



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

“Diseño y simulación de una antena de lente metálica en la banda KU para la optimización de un enlace satelital”

Trabajo de titulación para optar al título de
Ingeniera en Electrónica y Telecomunicaciones

Autor:

Muyulema Yumiseba Karla Elizabeth

Tutor:

PhD. Daniel Antonio Santillán Haro

Riobamba, Ecuador. 2025

DERECHOS DE AUTORÍA

Yo, **Karla Elizabeth Muyulema Yumiseba**, con cédula de ciudadanía **025000986-7**, autor(a) del trabajo de investigación titulado: **DISEÑO Y SIMULACIÓN DE UNA ANTENA DE LENTE METÁLICA EN LA BANDA KU PARA LA OPTIMIZACIÓN DE UN ENLACE SATELITAL**, 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, 2 de diciembre del 2024.



Karla Elizabeth Muyulema Yumiseba

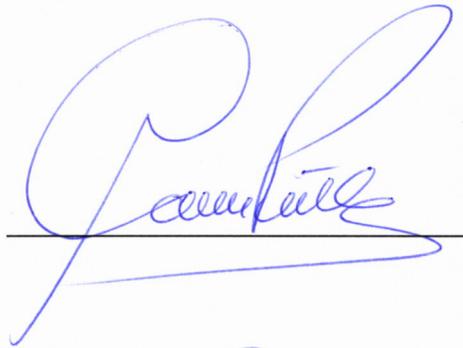
C.I:025000986-7

DICTAMEN FAVORABLE DEL TUTOR Y MIEMBROS DE TRIBUNAL

Quienes suscribimos, catedráticos designados Miembros del Tribunal de Grado del trabajo de investigación DISEÑO Y SIMULACION DE UNA ANTENA DE LENTE METALICA EN LA BANDA KU PARA LA OPTIMIZACION DE UN ENLACE SATELITAL por Karla Elizabeth Muyulema Yumiseba, con cédula de identidad número 025000986-7, emitimos el DICTAMEN FAVORABLE, conducente a la APROBACIÓN de la titulación. Certificamos haber revisado y evaluado el trabajo de investigación y cumplida la sustentación por parte de su autor; no teniendo más nada que observar.

De conformidad a la normativa aplicable firmamos, en Riobamba 12 de diciembre de 2024

PhD. Carlos Ramiro Peñafiel Ojeda
MIEMBRO DEL TRIBUNAL DE GRADO



PhD. Manuel Antonio Meneses Freire
MIEMBRO DEL TRIBUNAL DE GRADO



PhD. Daniel Antonio Santillán Haro
TUTOR

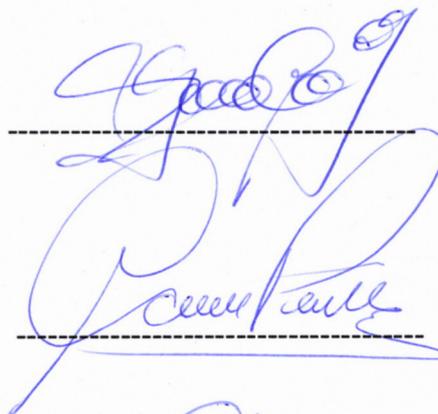


CERTIFICADO DE LOS MIEMBROS DEL TRIBUNAL

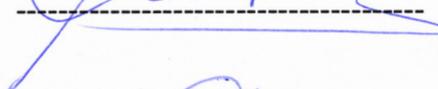
Quienes suscribimos, catedráticos designados Miembros del Tribunal de Grado para la evaluación del trabajo de investigación DISEÑO Y SIMULACION DE UNA ANTENA DE LENTE METALICA EN LA BANDA KU PARA LA OPTIMIZACION DE UN ENLACE SATELITAL presentado por Karla Elizabeth Muyulema Yumiseba, con cédula de identidad número 025000986-7, 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 12 de diciembre del 2024

Presidente del Tribunal de Grado
Msg. Edgar Giovanni Cuzco Silva



Miembro del Tribunal de Grado
PhD. Carlos Ramiro Peñafiel Ojeda



Miembro del Tribunal de Grado
PhD. Manuel Antonio Meneses Freire





CERTIFICACIÓN

Que, **MUYULEMA YUMISEBA KARLA ELIZABETH** con CC: **0250009867**, estudiante de la Carrera **ELECTRÓNICA Y TELECOMUNICACIONES, NO VIGENTE**, Facultad de **INGENIERÍA**; ha trabajado bajo mi tutoría el trabajo de investigación titulado "**DISEÑO Y SIMULACION DE UNA ANTENA DE LENTE METALICA EN LA BANDA KU PARA LA OPTIMIZACION DE UN ENLACE SATELITAL** """, cumple con el **10%**, de acuerdo al reporte del sistema Anti plagio **TURNITIN**, porcentaje aceptado de acuerdo a la reglamentación institucional, por consiguiente autorizo continuar con el proceso.

Riobamba, 26 de noviembre de 2024



En medio de la cámara por:
DANIEL ANTONIO
SANTILLAN HARO

PhD. Daniel Antonio Santillan Haro
TUTOR TRABAJO DE INVESTIGACIÓN

DEDICATORIA

Este presente trabajo está dedicado a Dios por dame la fuerza y sabiduría para poder culminar esta meta.

A mis padres por su esfuerzo su dedicación y por siempre confiar en mí, a pesar de las dificultades nunca dudaron de mi capacidad para poder culminar mis estudios.

A mis hermanos, Paola la persona que me enseñó que a pesar de cualquier adversidad puedes continuar y ser mejor, Aldair Andrea y Jesus espero les sirva de ejemplo que todo se puede lograr.

Tambien a mi ángel eterno María contigo empecé este camino y aunque Dios tomo la decisión de llevarte de mi lado hoy concluyo lo que un día te prometí, gracias por tus bendiciones. A mis amigos quienes me acompañaron en este trayecto gracias por las experiencias vividas.

Y, finalmente a los que no creyeron en mí, con su actitud lograron que tomara mas impulso.

Karla Elizabeth Muyulema Yumiseba

AGRADECIMIENTO

Agradezco a Dios por permitirme después de un largo trayecto cumplir una de mis metas propuestas en mi vida a pesar que hubo momentos que quería desmayar.

A mis padres ya que me brindaron su apoyo incondicional a pesar de sus duros trabajos nunca dejaron de brindarme lo necesario y brindarme la fuerza para poder continuar.

A mi tutor PhD. Daniel Antonio Santillán Haro, por haberme guiado en este proyecto con su invaluable apoyo, orientación, en base a su experiencia y sabidura dándome las pautas y consejos necesarios para desarrollar y concluir el proyecto de investigación.

También quiero expresar mi gratitud a la Universidad Nacional de Chimborazo, por brindarme una preparación académica de calidad, así como a mis docentes, cuyo compromiso y dedicación fueron fundamentales en mi formación.

Finalmente, a mis amigos y compañeros con quien compartí alegrías, sustos y tristezas, quienes me brindaron su confianza apoyo y amistad

Karla Elizabeth Muyulema Yumiseba

ÍNDICE GENERAL

DERECHOS DE AUTORÍA

DICTAMEN FAVORABLE DEL TUTOR Y MIEMBROS DEL TRIBUNAL

CERTIFICADO DE LOS MIEMBROS DEL TRIBUNAL

CERTIFICACIÓN URKUND

DEDICATORIA

AGRADECIMIENTO

ÍNDICE DE TABLAS

ÍNDICE DE FIGURAS

RESUMEN

ABSTRACT

| | |
|---|-----------|
| CAPÍTULO I | 19 |
| 1.1. Introducción | 19 |
| 1.2. Planteamiento del Problema | 21 |
| 1.3. Justificación | 23 |
| 1.4. Objetivos | 24 |
| 1.4.1. General | 24 |
| 1.4.2. Específicos | 24 |
| CAPÍTULO II | 25 |
| 2.1. Estado del Arte | 25 |
| 2.2. Fundamentación Teórica | 26 |
| 2.2.1. Lentes Metálicas | 26 |
| 2.2.2. Parámetros de las antenas lente | 27 |
| 2.2.2.1. Directividad | 27 |
| 2.2.2.2. Ganancia | 28 |
| 2.2.2.3. Eficiencia de una lente metálica | 29 |
| 2.2.3. Estaciones Terrestres | 30 |
| 2.2.4. Bandas de frecuencia | 31 |
| 2.2.5. Orbitas Satelitales | 32 |

| | | |
|---------------------|---|------------|
| 2.2.6. | Satélites autorizados por la ARCOTEL | 32 |
| CAPÍTULO III | | 34 |
| 3.1. | Metodología | 34 |
| 3.1.1. | Tipo de Investigación | 34 |
| 3.1.2. | Técnicas de Investigación | 34 |
| 3.1.3. | Diagrama de bloques del proyecto | 35 |
| 3.1.4. | Población y Muestra | 36 |
| 3.1.4.1. | Población | 36 |
| 3.1.4.2. | Muestra | 36 |
| 3.1.5. | Operacionalización de las variables | 37 |
| 3.1.6. | Diseño de la antena propuesta | 37 |
| 3.1.7. | Diseño del Alimentador | 39 |
| 3.1.8. | Diseño de la Lente | 41 |
| 3.1.8.1. | Lente Cortocircuitada 3 anillos 12 sectores | 45 |
| 3.1.8.2. | Lente Cortocircuitada 3 anillos 24 sectores | 51 |
| 3.1.8.3. | Lente Cortocircuitada 4 anillos 12 sectores | 59 |
| 3.1.8.4. | Lente Cortocircuitada 4 anillos 24 sectores | 64 |
| 3.1.9. | Incidencia de onda plana | 68 |
| 3.1.10. | Escenario de enlace satelital | 69 |
| 3.1.10.1. | Relación de Portadora a Ruido | 70 |
| 3.1.10.2. | Relación de Energía de Bit a Densidad Espectral de Ruido | 71 |
| 3.1.11. | Calculo del enlace satelital | 73 |
| CAPÍTULO IV | | 80 |
| 4.1. | Resultados y Discusiones | 80 |
| 4.1.1. | Lente Cortocircuitada 3 anillos de 12 y 24 sectores (Modelo 1) | 80 |
| 4.1.2. | Eficiencia de la antena | 84 |
| 4.1.3. | Enlace Satelital | 85 |
| 4.1.4. | Comparación entre la antena comercial y la antena diseñada en el enlace satelital | 90 |
| 4.1.4.1. | Análisis de la relación C/N entre la antena comercial y la antena diseñada | 91 |
| 4.1.4.2. | Análisis de la relación E_b/N_0 entre la antena comercial y la antena diseñada | 93 |
| CAPÍTULO V | | 97 |
| 5.1. | Conclusiones | 97 |
| 5.2. | Recomendaciones | 98 |
| BIBLIOGRAFÍA | | 103 |

ÍNDICE DE TABLAS

| | |
|---|-----|
| 2.1. Bandas de frecuencia para enlaces satelitales [1] | 31 |
| 2.2. Datos del satélite o red satelital [2] | 33 |
| 3.3. Operacionalización de variables | 37 |
| 3.4. Tabla con los resultado de directividad variando el ancho y separación del conjunto coplanar de 3 anillos | 42 |
| 3.5. Relación C/N y relación E_b/N_0 para diferentes esquemas de modulación [1]. | 72 |
| 3.6. Tasas de bits y servicios [1]. | 72 |
| 3.7. Valores de atenuación atmosférica [3]. | 75 |
| 3.8. Coeficientes de regresión para estimar el valor de la atenuación específica [4]. | 75 |
| 3.9. Datos obtenidos sobre el calculo del enlace | 79 |
| 4.10. Comparativa de antenas metálicas en la literatura comparando la el modelo, frecuencia de operación, tamaño, ganancia y SLL (Plano E) | 84 |
| 4.11. Valores sobre el enlace de la antena comercial | 88 |
| 4.12. Valores sobre el enlace de la antena lente diseñada | 89 |
| 4.13. Comparación de los parámetros del enlace entre la antena comercial, diseñada y los cálculos realizados | 91 |
| 4.14. Comparación del escenario propuesto con otros escenarios | 91 |
| 4.15. Resultado tras aplicar el test de normalidad Shapiro Wilk a los valores de C/N de la antena comercial | 92 |
| 4.16. Resultado tras aplicar el test de normalidad Shapiro Wilk a los valores de C/N de la antena diseñada | 92 |
| 4.17. Resultado tras aplicar el test t de Student para muestras independientes a los datos de C/N de la antena comercial y antena diseñada | 93 |
| 4.18. Resultado tras aplicar el test de normalidad Shapiro Wilk a los valores de E_b/N_0 de la antena comercial | 94 |
| 4.19. Resultado tras aplicar el test de normalidad Shapiro Wilk a los valores de E_b/N_0 de la antena diseñada | 95 |
| 4.20. Resultado tras aplicar el test t de Student para muestras independientes a los datos de E_b/N_0 de la antena comercial y la antena diseñada | 95 |
| 1.21. Anexo 6: Tabla Dimensiones de la Lente cortocircuitada. | 106 |
| 1.22. Anexo 11: Características técnicas del satélite Hispasat 36W-1 [5]. | 107 |
| 1.23. Anexo 13: Zonas hidrometeorológicas e intensidad de lluvia excedida en (mm/h) según la REC UIT-R P.837-1 [8]. | 108 |

ÍNDICE DE FIGURAS

| | |
|---|----|
| 2.1. Funcionamiento antena lente metálica [6] | 26 |
| 2.2. Perfil de una lente dieléctrica y su trazado de rayos [6] | 27 |
| 2.3. Formas de lentes metálicas [6] | 27 |
| 2.4. Órbita Satelital GEO [7] | 32 |
| 3.5. Diagrama de bloques de la Investigación | 35 |
| 3.6. Antena comercial(3.6(a)) y diseño de la misma elaborado en CST studio. (3.6(b)) [8] | 37 |
| 3.7. Resultado de la simulación del parámetro S11 de la antena comercial | 38 |
| 3.8. Resultado de la simulación de la directividad en el rango de 10 a 14GHz de la antena comercial | 38 |
| 3.9. Simulación del campo lejano en coordenadas cartesianas a 12GHz $\Phi=0=0$ (3.9(a)) y $\Phi=90$ (3.9(b)) | 39 |
| 3.10. Alimentador transición de guía de onda rectangular a cuadrada con planos de masa y anillo resonante WR75-1R (3.10(a)) y vista lateral (3.10(b)) | 39 |
| 3.11. Resultado de la simulación del parámetro S11 del Alimentador WR75-1R | 40 |
| 3.12. Resultado de la simulación de la directividad del Alimentador WR75-1R | 40 |
| 3.13. Comparación del resultado del parámetro S11 (3.13(a)) y directividad (3.13(b)) del alimentador y la antena comercial | 40 |
| 3.14. Simulación del campo lejano en coordenadas cartesianas a 12 GHz para $\Phi=0$ (3.14(a)) y $\Phi=90$ (3.14(b)) | 41 |
| 3.15. Resultado de la simulación del parámetro S11 (3.15(a)) y directividad (3.15(b)) variando el ancho del anillo | 41 |
| 3.16. Modelo del conjunto coplanar variando el ancho y separación | 42 |
| 3.17. Resultado de la simulación del parámetro S11 (3.17(a)) y directividad (3.17(b)) del conjunto coplanar | 43 |
| 3.18. Esquemático de sectores para tres anillos cortocircuitados (a) tanto de 4 (b), 8 (c), 12 (d), 16 (e) y 24 (e) sectores; donde la estructura tiene un diámetro interno de 60 mm (anillo del medio), ancho $gr2 = 2mm$, espesor de $0,035mm$, separación de los anillos en el mismo plano de $LT1 = 4mm$ | 43 |
| 3.19. Resultado de la simulación de la directividad de la lente de 4, 8, 12, 16 y sectores | 44 |
| 3.20. Resultado de la simulación del parámetro S11 de la lente de 4, 8, 12, 16 y sectores | 44 |
| 3.21. Modelo de lente 3A-12SE vista frontal (3.21(a)) y montada sobre el alimentador WR75-1A(3.21(b)) | 45 |
| 3.22. Resultado de la simulación respecto al parámetro S11 (3.22(a)) y de la directi- vidad (3.22(b)) comparando el alimentador con la lente 3A-12SE | 46 |
| 3.23. Modelo de la lente con 2da capa (3.23(a)) y montaje de la misma(3.23(b)) | 46 |

| | |
|---|----|
| 3.24. Resultado de la simulación del parámetro S11 (3.24(a)) y de la directividad (3.24(b))variando el radio de la lente 2 | 47 |
| 3.25. Resultado de la simulación del parámetro S11 (3.25(a)) y de la directividad (3.25(b))variando el ancho de la lente 2 | 47 |
| 3.26. Resultado de la simulación del parámetro S11 (3.26(a)) y de la directividad (3.26(b))variando la distancia focal de la lente 2 | 48 |
| 3.27. Modelo del lente de 3 capas vista frontal y (3.27(a)) y el montaje en el alimentador(3.27(b)) | 48 |
| 3.28. Resultado de la simulación del parámetro S11 al variar el radio lente 1 | 49 |
| 3.29. Resultado de la simulación de la directividad al variar el radio lente 1 | 49 |
| 3.30. Resultado de la simulación comparando la directividad del alimentador vs la lente con 3 capas | 49 |
| 3.31. Diagrama de radiación del campo lejano en el plano E (3.31(a)) y plano H (3.31(b)) | 50 |
| 3.32. Campo eléctrico E_y en el plano x-z (3.32(a)) y E_x en el plano y-z(3.32(b)) . . . | 50 |
| 3.33. Diagrama de radiación en 3D vista superior de la lente con 3 capas | 51 |
| 3.34. Resultado de la simulación del parámetro S11 variando al distancia focal del conjunto coplanar de 3 anillos y 24 sectores | 51 |
| 3.35. Resultado de la simulación de la directividad variando al distancia focal del conjunto coplanar de 3 anillos y 24 sectores | 52 |
| 3.36. Resultado de la simulación del parámetro S11 variando el ancho de la tira del conjunto coplanar de 3 anillos y 24 sectores | 53 |
| 3.37. Resultado de la simulación de la directividad variando el ancho de la tira del conjunto coplanar de 3 anillos y 24 sectores | 53 |
| 3.38. Resultado de la simulación del parámetro S11 variando la separación del conjunto coplanar de 3 anillos y 24 sectores | 54 |
| 3.39. Resultado de la simulación de la directividad variando la separación del conjunto coplanar de 3 anillos y 24 sectores | 54 |
| 3.40. Modelo de la lente 3 Anillos y 24 sectores 3A-24SE | 55 |
| 3.41. Comparación del resultado de la simulación entre el alimentador y el modelo 3A-24SE (3.41(a)) del parámetro S11 y de la directividad(3.41(b)) | 55 |
| 3.42. Vista frontal del modelo 3A-24SE (3.42(a)) y montaje (3.42(b)) | 56 |
| 3.43. Resultado de la simulación de la directividad al variar el radio de la capa 2 . . . | 56 |
| 3.44. Resultado de la simulación del parámetro S11 (3.42(a)) y directividad variando el ancho de la 2 capa(3.42(b)) | 57 |
| 3.45. Vista frontal de la 3 capa (3.45(a)) y montaje(3.45(b)) | 57 |
| 3.46. Resultado de la simulación de la directividad variando el radio de la lente de la 3 capa | 57 |
| 3.47. Vista frontal de la 3 capa (3.47(a)) y montaje(3.47(b)) | 58 |

| | |
|--|----|
| 3.48. Diagrama de radiación del campo lejano en el plano E (3.48(a)) y plano H(3.48(b)) | 58 |
| 3.49. Campo eléctrico E_y en el plano x-z (3.49(a)) y E_x en el plano y-z(3.49(b)) . . . | 59 |
| 3.50. Diagrama de radiación en 3D vista superior de la lente 3A-24SE de 3 capas . . | 59 |
| 3.51. Modelo de la lente 4A-12SE (3.51(a)) y montaje (3.51(b)) | 60 |
| 3.52. Resultado de la simulación del parámetro S11 del modelo 4A-12SE (3.52(a)) y de la directividad (3.52(b)) variando el largo del plano de masa | 60 |
| 3.53. Comparación del resultado de la simulación de la directividad entre el alimentador y el modelo 4A-12SE con plano de masa de 130x130mm | 60 |
| 3.54. Montaje la segunda capa (3.54(a)) y simulación de la directividad variando el radio de la segunda capa (3.54(b)) | 61 |
| 3.55. Resultado de la simulación de la directividad variando el ancho de la segunda capa del modelo 4A-12SE. | 61 |
| 3.56. Modelo de la tercera capa (3.56(a)) y montaje de la misma (3.56(b)) | 62 |
| 3.57. Resultado de la simulación del parámetro S11 (3.57(a)) y de la directividad (3.57(b))comparando el alimentador y 4A-12SE-3CAPAS | 62 |
| 3.58. Diagrama de radiación del campo lejano en el plano E (3.58(a)) plano H (3.58(b))del modelo 4A-12SE-3CAPAS | 63 |
| 3.59. Campo eléctrico E_y en el plano x-z (3.59(a))y E_x en el plano y-z (3.59(b))del modelo 4A-12SE-3CAPAS | 63 |
| 3.60. Diagrama de radiación en 3D vista superior del modelo 4A-12SE-3CAPAS . . | 63 |
| 3.61. Modelo propuesto del conjunto coplanar de 4 anillos y 24 sectores | 64 |
| 3.62. Resultado de la simulación del parámetro S11 (3.62(a)) y de la directividad(3.62(b)) | 64 |
| 3.63. Comparación del conjunto coplanar de 3 anillos y 4 anillos, del parámetro S11 (3.63(a)) y de la directividad(3.63(b)) | 65 |
| 3.64. Modelo de 4A-12SE (3.64(a)) y comparación de la directividad con el alimentador(3.64(b)) | 66 |
| 3.65. Modelo de 4A-12SE 2da capa (3.65(a)) y comparación de la directividad con el modelo 4A-24SE (3.65(b)) | 66 |
| 3.66. Modelo de 4A-12SE 3CAPAS (3.66(a)) y comparación de la directividad con el alimentador (3.66(b)) | 67 |
| 3.67. Diagrama de radiación del campo lejano en el plano E (3.67(a)) y plano H (3.67(b)) | 67 |
| 3.68. Diagrama de radiación del campo lejano en el plano E (3.68(a)) y plano H (3.68(b)) | 68 |
| 3.69. Diagrama de radiación en 3D vista superior del modelo 4A-24SE 3CAPAS . . | 68 |
| 3.70. Simulación de incidencia de onda plana a lente de 3 capas a 12 GHz. | 68 |
| 3.71. Escenario Satelital Propuesto | 69 |
| 3.72. Ángulo de elevación y azimut usando la calculadora de Hispasat | 74 |
| 3.73. Zonas climatológicas de lluvia en América del sur según la Rec.UIT-R P.837-1 | 76 |

| | |
|--|----|
| 4.74. Modelo 3A-12-24SE-M1 (4.74(a)) y resultado de la simulación al variar el GAP1 (4.74(b)) | 80 |
| 4.75. Modelo 3A-12-24SE-M1 (4.75(a)) y resultado de la simulación al variar el GAP1 (4.75(b)) | 81 |
| 4.76. Modelo 3A-12-24SE-M1 (4.76(a)) y resultado de la simulación de la directividad (4.76(b)) | 81 |
| 4.77. Comparación del resultado de la directividad entre la antena comercial y 3A-12-24SE-M1 | 81 |
| 4.78. Diagrama de radiación en coordenadas cartesianas del modelo 3A-12-24SE-M1 tanto en el plano E (4.78(a)) y H (4.78(b)) | 82 |
| 4.79. Campo eléctrico E_y en el plano x-z (4.79(a)) y E_x en el plano y-z (4.79(b)) | 82 |
| 4.80. Diagrama de radiación en 3D vista superior del modelo 3A-12-24SE-M1 | 82 |
| 4.81. Comparación de la directividad de la antena comercial y 3A-12-23SE-M1 y 3A-12-24SE-M2 | 83 |
| 4.82. Resultado de la simulación respecto a la directividad de todos los modelos estudiados de lente | 83 |
| 4.83. Modelado del campo eléctrico en una línea longitud de 130 mm a una distancia $f=80$ mm del alimentador WR75-1R a 12 GHz | 84 |
| 4.84. Eficiencia de iluminación η_{il} , de desbordamiento η_s y de apertura η_{ap} para la lente con anillo metálico de ancho 15mm y diámetro externo $D=130$ mm, ubicada a una distancia f de la guía circular con bocina a 12GHz | 85 |
| 4.85. Desplazamiento orbital del satélite | 86 |
| 4.86. Valores de PIRE del satélite HISPASAT 36W-1 | 86 |
| 4.87. Interfaz de Satellite Link Budget | 87 |
| 4.88. Resultado de las pérdidas en el espacio libre en función de la distancia (4.88(a)) y Transmisión de bits (Mbps) vs E_b/N_0 (4.88(b)) | 88 |
| 4.89. Gráfica de Relación C/N vs Frecuencia | 89 |
| 4.90. Resultado de las pérdidas en el espacio libre en función de la distancia (4.88(a)) y Transmisión de bits (Mbps) vs E_b/N_0 (4.88(b)) | 90 |
| 4.91. Gráfica de Relación C/N vs Frecuencia | 90 |
| 4.92. Diagrama de caja: Comparación del valor de C/N de la antena comercial y la antena diseñada | 94 |
| 4.93. Diagrama de caja: Comparación del valor E_b/N_0 de la antena comercial y la antena diseñada | 96 |

| | |
|--|-----|
| 1.94. Anexo 1: Para este modelo 4A-24SE-GAP1 se propone el uso de los 24 sectores. En los modelos previos, la separación entre anillos es de 4 mm. En este caso, se mantiene dicha separación entre el primer y segundo anillo. Luego, se varía la distancia entre el segundo y tercer anillo, así como entre el tercer y cuarto anillo, manteniendo la misma distancia en ambos casos, la distancia se incrementará de forma paramétrica hasta cubrir el diámetro de la segunda capa. | 104 |
| 1.95. Anexo 2 : Modelo 4A-24SE-GAP1 3 capas (a) y comparación del resultado de la simulación del parámetro S11 (b) | 104 |
| 1.96. Anexo 3: Resultado de la simulación de la directividad variando el valor de GAP1 del modelo 4A-24SE-GAP1 en donde con un valor de 5 mm se tiene un valor máximo de directividad. | 105 |
| 1.97. Anexo 4: Se muestra un segundo diseño de lente (Modelo 2) la cual se modela a partir de los resultados obtenidos anteriormente del conjunto de 3 anillos y 4 anillos coplanares y fusión de los sectores, se ilustra la vista frontal de la lente (a) y vista lateral (b) | 105 |
| 1.98. Anexo 5: Montaje de la lente (a)en el alimentador y (b) vista lateral | 105 |
| 1.99. Anexo 7: Resultado de la simulación de la directividad del alimentador WR75 junto con la lente (modelo 2) en la banda KU | 106 |
| 1.100 Anexo 8: Modelo de la antena con 3 lentes y medidas | 106 |
| 1.101 Anexo 9: Resultado de la comparación del resultado de la simulación de la directividad del alimentador con las 3 lentes | 107 |
| 1.102 Anexo 10: Resultado de la comparación de la directividad de la antena comercial y 3A-12-24SE-M2 | 107 |
| 1.103 Anexo 12: Características del satélite Hispasat 36W-1 | 108 |
| 1.104 Anexo 14: Configuración del enlace en matlab | 109 |
| 1.105 Anexo 15: Recorrido orbital del satélite Hispasat 36W-1 | 109 |

RESUMEN

Este proyecto de investigación se centra en el diseño y análisis de una lente metálica destinada para la banda Ku. Esta lente está conformada por 3 capas: la primera es una lente de 3 anillos coplanares cortocircuitados de 12 y 24 sectores, mientras que la segunda y tercera capa son simples anillos con un ancho de 15 mm ($0,6\lambda_o$) y diámetros internos de 84 mm ($3,36\lambda_o$) y 100 mm ($4\lambda_o$), respectivamente. La antena propuesta se basa en resonadores de $\lambda/2$ y $\lambda/4$. Además, se diseña el alimentador, que es una transición de guía rectangular a cuadrada WR75, en la cual se coloca un anillo resonante de diámetro interno de 40 mm y un plano de masa de 130 x 130 mm.

Para alcanzar uno de los objetivos de diseñar la lente metálica que opere en la banda Ku, se utiliza el simulador electromagnético CST Studio Suite. Este software permite modelar y simular el comportamiento de la antena para lograr el rendimiento deseado en la banda de interés, considerando parámetros como la ganancia, directividad, eficiencia, coeficiente de reflexión y patrón de radiación. Además, se utiliza el método de incidencia de onda plana para encontrar el punto focal adecuado para colocar el alimentador respecto a la lente.

La lente propuesta se diseña en aluminio de 0.035 mm de grosor y tiene dos modelos donde se fusionan los sectores de 12 y 24, variando la separación entre anillos. Para el alimentador, se usa aluminio en toda su estructura.

Los resultados obtenidos del simulador electromagnético CST Studio Suite evidencian que la lente propuesta cumple con los parámetros de funcionamiento previstos. Se observa que existe una adaptación en toda la banda KU por debajo de -10 dB para el coeficiente de reflexión. Además, se registra un incremento de 7.4 dB en la directividad en torno a 12 GHz.

Por otra parte, para justificar el funcionamiento de la lente se ha usado Simulink de MATLAB, específicamente el toolbox Satellite Communications. Se ha creado el escenario e incorporado las características de la antena para observar y verificar la calidad del enlace.

Palabras clave: lente metálica, coeficiente de reflexión, acoplamiento, cortocircuito, directividad, simulink.

ABSTRACT

This research project focuses on designing and analyzing a metallic lens intended for the Ku-band. Three layers conform this lens: the first one is a lens of 3 short-circuited coplanar rings of 12 and 24 sectors, while the second and third layers are simple rings with a width of 15 mm ($0.6\lambda_0$) and inner diameters of 84 mm ($3.36\lambda_0$) and 100 mm ($4\lambda_0$), respectively. The proposed antenna is based on $\lambda/2$ and $\lambda/4$ resonators. In addition, the feeder is designed with a WR75 rectangular to square guide transition, in which a 40 mm inner diameter resonant ring and a 130 x 130 mm ground plane are placed. The electromagnetic simulator CST Studio Suite is used to achieve one of the objectives of designing the metallic lens operating in the Ku-band. This software allows modeling and simulating the antenna's behavior to achieve the desired performance in the band of interest, considering parameters such as gain, directivity, efficiency, reflection coefficient, and radiation pattern. In addition, the plane wave incidence method is used to find the appropriate focal point to place the feeder for the lens. The proposed lens is designed in 0.035 mm thick aluminum and has two models, where the 12 and 24 sectors are merged, varying the separation between rings. Aluminum is used throughout the feeder's structure. The electromagnetic simulator CST Studio Suite results show that the proposed lens complies with the expected operating parameters. It is observed that there is an adaptation in the entire KU band below -10 dB for the reflection coefficient. In addition, there is a 7.4 dB increase in directivity around 12 GHz. Moreover, MATLAB Simulink, specifically the Satellite Communications toolbox, has been used to justify the lens performance. The scenario has been created, and the antenna characteristics have been incorporated to observe and verify the link quality.

Keywords: metallic lens, reflection coefficient, coupling, short circuit, directivity, simulink.

Reviewed by:



Lic. Eduardo Barreno Freire. Msc.

ENGLISH PROFESSOR

C.C. 0604936211

CAPÍTULO I

1.1 Introducción

El aumento de la demanda mundial de servicios de comunicación de alta velocidad, como streaming, IPTV, videoconferencias y teletrabajo, destaca la importancia de desarrollar tecnologías que garanticen una conectividad eficiente y confiable. Los satélites de órbita baja (LEO) y geostacionaria (GEO) emergen como soluciones clave para superar las limitaciones de las redes terrestres, cada uno con sus ventajas particulares. Sin embargo, la efectividad de estos sistemas depende en gran medida del diseño de las antenas utilizadas. Las investigaciones sugieren que las antenas de lentes metálicas tienen un gran potencial para mejorar la calidad de la señal y la capacidad de transmisión, especialmente en las bandas K, Ka y Ku [9].

El crecimiento constante de la industria de las comunicaciones por satélite y la creciente demanda de servicios de banda ancha, especialmente en áreas remotas y rurales, subrayan la necesidad de mejorar la eficiencia de los enlaces satelitales que operan en la banda Ku [10]. Los satélites LEO ofrecen conexiones de alta velocidad con menor latencia, variando entre 9.93 ms y 17.95 ms [11], mientras que los satélites GEO, aunque presentan latencias más altas (entre 500 ms y 600 ms) [12], son preferidos para coberturas globales sostenidas y enlaces que requieren estabilidad a largo plazo.

En el contexto actual, la comunicación satelital desempeña un papel fundamental en la conectividad global. Uno de los desafíos críticos para ambos tipos de satélites es la optimización de las antenas que operan en diferentes bandas del espectro de transmisión. Por ejemplo, la banda S, regulada por la ITU, abarca de 1980 a 2010 MHz para el enlace ascendente y de 2170 a 2200 MHz para el enlace descendente [13].

Asimismo, la banda Ka se utiliza ampliamente en aplicaciones de comunicación satelital, especialmente por operadores de redes satelitales (SNO), debido a su capacidad para ofrecer servicios de banda ancha incluso en sistemas de operadores de redes móviles (MNO). Las frecuencias para el enlace ascendente van de 29.5 a 30 GHz, y de 17.7 a 20.2 GHz para el enlace descendente [13]. Sin embargo, la banda Ku presenta ventajas significativas en términos de capacidad de transferencia de datos frente a las bandas S, C e incluso las bandas K y Ka. Al operar en frecuencias más altas que las primeras, permite el uso de antenas más pequeñas y, por ende, un menor costo de equipamiento. Además, al no utilizar frecuencias tan altas como la banda Ka, es menos susceptible a pérdidas por condiciones climáticas adversas [14].

Por estas razones, el análisis y la simulación de antenas son aspectos fundamentales para me-

jorar la eficiencia de los enlaces de comunicación satelital, tanto en órbitas LEO como GEO. Las antenas de lentes metálicas surgen como una alternativa prometedora para optimizar el rendimiento en ambas configuraciones. En particular, la banda Ku, con un rango de frecuencias ascendentes de 14 a 14.5 GHz y descendentes de 11.7 a 12.2 GHz, resulta clave en la etapa de diseño [14].

En este contexto, esta tesis se presenta como una oportunidad crucial para abordar la brecha en el conocimiento actual y contribuir al avance de la comunicación satelital de próxima generación. El objetivo es diseñar una antena que mejore la transmisión en enlaces satelitales, ya sea en órbitas GEO o LEO, dentro de la banda Ku, y comparar su desempeño con antenas tradicionales. Así, este trabajo se centra en el desarrollo de tecnologías de comunicación satelital más eficientes y avanzadas, poniendo énfasis en el diseño de una antena de lentes metálicas para mejorar aspectos clave de la transmisión, obteniendo la información necesaria para realizar simulaciones de enlace y observar el comportamiento comparativo con antenas convencionales.

1.2 Planteamiento del Problema

La expansión de la conectividad global mediante enlaces satelitales se ha vuelto esencial en la era digital actual. Sin embargo, a pesar de los avances en tecnología satelital, existen desafíos significativos que limitan la eficiencia y capacidad de la antena como el SWR, las temperaturas máximas alcanzadas y el área de calentamiento [8] de la misma dentro de los enlaces satelitales en la banda KU, particularmente en la órbita baja de la Tierra (LEO). Uno de los problemas fundamentales radica en la capacidad de las antenas utilizadas en estos sistemas para garantizar una comunicación rápida y confiable [15].

Las antenas tradicionales enfrentan limitaciones en términos de ganancia, directividad y capacidad de seguimiento de satélites en movimiento constante. Además, la banda KU es cada vez más congestionada, lo que aumenta la interferencia y afecta la calidad de la señal. Esta problemática se ve exacerbada por la necesidad de mantener una línea de visión clara con múltiples satélites LEO, lo que requiere una capacidad de seguimiento y apuntamiento altamente precisa.

Las antenas de lentes metálicas ofrecen una solución potencial al proporcionar una mayor ganancia y directividad [16], así como la capacidad de enfocarse selectivamente en múltiples satélites LEO en movimiento. Sin embargo, su diseño y simulación dentro de enlaces satelitales LEO en la banda KU son áreas que aún no han sido ampliamente exploradas [17].

Este tipo de redes busca alcanzar un rendimiento óptimo buscando generar una baja latencia, mayor eficiencia espectral y un significativo ancho de banda. 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 [18].

Para lograr esto, se destaca la importancia de utilizar antenas transmisoras-receptoras de alta ganancia. Además, se plantea la necesidad de que estas posean capacidades de direccionamiento de haz, no solo para facilitar la localización precisa de estaciones base y usuarios, sino también para compensar las pérdidas mencionadas anteriormente. Este enfoque estratégico en la eficiencia y la gestión de las características específicas de la banda milimétrica es esencial para aprovechar al máximo las capacidades de las redes 4G en este entorno particular [19].

La ventaja de las antenas de lentes planas dieléctricas es que son más ligeras que otros tipos de antenas no planas. Esta característica es deseable en muchas aplicaciones donde el peso de la

antena puede ser un factor determinante, como en aplicaciones donde se utilizan comúnmente frecuencias de microondas, tales como: enlaces punto a punto y multipunto, enlaces satelitales, radares en la banda W, sistemas de comunicación en automóviles y trenes. Sin embargo, al igual que con otras antenas de apertura, la directividad requerida para este tipo de antena de lente depende de su diámetro en relación con la longitud de onda utilizada. Lograr una alta directividad requiere un diámetro grande, lo que resulta en un aumento significativo en el tamaño, peso y costo de la lente [20].

Las antenas de lentes 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. 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 [21].

Así también, este tipo de antenas destacan por proporcionar una ganancia notable de hasta 16,65 dBi, con un ancho de banda de impedancia amplio (-10 dB al 37,9 %) en las bandas de 12,6 a 18,5 GHz. Se observa una mejora sustancial de ganancia, aproximadamente 4 dB a 18,5 GHz en comparación con las antenas convencionales, mientras que la longitud de estas antenas es significativamente menor [22]. Otras variantes de estas antenas pueden alcanzar una ganancia máxima de 30,8 dBi con un ancho de banda de ganancia de 3 dB del 22,5 % en las bandas de 28,4 a 34,5 GHz, presentando ventajas clave como una estructura compacta y bajo costo [23].

Considerando el papel crucial de la comunicación satelital en la sociedad moderna, con impacto en la conectividad en regiones remotas, educación a distancia, telemedicina y operaciones críticas, la mejora de la eficiencia de los enlaces satelitales LEO en la banda KU a través del diseño y simulación de antenas de lentes metálicos se vuelve imperativa. Esta investigación no solo contribuirá directamente a la mejora de servicios esenciales, sino que también fomentará el avance tecnológico y la competitividad en la industria espacial, con potenciales beneficios económicos [9].

Por esta razón se plantea la necesidad de investigar y desarrollar estrategias de diseño y simulación precisas para antenas de lentes metálicas en esta banda para enlaces tanto ascendentes en un rango de frecuencias de 14 a 14.5 GHz y rango de frecuencias descendente de 11.7 a 12.2 GHz, con el objetivo de mejorar significativamente la eficiencia y la calidad de la comunicación satelital en la órbita de 300 a 1500 km bajo la Tierra.

1.3 Justificación

La banda Ku, que engloba frecuencias de 12 a 18 GHz, desempeña una función crucial en las comunicaciones vía satélite brindando enlaces de alta velocidad. No obstante, las antenas diseñadas para operar en esta banda suelen ser complejas de manufacturar debido a exigencias precisas en cuanto a alineación y dimensiones, así como a la necesidad de mitigar obstrucciones en la apertura provocadas por el alimentador y su estructura de soporte.

Las antenas tipo lente presentan una solución prometedora a estos desafíos. Al colocar el alimentador detrás de la lente, se evitan los bloqueos en la apertura sin necesidad de soluciones adicionales, lo que simplifica significativamente el proceso de fabricación. Esta característica inherente de las lentes también reduce la distorsión y la polarización cruzada, al mismo tiempo que mejora la directividad de la antena [6].

El desarrollo de una antena tipo lente para la banda Ku no solo aborda los desafíos técnicos de fabricación, sino que también tiene implicaciones prácticas y económicas importantes. La simplificación del proceso de fabricación puede llevar a una reducción en los costos de producción y mantenimiento de las antenas, haciendo que las tecnologías satelitales sean más accesibles y rentables. Además, la mejora en la directividad y el rendimiento de las antenas contribuirá a una mayor eficiencia en los enlaces satelitales, beneficiando sectores como las telecomunicaciones, la investigación espacial y la conectividad global.

Este trabajo de investigación no solo tiene el potencial de avanzar en el campo de las comunicaciones satelitales al mejorar la tecnología de antenas en la banda Ku, sino que también puede sentar las bases para aplicaciones futuras en otras bandas de frecuencia y en diversos contextos de comunicación y observación satelital.

1.4 Objetivos

1.4.1 General

- Diseñar y simular una antena de lente metálica en la banda KU para la optimización de un enlace satelital.

1.4.2 Específicos

- Realizar el estudio del estado del arte sobre avances en el diseño de antenas para enlaces satelitales.
- Diseñar la antena de lente metálica mediante el software CST con las características requeridas para el funcionamiento dentro de la banda KU.
- Simular el enlace satelital mediante el uso de Matlab / Simulink con las características de la antena de lente propuesta.
- Comparar los resultados obtenidos entre los parámetros de transmisión de la antena comercial y la antena diseñada.

CAPÍTULO II

2.1 Estado del Arte

En torno a antenas destinadas a enlaces satelitales específicamente en la banda Ku, se pueden encontrar una gran variedad de tecnologías. La banda Ku, que abarca frecuencias de 12 a 18 GHz, es crucial para las comunicaciones satelitales debido a su capacidad para proporcionar enlaces de alta velocidad y su menor susceptibilidad a la interferencia atmosférica en comparación con otras bandas [24].

Un ejemplo de estos avances se presenta en [25], donde se describe una antena plana de doble banda y apertura compartida que utiliza tecnología de guía de onda integrada en sustrato (SIW). Esta tecnología permite mejorar el aislamiento y aumentar el ancho de banda de la antena, alcanzando una directividad de 21 dB. De manera similar, en [26] se presenta una antena con un diseño comparable; sin embargo, en este caso, se incrementa el número de arreglos de antenas con el objetivo de aumentar la eficiencia. Otro caso es el presentado en [27], el cual opera en tres bandas de frecuencia, posee una apertura compartida y un tamaño reducido, alcanzando una directividad de 18 dB en la banda Ku.

En la literatura también se han encontrado antenas tipo microstrip [28]. Un ejemplo de ello se presenta en [29], donde se utiliza la tecnología MIMO para aplicaciones inalámbricas 4G y 5G. El modelo de antena propuesto funciona en las bandas X, K y Ku respectivamente, alcanzando una directividad de 5,27 dB en la banda Ku. Similar a esta, en [30] se encuentra una antena más sencilla y compacta en forma de sobre, que presenta una buena adaptación y está destinada a aplicaciones satelitales [31].

Otro tipo de antena utiliza una superficie selectiva de frecuencia (FSS). Dicha antena consta de conjuntos de dipolos impresos de doble cara en la banda Ku de 4×4 , alcanzando una directividad de 18,9 dB a 16 GHz. Por otro lado, en [32] se utiliza la tecnología Ridge Gap, que brinda un gran ancho de banda. En cambio, en [33], el autor presenta un arreglo de antenas de guía de onda de doble polarización que alcanza una directividad superior a 30 dB.

A pesar de los avances significativos en el diseño de antenas para la banda Ku, muchos de los modelos existentes presentan complejidades en su fabricación y requieren alta precisión. Por ello, el trabajo presente se enfocará en el desarrollo de una lente metálica para aplicaciones en la banda Ku [6]. Esta lente metálica tiene el potencial de mejorar la directividad y el ancho de banda de las antenas satelitales, simplificando al mismo tiempo el proceso de fabricación y reduciendo costos.

2.2 Fundamentación Teórica

2.2.1 Lentes Metálicas

Las antenas que incorporan componentes metálicos se denominan lentes artificiales y, además de ser visualmente atractivas, ofrecen una ganancia adicional similar a las lentes dieléctricas. El principio de funcionamiento de una lente consiste en transformar un frente de onda esférico o cilíndrico, producido por una fuente puntual o primaria en un frente de onda plano con el fin de enfocar la energía en un punto [6] tal como se ilustra en la Figura 2.1.

La separación entre la lente y su alimentador se ajusta para reducir al mínimo las pérdidas óhmicas y garantizar que el modo de operación sea TE. En estas lentes metálicas, se logra una velocidad de fase de onda considerablemente alta en contraposición a la velocidad baja que caracteriza a las lentes dieléctricas [17].

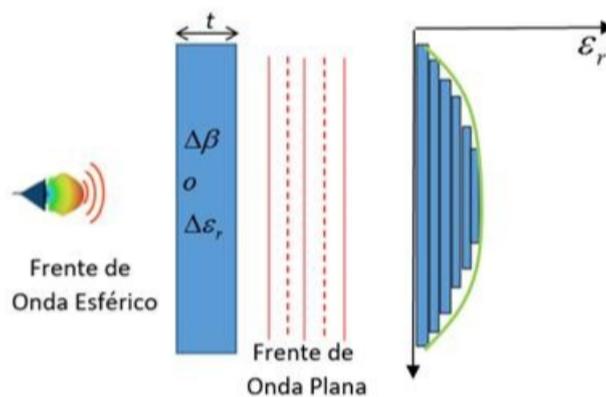


Figura. 2.1. Funcionamiento antena lente metálica [6]

Desde la década de 1940, se ha empleado la técnica de incorporar lentes para mejorar las características de las antenas. En las guías de onda de placas paralelas, las ondas transmitidas poseen una velocidad de fase más alta. Este proceso implica el uso de un conjunto de placas metálicas paralelas con un perfil específico, dispuestas de manera que el índice de refracción resultante sea menor que la unidad cuando están agrupadas. Este ajuste permite que la velocidad de fase de la onda electromagnética transmitida sea mayor que en el vacío.

En el diseño general de cualquier tipo de lente, se emplea principalmente la óptica geométrica, como se observa en la Figura 2.2. En esta técnica, la radiación se representa mediante rayos que emanan de una fuente central. Se analiza la transferencia de energía de un punto a otro sin distinción sobre si el transporte se realiza mediante partículas o ondas. Esta metodología, de alta frecuencia, se utiliza principalmente para abordar problemas relacionados con la radiación

y la dispersión.

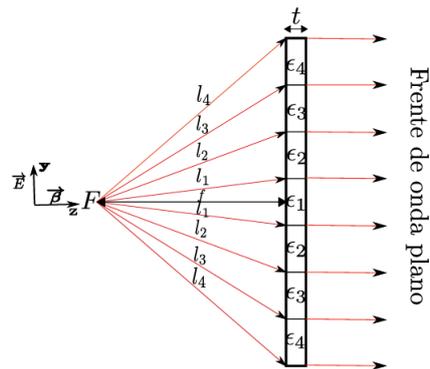


Figura. 2.2. Perfil de una lente dieléctrica y su trazado de rayos [6]

Las lentes de placas 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. Se describen las formas geométricas principales utilizadas en las lentes metálicas, todas las cuales tienen la misma distancia focal en sus estructuras propuestas [6].

La Figura 2.3 muestra tres tipos de perfiles. En el pasado, las lentes se fabricaban con placas metálicas de aluminio y adoptaban perfiles tipo II, lo que resultaba en una estructura considerable. Con el tiempo, se propuso un nuevo diseño utilizando el perfil I de la lente metálica, con el propósito de que funcionara como una antena de microondas de alta potencia, asegurando la propagación del modo TE₁₀ [21].

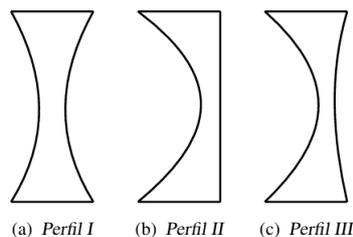


Figura. 2.3. Formas de lentes metálicas [6]

2.2.2 Parámetros de las antenas lente

2.2.2.1 Directividad

El propósito principal de una lente es concentrar la potencia emitida por el alimentador hacia una dirección específica, asegurando que se alcancen las especificaciones de directividad re-

queridas. La directividad de una antena se describe como la proporción entre la densidad de potencia radiada en una dirección particular y la densidad de potencia de una antena isotrópica que emite en esa misma dirección con igual potencia total [34].

La directividad de una antena (*Dir*) esta definida en la ecuación 2.1:

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

Cuando no se especifica una dirección en particular, se asume que corresponde a la dirección de máxima radiación, lo cual puede expresarse utilizando la ecuación 2.2:

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

Las antenas de tipo lente se consideran antenas de apertura, ya que hacen posible obtener una directividad máxima gracias a una apertura con dimensiones eléctricamente grandes. Esta directividad máxima se define en la ecuación 2.3:

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

donde A_E es el área captura efectiva de la Lente.

Sin embargo, según [34], uno de los factores que limita la directividad máxima alcanzable de una antena es el desbordamiento del campo de apertura. Por esta razón, la eficiencia de apertura se define como la relación entre la directividad real de una antena de apertura y la directividad máxima, determinada por la ecuación 2.3. De este modo, la directividad puede expresarse 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.

2.2.2.2 Ganancia

Para mitigar el desvanecimiento causado por trayectorias múltiples, es fundamental enfocar la potencia radiada por una antena en una dirección específica. La ganancia de antena (G) se

define como la proporción entre la densidad de potencia radiada en una dirección determinada y la densidad de potencia correspondiente a una antena isotrópica, tal como se describe en la ecuación 2.5. Además, la ganancia y la directividad están vinculadas a la eficiencia, según lo indicado en [35]:

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

2.2.2.3 Eficiencia de una lente metálica

La evaluación de la eficiencia de una lente plana implica considerar varios tipos de eficiencias, dependiendo de las pérdidas involucradas. Por lo tanto, la eficiencia total de la lente, η_{ap} , se determina como el producto de múltiples factores, tal como se señala en [6].

- La eficiencia de desbordamiento η_s se define como la relación entre la potencia radiada por la estructura y la potencia total. Si consideramos el diagrama de radiación del alimentador como un patrón de radiación simétrico, la eficiencia de desbordamiento puede expresarse en función del campo eléctrico incidente E_i y el ángulo θ_i , formado entre el punto central O y algún punto límite de la estructura de la lente D , como se indica en la ecuación 2.6:

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

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

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

Reemplazando la ecuación 2.7 en la ecuación 2.6 resulta:

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

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:

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

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

- La eficiencia de iluminación (η_{il}), depende del área geométrica efectiva A_E . Por tanto, (η_{il}) se puede expresar mediante la ecuación 2.13:

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

A_E se puede aproximar a un círculo de diámetro D y se expresa la ecuación 2.13 en función de coordenadas polares, se obtiene la ecuación final siguiente:

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

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

Por consiguiente, al obtener las expresiones resultantes tanto para la eficiencia de desbordamiento (η_s) como para la eficiencia de iluminación (η_{il}), es factible determinar la eficiencia teórica de una lente metálica y confirmar que esta eficiencia está relacionada con la proporción entre la distancia focal (F) y el diámetro externo de la lente (D).

2.2.3 Estaciones Terrestres

Las estaciones terrestres de satélites son estructuras ubicadas en la superficie terrestre, destinadas a establecer comunicación directa y en tiempo real con los satélites. Su función principal

incluye gestionar los canales de transmisión, codificar la información y regular la velocidad de transferencia de datos [36]. Estas estaciones constan de tres componentes esenciales:

- **Estación Receptora:** Capta toda la información de la estación emisora y retransmitida por el satélite [36].
- **Antena:** Las antenas en las estaciones terrestres de satélites tienen la misión de captar la radiación del satélite y concentrarla en un foco donde está ubicado el alimentador. Para minimizar interferencias y ruidos al máximo, es esencial que la antena sea de alta calidad [36].
- **Estación Emisora:** Constituida del transmisor y la antena de transmisora. La potencia emitida debe ser elevada, para garantizar que la señal del satélite sea fiable. La señal debe ser percibida por la antena receptora [36].

2.2.4 Bandas de frecuencia

Para que las estaciones terrestres y el satélite puedan comunicarse, se deben utilizar ciertas bandas del espectro radioeléctrico, las cuales están establecidas por el plan de frecuencias de la Unión Internacional de Telecomunicaciones (UIT). En particular, se han designado bandas de frecuencia específicas para asegurar una comunicación eficaz entre las estaciones terrestres y el satélite. En la Tabla 2.1 se resumen las bandas de frecuencia su rango y aplicación [1].

Tabla 2.1. Bandas de frecuencia para enlaces satelitales [1]

| Banda | Rango | Aplicación |
|-------------------------|---------------|----------------------------|
| Banda P | 200-400MHz | Radares |
| Banda L | 1530-2700MHz | GPS |
| Banda S | 2700-3500MHz | Navegación |
| Banda C | 4000-8000MHz | Comunicaciones Satelitales |
| Banda X | 7900-8400MHz | Militar |
| Banda Ku1(PSS) | 10.7-11.75GHz | TV-Satelital |
| Banda Ku2(DBS) | 11.75-12.5GHz | TV-Satelital |
| Banda Ku3(BandaTelecom) | 12.5-12.75GHz | Internet |
| Banda Ka | 17.7-21.2GHz | Aplicaciones Espaciales |
| Banda K | 27.5-31GHz | Comunicaciones Espaciales |

2.2.5 Órbitas Satelitales

Las órbitas satelitales se pueden clasificar bajo diversos aspectos. Según el centro de la órbita, estas pueden ser galactocéntricas, heliocéntricas, geocéntricas, areocéntricas o lunares. Además, se clasifican según su excentricidad en circulares, elípticas, parabólicas, hiperbólicas o radiales, y según su inclinación, en inclinadas o no inclinadas. La sincronía del período de rotación del satélite respecto al cuerpo primario las divide en síncronas, subsíncronas o supersíncronas, y según el sentido de rotación, en prógradas o retrógradas.

La altitud del satélite determina otra clasificación común de órbitas, dividiéndolas en bajas, medias y altas. La distancia respecto al centro terrestre se mantiene entre 500 y 1,500 kilómetros para órbitas de altitud baja (LEO), evitando coberturas y fricciones atmosféricas, y alrededor de 35,788 kilómetros para órbitas geoestacionarias (GEO), donde los satélites parecen fijos en la Tierra tal y como se observa en la Figura 2.4. Las órbitas de altitud media (MEO) oscilan entre 6,000 y 11,000 kilómetros, y las órbitas de alta elipticidad (HEO) cubren regiones inalcanzables por GEO [37].

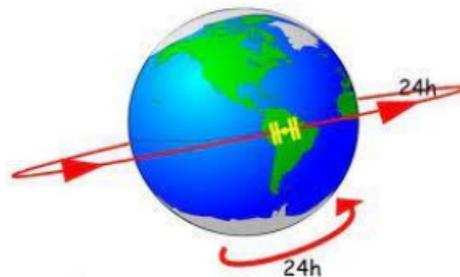


Figura. 2.4. Órbita Satelital GEO [7]

Además, se debe tomar en cuenta el evitar los cinturones de radiación terrestre, generados por la interacción de la magnetosfera con la radiación cósmica y solar, al ubicar los satélites. Los cinturones, interior y exterior, pueden afectar el funcionamiento de los satélites. Las órbitas LEO y MEO se destinan a constelaciones de satélites pequeños, mientras que las HEO brindan cobertura a los polos y las GEO son propicias para satélites de comunicaciones debido a su aparente inmovilidad [37].

2.2.6 Satélites autorizados por la ARCOTEL

La Agencia de Regulación y Control de las Telecomunicaciones (ARCOTEL) es la entidad encargada de la autorización y regulación de satélites en Ecuador. Su función incluye la super-

visión de los satélites que operan en el espacio aéreo ecuatoriano y la gestión de los rangos de frecuencia asignados a cada uno de ellos.

En la Tabla 2.2, se presenta una sección representativa de la lista de satélites autorizados por ARCOTEL. Esta tabla muestra los satélites en diferentes rangos de frecuencia, que varían en función de su propósito y aplicación. Los datos incluidos reflejan las posiciones orbitales y los rangos de frecuencias asignados a cada satélite para sus respectivas operaciones, ya sea para servicios de comunicación, transmisión de datos o televisión.

Los rangos de frecuencia se especifican para asegurar la correcta asignación y uso del espectro radioeléctrico, evitando interferencias y garantizando una comunicación eficiente y efectiva. Estos satélites desempeñan un papel crucial en la infraestructura de telecomunicaciones del país, facilitando una variedad de servicios que son esenciales para el desarrollo tecnológico y la conectividad en Ecuador.

Tabla 2.2. Datos del satélite o red satelital [2]

| Representante Legal Empresa Prestadora del Servicio | Nombre del Satélite o Red Satelital | Posición Orbital | Rango de Frecuencias (MHz) |
|---|-------------------------------------|------------------|--|
| GPASESORES S.A. (Michael Veintimilla) | AMAZONAS 2 | 61°W | 12750 – 13250 13750 – 14500 10700 – 11450 11700 – 12200 4650 - 4710 6725 - 7025 |
| | AMAZONAS 3 | 61°W | 13750 – 14500 10950 – 11200 11700 – 12200 12500 – 12750 18300 – 20200 28100 – 30000 5850 – 6425 3700 – 4200 |
| | HISPASAT 74W-1 | 74°W | 12200 – 12700 17300 - 17800 |
| | AMAZONAS 5 | 61°W | 12200-12700 17300-17800 27000-30000 17700-20200 |
| | HISPASAT 30W-5 | 30°W | 11950-12200 13750-14000 |
| | HISPASAT 30W-6 | 30°W | 11200 - 11450 11700 - 11950 12100 - 12200 13000 - 13250 13900 - 14250 4650 - 4710 6725 - 7025 |
| | HISPASAT 36W-1 | 36°W | 11950-12200 14250-14500 |

CAPÍTULO III

3.1 Metodología

3.1.1 Tipo de Investigación

El enfoque metodológico de este estudio corresponde a una investigación aplicada en el campo de las comunicaciones satelitales. La investigación aplicada se caracteriza por su orientación hacia la solución de problemas prácticos y la generación de conocimiento que pueda ser aplicado directamente en contextos reales. En este caso, el estudio se centra en el diseño y la evaluación de una solución específica para mejorar los enlaces satelitales en la banda KU mediante el uso de antenas de lentes metálicos. A través de esta metodología, se busca no solo comprender los principios teóricos inherentes al estudio, sino también desarrollar una solución específica que pueda ser implementada en entornos operativos.

El enfoque metodológico también combina elementos de investigación experimental y de simulación. La utilización de herramientas de simulación como CST y Matlab/Simulink permite modelar y evaluar el desempeño de la antena de lente metálica en un entorno controlado, antes de su implementación práctica. Este enfoque experimental virtual facilita la exploración de diferentes configuraciones y parámetros de diseño, así como la comparación con antenas existentes. Además, la investigación aplicada involucra la retroalimentación entre la teoría y la práctica, lo que significa que las incertidumbres teóricas se validan y aclaran mediante la experimentación práctica, permitiendo generar un avance en el ámbito científico como tecnológico de las comunicaciones satelitales.

3.1.2 Técnicas de Investigación

Las técnicas de investigación que se aplicarán en este estudio involucran la revisión bibliográfica determinante sobre fuentes académicas y técnicas relacionadas con los enlaces satelitales en la banda KU, así como el análisis detallado de investigaciones previas sobre antenas de lentes metálicos y su aplicación en comunicaciones por satélite. 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 lentes metálicas.

Además, se emplearán técnicas de simulación computacional utilizando software especializado como CST y Matlab/Simulink. Estas herramientas permitirán modelar con precisión el compor-

tamiento electromagnético de la antena diseñada, así como simular el rendimiento del enlace satelital en condiciones controladas. La simulación computacional posibilita la exploración de diferentes escenarios y configuraciones de diseño, la optimización de parámetros clave y la evaluación del rendimiento del sistema en términos de ganancia, directividad, pérdidas de propagación 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 del proyecto

Para el desarrollo del trabajo, se seguirán una serie de procedimientos específicos, mismos que constan en el diagrama de bloques que se observa en la Figura 3.5. En primer lugar, se realizará una búsqueda detallada de la literatura científica y técnica relacionada con los enlaces satelitales en la banda KU y el diseño de antenas de lentes metálicas. Este procedimiento permitirá identificar los principios fundamentales, las tecnologías actuales y las mejores prácticas de diseño que se utilizan para obtener resultados positivos.

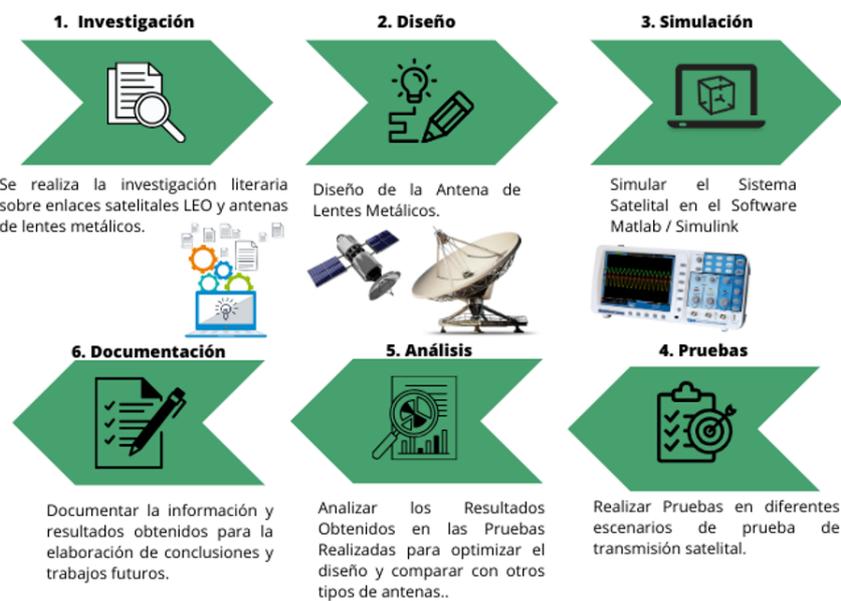


Figura. 3.5. Diagrama de bloques de la Investigación

Posteriormente, se procederá al diseño de la antena de lente metálica utilizando software de simulación electromagnética como CST. Este proceso implicará la manipulación de variables clave, como la geometría de la antena, los materiales utilizados y los parámetros de excitación, con el objetivo de optimizar el rendimiento de la antena en términos de ganancia, directividad, ancho de banda y eficiencia.

Una vez completado el diseño de la antena, se procederá a la simulación del enlace satelital utilizando Matlab/Simulink. En esta etapa, se configurarán variables como la distancia entre el satélite y la estación terrena, la potencia de transmisión, la atenuación atmosférica y entre otras condiciones de propagación relevantes. A través de estas simulaciones, se podrán evaluar diversas métricas de desempeño del enlace, como la tasa de error de bit (BER), la relación señal a ruido (SNR) y la capacidad de la antena para mantener la conectividad a lo largo del tiempo.

Finalmente, se compararán los resultados obtenidos con las métricas de desempeño del enlace satelital utilizando la antena de lente metálica diseñada, con los obtenidos utilizando antenas convencionales, en donde se analizará la estabilidad del enlace bajo condiciones de variabilidad y su respuesta ante interferencias externas, así logrando generar las conclusiones y trabajos futuros relacionados con esta investigación.

3.1.4 Población y Muestra

3.1.4.1 Población

La población de esta investigación está compuesta por el sistema de enlaces satelital en la banda KU y con la antena de lentes metálicas diseñada y las simulaciones que se realizarán. Estas, se plantean para abarcar una variedad de escenarios que reflejan condiciones realistas de transmisión y recepción en entornos satelitales órbita geostacionaria (GEO). Estas simulaciones incluyen la evaluación del rendimiento de la antena de lente metálica bajo diferentes condiciones atmosféricas, distancias de enlace, configuraciones de satélite y características de la señal, permitiendo así una comprensión amplia de su viabilidad y eficacia en entornos reales de comunicación satelital.

3.1.4.2 Muestra

La muestra para este estudio estará determinada por la cantidad y la diversidad de las simulaciones que se pretenden realizar. Dado que las simulaciones abarcarán una variedad de escenarios que reflejan condiciones reales de enlaces satelitales en la banda KU, la muestra consistirá en un conjunto que sea representativo a la población total. Por esta razón, la cantidad exacta de simulaciones y, por lo tanto, la muestra final dependerán de la complejidad del diseño de la antena, los parámetros de variación y los recursos disponibles para la realización de las simulaciones. En última instancia, la muestra se diseñará de manera que sea lo suficientemente amplia y diversa como para proporcionar resultados significativos y generalizables sobre el desempeño de la antena de lente metálica en enlaces satelitales en la banda KU.

3.1.5 Operacionalización de las variables

Tabla 3.3. Operacionalización de variables

| Variables | Concepto | Indicadores | Técnicas e Instrumentos |
|------------------------------------|--|---|-------------------------------------|
| Independiente | | | |
| Rendimiento | Nivel de Eficiencia que posee la antena, dependiendo del propósito para el cual fue diseñada | Ganancia Atenuación Ancho de Banda Eficiencia Radiación | Software CST |
| Dependiente | | | |
| Calidad de Enlace Satelital | Calidad de Transmisión que posee el enlace con la antena diseñada | Bit Error Rate (BER) Relación Señal a Ruido (SNR). | Software CST Matlab Simulink. |

3.1.6 Diseño de la antena propuesta

Para el diseño de la antena propuesta se inicia modelando una antena comercial, la cual es una guía de onda WR75(19.05 x 9.53) conectada a una bocina piramidal del fabricante Pasternack, la cual opera en el rango de 10 a 15GHz 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.

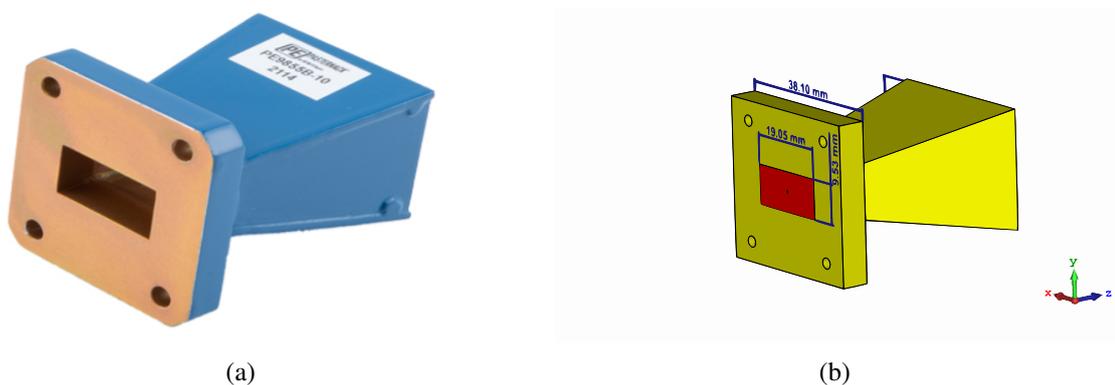


Figura. 3.6. Antena comercial(3.6(a)) y diseño de la misma elaborado en CST studio. (3.6(b)) [8]

El resultado del parámetro S11 se muestra en la Figura 3.7 en donde se tiene una buena adaptación por debajo de -20 dB desde 10 a 14 GHz y se nota dos picos tanto en 10.5 y 13.5 GHz.

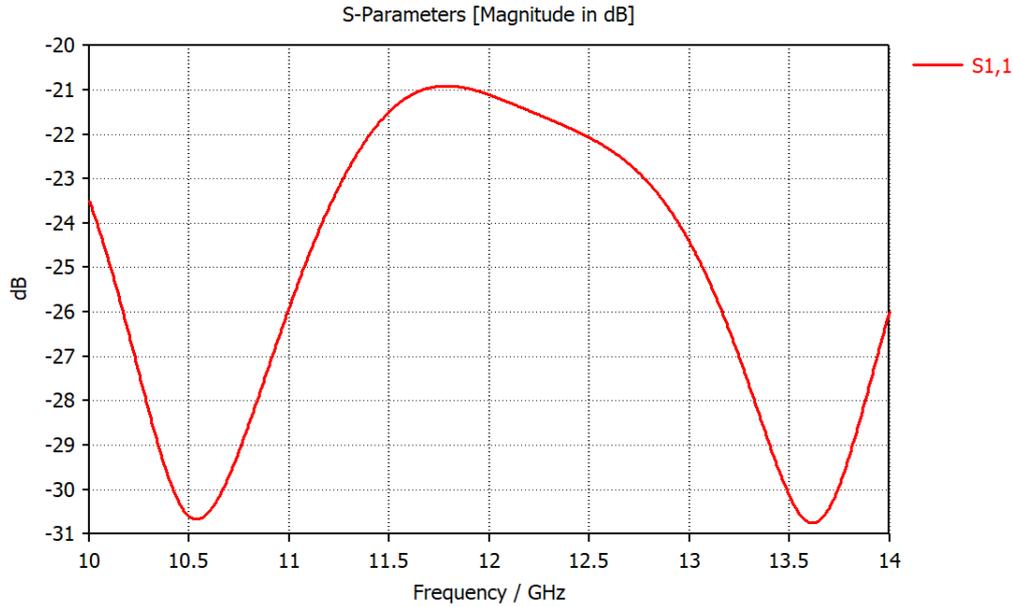


Figura. 3.7. Resultado de la simulación del parámetro S11 de la antena comercial

En cuanto a la directividad, en las especificaciones nos dice que alcanza un valor 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 12 dB, estos valores se planea comparar con la lente más adelante.

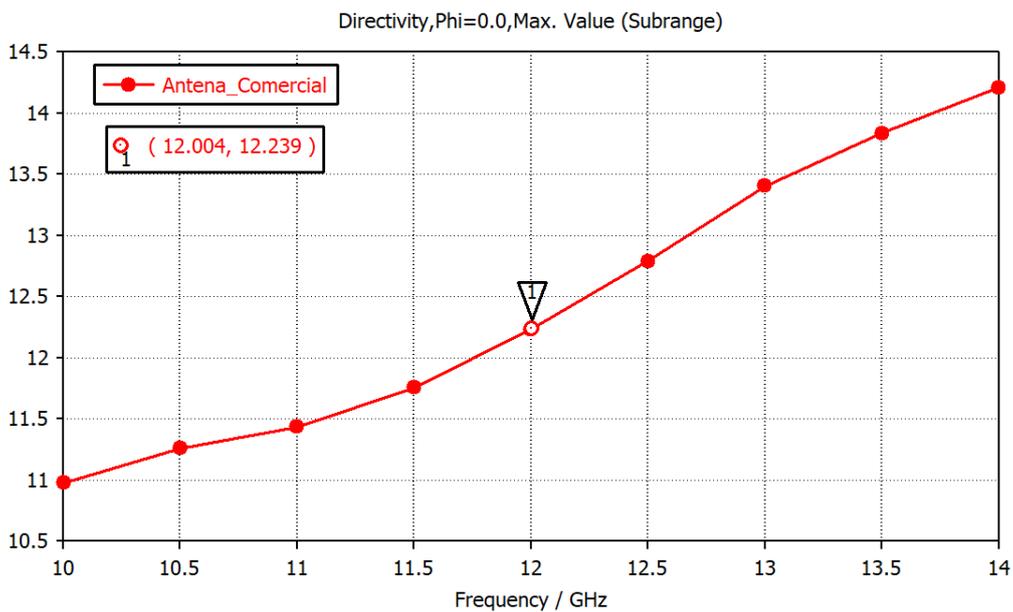


Figura. 3.8. Resultado de la simulación de la directividad en el rango de 10 a 14GHz de la antena comercial

En cuanto a los valores de SLL tanto el plano E y H se muestra en la Figura 3.9 donde, en el plano E tiene un valor de -22.5dB y en el plano H de -20.5dB.

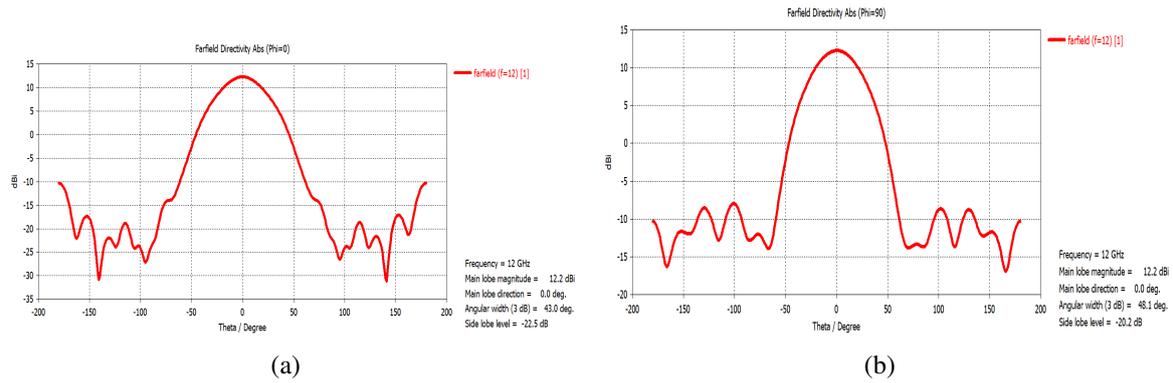


Figura. 3.9. Simulación del campo lejano en coordenadas cartesianas a 12GHz $\Phi=0$ (3.9(a)) y $\Phi=90$ (3.9(b))

3.1.7 Diseño del Alimentador

Una vez que se ha modelado la antena comercial, lo siguiente es diseñar la antena que funcionara como alimentador, la cual consiste en un transición de guía de onda rectangular a una guía cuadrada. La guía rectangular es una WR75 donde su dimensión es de 19 x 5.09 mm tiene un largo de 18 mm y esta insertada en un plano de masa de 100 x 100 mm.

Para aumentar la directividad de la antena se coloca un anillo resonante alrededor de la guía cuadrada, tiene un diámetro interno de 40 mm y de ancho 5 mm, este anillo resonante ha sido 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.

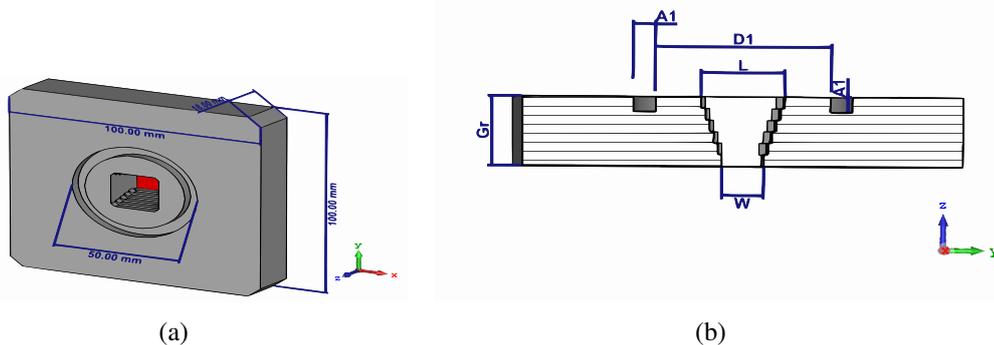


Figura. 3.10. Alimentador transición de guía de onda rectangular a cuadrada con planos de masa y anillo resonante WR75-1R (3.10(a)) y vista lateral (3.10(b))

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 10 a 14 GHz. Por lo que esta operando correctamente.

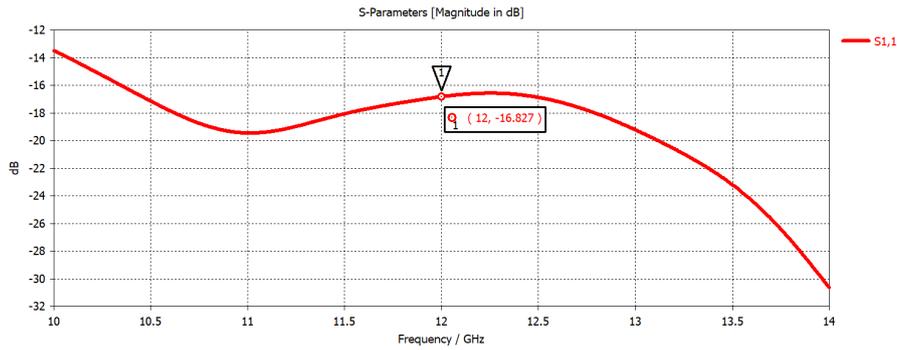


Figura. 3.11. Resultado de la simulación del parámetro S11 del Alimentador WR75-1R

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 10 a 14 GHz en donde se aprecia que a 12 GHz alcanza una directividad de 12 dB. Si comparamos con la directividad de la antena comercial se tiene una mejora de 0.25 dB tal como se muestra en la Figura 3.13(b), así mismo se muestra la adaptación en la Figura 3.13(a).

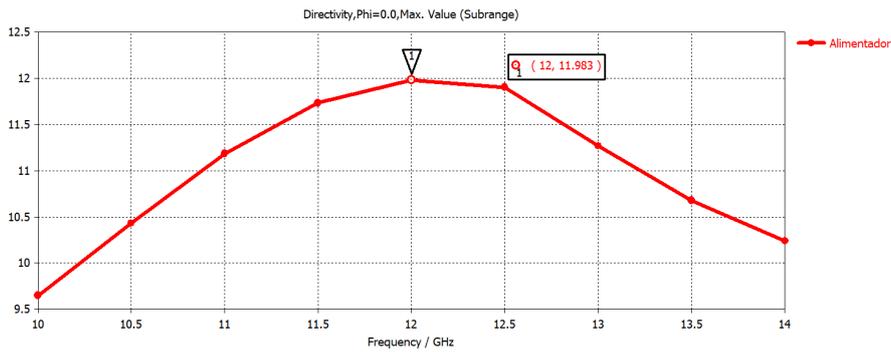


Figura. 3.12. Resultado de la simulación de la directividad del Alimentador WR75-1R

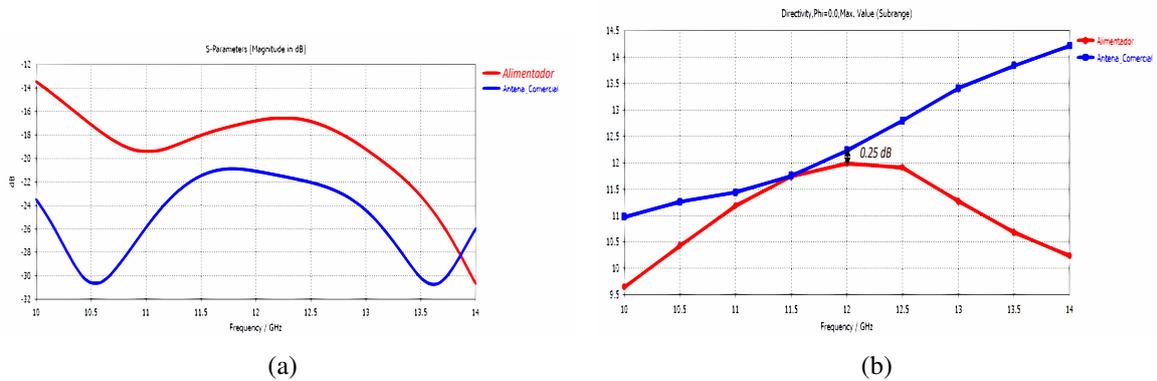


Figura. 3.13. Comparación del resultado del parámetro S11 (3.13(a)) y directividad (3.13(b)) del alimentador y la antena comercial

Así mismo en la Figura 3.14 se muestra el diagrama de radiación en coordenadas polares tanto en el plano E y H. Donde se tiene un valor de SLL = -23.1 y -12.9 dB respectivamente.

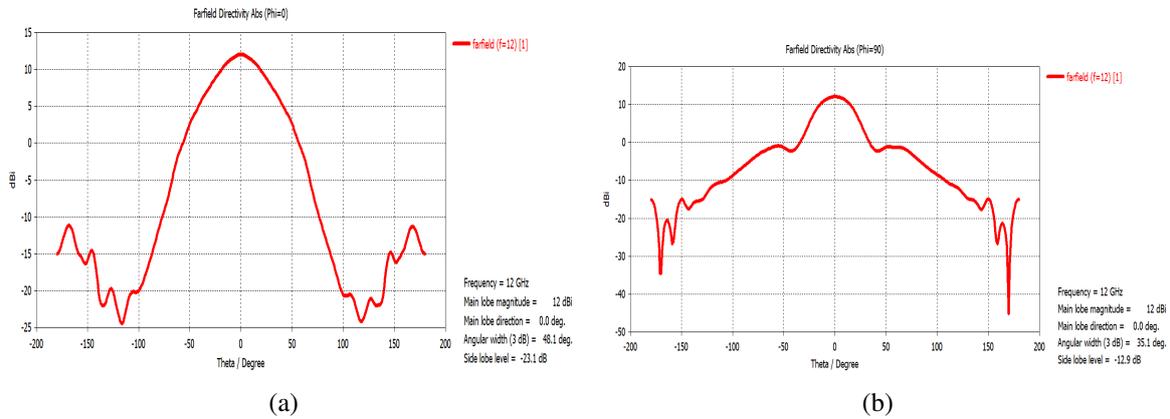


Figura. 3.14. Simulación del campo lejano en coordenadas cartesianas a 12 GHz para $\Phi=0$ (3.14(a)) y $\Phi=90$ (3.14(b))

3.1.8 Diseño de la Lente

Para el estudio y diseño de la lente, se comienza con un anillo que tiene un diámetro interno de 60 mm, valor obtenido tras varias simulaciones y que servirá como punto de partida para el análisis. En la Figura 3.15 se muestra la estructura del anillo junto con los resultados de la simulación tanto del S11 y de directividad. Se ha determinado que un ancho de 2 mm proporciona una mayor directividad alrededor de los 12 GHz. Además, este diseño muestra una adaptación efectiva en el rango de frecuencias de 10 a 14 GHz, lo cual asegura su operatividad. Cabe señalar que para todo el estudio sobre las lentes se usa el alimentador propuesto WR75-1A.

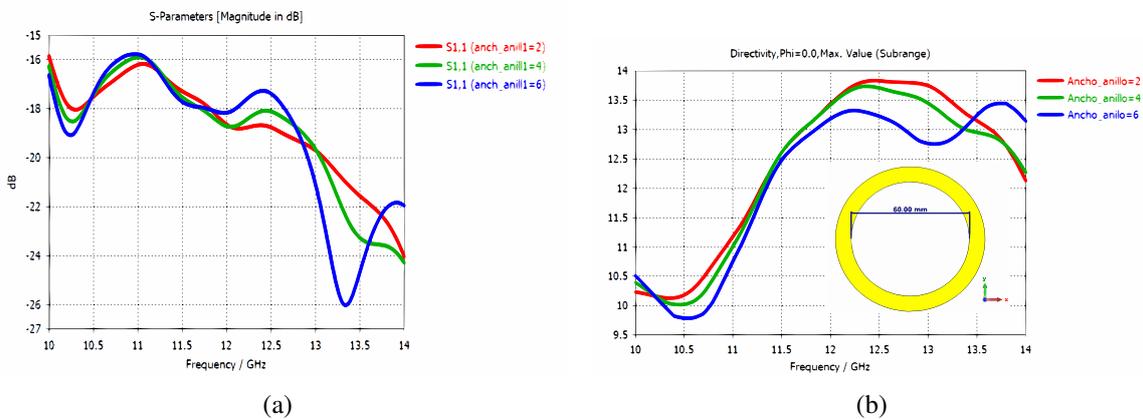


Figura. 3.15. Resultado de la simulación del parámetro S11 (3.15(a)) y directividad (3.15(b)) variando el ancho del anillo

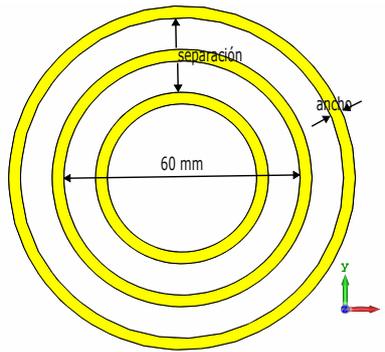


Figura. 3.16. Modelo del conjunto coplanar variando el ancho y separación

Tabla 3.4. Tabla con los resultado de directividad variando el ancho y separación del conjunto coplanar de 3 anillos

| | Separación (mm) | Dir (dB) 12GHz |
|------------------|-----------------|----------------|
| ancho=2mm | 2 | 14.21 |
| | 4 | 14.21 |
| | 6 | 13.85 |
| | 8 | 13.44 |
| ancho=3mm | 2 | 13.22 |
| | 4 | 13.67 |
| | 6 | 14 |
| | 8 | 13.98 |
| ancho=4mm | 2 | 12.78 |
| | 4 | 13.25 |
| | 6 | 13.5 |
| | 8 | 13.5 |

Después de optimizar el ancho, se procede a colocar tres anillos de manera coplanar, comenzando con el anillo central de 60 mm de diámetro interno. Cada anillo adicional se posiciona a una separación de 4 mm ($\lambda_{12GHz}/5$) entre ellos. De forma que el diámetro del anillo externo es de 72 mm mientras que de el anillo interno es de 48 mm. En la Figura 3.17 se presenta el resultado de la simulación del arreglo coplanar conformado por tres anillos. Se observa que se alcanza una directividad de 13.7 dB a 12 GHz y que el parámetro S11 muestra una buena adaptación en toda la banda de interés cabe señalar que existe un pico pronunciado a la frecuencia de 10.5 GHz.

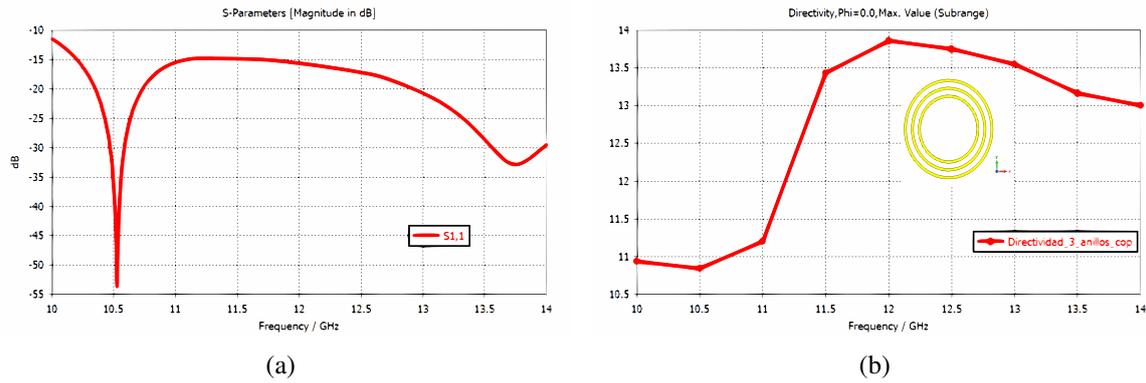


Figura. 3.17. Resultado de la simulación del parámetro S11 (3.17(a)) y directividad (3.17(b)) del conjunto coplanar

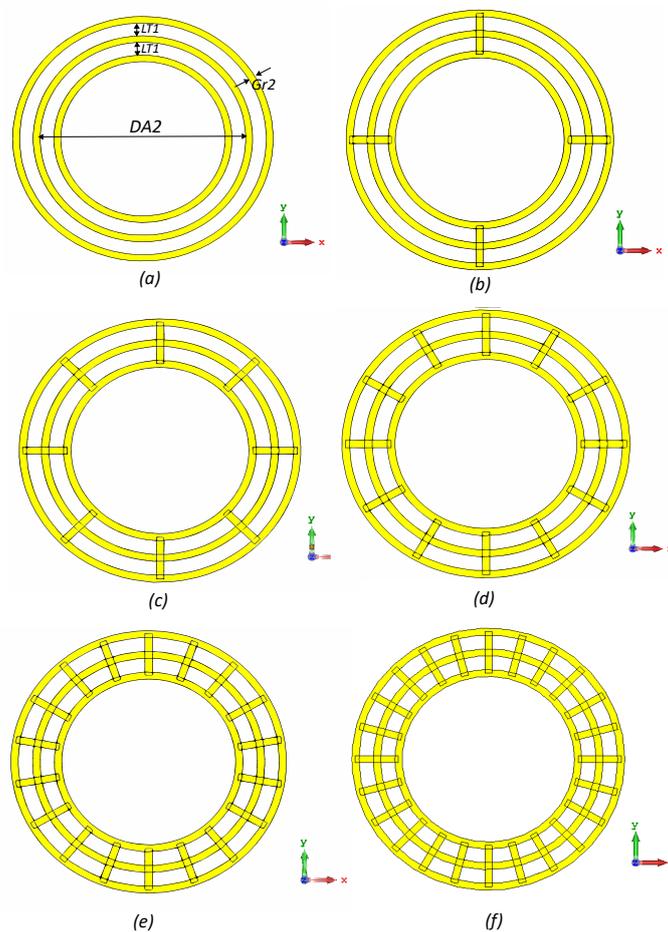


Figura. 3.18. Esquemático de sectores para tres anillos cortocircuitados (a) tanto de 4 (b), 8 (c), 12 (d), 16 (e) y 24 (e) sectores; donde la estructura tiene un diámetro interno de 60 mm (anillo del medio), ancho $gr2 = 2mm$, espesor de $0,035mm$, separación de los anillos en el mismo plano de $LT1 = 4mm$

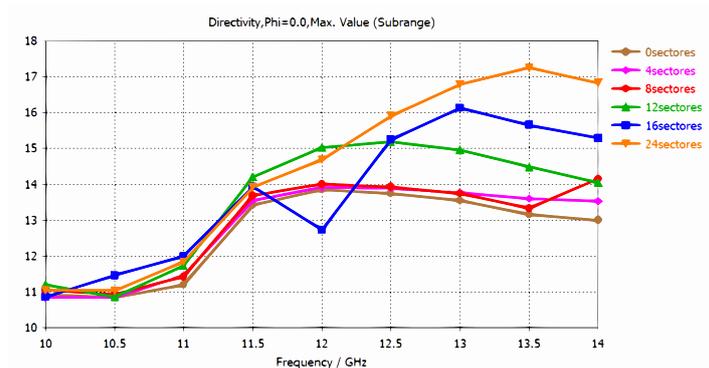


Figura. 3.19. Resultado de la simulación de la directividad de la lente de 4, 8, 12, 16 y sectores

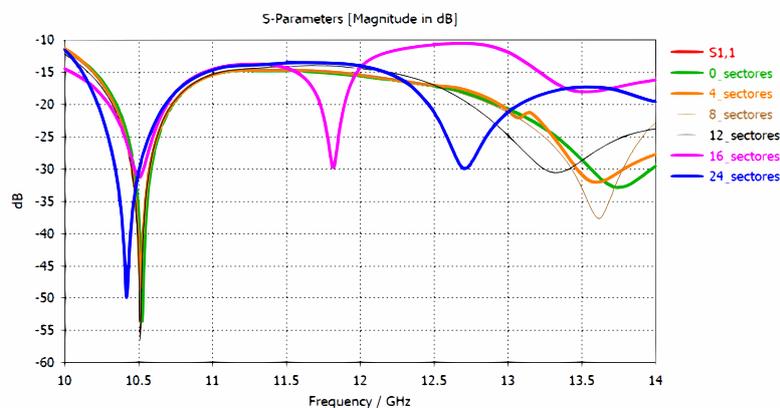


Figura. 3.20. Resultado de la simulación del parámetro S11 de la lente de 4, 8, 12, 16 y sectores

Si comparamos el rendimiento del anillo solo con el del conjunto coplanar, observamos una mejora de 0.2 dB en este último. También se analiza el ancho del anillo y a la vez la separación entre los 3, el anillo inicial de diámetro interno 60 mm se conserva y en función a este se varía la separación manteniendo el ancho, en la Tabla 3.4 se resumen los valores de las simulaciones realizadas. Sin embargo, esta mejora no es suficiente, por lo que se procede a insertar tiras de cortocircuito. Se observará cómo varía la directividad a medida que se aumenta el número de tiras y, consecuentemente, el número de sectores.

En la Figura 3.18 se presentan los modelos analizados en función del número de sectores: se inicia con 4 sectores, luego 8, 12, 16 y finalmente 24. El perímetro del sector juega un papel crucial en la respuesta en adaptación y directividad. En la Figura 3.20 se muestra el resultado de la simulación del parámetro S11 para cada sector, donde se observa que mantiene una adaptación adecuada en todo el rango, con un pico alrededor de 10.5 GHz. Sin embargo, para mejorar la resonancia alrededor de 12 GHz, se planea variar la distancia focal.

En la Figura 3.19 se muestra el resultado de la simulación de la directividad para cada sector. Se observa que aumentar el número de sectores incrementa la directividad en el rango de 12 a 14 GHz, mientras que en el rango de 10 a 12 GHz muestra resultados similares a los demás sectores. Es importante señalar que no se añadieron más sectores debido a que esto implicaría tener un anillo más grande y a fines de tamaño no sería lo mejor.

3.1.8.1 Lente Cortocircuitada 3 anillos 12 sectores

Después de realizar el estudio sobre el número de sectores, observando su directividad y adaptación, se ha determinado que los modelos tanto de 12 como de 24 sectores tienen una máxima directividad a 12 GHz. Por lo tanto, estos serán analizados de manera más profunda.

En la Figura 3.21(a) se observa el modelo de lente de 3 anillos con 12 sectores que se denominará ($3A - 12SE$) y el alimentador que se usa es el WR75-1A que se analizó previamente tal como se ilustra en la Figura 3.21(b).

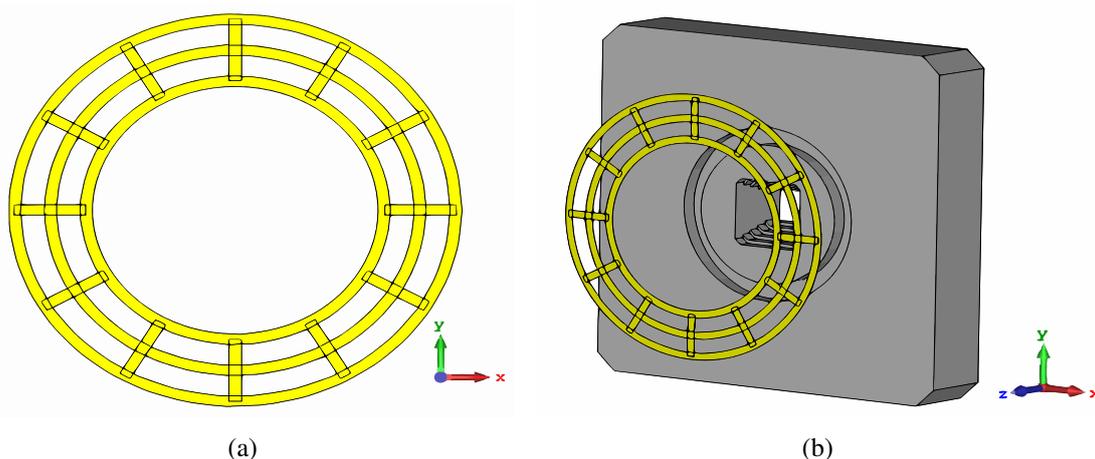


Figura. 3.21. Modelo de lente 3A-12SE vista frontal (3.21(a)) y montada sobre el alimentador WR75-1A(3.21(b))

El resultado de la simulación respecto al parámetro S11, donde se analiza tanto el alimentador como la lente $3A - 12SE$, muestra que al colocar la lente, el sistema se encuentra bien adaptado en toda la banda. Sin embargo, la lente presenta un pico de resonancia alrededor de 10.5 GHz. Esto se puede observar en la Figura 3.22(a). Además, la directividad muestra que al colocar la lente se obtiene una mejora de 3 dB respecto al alimentador, como se ilustra en la Figura 3.22.

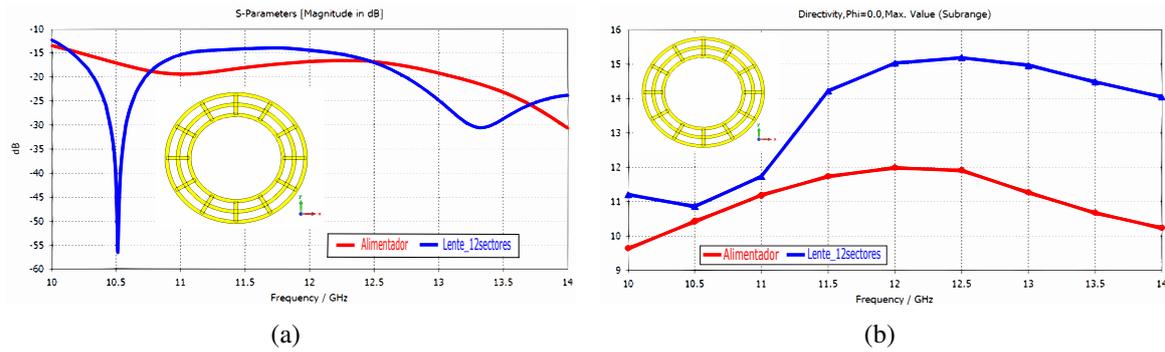


Figura. 3.22. Resultado de la simulación respecto al parámetro S11 (3.22(a)) y de la directividad (3.22(b)) comparando el alimentador con la lente 3A-12SE

Si bien se tiene una mejora de 3 dB al colocar la lente 3A-12SE, lo que se pretende es aumentar aún más la directividad para ello se coloca una lente que vendría ser una segunda capa tal como se muestra en la Figura 3.23, para analizar esta segunda capa se hace un análisis variando el radio del mismo, con el fin de encontrar el valor máximo de directividad.

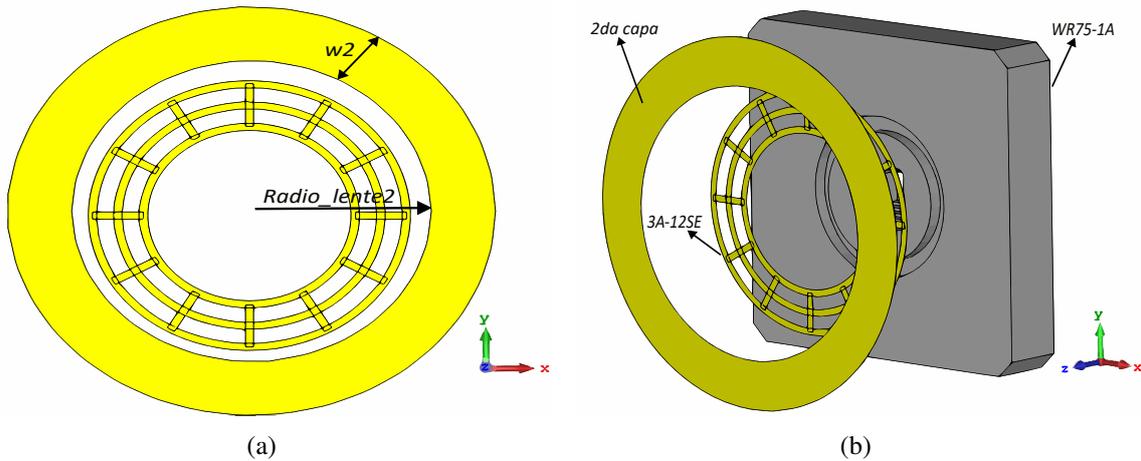


Figura. 3.23. Modelo de la lente con 2da capa (3.23(a)) y montaje de la misma(3.23(b))

Al variar el radio de la segunda capa, se plantea un rango de 38 a 48 mm. En este rango, el valor máximo de directividad que se alcanza a 12 GHz es de 19.83 dB, con un radio de 42 mm. Por lo tanto, se fija este radio para la lente que conforma la segunda capa esto se muestra en la Figura 3.24(b), además en cuanto a la adaptación no se tiene un cambio significativo en toda la banda, ver Figura 3.24(a)

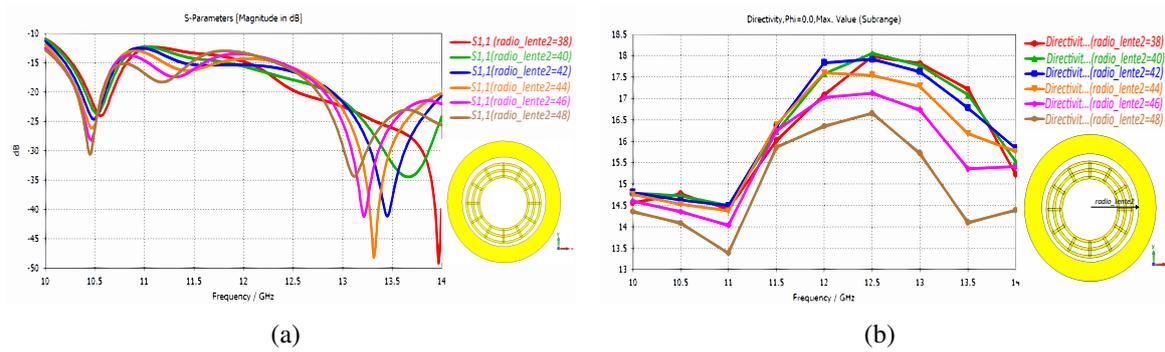


Figura. 3.24. Resultado de la simulación del parámetro S11 (3.24(a)) y de la directividad (3.24(b))variando el radio de la lente 2

En la simulación donde se encontró el radio ideal para la segunda capa, el ancho del mismo tenía un valor de 15 mm. Para corroborar este valor, se realiza un análisis paramétrico en el que se analizará el comportamiento de la directividad. En la Figura 3.25(b) se muestra el resultado de la simulación de variar el ancho de la lente 2 en donde se encuentra que el punto máximo se encuentra en 16 mm por ende se verifica el valor obtenido con el radio, en cuanto a la adaptación no presente un mayor cambio tal como se muestra en la Figura 3.25(a).

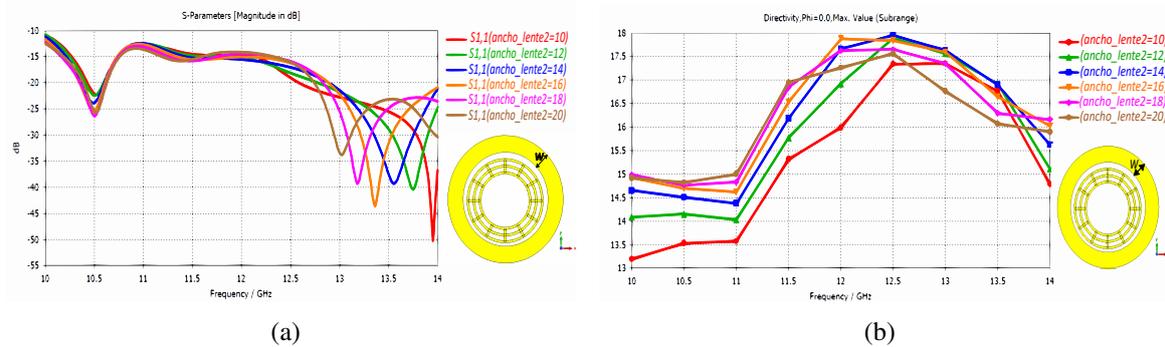


Figura. 3.25. Resultado de la simulación del parámetro S11 (3.25(a)) y de la directividad (3.25(b))variando el ancho de la lente 2

Los valores obtenidos para el radio y el ancho de la segunda lente fueron de 42 mm y 15 mm, respectivamente. Estos valores se probaron con una distancia focal de 25 mm. Además, se verifica esta configuración mediante una simulación paramétrica tal como se muestra en la Figura 3.26.

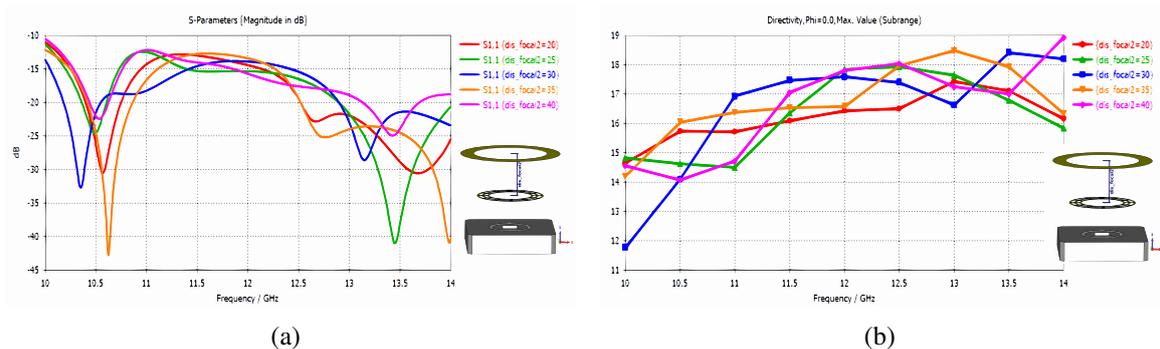


Figura. 3.26. Resultado de la simulación del parámetro S11 (3.26(a)) y de la directividad (3.26(b))variando la distancia focal de la lente 2

En este punto, se incorpora una tercera lente que constituiría la tercera capa. La configuración incluye la primera lente, que es una lente cortocircuitada de 3 anillos coplanares y 12 sectores. La segunda capa es una lente con un ancho de 15 mm y un radio de 42 mm. Para la tercera capa, se considerará un radio mayor que el de las capas anteriores, mientras que el ancho puede ser el mismo que el de la segunda capa. Este aspecto se analizará en esta etapa.

El modelo de la antena de 3 capas se muestra en la Figura 3.27(a) tanto su vista en perspectiva y cuando se le monta al alimentador junto con las capas analizadas como se observa en la Figura 3.27(b).

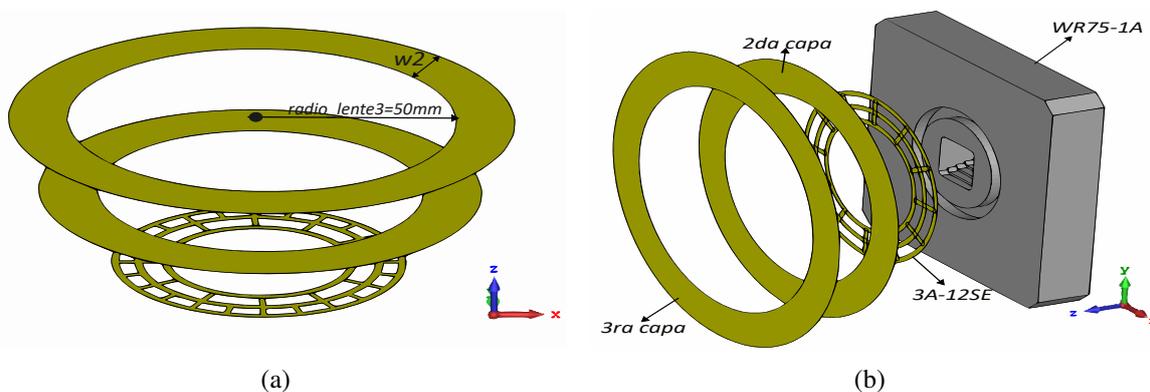


Figura. 3.27. Modelo del lente de 3 capas vista frontal y (3.27(a)) y el montaje en el alimentador(3.27(b))

Como se menciona anteriormente el radio de la tercera capa debe ser mayor a los dos anteriores, de modo que se realiza un paramétrico tal como se muestra en la Figura 3.29, donde se encuentra que el valor óptimo es de 50 mm que alcanza una directividad de 18.71 dB a 12 GHz, mientras que el valor de S11 no presenta un cambio significativo en la banda tal como se muestra en la Figura 3.28.

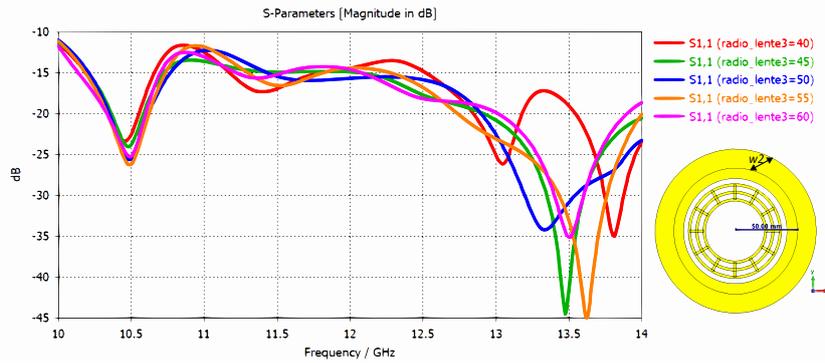


Figura. 3.28. Resultado de la simulación del parámetro S11 al variar el radio lente 1

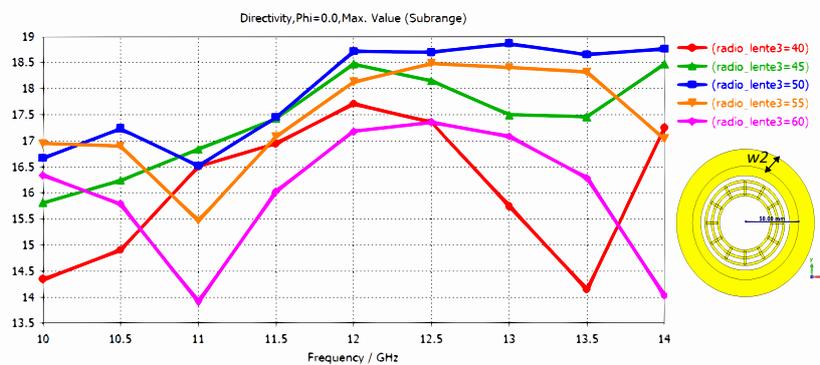


Figura. 3.29. Resultado de la simulación de la directividad al variar el radio lente 1

Con esto, ya se tienen las tres capas del modelo de lente propuesto de 3 anillos coplanares y 12 sectores. Cabe señalar que la distancia focal desde la segunda capa hasta la tercera es de 25 mm. Ahora, se realiza una comparación con el alimentador para observar cuánto ha incrementado la directividad con las tres capas. Esto se ilustra en la Figura 3.30 donde se nota que ha incrementado un valor de 6.71 dB respecto al alimentador.

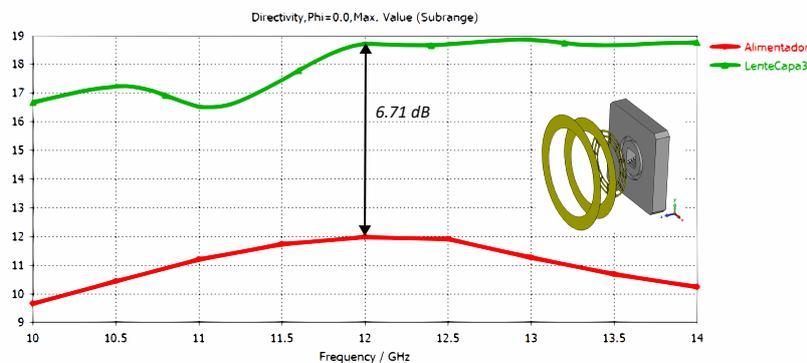


Figura. 3.30. Resultado de la simulación comparando la directividad del alimentador vs la lente con 3 capas

En la Figura 3.31 se observa el resultado en coordenadas cartesianas tanto en el plano E como en el plano H. En estos diagramas, el nivel de lóbulo principal a secundario se muestra con valores de -13.4 dB y -12.6 dB, respectivamente. Estos resultados indican una buena supresión de los lóbulos laterales, lo que sugiere que la mayor parte de la energía radiada se concentra en la dirección deseada. La baja magnitud de los lóbulos secundarios refleja la efectividad del diseño de la lente de tres capas en mejorar la directividad de la antena y minimizar la radiación en direcciones no deseadas.

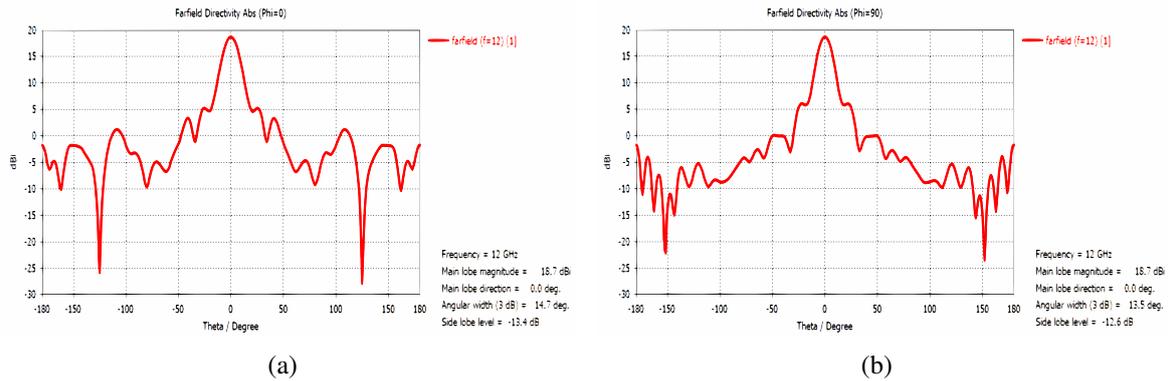


Figura. 3.31. Diagrama de radiación del campo lejano en el plano E (3.31(a)) y plano H (3.31(b))

En la Figura 3.32 se muestra el campo eléctrico tanto en la componente y como en la componente x . En estos diagramas se puede observar cómo la lente influye en la distribución del campo eléctrico.

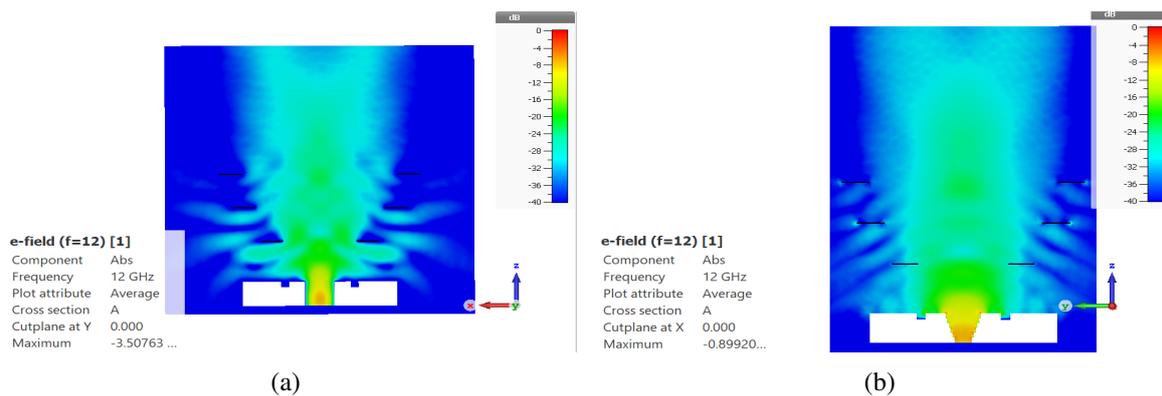


Figura. 3.32. Campo eléctrico E_y en el plano x-z (3.32(a)) y E_x en el plano y-z(3.32(b))

Por último en la Figura se muestra el diagrama de radiación en 3D para mostrar como enfoca la lente en una dirección.

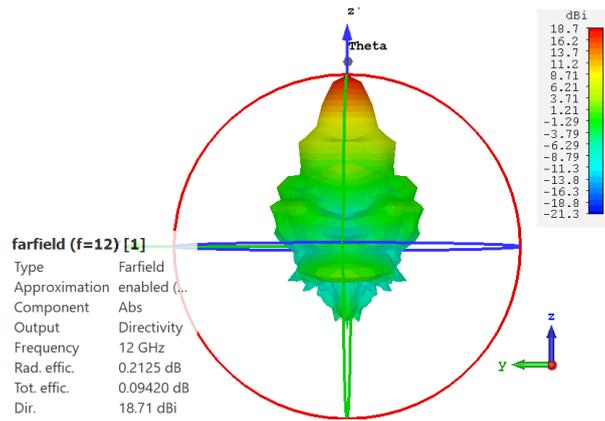


Figura. 3.33. Diagrama de radiación en 3D vista superior de la lente con 3 capas

3.1.8.2 Lente Cortocircuitada 3 anillos 24 sectores

Después de realizar el estudio con el conjunto coplanar, el objetivo es lograr un pico de resonancia a 12 GHz utilizando el modelo de 24 sectores, variando inicialmente la distancia focal de 30 mm y realizando varias simulaciones para obtener la mejor adaptación.

En la Figura 3.34 se muestra el resultado de la simulación del parámetro S11 al variar la distancia focal, encontrándose que el valor óptimo es de 35 mm ($1,4\lambda_{12GHz}$), con un pico de resonancia a 12 GHz. Cabe señalar que los demás valores de distancia focal siguen bien adaptados por debajo de los -10 dB a más de ello muestran dos picos de resonancia a lo largo de la banda de 10 a 14 GHz.

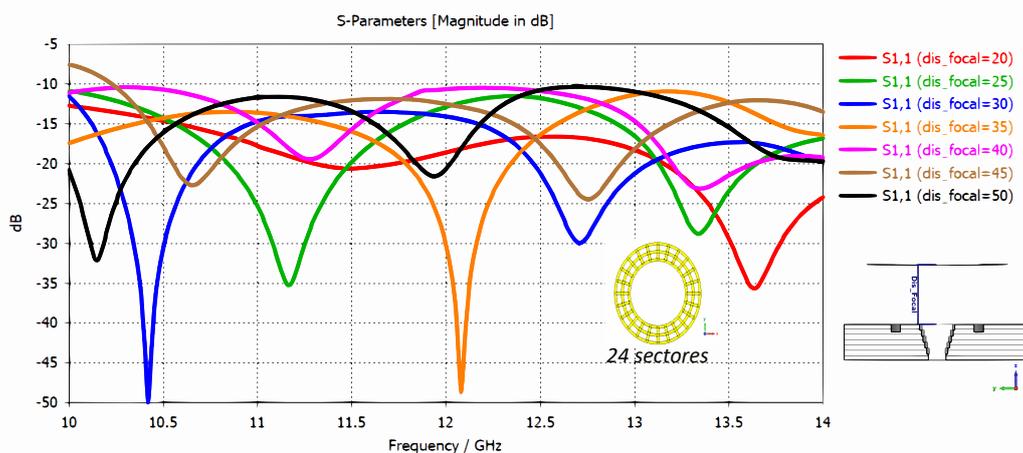


Figura. 3.34. Resultado de la simulación del parámetro S11 variando al distancia focal del conjunto coplanar de 3 anillos y 24 sectores

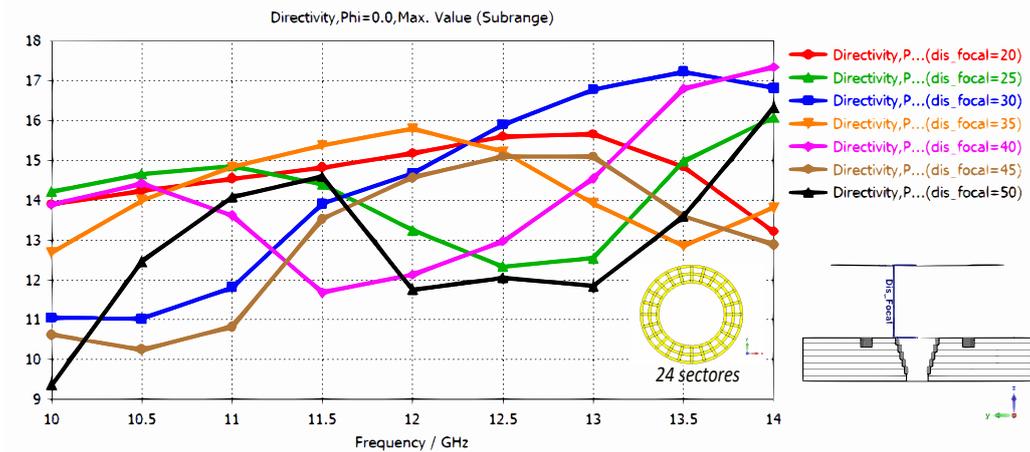


Figura. 3.35. Resultado de la simulación de la directividad variando al distancia focal del conjunto coplanar de 3 anillos y 24 sectores

Sin embargo, al analizar la directividad con el valor de 35 mm, se observa que esta crece con la frecuencia, alcanzando su valor máximo de 15.8 dB alrededor de los 12 GHz, para luego decrecer paulatinamente. Esto se ilustra en la Figura 3.35. Al comparar los valores de directividad de las distintas distancias focales, se encuentra que, con una distancia focal de 35 mm, se alcanza el valor más alto a 12 GHz. No obstante, si se consideran otras frecuencias, como por ejemplo 13 GHz, la distancia focal de 30 mm sería la ideal.

A continuación, se varía el ancho de la tira con el fin de observar el comportamiento de la adaptación, manteniendo fija la distancia focal en 35 mm. En la Figura 3.36 se muestra el resultado de variar el ancho de la tira desde 1.5 a 4 mm, observándose que la mejor adaptación a 12 GHz se obtiene con un ancho de 1.5 mm, alcanzando aproximadamente -33 dB. Es importante señalar que el ancho de la tira tiene un límite, ya que si se incrementa en exceso, se formaría un anillo sólido, perdiendo así el efecto de las tiras de cortocircuito.

De manera similar a como se analizó la adaptación, se examina el comportamiento de la directividad. En la Figura 3.37 se muestra el resultado de la simulación al variar el ancho de la tira. Se observa que, cuando el ancho de la tira es de 1.5 mm, se alcanza la mayor directividad, aproximadamente 16 dB. No obstante, se presenta una depresión en 13.5 GHz, con un valor cercano a 10 dB, en comparación con los demás valores que están alrededor de 12.5 dB.

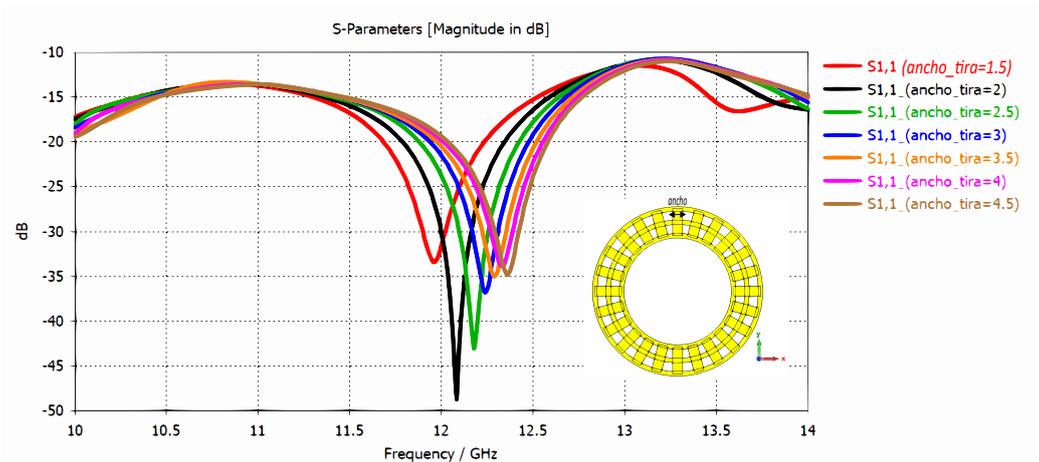


Figura. 3.36. Resultado de la simulación del parámetro S11 variando el ancho de la tira del conjunto coplanar de 3 anillos y 24 sectores

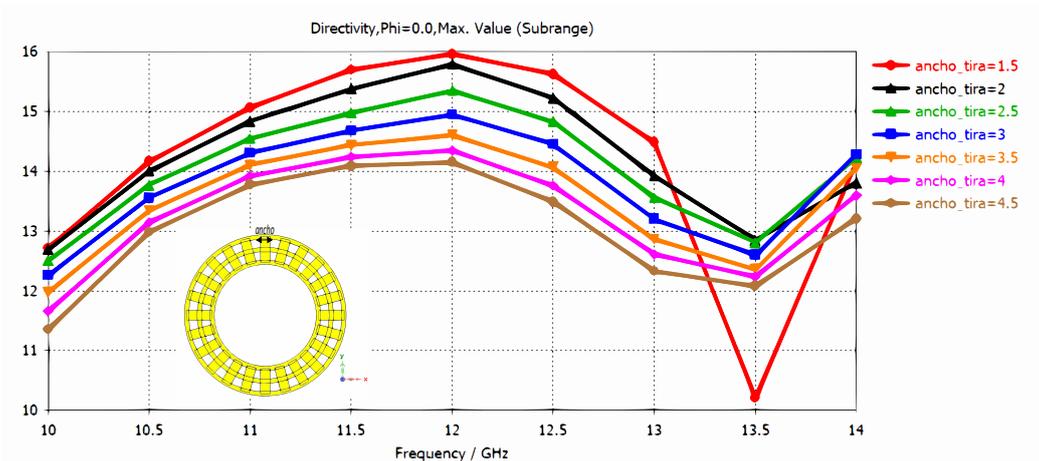


Figura. 3.37. Resultado de la simulación de la directividad variando el ancho de la tira del conjunto coplanar de 3 anillos y 24 sectores

Hasta este punto, se ha logrado conseguir una buena adaptación y directividad en torno a 12 GHz. Se partió de un anillo con un diámetro interno de 60 mm y un grosor de 5 mm, el cual fue optimizado. Luego, se colocaron dos anillos coplanares formando un conjunto, seguido de la colocación de las tiras de cortocircuito desde 4 hasta 24 sectores, resultando en la mejor configuración.

Con ese modelo, se varió la distancia focal y se optimizó el ancho de la tira. Todo este análisis sirvió para conseguir una mejora de 3 dB respecto al anillo simple que se estudió inicialmente. Ahora se va a analizar el efecto de variar el largo de la tira, de manera que se aumente y disminuya el radio de los anillos coplanares.

Para realizar esto, se va a conservar la distancia focal de 30 mm, el ancho de la tira de 2 mm y se analizará la separación de los anillos respecto al central. La separación entre anillos es de 4 mm; por ende, este valor se irá aumentando de modo que se observe su comportamiento. En la Figura 3.38 se observa el resultado de la simulación de la adaptación, donde se nota que, con un valor de gap de 6 mm, se logra un pico de resonancia en torno a 12 GHz, con un valor alrededor de -39 dB.

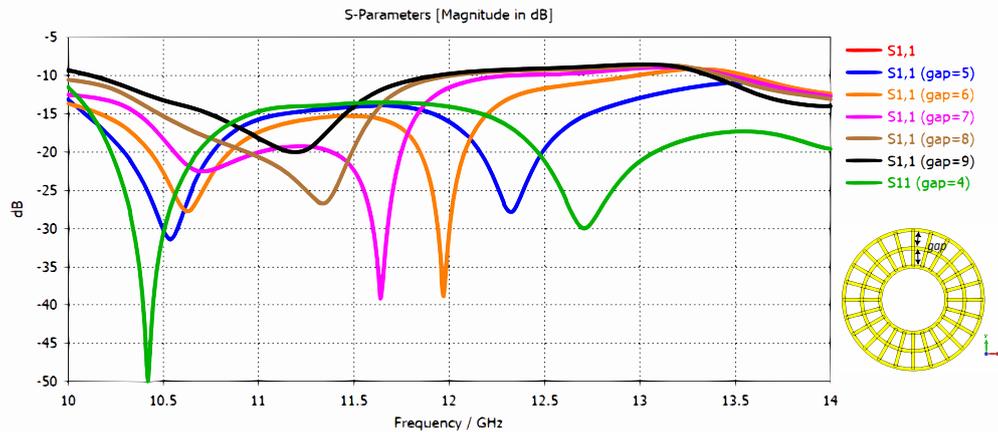


Figura. 3.38. Resultado de la simulación del parámetro S11 variando la separación del conjunto coplanar de 3 anillos y 24 sectores

En cuanto a la directividad, se muestra en la Figura 3.39 que, con un valor de 6 mm, se alcanza una directividad de 14.78 dB. Sin embargo, hay que notar que no en todo el rango se eleva en comparación con los demás valores.

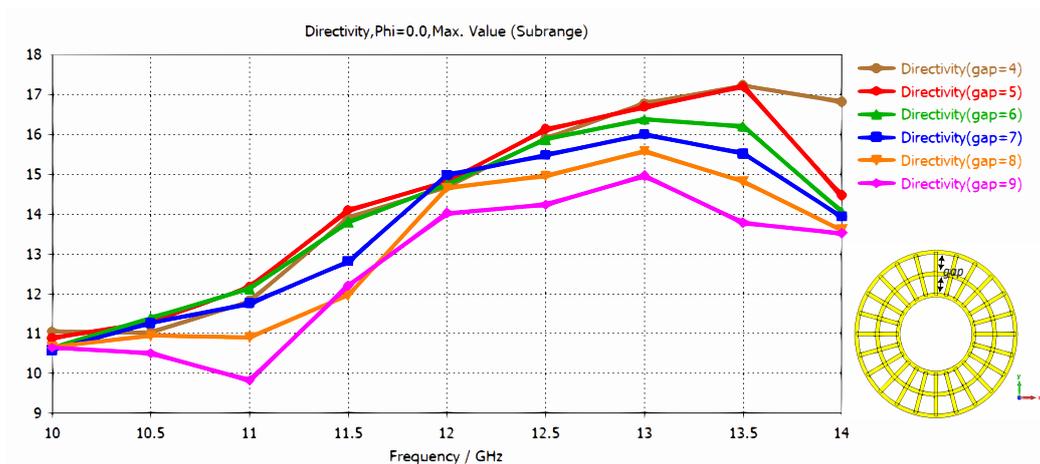


Figura. 3.39. Resultado de la simulación de la directividad variando la separación del conjunto coplanar de 3 anillos y 24 sectores

Tal como se colocó las tres capas en el diseño de 3A-12SE, se pretende hacer lo mismo con este modelo de 24 sectores, tras el estudio realizado se tiene que con una distancia focal de 35

mm se consigue una resonancia a 12 GHz tal como se ilustra en la Figura 3.34, se usa el mismo alimentador tal como se muestra en la Figura 3.40.

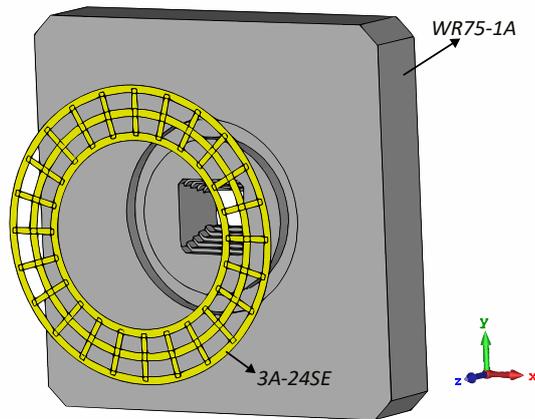


Figura. 3.40. Modelo de la lente 3 Anillos y 24 sectores 3A-24SE

Si se observa en la Figura 3.41(a) se tiene que este modelo brinda el pico de resonancia a 12GHz alrededor de -50dB, ahora si se compara con la directividad del alimentador se tiene un crecimiento de 3.78 dB como se ilustra en la Figura 3.41(b).

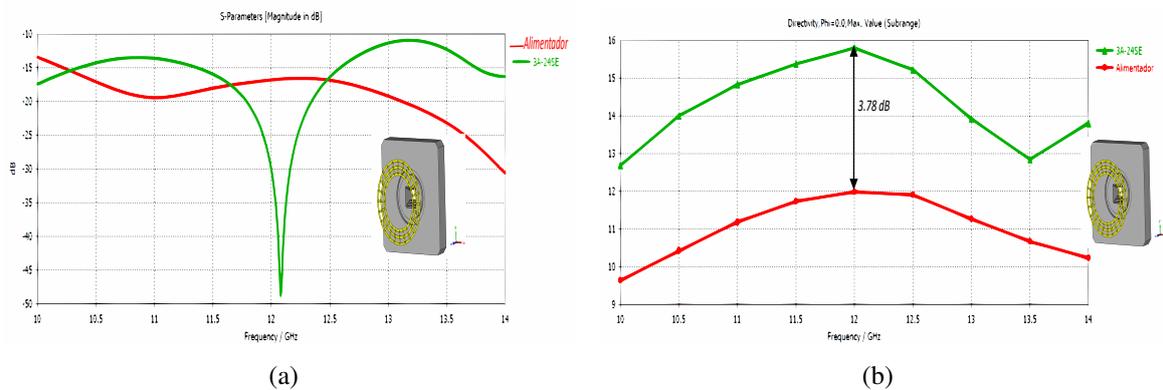


Figura. 3.41. Comparación del resultado de la simulación entre el alimentador y el modelo 3A-24SE (3.41(a)) del parámetro S11 y de la directividad(3.41(b))

Ahora se le agrega la segunda capa que que igual se hace un estudio para encontrar el radio ideal y al igual que el ancho en donde se consigue una mayor directividad, el modelo se muestra en la Figura 3.42.

Con la experiencia obtenida con el modelo 3A – 12SE, se mantiene la misma distancia de 25 mm entre la segunda capa y el modelo 3A – 24SE. Además, se fija el ancho de la lente en 15 mm y se varía el radio en un rango de 36 a 44 mm. El resultado de la simulación sobre la directividad se muestra en la Figura 3.43, donde se observa que con un radio de 38 mm se

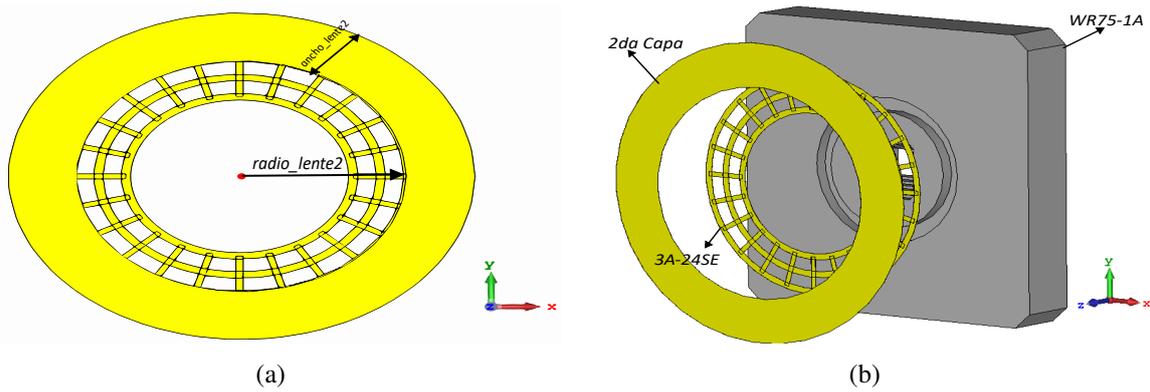


Figura. 3.42. Vista frontal del modelo 3A-24SE (3.42(a)) y montaje (3.42(b))

alcanza un valor de 17.5 dB en torno a los 12 GHz. Esto demuestra que ajustar el radio de la lente puede mejorar significativamente la directividad, optimizando el rendimiento de la antena

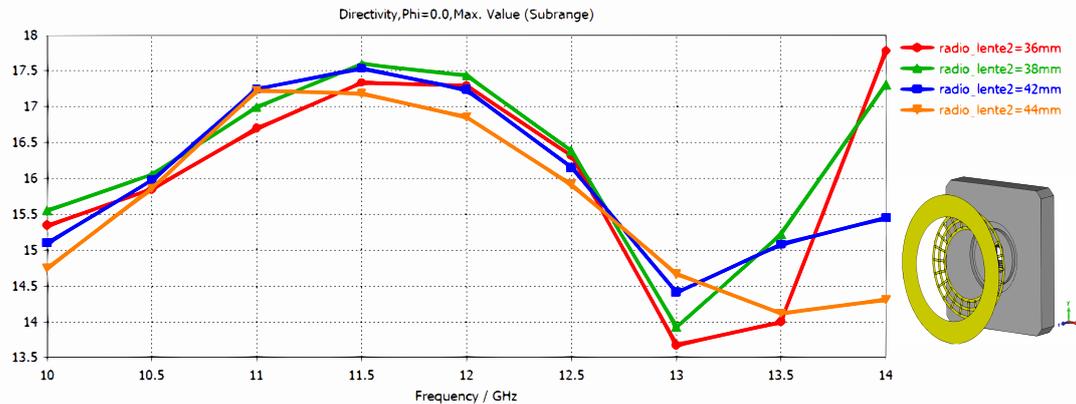


Figura. 3.43. Resultado de la simulación de la directividad al variar el radio de la capa 2

Con un valor de 38 mm, se procede a variar el ancho de la segunda capa en un rango de 10 a 25 mm, con incrementos de 5 mm. Se observa que con un ancho de 20 mm se logra una buena adaptación en torno a los 12 GHz, alcanzando aproximadamente -47 dB, y una directividad de 17.43 dB. Esto se ilustra en la Figura 3.44.

Los demás valores también presentan una buena adaptación; sin embargo, la diferencia se encuentra en el comportamiento de la directividad. Por ejemplo, con un ancho de 10 mm se obtiene una directividad menor en toda la banda en comparación con el valor de 15 mm. Por otro lado, los anchos de 15 mm y 20 mm muestran directividades similares, pero difieren en las frecuencias de 13.5 GHz y 14 GHz.

A continuación se le agrega la capa 3 la cual tiene un radio de 50 mm esto se ha obtenido mediante simulación, en la Figura 3.45 se muestra el modelo de la antena con las 3 capas.

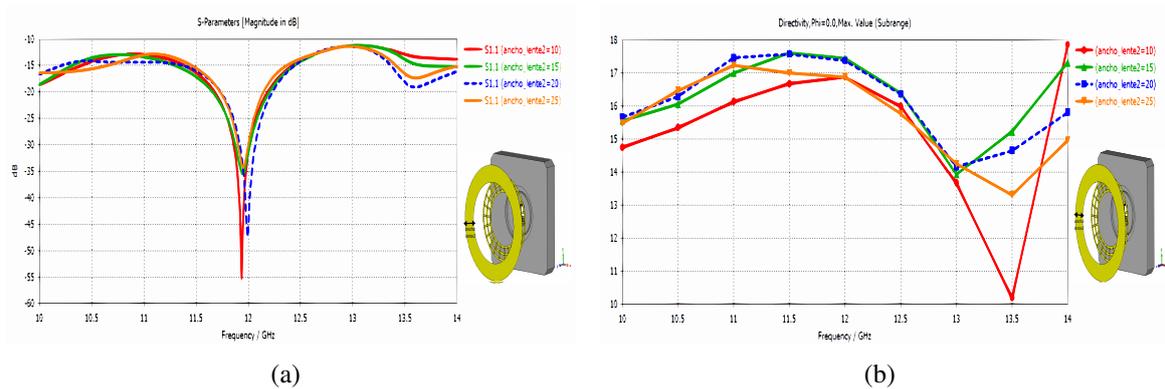


Figura. 3.44. Resultado de la simulación del parámetro S11 (3.42(a)) y directividad variando el ancho de la 2 capa(3.42(b))

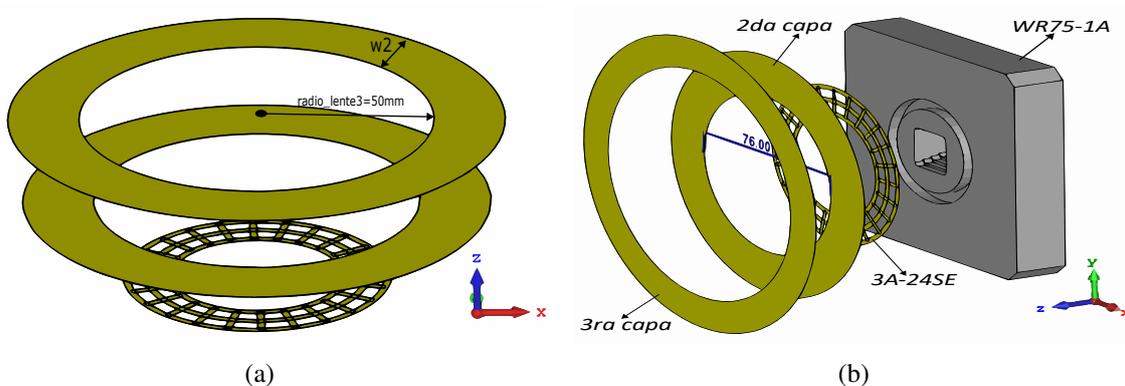


Figura. 3.45. Vista frontal de la 3 capa (3.45(a)) y montaje(3.45(b))

El valor de 50 mm se tiene luego de variar el radio de la 3 capa tal como se muestra en la Figura 3.46.

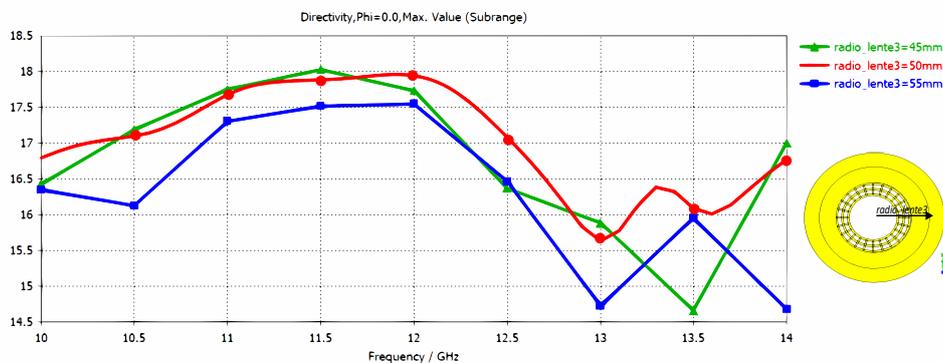


Figura. 3.46. Resultado de la simulación de la directividad variando el radio de la lente de la 3 capa

Una vez que se tienen las tres capas optimizadas, se comparan con el alimentador para observar su influencia en la adaptación y directividad. En la Figura 3.47(a) se muestra el resultado de la simulación del parámetro S11, donde se observa que el modelo de lente 3A-24SE de tres capas está bien adaptado y presenta un pico de resonancia alrededor de 12 GHz, mientras que el alimentador no presenta un pico de resonancia, aunque está bien adaptado en toda la banda. Por otro lado, en la Figura 3.47(b) se muestra el resultado de la simulación de la directividad, en la cual el modelo de 3A-24SE presenta una mejora notable respecto al alimentador, con un incremento de 6 dB en la directividad.

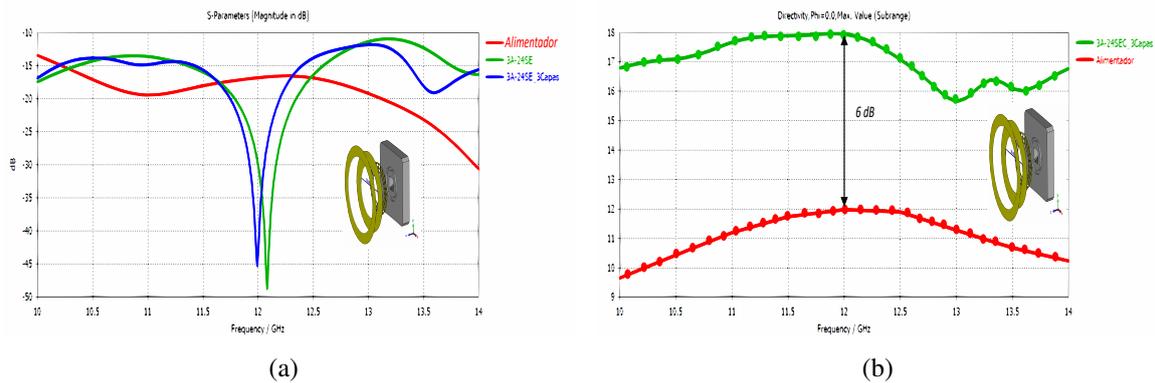


Figura. 3.47. Vista frontal de la 3 capa (3.47(a)) y montaje(3.47(b))

En la Figura 3.48 se muestra el diagrama de radiación en coordenadas cartesianas en donde se aprecia el valor del SLL tanto para el plano E y H con valores de -15.7 y -13.2 dB.

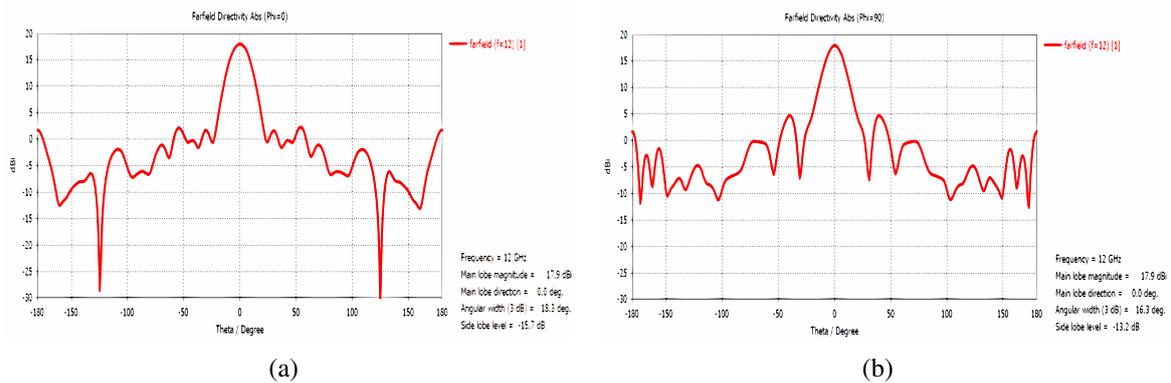


Figura. 3.48. Diagrama de radiación del campo lejano en el plano E (3.48(a)) y plano H(3.48(b))

En la Figura 3.49 se aprecia la distribución de campo eléctrico tanto en la componente y y x donde se observa como la lente influye en la concentración de energía.

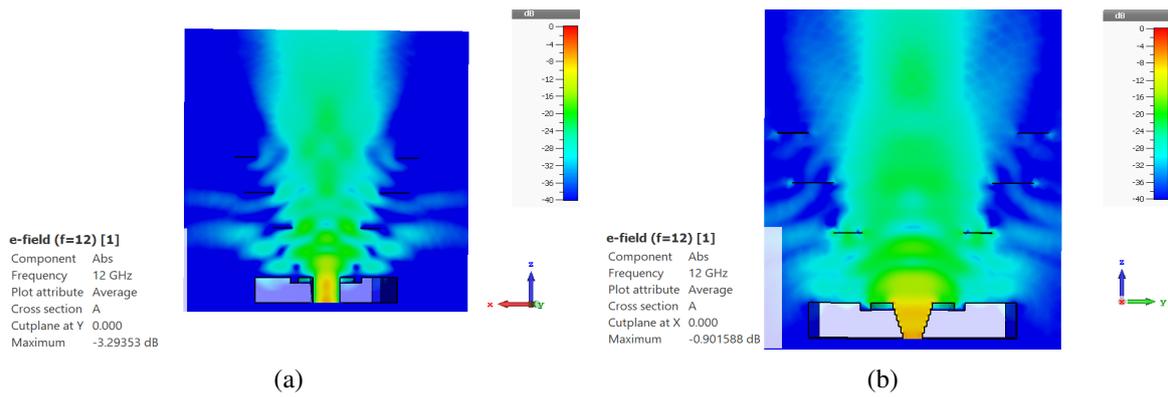


Figura. 3.49. Campo eléctrico E_y en el plano x-z (3.49(a)) y E_x en el plano y-z(3.49(b))

Por último se indica el diagrama de radiación en 3D de la vista superior, se nota como la lente enfoca correctamente, tal como se indica en la Figura 3.50.

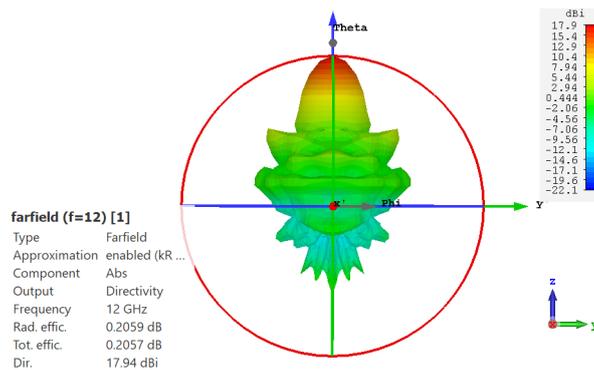


Figura. 3.50. Diagrama de radiación en 3D vista superior de la lente 3A-24SE de 3 capas

3.1.8.3 Lente Cortocircuitada 4 anillos 12 sectores

A partir del modelo de 3 anillos y los sectores estudiados, ahora se analiza un cuarto anillo coplanar el mismo que esta separado 4 mm del anillo exterior, el ancho de los anillos es de 2 mm y el ancho de la tira es de 1.5 mm y su distancia focal respecto al alimentador es de 30 mm, esto se ilustra en la Figura 3.51. Cabe señalar que al incrementar un cuarto anillo en la configuración coplanar se tiene que el diseño es más grande de modo que se aumenta el tamaño del plano de masa que inicialmente tiene un tamaño de 100x100mm ahora se aumenta a 130x130, la comparación en torno a la adaptación y directividad se muestra en la Figura 3.52. Donde se observa que se encuentra adaptado en toda la banda de 10 a 14 GHz mientras que la directividad a 12 GHz alcanza un valor de 15.52 dB.

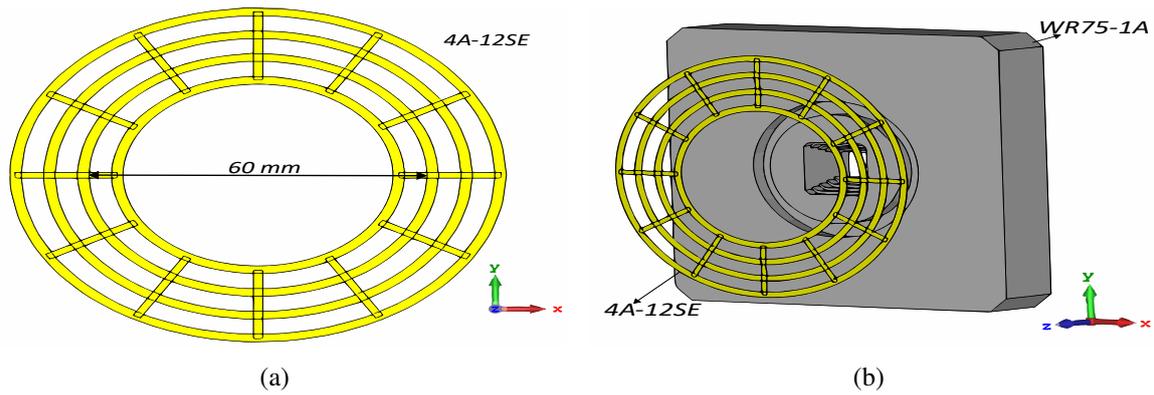


Figura. 3.51. Modelo de la lente 4A-12SE (3.51(a)) y montaje (3.51(b))

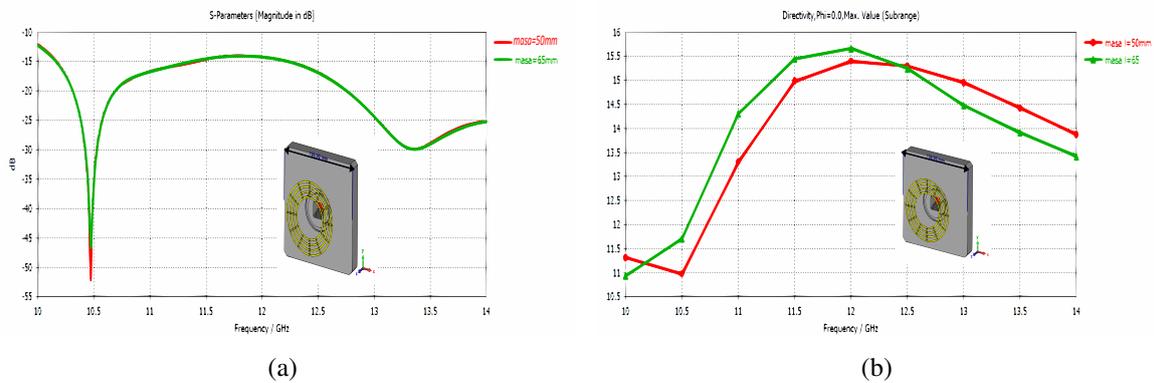


Figura. 3.52. Resultado de la simulación del parámetro S11 del modelo 4A-12SE (3.52(a)) y de la directividad (3.52(b)) variando el largo del plano de masa

Con esta configuración coplanar de 4A-12SE, se compara con el alimentador para observar cuanto incrementa en directividad, para ello se muestra la Figura 3.53 donde indica el resultado de la simulación, donde se nota que existe un incremento de 3.65 dB respecto al alimentador.

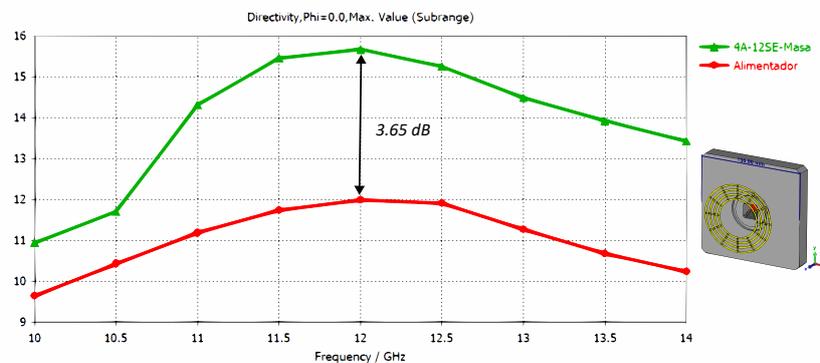


Figura. 3.53. Comparación del resultado de la simulación de la directividad entre el alimentador y el modelo 4A-12SE con plano de masa de 130x130mm

Lo siguiente que se realiza es colocar la segunda capa, a una distancia de 25 mm y se varia el radio de la capa 2 para encontrar el valor óptimo, en la Figura 3.54(a) se muestra el montaje de la segunda capa mientras que en la Figura 3.54(b) se ilustra que con un radio de 42 mm se alcanza la mayor directividad con un valor de 18.39 dB a 12 GHz.

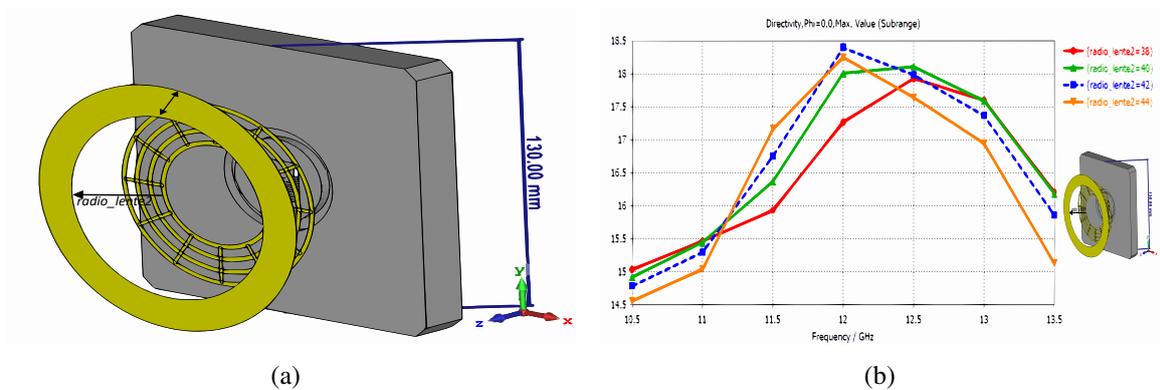


Figura. 3.54. Montaje la segunda capa (3.54(a)) y simulación de la directividad variando el radio de la segunda capa (3.54(b))

Así mismo se varía el ancho de la lente de la segunda capa, el resultado de la simulación se muestra en la Figura 3.55, donde se tiene que el valor de 15 mm alcanza una mayor directividad respecto a los demás valores en torno a 12 GHz.

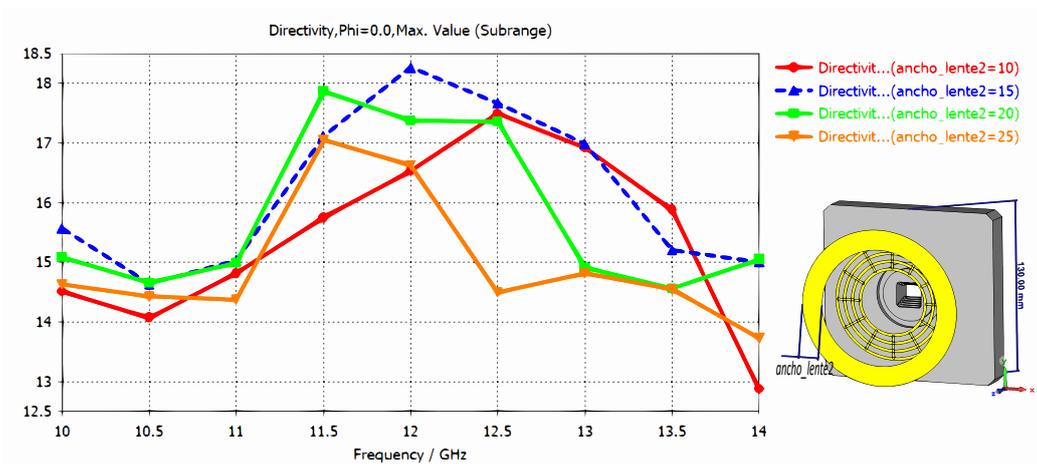


Figura. 3.55. Resultado de la simulación de la directividad variando el ancho de la segunda capa del modelo 4A-12SE.

Para terminar se coloca la tercera capa que por experiencia se tiene que el radio es de 50 mm y el ancho de 15 mm, en la Figura 3.56 se observa el modelo y su montaje sobre el alimentador.

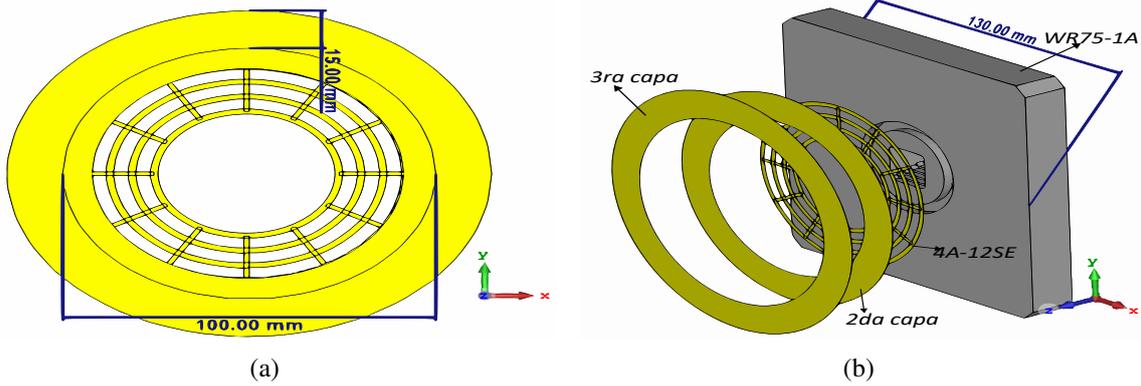


Figura. 3.56. Modelo de la tercera capa (3.56(a)) y montaje de la misma (3.56(b))

Ahora se realiza la comparación con el alimentador. En primer lugar, se examina la adaptación. El modelo de lente 4A-12SE de tres capas presenta dos picos de resonancia en torno a 10.5 GHz y 13.4 GHz, mientras que el alimentador no muestra un pico pronunciado, aunque está adaptado en toda la banda. Esto se ilustra en la Figura 3.57(b).

A continuación, se analiza la directividad. En la Figura 3.57(b) se observa que el diseño de 4A-12SE de tres capas muestra un incremento de 7 dB en la directividad en torno a 12 GHz en comparación con el alimentador, a pesar de que en toda la banda existe un incremento significativo.

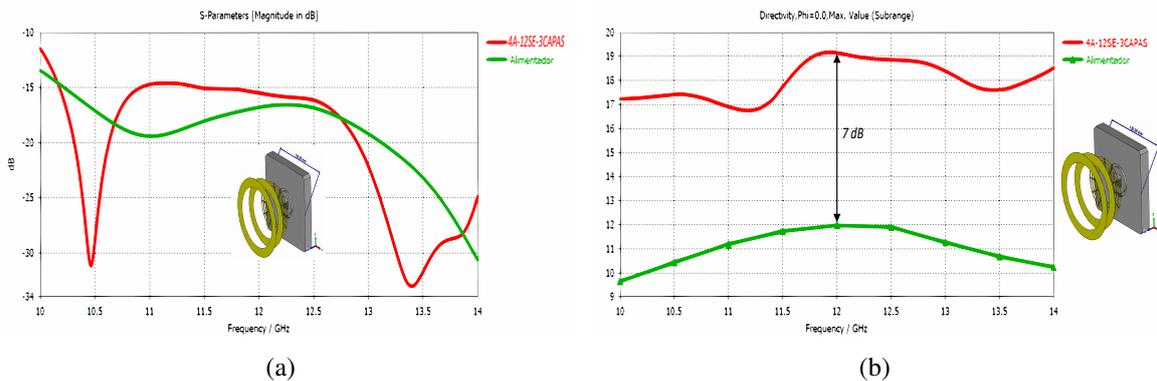


Figura. 3.57. Resultado de la simulación del parámetro S11 (3.57(a)) y de la directividad (3.57(b))comparando el alimentador y 4A-12SE-3CAPAS

En la Figura 3.58 se muestra el diagrama de radiación en coordenadas cartesianas tanto para el plano E y H, donde se observa que tienen un valor de SLL de -12 y -13dB respectivamente.

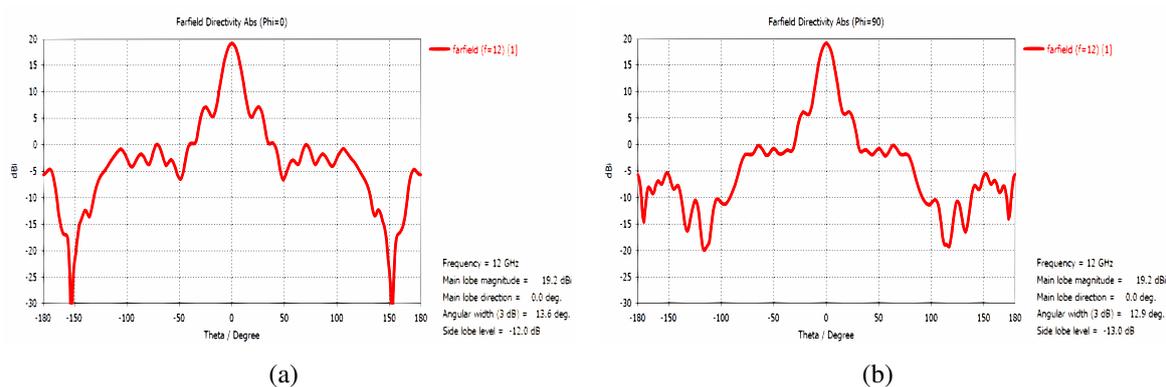


Figura. 3.58. Diagrama de radiación del campo lejano en el plano E (3.58(a)) plano H (3.58(b)) del modelo 4A-12SE-3CAPAS

En la Figura 3.59 se muestra el campo eléctrico tanto en la componente y como en la componente x . En estos diagramas se puede observar cómo la lente influye en la distribución del campo eléctrico. Por último en la Figura 3.60 se muestra el diagrama de radiación en 3D para mostrar como enfoca la lente en una dirección.

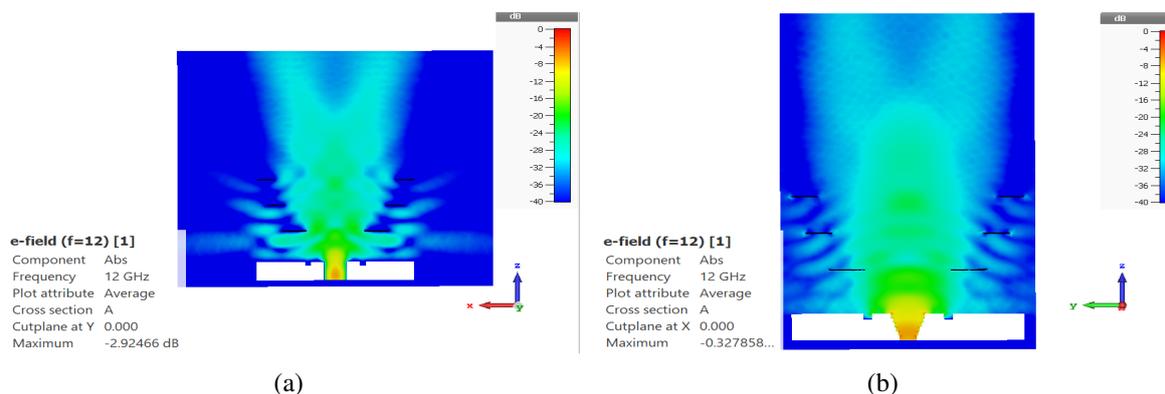


Figura. 3.59. Campo eléctrico E_y en el plano $x-z$ (3.59(a)) y E_x en el plano $y-z$ (3.59(b)) del modelo 4A-12SE-3CAPAS

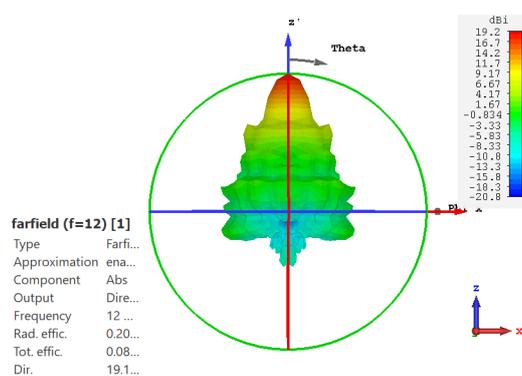


Figura. 3.60. Diagrama de radiación en 3D vista superior del modelo 4A-12SE-3CAPAS

3.1.8.4 Lente Cortocircuitada 4 anillos 24 sectores

Con los valores obtenidos previamente, se añade un anillo más al conjunto coplanar. Como se ha estudiado, el modelo de 24 sectores es el mejor; además, el ancho de los anillos es de 2 mm y el ancho de la tira es de 1.5 mm, todo esto mediante simulación. En la Figura 3.61 se observa el modelo propuesto, que consta de 4 anillos coplanares con una separación de 4 mm entre ellos, de modo que el diámetro interno del último anillo es de 84 mm ($3,36\lambda_{12GHz}$).

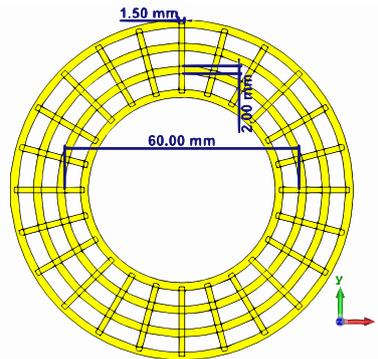


Figura. 3.61. Modelo propuesto del conjunto coplanar de 4 anillos y 24 sectores

El resultado de la simulación del parámetro S11 se muestra en la Figura 3.62(a), donde se observa que está adaptado en todo el rango de frecuencia. Cabe señalar que se notan tres picos de resonancia alrededor de 10.5 GHz, 11 GHz y 13 GHz.

Por otro lado, la directividad se muestra en la Figura 3.62(b), donde a 12 GHz alcanza una directividad de 16 dB.

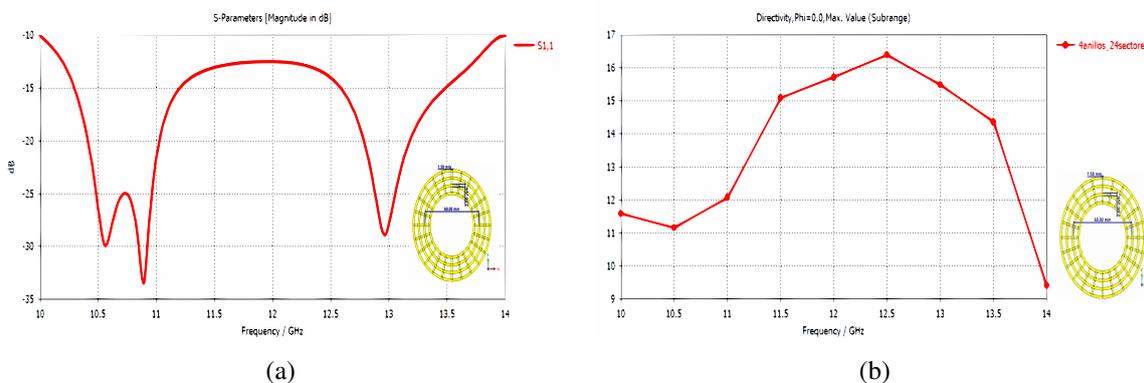


Figura. 3.62. Resultado de la simulación del parámetro S11 (3.62(a)) y de la directividad(3.62(b)) del conjunto coplanar de 4 anillos y 24 sectores

Entonces, se analizaron tres modelos en total: el primero corresponde al conjunto coplanar de 3 anillos, que tiene un ancho de tira de 1.5 mm y una distancia focal de 35 mm. El segundo es el mismo conjunto, pero con una separación entre anillos de 6 mm y una distancia focal de 30 mm.

Si bien ambos funcionan, se prueba con un conjunto coplanar de 4 anillos, donde se analiza la adaptación en la Figura 3.62(a) correspondiente. Se observa que el conjunto coplanar de 3 anillos está bien adaptado en 12 GHz, mientras que el de 4 anillos ha desplazado su pico de resonancia.

La otra métrica a analizar es la directividad. Enfocándonos en 12 GHz, que es la frecuencia de diseño, el conjunto de 3 anillos sigue siendo mejor que el conjunto de 4 anillos. Sin embargo, no es igual en toda la banda como se muestra en la Figura 3.63. Para corregir esto, se planea colocar dos lentes o capas adicionales para aumentar aún más la directividad.

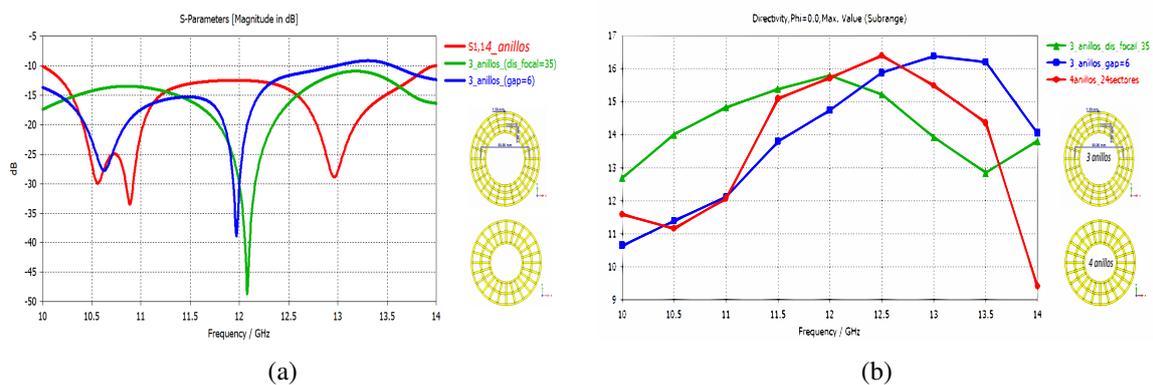


Figura. 3.63. Comparación del conjunto coplanar de 3 anillos y 4 anillos, del parámetro S11 (3.63(a)) y de la directividad(3.63(b))

En base a la experiencia obtenida de la simulación anterior con el diseño de lente 4A-12SE, se decide añadir una capa adicional al diseño de la lente de 4 anillos y 24 sectores (4A-24SE). La nueva capa tiene un radio interno de 42 mm y un ancho de 15 mm, con una separación de 25 mm. Esto se ilustra en la Figura 3.65. La adición de esta capa adicional se realiza con el objetivo de mejorar el rendimiento del diseño, en función de las observaciones previas. Al colocar la segunda capa se tiene un aumento de directividad de 0.74 dB como se indica en la Figura 3.65(b).

En la Figura 3.64(b) se muestra el resultado de la simulación de la directividad donde se compara el alimentador con el modelo 4A-24SE donde se tiene una mejora de 4.19 dB.

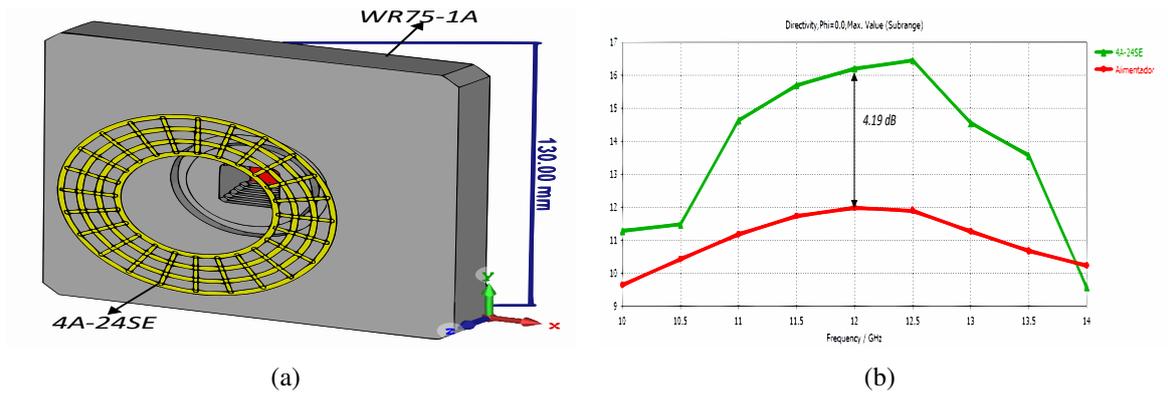


Figura. 3.64. Modelo de 4A-12SE (3.64(a)) y comparación de la directividad con el alimentador(3.64(b))

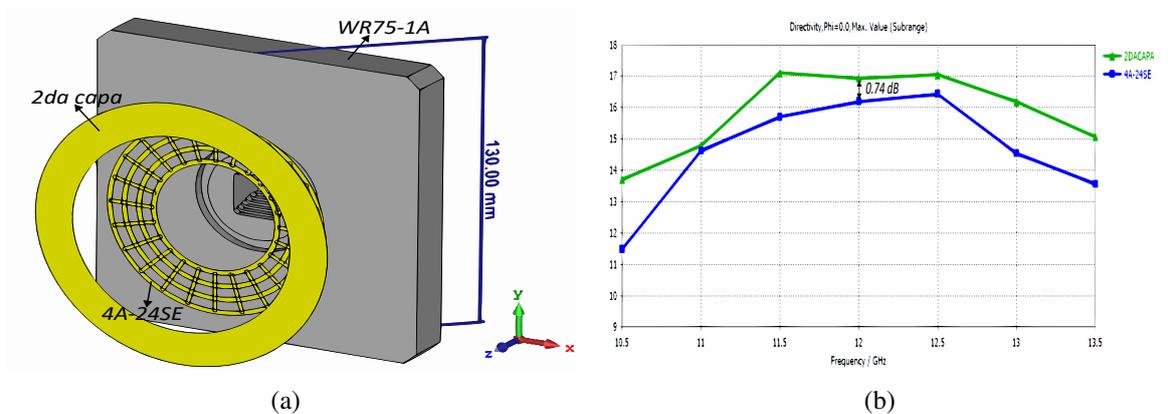


Figura. 3.65. Modelo de 4A-12SE 2da capa (3.65(a)) y comparación de la directividad con el modelo 4A-24SE (3.65(b))

Se le coloca la tercera capa que se tiene un radio de 50 mm y ancho de 15 mm y se separa respecto a la segunda capa 25 mm estos valores se imponen puesto que el modelo de 4A-12SE y 4A-24SE tienen el mismo tamaño y por simulaciones anteriores son los valores optimizados, solo que cambie la distancia focal inicial, varía los valores mencionados, cabe señalar que el plano de masa tiene el mismo tamaño que se usó con el modelo 4A-12SE 130x130 mm.

En la Figura 3.66(a) se muestra el modelo de 4A-24SE 3CAPAS y además en la Figura 3.66(b) se muestra la mejora en directividad respecto al alimentador que tiene un valor de 5.77 dB en torno a 12 GHz a pesar que en toda la banda muestra una mejora notable al colocar las 3 capas.

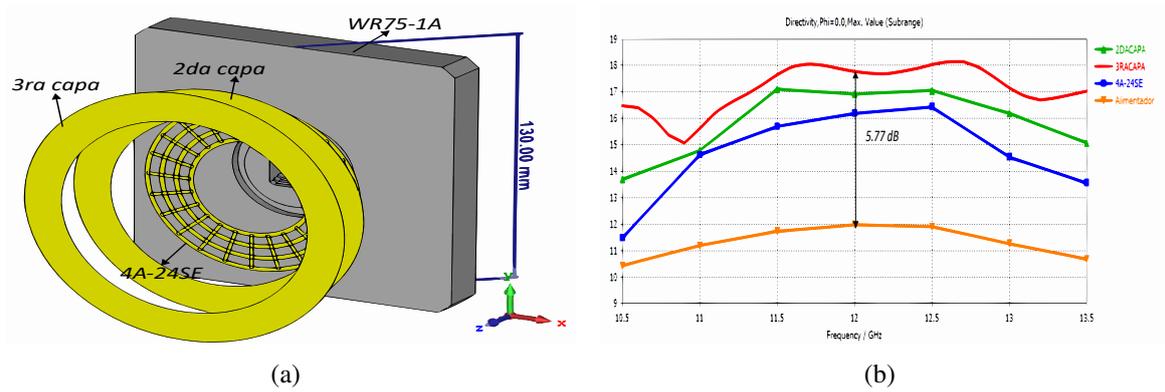


Figura. 3.66. Modelo de 4A-12SE 3CAPAS (3.66(a)) y comparación de la directividad con el alimentador (3.66(b))

En la Figura 3.67 se muestra el diagrama de radiación en coordenadas cartesianas tanto para el plano E y H donde tienen un valor de -16.1 y -19.5 dB respectivamente.

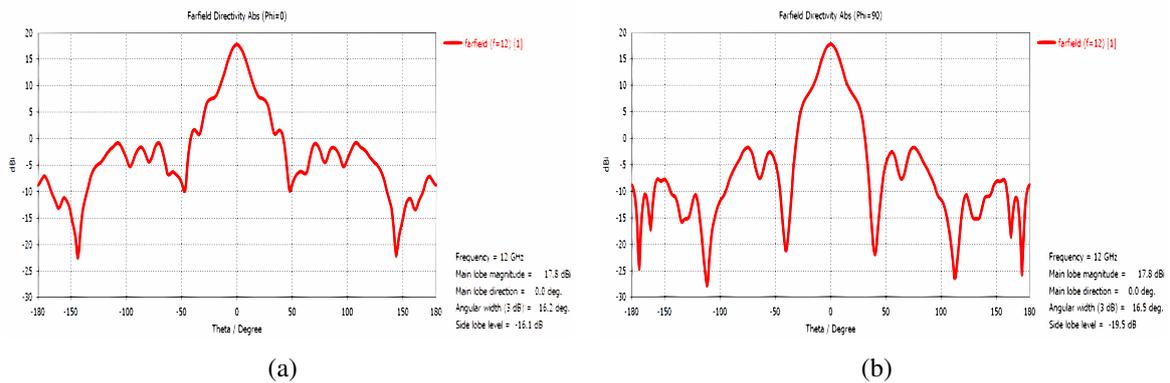


Figura. 3.67. Diagrama de radiación del campo lejano en el plano E (3.67(a)) y plano H (3.67(b))

En la Figura 3.68 se muestra el campo eléctrico tanto en la componente y como en la componente x. En estos diagramas se puede observar cómo la lente influye en la distribución del campo eléctrico.

Por último, en la Figura 3.69 se muestra el diagrama de radiación en 3D a 12 GHz visto desde la parte superior. Este diagrama revela cómo la lente tiene una alta concentración de energía en su dirección principal de radiación. La visualización destaca la capacidad de la lente para enfocar la radiación de manera eficiente en una dirección específica, lo que se traduce en una excelente directividad.

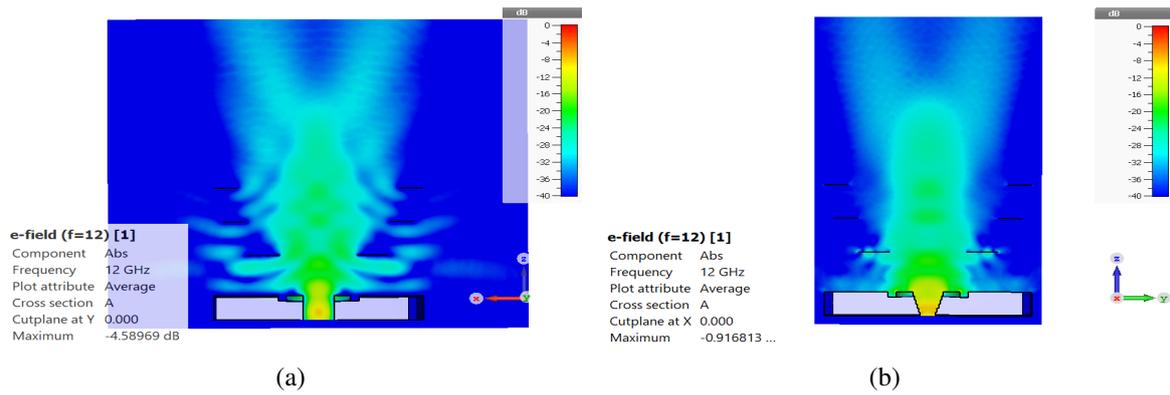


Figura. 3.68. Diagrama de radiación del campo lejano en el plano E (3.68(a)) y plano H (3.68(b))

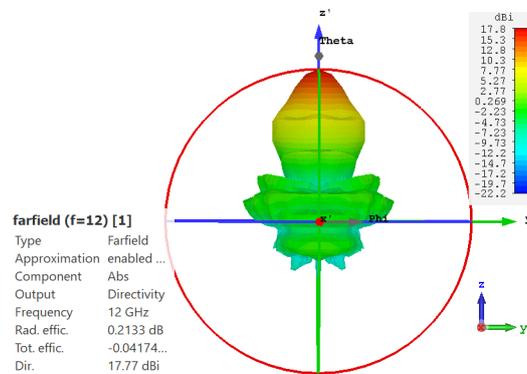


Figura. 3.69. Diagrama de radiación en 3D vista superior del modelo 4A-24SE 3CAPAS

3.1.9 Incidencia de onda plana

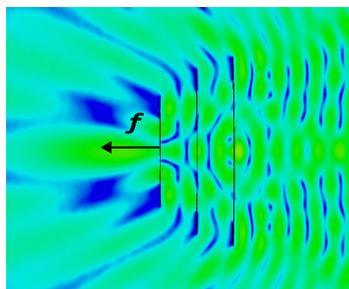


Figura. 3.70. Simulación de incidencia de onda plana a lente de 3 capas a 12 GHz.

En la Figura 3.70 se muestra el resultado de la simulación de incidencia de onda plana a 12 GHz en la lente propuesta de 3 anillos coplanares de 12 y 24 sectores modelo 2. Para observar dónde se encuentra la mayor concentración de energía, se realiza un corte y se toma como referencia la ubicación de la lente cortocircuitada. Se mide la distancia hasta la mayor concentración de

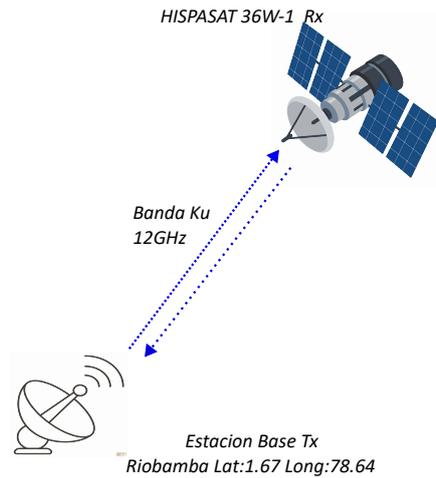


Figura. 3.71. Escenario Satelital Propuesto

energía, que resulta ser la distancia focal de $f = 30mm$. Esto valida los resultados obtenidos en las simulaciones previas.

Para confirmar la posición del punto focal obtenido a través de diversas simulaciones, se utiliza el análisis de incidencia de onda plana. Este enfoque examina la lente en recepción y puede describirse de la siguiente manera: una fuente teórica emite una onda electromagnética plana que ilumina la lente. Al incidir sobre el cuerpo conductor, la onda genera un fenómeno de difracción, en el cual parte de la energía interceptada es reemitida por el objeto. Como resultado, en una región distante de la estructura, se observa una mayor concentración de energía, correspondiente al centro de fase esférico [6].

3.1.10 Escenario de enlace satelital

Para el escenario del enlace satelital se describe una conexión punto a punto. En este tipo de enlace, una estación base (transmisora) se comunica directamente con un satélite en órbita geostacionaria, que actúa como receptor. Se busca establecer una comunicación bidireccional, permitiendo tanto la transmisión de datos desde la estación base hacia el satélite (Uplink), como la recepción de datos de vuelta desde el satélite a la estación base (Downlink). Esta configuración se ilustra en la Figura 3.71.

El enlace utiliza una frecuencia de 12 GHz, que se encuentra en la banda Ku del espectro de radiofrecuencia. La banda Ku es comúnmente empleada en comunicaciones satelitales debido a su capacidad para proporcionar anchos de banda adecuados y su menor susceptibilidad a las interferencias atmosféricas comparada con frecuencias más bajas. La frecuencia de 12 GHz permite la transmisión de señales con alta capacidad de datos, lo cual es crucial para aplicaciones que requieren una alta tasa de transferencia, como la transmisión de video y servicios de

internet.

En términos de tráfico, la banda Ku en la frecuencia de 12 GHz soporta aplicaciones que van desde comunicaciones de datos y transmisión de televisión hasta servicios de internet de alta velocidad. La capacidad del enlace está influenciada por la relación C/N y el ancho de banda disponible. Una antena con un mejor rendimiento en términos de C/N puede manejar un mayor volumen de tráfico y ofrecer una mayor calidad de servicio.

La elección de la frecuencia de 12 GHz y el diseño del enlace punto a punto son fundamentales para garantizar la eficiencia de la comunicación y la capacidad de manejar el tráfico esperado. La frecuencia afecta la propagación de la señal, la penetración atmosférica, y la capacidad del enlace para soportar diferentes tipos de tráfico. La conexión punto a punto permite una comunicación directa y dedicada entre la estación base y el satélite, lo que minimiza la latencia y maximiza la eficiencia de la transmisión, especialmente importante en aplicaciones que requieren alta fiabilidad y baja latencia.

En este estudio, se analiza el rendimiento de dos tipos de antenas en un enlace satelital: una antena comercial y una antena diseñada específicamente para mejorar la calidad de la señal. La configuración del enlace implica una estación base que envía información a un satélite en órbita, en este caso, el satélite Hispasat 36W-1 las características del mismo se muestra en el anexo 11.

Entre los métodos prácticos utilizados para realizar cálculos de enlace satelitales, tenemos:

- C/N (Relación de Portadora a Ruido)
- C/N_0 (Relación de Portadora a Densidad Espectral de Ruido)
- C/T (Relación de Portadora a Temperatura de Ruido)
- E_b/N_0 (Relación de Energía de Bit a Densidad Espectral de Ruido)

Cada uno de los métodos mencionados anteriormente garantiza resultados óptimos, por lo cual se elige dos para garantizar el enlace y precisar los datos obtenidos.

3.1.10.1 Relación de Portadora a Ruido

La relación señal a ruido establece el desempeño de la transmisión de la porción de radiofrecuencia del sistema y está definida por el nivel de potencia de la portadora recibida comparado

con el ruido a la entrada del receptor [1]. El valor de C/N afecta directamente a la tasa de bits errados (BER) que se tenga en el punto de recepción, lo cual afecta directamente a la calidad de servicio.

$$\frac{C}{N} = 10 \log_{10} \left(\frac{P_C}{P_N} \right) \text{ dB} \quad (3.15)$$

Donde:

- P_C es la potencia de la portadora en dBm (decibelios-miliwatt).
- P_N es la potencia del ruido en dBm.

3.1.10.2 Relación de Energía de Bit a Densidad Espectral de Ruido

La relación E_b/N_0 (Relación de Energía de Bit a Densidad Espectral de Ruido) es un parámetro fundamental en las comunicaciones digitales que evalúa la calidad de la señal. Representa la relación entre la energía transmitida por bit (E_b) y la densidad espectral de potencia del ruido (N_0). Un valor alto de E_b/N_0 indica que la señal es más fuerte en comparación con el ruido, lo que resulta en una mejor calidad de comunicación y una menor tasa de errores en la transmisión de datos (BER, Bit Error Rate) [1].

$$\frac{E_b}{N_0} = \frac{P_C/R_b}{N_0} \quad (3.16)$$

Donde:

- P_C es la potencia de la portadora en W.
- R_b es la tasa de bits en bits por segundo (bps).
- N_0 es la densidad espectral de potencia del ruido en W/Hz.

Tabla 3.5. Relación C/N y relación E_b/N_0 para diferentes esquemas de modulación [1].

| Modulación | Relación C/N (dB) | Relación E_b/N_0 (dB) |
|-------------------|---------------------------------------|---|
| BPSK | 10.6 | 10.6 |
| QPSK | 13.6 | 10.6 |
| 4-QAM | 13.6 | 10.6 |
| 8-QAM | 17.6 | 10.6 |
| 8-PSK | 18.5 | 14.0 |
| 16-PSK | 24.3 | 18.3 |
| 16-QAM | 20.5 | 14.5 |
| 32-QAM | 24.4 | 17.4 |
| 64-QAM | 26.6 | 18.8 |

La relación E_b/N_0 está estrechamente relacionada con la relación señal a ruido (C/N), donde C/N mide la potencia de la portadora respecto al ruido total en el receptor. Mientras que C/N proporciona una visión general de la potencia de la señal frente al ruido, E_b/N_0 se enfoca en la eficiencia de la transmisión por bit, ofreciendo una medida más precisa del desempeño del enlace en términos de errores. Un mayor E_b/N_0 generalmente resulta en un mejor rendimiento del sistema, reflejado en una reducción del BER y en una calidad de señal superior.

Cabe señalar que estos valores están estrechamente relacionados con el tipo de modulación que se usa puesto que se va a tener valores típicos, tal como se muestra en la Figura 3.5, en este caso el satélite usa una modulación QPSK 3/4 con un symbol rate de 27.5 Msps y un bit rate de 38.014 Mbps, en cuanto a la tasa de bits se muestra la Tabla 3.6 donde se indica algunos de los servicios comerciales junto con su tasa de bits y banda en que opera.

Tabla 3.6. Tasas de bits y servicios [1].

| Servicio | Tasa de Bits | Banda |
|--|---------------------|--------------|
| Internet por satélite | 38 Mbps | Ku |
| Televisión (HD) | 5 a 10 Mbps | Ku |
| Comunicación móvil | 10 a 100 Mbps | Ka |
| Servicio Nube y Backup Remoto | 10 a 50 Mbps | Ka |
| Video Conferencia (HD) | 1 a 5 Mbps | Ku o Ka |
| Televisión (UHD/4K) | 15 a 25 Mbps | Ku o Ka |
| Servicios de emergencia y seguridad | 1 a 10 Mbps | C, Ku o Ka |
| Enlaces de datos empresariales | 50 Mbps a 1 Gbps | Ka |
| Redes de comunicaciones aéreas | 10 a 100 Mbps | Ku o Ka |
| Servicios de Internet de las Cosas (IoT) | <1 Mbps a 5 Mbps | L, Ku o Ka |

3.1.11 Cálculo del enlace satelital

Para realizar el cálculo del enlace satelital, nos centramos en dos puntos que vendrían hacer la estación base y el satélite en órbita de modo que para obtener los datos que son necesarios se tiene que ir a la documentación del satélite y los datos que se han obtenido en simulación. Además al realizar el diseño de un enlace satelital va existir pérdidas o factores que influyen en la calidad de la señal.

- La presencia de lluvia para señales mayores a 10 GHz (atenuación por lluvia)
- La influencia de la atmósfera en la transmisión de la señal (atenuación atmosférica)
- El ambiente de interferencias puede ser otras antenas o señales que se cruzan o propias del sistema
- La distancia entre el satélite y la estación base (pérdidas por dispersión)

Como primer paso se debe calcular la orientación de la antena hacia el satélite para ello se puede hacer uso de una calculadora que provee HISPASAT en su página Web donde se ingresa los datos de la estación base y el satélite al cual se va a comunicar, o también se puede calcular mediante ecuaciones.

Para ello se conoce la latitud y longitud de la estación base y la posición del satélite como se indica en la Figura 3.71 con esos valores se calcula el ángulo de elevación y el ángulo de azimut para determinar esto se inicia usando la ecuación 3.17, la misma que nos va a servir para calcular el ángulo de azimut que se describe en la ecuación 3.18.

Ángulo de Azimut

$$\Delta L = \text{Longitud Estación} - \text{Longitud Satélite} \quad (3.17)$$

$$\theta = \arctan\left[\frac{\tan \Delta L}{\sin l}\right] \quad (3.18)$$

Donde:

- **l**: latitud de la estación terrena.

Satélite / Cobertura
 Hispasat 36W-1 (36°O)

País
 ECUADOR

Ciudad
 RIOBAMBA

Longitud
 -78.63

Latitud
 -1.67

Acimut
 88.19

Elevación
 40.76

Figura. 3.72. Ángulo de elevación y azimut usando la calculadora de Hispasat

$$\theta = \arctan\left[\frac{\tan(42,63)}{\sin(1,67)}\right] = 88,18^\circ \quad (3.19)$$

Ángulo de elevación

$$\theta = \arctan\left[\frac{\cos l \cdot \cos \Delta L - \frac{R_e}{h}}{\sin(\arccos(\cos l \cdot \cos \Delta L))}\right] \quad (3.20)$$

$$\theta = \arctan\left[\frac{\cos 1,67 \cdot \cos 43,63 - \frac{6378km}{42164km}}{\sin(\arccos(\cos 1,67 \cdot \cos 43,63))}\right] = 40,74^\circ \quad (3.21)$$

Donde:

- **Re:** Radio de la tierra = 6,378 km
- **h:** Radio de la orbita = 42,164km

Para comprobar los valores obtenidos se comprueba con la calculadora de HISPASAT que se muestra en la Figura 3.72.

Distancia Estación base - Satélite

$$D = 35786,04 [1 + 0,4199 (1 - \cos(l) \cdot \cos(\Delta L))]^{\frac{1}{2}} \quad (3.22)$$

$$D = 35786,04 [1 + 0,4199 (1 - \cos(1,67) \cdot \cos(43,63))]^{\frac{1}{2}} = 37804,06km \quad (3.23)$$

Perdidas en espacio libre

$$L_o = 20 \log(D)km + 20 \log(f)GHz + 92,5dB \quad (3.24)$$

$$L_o = 20 \log(37804,06)km + 20 \log(12)GHz + 92,5dB = 205,60dB \quad (3.25)$$

Perdidas atmosféricas

Para el calculo sobre las pérdidas atmosféricas se puede consultar la documentación donde se indica que a medida que la frecuencia incrementa las pérdidas atmosféricas también [3]. En este caso se toma el valor de 0.53dB dado que se cubre la frecuencia de 12 GHz.

Tabla 3.7. Valores de atenuación atmosférica [3].

| Perdidas atmosféricas (dB) | Frecuencia en GHz |
|----------------------------|-------------------|
| 0.25 | 2 <f <5 |
| 0.33 | 5 <f <10 |
| 0.53 | 10 <f <13 |
| 0.73 | f >13 |

Atenuación por efecto de lluvia

Tabla 3.8. Coeficientes de regresión para estimar el valor de la atenuación específica [4].

| Frecuencia (GHz) | Polarización Horizontal | | Polarización Vertical | |
|------------------|-------------------------|----------|-----------------------|----------|
| | <i>k</i> | α | <i>k</i> | α |
| 6 | 0.00175 | 1.308 | 0.00155 | 1.265 |
| 8 | 0.00454 | 1.327 | 0.00395 | 1.310 |
| 10 | 0.0101 | 1.276 | 0.00887 | 1.264 |
| 20 | 0.0751 | 1.099 | 0.0691 | 1.065 |
| 30 | 0.187 | 1.021 | 0.167 | 1.000 |
| 40 | 0.35 | 0.939 | 0.31 | 0.929 |
| 60 | 0.707 | 0.826 | 0.642 | 0.824 |
| 100 | 1.12 | 0.743 | 1.06 | 0.744 |

Para calcular la atenuación específica debida a la lluvia se hace uso de la recomendación UIT-R383, donde la distribución de zonas climatológicas de intensidad de lluvia en América del sur

puede verse en la Figura 3.73, que representa la tasa de lluvia excedida durante el 0.1 % que es útil para caracterizar la actividad de lluvia en una región determinada

Para dar una información aproximada sobre las tasas de lluvia utilizadas en las predicciones de atenuación de la lluvia, se presenta el enfoque de la UIT-R, que se basa en mapas mundiales como regiones de lluvia". Cada región esta etiquetada con una letra; En la Tabla 1.23, cada letra está asociada a la tasa de lluvia correspondiente en (mm/h) superada durante el 0,01 % del tiempo.

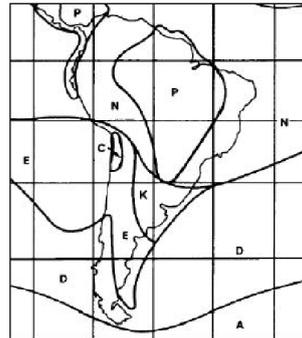


Figura. 3.73. Zonas climatológicas de lluvia en América del sur según la Rec.UIT-R P.837-1

La atenuación específica Y (dBm/km) se obtiene a partir de la intensidad de lluvia R (mm/h) mediante la ley exponencial que describe en la ecuación 3.26.

Reemplazando los valores que se encuentra en el anexo 13 y la ecuación 3.26 se tiene el resultado que se indica en la ecuación 3.27.

$$Y \text{ (dBm/km)} = kR\alpha \quad (3.26)$$

$$Y \text{ (dBm/km)} = kR\alpha \quad Y \text{ (dBm/km)} = (0,0101) \times 981,276 = 3,41 \text{ [dBm]} \quad (3.27)$$

Perdidas de propagación

$$L = L_0 + L_{ant} + L_{rain} + L_{trank} \quad (3.28)$$

Donde:

- L_0 : Pérdidas de espacio libre
- L_{atm} : Pérdidas Atmosféricas
- L_{rain} : Perdidas debido a efecto de lluvia
- L_{trank} : Perdidas debido a errores de seguimiento

$$L = 205,77 \text{ [dB]} + 0,53 \text{ [dB]} + 3,41 \text{ [dB]} + 0,2 \text{ [dB]} = 210,11 \text{ [dB]} \quad (3.29)$$

Temperatura de ruido del sistema

Para calcular la temperatura del sistema se hace uso de la ecuación 3.30 donde luego se sustituyen los valores para obtener:

$$T_{\text{sistema}} = (T_{\text{ant}}/L) + \left[\left(1 - \frac{1}{L}\right) \cdot T_0 \right] + T_e \quad (3.30)$$

Sustituyendo los valores:

$$T_{\text{ant}} = 50 \text{ K}, \quad L = 2 \text{ dB}, \quad T_0 = 290 \text{ K}, \quad T_e = 50,72 \text{ K} \quad (3.31)$$

Entonces:

$$T_{\text{system}} = \left(\frac{50 \text{ K}}{2} \right) + \left[\left(1 - \frac{1}{2}\right) \cdot 290 \text{ K} \right] + 50,72 \text{ K} \quad (3.32)$$

$$T_{\text{system}} = 25 \text{ K} + [0,5 \cdot 290 \text{ K}] + 50,72 \text{ K} \quad (3.33)$$

$$T_{\text{system}} = 25 \text{ K} + 145 \text{ K} + 50,72 \text{ K} = 220,72 \text{ K} \quad (3.34)$$

Figura de mérito

Esta figura de mérito G/T (Ganancia sobre Temperatura) es una medida que combina la ganancia de la antena (G) con la temperatura de ruido (T) del sistema de recepción. Por ende se sabe que la ganancia de la antena en el receptor esta alrededor de 49 dBi, lo que se hace es reemplazar en la ecuación 3.35.

$$G/T = G_{rx} - 10 \log T_{\text{sistema}} \quad (3.35)$$

$$G/T = 49[dB] - 10 \log 220,72 = 25,56[dB/K] \quad (3.36)$$

Relación portadora a ruido

Esta relación se explicó anteriormente y se calcula para proporcionar un parámetro que mida la calidad de la señal. La fórmula para calcular la relación portadora a ruido se describe en 3.37:

$$C/N = P_{IRE} - L + G/T - 10 \log_{10}(k) - 10 \log_{10}(B) \quad (3.37)$$

El cálculo de la relación portadora a ruido es:

$$C/N = 43 \text{ dBm} - 210 \text{ dB} + 25,56 \text{ dB/K} - 10 \log_{10}(1 \times 10^{-23}) - 10 \log_{10}(36 \text{ MHz}) \approx 18 \text{ dB} \quad (3.38)$$

Relación de energía a bit a densidad espectral de ruido

$$E_b/N_0 = C/N - 10 \log(B) + 10 \log(R) \quad (3.39)$$

Donde:

- **B:** Ancho de banda 36 MHz
- **R:** Tasa de bit 25.04 Mbps

$$E_b/N_0 = 18dB - 75,56dB + 74,05dB \approx 16,49 \text{ dB} \quad (3.40)$$

En la Tabla 3.9 se resumen todos los valores calculados, estos datos nos van a servir para comparar con los datos que se obtiene de Matlab.

Tabla 3.9. Datos obtenidos sobre el calculo del enlace

| Parámetros | Calculados |
|-------------------------|-------------------|
| Pérdidas espacio libre | 205.6 dB |
| Pérdidas atmosféricas | 0.53 dB |
| Atenuación por lluvia | 3.41 dBm |
| Pérdidas de propagación | 210.11 dB |
| C/N | 18 dB |
| E_b/N_0 | 16.49 dB |

CAPÍTULO IV

4.1 Resultados y Discusiones

4.1.1 Lente Cortocircuitada 3 anillos de 12 y 24 sectores (Modelo 1)

Para este modelo en el que se combina o fusiones los sectores se tiene la configuración coplanar de 3 anillos la misma que va a constar de 24 y 12 sectores combinados, tras el estudio realizado sobre los sectores y las capas que se les ha insertado se desarrolla un nuevo modelo en el cual se tiene una nueva variable que va ser la separación entre sectores por decirlo de alguna manera (GAP1), cabe señalar que hasta este punto se ha trabajado con una separación de 4 mm en los diseños anteriores este valor vendria ser el GAP, para comprender mejor en la Figura 4.74(a) se muestra el modelo el cual es se varía el GAP1 y el resultado de la simulación sobre la directividad se muestra en la Figura 4.74(b). Donde se nota que la mayor directividad se alcanza con el valor de 6 mm.

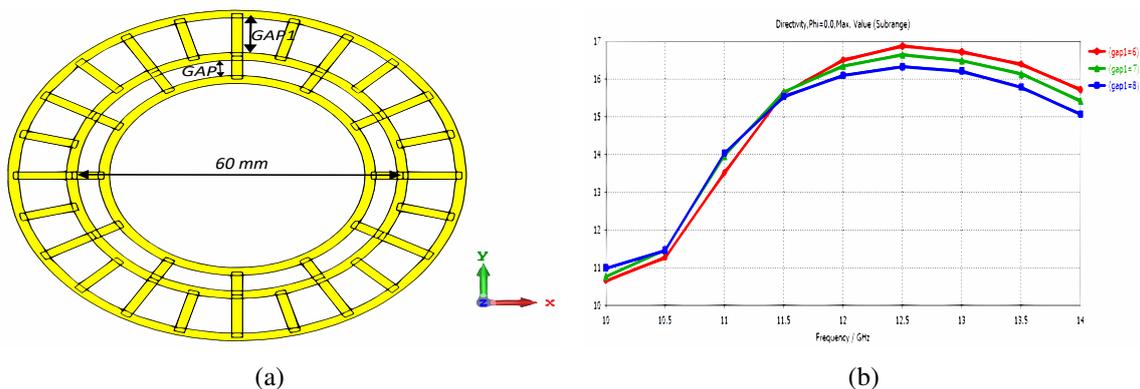


Figura. 4.74. Modelo 3A-12-24SE-M1 (4.74(a)) y resultado de la simulación al variar el GAP1 (4.74(b))

Tal como se realizo con los diseño anteriores, se inserta las capas a fin de obtener una mayor directividad, se coloca la segunda capa que tiene un valor de radio interno de 42 mm y ancho de 15 mm, en el modelo 4A-12SE se trabajo con un plano de masa de 130 x 130 de manera que se usa dicho plano, en la Figura 4.75(a) se muestra el montaje de la 2da capa mientras que en la Figura 4.75(b) se muestra el resultado de la simulación de la directividad.

En la Figura 4.77 se muestra la comparación de la directividad entre la antena comercial y 3A-12-24SE-M1 donde se nota claramente el aumento que tiene que es aproximadamente de 7.01 dB. De modo que la antena diseñada es más directiva que la comercial.

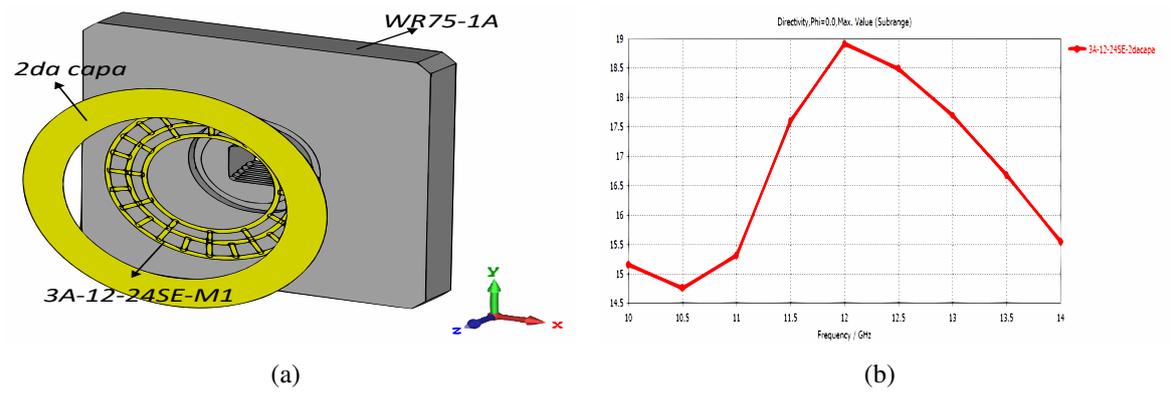


Figura. 4.75. Modelo 3A-12-24SE-M1 (4.75(a)) y resultado de la simulación al variar el GAP1 (4.75(b))

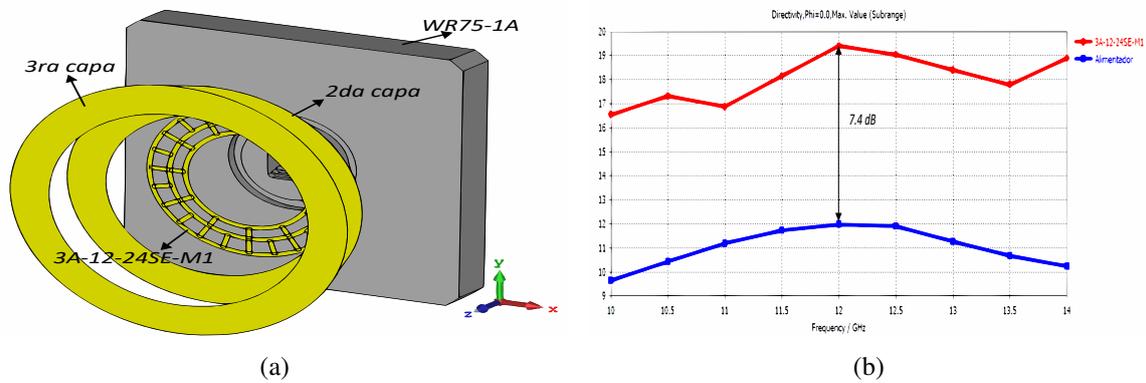


Figura. 4.76. Modelo 3A-12-24SE-M1 (4.76(a)) y resultado de la simulación de la directividad (4.76(b))

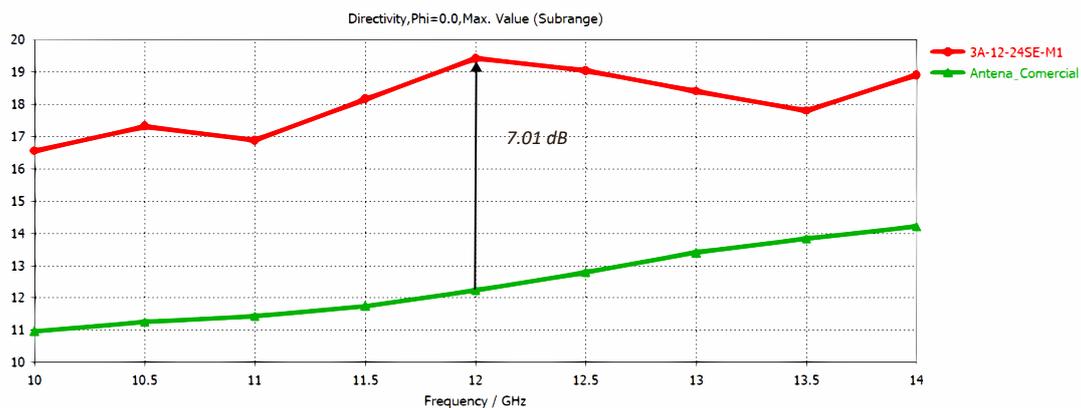


Figura. 4.77. Comparación del resultado de la directividad entre la antena comercial y 3A-12-24SE-M1

En la Figura 4.78 se muestra el diagrama de radiación en coordenadas cartesianas, tanto en el plano E y H con sus valores de SLL de -12.6 y -19.3 dB respectivamente.

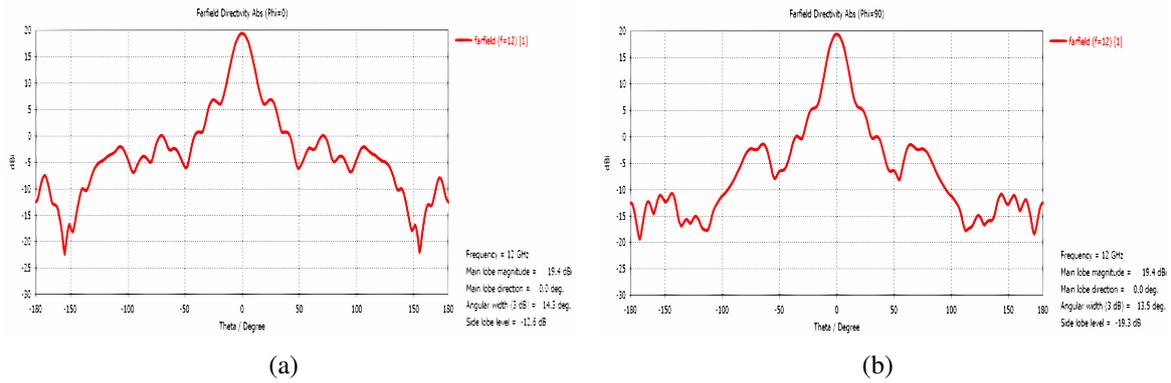


Figura. 4.78. Diagrama de radiación en coordenadas cartesianas del modelo 3A-12-24SE-M1 tanto en el plano E (4.78(a)) y H (4.78(b))

En la Figura 4.79 se muestra el campo eléctrico tanto en la componente y como en la componente x. En estos diagramas se puede observar cómo la lente influye en la distribución del campo eléctrico. Por último en la Figura 4.80 se muestra el diagrama de radiación en 3D para mostrar como enfoca la lente en una dirección.

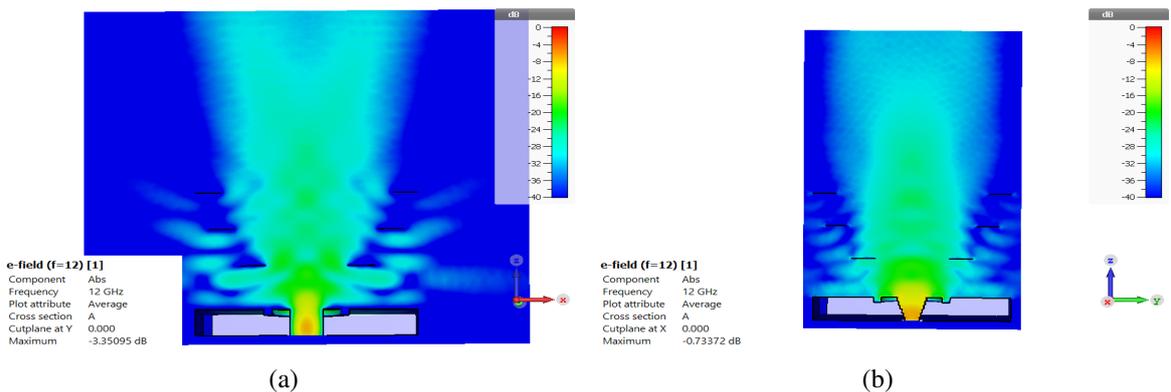


Figura. 4.79. Campo eléctrico E_y en el plano x-z (4.79(a)) y E_x en el plano y-z (4.79(b))

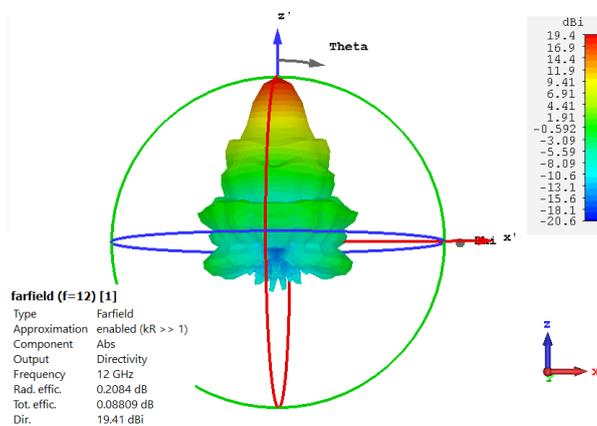


Figura. 4.80. Diagrama de radiación en 3D vista superior del modelo 3A-12-24SE-M1

En este punto con todos los diseños que se ha propuesto se realiza un comparación, de manera

que se determine cual es el mejor diseño en torno a directividad donde se nota que la mayor directividad alcanza el modelo 4A-12SE-3CAPAS, de manera que se inclina por este modelo en este aspecto sin embargo hay que tomar en cuenta que este modelo tiene un mayor tamaño en torno al plano de masa que es de 130 x 130 mm, a diferencia de los modelos de 3A-12SE y 3A24SE que su plano de masa es de 100 x 100 mm.

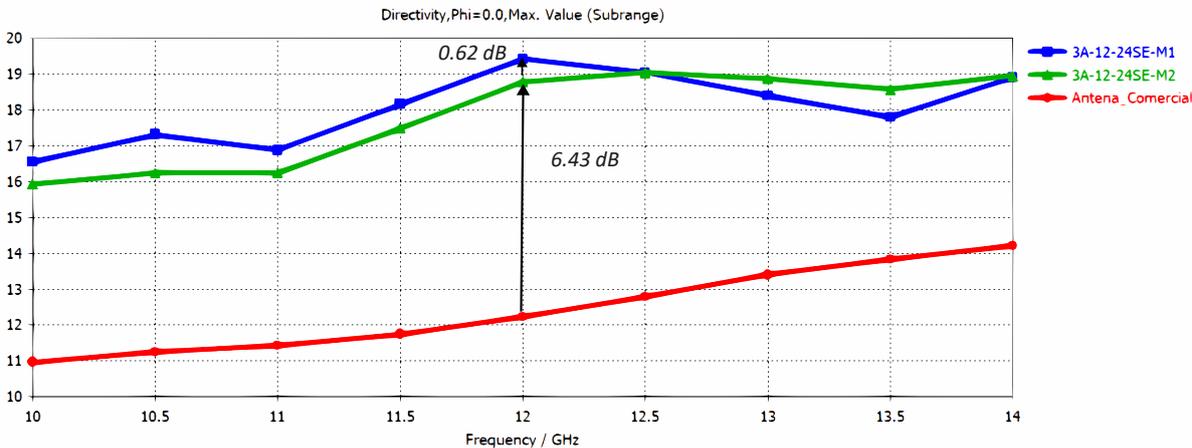


Figura. 4.81. Comparación de la directividad de la antena comercial y 3A-12-23SE-M1 y 3A-12-24SE-M2

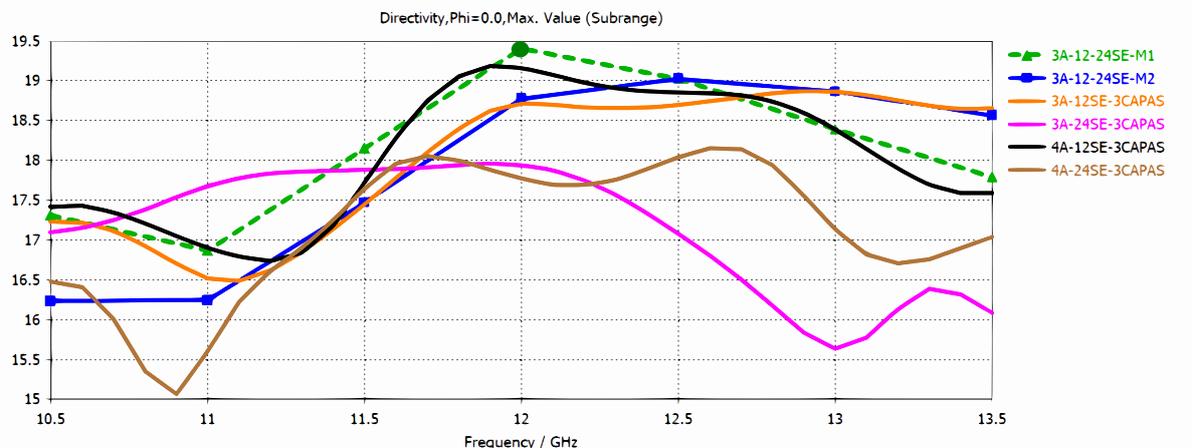


Figura. 4.82. Resultado de la simulación respecto a la directividad de todos los modelos estudiados de lente

Tabla 4.10. Comparativa de antenas metálicas en la literatura comparando la el modelo, frecuencia de operación, tamaño, ganancia y SLL (Plano E)

| Antena | Tamaño Lente | f_o | $G_{max}dB$ | Otros Parámetros |
|-----------------------|---------------------|-----------|-------------|------------------|
| Metamat Grinn [38] | D: $10\lambda_o$ | 10 GHz | 17.70 | SLL=-15 |
| Parche cruzado [39] | D: $4.42\lambda_o$ | 10.20 GHz | 19.40 | SLL=-11 |
| Transmit 4capas [40] | D: $6\lambda_o$ | 12 GHz | 22.80 | SLL=-11 |
| Anillos ret fase [41] | D: $10.64\lambda_o$ | 12 GHz | 26 | SLL=-20 |
| Lente luneburg [42] | D: $7.62\lambda_o$ | 14 GHz | 11.4 | SLL=-15.0 |
| (3A-12-24SE-M1) | D: $5.2\lambda_o$ | 12 GHz | 19.41 | SLL=-12.6 |
| (3A-12-24SE-M2) | D: $5.2\lambda_o$ | 12 GHz | 18.78 | SLL=-13.0 |

4.1.2 Eficiencia de la antena

De acuerdo con [6] lo que se busca es que el alimentador tenga una eficiencia elevada y un nivel bajo de polarización cruzada, para calcular la eficiencia del alimentador WR75-1A lo que se realiza es modelar el mismo como una función de coseno teórica, con el fin de determinar las eficiencias teóricas η_s , η_{il} y η_{nap} . Las dimensiones de la lente metálica de 3 capas se indica en la Tabla que esta en el anexo. Cabe indicar que el cálculo del punto focal se realiza utilizando el principio de incidencia de onda plana en la estructura propuesta, cuyo valor de la simulación realizada corresponde a un valor de $f=80\text{ mm}$.

Asimismo, es posible representar el campo eléctrico en la línea donde se encuentra la lente metálica mediante una función teórica basada en el coseno, utilizando una ecuación específica. Al modificar el valor de n , se puede determinar la expresión matemática que describe el campo eléctrico incidente generado por el alimentador WR75-1A. El resultado se muestra en la Figura

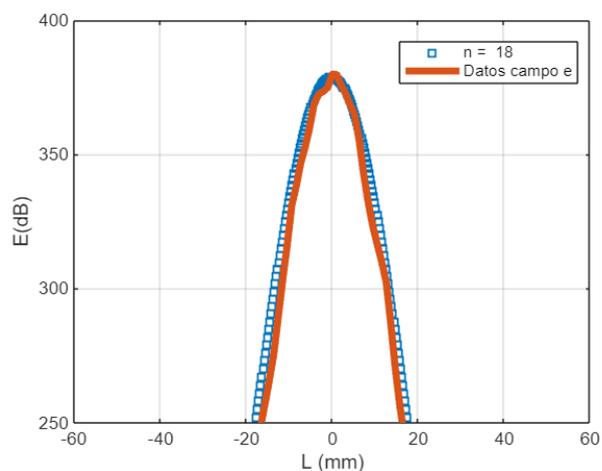


Figura. 4.83. Modelado del campo eléctrico en una línea longitud de 130 mm a una distancia $f=80\text{ mm}$ del alimentador WR75-1R a 12 GHz

4.83 donde se indica la expresión matemática del campo eléctrico incidente de la **WR75-1R** corresponde a $E_i = 379(\cos \theta)^{18}(V/m)$, para la frecuencia central de 12 GHz. La eficiencia teórica de la apertura, cuando se ubica la lente metálica de diámetro externo $D = 180 \text{ mm}$ a una distancia f del alimentador WR75-1R se obtiene al utilizar las ecuaciones descritas en la sección 2.2.2.3. De modo que la eficiencia teórica calculada de la apertura tiene un valor de $\eta_{ap} = 35 \%$ como se muestra en la Figura 4.84.

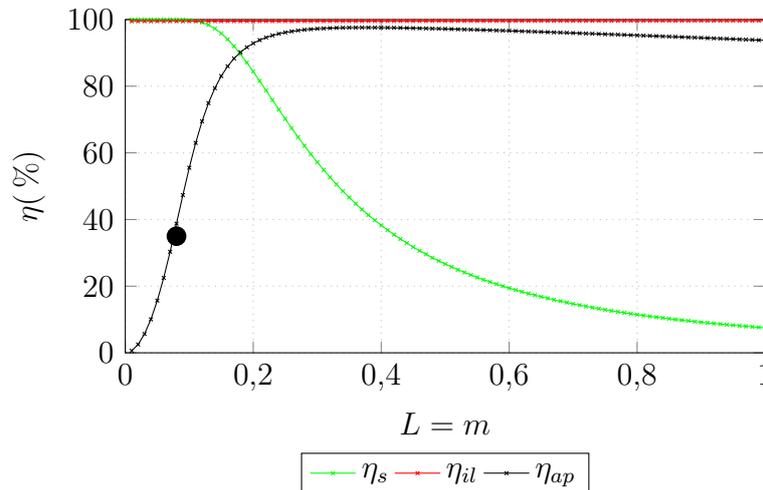


Figura. 4.84. Eficiencia de iluminación η_{il} , de desbordamiento η_s y de apertura η_{ap} para la lente con anillo metálico de ancho 15mm y diámetro externo $D=130 \text{ mm}$, ubicada a una distancia f de la guía circular con bocina a 12GHz

4.1.3 Enlace Satélital

Para realizar una simulación del enlace satelital, se utiliza Simulink de MATLAB, específicamente la herramienta de Comunicaciones Satelitales (Satellite Communications Toolbox). Esta caja de herramientas está destinada a crear, modelar y diseñar enlaces satelitales. Permite configurar órbitas, estaciones terrestres, condiciones atmosféricas, la comunicación entre estaciones y otros aspectos relacionados.

Para configurar o modelar la órbita del satélite, se revisa la documentación, que ofrece varios ejemplos y proporciona una visión para crear escenarios. Para lograr el objetivo propuesto, se hace uso de un satélite comercial, el HISPASAT 36W-1. Su posición orbital es de 36 grados oeste y su altitud es de 35781.70 km (GEO), tal como se muestra en la Figura 4.85. Este satélite cubre la zona de cobertura donde se encuentra la estación base en Riobamba, con una latitud de -1.67 y una longitud de -78.64. La huella de cobertura irradia un PIRE de aproximadamente 49 dBW, como se indica en la Figura 4.86. El satélite se desplaza de acuerdo con las especificaciones y parámetros proporcionados por el fabricante.

El satélite Hispasat 36W-1 proporciona acceso a la estación base en Riobamba durante un inter-

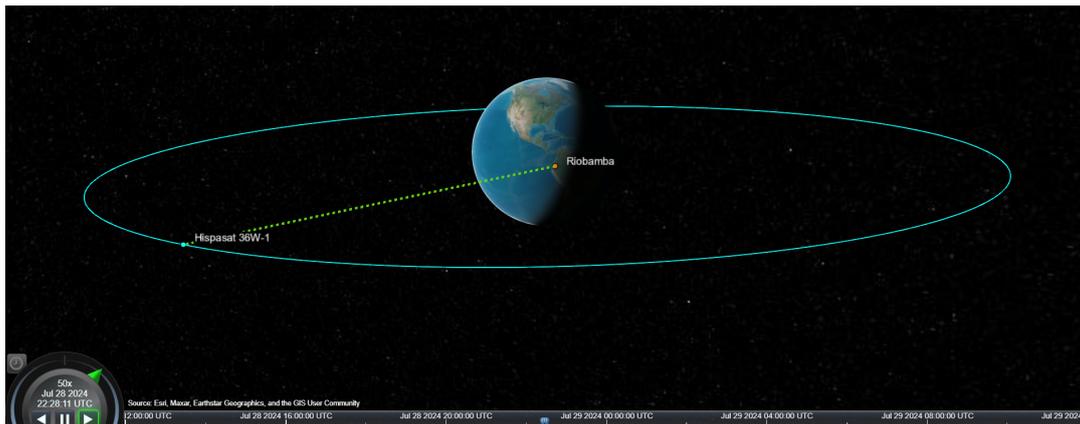


Figura. 4.85. Desplazamiento orbital del satélite

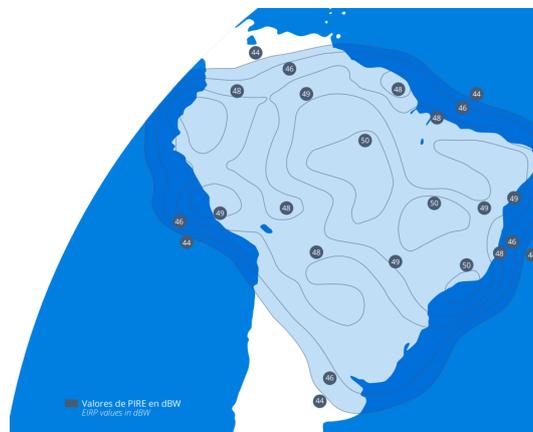


Figura. 4.86. Valores de PIRE del satélite HISPASAT 36W-1

valo continuo de aproximadamente 23 horas, comenzando el 28 de julio de 2024 a las 12:57 PM y finalizando el 29 de julio de 2024 a las 12:00 PM. Durante este intervalo, el satélite completa al menos una órbita adicional (de la órbita 1 a la órbita 2) sobre la estación base.

Esto significa que durante este período, el satélite tiene una línea de visión continua con la estación base, permitiendo la comunicación sin interrupciones.

A continuación, se evaluará el rendimiento del enlace utilizando la herramienta Satellite Link Budget. Esta herramienta permitirá analizar varios parámetros para determinar la viabilidad del enlace, tanto para la antena comercial como para la antena diseñada. Lo que se espera es que la antena diseñada tenga un mejor funcionamiento en comparación con la antena comercial. En la Figura 4.87 se muestra la interfaz de la aplicación Satellite Link Budget, donde se configuran e ingresan los valores de acuerdo con los requisitos del enlace.

Para el escenario creado, en el cual la información se transmite desde una estación base hacia el satélite o viceversa, es esencial utilizar el presupuesto del enlace para determinar si el

enlace es factible o no. Cabe señalar que esta herramienta permite usar el estándar P.618 que proporciona las bases para calcular y predecir la propagación de señales en sistemas de comunicaciones espaciales, teniendo en cuenta las influencias atmosféricas y otros factores que afectan el rendimiento del enlace.

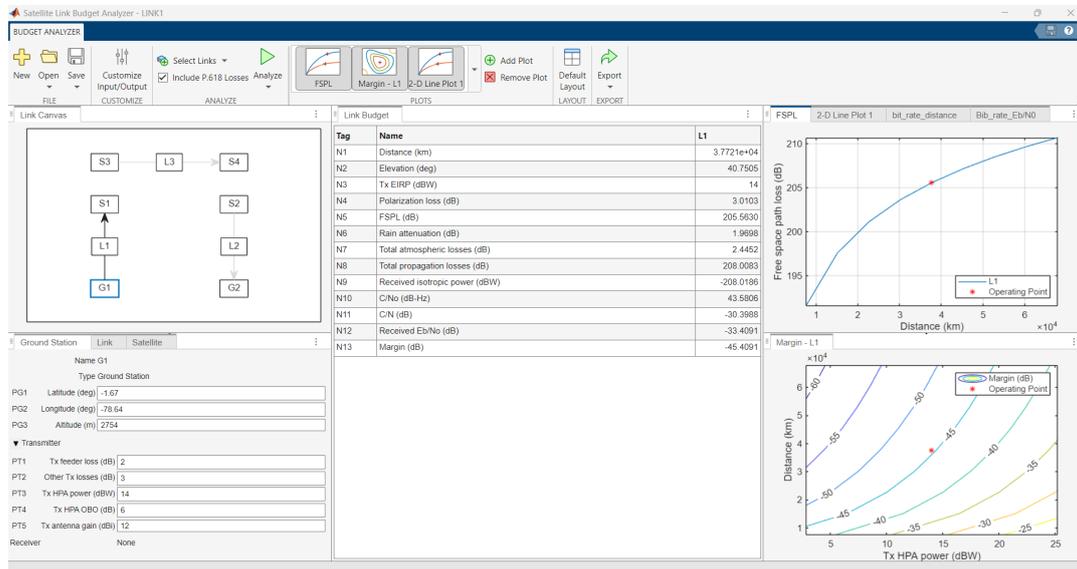


Figura. 4.87. Interfaz de Satellite Link Budget

A continuación, se procede a configurar la antenna comercial en el escenario y a calcular los parámetros más importantes utilizando la herramienta Satellite Link Budget. Se configura la estación base especificando su longitud, latitud y altura, e instalando el transmisor y la antenna. La ganancia de la antenna se establece en 12.39 dB de acuerdo a la simulación, la potencia del transmisor es de 30 dBW y se considera una pérdida en el alimentador de 1 dB. Para el enlace, se define una frecuencia de operación de 12 GHz, un ancho de banda de 36 MHz y una tasa de bits de 25 Mbps. Finalmente, en la configuración del satélite, donde se encuentra el receptor, se establece una pérdida por interferencia de 1 dB. Estos parámetros se ingresan en la herramienta Satellite Link Budget para evaluar la viabilidad y el rendimiento del enlace, asegurando que la comunicación entre la estación base y el satélite cumpla con los requisitos técnicos necesarios para una operación efectiva.

Para profundizar en el análisis se muestra la Figura 4.88(a) donde se nota la pérdida en el espacio libre en función a la distancia dado que se encuentra en orbita GEO, tiene un nivel alto de pérdidas lo que se debe contrarrestar con un nivel de ganancia alto de la antenna para mantener la eficiencia, por otra parte en la Figura 4.88(b) donde se compara la tasa de transmisión de datos en Mbps vs E_b/N_0 (relación de energía por bit a densidad espectral de potencia de ruido) que tiene que ver directamente con la calidad de la señal. De modo que se muestra que a medida que aumenta la velocidad de transmisión disminuye el valor de E_b/N_0 lo que implica que para mantener una alta tasa de bits se debe mejorar las condiciones de recepción lo que podría implicar mejorar la antenna, reducir interferencias u otros.

Tabla 4.11. Valores sobre el enlace de la antena comercial

| Parámetros | Antena Comercial |
|-------------------------------------|------------------|
| Pérdida de polarización (dB) | 0.331 |
| FSPL(dB) | 205.56 |
| Atenuación por lluvia (dB) | 1.9698 |
| Perdida atmosférica total (dB) | 2.4452 |
| Pérdida totales de propagación (dB) | 208.00 |
| Potencia isotrópica recibida (dBW) | -177.04 |
| C/N (dB) | 3.9948 |
| Received E_b/N_0 (dB) | 5.5714 |
| Margin (dB) | -5.42 |

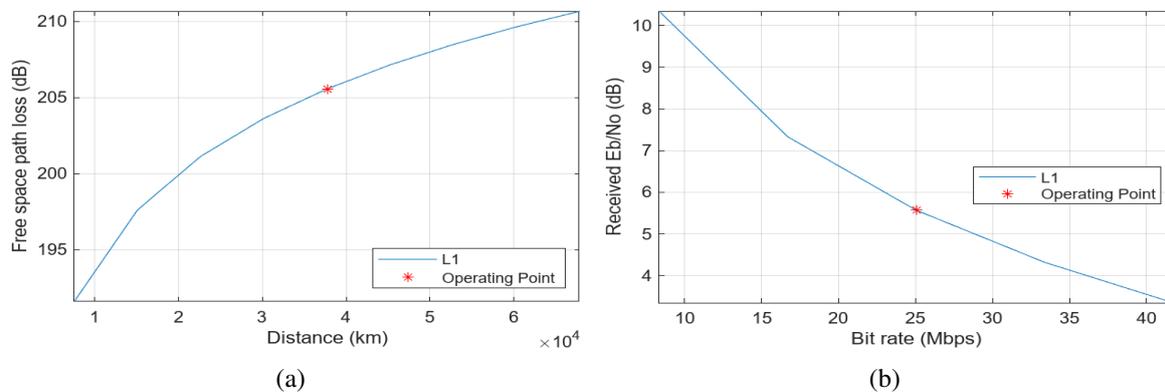


Figura. 4.88. Resultado de las pérdidas en el espacio libre en función de la distancia (4.88(a)) y Transmisión de bits (Mbps) vs E_b/N_0 (4.88(b))

Otro parámetro importante es relación C/N (Carrier-to-Noise Ratio), expresada en decibelios (dB), es una métrica fundamental en las comunicaciones por satélite. Es la relación entre la potencia de la portadora (señal útil) y la potencia del ruido (señal no deseada) en un sistema de comunicación tiene que ver directamente con la calidad de la señal, en la Figura 4.89 se muestra esta métrica comparada con la Frecuencia se nota que a medida que aumenta la frecuencia el valor de C/N disminuye

Los resultados anteriores corresponden a la antena comercial que se simulo en la sección 3.1.6 ahora se introduce los datos de la antena lente diseñada que corresponde al modelo 1 que es el que mejor directividad tiene respecto a los demás modelos.

De la misma manera se usa la aplicación Satellital Link Budget donde se conserva los datos de la estación base, el enlace y el satélite a excepción que en esta la ganancia de la antena es mayor aproximadamente 20 db, de modo que se va a analizar los resultados de los parámetros de pérdidas, E_b/N_0 y C/N siguiendo el mismo procedimiento empleado anteriormente. En la

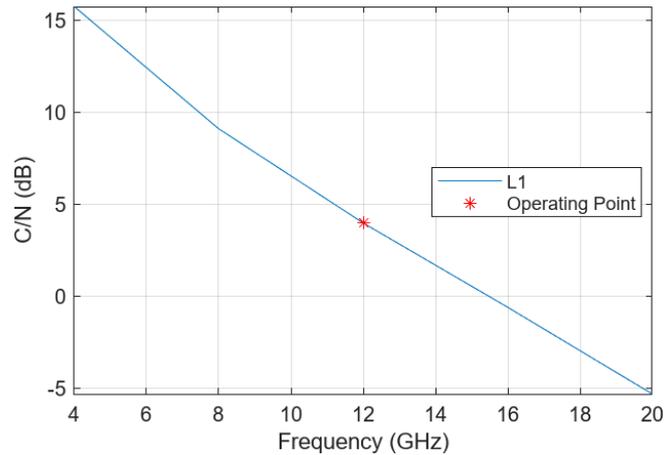


Figura. 4.89. Gráfica de Relación C/N vs Frecuencia

Tabla 4.12 se resumen los valores más importantes del enlace.

Tabla 4.12. Valores sobre el enlace de la antena lente diseñada

| Parámetros | Antena Diseñada |
|-------------------------------------|-----------------|
| Pérdida de polarización (dB) | 0.0331 |
| FSPL(dB) | 205.56 |
| Atenuación por lluvia (dB) | 1.9698 |
| Perdida atmosférica total (dB) | 2.4452 |
| Pérdida totales de propagación (dB) | 208.00 |
| Potencia isotrópica recibida (dBW) | -169.041 |
| C/N (dB) | 11.99 |
| Received E_b/N_0 (dB) | 13.57 |
| Margin (dB) | -2.57 |

Así mismo, como se analizó la pérdida en el espacio libre en función de la distancia para la antena comercial, se repite el análisis para la antena diseñada. En la Figura 4.90(a) se observa que no hay un cambio significativo, puesto que las características de pérdida en el espacio libre dependen principalmente de la distancia entre las antenas y la frecuencia utilizada, las cuales se mantienen constantes en ambas simulaciones. Por lo tanto, el comportamiento de la pérdida en el espacio libre no varía considerablemente entre la antena comercial y la antena diseñada.

Mientras que en la Figura 4.90(b) se muestra la relación entre la transmisión de datos Mbps vs E_b/N_0 donde se aprecia que a mayor tasa de transmisión decae el valor de E_b/N_0 . Sin embargo, se destaca una mejora en comparación con los resultados obtenidos con la antena comercial. Esta mejora en E_b/N_0 indica que la antena diseñada ofrece un rendimiento superior en términos de calidad de señal para tasas de transmisión de datos más altas.

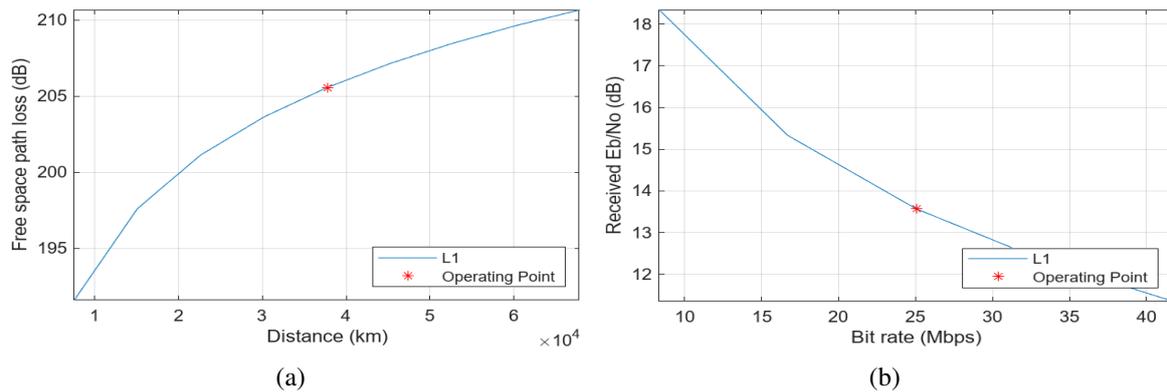


Figura. 4.90. Resultado de las pérdidas en el espacio libre en función de la distancia (4.88(a)) y Transmisión de bits (Mbps) vs E_b/N_0 (4.88(b))

Por ultimo se analiza la relación C/N dB para ello se muestra la Figura 4.91 donde se nota que tiene una mejora de 8 dB respecto a la antena comercial, esta mejora indica que la antena diseñada experimenta menores pérdidas, lo que a su vez sugiere una mejor calidad de señal y un rendimiento superior en la comunicación.

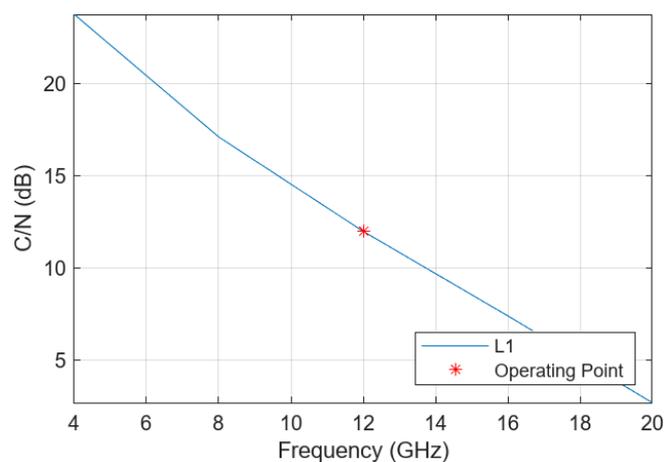


Figura. 4.91. Gráfica de Relación C/N vs Frecuencia

4.1.4 Comparación entre la antena comercial y la antena diseñada en el enlace satelital

Se analizará el escenario del enlace satelital en el que una estación base envía información al satélite en órbita Hispasat 36W-1 mediante una antena. Como se mencionó anteriormente, se utilizan otros dispositivos para lograr este fin. Para demostrar o analizar que la antena diseñada ofrece una mejor calidad de señal en comparación con la antena comercial, se tomará un rango de valores donde se variará la interferencia, la cual será causada por condiciones atmosféricas y pérdidas inherentes al sistema. Todos estos valores se obtienen de la aplicación Satellite Link Budget

Tabla 4.13. Comparación de los parámetros del enlace entre la antena comercial, diseñada y los cálculos realizados

| Parámetros | Antena Comercial | Antena Diseñada | Calculo Teórico |
|-------------------------|------------------|-----------------|-----------------|
| Pérdidas espacio libre | 205.56 dB | 205.56 dB | 205.6 dB |
| Pérdidas atmosféricas | 0.53 dB | 2.44 dB | 2.44 dB |
| Atenuación por lluvia | 1.96 dB | 1.96 dB | 3.41 dB |
| Pérdidas de propagación | 208.0 dB | 208.0 dB | 210.11 dB |
| C/N | 3.99 dB | 12 dB | 18 dB |
| E_b/N_0 | 5.57 dB | 13.57 dB | 16.49 dB |

Tabla 4.14. Comparación del escenario propuesto con otros escenarios

| Parámetros | FSL | Banda | Modulación | C/N | E_b/N_0 |
|-----------------------------|-----------|-------|------------|----------|-----------|
| Escenario Propuesto | 205.5 dB | Ku | QPSK | 12 dB | 13.57 dB |
| Esc.(Ecu-Usa) [43] | 199.62 dB | C | QPSK/IDR | 15.2 dB | 13.3 dB |
| Esc.(Col-Esp) [44] | 200.07 dB | C | QPSK | 8.6 dB | 7.6 dB |
| Esc.(Col-Bra) [14] | 206.95 dB | Ku | 32 QPSK | 11.67 dB | 9.56 dB |
| Esc.(Mex-Mex) [45] | 206.70 dB | Ku | QPSK | 21.85 dB | 20.34 dB |
| Esc.(Cuba-Cuba) [7] | 210.5 dB | Ku | QPSK | 6.25 dB | 3.24 dB |
| Esc.(Cdmx-Chia) [46] | 206.29 dB | Ku | QPSK | 3.50 dB | -0.378dB |

En la Tabla 4.14 se compara el escenario propuesto con otros escenarios documentados en la literatura. Los valores de C/N y E_b/N_0 de nuestro diseño muestran una proximidad razonable con los de otros estudios, lo que valida la viabilidad del diseño propuesto. Es relevante destacar que todos los escenarios comparados utilizan satélites en órbita GEO y son los valores correspondientes al enlace ascendente, lo que asegura una comparación justa en términos de condiciones orbitales. La tabla 4.14 también resalta que, aunque algunos escenarios presentan un C/N y E_b/N_0 superiores, el diseño propuesto mantiene una competencia cercana con soluciones existentes, sugiriendo que el rendimiento del enlace es comparable con opciones ya establecidas en la literatura.

4.1.4.1 Análisis de la relación C/N entre la antena comercial y la antena diseñada

Para este análisis, se extrae un rango de datos que mide el entorno de acuerdo con la interferencia añadida al transmisor, causada por condiciones atmosféricas y pérdidas inherentes al enlace, con el fin de observar cómo se comporta la calidad de la señal en relación con la antena comercial y la antena diseñada.

Un valor alto de C/N indica una señal más fuerte en relación al ruido, lo que resulta en una mejor calidad de la comunicación, mientras que un C/N bajo puede generar errores en la transmisión de datos y pérdida de información.

Con estos valores de C/N, se aplicará una prueba de normalidad para determinar si los datos siguen un comportamiento paramétrico o no, lo que permitirá aplicar el test adecuado para el análisis. Dependiendo del número de datos, se utiliza la prueba de normalidad de Shapiro-Wilk, cuyos resultados se resumen en la Tabla 4.15.

Tabla 4.15. Resultado tras aplicar el test de normalidad Shapiro Wilk a los valores de C/N de la antena comercial

| |
|---|
| Establecer la hipótesis nula y alternativa. |
| H_o : Los datos de C/N de la antena comercial se distribuyen normalmente H_a : Los datos de C/N de la antena comercial no se distribuyen normalmente |
| Nivel de significancia $\alpha = 0,05$ |
| Estadístico $W = 0,96094$ |
| P-valor 0,591 (es mayor a 0.05) |
| Tomar la decisión En este caso, dado que el valor p es mayor (0.591), se acepta la hipótesis nula. Esto significa que hay evidencia estadística para afirmar los datos de C/N de la antena comercial se distribuyen normalmente |

De la misma manera se toman los datos de C/N de la antena diseñada en el mismo entorno configurado del enlace satelital, la Tabla 4.16 muestra los resultados.

Tabla 4.16. Resultado tras aplicar el test de normalidad Shapiro Wilk a los valores de C/N de la antena diseñada

| |
|---|
| Establecer la hipótesis nula y alternativa. |
| H_o : Los datos de C/N de la antena diseñada se distribuyen normalmente H_a : Los datos de C/N de la antena diseñada no se distribuyen normalmente |
| Nivel de significancia $\alpha = 0,05$ |
| Estadístico $W = 0,96087$ |
| P-valor 0,5897 (es mayor a 0.05) |
| Tomar la decisión En este caso, dado que el valor p es mayor (0.5897), se acepta la hipótesis nula. Esto significa que hay evidencia estadística para afirmar que los datos de C/N de la antena diseñada se distribuyen normalmente |

Después de confirmar la normalidad de los datos mediante pruebas de normalidad, se procedió a aplicar el test t de Student para muestras independientes con el objetivo de determinar si exis-

tía una diferencia significativa en la relación señal a ruido (C/N) entre la antena comercial y la antena diseñada. Los resultados del test t indicaron una diferencia significativa entre las medias de C/N de ambas antenas. El valor t obtenido fue de 5.466 con 36 grados de libertad, y el valor p asociado fue de 0.000003596, que es considerablemente menor que el umbral de significancia convencional de 0.05. Esto sugiere que la diferencia en las medias de C/N entre la antena comercial y la antena diseñada es estadísticamente significativa. El intervalo de confianza del 95 % para la diferencia de medias se situó entre 3.138 y 6.841, confirmando que la antena diseñada ofrece un rendimiento significativamente superior en comparación con la antena comercial en el rango de interferencia evaluado, como se detalla en la Tabla 4.17

Tabla 4.17. Resultado tras aplicar el test t de Student para muestras independientes a los datos de C/N de la antena comercial y antena diseñada

| |
|---|
| Establecer la hipótesis nula y alternativa. |
| H_0 : No hay diferencia entre la media de los datos de C/N de la antena comercial y la media de los datos de C/N de la antena diseñada en el enlace satelital. |
| H_a : Hay diferencia entre la media de los datos de C/N de la antena comercial y la media de los datos de C/N de la antena diseñada en el enlace satelital. |
| Nivel de significancia $\alpha = 0,05$ |
| Estadístico $t = 5,466$ |
| P-valor 0,000003596 (es menor a 0.05) |
| Tomar la decisión |
| Se rechaza la hipótesis nula, hay evidencia suficiente para afirmar que hay una diferencia significativa en la mediana de C/N de la antena comercial y la mediana de C/N de la antena diseñada al 95 % de confianza |

En la Figura 4.92 se presenta un diagrama de cajas que compara los valores de C/N entre la antena comercial y la antena diseñada. El diagrama revela que la media de C/N para la antena diseñada es notablemente superior a la de la antena comercial. Además, se observa que no hay valores atípicos en ninguna de las dos muestras, lo que sugiere que los datos se distribuyen de manera relativamente uniforme alrededor de la media en ambas antenas.

4.1.4.2 Análisis de la relación E_b/N_0 entre la antena comercial y la antena diseñada

De manera similar al análisis realizado con C/N , se procede a estudiar el comportamiento de E_b/N_0 para la antena comercial y la antena diseñada. Para ello, se extraen los datos del mismo entorno, considerando las interferencias debidas a condiciones atmosféricas y las pérdidas propias del enlace, con el objetivo de comparar cuál de las antenas ofrece una mejor calidad de señal. Un valor alto de E_b/N_0 es deseable porque indica una mejor relación entre la energía de

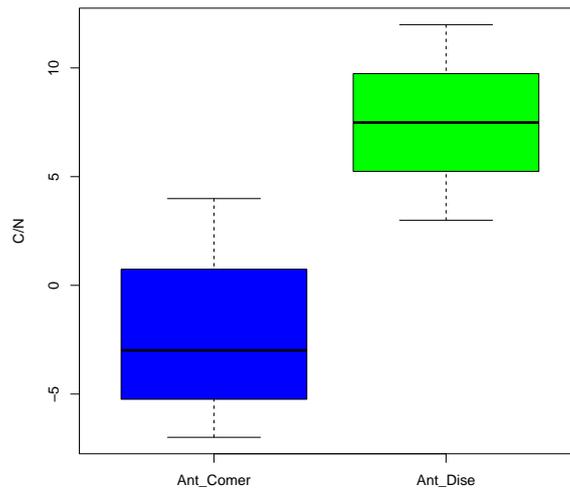


Figura. 4.92. Diagrama de caja: Comparación del valor de C/N de la antena comercial y la antena diseñada

la señal y el ruido, resultando en una comunicación más eficiente y confiable. Un valor bajo de E_b/N_0 sugiere una comunicación menos eficiente y puede necesitar medidas adicionales para mejorar la calidad de la señal.

Con los valores obtenidos de E_b/N_0 , se aplica un test de normalidad para determinar si los datos siguen una distribución paramétrica. Este análisis es esencial para seleccionar el test estadístico más apropiado para el análisis subsiguiente. La aplicación del test de normalidad permitirá decidir si se deben emplear métodos paramétricos, que asumen una distribución normal de los datos, o métodos no paramétricos, que no requieren dicha suposición. En la Tabla 4.18 se resumen los valores de la antena comercial.

Tabla 4.18. Resultado tras aplicar el test de normalidad Shapiro Wilk a los valores de E_b/N_0 de la antena comercial

| |
|--|
| Establecer la hipótesis nula y alternativa. |
| H_o : Los datos de E_b/N_0 de la antena comercial se distribuyen normalmente |
| H_a : Los datos de E_b/N_0 de la antena comercial no se distribuyen normalmente |
| Nivel de significancia $\alpha = 0,05$ |
| Estadístico $W = 0,96856$ |
| P-valor 0,7472 (es mayor a 0.05) |
| Tomar la decisión |
| En este caso, dado que el valor p es mayor (0.7472), se acepta la hipótesis nula. Esto significa que hay evidencia estadística para afirmar los datos de E_b/N_0 de la antena comercial se distribuyen normalmente |

Tabla 4.19. Resultado tras aplicar el test de normalidad Shapiro Wilk a los valores de E_b/N_0 de la antena diseñada

| |
|---|
| Establecer la hipótesis nula y alternativa. |
| H_0 : Los datos de E_b/N_0 de la antena diseñada se distribuyen normalmente H_a : Los datos de E_b/N_0 de la antena diseñada no se distribuyen normalmente |
| Nivel de significancia $\alpha = 0,05$ |
| Estadístico $W = 0,96087$ |
| P-valor 0,5897 (es mayor a 0.05) |
| Tomar la decisión En este caso, dado que el valor p es mayor (0.5897), se acepta la hipótesis nula. Esto significa que hay evidencia estadística para afirmar los datos de E_b/N_0 de la antena diseñada se distribuyen normalmente |

Luego de probar la normalidad de los datos mediante pruebas de normalidad, se procedió a aplicar el test t de Student para muestras independientes. Este análisis tuvo como objetivo determinar si existía una diferencia significativa en la relación señal a ruido E_b/N_0 entre la antena comercial y la antena diseñada. La aplicación del test t permite evaluar si las diferencias observadas en el rendimiento entre ambas antenas son estadísticamente significativas o si podrían ser atribuidas al azar. Esta comparación es crucial para validar la eficacia de la antena diseñada en comparación con la antena comercial y para entender mejor el impacto de las características de cada antena en la calidad de la señal. Seguidamente se aplica el test t de Student para muestras independientes con el objetivo de determinar si existe una diferencia significativa en E_b/N_0 entre la antena comercial y diseñada. Los resultados se muestran en la Tabla 4.20.

Tabla 4.20. Resultado tras aplicar el test t de Student para muestras independientes a los datos de E_b/N_0 de la antena comercial y la antena diseñada

| |
|---|
| Establecimiento de la hipótesis nula y alternativa |
| H_0 : No hay diferencia entre la media de los datos de E_b/N_0 de la antena comercial y la media de los datos de E_b/N_0 de la antena diseñada en el enlace satelital. H_a : Hay una diferencia entre la media de los datos de E_b/N_0 de la antena comercial y la media de los datos de E_b/N_0 de la antena diseñada en el enlace satelital. |
| Nivel de significancia $\alpha = 0,05$ |
| Estadístico $t = 8,7203$ |
| P-valor $2,11 \times 10^{-10}$ (es menor a 0.05) |
| Decisión Se rechaza la hipótesis nula; hay evidencia suficiente para afirmar que existe una diferencia significativa en la media de E_b/N_0 entre la antena comercial y la antena diseñada al 95 % de confianza. |

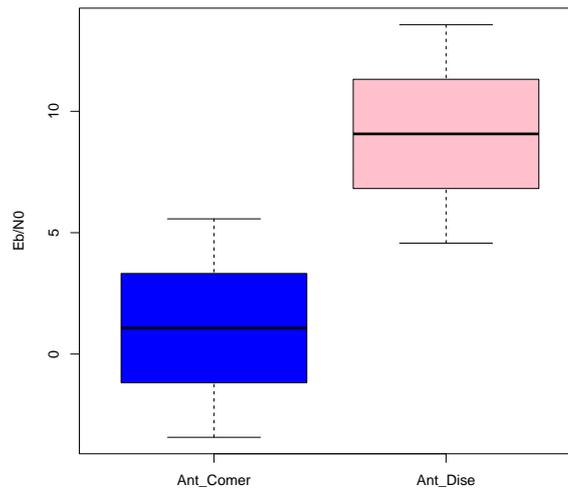


Figura. 4.93. Diagrama de caja: Comparación del valor E_b/N_0 de la antena comercial y la antena diseñada

El análisis revela que la antena diseñada presenta una media de E_b/N_0 significativamente más alta que la antena comercial. El valor t elevado y el p-valor extremadamente bajo ($2.11e-10$) confirman que la diferencia en la relación señal a ruido entre las dos antenas es estadísticamente significativa. Además, el intervalo de confianza del 95 % respalda esta conclusión al no incluir 0, sugiriendo que la antena diseñada ofrece un rendimiento superior en comparación con la antena comercial. Este resultado implica que la antena diseñada tiene una mejor capacidad para mantener una buena calidad de señal en comparación con la antena comercial, lo cual es crucial para aplicaciones que requieren alta precisión y fiabilidad en la comunicación.

Por último se muestra el diagrama de cajas en la Figura 4.93 en donde claramente se puede ver que la antena diseñada tiene un valor de media mas alta que la antena comercial, además no se observan valores atípicos.

CAPÍTULO V

5.1 Conclusiones

En este trabajo se lleva a cabo un estudio del estado del arte sobre los avances en el diseño de antenas para enlaces satelitales, donde se revelan importantes desarrollos y tendencias en este campo. Se observa una evolución significativa en las técnicas de diseño y optimización de antenas, con un enfoque en la mejora de parámetros clave como la directividad, ganancia y adaptación en bandas de frecuencia específicas. Los estudios revisados muestran un creciente interés en la implementación de antenas de alta directividad y eficiencia, utilizando tecnologías como SIW, RIDGE GAP, microstrip y antenas tipo lente metálicas.

Se ha logrado el desarrollo de la lente metálica, donde se modela el alimentador o radiador, que consiste en una transición de guía rectangular a cuadrada tipo WR75, ubicado dentro de un plano de masa de 130 x 130 mm. En la apertura de la guía, se perfora un anillo resonante con un diámetro interno de 40 mm ($1,6\lambda_o$) y de ancho 5 mm ($0,2\lambda_o$).

El diseño parte de un anillo circular inicial, el mismo que se ajusta su ancho para formar un conjunto coplanar de tres anillos. Este conjunto se configura cuidadosamente para maximizar la directividad, ajustando tanto la separación como el ancho de los anillos. Se incorporan tiras de cortocircuito que dividen el conjunto en sectores, analizando diferentes configuraciones con 12 y 24 sectores. A partir de estos análisis, se obtienen dos modelos de lente. Para mejorar aún más la directividad, se añaden dos capas adicionales a la lente, formando un diseño de tres capas. La distancia focal total es de 80 mm ($3,2\lambda_o$). Con estos ajustes, los modelos alcanzan una directividad máxima de 18.78 dB y 19.4 dB en torno a los 12 GHz. Las simulaciones confirman que la lente cumple con las expectativas tanto en términos de adaptación como de directividad.

Se realiza la simulación del enlace satelital en MATLAB/Simulink utilizando una antena comercial y la antena lente diseñada, donde se obtiene una visión integral sobre el rendimiento de ambas en un entorno de comunicación satelital. Se configuran las características de la antena de lente y se evalúa su capacidad para transmitir y recibir señales entre la estación base a través del satélite.

Se comparan los resultados de la simulación bajo un estudio estadístico paramétrico, donde se demuestra que la antena lente propuesta ofrece ventajas significativas en comparación con las antenas comerciales tradicionales. En particular, la simulación revela una mejora en la relación señal a ruido (E_b/N_0) y (C/N), lo que sugiere una mayor eficiencia en la recepción y transmisión de señales, por ende una mejor calidad de la comunicación.

5.2 Recomendaciones

Dado que la antena diseñada ha demostrado una mejora significativa en la relación señal a ruido (E_b/N_0) y la relación portadora a ruido (C/N) en comparación con la antena comercial, se recomienda su implementación en aplicaciones donde la calidad de la señal es crítica. La capacidad de la antena diseñada para proporcionar una comunicación más clara y fiable resulta especialmente valiosa en entornos con alta demanda de datos y en situaciones que requieren comunicaciones satelitales de alta precisión.

Para capitalizar estos beneficios, es fundamental mantener un enfoque constante en la investigación y desarrollo de nuevas tecnologías y mejoras en el diseño de antenas. La innovación continua en este campo no solo puede llevar a avances en el rendimiento de las antenas, sino también abrir nuevas aplicaciones y oportunidades en el sector de las comunicaciones satelitales. Invertir en permitirá optimizar aún más el diseño de la antena, abordar cualquier limitación potencial y explorar nuevas soluciones tecnológicas que puedan ofrecer ventajas adicionales, asegurando así que las soluciones de comunicación satelital sean siempre de vanguardia y capaces de satisfacer las demandas emergentes del mercado.

Finalmente, se recomienda contar con una máquina de altas prestaciones computacionales para llevar a cabo simulaciones de lentes metálicas, ya que estos procesos pueden ser altamente demandantes en términos de tiempo. La complejidad de las simulaciones y el alcance del barrido de frecuencias pueden afectar significativamente la duración de las simulaciones. Por lo tanto, disponer de un equipo con capacidad de procesamiento avanzada es crucial para realizar estos cálculos de manera eficiente.

Además, es importante contar con un sistema de almacenamiento adecuado para gestionar grandes volúmenes de datos generados durante las simulaciones. El almacenamiento en disco debe ser suficiente para mantener una bitácora detallada de todas las simulaciones realizadas, lo cual es esencial para el análisis posterior, la replicación de resultados y el seguimiento del progreso en el desarrollo.

Bibliografía

- [1] H. M. Segura Medranda, “Diseño de un sistema unidireccional satelital para difusión de datos en la escuela rural pedro cornelio drouet.” B.S. thesis, Riobamba, Universidad Nacional de Chimborazo, 2022.
- [2] P. M. Benítez Basantes, “Estudio de propagación de sistemas de telefonía móvil en la banda 1900 mhz (lte) mediante mediciones de campo eléctrico para establecer una recomendación de un modelo de propagación existente.” *Revista de Ingeniería Electrónica y Comunicaciones*, 2022.
- [3] W. J. Bravo López, “Estudio de tcp sobre enlaces satelitales y del estándar dvb-s, orientado a aplicaciones de transmisión de datos,” B.S. thesis, Quito: EPN, 2005., 2005.
- [4] G. Siles and D. Chirinos, “Estimación de intensidad de lluvia para estudios de propagación radioeléctrica en bolivia,” *Investigación & Desarrollo*, vol. 18, no. 1, pp. 69–79, 2018.
- [5] M. Lorenzo Mediero, “Estudio sobre los retos y oportunidades de los satélites hispasat en la región de américa latina y desarrollo de una web de difusión de resultados,” *Telecomunicaciones en América Latina*, 2017.
- [6] D. A. Santillán Haro, “Diseño de lentes metálicas usando la teoría de modos característicos.” Ph.D. dissertation, Universitat Politècnica de València, 2020.
- [7] G. G. S. Padrón and J. F. A. Brito, “Propuesta de servicio 5g para la agricultura inteligente en cuba,” *Revista Cubana de Transformación Digital*, vol. 3, no. 1, pp. e135–e135, 2022.
- [8] Pasternack, “Wr-75 waveguide standard gain horn antenna,” 2024, accedido: 16 de septiembre de 2024. [Online]. Available: <https://www.pasternack.com/wr-75-waveguide-gain-horn-antenna-10db-square-flange-pe9855b-10-p.aspx>
- [9] P. M. Gross, “Diseño óptimo de antenas lente en microondas mediante métodos de simulación,” Ph.D. dissertation, Universidad Nacional de La Plata, 2019.
- [10] J. Campos Bel *et al.*, “Factibilidad de la utilización de ondas milimétricas en comunicaciones por satélites leo,” Master’s thesis, UPV, 2021.
- [11] A. U. Chaudhry and H. Yanikomeroğlu, “Optical wireless satellite networks versus optical fiber terrestrial networks: The latency perspective: Invited chapter,” in *30th Biennial*

Symposium on Communications 2021. Springer, 2022, pp. 225–234.

- [12] J. Liu, D. Lerner, J. Chung, U. Paul, A. Gupta, and E. M. Belding, “Poster: Traffic shaping and youtube performance interaction in geo satellite networks,” in *Proceedings of the ACM SIGCOMM 2023 Conference*, 2023, pp. 1153–1155.
- [13] F. Khan Blanco *et al.*, “Retardo en redes leo: modelado y análisis,” *Telecomunicaciones actualidad*, 2021.
- [14] E. Y. Carrillo Sánchez, N. A. Velandia Maldonado, N. C. Villa Moreno *et al.*, “Diseño de un enlace satelital como sistema backhaul de comunicaciones móviles,” *Sistemas de radio enlace*, 2018.
- [15] A. Palacio Romeu, “Comunicaciones ópticas entre satélites leo y geo,” Ph.D. dissertation, Universidad Nacional de Cuyo, 2022.
- [16] D. A. Santillán Haro and P. B., “Diseño y análisis de una lente metálica dual-band usando la teoría de modos característicos para aplicaciones en banda k/ka,” Master’s thesis, Universidad Nacional de Chimborazo, 2023.
- [17] P. M. Gross, J. P. Ciafardini, F. Vico Bondia, J. A. Bava, and M. Ferrando Bataller, “Antenas lentes con metamateriales y su aplicación en tecnología espacial,” in *IX Congreso Argentino de Tecnología Espacial (CATE)(Córdoba, 26 al 28 de abril de 2017)*, 2017.
- [18] D. N. Arizaca Cusicuna, “Diseño de antenas en banda de frecuencias milimétricas para sistemas de comunicaciones 5g,” *UPV*, 2021.
- [19] S. K. Karki, J. Ala-Laurinaho, and V. Viikari, “Low-profile scanloss-reduced integrated metal-lens antenna,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 70, no. 2, pp. 876–887, 2021.
- [20] P. M. Gross, J. P. Ciafardini, J. Z. Vernieri, and J. A. Bava, “Antena lente plana dieléctrica,” in *X Congreso Argentino de Tecnología Espacial (CATE)(Buenos Aires, 10 al 12 de abril de 2019)*, 2019.
- [21] D. A. Santillán Haro, J. I. Córdova Ronquillo, and M. A. Dávila Bermeo, “Diseño y validación de lentes metálicas (2.4ghz) para el simulador satelital en el laboratorio de electrónica de la facultad de ingeniería,” Master’s thesis, Universidad Nacional de Chimborazo, Riobamba, 2023. [Online]. Available: <http://dspace.unach.edu.ec/handle/51000/10870>

- [22] Y. Cheng and Y. Dong, "High-gain all-metal 3-d printed lens-horn antenna for millimeter-wave applications," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 22, no. 2, pp. 308–312, 2022.
- [23] Z.-Y. Zhang, G.-S. Su, L.-W. Huang, and K. W. Leung, "Compact metal-lens-integrated horn antenna," in *2023 IEEE Conference on Antenna Measurements and Applications (CAMA)*. IEEE, 2023, pp. 439–441.
- [24] S. Dey, J. V. Raji, N. Kunju, and S. Dey, "High gain dual broadband antenna array using substrate integrated waveguide at x/ku bands," in *2022 IEEE Microwaves, Antennas, and Propagation Conference (MAPCON)*, 2022, pp. 665–669.
- [25] Z.-J. Guo, Z.-C. Hao, H.-Y. Yin, D.-M. Sun, and G. Q. Luo, "Planar shared-aperture array antenna with a high isolation for millimeter-wave low earth orbit satellite communication system," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 69, no. 11, pp. 7582–7592, 2021.
- [26] Y. R. Ding and Y. J. Cheng, "Ku/ka dual-band dual-polarized shared-aperture beam-scanning antenna array with high isolation," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 67, no. 4, pp. 2413–2422, 2019.
- [27] C.-X. Mao, S. Gao, Q. Luo, T. Rommel, and Q.-X. Chu, "Low-cost x/ku/ka-band dual-polarized array with shared aperture," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 65, no. 7, pp. 3520–3527, 2017.
- [28] V. L. Pabbisetty and S. Nelaturi, "Compact dual band circular hexa fractal antenna," in *2022 Second International Conference on Advances in Electrical, Computing, Communication and Sustainable Technologies (ICAECT)*, 2022, pp. 1–5.
- [29] C. Phaneendra, K. V. V. Ram, D. Naveen, L. Sreekar, and K. K. Naik, "Design a multi-band mimo patch antenna at x, k, and ku band for wireless applications," in *2022 Fourth International Conference on Emerging Research in Electronics, Computer Science and Technology (ICERECT)*, 2022, pp. 1–6.
- [30] U. Sharma, J. Ansari, and P. K. Mishra, "Closed envelop shaped microstrip (cesm) antenna with dgs for x and ku band wireless applications," in *2023 First International Conference on Microwave, Antenna and Communication (MAC)*, 2023, pp. 1–4.
- [31] S. Sharma, M. Kumar, H. Nigam, and M. Mathur, "Dual band circular patch coplaner microstrip patch antenna for x band and ku band applications," in *2021 IEEE Indian Con-*

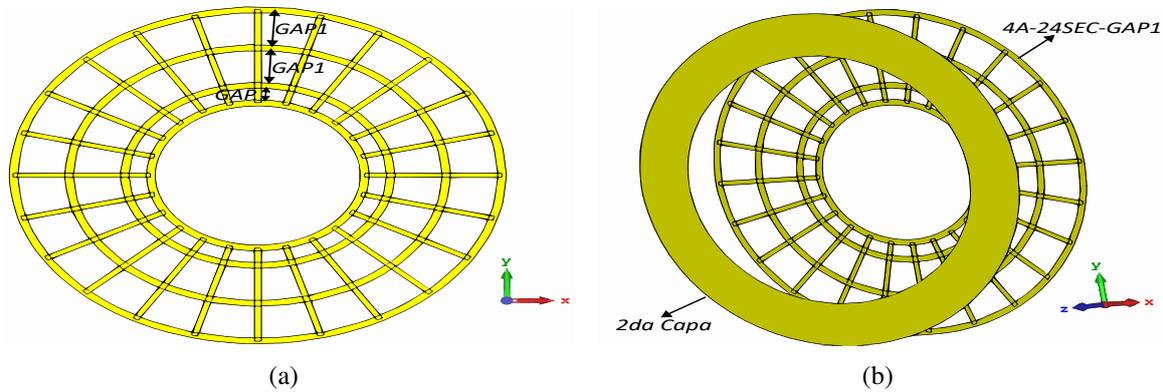
ference on Antennas and Propagation (InCAP), 2021, pp. 344–346.

- [32] M. Hamedani, H. Oraizi, D. Zarifi, and A. Amini, “Design of ku-band leaky-wave slot array antenna based on ridge gap waveguide,” in *2019 13th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, 2019, pp. 1–3.
- [33] H.-T. Zhang, W. Wang, M.-P. Jin, Y.-Q. Zou, and X. Liang, “A novel dual-polarized waveguide array antenna for ku band satellite communications,” in *2017 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation & USNC/URSI National Radio Science Meeting*, 2017, pp. 633–634.
- [34] 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.
- [35] J. Thornton and K.-C. Huang, *Modern lens antennas for communications engineering*. John Wiley & Sons, 2013, vol. 39.
- [36] A. E. Noa Ataypoma, “Modelo de enlace satelital para la cobertura móvil en la localidad de telapaccha–acobambilla–huancavelica,” *IEEEExplore*, 2018.
- [37] R. R. F. Rangel, “Diseño de sistemas de radiación tipo isoflux para aplicaciones satelitales,” *Diseño Satelital*, 2022.
- [38] N. Zhang, W. X. Jiang, H. F. Ma, W. X. Tang, and T. J. Cui, “Compact high-performance lens antenna based on impedance-matching gradient-index metamaterials,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 67, no. 2, pp. 1323–1328, 2019.
- [39] J.-J. Liang, G.-L. Huang, J.-N. Zhao, Z.-J. Gao, and T. Yuan, “Wideband phase-gradient metasurface antenna with focused beams,” *IEEE Access*, vol. 7, pp. 20 767–20 772, 2019.
- [40] G.-B. Wu, S.-W. Qu, and S. Yang, “Low-profile transmitarray antenna with cassegrain reflectarray feed,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 67, no. 5, pp. 3079–3088, 2019.
- [41] C. Han, Y. Zhang, and Q. Yang, “A broadband reflectarray antenna using triple gapped rings with attached phase-delay lines,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 65, no. 5, pp. 2713–2717, 2017.
- [42] G. Cheng, Y.-m. Wu, J.-X. Yin, N. Zhao, T. Qiang, and X. Lv, “Planar luneburg lens based on the high impedance surface for effective ku-band wave focusing,” *IEEE Access*, vol. 6,

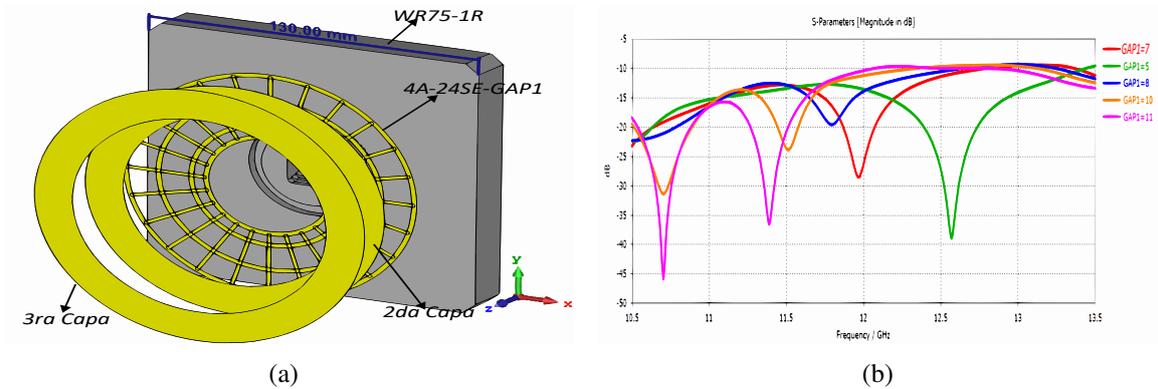
pp. 16 942–16 947, 2018.

- [43] A. M. G. Mejía, C. M. P. Rozo, and G. H. T. Sánchez, “Cálculo de un enlace satelital entre quito (ecuador) y los Ángeles (california-eeuu),” *Revista de Comunicaciones Satelitales*, 2024.
- [44] C. Hernández, O. F. Corredor, and L. F. Pedraza, “Metodología para el diseño de enlaces satelitales,” *Tecnura*, vol. 14, no. 26, pp. 102–117, 2010.
- [45] G. Sevilla Soto, “Diseño de un enlace satelital para la ciudad de tuxtla gutiérrez, chiapas y el distrito federal,” Ph.D. dissertation, Instituto Politécnico Nacional, 2019.
- [46] A. Parra Jiménez, L. A. Ponciano Martínez, and B. N. Tornés Montalvo, “Metología para el dimensionamiento en enlaces satelitales,” *Revista de Ingeniería Electrónica y Comunicaciones*, 2022.

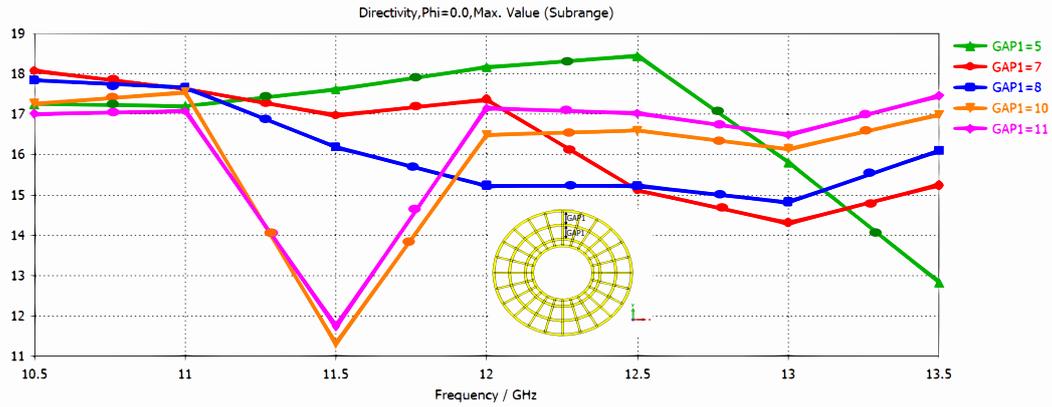
ANEXOS



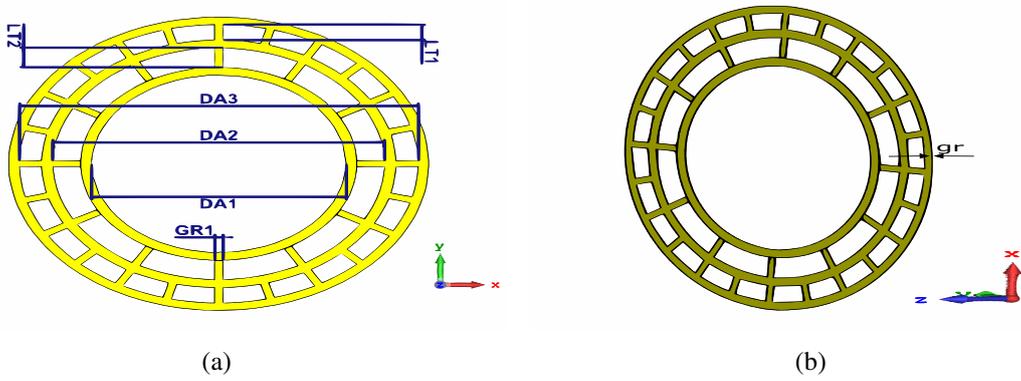
Anexo 1: Para este modelo 4A-24SE-GAP1 se propone el uso de los 24 sectores. En los modelos previos, la separación entre anillos es de 4 mm. En este caso, se mantiene dicha separación entre el primer y segundo anillo. Luego, se varía la distancia entre el segundo y tercer anillo, así como entre el tercer y cuarto anillo, manteniendo la misma distancia en ambos casos, la distancia se incrementará de forma paramétrica hasta cubrir el diámetro de la segunda capa.



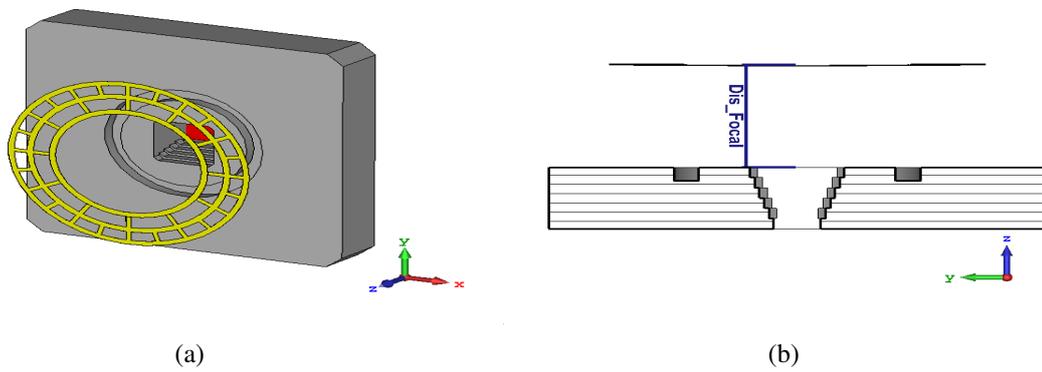
Anexo 2 : Modelo 4A-24SE-GAP1 3 capas (a) y comparación del resultado de la simulación del parámetro S11 (b)



Anexo 3: Resultado de la simulación de la directividad variando el valor de GAP1 del modelo 4A-24SE-GAP1 en donde con un valor de 5 mm se tiene un valor máximo de directividad.



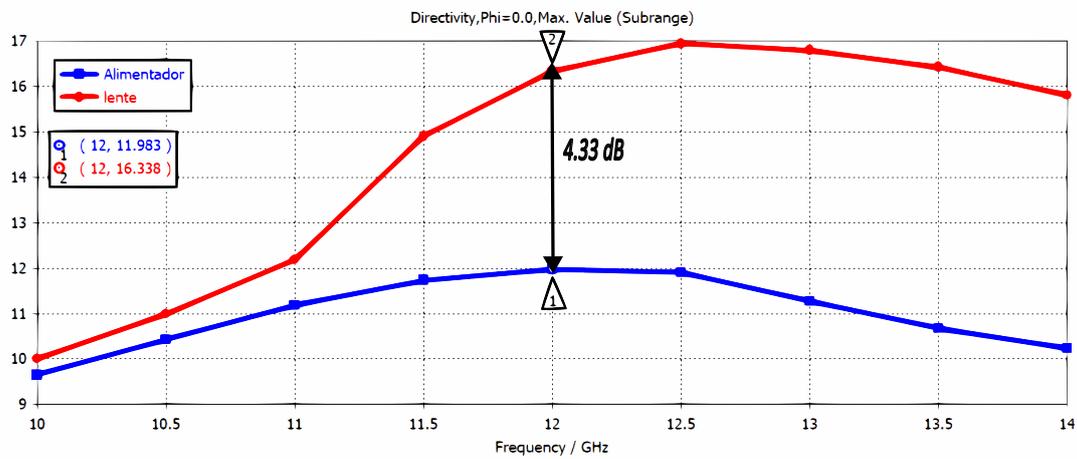
Anexo 4: Se muestra un segundo diseño de lente (Modelo 2) la cual se modela a partir de los resultados obtenidos anteriormente del conjunto de 3 anillos y 4 anillos coplanares y fusión de los sectores, se ilustra la vista frontal de la lente (a) y vista lateral (b)



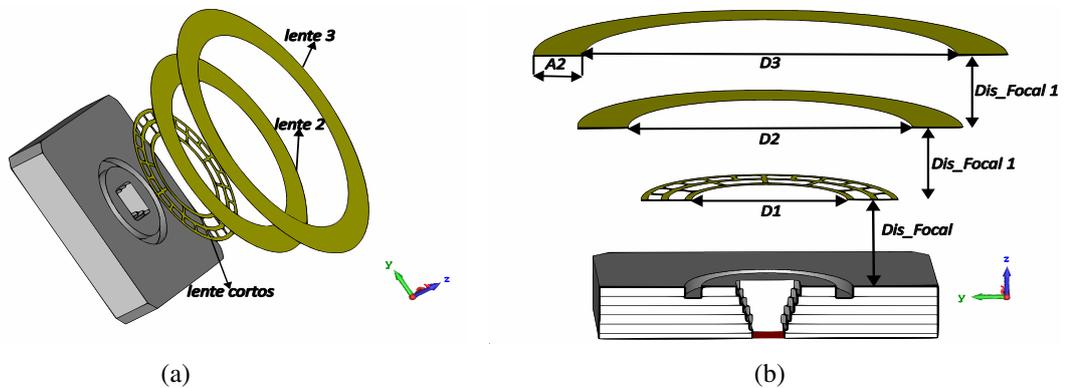
Anexo 5: Montaje de la lente (a) en el alimentador y (b) vista lateral

Anexo 6: Tabla Dimensiones de la Lente cortocircuitada.

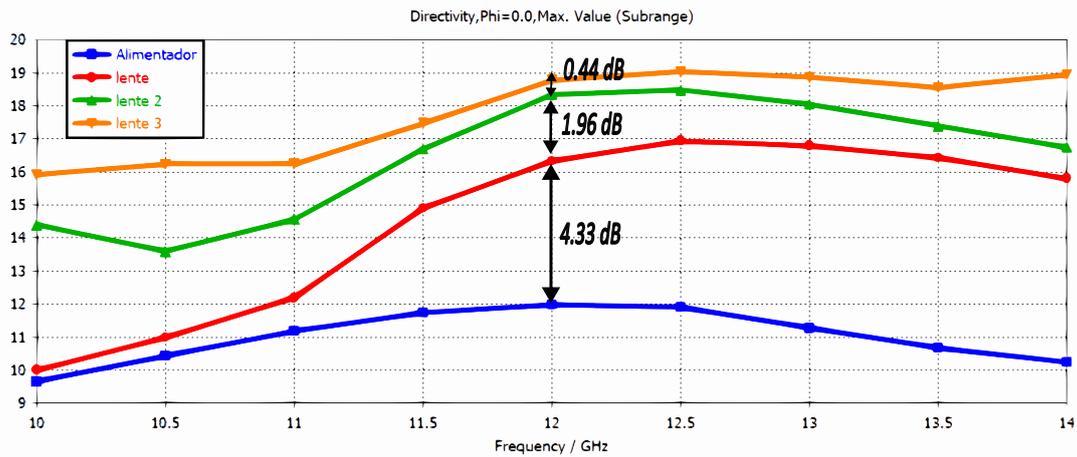
| Dimensiones de Lente cortocircuitada | | | |
|--------------------------------------|------------|-----------|------------|
| Variables | Valor (mm) | Variables | Valor (mm) |
| $DA1$ | 46 | $DA2$ | 60 |
| $DA3$ | 72 | $LT1$ | 4 |
| $LT2$ | 5 | $GR1$ | 1.5 |



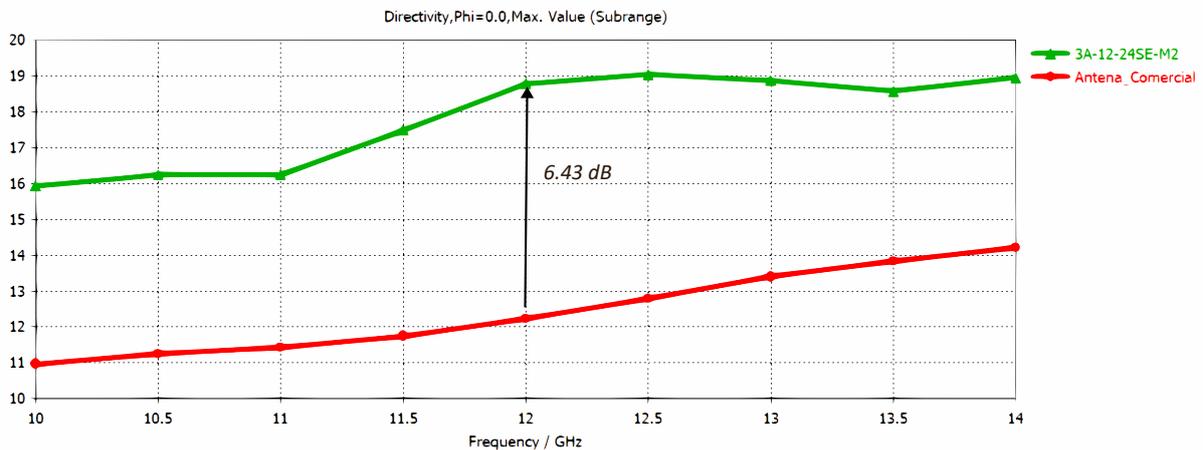
Anexo 7: Resultado de la simulación de la directividad del alimentador WR75 junto con la lente (modelo 2) en la banda KU



Anexo 8: Modelo de la antena con 3 lentes y medidas



Anexo 9: Resultado de la comparación del resultado de la simulación de la directividad del alimentador con las 3 lentes



Anexo 10: Resultado de la comparación de la directividad de la antena comercial y 3A-12-24SE-M2

| Descripción | Hispasat 36W-1 (Hispasat AG1) |
|-------------------------------|---|
| Posición orbital y coberturas | 36 Oeste |
| Transpondedores | 20 transpondedores en banda Ku y capacidad adicional de 3 transpondedores en banda Ka |
| Antenas de comunicaciones | Antena de recepción activa reconfigurable DRA ELSA (carga útil RedSAT) |
| | Dos antenas reflectoras desplegables en banda Ku y una en banda Ka |
| Procesador a bordo | RedSAT |
| Masa neta | 1.700 kg |
| Masa de lanzamiento | 3.2 toneladas |
| Potencia carga | >3.4 kW |
| Potencia disponible | 6.0 kW |
| Tiempo de vida | 15 años |
| Fabricante | OHB System AG |
| PIRE | 46 dBW |

Anexo 11: Características técnicas del satélite Hispasat 36W-1 [5].

CARACTERÍSTICAS DEL SATÉLITE
SATELLITE CHARACTERISTICS

GENERAL

Fabricante | OHB Systems AG
Fecha de lanzamiento | 2017
Lanzador | Arianespace
Posición orbital | 36° Oeste

PLAN DE FRECUENCIAS

Transpondedores operativos | 20 Ku + 3 spots en Ka

COBERTURAS

Descripción | Europa y América
Polarización | Lineal

GENERAL

Manufacturer | OHB Systems AG
Launch date | 2017
Launcher | Arianespace
Orbital position | 36° West

FREQUENCY PLAN

Operational transponders | 20 Ku + 3 Ka spots

COVERAGES

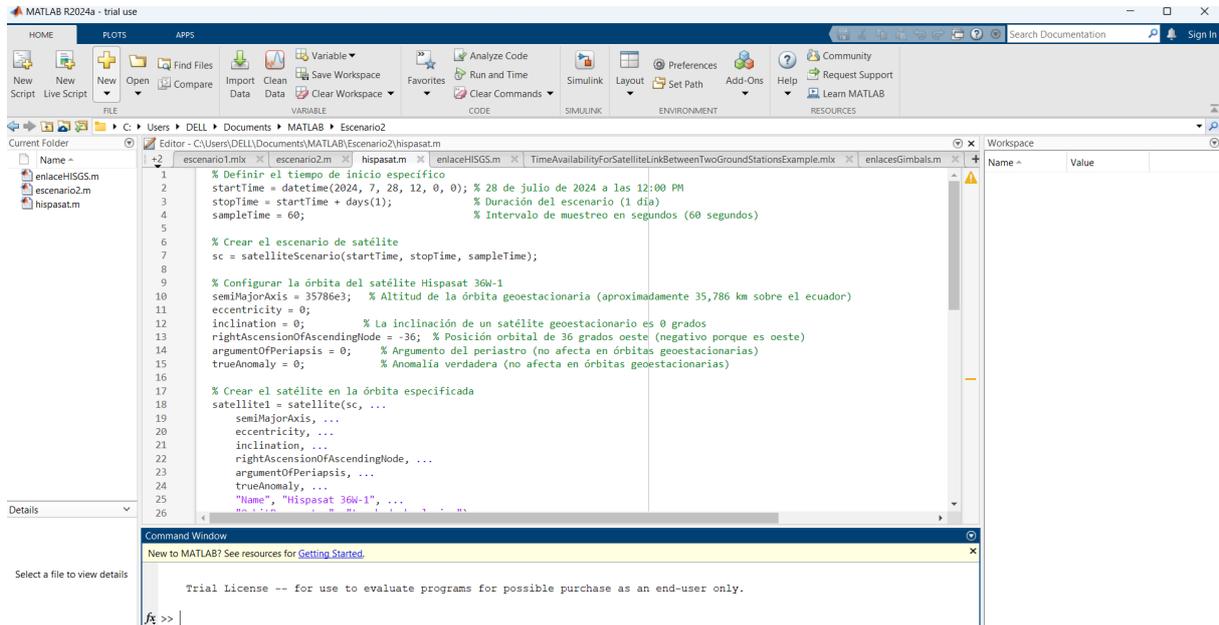
Description | Europe and America
Polarization | Linear



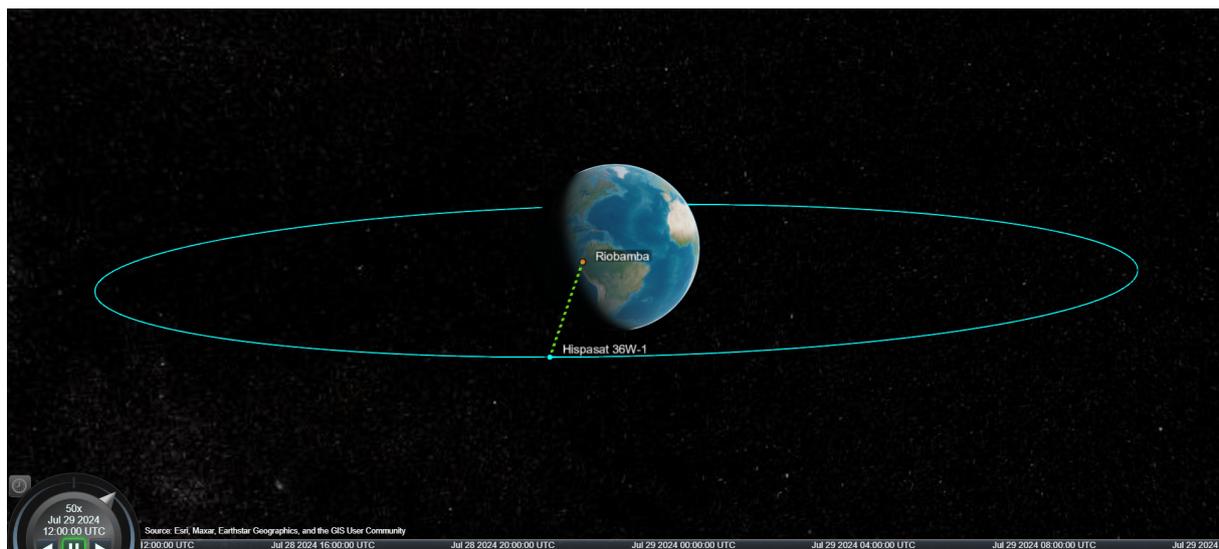
Anexo 12: Características del satélite Hispasat 36W-1

| Porcentaje de tiempo (%) | A | B | C | D | E | F | G | H | J | K | L | M | N | P | Q |
|--------------------------|------|-----|-----|-----|-----|-----|----|----|----|-----|-----|-----|-----|-----|-----|
| 1,0 | >0,1 | 0,5 | 0,7 | 2,1 | 0,6 | 1,7 | 3 | 2 | 8 | 1,5 | 2 | 4 | 5 | 12 | 14 |
| 0,3 | 0,8 | 2 | 2,8 | 4,5 | 2,4 | 4,5 | 7 | 4 | 13 | 4,2 | 7 | 11 | 15 | 34 | 49 |
| 0,1 | 2 | 3 | 5 | 8 | 6 | 8 | 12 | 10 | 20 | 12 | 15 | 22 | 35 | 65 | 72 |
| 0,03 | 5 | 6 | 9 | 13 | 12 | 15 | 20 | 18 | 28 | 23 | 33 | 40 | 65 | 105 | 96 |
| 0,01 | 8 | 12 | 15 | 19 | 22 | 28 | 30 | 32 | 35 | 42 | 60 | 63 | 95 | 145 | 115 |
| 0,003 | 14 | 21 | 26 | 29 | 41 | 54 | 45 | 55 | 45 | 70 | 105 | 95 | 140 | 200 | 142 |
| 0,001 | 22 | 32 | 42 | 42 | 70 | 78 | 65 | 83 | 55 | 100 | 150 | 120 | 180 | 250 | 170 |

Anexo 13: Zonas hidrometeorológicas e intensidad de lluvia excedida en (mm/h) según la REC UIT-R P.837-1 [8].



Anexo 14: Configuración del enlace en matlab



Anexo 15: Recorrido orbital del satélite Hispasat 36W-1