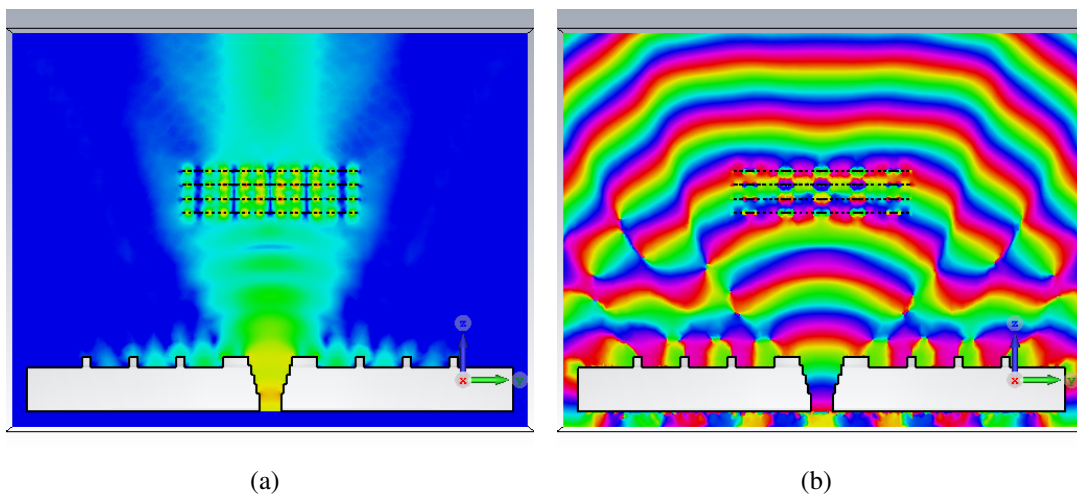


Figura. 4.41. Simulación del campo eléctrico E_y 4.41(a) y su fase 4.41(b) en la frecuencia de 14.5 GHz

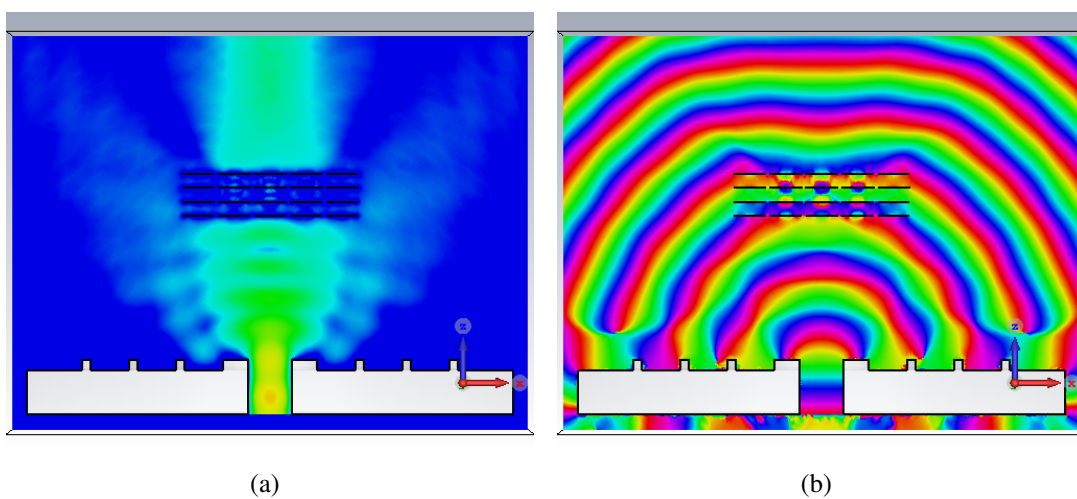


Figura. 4.42. Simulación del campo eléctrico E_x 4.42(a) y su fase 4.42(b) en la frecuencia de 14.5 GHz

del alimentador con la lente modelo 2 diseñada a 14.5GHz. Logrando apreciar que se tiene un nivel de lóbulo principal a secundario (SLL) de -10.5 dB en el plano \vec{E} (ver Figura 4.43(a)) y de -12.1 dB en el plano \vec{H} (ver Figura 4.43(b)).

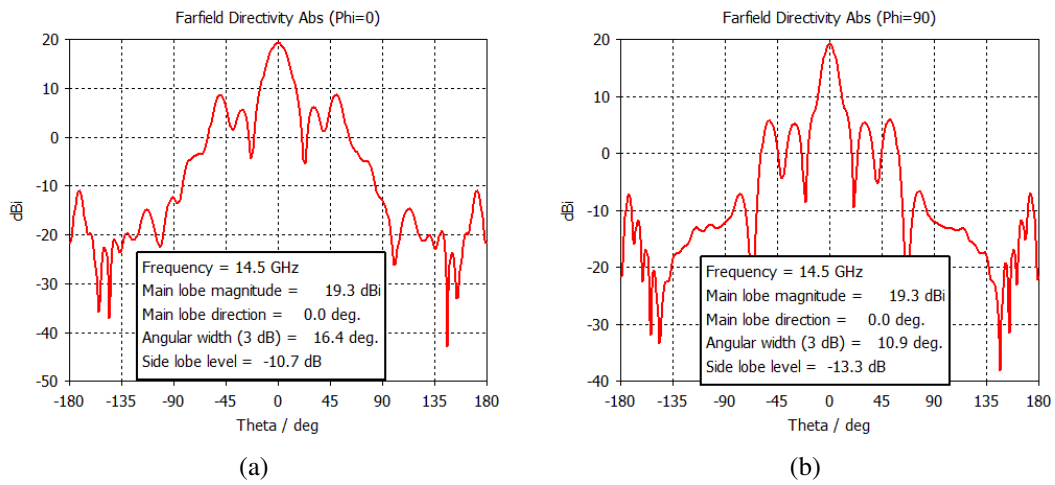


Figura. 4.43. Simulación del campo lejano del alimentador con la lente modelo 1 en el plano \vec{E} 4.43(a) y \vec{H} 4.43(b) en la frecuencia de 14.5 GHz.

4.1.1.3 Análisis del alimentador con la lente modelo 3

Como punto de partida se analiza la adaptación de la lente en la Figura 4.44. Los resultados de la simulación de los parámetros S_{11} describen que el alimentador con lente modelo 3 cumple con los parámetros de adaptación ($S_{11} \leq -10dB$) en todo el rango de 12 a 16 GHz.

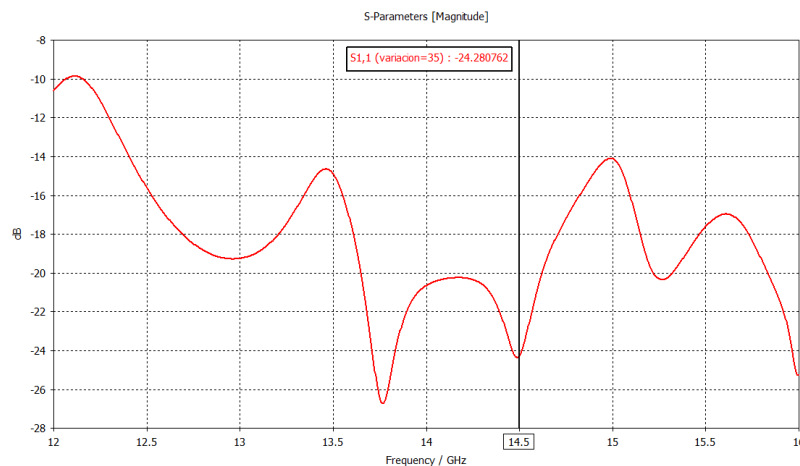


Figura. 4.44. Simulación del parámetro S_{11} obtenido para el alimentador con la lente modelo 3, en el intervalo 12 a 16 GHz

En la Figura 4.45 se muestra la recta de directividad y se observa que la máxima directividad obtenida del alimentador con la lente modelo 3 es de 20 dB a 14.5 GHz.

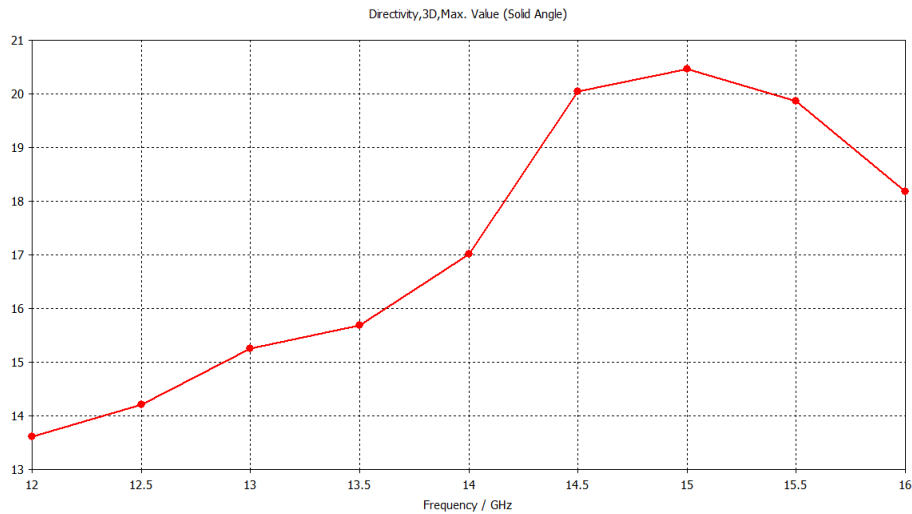


Figura. 4.45. Simulación de la directividad obtenida para el alimentador con la lente modelo 3, en el intervalo 12 a 16 GHz

La Figura 4.46 muestra la amplitud de campo eléctrico E_y , para la banda de 14.5 GHz (ver Figura 4.46(a)) y su fase (ver Figura 4.46(b)), en el plano $y - z$. Mientras que en la Figura 4.47 muestra la amplitud de campo eléctrico E_x , para la banda de 14.5 GHz (ver Figura 4.47(a)) y su fase (ver Figura 4.47(b)), en el plano $x - z$. Se puede observar que se tiene

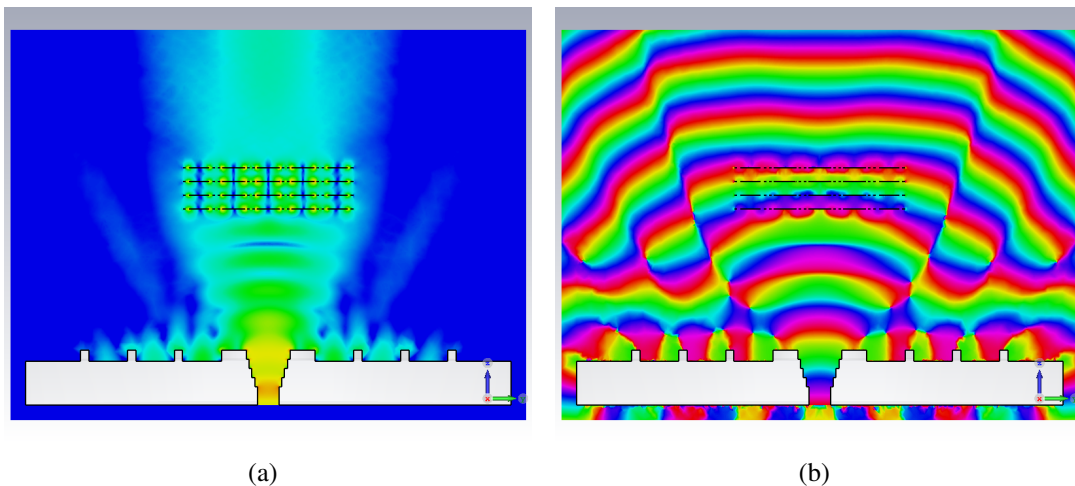


Figura. 4.46. Simulación del campo eléctrico E_y 4.46(a) y su fase 4.46(b) en la frecuencia de 14.5 GHz

una amplitud constante en la parte superior de la lente para la frecuencia de interés. Aunque todavía existe una gran parte de la radiación que se fuga por los bordes de la lente modelo 3.

La Figura 4.48 muestra los diagramas de radiación de campo lejano en coordenadas cartesianas

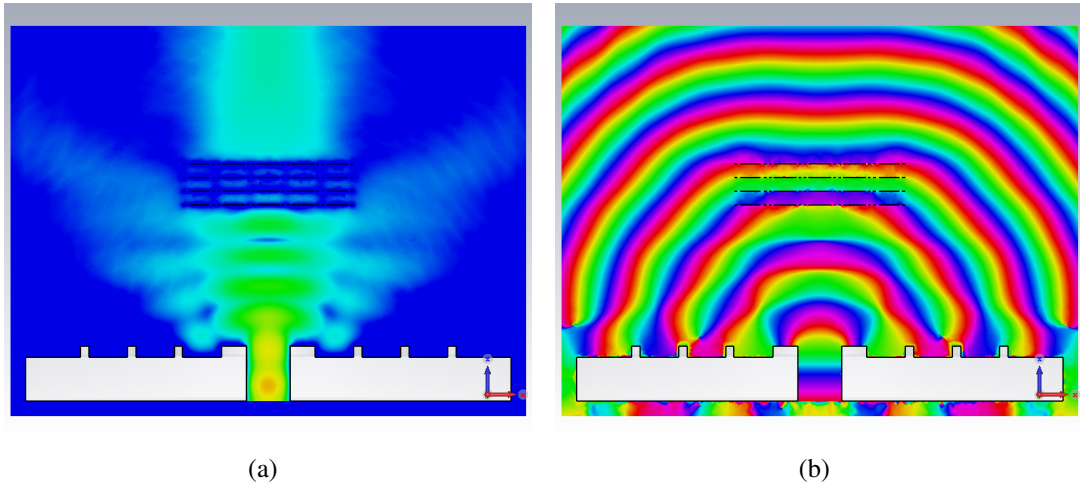


Figura. 4.47. Simulación del campo eléctrico E_x 4.47(a) y su fase 4.47(b) en la frecuencia de 14.5 GHz

del alimentador con la lente modelo 3 diseñada a 14.5GHz. Logrando apreciar que se tiene un nivel de lóbulo principal a secundario (SLL) de -13.2 dB en el plano \vec{E} (ver Figura 4.48(a)) y de -15.7 dB en el plano \vec{H} (ver Figura 4.48(b)).

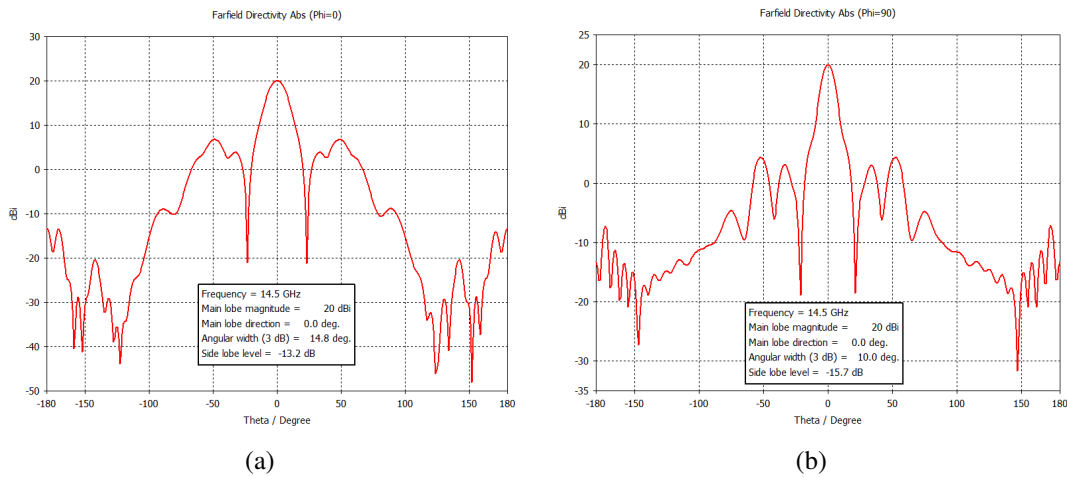


Figura. 4.48. Simulación del campo lejano del alimentador con la lente modelo 3 en el plano \vec{E} 4.48(a) y \vec{H} 4.48(b) en la frecuencia de 14.5 GHz.

4.1.1.4 Análisis del alimentador con la lente modelo 3 incluido el anillo metálico

Como primer punto se realiza el análisis del parámetro S_{11} en la Figura 4.49. Los resultados de la simulación de los parámetros S_{11} describen que el alimentador con lente modelo 3 cumple con los parámetros de adaptación ($S_{11} \leq -10dB$) en todo el rango de 12 a 16 Ghz.

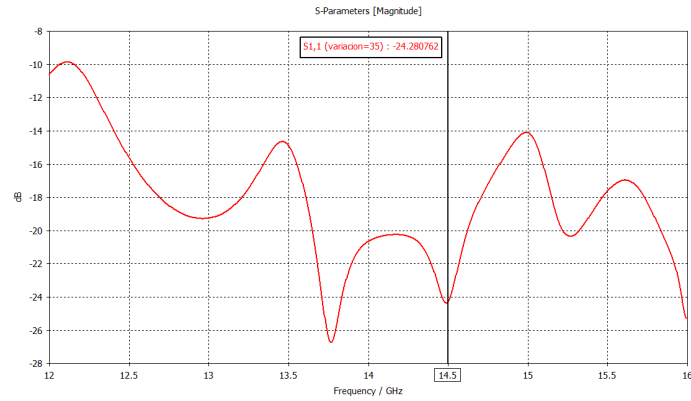


Figura. 4.49. Simulación del parámetro S_{11} obtenido para el alimentador con la lente modelo 4, en el intervalo 12 a 16 GHz

En la Figura 4.50 se observa los resultados directividad en toda la banda de 12 a 16 GHz obtenida del alimentador con la lente modelo 4. Observando que la máxima directividad es de 22.33 dB en la frecuencia de 14.5 GHz.

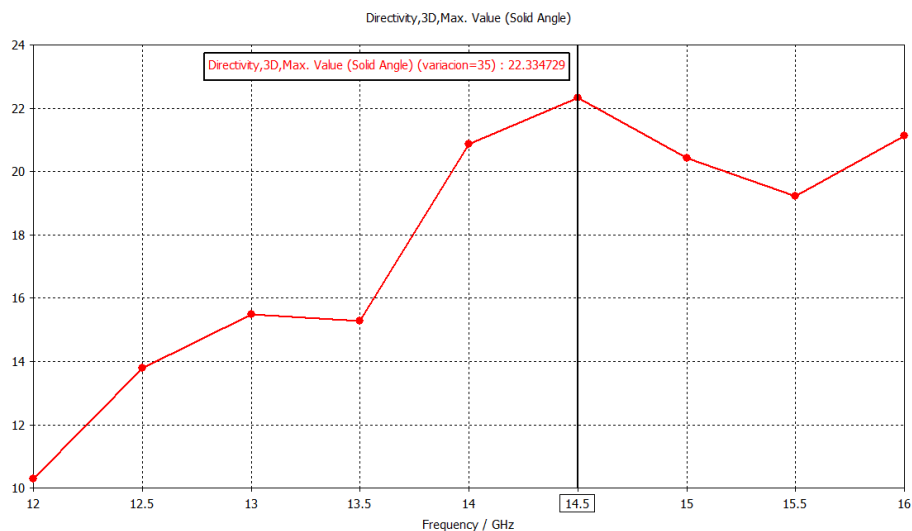


Figura. 4.50. Simulación de la directividad obtenida para el alimentador con la lente modelo 4, en el intervalo 12 a 16 GHz

La Figura 4.51 muestra la amplitud de campo eléctrico E_y , para la banda de 14.5 GHz (ver Figura 4.51(a)) y su fase (ver Figura 4.51(b)), en el plano $y - z$. Mientras que en la Figura 4.52 muestra la amplitud de campo eléctrico E_x , para la banda de 14.5 GHz (ver Figura 4.52(a)) y su fase (ver Figura 4.52(b)), en el plano $x - z$. Se puede observar que se tiene una amplitud constante en la parte superior de la lente para la frecuencia de interés.

La Figura 4.53 muestra los diagramas de radiación de campo lejano en coordenadas cartesianas del alimentador con la lente modelo 4 diseñada a 14.5GHz. Logrando apreciar que se tiene un nivel de lóbulo principal a secundario (SLL) de -10.5 dB en el plano \vec{E} (ver Figura 4.53(a)) y

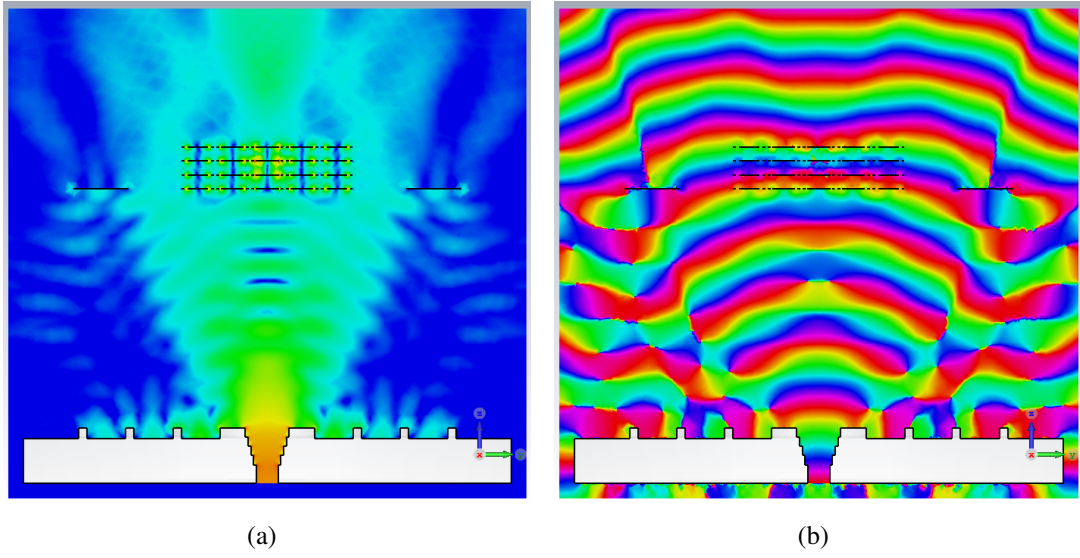


Figura. 4.51. Simulación del campo eléctrico E_y 4.51(a) y su fase 4.51(b) en la frecuencia de 14.5 GHz

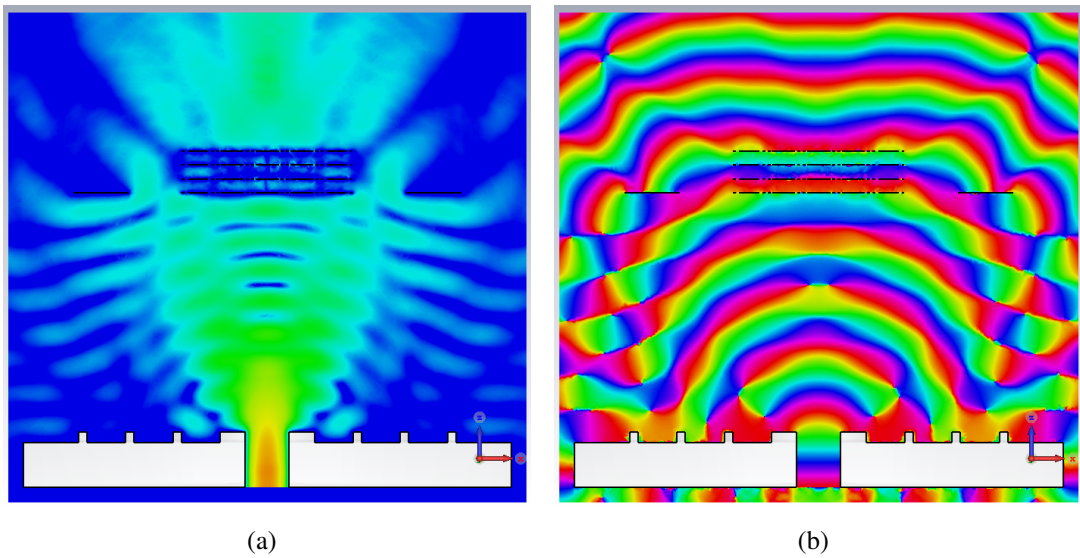


Figura. 4.52. Simulación del campo eléctrico E_x 4.52(a) y su fase 4.52(b) en la frecuencia de 14.5 GHz

de -12.1 dB en el plano \vec{H} (ver Figura 4.53(b)).

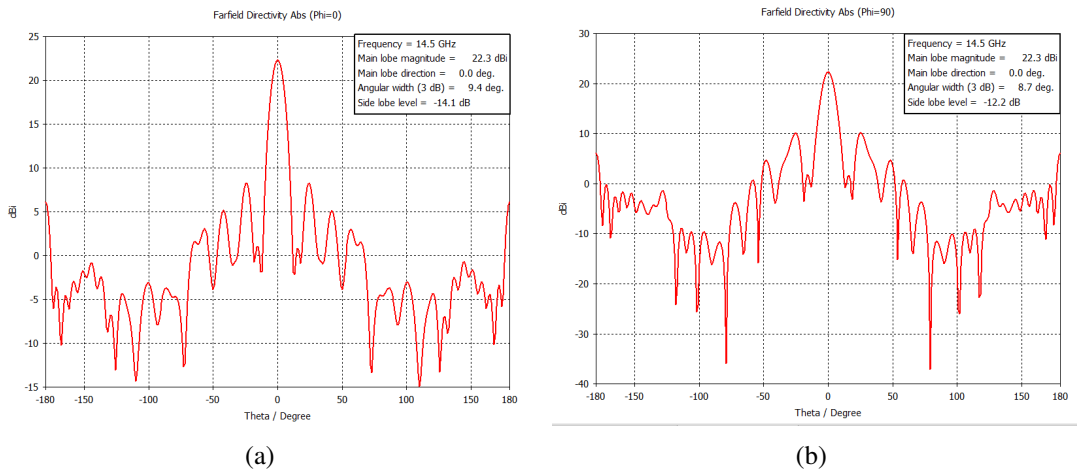


Figura. 4.53. Simulación del campo lejano del alimentador con la lente modelo 4 en el plano \vec{E} 4.53(a) y \vec{H} 4.53(b) en la frecuencia de 14.5 GHz.

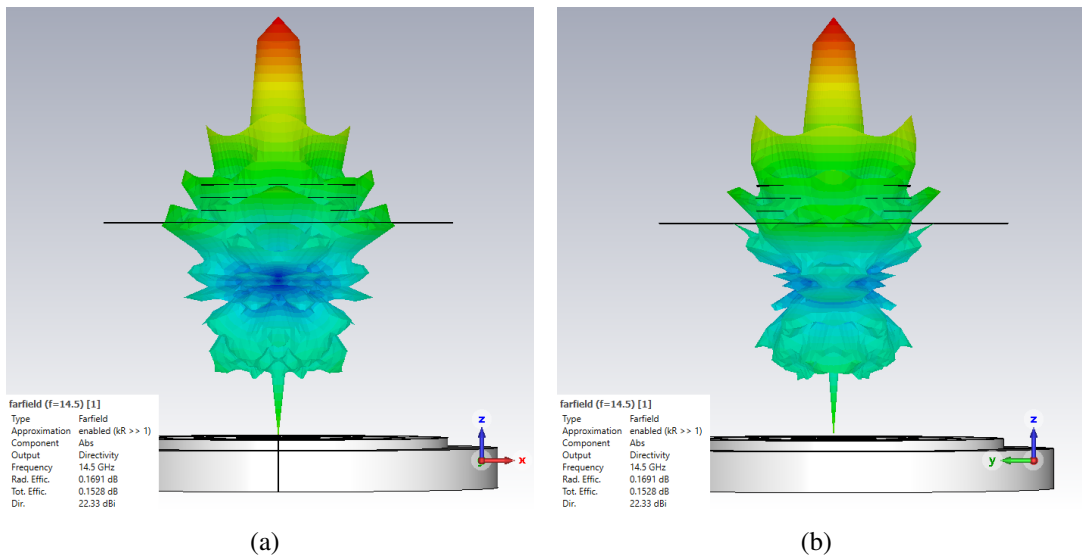


Figura. 4.54. Simulación del campo lejano del alimentador con la lente modelo 4 en 3D del plano \vec{E} 4.54(a) y \vec{H} 4.54(b) en la frecuencia de 14.5 GHz.

Finalmente, en la Tabla 4.6, se presenta un resumen comparativo con otros trabajos de investigación considerando los siguientes parámetros: tamaño, frecuencia de operación; directividad máxima; nivel de lóbulo principal a secundario en el plano E.

Tabla 4.6. Comparación con trabajos relacionados

Ref.	Tamaño	Capas	Frecuencia (GHz)	directividad (dBi)	SLL (dB)
[8]	$3,73\lambda$ diámetro	3	20	17.58	-13.4
[7]	4λ diámetro	3	12	17.8	-19.5
[12]	$2,6\lambda \times 2,6\lambda$	4	13	14.4	-16
[13]	$3,5\pi\lambda \times 3,5\pi\lambda$	3	15	23.06	-16.23
[18]	$5,8\lambda \times 5,8\lambda$	5	20	20.6	-12.36
Este trabajo	$3,4\lambda$ diámetro (lente 3 con anillo)	4	14.5	22.33	-14.1

4.1.2 Comparación entre las diferentes lentes metálicas

En esta apartado se presenta el análisis del rendimiento del alimentador con las diferentes lentes metálicas diseñadas. Para realizar el correcto análisis del rendimiento de la antena con los cuatro modelos de lentes metálicas, se usaron los datos obtenidos de las simulaciones realizadas en CST studio. Las variables consideradas fueron el coeficiente de reflexión S_{11} , la directividad, la ganancia y la eficiencia de radiación.

Los datos considerados son 41 valores por cada lente dentro del rango de frecuencia de 12 GHz a 16 GHz, lo que da un total de 164 observaciones. La tabla 4.7 muestra una parte de la base de datos para el análisis comparativo entre las lentes diseñadas. Puesto que el número

Tabla 4.7. Base de datos de los parámetros electromagnéticos de las lentes metálicas

Base de datos de lentes metálicas					
Frecuencia (GHz)	Lente	S_{11} (dB)	Directividad (dBi)	Ganancia (dBi)	Eficiencia (%)
12.0	Lente 1	-17.27	9.78	9.89	9.64
12.1	Lente 1	-26.22	11.31	11.40	13.47
12.2	Lente 1	-21.43	12.45	12.53	17.24
12.3	Lente 1	-13.23	13.28	13.36	20.52
12.0	Lente 2	-9.06	9.65	9.70	10.85
12.1	Lente 2	-12.17	8.80	8.84	8.78
12.2	Lente 2	-13.99	8.30	8.33	7.69
12.3	Lente 2	-15.59	8.10	8.12	7.23
12.0	Lente 3	-13.05	13.61	13.68	29.27
12.1	Lente 3	-13.06	13.62	13.69	28.81
12.2	Lente 3	-13.46	13.69	13.78	28.84
12.3	Lente 3	-14.32	13.83	13.91	29.26
12.0	Lente 4	-10.59	10.29	10.36	8.17
12.1	Lente 4	-9.86	10.96	11.04	9.36
12.2	Lente 4	-10.41	11.67	11.76	10.85
12.3	Lente 4	-12.00	12.39	12.49	12.62
....

de muestras en cada caso es $n=41$, se aplicó la prueba de normalidad de Shapiro-Wilk. Esta prueba se utilizó para determinar si los datos de cada variable seguían una distribución normal. El nivel de significancia considerado fue de 0.05 al 95 % de confianza. Como se muestra en la tabla 4.9. bajo la siguiente premisa: En la Tabla 4.9 se observan los resultados obtenidos de la prueba de normalidad aplicada para cada parámetro. Los resultados obtenidos mostraron

Tabla 4.8. Criterio de decisión para la prueba de normalidad de Shapiro-Wilk

Establecer la hipótesis nula y alternativa.
H_0 : Los datos del parámetro evaluado se distribuyen normalmente. H_a : Los datos del parámetro evaluado no se distribuyen normalmente.
Nivel de confiabilidad $\alpha = 0,05$
Criterio de decisión
Cuando el valor de $p > 0,05$, no se rechaza la hipótesis nula, lo que indica que no existe evidencia estadística suficiente para afirmar que los datos se apartan de una distribución normal. En consecuencia, para efectos del análisis, se puede asumir que los datos presentan un comportamiento compatible con la normalidad.
Cuando el valor de $p \leq 0,05$, se rechaza la hipótesis nula, lo que indica que existe evidencia estadística suficiente de que los datos exhiben una desviación significativa de una distribución normal.

Tabla 4.9. Prueba de normalidad de Shapiro-Wilk para los diferentes parámetros

Variable	Lente	Estadístico	gl	P_valor
S_{11}	Lente 1	0.968	41	0.304
	Lente 2	0.961	41	0.165
	Lente 3	0.958	41	0.130
	Lente 4	0.978	41	0.613
Directividad	Lente 1	0.911	41	0.003
	Lente 2	0.896	41	0.001
	Lente 3	0.882	41	< 0,001
	Lente 4	0.917	41	0.005
Ganancia	Lente 1	0.908	41	0.003
	Lente 2	0.897	41	0.001
	Lente 3	0.886	41	< 0,001
	Lente 4	0.920	41	0.007
Eficiencia	Lente 1	0.964	41	0.224
	Lente 2	0.919	41	0.006
	Lente 3	0.853	41	< 0,001
	Lente 4	0.906	41	0.002

que la variable S_{11} se distribuye normalmente en los cuatro modelos de lentes, debido a que todos los valores de significancia fueron mayores a 0.05. Por esta razón, para esta variable se aplicó un ANOVA de un factor. En cambio, las variables directividad, ganancia y eficiencia no cumplieron la prueba de normalidad en la mayoría de los casos, por lo que en estas variables se aplicó la prueba no paramétrica de Kruskal-Wallis.

4.1.2.1 Análisis del parámetro S11

Para analizar el coeficiente de reflexión S_{11} , se aplicó un ANOVA de un factor. Esta prueba permitió comparar si existían diferencias significativas entre los cuatro modelos de lentes.

Antes de interpretar el ANOVA, se revisó la prueba de homogeneidad de varianzas de Levene que se muestra en la tabla 4.10. El resultado fue $p=0.116$, valor mayor a 0.05. Esto indica que se cumplió la igualdad de varianzas entre los grupos, por lo que fue válido interpretar el ANOVA (ver tabla 4.11) y utilizar la prueba post Hoc de Tukey (ver tabla 4.12).

Tabla 4.10. Pruebas de homogeneidad de varianzas

		Estadístico de Levene	gl1	gl2	Sig. ^a
S11_dB	Se basa en la media	1.999	3	160	.116
	Se basa en la mediana	1.875	3	160	.136
	Se basa en la mediana y con gl ajustado	1.875	3	153.646	.136
	Se basa en la media recortada	1.920	3	160	.128

Tabla 4.11. ANOVA

S11_dB					
	Suma de cuadrados	gl	Media cuadrática	F	Sig. ^a
Entre grupos	230.959	3	76.986	3.689	.013
Dentro de grupos	3338.933	160	20.868		
Total	3569.892	163			

^a. Intervalo de confianza: 95 %

El ANOVA mostró diferencias estadísticamente significativas entre las lentes para la variable S_{11} , con $F(3,160)=3.689$ y $p=0.013$. Esto significa que el comportamiento del coeficiente de reflexión no fue igual en los cuatro modelos de lentes metálicas.

Mediante la prueba post Hoc de Tukey, se observa que existe una diferencia significativa entre la Lente 1 y la Lente 2. La Lente 1 presentó en promedio el valor más negativo de S_{11} , que fue de -19.24 dB, mientras que la Lente 2 presentó el valor menos deseado, que fue de -16.01 dB. Por lo tanto, la Lente 1 tuvo la mejor adaptación en el rango de frecuencias seleccionado.

Tabla 4.12. Subconjuntos homogéneos para S11_dB

S11_dB				
	Lente_codigo	N	Subconjunto para alfa = 0.05	
			1	2
HSD Tukey ^a	1	41	-19.23669917	
	4	41	-18.10465927	-18.10465927
	3	41	-17.19142807	-17.19142807
	2	41		-16.00700320
	Sig.		.182	.164

4.1.2.2 Análisis de la directividad

Como la directividad no cumplió la distribución de normalidad, se aplicó la prueba no paramétrica de Kruskal-Wallis. Esta prueba permitió comparar los cuatro modelos de lentes sin asumir una distribución normal en los datos (ver tabla 4.13).

Tabla 4.13. Resumen de prueba Kruskal-Wallis para la variable directividad.

N total	164
Estadístico de prueba	17.584 ^a
Grado de libertad	3
Sig. asintótica prueba bilateral	<.001

Además, las comparaciones por pares con ajuste de Bonferroni mostraron diferencias entre la Lente 2 y la Lente 3, con $p=0.020$, y entre la Lente 2 y la Lente 4, con $p=0.001$. Esto confirma que la Lente 3 y la Lente 4 presentaron un comportamiento significativamente superior respecto a la Lente 2 (ver tabla 4.14).

Tabla 4.14. Comparaciones por parejas de Lente_codigo

Sample 1-Sample 2	Estadístico de prueba	Error estándar	Estadístico de prueba estándar	Sig.	Sig. ajust. ^a
2-1	12.463	10.488	1.188	.235	1.000
2-3	-30.805	10.488	-2.937	.003	.020
2-4	-39.902	10.488	-3.805	<.001	.001
1-3	-18.341	10.488	-1.749	.080	.482
1-4	-27.439	10.488	-2.616	.009	.053
3-4	-9.098	10.488	-.867	.386	1.000

4.1.2.3 Análisis de la ganancia

Para la ganancia también se aplicó la prueba de Kruskal-Wallis (ver tabla 4.15), debido a que esta variable tampoco cumplió con la prueba de normalidad.

Tabla 4.15. Resumen de prueba Kruskal-Wallis de la variable ganancia.

N total	164
Estadístico de prueba	17.852 ^a
Grado de libertad	3
Sig. asintótica (prueba bilateral)	<.001

El resultado fue $H=17.852$, con $p<0.001$. Esto demuestra que existen diferencias significativas entre los cuatro modelos de lentes para la ganancia. Las comparaciones por pares con ajuste

Tabla 4.16. Comparaciones por parejas de Lente_codigo

Sample 1-Sample 2	Estadístico de prueba	Error estándar	Estadístico de prueba estándar	Sig.	Sig. ajust.^a
2-1	13.354	10.488	1.273	.203	1.000
2-3	-31.537	10.488	-3.007	.003	.016
2-4	-40.280	10.488	-3.841	<.001	.001
1-3	-18.183	10.488	-1.734	.083	.498
1-4	-26.927	10.488	-2.567	.010	.061
3-4	-8.744	10.488	-.834	.404	1.000

de Bonferroni plasmados en la tabla 4.16, mostraron diferencias significativas entre la Lente 2 y la Lente 3, con $p=0.016$, y entre la Lente 2 y la Lente 4, con $p=0.001$. Por lo tanto, se evidencia que la Lente 3 y la Lente 4 tuvieron un comportamiento significativamente superior al de la Lente 2 en términos de ganancia.

4.1.2.4 Análisis de la eficiencia

Para la eficiencia se aplicó igualmente la prueba de Kruskal-Wallis que se muestra en la tabla 4.17, ya que esta variable no cumplió la prueba de normalidad en la mayoría de los grupos. El resultado fue $H=20.887$, con $p<0.001$. Esto indica que existen diferencias estadísticamente significativas entre los modelos de lentes para la eficiencia. Las comparaciones por pares con ajuste de Bonferroni para la variable eficiencia (ver tabla 4.18), mostraron diferencias significativas entre la Lente 2 y la Lente 3, con $p<0.001$, y entre la Lente 1 y la Lente 3, con $p=0.002$. Esto confirma que la Lente 3 tuvo un rendimiento significativamente superior en eficiencia respecto a la Lente 1 y la Lente 2.

Tabla 4.17. Resumen de prueba Kruskal-Wallis de la variable eficiencia

N total	164
Estadístico de prueba	20.887 ^a
Grado de libertad	3
Sig. asintótica (prueba bilateral)	<.001

Tabla 4.18. Comparaciones por parejas de Lente_codigo

Sample 1-Sample 2	Estadístico de prueba	Error estándar	Estadístico de prueba estándar	Sig.	Sig. ajust.^a
2-1	6.220	10.488	.593	.553	1.000
2-4	-17.171	10.488	-1.637	.102	.610
2-3	-44.268	10.488	-4.221	<.001	.000
1-4	-10.951	10.488	-1.044	.296	1.000
1-3	-38.049	10.488	-3.628	<.001	.002
4-3	27.098	10.488	2.584	.010	.059

A continuación se muestra los rangos de promedios de las 4 variables analizadas (ver tabla 4.19).

Tabla 4.19. Rangos de promedios de las variables independientes

	Lente_codigo	N	Rango promedio
Directividad	1	41	74.17
	2	41	61.71
	3	41	92.51
	4	41	101.61
	Total	164	
Ganancia	1	41	74.56
	2	41	61.21
	3	41	92.74
	4	41	101.49
	Total	164	
Eficiencia	1	41	71.80
	2	41	65.59
	3	41	109.85
	4	41	82.76
	Total	164	

La tabla 4.19, muestra que la Lente 4 presenta el mejor desempeño en directividad y ganancia, con los rangos promedio más altos: 101.61 y 101.49, respectivamente. Esto indica que la lente modelo 4 presenta una mejora en el rendimiento de la antena.

CAPÍTULO V

5.1 Conclusiones

Se realizó el análisis del estado del arte relacionado con el diseño de celdas unitarias para lentes metálicas en la banda Ku, identificando que el uso de FSS y el método de modos de Floquet permite estudiar adecuadamente la respuesta en frecuencia de cada celda para diseñar lentes metálicas.

Se identificaron y seleccionaron diferentes geometrías de celdas unitarias para el diseño de lentes metálicas, tomando en cuenta su respuesta en la frecuencia seleccionada. Partiendo de este criterio, se diseñaron cuatro modelos de lentes con características geométricas distintas, lo que permitió comparar su eficacia en parámetros como el coeficiente de reflexión S11, la directividad, la ganancia y la eficiencia de la antena.

Se diseñaron 4 modelos de lentes metálicas mediante el análisis de modos de Floquet, esto permitió evaluar la respuesta en fase de las celdas unitarias. De esta manera, se logró desarrollar estructuras capaces de modificar el frente de onda de la antena, contribuyendo a la optimización del rendimiento de la antena en la banda Ku.

En el análisis del rendimiento de la antena con los diferentes modelos de lentes metálicas, se evidenció diferencias significativas entre los diseños evaluados. Se determinó que la Lente modelo 4 presentó el mejor desempeño electromagnético incrementando 7.7 dB la directividad de la antena sin lente.

5.2 Recomendaciones

Se recomienda fabricar la lente modelo 4 para comparar y validar los resultados obtenidos en términos de eficiencia, ganancia y directividad de la antena integrada con la lente modelo 4. Además, de explorar la factibilidad de mejorar el diseño de la lente metálica modelo 4 para alcanzar un ancho de banda mas amplio y mejorar el rendimiento de la antena alimentadora, con la finalidad de mejorar en gran manera el rendimiento de la antena.

Se recomienda contar con una computadora de alto rendimiento para llevar a cabo las simulaciones de los diseños, esto implica que el equipo cuente con ciertas características específicas, como un procesador de ultima generación, un procesador de 64 GB como mínimo, espacio de almacenamiento de 2 Terabytes. Además, de una tarjeta gráfica para poder agilizar el tiempo de las simulaciones y lograr tener una representación visual y exacta de los resultados.

Bibliografía

- [1] E. Y. Carrillo Sánchez, N. A. Velandia Maldonado, and N. C. Villa Moreno, “Diseño de un enlace satelital como sistema backhaul de comunicaciones móviles,” Master’s thesis, UNIVERSIDAD DISTRITAL FRANCISCO JOSÉ DE CALDAS, 2018.
- [2] D. A. Santillán Haro, “Diseño de lentes metálicas usando la teoría de modos característicos.” Ph.D. dissertation, Universitat Politècnica de València, 2020.
- [3] S. Barone, M. Narcowich, and F. Narcowich, “Floquet theory and applications,” *Physical Review A*, vol. 15, no. 3, p. 1109, 1977.
- [4] M. J. Jiménez Jiménez, “Teoría de floquet para ecuaciones en diferencias lineales de segundo orden y homogéas,” in *Avances en Matemática Discreta en Andalucía, volumen IV*. Editorial Universidad de Almería, 2015, pp. 157–164.
- [5] S. Moreno Rodríguez *et al.*, “Development of 2d and 3d structures for millimeter-wave communications and future applications,” Ph.D. dissertation, Universidad de Granada, 2024.
- [6] Y. I. Guerra, N. R. Ramírez, A. R. R. Zaldívar, and A. H. Violat, “Implementación en fpga de la calibración de un sistema de antenas inteligentes con superresolución en la estimación de doa,” *Revista Científica de Ingeniería Electrónica, Automática y Comunicaciones*, vol. 45, no. 1, p. 5, 2024.
- [7] K. E. Muyulema Yumiseba, “Diseño y simulación de una antena de lente metálica en la banda ku para la optimización de un enlace satelital,” B.S. thesis, Riobamba, 2025.
- [8] B. F. Poaquiza Masaquiza, “Diseño y análisis de una lente metálica dual-band usando la teoría de modos característicos para aplicaciones en banda k/ka.” B.S. thesis, Riobamba, Universidad Nacional de Chimborazo, 2023.
- [9] F. Ma, X. Zhang, Y. Yin, H. Yin, C. Song, and L. Zhao, “Low-cost lens antenna design for microwave moisture detection,” *International Journal of Antennas and Propagation*, vol. 2, 2022.
- [10] P. Mateos-Ruiz, E. Abdo-Sánchez, and C. Camacho-Penalosa, “Estudio del desalineamiento entre capas para reducir el acoplamiento en metasuperficies,” *N/A*, 2023.

- [11] D. Santillán-Haro, E. Antonino-Daviu, F. Vico-Bondia, and M. Ferrando-Bataller, “Cost-effective single-layer metallic lens antenna with high aperture efficiency,” *IEEE Access*, vol. 13, pp. 41 159–41 168, 2025.
- [12] H. C. Moy Li, “Lentes de microondas de bajo perfil en la banda de ondas milimétricas,” Ph.D. dissertation, Universitat Politècnica de València, 2020.
- [13] M.-Y. Li, Y.-L. Ban, and F.-Q. Yan, “Wideband low-profile ku-band transmitarray antenna,” *IEEE Access*, vol. 9, pp. 6683–6688, 2020.
- [14] M. N. Iqbal, M. F. M. Yusoff, M. K. A. Rahim, M. R. Hamid, Z. Johari, and H. U. Rahman, “New reconfigurable transmitarray unit cell design at ku-band using pin diodes,” *ELEKTRIKA-Journal of Electrical Engineering*, vol. 21, no. 2, pp. 15–18, 2022.
- [15] M. N. Iqbal, M. F. M. Yusoff, M. K. A. Rahim, M. R. B. Hamid, Z. Johari, and H. U. Rahman, “Circularly polarized transmitarray antenna design using meander line polarizer for ku-band applications,” *IEEE Access*, vol. 9, pp. 119 598–119 612, 2021.
- [16] K. L. O. Chávez, J. A. T. Chingal, and N. T. C. Montesdeoca, “Simulación de una antena transmitarray de doble banda para comunicaciones satelitales de 20/30 ghz,” *Novasineria, ISSN 2631-2654*, vol. 9, no. 1, pp. 117–137, 2026.
- [17] A. d. O. C. Junior, H. Kaouach, and A. Barka, “Wideband and high-efficiency circularly polarized unit-cell for x and ka-band transmitarrays,” *IEEE Open Journal of Antennas and Propagation*, vol. 5, no. 4, pp. 1061–1076, 2024.
- [18] R. De Marco, E. Arnieri, F. Greco, A. Bordbar, G. Amendola, and L. Boccia, “Low-profile dual-band dual-polarized transmitarray antenna based on multilayer frequency selective surfaces,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 71, no. 9, pp. 7354–7362, 2023.
- [19] D. V. Armas Carpio, “Estudio comparativo de lentes utilizados en antenas para la colimación de haces a una frecuencia de operación de 30 ghz por medio de simulaciones electromagnéticas.” B.S. thesis, Quito: EPN, 2022.
- [20] G. Pernaute, “Diseño de una herramienta software para el desarrollo de lentes elípticas y hemisféricas extendidas para antenas de bocina,” Master’s thesis, ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR DE INGENIERÍA Y SISTEMAS DE TELECOMUNICACIÓN, 2018.
- [21] A. O. Diallo, R. Czarny, B. Loiseaux, and S. Hole, “Comparison between a thin lens antenna made of structured dielectric material and conventional lens antennas, in q-band in a compact volume,” *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 17, pp.

307–310, 2018.

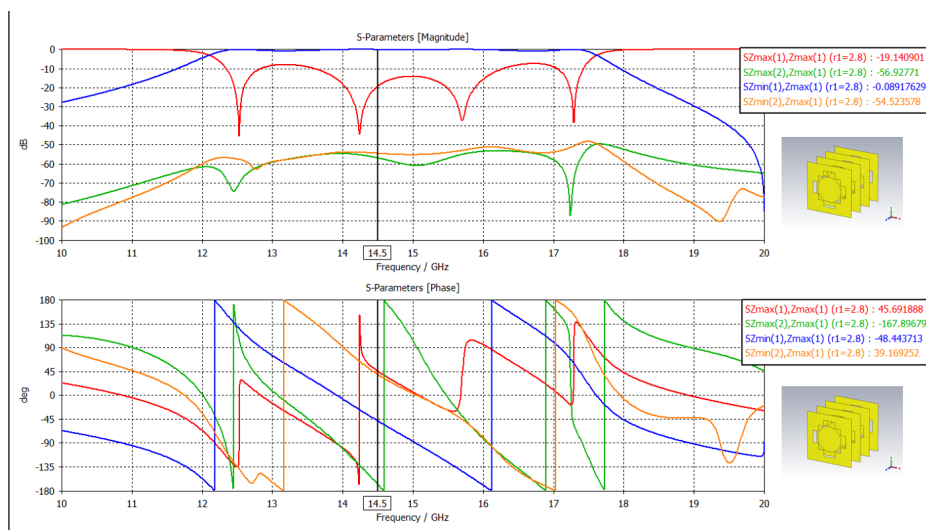
- [22] D. Osuna Ruiz, “Diseño, simulación, fabricación y medida de lentes de metamaterial acopladas a antenas de bocina,” Master’s thesis, Universidad Pública de Navarra, 2015.
- [23] P. M. Gross, “Diseño óptimo de antenas lente en microondas mediante métodos de simulación,” Ph.D. dissertation, Universidad Nacional de La Plata, 2019.
- [24] A. Petosa and A. Ittipiboon, “Shadow blockage effects on the aperture efficiency of dielectric fresnel lenses,” *IEE Proceedings - Microwaves, Antennas and Propagation*, vol. 147, p. 451, 2000.
- [25] W. Kock, “Path-length microwave lenses,” *Proceedings of the IRE*, vol. 37, pp. 852–855, 8 1949.
- [26] Á. C. Aznar, J. R. Robert, J. M. R. Casals, L. J. Roca, S. B. Boris, and M. F. Bataller, *Antenas*. Univ. Politèc. de Catalunya, 2004.
- [27] J. Thornton and K.-C. Huang, *Modern lens antennas for communications engineering*. John Wiley & Sons, 2013, vol. 39.
- [28] N. H. d. O. Cunha, “Análise de células unitárias com metamaterial utilizando substratos ebg para aplicações em estruturas planares,” Master’s thesis, Universidade Federal do Rio Grande do Norte, 2020.
- [29] B. A. Munk, *Frequency selective surfaces: theory and design*. John Wiley & Sons, 2005.
- [30] K. Sarabandi and N. Behdad, “A frequency selective surface with miniaturized elements,” *IEEE Transactions on Antennas and propagation*, vol. 55, no. 5, pp. 1239–1245, 2007.
- [31] R. K. Jaiswal, N. Pandit, and N. P. Pathak, “Metamaterial-fss for thz applications,” in *Handbook of Metamaterial-Derived Frequency Selective Surfaces*. Springer, 2022, pp. 1–23.
- [32] Q. Luo, S. S. Gao, W. Liu, and C. Gu, *Low-cost smart antennas*. John Wiley & Sons, 2019.
- [33] A. H. Abdelrahman, A. Z. Elsherbeni, and F. Yang, “Transmitarray antenna design using cross-slot elements with no dielectric substrate,” *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 13, pp. 177–180, 2014.

- [34] C. G. Ryan, M. R. Chaharmir, J. Shaker, J. R. Bray, Y. M. Antar, and A. Ittipiboon, "A wideband transmitarray using dual-resonant double square rings," *IEEE Transactions on antennas and propagation*, vol. 58, no. 5, pp. 1486–1493, 2010.
- [35] M. A. Belen, A. Caliskan, S. Koziel, A. Pietrenko-Dabrowska, and P. Mahouti, "Optimal design of transmitarray antennas via low-cost surrogate modelling," *Scientific Reports*, vol. 13, no. 1, p. 15044, 2023.
- [36] T. Nguyen, B. Nguyen, V.-S. Tran, M. Linh, and L. Trinh, "Wideband unit-cell for linearly polarized x-band transmitarray applications," in *2018 International Conference on Advanced Technologies for Communications (ATC)*. IEEE, 2018, pp. 125–128.
- [37] F. Bayatpur, "Metamaterial-inspired frequency-selective surfaces doctoral dissertation the university of michigan," *Ann Arbor, MI*, 2009.
- [38] R. C. Hansen, *Phased array antennas*. John Wiley & Sons, 2009.
- [39] S. H. R. Tuloti, A. Lamecki, and M. Mrozowski, "An optimized ka-band low profile dual-polarized transmitarray antenna with 2d beam switching," *IEEE Access*, vol. 12, pp. 8924–8931, 2024.
- [40] J. N. Punto Gutierrez, "Diseño de una antena altamente directiva usando lentes y metamateriales," Master's thesis, Pontificia Universidad Católica del Perú, 2014.
- [41] D. N. Arizaca Cusicuna, "Diseño de antenas en banda de frecuencias milimétricas para sistemas de comunicaciones 5g," Master's thesis, Universitat Politècnica de València, 2021.
- [42] O. Z. Galvis, "Tipos de investigación," *Revista Científica General José María Córdova*, vol. 4, no. 4, pp. 13–14, 2006.
- [43] G. Liu, H.-j. Wang, J.-s. Jiang, F. Xue, and M. Yi, "A high-efficiency transmitarray antenna using double split ring slot elements," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 14, pp. 1415–1418, 2015.

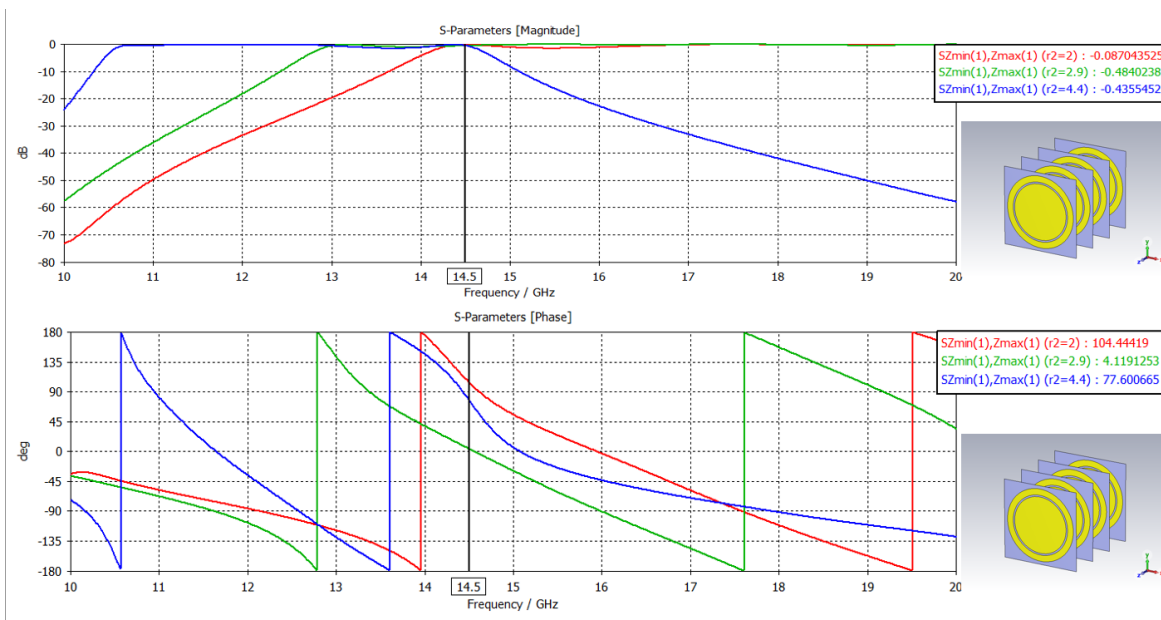
ANEXOS

Anexo 1:

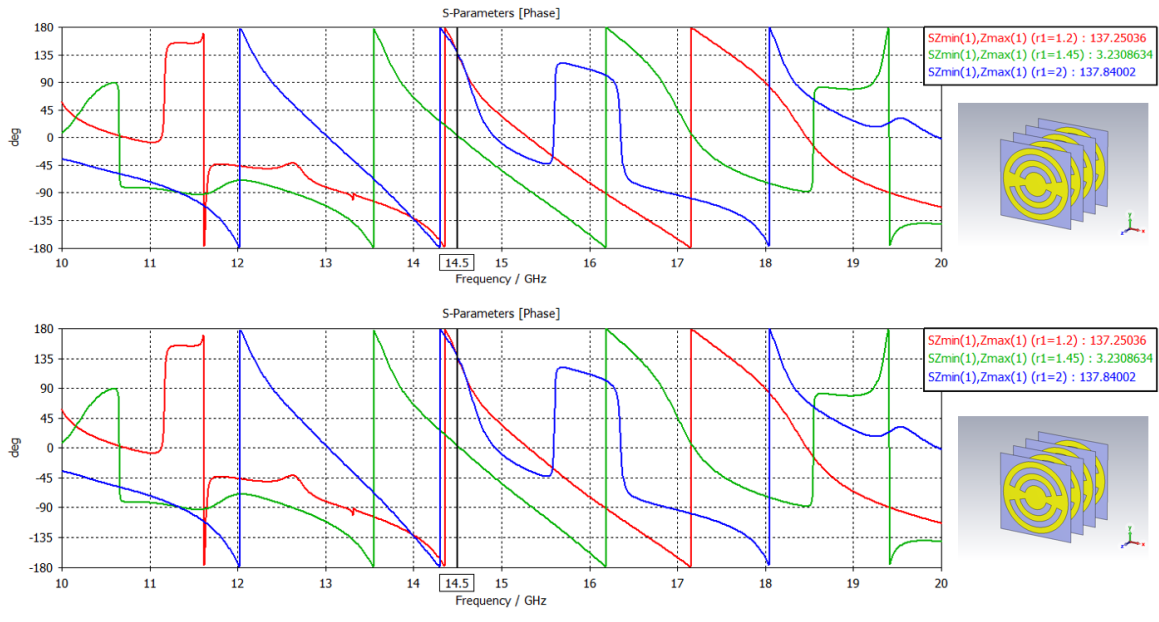
En el Anexo 1.1, 1.2, 1.3 se muestran los modos de Floquet de las celdas unitarias multicapa diseñadas en CST studio



Anexo 1.1: Modos de Floquet de la celda unitaria modelo 1 en CST studio.



Anexo 1.2: Modos de Floquet de la celda unitaria modelo 2 en CST studio.

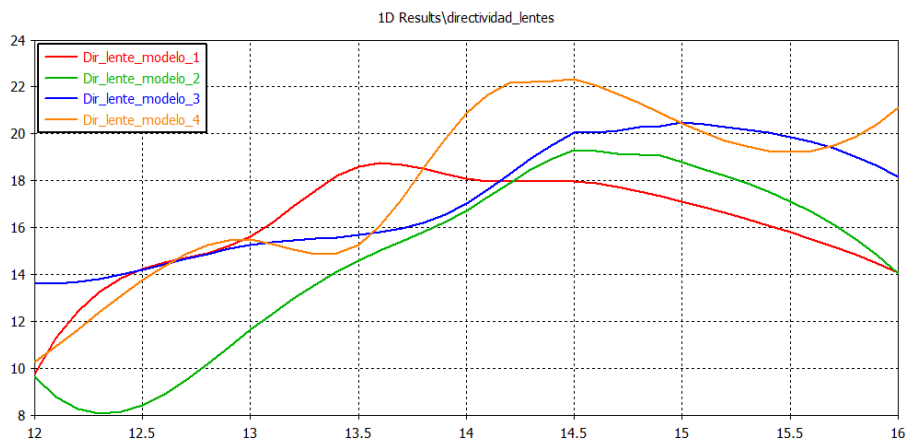


Anexo 1.3: Modos de Floquet de la celda unitaria modelo 3 en CST studio.

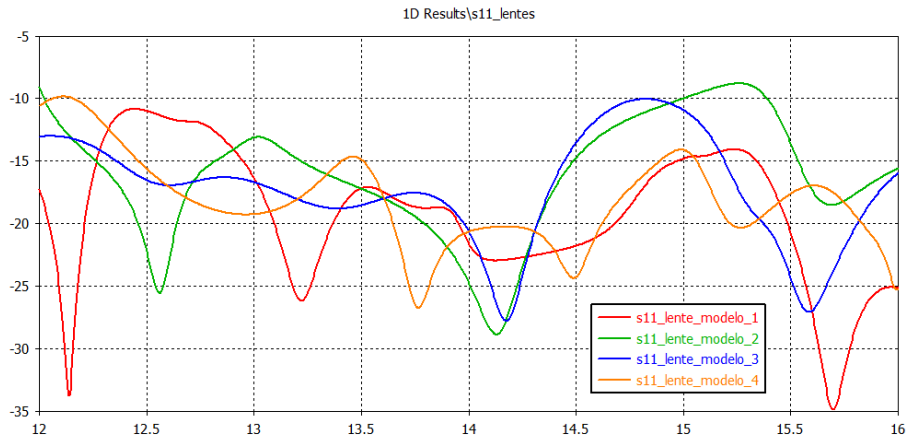
Anexo 2:

En el Anexo 2.1 se muestra una gráfica comparativa de la directividad entre los diferentes diseños de lentes.

A su vez en el anexo 2.2 se muestra la comparativa de la directividad entre los distintos modelos de lente diseñados en CST studio.



Anexo 2.1: Comparativa de directividad en CST studio.



Anexo 2.2: Comparativa del parámetro S11 en CST studio.

Anexo 3:

En el Anexo 3.1 se muestra el código realizado en Python para obtener los valores de compensación de fase en cada celda unitaria que conformo la lente metálica.

```

1 import numpy as np
2 import matplotlib.pyplot as plt
3
4 # Parámetros físicos
5 f = 14.5e9 # Frecuencia [Hz]
6 c = 3e8 # Velocidad de la luz [m/s]
7 lam = c / f # Longitud de onda [m]
8 k0 = 2 * np.pi / lam # Número de onda [rad/m]
9
10 # Dirección de transmisión deseada
11 theta_t = np.deg2rad(0) # Ángulo de elevación [rad]
12 phi_t = np.deg2rad(0) # Ángulo azimutal [rad]
13
14 # Definir el plano de la lente
15 Nx, Ny = 5, 5 # Número de celdas en X e Y
16 dx, dy = 0.017, 0.017 # Paso entre celdas [m]
17 x = np.linspace(-Nx/2*dx, Nx/2*dx, Nx)
18 y = np.linspace(-Ny/2*dy, Ny/2*dy, Ny)
19 X, Y = np.meshgrid(x, y)
20 x = (np.arange(Nx) - (Nx - 1) / 2) * dx
21 y = (np.arange(Ny) - (Ny - 1) / 2) * dy
22 X, Y = np.meshgrid(x, y) # X,Y tendrán forma (Ny, Nx)
23 diam = Nx*dx
24 # Fuente (feed) situada en (0, 0, zf)
25 zf = 0.8*diam # Distancia del foco a la superficie [m]
26
27 # Calcular distancia desde el feed a cada celda
28 di = np.sqrt(X**2 + Y**2 + zf**2)
29
30 # Ecuación de fase para un transmitarray
31 phi_T = k0 * (di - (X * np.cos(phi_t) + Y * np.sin(phi_t)) * np.sin(theta_t))
32
33 # Normalizar la fase al rango [-pi, pi] y convertir a grados
34 phi_T_mod = np.angle(np.exp(1j * phi_T))
35 phi_T_deg = np.degrees(phi_T_mod)
36
37 # Mostrar resultados
38 plt.figure(figsize=(8,7))
39 plt.pcolormesh(X*1000, Y*1000, phi_T_deg, shading='auto', cmap='twilight')
40 plt.colorbar(label='Fase requerida φ T [°]')

```

Anexo 3.1: Código en Python para la corrección de fase.



WR-62 Waveguide Standard Gain Horn Antenna
Operating from 12.4 GHz to 18 GHz with a Nominal
10 dBi Gain with Square Cover Flange

Waveguide Antennas Technical Data Sheet

PE9854-10

Features

- Rectangular Waveguide Interface
- 12.4 GHz to 18 GHz
- 10 dBi Nominal Gain
- Square Cover Flange

Applications

- Antenna Measurements
- Wireless Communication
- Laboratory Use
- Microwave Radio Systems

Description

Pasternack's PE9854-10 WR-62 waveguide standard gain horn antenna operating from 12.4 GHz to 18 GHz with a nominal 10 dBi gain is part of our full line of RF components available for same-day shipping. This Pasternack pyramidal horn antenna has a lightweight anodized aluminum body and a precision tolerance square cover flange. The PE9854-10 WR-62 waveguide standard gain horn antenna offers low gain variation across its operating frequency range, 55.3 degrees of vertical half power beam width and 50.9 degrees of horizontal half power beam width.

Waveguide standard gain horn antennas are used in a wide variety of applications due to their high power handling capability, low loss, high directivity, and near constant electrical performance across a broad bandwidth. Pasternack's WR-62 standard gain horns are available in 10, 15 and 20 dB models with pyramidal shape and rectangular waveguide input.

Configuration

Design	WR-62 Standard Gain Horn
Pattern	Directional
Polarization	Linear

Electrical Specifications

Description	Minimum	Typical	Maximum	Units
Frequency Range	12.4		18	GHz
Nominal Gain		10		dBi
Horizontal Half Power Beam Width		50.9		Degrees
Vertical Half Power Beam Width		55.3		Degrees

Electrical Specification Notes:
Half power beam width is calculated by computer simulation.

Mechanical Specifications

Size	
Length	1 in [25.4 mm]
Width	1.313 in [33.35 mm]
Height	1.313 in [33.35 mm]
Weight	0.3385 lbs [153.54 g]

Click the following link (or enter part number in "SEARCH" on website) to obtain additional part information including price, inventory and certifications: [WR-62 Waveguide Standard Gain Horn Antenna Operating from 12.4 GHz to 18 GHz with a Nominal 10 dBi Gain with Square Cover Flange PE9854-10](#)



WR-62 Waveguide Standard Gain Horn Antenna
Operating from 12.4 GHz to 18 GHz with a Nominal
10 dBi Gain with Square Cover Flange

Waveguide Antennas Technical Data Sheet

PE9854-10

Waveguide Interface

Waveguide Size

Flange Type

Body Material and Plating

WR-62

Square Cover

Anodized Aluminum, Paint

Compliance Certifications (see [product page](#) for current document)

Plotted and Other Data

WR-62 Waveguide Standard Gain Horn Antenna Operating from 12.4 GHz to 18 GHz with a Nominal 10 dBi Gain with Square Cover Flange from Pasternack Enterprises has same day shipment for domestic and International orders. Our RF, microwave and millimeter wave products maintain a 99.4% availability and are part of the broadest selection in the industry.

Click the following link (or enter part number in "SEARCH" on website) to obtain additional part information including price, inventory and certifications: [WR-62 Waveguide Standard Gain Horn Antenna Operating from 12.4 GHz to 18 GHz with a Nominal 10 dBi Gain with Square Cover Flange PE9854-10](#)

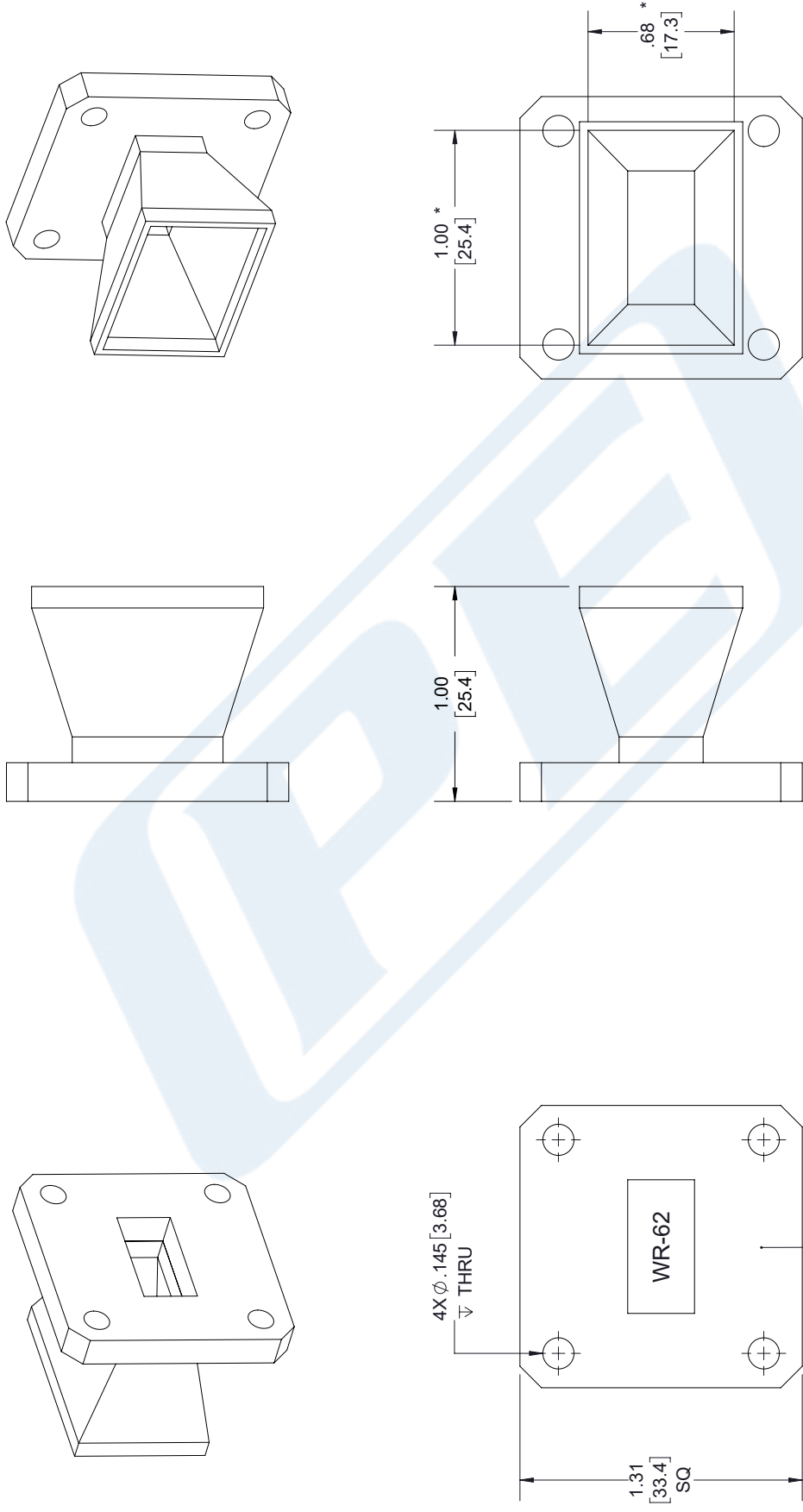
URL: <https://www.pasternack.com/standard-gain-horn-waveguide-size-wr62-pe9854-10-p.aspx>

The information contained in this document is accurate to the best of our knowledge and representative of the part described herein. It may be necessary to make modifications to the part and/or the documentation of the part, in order to implement improvements. Pasternack reserves the right to make such changes as required. Unless otherwise stated, all specifications are nominal. Pasternack does not make any representation or warranty regarding the suitability of the part described herein for any particular purpose, and Pasternack does not assume any liability arising out of the use of any part or documentation.

PE9854-10 CAD Drawing

WR-62 Waveguide Standard Gain Horn Antenna Operating from 12.4 GHz to 18 GHz with a Nominal 10 dBi Gain with Square Cover Flange

REVISIONS			
REV.	DESCRIPTION	DATE	APPROVED
1.3	PCR PE9854-10 20190705	07/16/19	J. GARCIA



* INSIDE DIMENSION

UNLESS OTHERWISE SPECIFIED LEADING DIMENSIONS ARE INCHES DIMENSIONS IN [] ARE MILLIMETERS		THE INFORMATION AND DESIGN IN THIS DOCUMENT IS THE PROPERTY OF PASTERNAK CORPORATION ALL RIGHTS RESERVED.	
TOLERANCES:		SHEET	OF
.X±.2 [5.08]	FRACTIONS ± 1/32	1	1
.XX±.01 [.25]	ANGLES ± 1°	SCALE N/A	
.XXX±.005 [.13]	ALL DIMENSIONS SHOWN ARE FOR REFERENCE ONLY.	REV 1.3	
THIRD-ANGLE PROJECTION		PART NUMBER PE9854-10	
		DRAWN BY K. Dang	
		CAGE NUMBER A 53919	
		PART NUMBER PE9854-10	
		REV 1.3	

PE PASTERNAK
an INFINITO brand

Pasternack Enterprises, Inc.
P.O. Box 16759, Irvine, CA 92623
Phone: 1.949.261.1920 | 1.866.727.8376
Fax: 1.949.261.7451
www.pasternack.com | e-mail: sales@pasternack.com

THESE COMMODITIES, TECHNOLOGY OR SOFTWARE WERE EXPORTED FROM THE UNITED STATES IN ACCORDANCE WITH THE EXPORT ADMINISTRATION REGULATIONS. DIVERSION CONTRARY TO U.S. LAW PROHIBITED.