

# TRABAJO FIN DE GRADO



**UCAM**

UNIVERSIDAD CATÓLICA  
DE MURCIA

## ESCUELA POLITÉCNICA SUPERIOR

*Ingeniería en Tecnologías de Telecomunicación*

---

Estudio de un polarizador reconfigurable implementado  
con metasuperficie basado en la estructura “Staircase-  
Shaped”

*Autor:*

*Marcos Pascual Goberna*

*Director:*

*Dr. Ángel Joaquín García Collado*

*Murcia, junio de 2026*

*Firmado por: Marcos Pascual Goberna*









**UCAM**

UNIVERSIDAD CATÓLICA  
DE MURCIA

**TRABAJO FIN DE GRADO**

**ESCUELA POLITÉCNICA SUPERIOR**

*Ingeniería en Tecnologías de Telecomunicación*

---

Estudio de un polarizador reconfigurable implementado  
con metasuperficie basado en la estructura “Staircase-  
Shaped”

*Autor:*

*Marcos Pascual Goberna*

*Director:*

*Dr. Ángel Joaquín García Collado*

*Murcia, junio de 2026*



## Agradecimientos

A D. Ángel Joaquín García Collado, por acompañarme durante esta última gran etapa de la carrera, por confiar en mí y ayudarme a alcanzar uno de los mayores retos personales de mi vida. Sin lugar a dudas, este trabajo no habría sido posible sin su apoyo ni sin la oportunidad que me brindó junto a su grupo de investigación.

A D. Pedro Castrillo Romón, por su cercanía y su constante implicación con nosotros. Gracias por enseñarnos no solo a ser mejores ingenieros, sino también mejores personas y buenos cristianos.

A la universidad, al profesorado y a mis compañeros, por permitirme crecer y aprender en un entorno donde el conocimiento ocupa un lugar fundamental, pero donde también he descubierto la importancia de disfrutar y valorar todo aquello que rodea esta etapa tan exigente como hermosa de la vida. En especial, quiero agradecer a Arancha Galvañ Soler y a Alejandro López Martínez su amistad, su apoyo incondicional y, sobre todo, haber aportado luz en algunos de los momentos más oscuros de mi vida.

A mi familia, y especialmente a mis padres y a mis hermanos. Gracias por creer en mí incluso cuando yo mismo dudaba de si todo el esfuerzo realizado durante este último año merecía la pena. Gracias por ayudarme a perseverar en los momentos de dificultad y por celebrar mis logros con una alegría que nadie más podría igualar. Si algún éxito he alcanzado, siempre será tan vuestro como mío.

Y, finalmente, a ti, abuelo. Por haber sido mi confidente, mi guía y mi ejemplo a seguir. Aunque nos dejaste hace apenas un mes, te siento más presente que nunca. Espero que hayas podido ver desde arriba cómo he cumplido aquello que te prometí, a pesar de los difíciles momentos que encontré durante mi etapa en Madrid. Este trabajo también lleva una parte de ti.

Simplemente, gracias a todos.



## Listado de Abreviatura

**AR**, Axial Ratio (Relación Axial)

**CP**, Circular Polarization (Polarización Circular)

**FEM**, Finite Element Method (Método de Elementos Finitos)

**FIT**, Finite Integration Technique (Técnica de Integración Finita)

**FSS**, Frequency Selective Surfaces (Superficies Selectivas de Frecuencia / Polarizadores planares)

**ITU**, International Telecommunication Union (Unión Internacional de Telecomunicaciones)

**LHCP**, Left-Hand Circular Polarization (Polarización Circular a Izquierdas)

**LP**, Linear Polarization (Polarización Lineal)

**LTC**, Linear to Circular (Conversión de polarización de lineal a circular)

**PCB**, Printed Circuit Board (Tecnología de circuito impreso)

**PCE**, Polarization Conversion Efficiency (Eficiencia de Conversión de Polarización)

**RHCP**, Right-Hand Circular Polarization (Polarización Circular a Derechas)

**TFG**, Trabajo Fin de Grado

**UCAM**, Universidad Católica de Murcia

## Símbolos y Variables

$c$  , Velocidad de la luz en el vacío [m/s]

$D$  , Dimensión máxima de la estructura [mm]

$d$  , Distancia entre la antena y la metasuperficie (o distancia de Fraunhofer) [mm]

$E$  , Vector instantáneo de campo eléctrico [V/m]

$E_x, E_y$ , Amplitudes de las componentes elementales del campo eléctrico [V/m]

$f_r$ , Frecuencia de resonancia [GHz]

$L_p$  , Longitud del parche de la antena [mm]

$L_{pc}$  , Longitud del recorte del parche [mm]

$S_{11}$  Coeficiente de reflexión o pérdidas de retorno [dB]

$W$  , Ancho del parche [mm]

$\Delta\phi$  , Diferencia de fase relativa entre las componentes del campo eléctrico [°]

$\varepsilon_{eff}$ , Constante dieléctrica efectiva

$\varepsilon_r$ , Constante dieléctrica relativa (permitividad) del sustrato

$\lambda$  , Longitud de onda [mm]

$\phi_x, \phi_y$ , Fases iniciales de las componentes del campo eléctrico [°]

## ÍNDICE

|                                                                                                   |           |
|---------------------------------------------------------------------------------------------------|-----------|
| <b>RESUMEN .....</b>                                                                              | <b>23</b> |
| <b>1. INTRODUCCIÓN .....</b>                                                                      | <b>27</b> |
| <b>2. JUSTIFICACIÓN.....</b>                                                                      | <b>29</b> |
| <b>3. MARCO TEÓRICO .....</b>                                                                     | <b>33</b> |
| 3.1. Introducción a la polarización de ondas electromagnéticas .....                              | 34        |
| 3.1.1. Polarizadores electromagnéticos: definición y tipos.....                                   | 34        |
| 3.1.2. Metamateriales: ingeniería de la materia artificial .....                                  | 36        |
| 3.1.3. Metasuperficies: la evolución de los metamateriales .....                                  | 38        |
| 3.1.4. Tecnología de circuito impreso (PCB) en alta frecuencia .....                              | 38        |
| 3.2. Fundamentos teóricos del control de polarización mediante superficies<br>estructuradas ..... | 39        |
| 3.2.1. Descripción matemática del estado de polarización .....                                    | 39        |
| 3.2.2. Conversión lineal a circular (LTC).....                                                    | 41        |
| 3.2.3. Parámetros .....                                                                           | 42        |
| 3.3. Topologías de celda unitaria para conversión de modos en microondas<br>45                    |           |
| 3.3.1. Clasificación de conversores: reflexivos vs transmisivos.....                              | 45        |
| 3.3.2. Justificación de la geometría “Staircase-Shaped” .....                                     | 46        |
| 3.3.3. Modelado electromagnético y entorno de simulación .....                                    | 48        |
| 3.4. Fundamentos de la antena de Parche .....                                                     | 50        |
| 3.4.1. Principio de funcionamiento: modelo de línea de transmisión ....                           | 50        |
| 3.4.2. Ecuaciones de diseño .....                                                                 | 51        |
| 3.4.3. Mecanismo de alimentación .....                                                            | 52        |
| 3.5. Dispositivos de control de frente de onda .....                                              | 53        |
| 3.5.1. Metasuperficies reconfigurables .....                                                      | 53        |
| 3.5.2. Aplicaciones críticas en comunicaciones satelitales y aéreas ....                          | 55        |

|           |                                                                   |           |
|-----------|-------------------------------------------------------------------|-----------|
| 3.5.3.    | Justificación de los objetivos del proyecto .....                 | 55        |
| <b>4.</b> | <b>OBJETIVOS.....</b>                                             | <b>57</b> |
| 4.1.      | Objetivo General .....                                            | 57        |
| 4.2.      | Objetivos Específicos.....                                        | 57        |
| 4.2.1.    | Diseño y caracterización de la antena .....                       | 57        |
| 4.2.2.    | Diseño y optimización del metamaterial polarizador .....          | 57        |
| 4.2.3.    | Desarrollo de un polarizador reconfigurable .....                 | 58        |
| <b>5.</b> | <b>METODOLOGÍA .....</b>                                          | <b>59</b> |
| 5.1.      | Entorno de simulación.....                                        | 59        |
| 5.2.      | Entorno del análisis de datos .....                               | 59        |
| 5.3.      | Diseño de una antena parche capaz de trabajar en la banda X ..... | 60        |
| 5.3.1.    | Modelado inicial de la antena .....                               | 60        |
| 5.3.2.    | Procedimiento de simulación .....                                 | 61        |
| 5.3.3.    | Procedimiento para el análisis de los datos de la antena .....    | 62        |
| 5.4.      | Diseño de la metasuperficie con celdas Staircase-Shaped .....     | 62        |
| 5.4.1.    | Disposición del número de celdas .....                            | 63        |
| 5.4.2.    | Distribuciones posibles de metasuperficies .....                  | 64        |
| 5.4.3.    | Identificación del campo lejano según en tamaño del metamaterial  | 66        |
| 5.5.      | Optimización del sistema .....                                    | 67        |
| 5.5.1.    | Metodología para el análisis del sistema integrado .....          | 69        |
| 5.6.      | Conversión LHCP a RHCP .....                                      | 71        |
| 5.6.1.    | Criterio de confirmación de resultados LTC .....                  | 71        |
| 5.7.      | Metodología experimental.....                                     | 72        |
| 5.7.1.    | Montaje experimental.....                                         | 72        |
| 5.7.2.    | Fase de calibración.....                                          | 74        |
| 5.7.3.    | Fase de medición.....                                             | 76        |

|                                                                                                                                      |            |
|--------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|------------|
| <b>6. RESULTADOS .....</b>                                                                                                           | <b>79</b>  |
| 6.1. Parametrización de la antena parche.....                                                                                        | 79         |
| 6.1.1. Barrido del parámetro $L_p$ .....                                                                                             | 79         |
| 6.1.2. Barrido del parámetro $L_{pc}$ .....                                                                                          | 81         |
| 6.1.3. Segundo barrido $L_p$ .....                                                                                                   | 83         |
| 6.1.4. Análisis de la antena optimizada final .....                                                                                  | 84         |
| 6.2. Resultados y análisis del proceso de optimización del sistema .....                                                             | 86         |
| 6.2.1. Análisis de escalabilidad (barrido paramétrico):.....                                                                         | 87         |
| 6.2.2. Sintonización de la separación de la cavidad Aire-Metamaterial:<br>101                                                        |            |
| 6.2.3. Estudio de apertura efectiva .....                                                                                            | 104        |
| 6.2.4. Evaluación de convergencia (5x5 vs 6x6) a 14.2mm.....                                                                         | 107        |
| 6.2.5. Validación de la distancia crítica .....                                                                                      | 112        |
| 6.2.6. Verificación de la Hipótesis de Convergencia (7x7):.....                                                                      | 116        |
| 6.2.7. Discusión entre estructura 5x5 y 7x7 .....                                                                                    | 123        |
| 6.3. Conversión LHCP a RHCP .....                                                                                                    | 125        |
| 6.4. Comparativa de los diagramas de radiación en 2D .....                                                                           | 130        |
| 6.5. Resultados experimentales.....                                                                                                  | 132        |
| 6.5.1. Comparación de las relaciones axiales.....                                                                                    | 133        |
| 6.5.2. Conversión de LHCP a RHCP .....                                                                                               | 136        |
| <b>7. CONCLUSIONES .....</b>                                                                                                         | <b>139</b> |
| <b>8. REFLEXIÓN Y VALORACIÓN PERSONAL .....</b>                                                                                      | <b>141</b> |
| <b>9. REFERENCIAS .....</b>                                                                                                          | <b>143</b> |
| <b>10. ANEXOS.....</b>                                                                                                               | <b>147</b> |
| 10.1. Anexo 1. Código de procesamiento y representación del parámetro $S_{11}$ para la optimización de la antena. ....               | 147        |
| 10.2. Anexo 2. Código de procesamiento base para la caracterización de campo y parámetros de polarización de la metasuperficie. .... | 149        |

|       |                                                                                                                                                                   |     |
|-------|-------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|-----|
| 10.3. | Anexo 3. Código avanzado de post-procesamiento electromagnético para el cálculo de eficiencias de conversión (PCE y LTC) y elipticidad en la metasuperficie ..... | 155 |
| 10.4. | Anexo 4. Código de post-procesamiento y representación del patrón de radiación bidimensional en coordenadas polares. ....                                         | 162 |
| 10.5. | Anexo 5. Plot resultados experimentales .....                                                                                                                     | 164 |
| 10.6. | Anexo 6: Plot coeficiente de reflexión experimental .....                                                                                                         | 169 |
| 10.7. | Anexo: 7 Comparativa Relación axial.....                                                                                                                          | 170 |

## ÍNDICE DE ELEMENTOS GRÁFICOS

### **FIGURAS**

|                                                                                                                                                                             |    |
|-----------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|----|
| Figura 1. Polarizador de guía de onda [11]. .....                                                                                                                           | 35 |
| Figura 2. Metasuperficie reconfigurable para la conversión de polarización lineal a circular mediante rotación mecánica [6]. .....                                          | 35 |
| Figura 3. Vista en detalle de una metasuperficie periódica [14]. .....                                                                                                      | 36 |
| Figura 4. Refracción en un medio con índice negativo frente a un medio convencional [16]. .....                                                                             | 37 |
| Figura 5. Cambio de coloración en la Copa de Licurgo (S. IV d.C.) según la incidencia de la luz: verde en reflexión (izquierda) y rojo en transmisión (derecha) [17]. ..... | 37 |
| Figura 6. Representación de ondas con polarización lineal vertical y horizontal [20]. .....                                                                                 | 40 |
| Figura 7. Representación tridimensional de estados de polarización: a) Circular Derecha, b) Circular Izquierda y c) Lineal como superposición [21]. .....                   | 41 |
| Figura 8. Comparativa del índice de refracción en medios isótropos y anisótropos [22]. .....                                                                                | 41 |
| Figura 9. Comparativa del sentido de la polarización circular según la orientación del metamaterial [23]. .....                                                             | 42 |
| Figura 10. Vista general de una metasuperficie 7x7 con geometría Staircase. ....                                                                                            | 48 |
| Figura 11. Configuración de una antena de parche microstrip con alimentación mediante línea de transmisión [18]. .....                                                      | 50 |
| Figura 12. Línea de transmisión microstrip: a) Geometría y parámetros físicos, b) Distribución de las líneas de campo eléctrico [18]. .....                                 | 51 |
| Figura 13. Configuración geométrica de una antena de parche microstrip con alimentación por línea de transmisión [30]. .....                                                | 53 |
| Figura 14. Geometría de la antena parche inicial en CST Studio Suite con indicación de los parámetros de optimización " $L_p$ " y " $L_{pc}$ ". .....                       | 61 |
| Figura 15. Dimensiones geométricas y cotas de la celda unitaria del metamaterial " <i>Staircase-Shaped</i> " seleccionado para la Banda X. ....                             | 63 |
| Figura 16. Modelo tridimensional de la celda unitaria " <i>Staircase-Shaped</i> ", destacando el espesor del sustrato de 3.20 mm y los ejes de referencia. ....             | 64 |

|                                                                                                                                                                                       |    |
|---------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|----|
| Figura 17. Distribución periódica de la metasuperficie en una matriz de 3x3 celdas unitarias “ <i>Staircase-Shaped</i> ”.....                                                         | 64 |
| Figura 18. Distribución periódica de la metasuperficie en una matriz de 4x4 celdas unitarias “ <i>Staircase-Shaped</i> ”.....                                                         | 65 |
| Figura 19. Distribución periódica de la metasuperficie en una matriz de 5x5 celdas unitarias “ <i>Staircase-Shaped</i> ”.....                                                         | 65 |
| Figura 20. Distribución periódica de la metasuperficie en una matriz de 6x6 celdas unitarias “ <i>Staircase-Shaped</i> ”.....                                                         | 65 |
| Figura 21. Distribución periódica de la metasuperficie en una matriz de 7x7 celdas unitarias “ <i>Staircase-Shaped</i> ”.....                                                         | 66 |
| Figura 22. Montaje del prototipo de la antena parche en el soporte dieléctrico a medida diseñado para los ensayos de laboratorio. ....                                                | 72 |
| Figura 23. Entorno de medida experimental en laboratorio, incluyendo el Analizador de Redes (VNA), la antena de bocina y el soporte circular para el ensayo de la metasuperficie..... | 73 |
| Figura 24. Analizador Vectorial de Redes (VNA) utilizado para la caracterización experimental de la antena. ....                                                                      | 74 |
| Figura 25. Dispositivo de calibración automática Keysight N4691B.....                                                                                                                 | 76 |
| Figura 26. Monitorización en tiempo real de las medidas de amplitud en la banda X para su posterior procesamiento y validación en MATLAB. ....                                        | 77 |
| Figura 27. Evolución del parámetro $S_{11}$ en función de la frecuencia para diferentes valores de la longitud del parche $L_p$ . ....                                                | 80 |
| Figura 28. Diagramas de radiación en campo lejano (plano E, $\phi = 0$ ) para los distintos valores de $L_p$ a la frecuencia de 10 GHz. ....                                          | 81 |
| Figura 29. Coeficiente de reflexión $S_{11}$ para el barrido del parámetro $L_{pc}$ con la longitud del parche fija en 7.1 mm.....                                                    | 82 |
| Figura 30. Diagramas de radiación en campo lejano (Plano E, $\Phi=0$ ) para el barrido paramétrico de $L_{pc}$ a la frecuencia de diseño de 10 GHz. ....                              | 83 |
| Figura 31. Coeficiente de reflexión $S_{11}$ para el barrido del parámetro $L_p$ con la longitud del parche fija en 2.5 mm.....                                                       | 84 |
| Figura 32. Diagramas de radiación en campo lejano (Plano E, $\Phi=0$ ) para el último barrido paramétrico de $L_p$ a la frecuencia de diseño de 10 GHz.....                           | 84 |

|                                                                                                                                                                                          |    |
|------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|----|
| Figura 33. Coeficiente de reflexión $S_{11}$ final de la antena parche optimizada. Se observa una resonancia profunda de -25 dB centrada exactamente en 10 GHz.                          | 85 |
| Figura 34. Caracterización de la eficiencia total del sistema radiante a 10 GHz, mostrando un rendimiento del 67% tras el proceso de optimización.....                                   | 85 |
| Figura 35. Patrón de radiación bidimensional (Plano E, $\Phi=0$ ) de la antena parche optimizada a 10 GHz. ....                                                                          | 86 |
| Figura 36. Comparativa de la amplitud de las componentes del campo eléctrico en función de la frecuencia para una configuración de metasuperficie de 3x3 a la distancia de 14.2 mm. .... | 87 |
| Figura 37. Diferencia de amplitud entre las componentes del campo eléctrico para la configuración MTM 3x3 a una distancia de 14.2 mm. ....                                               | 88 |
| Figura 38. Evolución de las fases de las componentes del campo eléctrico en función de la frecuencia para la configuración MTM 3x3 a una distancia de 14.2 mm. ....                      | 88 |
| Figura 39. Error de fase relativo entre las componentes de campo eléctrico respecto al desfase ideal de $90^\circ$ para la configuración MTM 3x3 a una distancia de 14.2 mm. ....        | 89 |
| Figura 40. Diferencia de fase relativa entre las componentes ortogonales y sentido de polarización para la configuración MTM 3x3 a una distancia de 14.2 mm. ....                        | 90 |
| Figura 41. Comparativa de la amplitud de las componentes del campo eléctrico en función de la frecuencia para una configuración de metasuperficie de 4x4 a la distancia de 14.2 mm. .... | 91 |
| Figura 42. Diferencia de amplitud entre las componentes del campo eléctrico para la configuración MTM 4x4 a una distancia de 14.2 mm. ....                                               | 91 |
| Figura 43. Evolución de las fases de las componentes del campo eléctrico en función de la frecuencia para la configuración MTM 3x3 a una distancia de 14.2 mm. ....                      | 92 |
| Figura 44. Error de fase relativo entre las componentes de campo eléctrico respecto al desfase ideal de $90^\circ$ para la configuración MTM 4x4 a una distancia de 14.2 mm. ....        | 93 |

|                                                                                                                                                                                                     |     |
|-----------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|-----|
| Figura 45. Diferencia de fase relativa entre las componentes ortogonales y sentido de polarización para la configuración MTM 4x4 a una distancia de 14.2 mm. ....                                   | 93  |
| Figura 46. Comparativa de la amplitud de las componentes del campo eléctrico en función de la frecuencia para una configuración de metasuperficie de 5x5 a la distancia óptima de 14.2 mm.....      | 94  |
| Figura 47. Diferencia de amplitud entre las componentes del campo eléctrico para la configuración MTM 5x5 a una distancia de 14.2 mm. ....                                                          | 95  |
| Figura 48. Evolución de las fases de las componentes del campo eléctrico en función de la frecuencia para la configuración MTM 5x5 a una distancia de 14.2 mm. ....                                 | 95  |
| Figura 49. Error de fase relativo entre las componentes de campo eléctrico respecto al desfase ideal de 90° para la configuración MTM 5x5 a una distancia de 14.2 mm. ....                          | 96  |
| Figura 50. Diferencia de fase relativa entre las componentes ortogonales y sentido de polarización para la configuración MTM 5x5 a una distancia de 14.2 mm. ....                                   | 97  |
| Figura 51. Comparativa de la amplitud de las componentes del campo eléctrico en función de la frecuencia para la configuración de metasuperficies de 3x3, 4x4 y 5x5 a la distancia de 14.2 mm. .... | 98  |
| Figura 52. Diferencia de amplitud entre las componentes del campo eléctrico para las configuraciones MTM 3x3, 4x4 y 5x5 a una distancia de 14.2 mm. ...                                             | 99  |
| Figura 53. Evolución de las fases de las componentes del campo eléctrico en función de la frecuencia para las configuraciones MTM 3x3, 4x4 y 5x5 a una distancia de 14.2 mm. ....                   | 99  |
| Figura 54. Error de fase relativo entre las componentes de campo eléctrico respecto al desfase ideal de 90° para las configuraciones MTM 3x3, 4x4 y 5x5 a una distancia de 14.2 mm. ....            | 100 |
| Figura 55. Barrido paramétrico de las componentes de campo eléctrico para la configuración MTM 5x5 variando la distancia de separación entre 11.2 mm y 16.2 mm. ....                                | 101 |
| Figura 56. Comparativa de la diferencia de amplitud para la configuración MTM 5x5 variando la distancia de separación entre 11.2 mm y 16.2 mm.....                                                  | 102 |

|                                                                                                                                                                        |     |
|------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|-----|
| Figura 57. Comparativa del error de fase relativo para la configuración MTM 5x5 variando la distancia de separación entre 11.2 mm y 16.2 mm.....                       | 102 |
| Figura 58. Diferencia de fase relativa para la configuración MTM 5x5 variando la distancia de separación entre 11.2 mm y 16.2 mm. ....                                 | 103 |
| Figura 59. Componentes del campo eléctrico tras igualar las dimensiones del sustrato de la antena (62.5 x 62.5 mm) con las de la metasuperficie.....                   | 104 |
| Figura 60. Diferencia de amplitud para la configuración de sustrato unificado (62.5 x 62.5 mm). ....                                                                   | 105 |
| Figura 61. Fases en bruto de las componentes del campo eléctrico para la configuración de sustrato unificado de 62.5 x 62.5 mm. ....                                   | 105 |
| Figura 62. Error de fase relativo respecto al ideal de 90° para la configuración de sustrato unificado de 62.5 x 62.5 mm.....                                          | 106 |
| Figura 63. Sentido de polarización para la configuración de sustrato unificado de 62.5 x 62.5 mm.....                                                                  | 106 |
| Figura 64. Alineación geométrica de la antena respecto a la matriz de metamaterial de 5x5, favoreciendo una excitación simétrica del campo. ....                       | 107 |
| Figura 65. Alineación geométrica de la antena respecto a la matriz de metamaterial de 6x6, rompiendo la simetría de excitación directa. ....                           | 108 |
| Figura 66. Comparativa de las componentes del campo eléctrico entre las configuraciones de metamaterial 5x5 y 6x6 a una distancia de 14.2 mm. ....                     | 109 |
| Figura 67. Comparativa de la diferencia de amplitud entre las configuraciones de metamaterial 5x5 y 6x6 a una distancia de 14.2 mm. ....                               | 109 |
| Figura 68. Comparativa del error de fase relativo respecto a la cuadratura de 90° entre las configuraciones de metamaterial 5x5 y 6x6 a una distancia de 14.2 mm. .... | 110 |
| Figura 69. Comparativa del sentido de polarización entre las configuraciones de metamaterial 5x5 y 6x6 a una distancia de 14.2 mm. ....                                | 111 |
| Figura 70. Comparativa de las componentes del campo eléctrico para las distancias críticas de 14.2 mm y 15.2 mm (MTM 5x5). ....                                        | 112 |
| Figura 71. Comparativa de la diferencia de amplitud para las distancias críticas de 14.2 mm y 15.2 mm (MTM 5x5). ....                                                  | 113 |
| Figura 72. Comparativa del error de fase relativo respecto a los 90° para las distancias críticas de 14.2 mm y 15.2 mm (MTM 5x5). ....                                 | 113 |

|                                                                                                                               |     |
|-------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|-----|
| Figura 73. Comparativa del sentido de polarización para las distancias críticas de 14.2 mm y 15.2 mm (MTM 5x5). .....         | 114 |
| Figura 74. Comparativa de la Relación Axial (Axial Ratio) para las tres distancias críticas: 14.2 mm, 15.2 mm y 16.2 mm. .... | 115 |
| Figura 75. Componentes del campo eléctrico para la configuración de metamaterial de 7x7 a 15.2 mm. ....                       | 117 |
| Figura 76. Diferencia de amplitud de campo eléctrico para la configuración de metamaterial de 7x7 a 15.2 mm. ....             | 118 |
| Figura 77. Fases en bruto de las componentes del campo para la configuración de metamaterial de 7x7 a 15.2 mm. ....           | 118 |
| Figura 78. Desviación de fase respecto a la cuadratura 90° para la configuración de metamaterial de 7x7 a 15.2 mm. ....       | 119 |
| Figura 79. Sentido de polarización circular para la configuración de metamaterial de 7x7 a 15.2 mm. ....                      | 120 |
| Figura 80. Relación Axial (Axial Ratio) para la configuración de metamaterial de 7x7 a 15.2 mm. ....                          | 120 |
| Figura 81. Eficiencia de conversión de polarización (PCE) para la configuración de metamaterial de 7x7 a 15.2 mm. ....        | 121 |
| Figura 82. Elipticidad $\chi$ para la configuración de metamaterial de 7x7 a 15.2 mm. ....                                    | 122 |
| Figura 83. Eficiencia de conversión de polarización para la configuración de metamaterial de 7x7 a 15.2 mm. ....              | 122 |
| Figura 84. Comparativa de la Relación Axial entre las configuraciones 5x5 y 7x7 a 15.2 mm. ....                               | 123 |
| Figura 85. Vista frontal del sistema radiante completo con la configuración de metamaterial 7x7 a 15.2 mm. ....               | 125 |
| Figura 86. Vista frontal del sistema radiante completo con la configuración de metamaterial 5x5 a 15.2 mm. ....               | 125 |
| Figura 87. Vista frontal del sistema radiante completo rotado 90° con la configuración de metamaterial 7x7 a 15.2 mm. ....    | 126 |
| Figura 88. Vista frontal del sistema radiante completo rotado 90 con la configuración de metamaterial 5x5 a 15.2 mm. ....     | 126 |
| Figura 89. Comparativa de magnitudes de campo eléctrico para la configuración 5x5 original frente a la rotada 90° .....       | 127 |

|                                                                                                                                                                                   |     |
|-----------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|-----|
| Figura 90. Comparativa de magnitudes de campo eléctrico para la configuración 7x7 original frente a la rotada 90°.....                                                            | 127 |
| Figura 91. Verificación de la inversión del sentido de la polarización para la configuración 5x5 a 15.2 mm. ....                                                                  | 128 |
| Figura 92. Verificación de la inversión del sentido de la polarización para la configuración 7x7 a 15.2 mm. ....                                                                  | 128 |
| Figura 93. Comparativa del coeficiente de reflexión $S_{11}$ ) de la antena con y sin la metasuperficie (MTM) 7x7 a una distancia de 15.2 mm. ....                                | 129 |
| Figura 94. Comparativa del coeficiente de reflexión $S_{11}$ ) de la antena con y sin la metasuperficie (MTM) 5x5 a una distancia de 15.2 mm. ....                                | 130 |
| Figura 95. Comparativa del patrón de radiación bidimensional (ganancia en dB) a 10 GHz para la antena de parche original y el sistema con la metasuperficie de 7x7 a 15.2 mm..... | 130 |
| Figura 96. Representación tridimensional (3D) de la ganancia total en vista frontal para la configuración optimizada de 7x7 a 15.2 mm. ....                                       | 132 |
| Figura 97. Representación tridimensional (3D) de la ganancia total en vista lateral para la configuración optimizada de 7x7 a 15,2 mm. ....                                       | 132 |
| Figura 98: Representación de la relación axial (AR) en simulación (CST) junto a la medida real en laboratorio para la configuración optimizada de 7x7 en posición estándar. ....  | 134 |
| Figura 99: Representación de la relación axial (AR) en simulación (CST) junto a la medida real en laboratorio para la configuración optimizada de 7x7 con rotación de 90°. ....   | 135 |
| Figura 100: Representación del desfase obtenido en transmisión para la configuración estándar frente a la configuración con metamaterial rotado 90°. ....                         | 136 |

## **TABLAS**

|                                                                                                                                               |    |
|-----------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|----|
| Tabla 1: Valores de la distancia de Fraunhofer para la identificación del campo lejano según el tamaño de la matriz de la metasuperficie..... | 67 |
| Tabla 2: Definición de variables y parámetros geométricos iniciales para el modelado de la antena parche en CST Studio Suite.....             | 80 |
| Tabla 3: Parámetros de simulación para el estudio del parámetro $L_{pc}$ , con la longitud del parche fijada en $L_p = 7.1$ mm. ....          | 82 |

## RESUMEN

En el sector de las telecomunicaciones, el control de la polarización en ondas electromagnéticas es un factor clave en las comunicaciones móviles. A lo largo de los años se ha comprobado que el uso de la polarización lineal presenta importantes inconvenientes, ya que requiere un alineamiento preciso entre antenas y es altamente vulnerable a los efectos atmosféricos que degradan la señal. Por ello, con el objetivo de reducir estas pérdidas, se opta por el uso de polarización circular. En este trabajo, se ha diseñado y validado experimentalmente un polarizador basado en metasuperficies con celdas unitarias tipo “Staircase-Shape” para la banda X (comprendida entre 8.2 y 12.4 GHz).

Mediante el uso del software CST Studio Suite® y el procesamiento de datos en MATLAB, se ha desarrollado un sistema integrado por una antena parche y una lámina de metamaterial. Este diseño permite la conversión de polarización lineal a circular de forma pasiva, ofreciendo además la posibilidad de conmutar entre polarización a derechas (RHCP) e izquierdas (LHCP) mediante una rotación física de 90° de la metasuperficie.

Los resultados muestran que, manteniendo una distancia de separación de 15.2 mm de la antena respecto al metamaterial, la configuración de 5x5 celdas (6.25 × 6.25 cm) destaca por su diseño compacto, ideal para comunicaciones móviles, con una relación axial correcta en un ancho de banda de 1 GHz. Por otro lado, la configuración de 7x7 celdas (8.75 × 8.75 cm) presenta un comportamiento muy próximo al teórico, cubriendo prácticamente toda la banda X con excelente relación axial. Estos resultados confirman que la metodología propuesta permite obtener una alta pureza de polarización mediante soluciones tanto compactas como de alto rendimiento.

### Palabras claves:

Metasuperficies, Metamateriales, Banda X, Polarización Circular, Staircase-Shape, Conversión de Polarización, CST Studio Suite®, Antena Parche.



## ABSTRACT

In the telecommunications sector, the control of polarization in electromagnetic waves is a key factor in mobile communications. Over the years, it has been proven that the use of linear polarization presents significant drawbacks, as it requires precise alignment between antennas and is highly vulnerable to atmospheric effects that degrade the signal. Therefore, to reduce these losses, the use of circular polarization is preferred. In this work, a polarizer based on metasurfaces with "Staircase-Shape" unit cells has been designed and experimentally validated for the X-Band (ranging from 8.2 to 12.4 GHz).

Through the use of CST Studio Suite® software and data processing in MATLAB, a system integrated by a patch antenna and a metamaterial sheet has been developed. This design allows for the passive conversion from linear to circular polarization, while also offering the possibility to switch between Right-Hand Circular Polarization (RHCP) and Left-Hand Circular Polarization (LHCP) via a physical 90° rotation of the metasurface.

The results show that, by maintaining a separation distance of 15.2 mm between the antenna and the metamaterial, the 5×5 cell configuration (6.25 × 6.25 cm) stands out for its compact design, making it ideal for mobile communications while maintaining an acceptable axial ratio over a 1 GHz bandwidth. On the other hand, the 7×7 cell configuration (8.75 × 8.75 cm) exhibits performance very close to the theoretical prediction, covering virtually the entire X-band with an excellent axial ratio. These results confirm that the proposed methodology enables high polarization purity to be achieved through both compact and high-performance solutions.

### Keywords:

Metasurfaces, Metamaterials, X-Band, Circular Polarization, Staircase-Shape, Polarization Conversion, CST Studio Suite®, Patch Antenna.



## 1. INTRODUCCIÓN

La evolución de las telecomunicaciones hacia sistemas de alta capacidad y alcance global ha impulsado el uso de nuevas bandas de frecuencia. En particular, la banda X (comprendida entre 8.2 y 12.4 GHz) ha adquirido relevancia en múltiples aplicaciones en entornos de movilidad. En este contexto, el control del modo de transmisión de la información resulta fundamental. Sin embargo, el uso de la polarización lineal continúa presentando grandes desafíos, ya que exige un alineamiento preciso y sufre una degradación significativa debido a los efectos atmosféricos y a la rotación de Faraday en la ionosfera. Por este motivo, la polarización circular se presenta como una alternativa más robusta frente a estas perturbaciones.

Tras analizar las soluciones existentes para mitigar estos problemas, se identifica una limitación común: los dispositivos de conversión de polarización suelen ser voluminosos, costosos o dependen de componentes activos complejos, lo que dificulta su integración en terminales compactos. Estas limitaciones justifican la investigación de alternativas que permitan optimizar el rendimiento de las comunicaciones.

Para dar respuesta a estos problemas, el diseño de un polarizador basado en metasuperficies resulta de gran interés. La conversión de polarización lineal a circular puede lograrse mediante estructuras pasivas basadas en celdas unitarias, lo que permite un control preciso de la onda electromagnética con un coste y dimensiones compactas. A partir del diseño de celdas unitarias con geometría “Staircase-Shape”, es posible transformar la señal de forma eficiente. En este trabajo se demostrará experimentalmente el funcionamiento de un sistema integrado (antena y metamaterial) capaz de realizar esta conversión en la banda X, incorporando además la capacidad de reconfiguración mediante la rotación de la estructura. De este modo, se obtiene una solución que reduce la dependencia del alineamiento y mantiene un diseño compacto y escalable. Esto da lugar a un resultado muy útil para su implementación en dispositivos de dimensiones reducidas como drones, aeronaves de radio control o satélites.



## 2. JUSTIFICACIÓN

En los últimos años, las telecomunicaciones y, en especial, el sector aeroespacial ha vivido una gran revolución a nivel tecnológico. Un gran número de empresas han sido capaces de realizar proyectos a gran escala con unos costes relativamente bajos de despliegue [1]. En este escenario, la banda X (comprendida entre 8.2 y 12.4 GHz) ha ido ganando protagonismo, siendo hoy en día una de las bandas espectrales más utilizadas en el sector [2].

No obstante, operar a estas frecuencias y en entornos móviles, presenta una serie de dificultades que deben de ser tratadas a nivel físico, en este caso, la gestión de la polarización de las ondas electromagnéticas.

En la mayoría de los enlaces terrestres fijos, es usual emplear la polarización lineal (vertical u horizontal) debido a su simplicidad y bajo coste de operación. No obstante, en un enlace satelital o aéreo, la orientación relativa entre el emisor y el receptor es variable y en algunas ocasiones impredecible. Si en las comunicaciones se emplease la polarización lineal (LP), gran parte de estas se verían obstruidas o incluso pérdidas, debido a la desalineación angular de las antenas. A este fenómeno se le conoce como pérdidas por desacoplo de polarización [3].

Para resolver este problema, la ingeniería del sector propone la polarización circular (CP) como alternativa. En este caso, el campo eléctrico y magnético rotan en su propagación y, por tanto, la señal puede ser recibida con eficiencia, independientemente de la orientación física de las antenas. Como consecuencia, la capacidad de diseñar dispositivos que generen ondas electromagnéticas circularmente polarizadas de forma eficiente no es solo una curiosidad, sino un requisito indispensable para poder suplir con solvencia la alta demanda de las comunicaciones aeroespaciales.

La implementación de este tipo de polarización conlleva retos significativos en términos de coste, volumen y complejidad de fabricación en los dispositivos que intervienen, por lo que resulta de gran interés encontrar alternativas o nuevos sistemas que sean capaces de dar las mismas prestaciones, pero con unos costes inferiores.

Para este fin, una de las soluciones más disruptivas que se están estudiando en los últimos años es el empleo de los medios metamateriales. Se trata de unos materiales con una infinidad de aplicaciones, a menudo consideradas como extraordinarias, y en el caso de este estudio, son capaces de convertir una onda con polarización lineal a una onda con polarización circular [4]. Sin embargo, al revisar el estado del arte, se han podido identificar carencias y problemas no resueltos que justifican este trabajo.

- **Ancho de banda limitado:** Existen diseños basados en metamateriales que son capaces de suplir esta necesidad con buenos resultados, con el inconveniente de que solo pueden operar en un rango de frecuencias muy estrecho [5].
- **Falta de validación experimental:** Existe una gran cantidad de trabajos de investigación basados en simulaciones numéricas sin verificar las prestaciones a nivel experimental.
- **Eficiencia de conversión:** Lograr una conversión de polarización elevada no es sencillo.

En este Trabajo de Fin de Grado se propone la verificación experimental de un polarizador lineal a circular (LTC) reconfigurable basado en un sustrato metamaterial sobre una antena patch que opera en la banda X (8.2 a 12.4 GHz). El metamaterial se basa en la estructura Staircase-Shape.

Para ello se procederá a llevar a cabo el diseño e implementación de la antena, el estudio de las dimensiones y distancias de la metasuperficie [6] y la medida experimental del conjunto.

El objetivo principal es optimizar el sistema para que opere de manera eficiente en la banda seleccionada [5], verificando sus prestaciones mediante simulación en el software comercial CST Studio Suite 2025® y finalmente, a través de una caracterización experimental.

Esta propuesta se distingue por intentar ir más allá del mero diseño de la lámina de metamaterial para abordar la problemática como un sistema en

conjunto y dando una solución adaptada a las necesidades del mercado. Por ello, el trabajo se dividirá en tres grandes partes:

1. Diseño de la antena patch: Se desarrollará una antena de tipo parche capaz de trabajar con polarización lineal y opere correctamente en la banda de frecuencias seleccionada.
2. Simulación de la antena junto con la metasuperficie para determinar los parámetros óptimos de construcción, y comprobar los resultados obtenidos mediante simulación numérica.
3. Comprobación experimental en laboratorio y confirmación de los resultados obtenidos mediante simulación.

En conclusión, este trabajo busca establecer una metodología de diseño solvente para sistemas de comunicaciones en el sector aeroespacial, en un contexto donde la democratización del espacio exige cada vez más frecuentemente componentes de bajo coste y alta eficiencia. El diseño de un convertidor de polarización compacto y funcional en la banda X será una clara muestra de que este tipo de sistemas están cada vez más cerca de poder materializarse a gran escala dentro del sector de las telecomunicaciones.



### 3. MARCO TEÓRICO

En las últimas décadas ha habido un gran avance en los sistemas de telecomunicación, especialmente en aquellos destinados a comunicaciones aéreas, satelitales y aplicaciones de radar que operan en la banda X [2]. Estos avances son realmente positivos, sin embargo, tienen la contrapartida de que obligan a todos los sistemas a evolucionar al mismo ritmo. Es por ello por lo que actualmente se investiga en profundidad con el objetivo de desarrollar dispositivos que operen de forma cada vez más eficiente y robusta posible.

Uno de los mayores problemas en estos escenarios es la degradación que sufren las señales electromagnéticas al atravesar la atmósfera terrestre. Algunos de los fenómenos que afectan a las comunicaciones son la atenuación por lluvia o los efectos ionosféricos, como la rotación de Faraday. Estas situaciones impactan severamente en los enlaces, especialmente en aquellos que trabajan con polarización lineal (LP), ya que provocan un desajuste de polarización entre el transmisor y el receptor, conduciendo a desvanecimientos profundos de la señal (fading). Para reducir estos efectos y garantizar enlaces más robustos, la polarización circular (CP) se ha consolidado como una solución de gran interés [7].

Tradicionalmente, las conversiones de lineal a circular (LTC) se han llevado a cabo mediante componentes basados en guías de onda. Si bien es cierto que estos dispositivos han funcionado con gran eficiencia, presentan desventajas lo suficientemente importantes como para iniciar la búsqueda de alternativas mejores. Generalmente, son dispositivos pesados, voluminosos, difíciles de integrar en sistemas compactos y, además, conllevan un elevado coste de fabricación [8]. Estas razones llevan a plantearse encontrar soluciones con mejores perspectivas a futuro.

Debido a las nuevas necesidades tecnológicas, este trabajo se orienta a proponer una solución viable en un mercado cada vez más exigente. En consecuencia, la investigación se centra en el área de la ingeniería de las microondas y la física de metamateriales planares (metasuperficies). En concreto, el estudio aborda el diseño de una antena parche de polarización lineal capaz de operar en un rango de frecuencias dentro de la banda X y de lograr,

mediante una metasuperficie basada en la estructura Staircase-Shape, una conversión adecuada a polarización circular, buscando la máxima eficiencia y con costes reducidos.

Una vez contextualizada la problemática y justificada la necesidad de una solución alternativa, resulta imprescindible profundizar en los fundamentos físicos y tecnológicos que hacen posible dicha propuesta. Para ello, en los siguientes apartados se introducirán los principales elementos de manipulación de ondas electromagnéticas, prestando especial atención a los polarizadores y a las estructuras basadas en metamateriales.

### 3.1. Introducción a la polarización de ondas electromagnéticas

En este punto se desarrollarán los conceptos teóricos fundamentales relacionados con los polarizadores electromagnéticos y los metamateriales, así como las tecnologías asociadas a su implementación práctica sobre circuito impreso (PCB), soporte físico de la antena de estudio.

#### 3.1.1. Polarizadores electromagnéticos: definición y tipos

Un polarizador es un dispositivo pasivo que se diseña con la intención de modificar la polarización de una onda electromagnética, con la peculiaridad de que la frecuencia y otros parámetros de esta (por ejemplo, su amplitud) no se vean alterados durante el proceso. De este modo, el dispositivo actúa sobre la orientación y fase del campo eléctrico, sin generar alteraciones espectrales [9].

Mientras que en la óptica visible se emplean habitualmente cristales birrefringentes naturales, en el mundo de las microondas y, particularmente en la banda de 8.2 a 12.4 GHz, los polarizadores utilizados se pueden clasificar según dos arquitecturas:

**Polarizadores de guía de onda:** Consisten en estructuras metálicas de forma circular o rectangular diseñadas para controlar o convertir el estado de polarización de una onda electromagnética que se propaga. Suelen ser elementos muy eficientes pero muy voluminosos y costoso de fabricar [10].



Figura 1. Polarizador de guía de onda [11].

**Polarizadores planares (FSS y metasuperficies):** Se trata de estructuras artificiales, delgadas y de bajo peso. Esto los convierte en uno de los elementos más importantes de estudio en este trabajo, ya que pueden dar una solución alternativa a los voluminosos sistemas actuales.

Su funcionamiento se basa en descomponer el vector de campo eléctrico incidente en sus componentes ortogonales y reajustar la fase de cada una para obtener la misma onda, pero con un estado de polarización distinto. Se trata de una forma útil de transformar una polarización lineal en una polarización circular (a izquierdas -LHCP- o a derechas -RHCP-), lo que resulta de gran interés en numerosas aplicaciones en microondas [12].

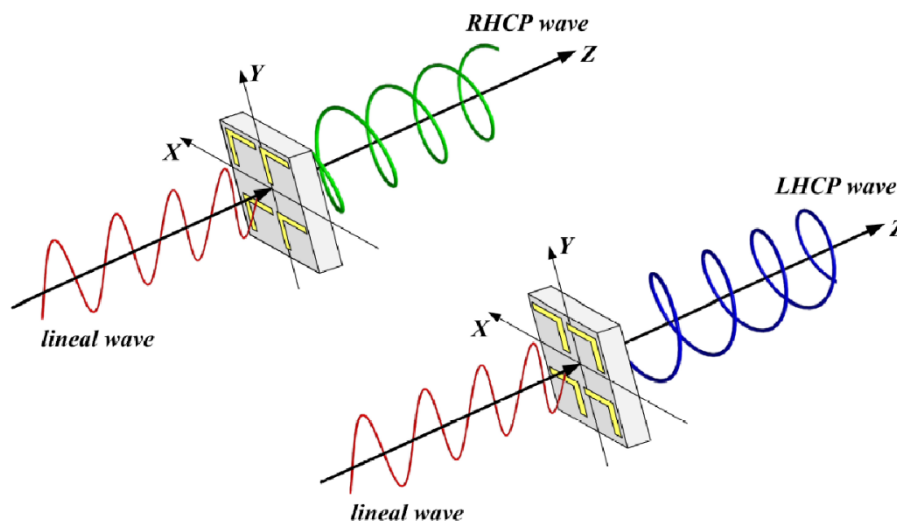


Figura 2. Metasuperficie reconfigurable para la conversión de polarización lineal a circular mediante rotación mecánica [6].

### 3.1.2. Metamateriales: ingeniería de la materia artificial

El descubrimiento de los metamateriales supuso una auténtica revolución en la física moderna. Etimológicamente, el término proviene del griego “*meta*” (más allá). Se definen como materiales artificiales cuya estructura elemental presenta dimensiones mucho menores que la longitud de onda de operación, y que son diseñados específicamente para obtener propiedades electromagnéticas efectivas que no se encuentran en los materiales naturales.

La principal diferencia entre los materiales convencionales y los metamateriales se basa en la naturaleza de su estructura a nivel elemental. En el caso de los materiales convencionales, propiedades como la permitividad eléctrica o la permeabilidad magnética derivan directamente de su composición química y de su estructura molecular. Por el contrario, en los metamateriales, estas propiedades dependen fundamentalmente de su geometría estructural, es decir, del diseño y la disposición periódica [13] de las celdas elementales que los constituyen.

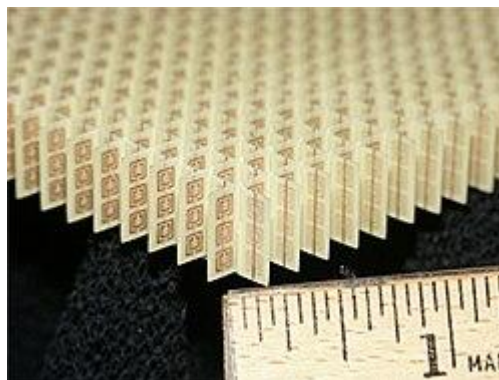


Figura 3. Vista en detalle de una metasuperficie periódica [14].

Para que una estructura periódica pueda considerarse como un metamaterial el tamaño de cada una de sus celdas de unitarias debe de ser inferior a la longitud de onda de trabajo (Principio de Homogeneización). En este contexto, la onda electromagnética que atraviesa ese metamaterial no es capaz de apreciar los detalles de la estructura, sino que la percibe como un medio continuo descrito mediante parámetros constructivos específicos para conseguir un determinado resultado de naturaleza electromagnética [15].

Cabe resaltar que estos medios son, en su inmensa mayoría, artificiales ya que obtienen respuestas difícilmente posibles de ver en la naturaleza, como es el caso de obtener índices de refracción negativos [15], alta quiralidad o cambios de polarización muy bruscos.

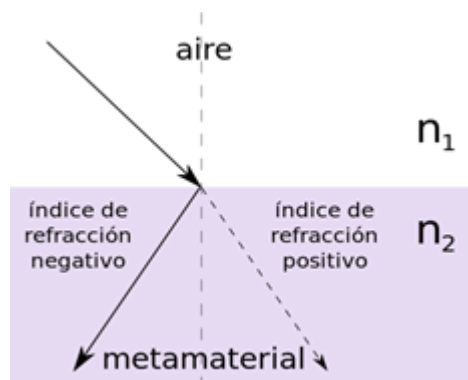


Figura 4. Refracción en un medio con índice negativo frente a un medio convencional [16].

Uno de los ejemplos más extraordinarios y antiguos de metamaterial es la Copa de Licurgo. Se trata de un vaso de vidrio romano del siglo IV d.C., con una representación figurativa del rey tracio Licurgo. El vaso es conocido por ser un ejemplo antiguo y avanzado de nanotecnología y metamateriales, ya que cambia de color según la dirección de la luz que le incide. La copa parece verde cuando se ilumina desde el frente (luz reflejada) y cambia a un rojo brillante cuando se ilumina desde atrás (luz transmitida). El fenómeno se debe a la presencia de nanopartículas de oro y plata dispersas en el vidrio, con un tamaño aproximado de 70 nanómetros. Las partículas metálicas vibran con la luz (resonancia de plasmón de superficie localizado) dispersando el extremo azul del espectro y transmitiendo el color rojo.



Figura 5. Cambio de coloración en la Copa de Licurgo (S. IV d.C.) según la incidencia de la luz: verde en reflexión (izquierda) y rojo en transmisión (derecha) [17].

### 3.1.3. *Metasuperficies: la evolución de los metamateriales*

A nivel práctico, las metasuperficies pueden considerarse metamateriales bidimensionales en los que las estructuras elementales se disponen de manera periódica en ambos ejes del plano, formando una malla artificial con propiedades electromagnéticas específicas.

Dependiendo del diseño geométrico de sus celdas unitarias, es posible controlar de manera precisa la amplitud, la fase y el estado de polarización de las ondas electromagnéticas incidentes sobre la metasuperficie, y modificar los parámetros que caracterizan electromagnéticamente al medio.

### 3.1.4. *Tecnología de circuito impreso (PCB) en alta frecuencia*

Para desarrollar las metasuperficies de forma eficiente y económica, y con posibilidad de fabricación a gran escala, se emplea la tecnología PCB (Printed Circuit Board). Trabajar en altas frecuencias impone grandes restricciones a la hora del diseño y una esmerada selección de los materiales. Como es bien sabido, en el diseño de cualquier elemento, es necesario comprender que la mejora de un determinado parámetro de diseño con el objetivo de optimizar una prestación concreta, suele implicar el sacrificio de otros parámetros relevantes [18]. Por ello, resultará fundamental definir con claridad los objetivos del presente trabajo y establecer qué parámetros son prioritarios frente a otros, más adelante se establecerán estos objetivos.

El PCB empleado en el diseño de metasuperficies está constituido por un sustrato dieléctrico que actúa como soporte mecánico y como medio de propagación. El valor de la constante dieléctrica que lo caracteriza ( $\epsilon$ ) está estrechamente relacionada con el tamaño de la celda resonante [10]. Este sustrato presenta metalización, normalmente de cobre, en sus caras, y será empleado en dos de los elementos fundamentales de este estudio: la antena y la metasuperficie.

### 3.2. Fundamentos teóricos del control de polarización mediante superficies estructuradas

El control preciso del estado de la polarización de las ondas electromagnéticas es un requisito fundamental en la actualidad. En cualquier sistema, tanto a nivel militar como civil, se prioriza la robustez de la señal recibida por encima de las desalineaciones u otros fenómenos que puedan afectarla. Esto es especialmente relevante en las comunicaciones satelitales [19], ya que los efectos atmosféricos son realmente importantes en cualquier tipo de transmisión.

Es por ello por lo que es preciso entender las leyes físicas que describen la manipulación de los frentes de onda y extrapolarlas al objeto de estudio. Se definirán las condiciones matemáticas necesarias para realizar la conversión de una onda electromagnética con polarización lineal a una onda con polarización circular y, a su vez, los parámetros en los que se basará el trabajo para determinar la validez de la propuesta planteada.

#### 3.2.1. Descripción matemática del estado de polarización

Por convenio, una onda electromagnética se suele propagar en la dirección positiva del eje  $\hat{z}$ . Esta puede describirse por medio de su vector instantáneo de campo eléctrico  $\vec{E}(z, t)$ . Siguiendo la notación estándar, el vector se puede descomponer en sus dos componentes elementales  $E_x$  y  $E_y$ . De forma vectorial, se puede obtener el siguiente resultado:

$$\vec{E}(z, t) = E_x \cos(\omega t - kz + \phi_x) \hat{x} + E_y \cos(\omega t - kz + \phi_y) \hat{y}$$

donde  $E_x$  y  $E_y$  son las amplitudes máximas de cada una de las componentes y  $\phi_x$  y  $\phi_y$  son sus fases iniciales. Es imprescindible entender la relación entre estos dos tipos de magnitudes para así identificar con rigor los tipos de onda obtenidos en las simulaciones. Para discriminar el tipo de polarización se estudia la diferencia de fase relativa entre las componentes, denotada de la siguiente manera:

$$\Delta\phi = \phi_y - \phi_x$$

La polarización lineal tiene lugar cuando la diferencia de fase relativa entre las dos componentes es:

$$\Delta\phi = n\pi$$

donde  $n$  es un múltiplo entero positivo, por tanto, el vector de campo eléctrico oscilará siempre en una dirección fija, ya sea en el eje X o en el Y.

Esta polarización se puede encontrar en dos orientaciones posibles, ya que un desfase de  $\pi$  se puede obtener tanto en la orientación vertical como en la horizontal, por lo que dependiendo de la componente de campo que se emita, se podrá determinar la orientación de esta.

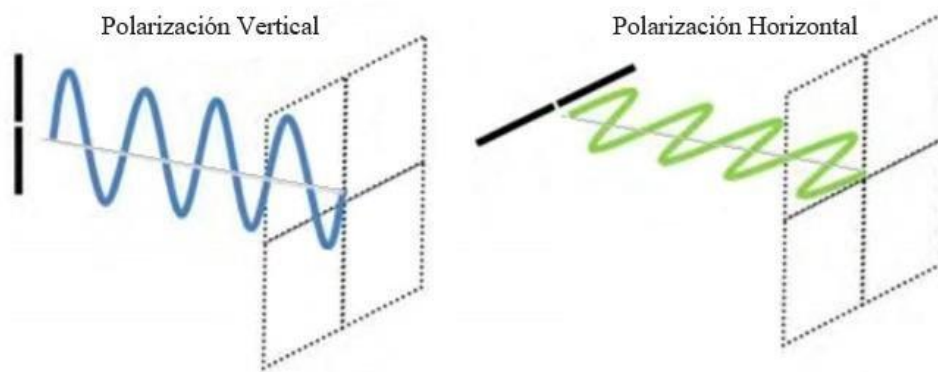


Figura 6. Representación de ondas con polarización lineal vertical y horizontal [20].

En la polarización circular debe suceder de forma simultánea dos condiciones. La primera es que ambas componentes,  $E_x$  y  $E_y$ , deben ser iguales en amplitud y, a su vez, presentar una fase de cuadratura de  $\pm \frac{\pi}{2}$ .

Se emplea el símbolo  $\pm$  ya que, dependiendo de su valor, se obtendrá una polarización hacia la izquierda ( $-\frac{\pi}{2}$ ) o hacia la derecha ( $+\frac{\pi}{2}$ ). Por lo tanto, las dos condiciones que siempre se deberán respetar para considerar una onda electromagnética como de polarización circular serán:

$$|E_x| = |E_y|,$$

$$\Delta\phi = \angle E_y - \angle E_x = \pm \frac{\pi}{2}$$

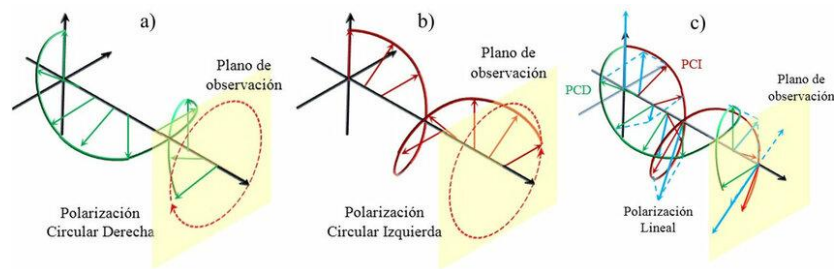


Figura 7. Representación tridimensional de estados de polarización: a) Circular Derecha, b) Circular Izquierda y c) Lineal como superposición [21].

### 3.2.2. Conversión lineal a circular (LTC)

Uno de los pilares teórico-fundamentales de este Trabajo de Fin de Grado es la materialización de la conversión de una onda incidente linealmente polarizada (LP) en una onda circularmente polarizada (CP) tras atravesar una metasuperficie. Este fenómeno se basa en el principio de la birrefringencia artificial. Desde el punto de vista de la óptica clásica, existen materiales como el cuarzo que presentan distintos índices de refracción según el eje considerado; a este fenómeno se le denomina anisotropía.

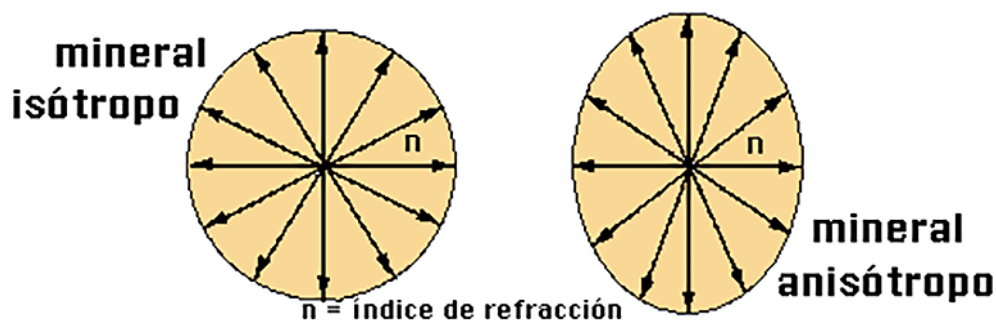


Figura 8. Comparativa del índice de refracción en medios isótropos y anisótropos [22].

Para replicar una estructura anisotrópica, en este trabajo se empleará una geometría en “Staircase-Shape” o estructura en escalera. Al romperse la simetría de la superficie, tal y como ocurre con el cuarzo, se consigue que una componente del campo eléctrico que esté alineada con un segmento de la estructura, experimente una impedancia superficial distinta a la de su componente ortogonal [6], lo que permite introducir un retardo de fase  $\Delta\phi$  entre las componentes de campo eléctrico transmitidas  $E_x$  y  $E_y$ .

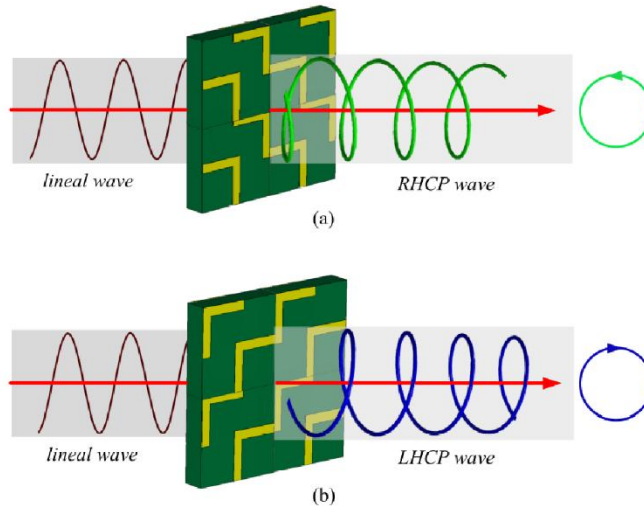


Figura 9. Comparativa del sentido de la polarización circular según la orientación del metamaterial [23].

Para conseguir, por tanto, un convertidor LTC ideal en transmisión, la metasuperficie debe diseñarse de tal manera que la onda linealmente polarizada incida sobre ella con un ángulo normal a la superficie y permita que, gracias a su estructura, se consiga una descomposición simétrica en cada eje en términos de amplitud y, a su vez se asegure el desfase de  $\frac{\pi}{2}$ . Es decir,

$$|E_x| = |E_y|,$$

$$\Delta\phi = \angle E_x - \angle E_y = \pm \frac{\pi}{2}$$

siendo  $E_x$  y  $E_y$  las amplitudes de campo eléctrico en cada uno de los ejes posibles en el sentido del eje de propagación. Si la geometría logra este desfase de  $\frac{\pi}{2}$  y, además, mantiene unas amplitudes simétricas en cada eje, la onda resultante a la salida será circular. El signo del desfase dependerá de si la polarización es a derechas (RHCP) o a izquierdas (LHCP).

### 3.2.3. Parámetros

Para poder determinar la calidad de la conversión realizada se emplearán cuatro parámetros fundamentales.

#### Relación axial (Axial Ratio - AR)

La relación axial es el parámetro fundamental para cuantificar el grado de pureza de la polarización circular obtenida. Se define como la relación entre el eje mayor y el eje menor de la elipse de polarización resultante, y puede calcularse a partir de las amplitudes de las componentes ortogonales del campo eléctrico  $E_x$  y  $E_y$  y su diferencia de fase  $\Delta\phi$  [18]:

$$AR = \sqrt{\frac{E_x^2 + E_y^2 + \sqrt{E_x^4 + E_y^4 + 2E_x^2 E_y^2 \cos(2\Delta\phi)}}{E_x^2 + E_y^2 - \sqrt{E_x^4 + E_y^4 + 2E_x^2 E_y^2 \cos(2\Delta\phi)}}}$$

Como se observa en la expresión, el valor de AR depende de la relación de amplitudes entre las componentes ortogonales y del desfase introducido por la metasuperficie. En este trabajo, se establece un umbral de 3 dB como criterio de diseño estándar, dado que representa el límite aceptado para considerar que una onda posee una polarización circular de alta calidad. En consecuencia, el ancho de banda operativo se define como el rango de frecuencias comprendido entre 8 GHz y 12 GHz en el cual se satisface la condición  $AR < 3$  dB.

### **Eficiencia de conversión de polarización (PCE)**

La eficiencia de conversión de polarización (PCE) cuantifica la capacidad de una metasuperficie para transferir la energía de una componente incidente hacia la componente ortogonal deseada. En este diseño, cuyo objetivo es transformar una polarización lineal en una circular, el PCE permite evaluar qué fracción de la potencia original se ha distribuido efectivamente entre las componentes  $E_x$  y  $E_y$ . Para cuantificar este parámetro de manera objetiva, se emplea la siguiente ecuación [6]:

$$PCE = \frac{|E_x|^2}{|E_x|^2 + |E_y|^2}$$

Es importante destacar que un valor de PCE cercano a 0.5 indica una distribución equitativa de energía entre ambas componentes ortogonales. Esta es una condición indispensable para alcanzar la

polarización circular y asegurar que el sistema opere según las prestaciones requeridas.

### Elipticidad ( $\chi$ ):

Para determinar la pureza y el sentido de giro de la onda radiada de forma complementaria a la relación axial, se emplea el parámetro  $\chi$ . Este parámetro, permite diferenciar de forma muy precisa entre la polarización circular a derechas (RHCP) y a izquierdas (LHCP). Se calcula mediante la siguiente expresión [6]:

$$\chi = \frac{2\text{Im}(E_x \cdot E_y^*)}{|E_x|^2 + |E_y|^2}$$

Los valores oscilan entre  $-1$  y  $1$ , donde:

$\chi = 1$ : Corresponde a una polarización (RHCP) perfecta.

$\chi = -1$ : Corresponde a una polarización (LHCP) perfecta.

$\chi = 0$ : Indica una polarización puramente lineal.

### Conversión de lineal a circular (LTC):

Con el objetivo de determinar el rendimiento de la metasuperficie en función del sentido de giro de la onda circular generada, se emplean las métricas de conversión de lineal a circular (LTC). Estos parámetros se definen mediante los coeficientes  $\eta_{LHCP}$  y  $\eta_{RHCP}$ , los cuales permiten cuantificar qué fracción de la potencia total convertida corresponde a cada sentido de rotación [6]:

$$\eta_{RHCP} = \frac{1}{2}(1 - \chi)$$

$$\eta_{LHCP} = \frac{1}{2}(1 + \chi)$$

Este parámetro oscila en un rango entre  $0$  y  $1$ . Cuanto más se aproxime dicho valor a la unidad, mayor será la eficiencia de la conversión a polarización circular. Por tanto, esta métrica resulta de gran utilidad para determinar, de manera objetiva, la calidad de la conversión alcanzada por el diseño.

### 3.3. Topologías de celda unitaria para conversión de modos en microondas

Para el diseño de una metasuperficie es indispensable realizar una correcta elección de la topología de la celda unitaria. Dentro del ámbito de las metasuperficies existen una infinidad de geometrías capaces de generar anisotropía. Sin embargo, no todas son adecuadas para trabajar en la banda de este estudio (8–12 GHz) ni para ser fabricadas a gran escala mediante tecnología de circuito impreso (PCB).

En este apartado se va a clasificar las diferentes estructuras que se utilizan hoy en día y justificar por qué esta línea de investigación ha decidido emplear estructuras en forma de “Staircase” frente a otras alternativas.

#### 3.3.1. Clasificación de conversores: reflexivos vs transmisivos

Es importante partir de la idea de que existen dos grandes grupos de conversores de polarización basados en metasuperficies. Esta división se debe al modo en el que se va a propagar la onda incidente al interactuar con el metamaterial. En un caso, la onda será capaz de atravesarlo, en el otro, simplemente se reflejará. En ambos casos, se verá modificada la polarización de la onda incidente:

**Conversores en reflexión (Reflective Mode):** Son los más comunes en la literatura debido a su simplicidad de diseño. Por norma general, contienen una capa de patrones metálicos sobre un dieléctrico que queda respaldado por un plano de masa metálico [24].

En este tipo de conversores la onda incide sobre el material e interactúa con la metasuperficie. La onda se refleja debido a que el plano de masa garantiza que la transmisión sea nula ( $S_{21} \approx 0$ ), por lo que prácticamente toda la energía se verá reflejada ( $|S_{11}| \approx 1$ ). Por tanto, a la hora de estudiar el diseño solamente se debe de caracterizar correctamente la fase de reflexión y la eficiencia.

**Conversores de transmisión (Transmissive Mode):** Esta es la topología seleccionada para este trabajo. En este caso, se consigue que la onda

incidente llegue al metamaterial con una determinada polarización y emerja por la cara opuesta con una polarización modificada [24].

A diferencia de los anteriores, el diseño en transmisión es considerablemente más complejo. No solo se trata de generar un desfase de  $90^\circ$  entre las componentes ortogonales, sino que es imprescindible minimizar las reflexiones. Esto implica que la impedancia efectiva de la metasuperficie  $Z_{meta}$  debe estar completamente adaptada a la impedancia del medio de transmisión, en este caso el aire ( $Z_0 \approx 377\Omega$ ). En concreto, se buscará esta adaptación en la banda de 8-12 GHz [10].

$$\Gamma = \frac{Z_{meta} - Z_0}{Z_{meta} + Z_0} \approx 0$$

Lo importante en esta ecuación es que, si no se cumple, gran parte de la energía que incide sobre la metasuperficie se perderá en forma de reflexión o absorción. Esto reducirá considerablemente la eficiencia de conversión (PCE), independientemente de que a la salida del material se haya obtenido una polarización circular perfecta.

### 3.3.2. Justificación de la geometría “Staircase-Shaped”

Para implementar la anisotropía requerida en el sistema, es necesario evaluar la geometría que resulte de más interés. Son muchas las alternativas existentes, desde los elementos resonantes más clásicos, como son los Split Ring Resonators (SRR) hasta las más novedosas como son las de tipo Meander Lines [25].

En este trabajo se ha optado por este último tipo de estructura, basada en pistas inductivas serpenteantes. Son estructuras no resonantes (a diferencia de los SRR, L-shaped, gammadion, etc.), típicas de banda ancha. Para lograr el desfase de  $90^\circ$  que se busca, es necesario utilizar al menos dos o más capas de estructuras alineadas con precisión micrométrica [26]. Este diseño no es arbitrario, sino una elección estratégica para conseguir un equilibrio óptimo entre simplicidad de fabricación, ancho de banda y buen control electromagnético.

La geometría en “Staircase” posee una simetría muy particular que permite acoplar modos ortogonales de manera eficiente. Esto es fácil de entender por medio de un ejemplo: cuando un campo eléctrico linealmente polarizado (por ejemplo, vertical  $E_y$ ) incide sobre la estructura, esta induce corrientes superficiales a lo largo de la pista metálica, excitando una componente  $E_x$  secundaria. Realizando un ajuste preciso de las dimensiones de la escalera, es posible regular con exactitud la amplitud y la fase de ambas componentes radiadas [6], permitiendo sintonizar la cuadratura de  $\frac{\pi}{2}$  necesaria para obtener una polarización circular pura.

Más allá de este principio operativo, la validez de este diseño se ve reforzada por los hallazgos recientes detallados en [23], donde se profundiza en las ventajas estructurales de esta topología frente a los elementos tradicionales:

**Reducción de resonancias locales y aumento del ancho de banda:** Al conectar físicamente las trazas metálicas, se minimizan las resonancias localizadas y se reduce el acoplamiento mutuo entre elementos. Esto permite una adaptación de impedancia de banda ancha en toda la banda X. Para lograr este comportamiento y el desfase de  $90^\circ$ , es fundamental aplicar técnicas de diseño multicapa y una alineación de precisión, siguiendo los principios de fabricación de antenas en PCB [26]. Esta estructura continua favorece una propagación de corrientes superficiales más estables, logrando un ancho de banda relativo de hasta el 41% [23] e incluso se puede llevar a valores superiores a esta cifra.

**Mecanismo de doble resonancia (alternancia Short/Long):** La geometría de la escalera está diseñada de tal forma que los tramos metálicos presentan diferentes longitudes (más o menos escalones). Al combinar tramos más cortos con otros más largos dentro del mismo diseño, se generan dos resonancias estrechamente espaciadas en el espectro en lugar de una única resonancia aislada. Al solaparse estos dos modos, se consigue una respuesta de la Relación Axial (AR) mucho más plana y ancha, permitiendo que el polarizador funcione de forma eficiente en todo el rango de la Banda X (8 a 12 GHz).

**Control de fase y reconfigurabilidad pasiva:** La simetría particular de la "escalera" permite acoplar los modos ortogonales con gran precisión. Cuando una onda lineal incide sobre la estructura, se inducen corrientes a lo largo de las trayectorias extendidas, permitiendo sintonizar la cuadratura de fase ( $90^\circ$ ) necesaria para una polarización circular pura. Además, esta geometría mantiene la ventaja de ser reconfigurable de forma mecánica: una rotación física de  $90^\circ$  de la metasuperficie permite conmutar entre polarización a derechas (RHCP) y a izquierdas (LHCP) sin necesidad de componentes activos que añadirían pérdidas.

Finalmente, el diseño se ha validado mediante un análisis de robustez estadística, asegurando que la configuración seleccionada sea la menos sensible a las tolerancias de fabricación, garantizando un rendimiento óptimo en condiciones reales [23].

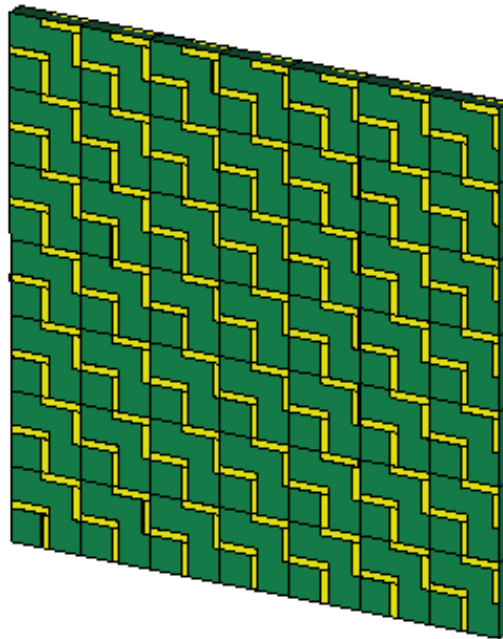


Figura 10. Vista general de una metasuperficie 7x7 con geometría Staircase.

### 3.3.3. *Modelado electromagnético y entorno de simulación*

Para predecir el comportamiento de la metasuperficie antes de su fabricación y evaluar la respuesta que genera tras interactuar con la antena parche que se va a emplear, se utilizará un modelo numérico mediante el método de elementos finitos (FEM) o de integración finita (FIT) [27], utilizando la

herramienta CST Studio Suite®. El modelo se definirá bajo las siguientes condiciones:

**A. Condiciones de contorno periódicas (Periodic Boundary conditions - PBC):** el software simula una celda unitaria (unit cell) completa aplicando condiciones de periodicidad en las paredes laterales( $x, y$ ) [28]. Esto permite replicar matemáticamente un array infinito, despreciando los efectos de borde y centrando el análisis en la respuesta fundamental de la celda.

**B. Excitación mediante modos de Floquet:** a diferencia de los puertos de guía de onda convencionales, en este trabajo se emplearán modos de Floquet ( $Z_{max}$ ,  $Z_{min}$ ). Estos puertos permiten descomponer la onda en modos espaciales y son especialmente relevantes, ya que permiten analizar no solo la incidencia normal, sino también incidencias oblicuas, es decir, frentes de onda que no sean completamente paralelos a la metasuperficie [29].

En una estructura periódica infinita (como es una metasuperficie), el campo electromagnético no se comporta como en el espacio libre. Según el teorema de Floquet, el campo en una celda es idéntico al de la celda vecina, salvo por un desfase determinado por la periodicidad y el ángulo de incidencia.

Los modos de Floquet son un conjunto de ondas planas discretas que representan ese campo:

- **Modos fundamentales ( $TE_{00}$  y  $TM_{00}$ ):** Representan la onda que se propaga (la que se mide en campo lejano "far-field").
- **Modos de orden superior:** Representan campos evanescentes cerca de la superficie o difracción si la celda es muy grande en comparación con la longitud de onda.

Los modos de Floquet emplean el resolutor Frequency Domain Solver, que es el más eficiente para problemas periódicos y permite que CST calcule directamente los modos de Floquet y el desfase entre las componentes  $x$  e  $y$ .

### 3.4. Fundamentos de la antena de Parche

Para poder incidir sobre la metasuperficie se requiere una fuente capaz de generar ondas electromagnéticas con una polarización lineal lo más pura posible y que, además, presente un bajo coste de implementación. La antena seleccionada para este propósito es la antena parche (Microstrip Patch Antenna).

Físicamente, esta antena consiste en un parche metálico de anchura ( $W$ ) y longitud ( $L$ ), dispuesto sobre un sustrato dieléctrico de altura ( $h$ ), que se encuentra respaldado por un plano de masa conductor. Esta geometría cuadrada puede ser modificada para optimizar la respuesta de la antena.

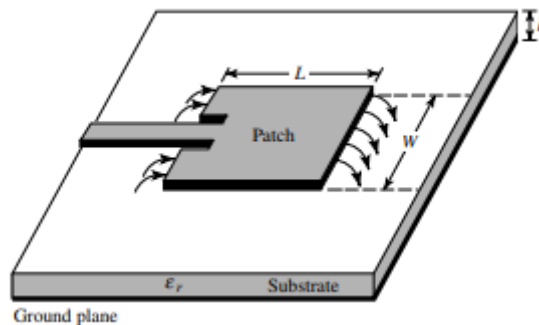


Figura 11. Configuración de una antena de parche microstrip con alimentación mediante línea de transmisión [18].

#### 3.4.1. Principio de funcionamiento: modelo de línea de transmisión

Aunque existen distintos modelos que describen el funcionamiento de esta antena, en este trabajo se emplea el más comúnmente utilizado: el modelo de líneas de transmisión. Según este enfoque, el parche se comporta como una línea de transmisión de muy baja impedancia característica ( $Z_c$ ) y longitud  $L$ . La radiación no proviene del metal en sí, sino de las discontinuidades presentes en los extremos abiertos de dicha línea [18].

Cabe destacar que en esta antena aparece el denominado fenómeno de los campos de borde (*fringing fields*). Desde un punto de vista físico, las líneas de campo eléctrico no se interrumpen bruscamente en los extremos del parche, sino que se curvan hacia el plano de masa, propagándose parcialmente a través del aire y del sustrato. Este efecto provoca que la antena se comporte

eléctricamente como si tuviera una longitud mayor que la física. En consecuencia, para que el parche resuene a una frecuencia determinada, su longitud  $L$  debe ser ligeramente inferior a la mitad de la longitud de onda guiada correspondiente a la frecuencia de operación [18].

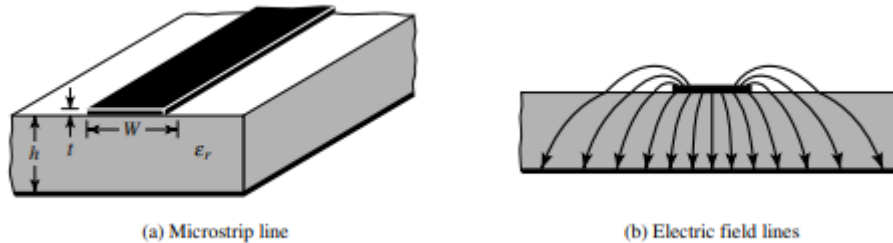


Figura 12. Línea de transmisión microstrip: a) Geometría y parámetros físicos, b) Distribución de las líneas de campo eléctrico [18].

#### 3.4.2. Ecuaciones de diseño

Para sintonizar correctamente la frecuencia central de la banda X (10 GHz) se seguirá el procedimiento analítico descrito por Balanis [18].

**Ancho del parche:** es un parámetro fundamental, ya que influye directamente tanto en la impedancia de entrada como en la eficiencia de radiación de la antena. Desde el punto de vista analítico, su valor puede obtenerse a partir de la siguiente expresión matemática [18]:

$$W = \frac{c}{2fr} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}}$$

donde  $c$  es la velocidad de la luz en el vacío y  $\epsilon_r$  es la constante dieléctrica relativa del sustrato.

**Constante dieléctrica efectiva ( $\epsilon_{eff}$ ):** debido a que las líneas de campo eléctrico se propagan tanto a través del aire como del sustrato dieléctrico, la onda no “percibe” únicamente la permitividad del material, sino una permitividad equivalente resultado de ambos medios. Por ello, se define la constante dieléctrica efectiva  $\epsilon_{eff}$ , que modela este comportamiento híbrido y permite describir de forma más precisa la propagación de la onda en la estructura [18].

$$\varepsilon_{eff} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \left[ 1 + 12 \frac{h}{W} \right]^{-\frac{1}{2}}$$

**Longitud de onda resonante (L):** la longitud de onda de resonancia se obtiene restando la extensión de los campos de borde ( $2\Delta L$ ) a la media longitud de onda teórica [18]:

$$L = \frac{c}{2fr\sqrt{\varepsilon_{eff}}} - 2\Delta L$$

donde  $\Delta L$  se aproxima empíricamente por medio de la siguiente ecuación [18]:

$$\Delta L = 0,414h \frac{(\varepsilon_{eff} + 0,3) \left( \frac{W}{h} + 0,264 \right)}{(\varepsilon_{eff} - 0,258) \left( \frac{W}{h} + 0,8 \right)}$$

### 3.4.3. Mecanismo de alimentación

Para integrar la antena en un elemento plano implementado sobre una PCB (*Printed Circuit Board*), es fundamental considerar la impedancia de entrada del parche. Esta debe adaptarse a  $50\Omega$ , valor estándar empleado por la mayoría de los equipos de medida y sistemas de RF, con el fin de minimizar reflexiones y garantizar una correcta transferencia de potencia.

La alimentación se realiza mediante el método de *Inset Feed* que consiste en introducir una línea de transmisión en el interior del parche una distancia desde el borde radiante. La variación de la impedancia a lo largo del parche no es uniforme; conforme la línea de transmisión se desplaza hacia el interior, la impedancia de entrada disminuye siguiendo una dependencia proporcional al coseno cuadrado de la posición, según la siguiente expresión [18]:

$$R_{in}(y) = R_{in}(y=0) * \cos^2 \left( \frac{\pi}{L} * y_0 \right)$$

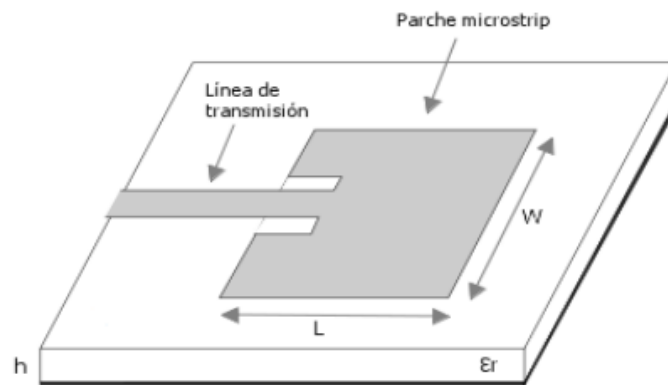


Figura 13. Configuración geométrica de una antena de parche microstrip con alimentación por línea de transmisión [30].

### 3.5. Dispositivos de control de frente de onda

El diseño de metamateriales orientados al control de la polarización de las ondas electromagnéticas se encuentra actualmente en una etapa de gran crecimiento. Se trata de una tecnología que surgió a comienzos de los 2000 y cuya evolución ha experimentado un crecimiento casi exponencial en los últimos años [31]. Mientras que las primeras generaciones de estos dispositivos estaban destinadas principalmente a la validación teórica y experimental del concepto, la investigación actual se centra en dos líneas principalmente.

Metamateriales con reconfiguración en tiempo real, basados en sistemas activos que incorporan elementos electrónicos, como diodos, que permiten modificar dinámicamente la respuesta electromagnética de la estructura [32].

Optimización de la eficiencia para aplicaciones espaciales, centrada en el desarrollo de sistemas pasivos de buen rendimiento, donde se prioriza la máxima eficiencia y estabilidad [33].

#### 3.5.1. Metasuperficies reconfigurables

Aunque en este trabajo el metamaterial es de naturaleza pasiva, es decir, sus propiedades electromagnéticas permanecen fijas una vez fabricado, es posible lograr que responda de forma diferente a través de movimientos mecánicos, dando lugar a lo que se ha definido como una metasuperficie reconfigurable.

Las metasuperficies reconfigurables permiten modificar la respuesta electromagnética en tiempo real mediante cambios mecánicos. Esto posibilita realizar modificaciones en la conversión de polarización y lograr, por ejemplo, la conversión a polarización circular dextrógira (RHCP), o la conversión a polarización circular levógira (LHCP).

Las metasuperficies reconfigurables mecánicamente ofrecen ventajas críticas, especialmente en aplicaciones de alta potencia y entornos donde la simplicidad es clave [34]. Algunas de sus ventajas frente a las que usan elementos activos (diodos PIN, varactores, etc.) son:

Ausencia de redes de polarización (*Biasing Networks*), lo que es quizá la mayor ventaja técnica. Los elementos activos requieren cables y pistas adicionales para llevar corriente continua (DC) a cada diodo. Estas pistas suelen interferir con el campo electromagnético, provocando acoplamientos no deseados y degradando el diagrama de radiación. Sin embargo, la reconfiguración mecánica no precisa de cables ni componentes electrónicos soldados, manteniendo la integridad electromagnética de la celda unidad.

Existe una limitación de potencia (*Power Handling*) dado que los elementos activos tienen límites de ruptura y saturación. Si la señal de RF es muy intensa, el diodo puede quemarse o generar armónicos no deseados (no linealidad). Por su lado, un diseño basado en meandros metálicos continuos puede manejar potencias mucho más altas, ya que el límite lo pone el dieléctrico y el metal, no un componente semiconductor delicado.

Las metasuperficies reconfigurables presentan menores pérdidas de inserción, ya que al ser estructuras puramente metálicas/dieléctricas, las pérdidas son mínimas, lo que permite una mayor eficiencia en la transmisión [35]. Y no se debe pasar por alto que en las metasuperficies activas es preciso soldar cientos de diodos en una superficie grande, lo que es costoso y propenso a fallos (si un diodo falla, la metasuperficie pierde rendimiento). Frente a ello, las metasuperficies con reconfiguración mecánica son mucho más baratas de fabricar (PCB estándar) y extremadamente robustas en entornos hostiles (radiación, altas temperaturas o interferencias EMI) donde la electrónica fallaría.

### 3.5.2. *Aplicaciones críticas en comunicaciones satelitales y aéreas*

La elección de la banda de frecuencias de 8–12 GHz no es arbitraria, sino que responde a las demandas del mercado aeroespacial y de defensa [36]. Esta elección plantea un desafío importante: el problema de la desalineación de la polarización. En un enlace satelital o aéreo, la orientación relativa de las antenas es un factor crítico. El satélite, avión, dron, etc. se encuentra en movimiento constante, mientras que la estación terrestre permanece fija. Si se empleara polarización lineal, cualquier mínima rotación de la antena a bordo provocaría pérdidas significativas de señal, conocidas como pérdidas por desacoplo de polarización, que se calculan mediante la expresión:

$$L_{pol} = 20 \cdot \log(\cos(\theta_{desalineación}))$$

En el caso extremo en que las antenas quedasen orientadas a 90° respecto a la otra (polarización cruzada), la comunicación se interrumpiría prácticamente de manera total [37].

Para solventar este problema, la Unión Internacional de Telecomunicaciones (ITU) establece estándares que recomiendan el uso de polarización circular (CP) [37]. La ventaja de esta polarización radica en su inmunidad frente a la rotación de la antena: el vector del campo eléctrico gira de manera constante, garantizando que la señal recibida se mantenga estable independientemente de la orientación del dispositivo aéreo.

### 3.5.3. *Justificación de los objetivos del proyecto*

A partir de los fundamentos físicos explicados y del estado del arte expuesto anteriormente, queda clara la necesidad de desarrollar sistemas de telecomunicaciones robustos, compactos y económicos en la banda X. Con la finalidad de dar respuesta a estos desafíos tecnológicos, el presente trabajo se centrará en tres puntos fundamentales que guiarán tanto la metodología como el desarrollo práctico del estudio

En primer lugar, para generar la excitación electromagnética inicial, será necesario diseñar una antena parche. Este dispositivo, fabricado mediante

tecnología PCB, garantizará la emisión de ondas electromagnéticas con polarización lineal, baja directividad y bajo coste.

En segundo lugar, para resolver el problema de las pérdidas asociadas a este tipo de transmisiones, conocidas como pérdidas por desacoplo de polarización ( $L_{pol}$ ), el estudio se centrará en el diseño y la optimización de un metamaterial conversor de polarización. A través del modelado de las celdas unidad y del estudio de su distribución óptima dentro del sistema, se desarrollará una metasuperficie transmisiva pasiva capaz de acoplarse a la antena parche y realizar correctamente la conversión de polarización.

Finalmente, este trabajo buscará superar las limitaciones de los sistemas convencionales pasivos sin recurrir a la complejidad y a las pérdidas inherentes de componentes electrónicos como los diodos PIN. Por tanto, el proyecto concluirá con el desarrollo de un polarizador reconfigurable capaz de operar tanto en polarización circular LHCP como RHCP. De este modo, se dotará al sistema de la capacidad de conmutar su estado de polarización mediante un cambio de orientación en el metamaterial, ofreciendo así una solución integral y sencilla para las exigencias de las comunicaciones aeroespaciales modernas.

## 4. OBJETIVOS

Entre los objetivos de este trabajo no solo se persigue el desarrollo de una antena que opere en la banda X, si no la creación de un sistema electromagnético capaz de realizar de forma eficiente la conversión de polarización mediante el uso de metamateriales. Asimismo, se pretende aportar una solución tecnológica compacta, pasiva y reconfigurable que contribuya al avance de aplicaciones en el ámbito aeroespacial, evitando la complejidad asociada a componentes activos.

### 4.1. Objetivo General

El objetivo general de este trabajo consiste en desarrollar una antena parche junto con un polarizador basado en metamateriales con celdas unitarias tipo Staircase-Shaped, capaz de realizar de manera eficiente la conversión de polarización lineal a circular (LTC) en la banda X.

Se busca optimizar el comportamiento del sistema como un único conjunto electromagnético, garantizando una correcta adaptación, una conversión efectiva de polarización y la posibilidad de conmutar entre polarización circular LHCP y RHCP mediante la modificación de la orientación de la metasuperficie, sin recurrir al uso de componentes activos.

### 4.2. Objetivos Específicos

#### 4.2.1. *Diseño y caracterización de la antena*

Diseñar una antena parche capaz de operar de manera eficiente en la banda X, centrada en 10 GHz, asegurando una correcta adaptación de impedancias mediante un parámetro  $S_{11}$  inferior a -10 dB y evaluando el ancho de banda en el que se cumple dicha condición.

#### 4.2.2. *Diseño y optimización del metamaterial polarizador*

Desarrollar un metamaterial basado en celdas unitarias tipo Staircase-Shaped, analizando el comportamiento del sistema en función del número de celdas que componen la metasuperficie y determinando a partir de qué

configuración el conjunto antena–metamaterial presenta un funcionamiento adecuado y estable.

#### *4.2.3. Desarrollo de un polarizador reconfigurable*

Implementar un polarizador reconfigurable capaz de generar polarización circular LHCP y RHCP, verificando la conversión mediante el análisis de las componentes del campo eléctrico en los ejes X e Y, comprobando la igualdad de amplitudes y la existencia de un desfase de  $90^\circ$  entre ambas componentes.

## 5. METODOLOGÍA

En este apartado se describe de manera detallada la metodología seguida para la obtención de los resultados que posteriormente serán analizados. Se expondrá el procedimiento empleado para el diseño de la antena parche y su optimización para operar de forma eficiente en la banda X.

Posteriormente, se abordará el estudio del tamaño necesario de la metasuperficie, analizando a partir de cuántas celdas el sistema comienza a comportarse de manera adecuada. Finalmente, se estudiará uno de los aspectos más críticos del proyecto: la optimización de la distancia entre la antena parche y la metasuperficie, parámetro determinante para lograr la correcta conversión de polarización.

### 5.1. Entorno de simulación

Todas las simulaciones realizadas en este trabajo se han llevado a cabo utilizando el software CST Studio Suite®, empleando métodos numéricos basados en el Finite Integration Technique (FIT). Este entorno permite modelar con precisión estructuras electromagnéticas complejas y analizar su comportamiento tanto en el dominio del tiempo como en frecuencia.

Para el estudio de la celda unitaria del metamaterial se emplearon condiciones de contorno periódicas (Periodic Boundary Conditions) junto con puertos de Floquet, lo que permite modelar de forma precisa el sistema que se ha decidido estudiar.

### 5.2. Entorno del análisis de datos

Para el procesamiento de datos se ha decidido emplear la herramienta MATLAB. Esta resulta especialmente interesante ya que CST permite exportar todos los datos de simulación mediante archivos “.txt”, lo cual ofrece una gran versatilidad a la hora de estudiar distintos parámetros o aplicar determinados cálculos sobre los datos obtenidos.

De este modo, todas las simulaciones se han realizado inicialmente en CST, y posteriormente los resultados se han trasladado a MATLAB, donde han sido procesados y representados gráficamente (los scripts y el repositorio de GitHub se detallan en la sección de Anexos). Este flujo de trabajo permite analizar los resultados de forma más clara y obtener conclusiones de una manera sólida y visualmente comprensible.

### 5.3. Diseño de una antena parche capaz de trabajar en la banda X

Para la validación del sistema completo es necesaria la integración de dos elementos fundamentales: la antena parche y el metamaterial polarizador. En primer lugar, se detallará el proceso de diseño de una antena parche capaz de operar de manera eficiente en torno a 10 GHz, dentro de la banda X.

Durante este proceso se ha buscado garantizar una correcta adaptación de impedancias, así como analizar el ancho de banda de funcionamiento, definido como el rango de frecuencias en el que el parámetro  $S_{11}$  se mantiene por debajo de  $-10$  dB.

#### 5.3.1. Modelado inicial de la antena

En primer lugar, se modeló una antena inicial capaz de operar en torno a la frecuencia de 10 GHz. Este modelo se denomina diseño inicial o genérico, ya que existen una serie de parámetros que permanecen fijos independientemente de la configuración final, tales como el grosor de la capa de cobre, la altura del sustrato FR-4 o el modelado del conector SMA. Estos elementos vienen determinados por las condiciones físicas del diseño y, por tanto, no pueden modificarse libremente.

A partir de este modelo inicial, y tras la realización de múltiples simulaciones, se determinó que los parámetros más relevantes para el ajuste de la frecuencia de resonancia eran la longitud del parche ( $L_p$ ) y la longitud de los recortes del parche ( $L_{pc}$ ). Por ello, el proceso de optimización de la antena se centró en el estudio paramétrico de estas dos variables.

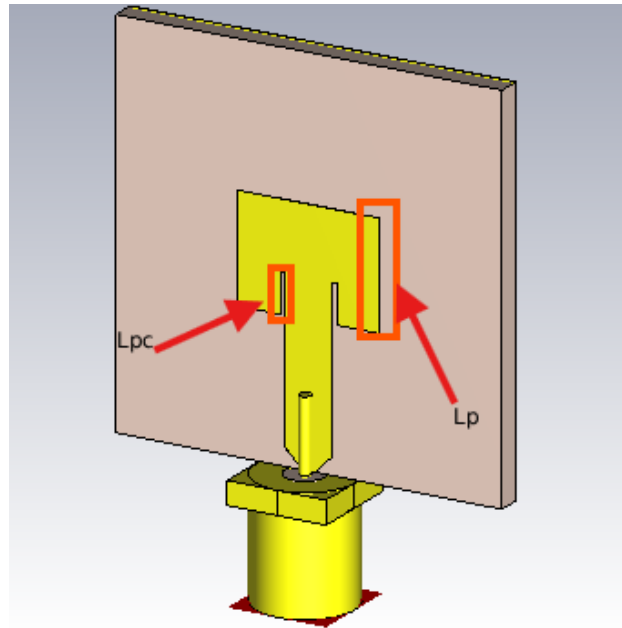


Figura 14. Geometría de la antena parche inicial en CST Studio Suite con indicación de los parámetros de optimización " $L_p$ " y " $L_{pc}$ ".

### 5.3.2. Procedimiento de simulación

El procedimiento seguido es bastante sencillo y se basa en una de las formas más clásicas de ajuste de sistemas: el análisis por fuerza bruta de las variables. En este caso, las variables de estudio fueron  $L_p$  (longitud del parche) y  $L_{pc}$  (longitud del recorte del parche). Partiendo de un modelo genérico de antena parche que opera en la banda X, se realizaron distintos barridos de los parámetros  $L_p$  y  $L_{pc}$  hasta encontrar la combinación óptima.

Tras múltiples simulaciones, se comprobó que la forma más eficiente de abordar este proceso consistía en realizar, en primer lugar, un barrido de  $L_p$  con el objetivo de obtener una buena adaptación cercana a la frecuencia central de diseño (10 GHz). Una vez identificado un valor adecuado para la longitud del parche, se fijó dicho parámetro y se realizaron barridos del parámetro  $L_{pc}$ , buscando una relación equilibrada entre una adaptación elevada del sistema y que la frecuencia de máxima adaptación se situara lo más próxima posible a los 10 GHz.

Una vez obtenida una primera combinación prometedora de parámetros, y dado que lo habitual es que la frecuencia de máxima adaptación no coincida exactamente con la frecuencia objetivo, se llevó a cabo un último barrido fino. En

este caso, se mantuvo el valor de  $L_{pc}$  encontrado previamente y se analizaron valores de  $L_p$  muy próximos a los obtenidos en la primera fase de optimización.

Finalmente, gracias a esta metodología iterativa de barridos paramétricos, se logró determinar la combinación que proporciona el comportamiento más adecuado para la antena con una frecuencia optima de trabajo en 10 GHz.

### 5.3.3. *Procedimiento para el análisis de los datos de la antena*

El procedimiento consistió en realizar barridos sucesivos de las dos longitudes de estudio. Durante este proceso fue especialmente importante observar tres aspectos clave. El primero de ellos fue la adaptación del sistema. Por norma general, trabajar con una adaptación de alrededor de  $-10$  dB suele ser suficiente; sin embargo, dado que posteriormente se pretende realizar una prueba experimental, se consideró necesario mejorar este parámetro lo máximo posible. Por este motivo, se buscó alcanzar valores cercanos a  $-20$  dB, con el objetivo de disponer de cierto margen ante posibles imperfecciones en la fabricación de la antena.

Una vez obtenida una buena adaptación, el siguiente aspecto a analizar fue la distancia entre la frecuencia de máxima adaptación y la frecuencia objetivo de estudio, fijada en 10 GHz. Finalmente, tras analizar todos los casos simulados, se seleccionó aquella configuración que ofrecía la mejor relación entre una adaptación elevada (superior a  $-20$  dB), cercana a la frecuencia central de 10 GHz y un ancho de banda útil suficientemente amplio, de al menos 1 GHz, manteniendo una buena adaptación a lo largo de dicho rango. Siguiendo esta metodología y realizando barridos se consigue obtener una antena optimizada en la banda buscada.

## 5.4. **Diseño de la metasuperficie con celdas Staircase-Shaped**

En este apartado se busca explicar cómo a partir de una celda unitaria se puede determinar cuál es el tamaño óptimo de la metasuperficie. A nivel teórico, lo ideal sería una metasuperficie de dimensiones infinitas que cubriese todo el plano ortogonal a la antena. En el caso de este estudio, es inviable poder realizar una labor así, ya que lo que se busca es un diseño económicamente viable y que

además sea compacto, es decir que antena y metasuperficie trabajen unidos a un soporte y se comporten como un único objeto.

#### 5.4.1. Disposición del número de celdas

A continuación, se presenta la estructura de la celda unidad que configurará el metamaterial que se implementará con la antena. Como se puede apreciar en las Figuras 15 y 16, se presenta una celda unitaria. Esto implica que una parte de este trabajo de investigación se centrará en determinar el tamaño de la misma con el objetivo de obtener un resultado óptimo. Gracias a la geometría de la antena (teniendo en cuenta el tamaño del sustrato), se obtiene una superficie totalmente simétrica correspondiente a un cuadrado de  $12.5 \times 12.5$  milímetros, lo cual resulta especialmente favorable para centrar la antena con la metasuperficie ya que esta también es cuadrada.

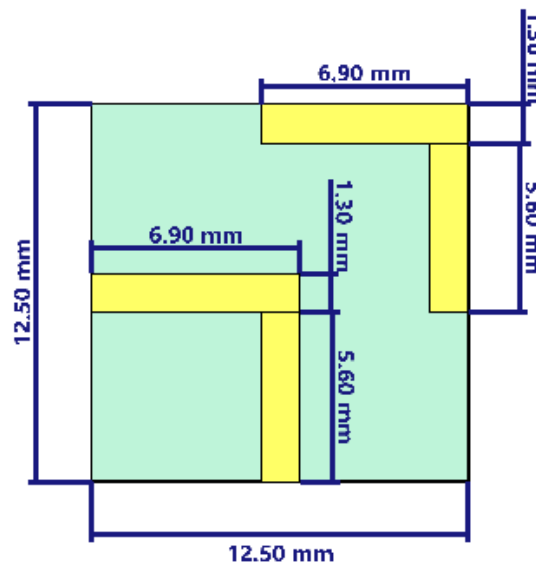


Figura 15. Dimensiones geométricas y cotas de la celda unitaria del metamaterial "Staircase-Shaped" seleccionado para la Banda X.

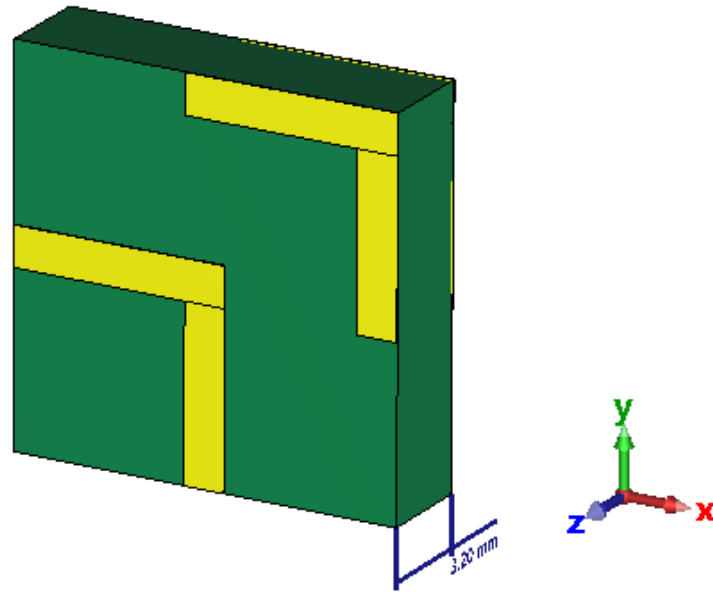


Figura 16. Modelo tridimensional de la celda unitaria "Staircase-Shaped", destacando el espesor del sustrato de 3.20 mm y los ejes de referencia.

#### 5.4.2. Distribuciones posibles de metasuperficies

Al trabajar con una antena cuadrada, resulta conveniente mantener el mismo patrón en el metamaterial con el fin de optimizar al máximo el sistema. En caso contrario, se generarían asimetrías que no resultan favorables para obtener amplitudes de campo eléctrico iguales en cada eje y diferencias de fase de 90 grados. A continuación, se presentan todas las distribuciones estudiadas en este proyecto.

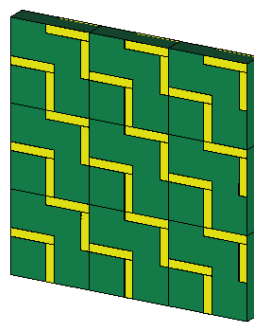


Figura 17. Distribución periódica de la metasuperficie en una matriz de 3x3 celdas unitarias "Staircase-Shaped".

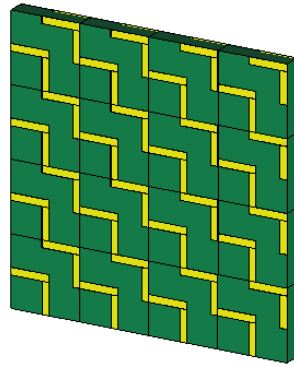


Figura 18. Distribución periódica de la metasuperficie en una matriz de 4x4 celdas unitarias “Staircase-Shaped”.

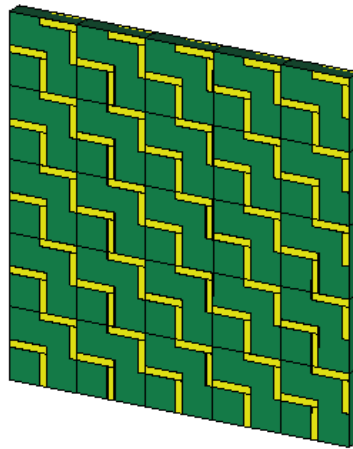


Figura 19. Distribución periódica de la metasuperficie en una matriz de 5x5 celdas unitarias “Staircase-Shaped”.

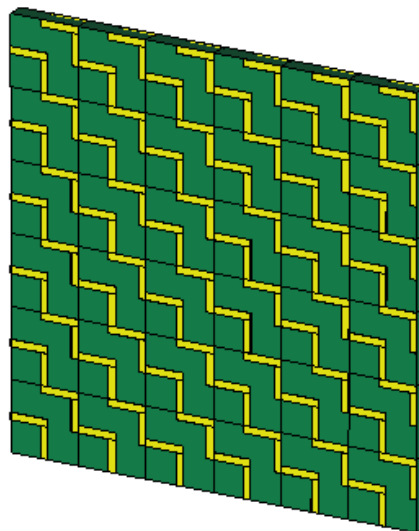


Figura 20. Distribución periódica de la metasuperficie en una matriz de 6x6 celdas unitarias “Staircase-Shaped”.

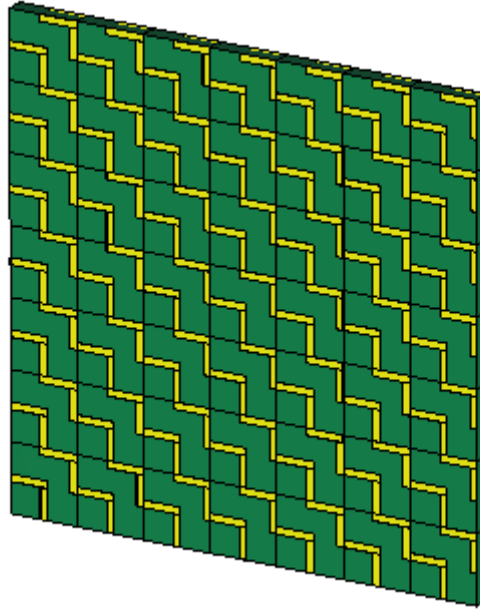


Figura 21. Distribución periódica de la metasuperficie en una matriz de 7x7 celdas unitarias “Staircase-Shaped”.

Antes de realizar cualquier simulación, es necesario comprender de forma clara las dos variables con las que se va a trabajar para ajustar correctamente el sistema. En primer lugar, como se ha mencionado anteriormente, el tamaño de la metasuperficie es un factor fundamental a tener en cuenta, ya que teóricamente cuanto mayor sea la superficie, mejores serán los resultados. Sin embargo, esto implica un modelo menos compacto de cara a aplicaciones aeroespaciales. Por otro lado, la segunda variable relevante es la distancia de separación entre el metamaterial y la antena. Por ello, se intentará encontrar un equilibrio entre el tamaño del metamaterial y dicha distancia.

No obstante, antes de abordar este análisis, es necesario definir con claridad el punto en el que se realizarán las medidas del campo eléctrico para poder estudiar la polarización de la onda obtenida.

#### 5.4.3. *Identificación del campo lejano según en tamaño del metamaterial*

Para determinar si la antena funciona correctamente, es necesario colocar dos sensores de campo eléctrico: uno encargado de medir el campo eléctrico en la dirección del eje  $X$  y otro en la dirección del eje  $Y$ . Ambos se situarán en la región de campos radiados de la antena y metamaterial.

Para poder determinar el campo lejano, las medidas deben realizarse en la región de Fraunhofer. La distancia mínima necesaria para encontrarse en esta región se determina mediante la siguiente expresión:

$$d = \frac{2D^2}{\lambda}$$

donde  $D$  representa la dimensión máxima de la estructura y  $\lambda$  la longitud de onda.

Aplicando esta expresión a cada tipo de distribución, es posible obtener las distintas distancias a las que deben situarse los sensores para realizar la medida del campo eléctrico con respecto a la antena.

| Distribución | Distancia de Fraunhofer (mm) |
|--------------|------------------------------|
| 3x3          | 93.75                        |
| 4x4          | 166.67                       |
| 5x5          | 260.42                       |
| 6x6          | 375.00                       |
| 7x7          | 510,42                       |

Tabla 1: Valores de la distancia de Fraunhofer para la identificación del campo lejano según el tamaño de la matriz de la metasuperficie.

## 5.5. Optimización del sistema

Tras la caracterización individual de la antena parche y de la celda unitaria del metamaterial, el núcleo de este trabajo se centró en la optimización del sistema integrado. En esta fase, el principal reto consistió en determinar la interacción entre ambos elementos con el objetivo de maximizar la eficiencia de la conversión de polarización.

Para optimizar el sistema en su conjunto, se realizaron progresivamente una serie de simulaciones y, en función de los resultados obtenidos, se fueron tomando distintas decisiones que se analizarán y comentarán en el apartado de resultados. El procedimiento seguido fue relativamente sencillo: a medida que se realizaban las simulaciones en CST, los resultados se extraían en archivos *.txt* y posteriormente se exportaban a MATLAB. Desde esta herramienta se llevó a

cabo todo el tratamiento de los datos, lo que permitió tomar decisiones de forma más objetiva. En MATLAB se representaron las siguientes magnitudes:

- Amplitud del campo eléctrico en los ejes x e y (en dB).
- Diferencia de amplitud entre ambas componentes (en dB).
- Representación de la fase (en grados).
- Desviación respecto a la polarización circular ideal (en grados).
- Sentido de polarización circular del campo (en grados).

Para realizar el estudio se siguieron los siguientes pasos:

- **Análisis de escalabilidad (barrido paramétrico):**  
Se realizaron simulaciones mediante barridos paramétricos de distancia para configuraciones de 3x3, 4x4 y 5x5 celdas. El objetivo fue observar cómo el tamaño de la metasuperficie estabiliza el haz radiado y afecta a la pureza de la polarización.
- **Sintonización de la separación de la cavidad aire–metamaterial:**  
Se priorizó el modelo de 5x5 celdas como diseño base por su equilibrio entre rendimiento y compacticidad. En esta fase se realizó un ajuste fino de la distancia de separación para minimizar el error de fase respecto a los 90° ideales.
- **Estudio de apertura efectiva:**  
Se evaluó el comportamiento del sistema igualando el tamaño físico del metamaterial (62.5 x 62.5mm) al de la antena parche, con el fin de analizar el impacto en la pureza de la polarización y facilitar la futura fabricación del sistema.
- **Estudio de apertura efectiva y simetría impar:**  
Durante este análisis, se identificó un fenómeno crítico: las configuraciones con número impar de celdas (3x3, 5x5) presentaban una mayor estabilidad de fase que las pares (4x4, 6x6) debido a la alineación directa de la celda central con el centro de fase de la antena. Por lo que se decidió realizar una comparación entre ambas situaciones
- **Validación de la distancia crítica y punto de saturación para estructura compacta:**

Se contrastaron los resultados definitivos para las distancias de 14.2 mm y 15.2 mm. Utilizando el Axial Ratio como criterio objetivo, se determinó que los 15.2 mm ofrecían el rendimiento óptimo, alcanzando un valor de 1 dB en la frecuencia de los 10 GHz.

- **Verificación de la Hipótesis de Convergencia (7x7):**

Finalmente, para confirmar la tendencia de mejora ligada a la simetría impar y determinar el límite de rendimiento del sistema, se realizó una simulación de control con una matriz de 7x7 celdas. Este paso permitiría analizar cuál es la combinación y bajo qué circunstancias conviene más utilizar una opción u otra.

Para dotar a este análisis del rigor se han empleado métricas de alta precisión como la Eficiencia de Conversión de Polarización (PCE), la Elipticidad ( $\chi$ ) y las Eficiencias de Conversión a Circular (LTC). Estos parámetros, detallados previamente en el marco teórico, resultan esenciales para cuantificar de manera objetiva la calidad de la conversión y permiten emitir una evaluación final precisa sobre el comportamiento de la metasuperficie.

#### *5.5.1. Metodología para el análisis del sistema integrado*

En este apartado se exponen los criterios de evaluación utilizados en cada una de las representaciones obtenidas a partir de las simulaciones. Para ello, se detallarán los parámetros más relevantes que deben analizarse en cada caso.

**Amplitud del campo eléctrico en los ejes X e Y (en dB):**

En este tipo de representación, el aspecto más importante a tener en cuenta es que las amplitudes del campo eléctrico en los ejes X e Y sean lo más similares posible. Por norma general, la diferencia entre ambas amplitudes no debe superar los 3 dB. Por este motivo, se analizará en qué rango de frecuencias se cumple este criterio en cada una de las simulaciones realizadas.

**Diferencia de amplitud entre ambas componentes (en dB):**

En esta representación, a partir de los datos obtenidos en la gráfica anterior, se calcula la diferencia entre ambas componentes del campo eléctrico. De esta forma, es posible observar de manera más precisa el rango de frecuencias en el que la diferencia de amplitudes se mantiene por debajo de los 3 dB.

**Representación de la fase (en grados):**

Esta representación sigue la misma dinámica que la de las amplitudes del campo eléctrico, con la diferencia de que en este caso se muestra directamente la fase de cada una de las componentes. El objetivo es observar si la diferencia de fase entre ambas componentes se aproxima a  $90^\circ$  o  $-90^\circ$ . De este modo, resulta posible descartar determinadas simulaciones de manera preliminar mediante una inspección visual.

**Desviación respecto a la polarización circular ideal (en grados):**

En esta representación se muestra cuánto se aleja la diferencia de fase entre las componentes del campo eléctrico en los ejes X e Y con respecto a los  $90^\circ$  esperados para una polarización circular ideal. La representación se realiza en valor absoluto, ya que la polarización puede ser tanto a derechas como a izquierdas, lo que implica diferencias de fase de  $90^\circ$  o  $-90^\circ$ . De este modo, es posible evaluar con mayor precisión la calidad de la fase obtenida para cada configuración y determinar el rango de frecuencias en el que el sistema funciona correctamente.

**Sentido de polarización circular del campo (en grados):**

En esta representación se calcula únicamente la diferencia de fase entre las componentes del campo eléctrico en los ejes X e Y. Si el valor obtenido se mantiene aproximadamente constante en torno a  $90^\circ$ , puede afirmarse que la polarización es circular a derechas. Por el contrario, si el valor se sitúa en torno a  $-90^\circ$ , la polarización será circular a izquierdas.

**Relación axial:**

Una vez identificadas las configuraciones más prometedoras, se utiliza como criterio definitivo de comparación el cálculo de la relación axial. Esta magnitud, introducida en el marco teórico, permite determinar de forma precisa la pureza de la polarización circular obtenida. El criterio establecido es que la relación axial debe permanecer por debajo de 3 dB para poder considerar que la polarización circular sea adecuada para aplicaciones reales. Por este motivo, se analizarán los resultados obtenidos con el objetivo de determinar qué configuraciones presentan mayores anchos de banda en los que la relación axial se mantiene por debajo de este umbral.

**5.6. Conversión LHCP a RHCP**

Este apartado es muy importante en este trabajo. Su objetivo es lograr, mediante ciertos ajustes en la configuración del sistema, que la antena sea capaz de transmitir en polarización circular tanto a izquierdas como a derechas.

Gracias a la geometría del metamaterial, realizar esta conversión resulta simple. La forma efectiva de conseguirla consiste en rotar el metamaterial  $90^\circ$  respecto al eje de transmisión. De esta manera, se obtiene la misma polarización observada en las situaciones iniciales; sin embargo, al modificar la orientación de los elementos conductores del metamaterial, la polarización adquirirá el signo contrario. Por lo que se podrá elegir de forma sencilla que tipo de polarización se quiere transmitir si a izquierdas o a derechas.

**5.6.1. Criterio de confirmación de resultados LTC**

En este apartado se tendrá en cuenta dos factores principales. En primer lugar, los resultados obtenidos en la configuración definitiva deben ser prácticamente idénticos a los obtenidos en la configuración original sin rotación de  $90^\circ$ . En segundo lugar, al analizar el sentido de la polarización, se espera que en un caso la polarización aparezca a  $90^\circ$  y en el otro a  $-90^\circ$ , lo que confirmaría que el sistema conversor actúa de la forma deseada.

## 5.7. Metodología experimental

El presente trabajo se estructura en tres etapas: montaje, calibración y medición. Dado que se trabaja con equipos de alta sensibilidad, todos los procedimientos deben llevarse a cabo con especial cuidado, ya que cualquier error puede derivar en resultados incoherentes y comprometer la validez de la validación experimental. A continuación, se detalla el procedimiento seguido.

### 5.7.1. Montaje experimental

El objetivo de esta fase es reproducir con la mayor fidelidad posible las condiciones definidas en el entorno de simulación. El montaje experimental es el mostrado en la Figura 22.

Como puede observarse, se diseñó mediante herramientas CAD e impresión 3D un soporte específico con el fin de replicar las distancias empleadas en la simulación. En particular, la separación entre la antena parche y el metamaterial se fijó en 15.2 mm. Este soporte permite una fijación estable de los elementos, minimizando posibles desplazamientos u holguras que podrían afectar a la precisión de las medidas.

Asimismo, el soporte está fabricado en plástico, un material dieléctrico cuya influencia sobre la propagación del campo eléctrico se considera despreciable.

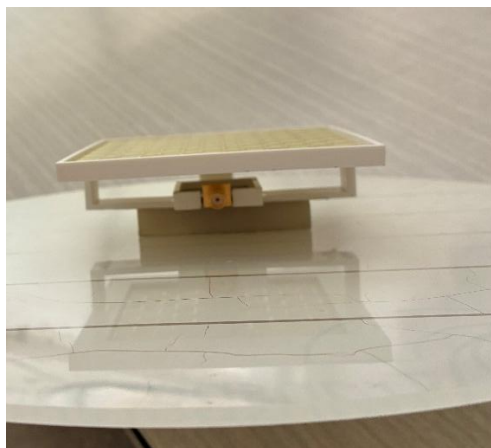


Figura 22. Montaje del prototipo de la antena parche en el soporte dieléctrico a medida diseñado para los ensayos de laboratorio.

Una vez completado el montaje de la antena, se procede a la colocación de los distintos elementos en el sistema de medida (set-up). Para ello, se utiliza un soporte plástico de geometría circular (Figura 23), sobre el cual se fija el conjunto formado por la antena y el metamaterial. Esta etapa resulta crítica, ya que es necesario asegurar una correcta fijación y alineación de todos los elementos. En caso contrario, podrían introducirse errores significativos que afectarían al proceso de conversión de polarización.

Posteriormente, se coloca el sensor de campo eléctrico. Para este fin se empleará una bocina piramidal SiversLab de banda X. Con el fin de evaluar correctamente la conversión de polarización, la antena receptora debe situarse, como mínimo, en la región de campo lejano.

En este caso, se mantuvo la misma distancia utilizada en las simulaciones, asegurando así que las condiciones de campo lejano estuvieran plenamente establecidas. El montaje final se muestra en la Figura 23.

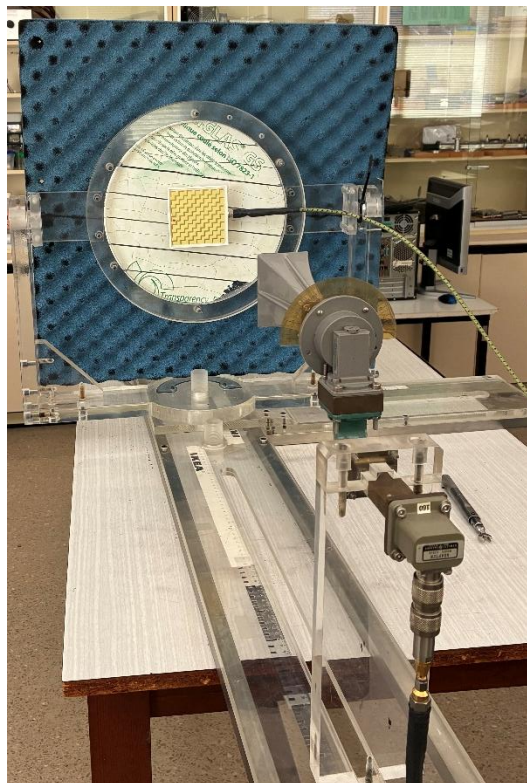


Figura 23. Entorno de medida experimental en laboratorio, incluyendo el Analizador de Redes (VNA), la antena de bocina y el soporte circular para el ensayo de la metasuperficie.

### 5.7.2. Fase de calibración

Una vez completado el montaje experimental, el siguiente paso, y probablemente el más crítico del proceso, es la calibración del Analizador de Redes Vectorial (VNA). Esta etapa es fundamental en el procedimiento de medida, ya que permite reducir los errores sistemáticos asociados tanto al propio equipo como a los elementos de conexión utilizados, tales como cables y conectores. Mediante este proceso, es posible corregir desadaptaciones de impedancia, compensar pérdidas del sistema de medida y minimizar desbalances de fase y amplitud que podrían afectar a la respuesta real del dispositivo bajo prueba.

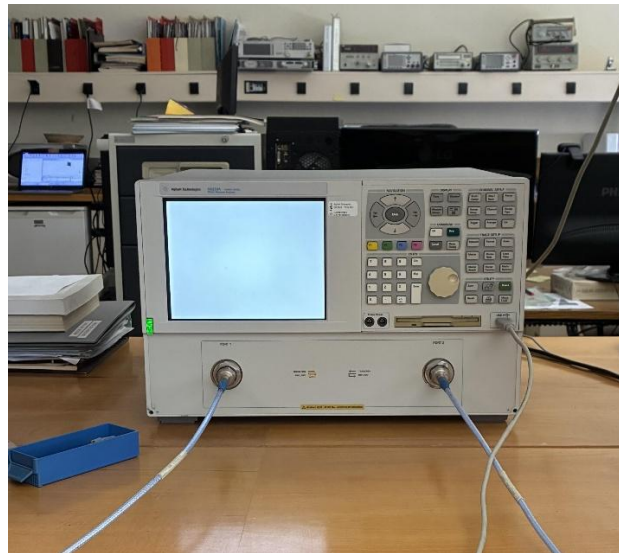


Figura 24. Analizador Vectorial de Redes (VNA) utilizado para la caracterización experimental de la antena.

De este modo, la calibración incrementa de forma significativa la precisión y repetibilidad de las medidas, garantizando resultados fiables y representativos del comportamiento real del sistema analizado.

Tradicionalmente, la calibración se realizaba de forma manual mediante el método SOLT (*Short-Open-Load-Thru*), ampliamente utilizado en la caracterización de dispositivos de radiofrecuencia y microondas. Este método se basa en la conexión secuencial de cuatro estándares de referencia a los puertos del VNA, tal y como se aprecia en la Figura 24, con el objetivo de compensar los principales errores sistemáticos del sistema de medida.

En primer lugar, se conecta el estándar *Short* (cortocircuito) al puerto correspondiente, permitiendo al analizador registrar una reflexión total. A continuación, se conecta el estándar *Open* (circuito abierto), con el fin de caracterizar la respuesta del sistema ante una impedancia teóricamente infinita.

Seguidamente, se emplea el estándar *Load*, correspondiente a una carga adaptada de  $50\ \Omega$ , que establece una referencia de mínima reflexión y permite corregir desadaptaciones de impedancia.

Por último, se realiza la calibración *Thru*, conectando directamente ambos puertos del analizador mediante un cable de alta calidad. Este paso permite caracterizar la transmisión entre puertos y compensar pérdidas, así como posibles desbalances de fase y amplitud introducidos por los cables y conectores.

En cada una de las etapas, es necesario esperar unos segundos para que el VNA registre correctamente los datos antes de continuar con el siguiente estándar.

Aunque este procedimiento manual sigue siendo válido y ampliamente utilizado, en la actualidad muchos laboratorios emplean sistemas automáticos de calibración, que simplifican el proceso y reducen la posibilidad de error humano. En este trabajo, las mediciones se realizaron mediante un módulo de calibración automática (e-Cal) Keysight N4691B (Figura 25), el cual integra internamente los estándares de referencia y ejecuta el procedimiento de forma automatizada. No obstante, el principio físico y matemático subyacente es equivalente al del método SOLT manual.



Figura 25. Dispositivo de calibración automática Keysight N4691B.

### 5.7.3. Fase de medición

Una vez realizada la calibración, se procede a la última fase del proceso experimental: la adquisición de medidas. En este punto, es importante destacar que la antena receptora utilizada únicamente permite la medida del campo eléctrico en un único eje por ser una antena con polarización lineal. Por este motivo, en primer lugar, se realizan las medidas correspondientes al eje X. Posteriormente, el sistema se reconfigura para llevar a cabo la medición en el eje ortogonal.

Una vez obtenidos los valores de amplitud a lo largo de toda la banda de frecuencia en ambos ejes, los datos se procesan en MATLAB, lo que permite su representación y análisis de forma análoga a las simulaciones realizadas previamente. El principal interés de estas medidas reside en su comparación con los resultados simulados, con el objetivo de evaluar la concordancia entre el modelo teórico y el comportamiento experimental del sistema. De este modo, en el apartado de resultados se analizará dicha comparación para validar el funcionamiento del diseño propuesto.

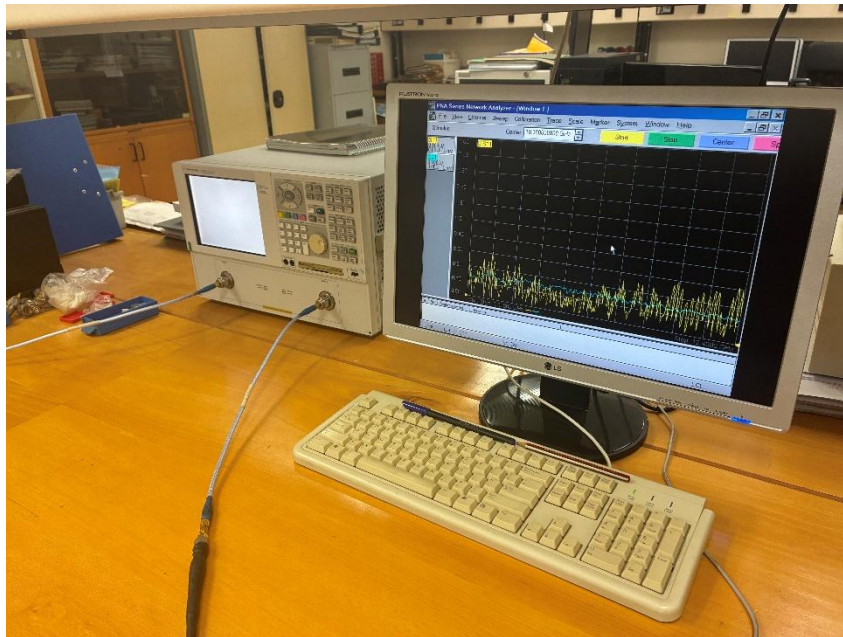


Figura 26. Monitorización en tiempo real de las medidas de amplitud en la banda X para su posterior procesado y validación en MATLAB.



## 6. RESULTADOS

En este apartado se presentan y analizan los resultados obtenidos durante el desarrollo del proyecto. En primer lugar, se mostrarán los resultados de las simulaciones realizadas en CST, cuyo objetivo es evaluar el comportamiento del sistema propuesto y comprobar si se cumplen los criterios definidos en la metodología. Para ello, se comenzará analizando el comportamiento de la antena parche de forma individual, con el fin de verificar su correcta adaptación y funcionamiento en la banda de frecuencias de interés. Posteriormente, se estudiará el sistema completo formado por la antena y el metamaterial, analizando cómo la interacción entre ambos elementos influye en las características de radiación y en la conversión de polarización.

Finalmente, tras analizar los resultados simulados, se presentarán las medidas experimentales realizadas en laboratorio para validar el comportamiento del sistema y contrastar los resultados obtenidos con las predicciones del modelo numérico.

### 6.1. Parametrización de la antena parche

Como se ha explicado previamente, en primer lugar, se realizará un barrido del parámetro  $L_p$ . Posteriormente, se analizará el parámetro  $L_{pc}$  y, finalmente, se llevará a cabo un último ajuste de  $L_p$  con el objetivo de configurar la frecuencia de trabajo y lograr la máxima adaptación posible.

#### 6.1.1. Barrido del parámetro $L_p$

En la primera simulación se partió de una parametrización general, la cual permitía trabajar de una forma óptima en la banda X, a continuación, se muestran los parámetros iniciales de simulación.

# Estudio de un polarizador reconfigurable implementado con UCAM metasuperficie basado en la estructura “Staircase-Shaped”

| Name   | Expression   | Value | Description                     |
|--------|--------------|-------|---------------------------------|
| Wg     | = 25         | 25    | Width of ground plane           |
| Lg     | = 25         | 25    | Length of ground plane          |
| h_clad | = 0.035      | 0.035 | Height of copper cladding la... |
| h_sub  | = 1.6        | 1.6   | Height of substrate             |
| Wp     | = 9.2        | 9.2   | width of patch                  |
| Lp     | = 7.2        | 7.2   | Length of patch                 |
| Wf     | = 3.05       | 3.05  | Width of micrpstrip line        |
| Wpc    | = 0.3        | 0.3   | Width of patch cut              |
| Lpc    | = 2.1        | 2.1   | Length of patch cut             |
| R_pin  | = 0.39       | 0.39  | Radius of SMA connector pin     |
| L_sma  | = 7.6        | 7.6   | Length of SMA connector         |
| L_pin  | = 4.7        | 4.7   | Length of SMA connector pin     |
| R_d    | = 1.3        | 1.3   | Radius of dielectric coat       |
| R_sma  | = 3.2        | 3.2   | Radius of SMA                   |
| L_fc   | = Wf/2-R_pin | 1.135 | Length of feed cut              |
| W_fc   | = Wf/2-R_pin | 1.135 | Width of feed cut               |
| L_base | = 1.5        | 1.5   | Length of SMA connector base    |
| W_leg  | = 1.7        | 1.7   | Width of SMA connector leg      |

Tabla 2: Definición de variables y parámetros geométricos iniciales para el modelado de la antena parche en CST Studio Suite.

En la primera fase se realizó un barrido del parámetro  $L_p$ , con el objetivo de analizar la evolución del coeficiente de reflexión  $S_{11}$  dentro de la banda X y ajustar la frecuencia de resonancia en torno a 10 GHz. Para ello, se llevó a cabo un barrido comprendido entre 6.7 mm y 7.2 mm (Figura 27), con el fin de observar qué valor de longitud resultaba más adecuado para el diseño de la antena.

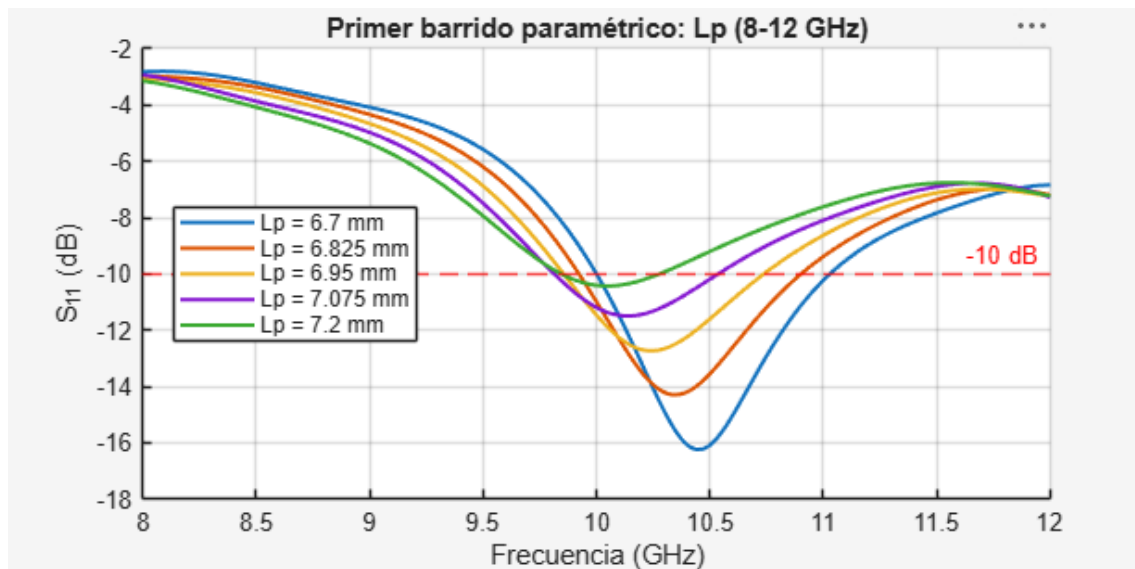


Figura 27. Evolución del parámetro  $S_{11}$  en función de la frecuencia para diferentes valores de la longitud del parche  $L_p$ .

El diagrama de radiación obtenido fue el siguiente:

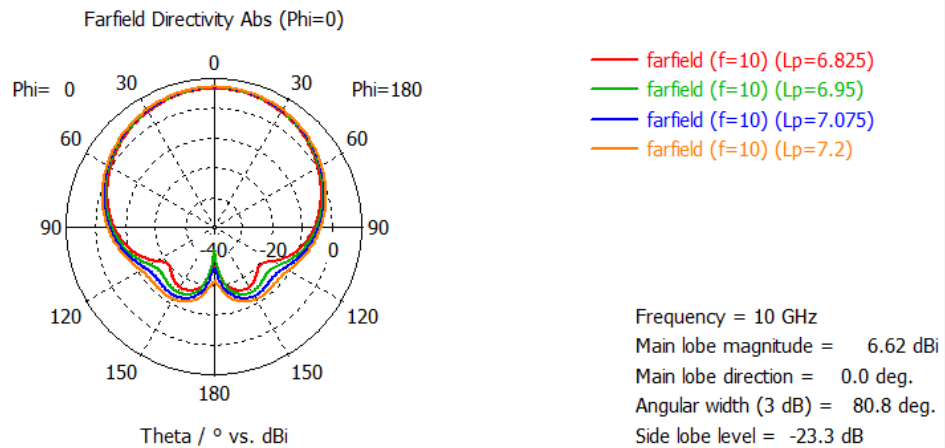


Figura 28. Diagramas de radiación en campo lejano (plano E, phi = 0) para los distintos valores de  $L_p$  a la frecuencia de 10 GHz.

Los resultados obtenidos mostraron que para  $L_p = 7.075$  mm, la resonancia se situaba muy cerca de los 10 GHz, aunque con un coeficiente de reflexión cercano a -10 dB. Si bien este valor se considera aceptable en el diseño de antenas, en este proyecto se requiere un margen adicional debido a la posterior integración con la metasuperficie.

Entre las configuraciones analizadas, el intervalo comprendido entre 7.085 mm y 7.2 mm presentaba los mejores valores de reflexión. Se seleccionó  $L_p = 7.1$  mm como punto de partida para continuar el proceso de optimización, pese a que la frecuencia de resonancia quedaba ligeramente desplazada.

#### 6.1.2. Barrido del parámetro $L_{pc}$

En esta segunda parte del análisis, se fijó el valor de la variable  $L_p$  en 7.1mm y se procedió a simular por medio de barridos, distintos valores de  $L_{pc}$ . Los parámetros de los que se parte en este momento son:

| Name   | Expression   | Value | Description                     |
|--------|--------------|-------|---------------------------------|
| Wg     | = 25         | 25    | Width of ground plane           |
| Lg     | = 25         | 25    | Length of ground plane          |
| h_clad | = 0.035      | 0.035 | Height of copper cladding la... |
| h_sub  | = 1.6        | 1.6   | Height of substrate             |
| Wp     | = 9.2        | 9.2   | width of patch                  |
| Lp     | = 7.1        | 7.1   | Length of patch                 |
| Wf     | = 3.05       | 3.05  | Width of micrpstrip line        |
| Wpc    | = 0.3        | 0.3   | Width of patch cut              |
| Lpc    | = 2.5        | 2.5   | Length of patch cut             |
| R_pin  | = 0.39       | 0.39  | Radius of SMA connector pin     |
| L_sma  | = 7.6        | 7.6   | Length of SMA connector         |
| L_pin  | = 4.7        | 4.7   | Length of SMA connector pin     |
| R_d    | = 1.3        | 1.3   | Radius of dielectric coat       |
| R_sma  | = 3.2        | 3.2   | Radius of SMA                   |
| L_fc   | = Wf/2-R_pin | 1.135 | Length of feed cut              |
| W_fc   | = Wf/2-R_pin | 1.135 | Width of feed cut               |
| L_base | = 1.5        | 1.5   | Length of SMA conector base     |
| W_leg  | = 1.7        | 1.7   | Width of SMA connector leg      |

Tabla 3: Parámetros de simulación para el estudio del parámetro  $L_{pc}$ , con la longitud del parche fijada en  $L_p = 7.1$  mm.

Una vez fijado  $L_p = 7.1$  mm, se realizó un barrido del parámetro  $L_{pc}$  en el rango comprendido entre 2.1 mm y 2.5 mm, con incrementos de 0.1 mm. Para intentar mejorar los resultados en términos de adaptación.

La simulación obtenida fue la siguiente:

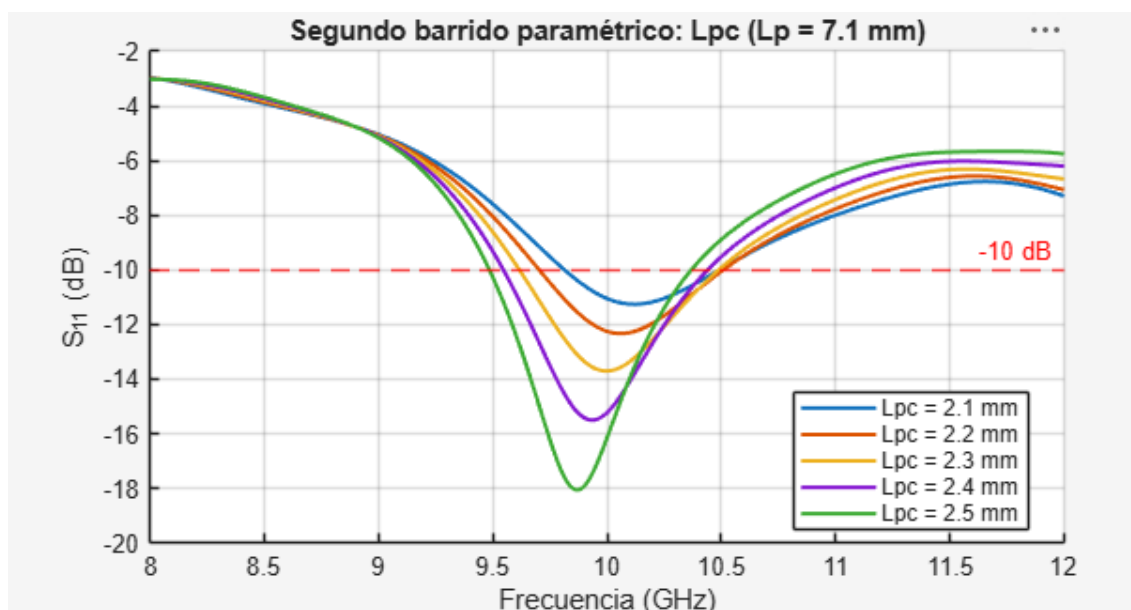


Figura 29. Coeficiente de reflexión  $S_{11}$  para el barrido del parámetro  $L_{pc}$  con la longitud del parche fija en 7.1 mm.



Figura 30. Diagramas de radiación en campo lejano (Plano E, Phi=0) para el barrido paramétrico de  $L_{pc}$  a la frecuencia de diseño de 10 GHz.

Los resultados mostraron una mejora significativa en la profundidad de la resonancia, superándose con un amplio margen el mínimo de -10 dB. Sin embargo, se observó un ligero desplazamiento en la frecuencia de resonancia. Por este motivo, se fijó el valor  $L_{pc} = 2.5$  mm (correspondiente a la mejor adaptación) y se procedió a realizar un nuevo barrido fino del parámetro  $L_p$  con el objetivo de ajustar con mayor precisión la frecuencia de trabajo.

### 6.1.3. Segundo barrido $L_p$

Una vez fijado  $L_{pc} = 2.5$  mm, se realizó un nuevo barrido del parámetro  $L_p$  en el rango comprendido entre 6.8 mm y 7.0 mm, buscando centrar con mayor precisión la frecuencia de resonancia en 10 GHz y mejorar el coeficiente de reflexión.

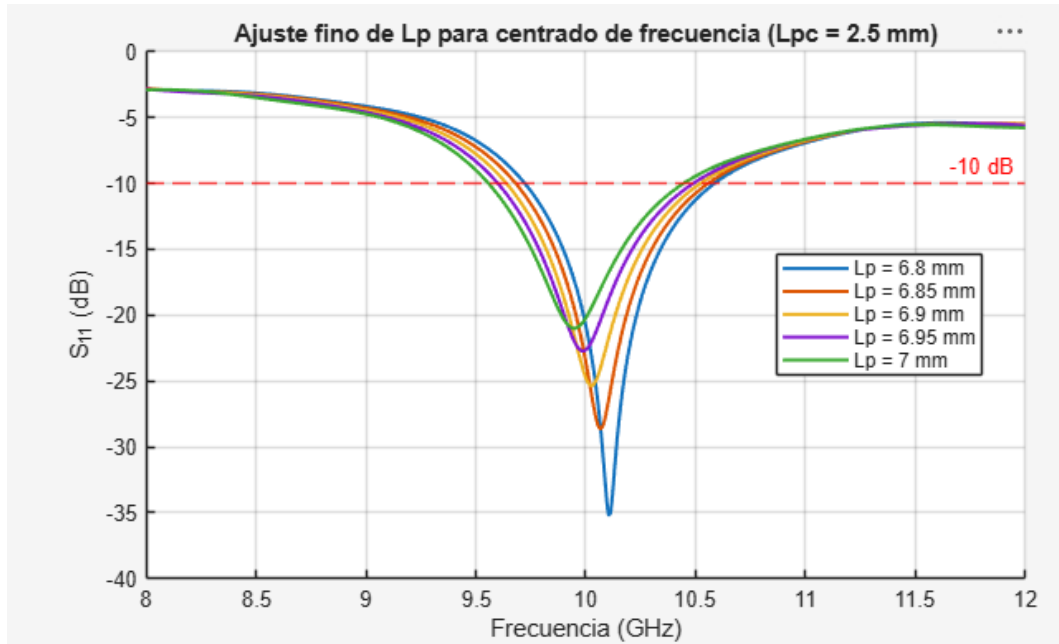


Figura 31. Coeficiente de reflexión  $S_{11}$  para el barrido del parámetro  $L_p$  con la longitud del parche fija en 2.5 mm.

Este ajuste final permitió obtener una resonancia correctamente centrada en 10 GHz (Figura 31), con un valor de  $S_{11}$  claramente inferior a -10 dB. Como resultado, el valor óptimo seleccionado para el parámetro  $L_p$  fue 6.9 mm.

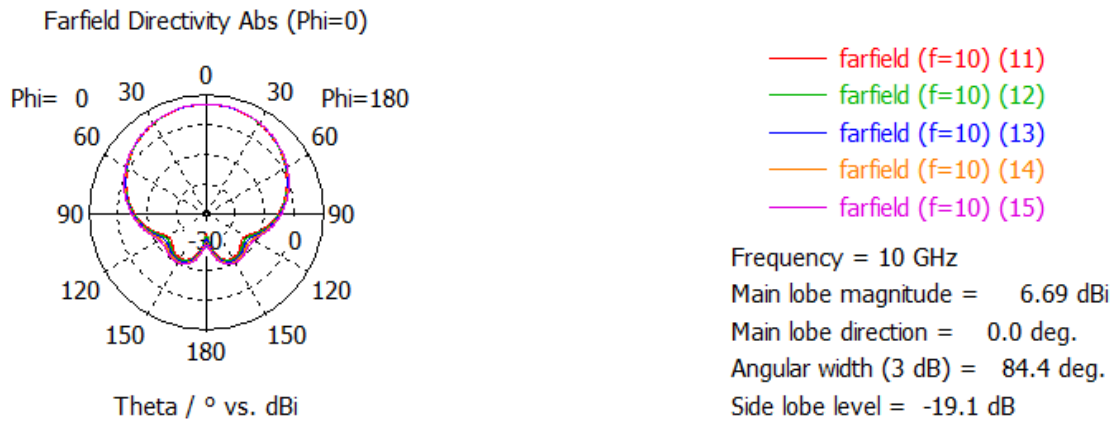


Figura 32. Diagramas de radiación en campo lejano (Plano E,  $\Phi=0$ ) para el último barrido paramétrico de  $L_p$  a la frecuencia de diseño de 10 GHz.

#### 6.1.4. Análisis de la antena optimizada final

Con los parámetros optimizados ( $L_p = 6.9$  mm y  $L_{pc} = 2.5$  mm), la antena presenta una correcta adaptación en la frecuencia de 10 GHz.

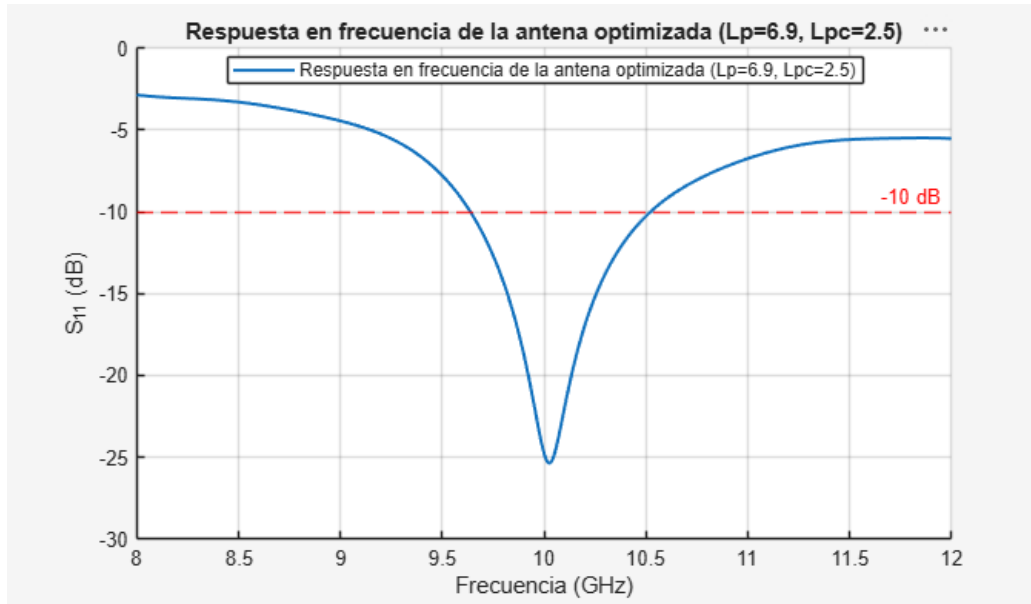


Figura 33. Coeficiente de reflexión  $S_{11}$  final de la antena parche optimizada. Se observa una resonancia profunda de -25 dB centrada exactamente en 10 GHz.

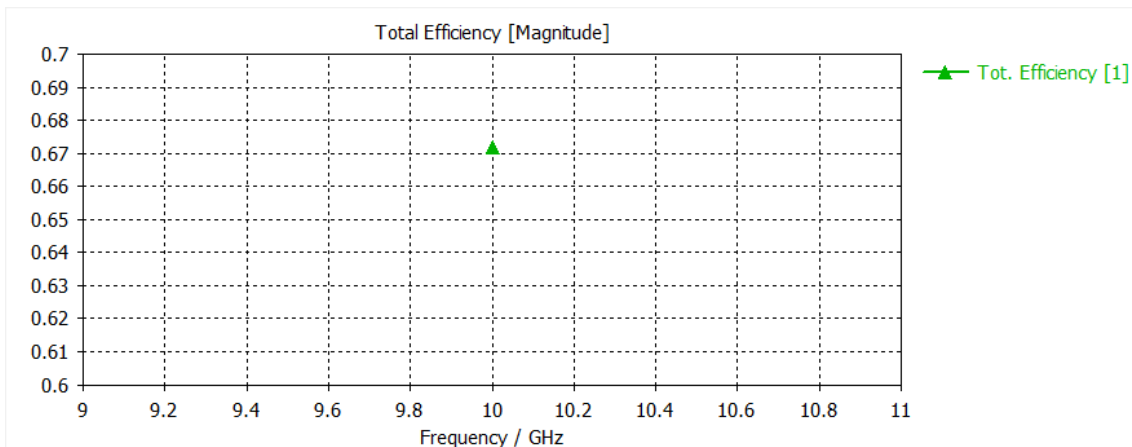


Figura 34. Caracterización de la eficiencia total del sistema radiante a 10 GHz, mostrando un rendimiento del 67% tras el proceso de optimización.

Tras visualizar los resultados obtenidos en la Figura 33, se puede observar que el ancho de banda relativo obtenido por debajo de -10 dB se encuentra dentro de los valores esperados para una antena parche. Para comprobarlo, se emplea la relación:

$$BW = \frac{f_{max} - f_{min}}{f_c}$$

donde  $f_{min}$  representa la frecuencia mínima,  $f_{max}$  la frecuencia máxima y  $f_c$  la frecuencia central. Tras aplicarla se obtiene el siguiente resultado:

$$BW = \frac{10.524 - 9.636}{10} = 0.0888 = 8.88\%$$

Este resultado de 8.88% se ajusta al comportamiento típico de una antena parche operando a frecuencias tan elevadas. Por otro lado, se ha podido observar que la adaptación máxima alcanza un valor de -25.34 dB, lo cual representa un resultado muy positivo, ya que además se encuentra centrado exactamente en la frecuencia de diseño deseada.

Finalmente, en cuanto a la eficiencia vista en la Figura 34, se ha obtenido un valor aproximado del 67%. Este resultado puede considerarse satisfactorio teniendo en cuenta que la antena está fabricada sobre FR-4, un material que presenta pérdidas relativamente elevadas a estas frecuencias.

Por todo ello, se puede afirmar que la adaptación de la antena se ha realizado correctamente y que el diseño cumple con los objetivos establecidos. A continuación, se muestra el diagrama de radiación final.



Figura 35. Patrón de radiación bidimensional (Plano E, Phi=0) de la antena parche optimizada a 10 GHz.

## 6.2. Resultados y análisis del proceso de optimización del sistema

Siguiendo el orden descrito en la metodología, se garantiza un análisis lógico y científico que permite evaluar y seleccionar la configuración más eficiente y optimizada.

### 6.2.1. Análisis de escalabilidad (barrido paramétrico):

A nivel computacional resulta más eficiente realizar barridos finos de la distancia (incrementos de 0.1 mm) utilizando un tamaño reducido del metamaterial. Esta estrategia permite generar un volumen amplio de datos con un coste computacional bajo, reduciendo significativamente el tiempo de simulación.

Tras realizar múltiples simulaciones con una estructura de 3×3 celdas de metamaterial en CST, se observó que al situar el metamaterial a una distancia de 14.2 mm se obtenía un rendimiento destacado en términos de amplitud.

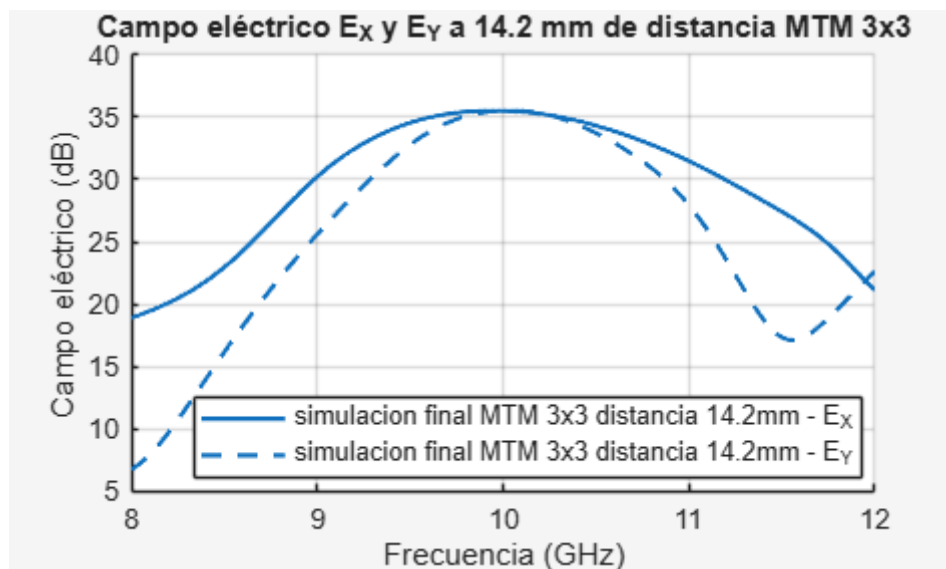


Figura 36. Comparativa de la amplitud de las componentes del campo eléctrico en función de la frecuencia para una configuración de metasuperficie de 3x3 a la distancia de 14.2 mm.

Al analizar la Figura 36, tanto la línea continua (campo en el eje  $X$ ) como la línea discontinua (campo en el eje  $Y$ ) indican que, en las frecuencias centrales cercanas a los 10 GHz, la amplitud del campo eléctrico es igual. Además, se observa un amplio rango de frecuencias en el que ambas amplitudes se aproximan o se cruzan. En la siguiente figura, se cuantifica el error en términos de amplitud, permitiendo evaluar de manera precisa la diferencia entre los componentes en cada frecuencia.

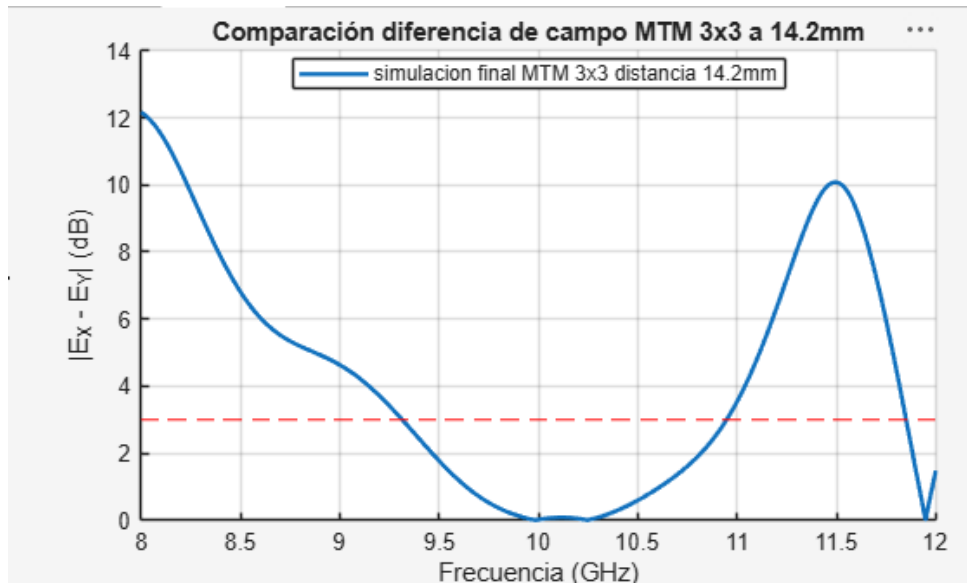


Figura 37. Diferencia de amplitud entre las componentes del campo eléctrico para la configuración MTM 3x3 a una distancia de 14.2 mm.

En la Figura 37, se puede observar de manera clara la diferencia de amplitudes del campo eléctrico en cada eje. Tal como se indicó anteriormente, en la zona cercana a los 10 GHz los resultados son muy satisfactorios: en un amplio rango de frecuencias, comprendido entre 9.5 y 10.9 GHz, esta diferencia se mantiene por debajo de 3 dB, lo que indica un buen equilibrio entre ambos componentes. No obstante, en los extremos de la banda, la diferencia de amplitudes aumenta considerablemente, alcanzando valores de hasta 12 dB, lo que señala un gran margen de mejora. A continuación, se procederá al análisis de la fase del sistema.

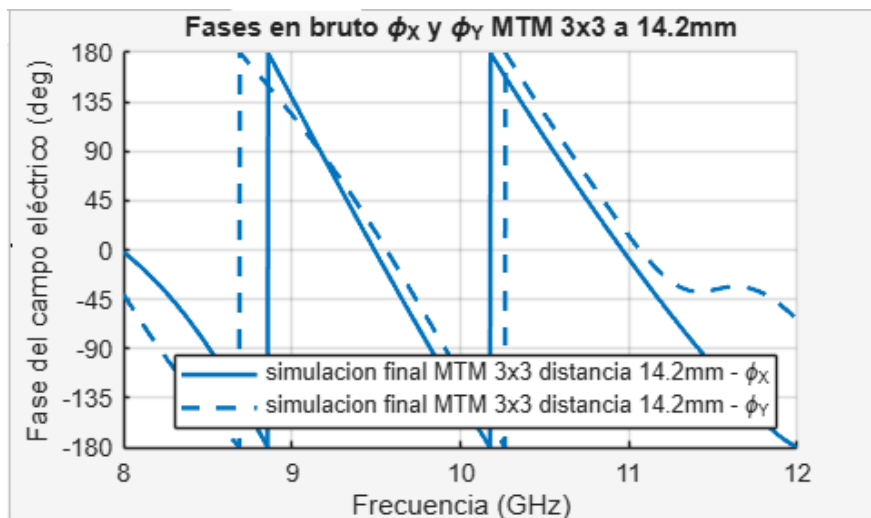


Figura 38. Evolución de las fases de las componentes del campo eléctrico en función de la frecuencia para la configuración MTM 3x3 a una distancia de 14.2 mm.

Los resultados de fase obtenidos son insatisfactorios. Como se observa en la Figura 38, las fases de los ejes X e Y están muy próximas entre sí, lo que impide que se aproximen a los  $90^\circ$  esperados. En la siguiente figura, se cuantifica de manera precisa el error de fase cometido a lo largo de la banda de frecuencias.

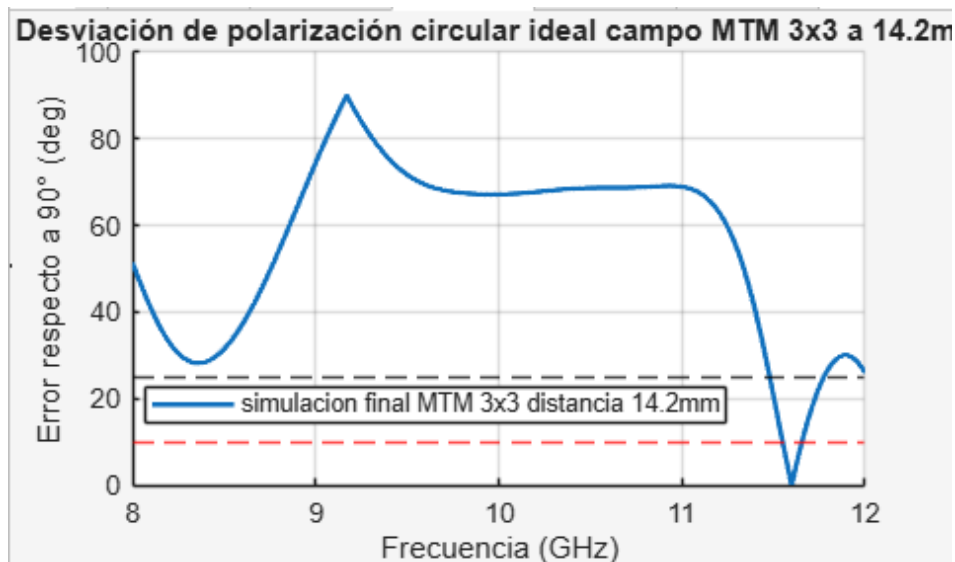


Figura 39. Error de fase relativo entre las componentes de campo eléctrico respecto al desfase ideal de  $90^\circ$  para la configuración MTM 3x3 a una distancia de 14.2 mm.

Tal como se mencionó anteriormente, el error de fase se podía observar de manera visual en la Figura 38; en la Figura 39 se cuantifica de forma precisa. A lo largo de casi toda la banda de frecuencias, el error de fase supera los  $25^\circ$ , e incluso se registran picos superiores a  $80^\circ$ , lo que indica claramente que esta configuración es deficiente en términos de fase. A continuación, se presentará la gráfica que permite identificar el tipo de polarización de la onda recibida.

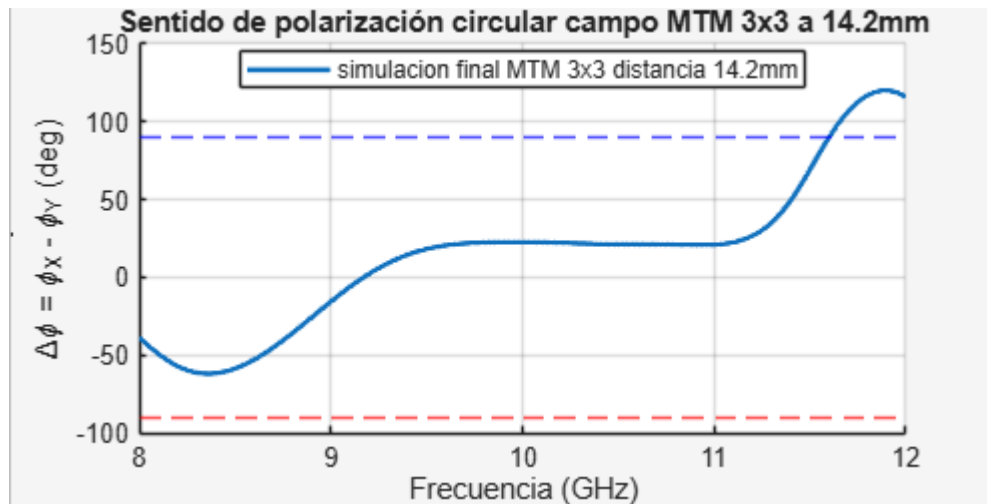


Figura 40. Diferencia de fase relativa entre las componentes ortogonales y sentido de polarización para la configuración MTM 3x3 a una distancia de 14.2 mm.

En base a los resultados obtenidos, se observa en la Figura 40 que la tendencia es mayoritariamente positiva y cercana a  $90^\circ$ , lo que indica que la polarización de la onda recibida corresponde a polarización circular a derechas.

Como se ha podido apreciar, los datos en términos de amplitud son satisfactorios, ya que se logró una amplitud prácticamente idéntica en un amplio rango de frecuencias. Sin embargo, en cuanto a la fase, los resultados fueron deficientes, ya que la diferencia de fase entre ambos ejes se alejaba significativamente de los  $\pm 90^\circ$  esperados. Debido a esto, se decidió realizar una nueva simulación bajo las mismas condiciones, pero utilizando un metamaterial de  $4 \times 4$  celdas, con el objetivo de mejorar el comportamiento de fase del sistema.

Dado que en la estructura de  $3 \times 3$  se obtuvieron buenos resultados para una distancia de 14.2 mm, se decidió seguir el mismo criterio y evaluar esa misma distancia utilizando un metamaterial de  $4 \times 4$  celdas. Desde un punto de vista teórico, al aumentar el tamaño de la metasuperficie debería esperarse una mejora en el comportamiento del sistema.

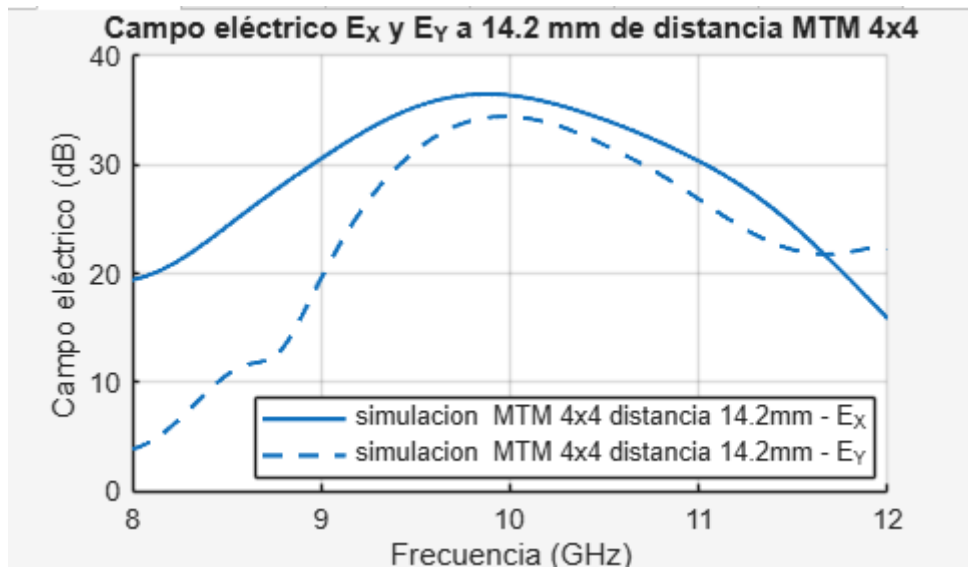


Figura 41. Comparativa de la amplitud de las componentes del campo eléctrico en función de la frecuencia para una configuración de metasuperficie de 4x4 a la distancia de 14.2 mm.

La primera diferencia notable con respecto a la Figura 36 es que, en esta configuración, la relación de amplitudes entre las componentes no es tan favorable. No obstante, dado que se considera aceptable una diferencia de hasta 3 dB entre ambas componentes, resulta necesario analizar la gráfica de diferencia de amplitudes para evaluar con mayor precisión el comportamiento del sistema.

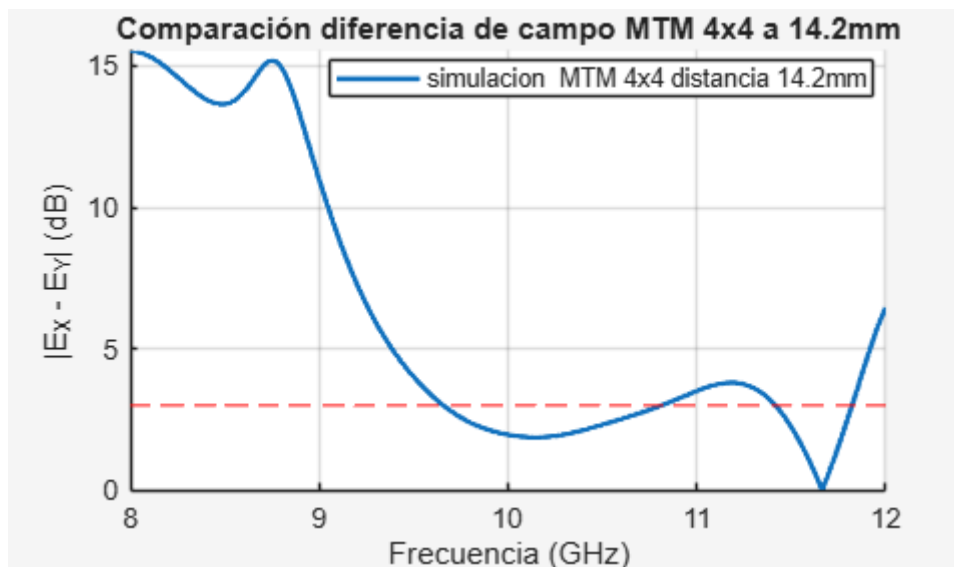


Figura 42. Diferencia de amplitud entre las componentes del campo eléctrico para la configuración MTM 4x4 a una distancia de 14.2 mm.

En este caso, se puede observar que la diferencia de amplitudes ha empeorado considerablemente con respecto a la configuración 3×3. No obstante, una parte significativa de la banda X se mantiene por debajo del umbral de 3 dB, concretamente en el rango comprendido entre 9.5 y 10.8 GHz, lo cual puede considerarse un resultado positivo. A pesar de ello, el comportamiento general sigue siendo inferior al obtenido en la configuración anterior.

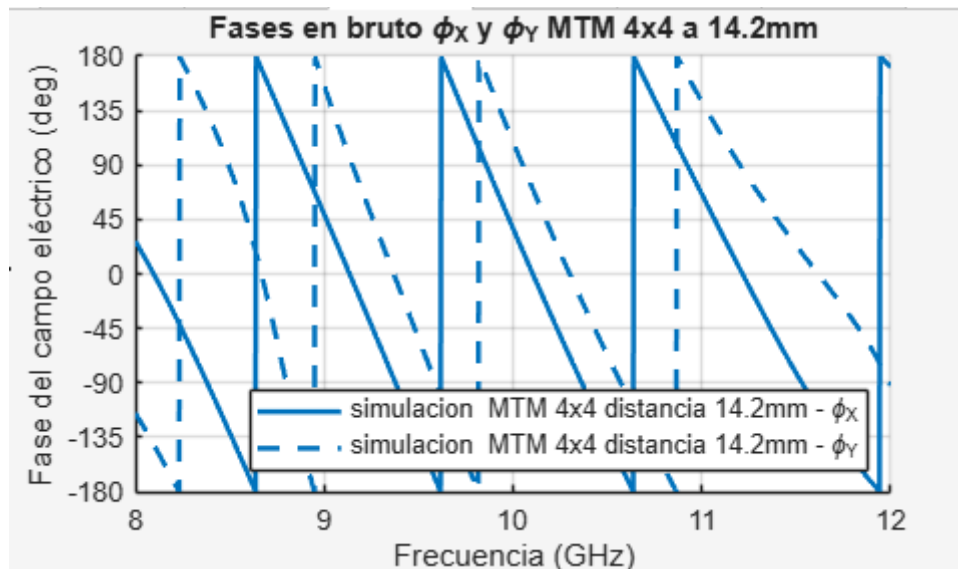


Figura 43. Evolución de las fases de las componentes del campo eléctrico en función de la frecuencia para la configuración MTM 3x3 a una distancia de 14.2 mm.

Los resultados de fase en la Figura 43 han mejorado de forma considerable. En líneas generales, se puede apreciar un aumento en la separación entre la fase del campo eléctrico en el eje X y la del eje Y. Esta mejora se analizará con mayor precisión mediante la gráfica de diferencia de fases.

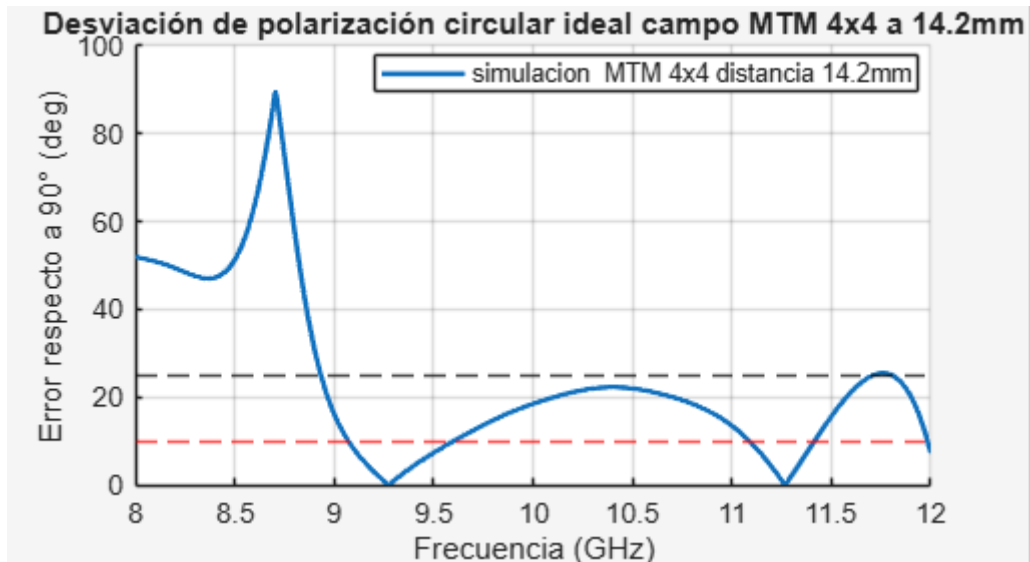


Figura 44. Error de fase relativo entre las componentes de campo eléctrico respecto al desfase ideal de  $90^\circ$  para la configuración MTM 4x4 a una distancia de 14.2 mm.

En este caso, se puede observar que los resultados obtenidos en términos de fase han mejorado sensiblemente. A partir de 9.0 GHz, la diferencia de fase se mantiene por debajo de los  $25^\circ$  de error, e incluso se alcanzan varios puntos en los que el error es prácticamente el ideal. Esto representa un avance significativo con respecto a la Figura 39.

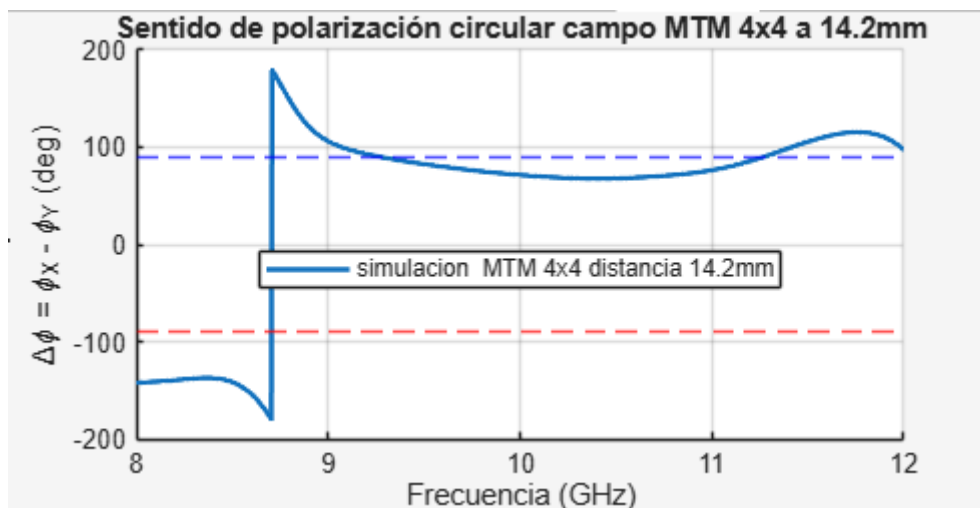


Figura 45. Diferencia de fase relativa entre las componentes ortogonales y sentido de polarización para la configuración MTM 4x4 a una distancia de 14.2 mm.

Como era de esperar, el sentido de la polarización se observa de forma mucho más clara. En prácticamente toda la banda X, los valores de diferencia de fase se mantienen muy próximos a los valores esperados, lo cual es un resultado muy positivo. Por otro lado, el salto de fase que se aprecia en la Figura

45 se debe a que, en determinadas frecuencias, la diferencia de fase aún no alcanza el valor esperado, ya que ambas componentes todavía no se encuentran completamente estabilizadas. No obstante, el resultado global puede considerarse satisfactorio, ya que se obtiene una onda con polarización circular a derechas de una forma muy sólida.

En términos generales, los resultados han mejorado de forma significativa. Si bien es cierto que en términos de amplitud se ha perdido parte del buen equilibrio observado en el caso 3×3, esta pérdida ha permitido una mejora considerable en el comportamiento de fase para la estructura 4×4. Por ello, el siguiente paso lógico consiste en realizar una simulación en las mismas condiciones, pero empleando una estructura de 5×5 celdas en el metamaterial, con el objetivo de evaluar si el aumento de la superficie permite seguir mejorando el comportamiento del sistema.

Se procedió a incrementar el tamaño de la metasuperficie a una distribución de 5x5 celdas, con el objetivo de optimizar aún más el rendimiento del sistema.

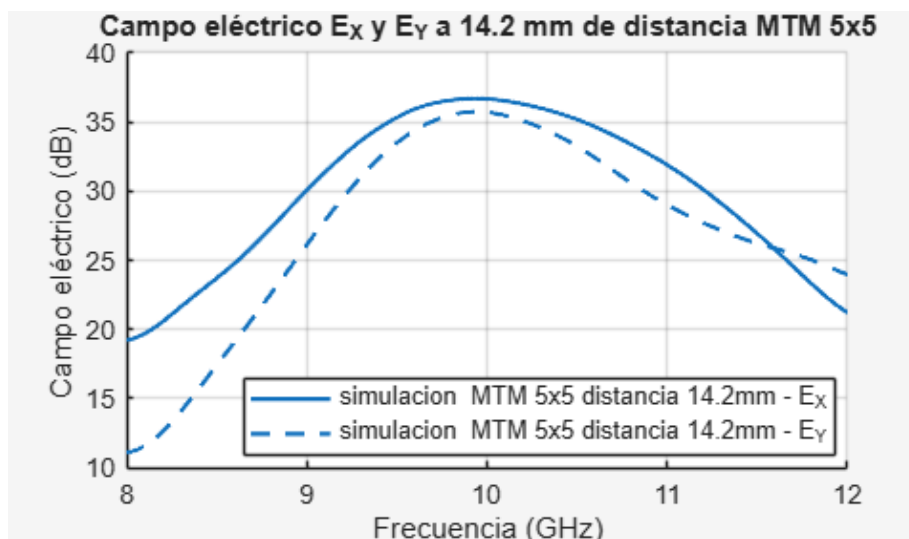


Figura 46. Comparativa de la amplitud de las componentes del campo eléctrico en función de la frecuencia para una configuración de metasuperficie de 5x5 a la distancia óptima de 14.2 mm.

A la vista de los resultados, se percibe una evolución positiva en términos de amplitud. Si bien persiste un rango de frecuencias (entre 8 y 9 GHz) donde la diferencia de amplitud es notable, el comportamiento general ha mejorado

significativamente. En la siguiente gráfica se detalla la diferencia de magnitud entre ambas componentes:

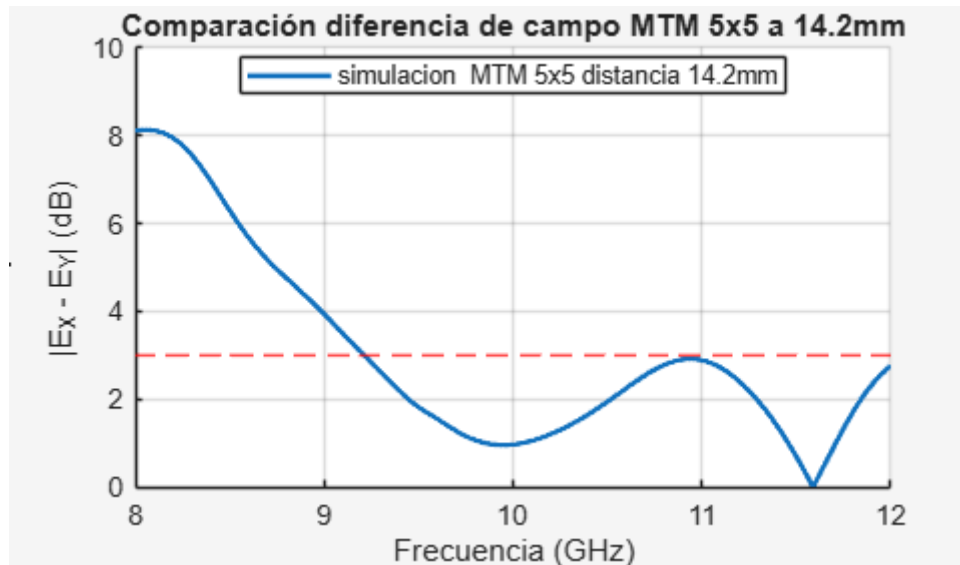


Figura 47. Diferencia de amplitud entre las componentes del campo eléctrico para la configuración MTM 5x5 a una distancia de 14.2 mm.

Tras este procesado de datos, se aprecia que el equilibrio de amplitudes ha ganado estabilidad. El umbral donde la diferencia cae por debajo de los 3 dB se sitúa ahora en los 9.2 GHz, mejorando el dato de los 9.6 GHz obtenido en la configuración de 4x4 (Figura 42). A partir de dicha frecuencia, la diferencia se mantiene de forma consistente bajo los 3 dB, lo cual representa un indicador muy favorable para la conversión de polarización.

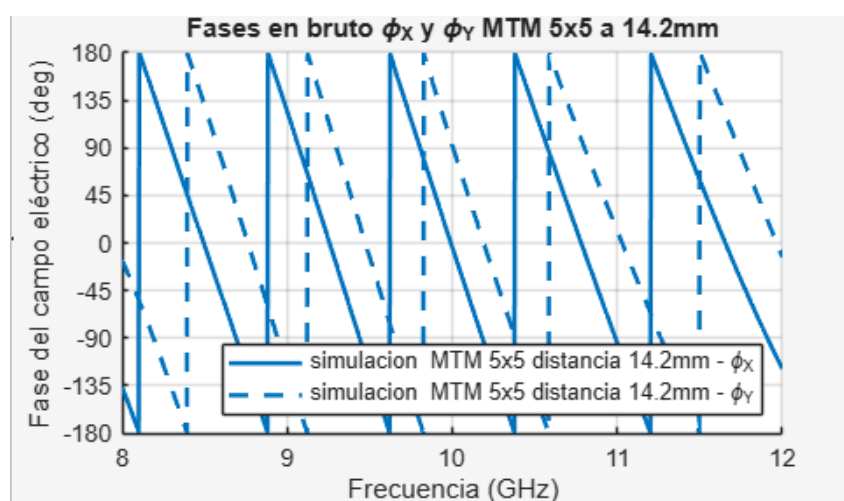


Figura 48. Evolución de las fases de las componentes del campo eléctrico en función de la frecuencia para la configuración MTM 5x5 a una distancia de 14.2 mm.

En cuanto al análisis de la fase, aunque en la representación en bruto resulta complejo cuantificar la mejora, se observa que la separación entre ambas componentes tiende a ser más constante. La calidad de este desfase se analiza con mayor precisión en la siguiente figura:

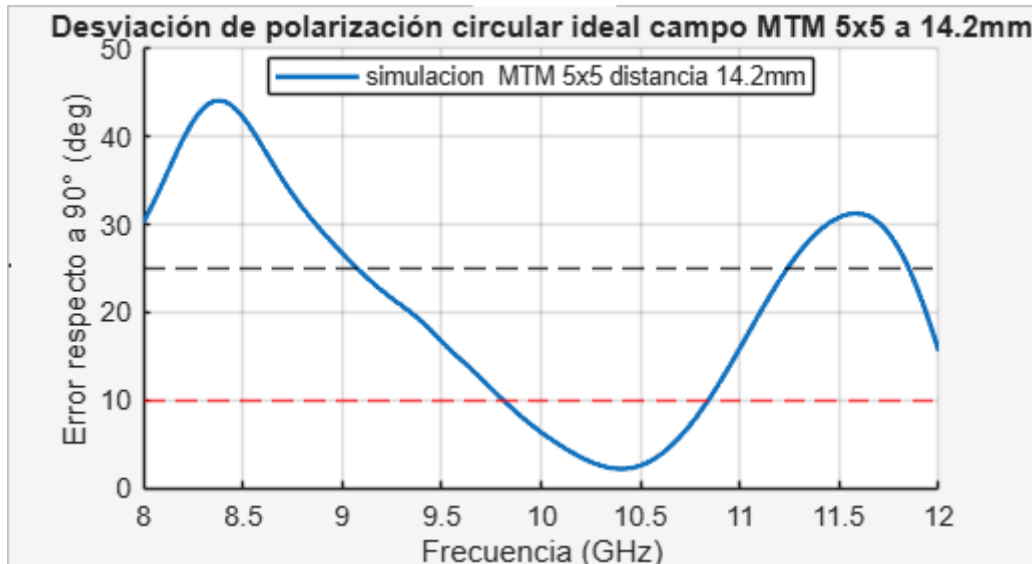


Figura 49. Error de fase relativo entre las componentes de campo eléctrico respecto al desfase ideal de 90° para la configuración MTM 5x5 a una distancia de 14.2 mm.

El procesado de la fase en la Figura 49 confirma un incremento en la calidad de la respuesta. Pese a que en las frecuencias bajas (8 a 9 GHz) la desviación es aún muy elevada con unos 40° de diferencia respecto al valor ideal, los cambios en el desfase son mucho menos bruscos. Especialmente destacable es el rango comprendido entre 9.75 GHz y 10.75 GHz, donde se ha logrado estabilizar el error de la diferencia de fase a tan solo 10° o menos de los 90° teóricos, lo que supone un hito relevante en el proceso de diseño.

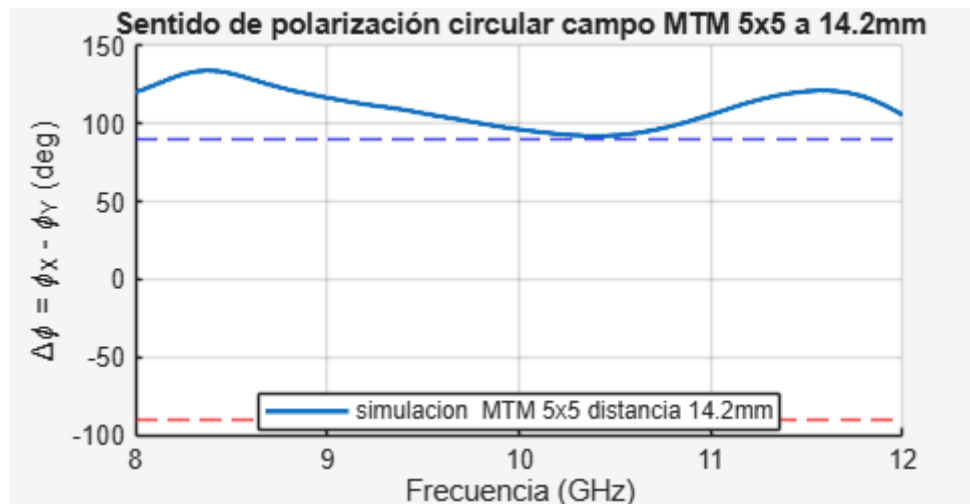


Figura 50. Diferencia de fase relativa entre las componentes ortogonales y sentido de polarización para la configuración MTM 5x5 a una distancia de 14.2 mm.

Finalmente, la gráfica del sentido de la polarización muestra una tendencia clara, oscilando de forma estrecha en torno a los 90°. Esto confirma que la conversión a polarización circular se está realizando de manera efectiva. Aunque una respuesta más plana indicaría una pureza de fase superior, como aproximación en la fase de optimización, este resultado es sumamente satisfactorio.

Como balance general de esta etapa, se identifica la combinación de 5x5 celdas a una distancia de 14.2 mm como la solución más robusta hasta el momento.

A continuación, se analizan de forma conjunta las diferentes configuraciones estudiadas. El objetivo es contrastar la evolución de los puntos fuertes y las áreas de mejora de cada caso, permitiendo tener una visión general de la optimización progresiva.

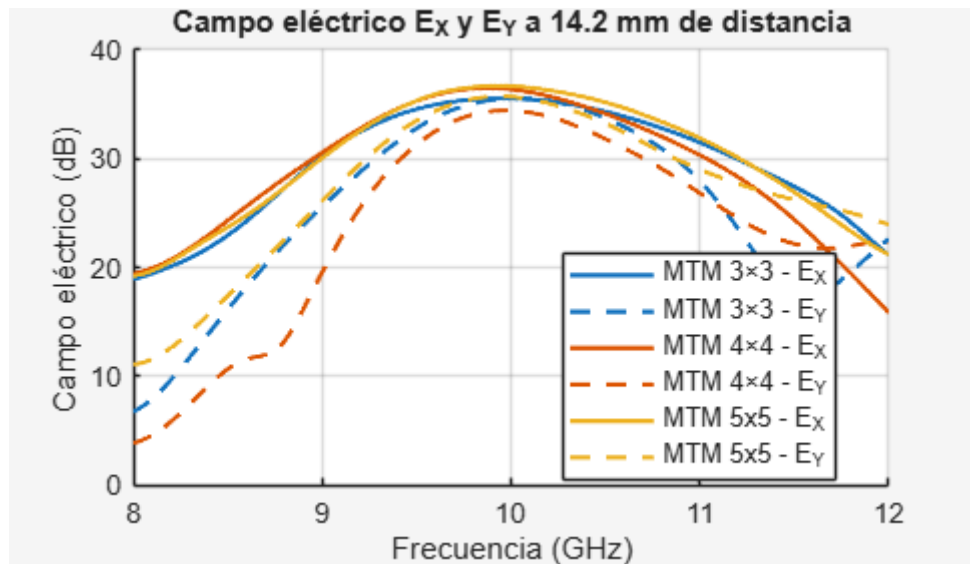


Figura 51. Comparativa de la amplitud de las componentes del campo eléctrico en función de la frecuencia para la configuración de metasuperficies de 3x3, 4x4 y 5x5 a la distancia de 14.2 mm.

Al observar la comparativa de amplitudes en la Figura 51, destaca que la configuración de 3x3 celdas es la que presenta, puntualmente, un mejor equilibrio, logrando zonas de intersección casi perfectas entre ambos campos eléctricos. Por el contrario, las estructuras de 4x4 y 5x5 muestran resultados de amplitud ligeramente más discretos en la frecuencia central.

Sin embargo, es crucial recalcar que la prioridad de este estudio no es optimizar un parámetro de forma aislada, sino alcanzar un punto de compromiso entre amplitud y fase. Solo mediante este equilibrio es posible garantizar que, al calcular la relación axial (Axial Ratio), se obtenga una conversión de polarización con la mayor pureza posible.

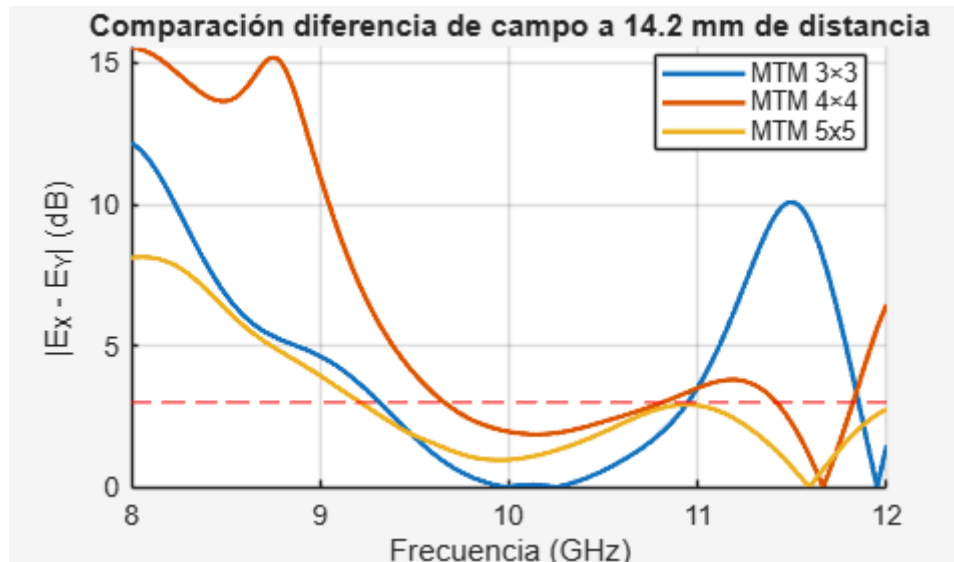


Figura 52. Diferencia de amplitud entre las componentes del campo eléctrico para las configuraciones MTM 3x3, 4x4 y 5x5 a una distancia de 14.2 mm.

En la Figura 52 de la diferencia de amplitudes, se aprecia que, aunque el modelo 3x3 destaca en un rango muy estrecho, la configuración de 5x5 es la que ofrece los valores más constantes y estables a lo largo de todo el espectro analizado. Dado que la conversión de polarización debe evaluarse de forma integral y no solo en un punto fijo, la estructura de 5x5 se consolida como la opción más robusta, manteniendo la diferencia de amplitudes por debajo del umbral crítico de los 3 dB en la mayor parte de la banda X.

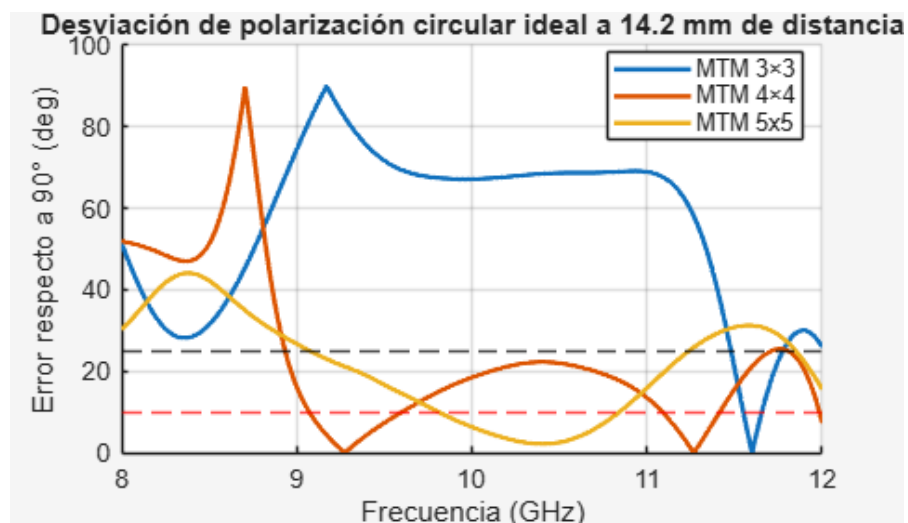


Figura 53. Evolución de las fases de las componentes del campo eléctrico en función de la frecuencia para las configuraciones MTM 3x3, 4x4 y 5x5 a una distancia de 14.2 mm.

Como se anticipaba en los análisis individuales, los resultados de fase para la matriz de 3x3 son deficientes (Figura 53), incluso en el rango (9.5 - 11.0 GHz) donde su amplitud parecía ideal. La configuración de 4x4, por su parte, presenta una respuesta de fase irregular que no muestra una tendencia de mejora clara ni sólida. Nuevamente, la distribución de 5x5 celdas es la única que proporciona resultados consistentes. Esta configuración logra un equilibrio técnico superior al combinar una diferencia de amplitud contenida (menos de 3 dB) con un error de fase reducido (inferior a  $10^\circ$ ) dentro del rango estratégico de 9.75 GHz a 10.75 GHz.

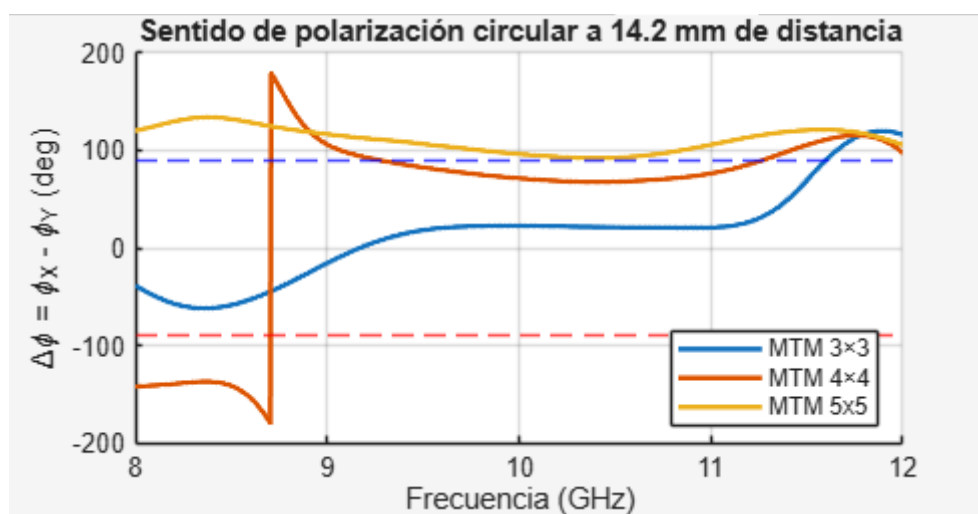


Figura 54. Error de fase relativo entre las componentes de campo eléctrico respecto al desfase ideal de  $90^\circ$  para las configuraciones MTM 3x3, 4x4 y 5x5 a una distancia de 14.2 mm.

La comparativa del sentido de la polarización (Figura 54) revela que los resultados obtenidos con el modelo de 5x5 son los más adecuados para los objetivos de este proyecto dentro del conjunto de configuraciones analizadas. Se ha logrado una conversión aceptable a polarización circular al mantener la diferencia de fase estable y cercana a los  $90^\circ$  teóricos.

Asimismo, los resultados ponen de manifiesto que el aumento del tamaño de la metasuperficie desde 3x3 hasta 5x5 no conlleva una mejora uniforme en todos los parámetros analizados. Aunque la configuración de 5x5 proporciona la respuesta más equilibrada dentro del conjunto de estructuras evaluadas en este apartado, dicho incremento supone también una reducción de la compacidad del sistema. Por tanto, la selección de la geometría óptima debe considerar no solo

el rendimiento electromagnético alcanzado, sino también el compromiso existente entre prestaciones y dimensiones físicas.

En resumen, la metodología de optimización basada en barridos paramétricos ha permitido identificar un punto de partida sólido: el metamaterial 3x3 a una distancia de 14.2 mm. A partir de esa base, el proceso iterativo ha permitido evolucionar el sistema hasta determinar que, bajo estas condiciones, la estructura de 5x5 celdas a 14.2 mm es la configuración que ofrece el mejor ajuste global entre antena y metasuperficie dentro del conjunto de configuraciones analizadas.

### 6.2.2. Sintonización de la separación de la cavidad Aire-Metamaterial:

Tras identificar la matriz de 5x5 celdas como la arquitectura base más robusta, se procedió a realizar un barrido paramétrico en el eje Z (distancia de separación). El objetivo de este análisis fue corroborar si los 14.2 mm iniciales constituían el óptimo global o si existían otras configuraciones capaces de maximizar aún más el rendimiento del sistema.

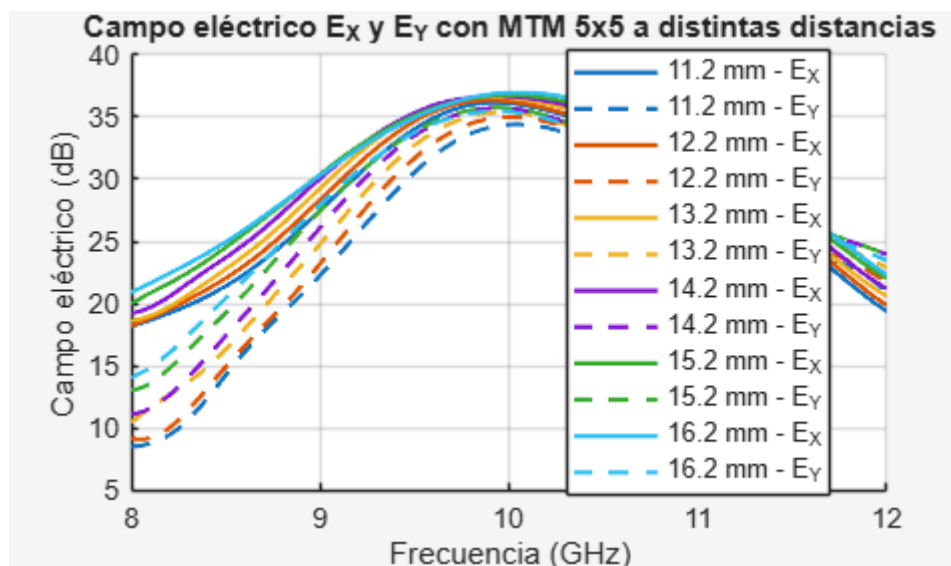


Figura 55. Barrido paramétrico de las componentes de campo eléctrico para la configuración MTM 5x5 variando la distancia de separación entre 11.2 mm y 16.2 mm.

Dada la densidad de datos generada por el amplio rango de distancias evaluadas, la representación directa de las amplitudes tiende a saturar el análisis visual. Por ello, se ha optado por estudiar directamente la diferencia de

amplitudes, que permite discernir con mayor precisión la calidad del equilibrio entre componentes.

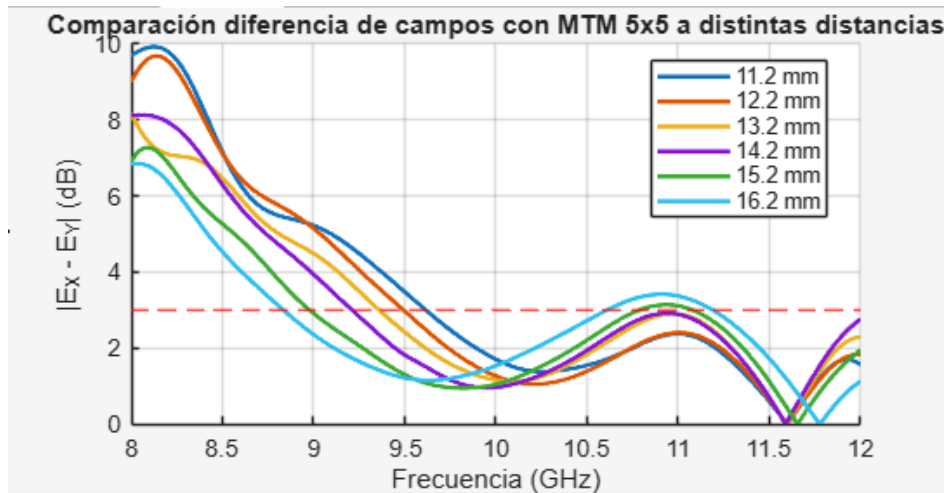


Figura 56. Comparativa de la diferencia de amplitud para la configuración MTM 5x5 variando la distancia de separación entre 11.2 mm y 16.2 mm.

Al comparar los resultados de la Figura 56 de forma simultánea, se observa que, al incrementar la distancia, la diferencia de amplitudes tiende a estabilizarse en un rango de frecuencias más amplio. Sin embargo, se fija el criterio de aceptación en el umbral de los 3 dB, la distancia de 14.2 mm es la que presenta un comportamiento más equilibrado en la banda de interés. Aunque las distancias de 15.2 mm y 16.2 mm mejoran el punto de inicio de diferencia de amplitud, presentan "repuntes" que superan los 3 dB cerca de los 11 GHz, lo cual afectaría negativamente a la pureza de la polarización final.

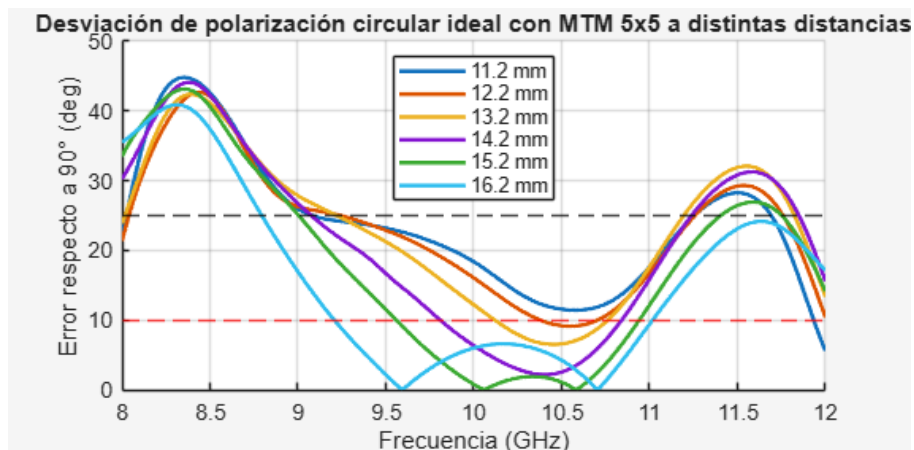


Figura 57. Comparativa del error de fase relativo para la configuración MTM 5x5 variando la distancia de separación entre 11.2 mm y 16.2 mm

En cuanto a la respuesta de fase de la Figura 57, la mejora es notoria conforme aumenta la separación, ampliándose el ancho de banda donde el desfase se aproxima a los  $90^\circ$ . A partir de los 15.2 mm, las mejoras dejan de ser significativas; se observa la aparición de una oscilación (o "barriga") precisamente en el rango donde la antena presenta su mejor adaptación. En esta etapa surgió un dilema técnico entre los 14.2 mm y los 15.2 mm de distancia:

- La configuración de 14.2 mm ofrecía una amplitud excelente pero una fase ligeramente más alejada del ideal.
- La de 15.2 mm presentaba una respuesta de fase excelente, logrando una diferencia prácticamente nula respecto al ideal en un ancho de banda de 0.5 GHz (10.1 a 10.6 GHz), pero su amplitud excedía el límite de los 3 dB.

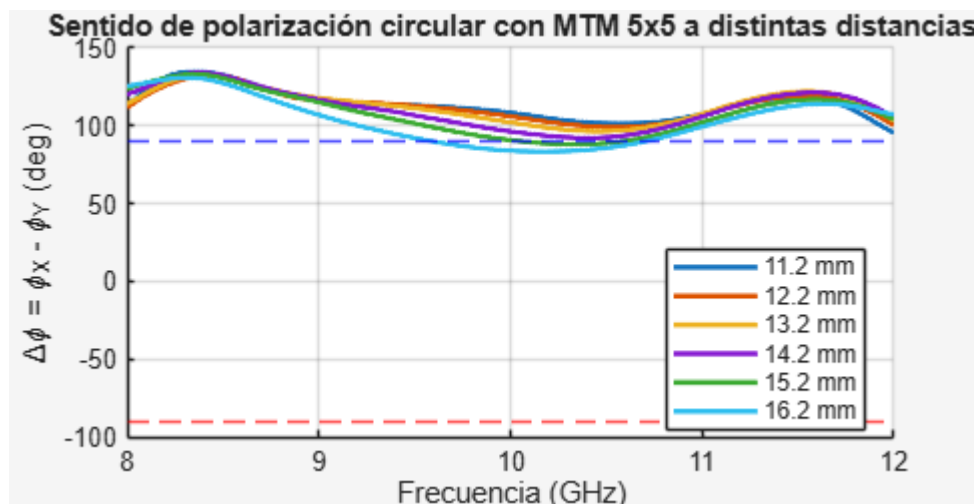


Figura 58. Diferencia de fase relativa para la configuración MTM 5x5 variando la distancia de separación entre 11.2 mm y 16.2 mm.

Finalmente, se confirma que, independientemente de la distancia evaluada, el sentido de la polarización generado tras la metasuperficie es circular a derechas (RHCP), cumpliendo con la estabilidad de conversión esperada para el sistema.

En esta fase del estudio, se mantuvo la configuración de 14.2 mm como la opción preferente, bajo la premisa de buscar un balance técnico en lugar de un resultado excepcional en un solo parámetro y deficiente en el otro. No obstante, este criterio será sometido posteriormente a una validación objetiva mediante el cálculo de la relación axial (Axial Ratio).

### 6.2.3. Estudio de apertura efectiva

Con la idea de no solamente optimizar el sistema, sino hacerlo lo más compacto posible de cara a su fabricación, se ha investigado el efecto de aumentar el tamaño del sustrato de la antena hasta igualarlo con las dimensiones del metamaterial. La intención es unificar ambos elementos bajo un mismo tamaño para facilitar la implementación de los soportes, logrando que la estructura sea mucho más robusta mecánicamente. Para ello, se decidió fijar el tamaño del sustrato en 62.5 x 62.5 mm (igual que el metamaterial), obteniendo los siguientes resultados:

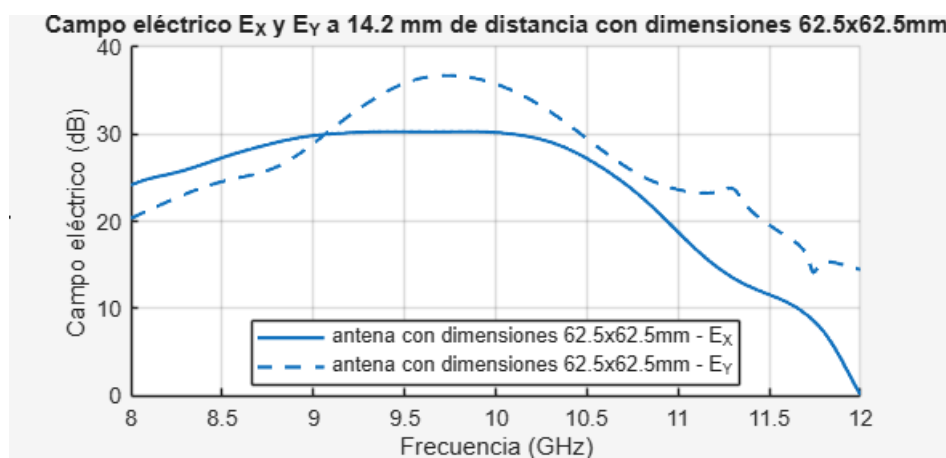


Figura 59. Componentes del campo eléctrico tras igualar las dimensiones del sustrato de la antena (62.5 x 62.5 mm) con las de la metasuperficie.

En el caso de la simulación de la amplitud de campo eléctrico en cada eje, se observa de manera sencilla que no se sigue la tendencia de las simulaciones anteriores. Existe únicamente un punto de intersección cerca de la frecuencia de 9 GHz, pero en el resto de la banda las amplitudes son muy dispares entre ejes. A continuación, se muestra la gráfica en la que se cuantifica detalladamente esta diferencia de amplitudes.

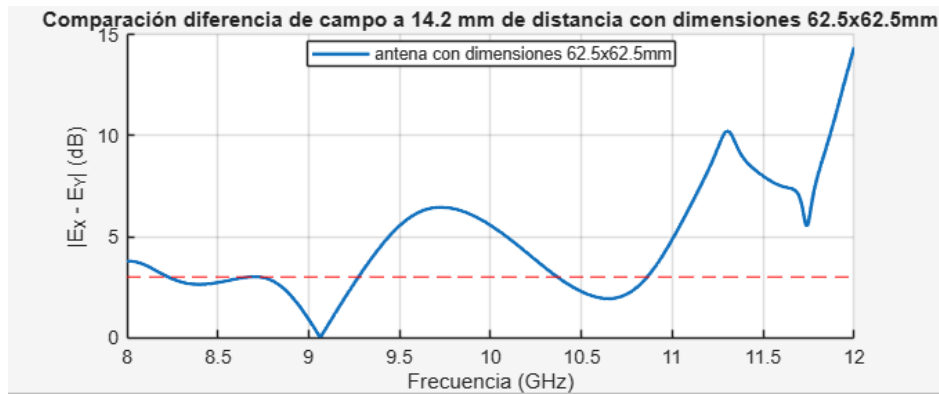


Figura 60. Diferencia de amplitud para la configuración de sustrato unificado (62.5 x 62.5 mm).

Tras realizar el cálculo de la diferencia de amplitudes, se puede confirmar de forma mucho más clara y visual que no se repite ningún patrón de los vistos anteriormente. Además, en gran parte de las frecuencias de la banda X, la diferencia se sitúa por encima de los 3 dB, lo cual resulta desfavorable para el diseño. Se procede ahora a visualizar la gráfica de fase.

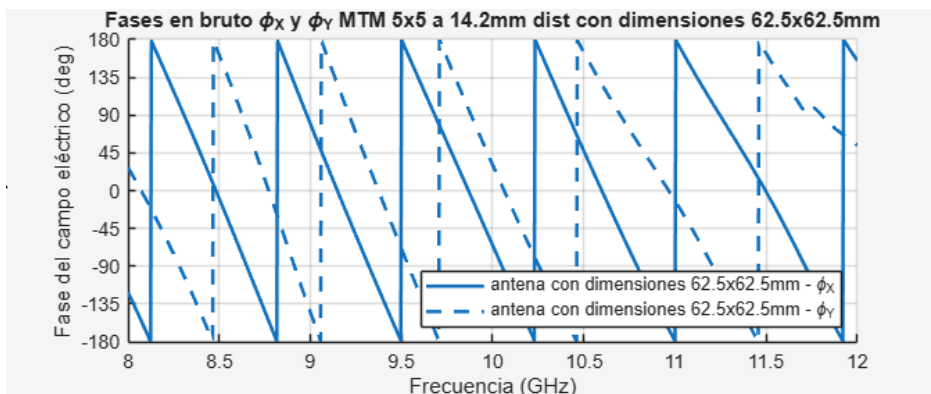


Figura 61. Fases en bruto de las componentes del campo eléctrico para la configuración de sustrato unificado de 62.5 x 62.5 mm.

Como ha ocurrido en casos anteriores, la Figura 61 permite obtener una orientación sobre si la fase es correcta. En este caso, da la impresión de que cerca de la frecuencia de 10 GHz el comportamiento es adecuado, pero conforme el sistema se aleja de dicha frecuencia de trabajo, los resultados empeoran. A continuación, se comprobará si realmente se cumple esta tendencia.

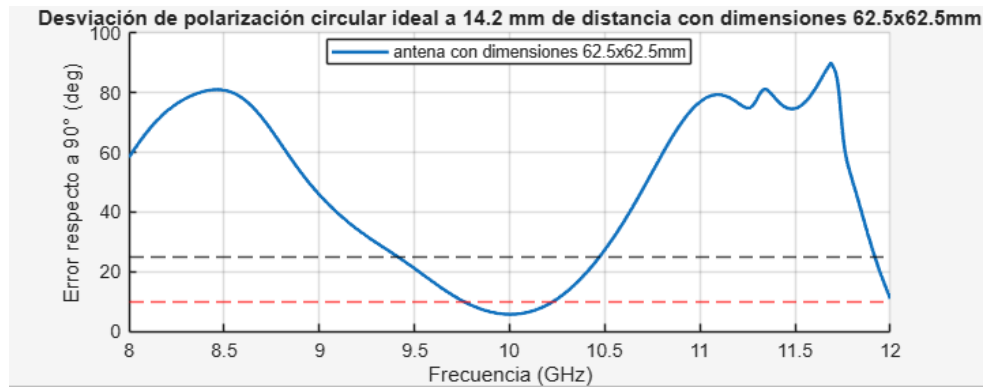


Figura 62. Error de fase relativo respecto al ideal de 90° para la configuración de sustrato unificado de 62.5 x 62.5 mm.

Como era de esperar, los resultados de fase de la Figura 62 son deficientes para el objetivo buscado. Si bien entre 9.5 y 10.5 GHz se consiguen valores aceptables, en el resto de la banda la desviación es muy elevada, alcanzando errores de fase de hasta 80°. Esto supone justamente el efecto contrario al que se persigue en este trabajo de investigación.

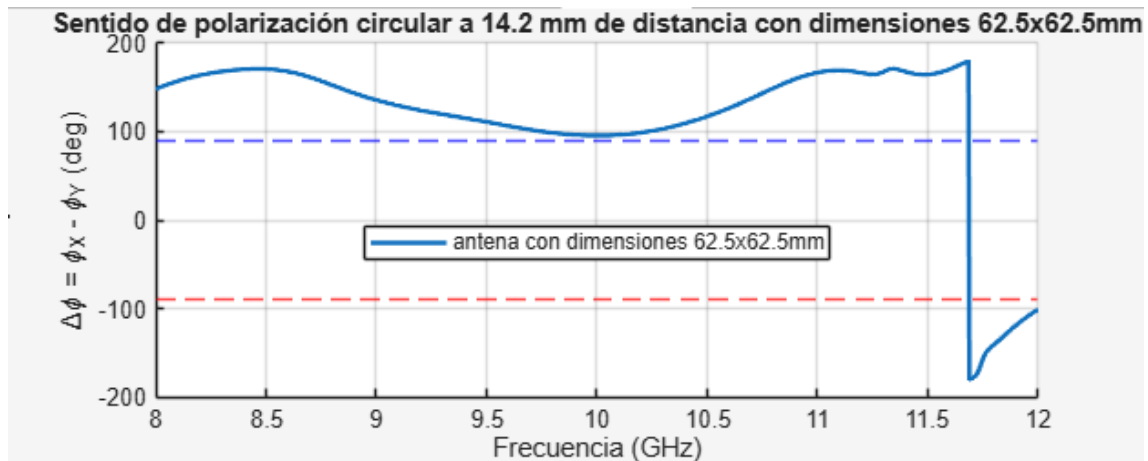


Figura 63. Sentido de polarización para la configuración de sustrato unificado de 62.5 x 62.5 mm.

En cuanto al sentido de la polarización, no es posible extraer un resultado claro. Se puede observar que en gran parte del espectro predomina una polarización circular a derechas (RHCP); sin embargo, a partir de los 11.6 GHz se genera un salto abrupto hacia la polarización circular a izquierdas (LHCP). Probablemente, este fenómeno sea generado por la propia estructura física de la antena, la cual ha influido negativamente en el comportamiento electromagnético del conjunto.

En líneas generales, se ha podido comprobar que la configuración a 14.2 mm con metamaterial de 5x5 y un sustrato de antena de 62.5 x 62.5 mm ofrece un rendimiento pobre y no aporta mejoras significativas al proceso de optimización. Por tanto, se concluye que, por razones de diseño y compatibilidad entre el parche y la metasuperficie, el tamaño de la antena debe mantenerse según la configuración original establecida al principio del estudio.

#### 6.2.4. Evaluación de convergencia (5x5 vs 6x6) a 14.2mm

Tras realizar numerosas simulaciones con distintas configuraciones de metamaterial, se observó que aquellas estructuras formadas por un número impar de celdas tendían a ofrecer mejores resultados. A medida que se ejecutaban más iteraciones, se hizo evidente que la elección entre una estructura par o impar influía directamente en la estabilidad de la fase obtenida.

Esto se debe a que, cuando el número de celdas es impar, la antena queda perfectamente centrada con la celda unitaria central de la metasuperficie. En cambio, cuando el número de celdas es par, el centro geométrico de la antena coincide con el punto de unión entre varias celdas unitarias. Esta disposición geométrica provoca una distribución menos favorable de los campos electromagnéticos, lo que dificulta la correcta conversión de fase.

#### Estructura impar:

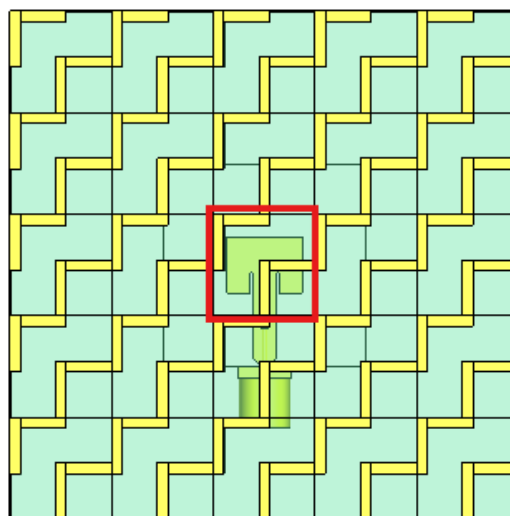


Figura 64. Alineación geométrica de la antena respecto a la matriz de metamaterial de 5x5, favoreciendo una excitación simétrica del campo.

Como se puede observar en la Figura 64, la celda central de la metasuperficie coincide exactamente con el centro geométrico de la antenna.

**Estructura par:**

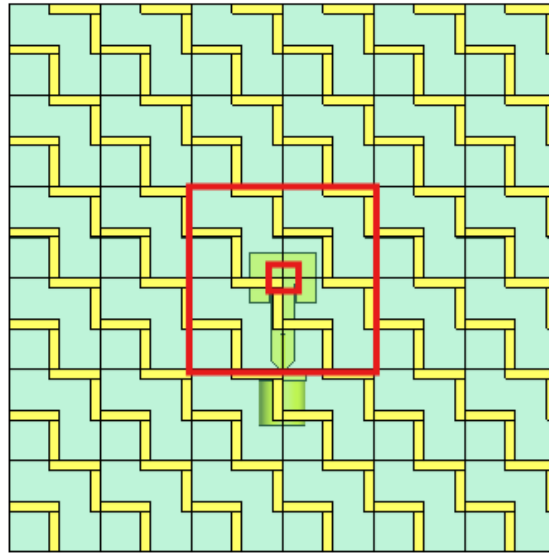


Figura 65. Alineación geométrica de la antena respecto a la matriz de metamaterial de 6x6, rompiendo la simetría de excitación directa.

En este caso, el centro de la antena coincide con la intersección de las esquinas de varias celdas unitarias (Figura 65). Esta diferencia geométrica puede afectar al comportamiento electromagnético del sistema, especialmente en estructuras de tamaño reducido.

Con el objetivo de comprobar esta hipótesis, se decidió analizar si las estructuras pares influyen de forma significativa en los resultados obtenidos. Tras observar que la mejor configuración obtenida hasta ese momento correspondía a una distancia de 14.2 mm con una estructura de 5x5, se decidió realizar una simulación adicional para evaluar si un aumento del tamaño del metamaterial podía mejorar aún más el comportamiento del sistema. Para ello, se ejecutó una nueva simulación en CST bajo las mismas condiciones, pero empleando una estructura 6x6 de celdas unitarias. Los resultados obtenidos fueron los siguientes.

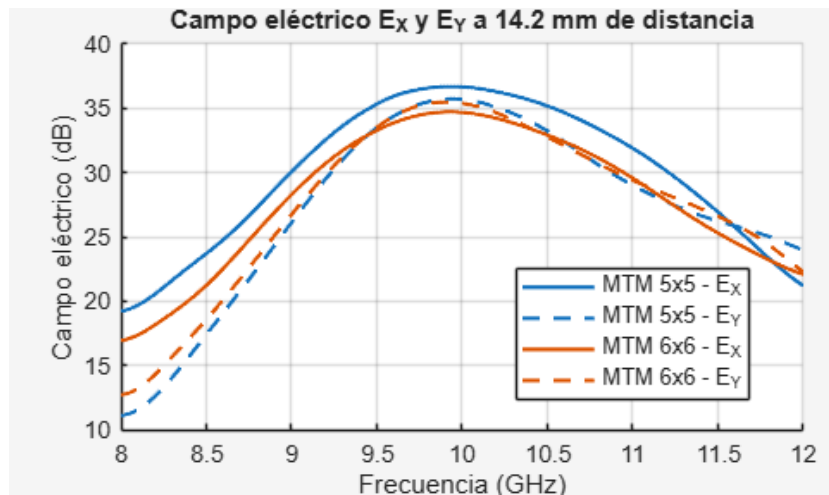


Figura 66. Comparativa de las componentes del campo eléctrico entre las configuraciones de metamaterial 5x5 y 6x6 a una distancia de 14.2 mm.

Tras obtener la Figura 66, se observa un resultado muy positivo en términos de amplitud. En el caso de la estructura 6x6, puede apreciarse que, en el rango comprendido aproximadamente entre 9 GHz y 11 GHz, las amplitudes del campo eléctrico en ambos ejes son prácticamente idénticas, lo cual representa un resultado notablemente bueno.

En la estructura 5x5, cuyos resultados ya se han comentado previamente, el comportamiento de amplitud también se mantiene relativamente estable dentro de un amplio rango de frecuencias.

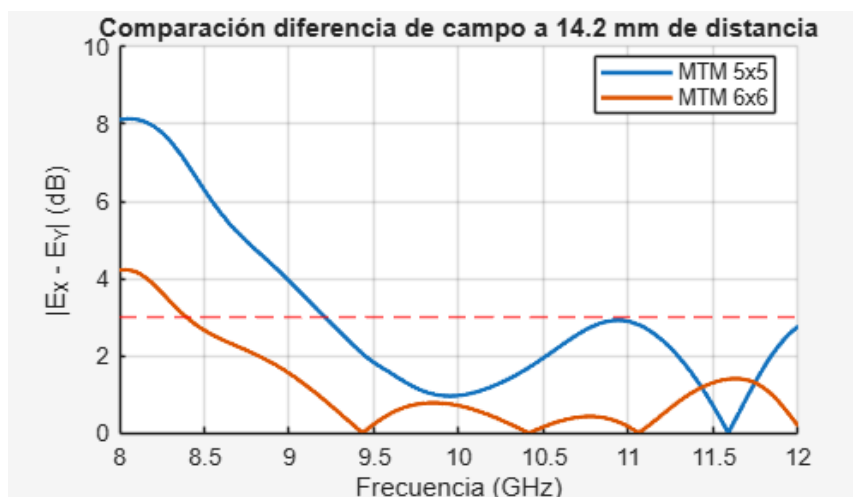


Figura 67. Comparativa de la diferencia de amplitud entre las configuraciones de metamaterial 5x5 y 6x6 a una distancia de 14.2 mm.

En la Figura 67 se puede comprobar cómo la estructura 6×6 presenta una diferencia de amplitudes inferior a 3 dB aproximadamente entre 8.4 GHz y 12.0 GHz, existiendo incluso zonas donde esta diferencia es prácticamente nula. Por tanto, en términos generales, la respuesta en amplitud mejora significativamente respecto a la estructura 5×5.

Sin embargo, dado que en este estudio no es suficiente con optimizar únicamente un parámetro, resulta imprescindible analizar también el comportamiento de la fase.

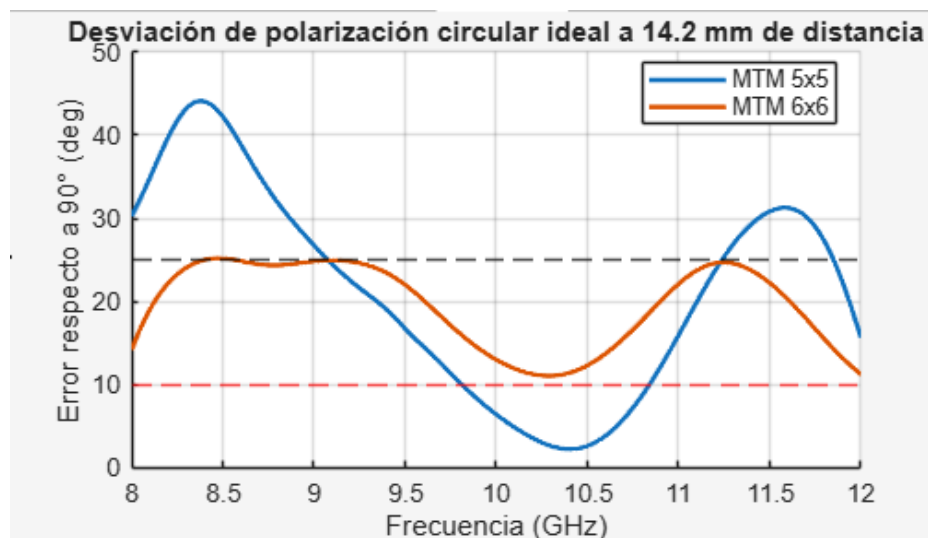


Figura 68. Comparativa del error de fase relativo respecto a la cuadratura de 90° entre las configuraciones de metamaterial 5x5 y 6x6 a una distancia de 14.2 mm.

En este sentido, los resultados obtenidos en la Figura 68 resultan especialmente ilustrativos. A pesar de presentar un comportamiento de amplitud prácticamente ideal, la estructura 6×6 muestra un error de fase relativamente constante, pero claramente alejado de los 90° esperados para lograr una correcta polarización circular. A lo largo de todo el espectro analizado, el error de fase oscila aproximadamente entre 10° y 25°, lo que representa un comportamiento insuficiente para los objetivos del sistema.

Aunque la respuesta en fase es relativamente estable, el diseño requiere un error inferior a 10° para garantizar una correcta conversión de polarización. Por este motivo, la estructura 6×6 debe descartarse, ya que, a pesar de su excelente comportamiento en amplitud, el control de fase resulta claramente deficiente. En cambio, en el caso de la estructura 5×5, aunque se observan

ciertas irregularidades, los resultados en fase dentro de la banda de interés son aceptables, especialmente en el rango comprendido entre 9.5 GHz y 11.0 GHz, que coincide con la frecuencia de adaptación del sistema.

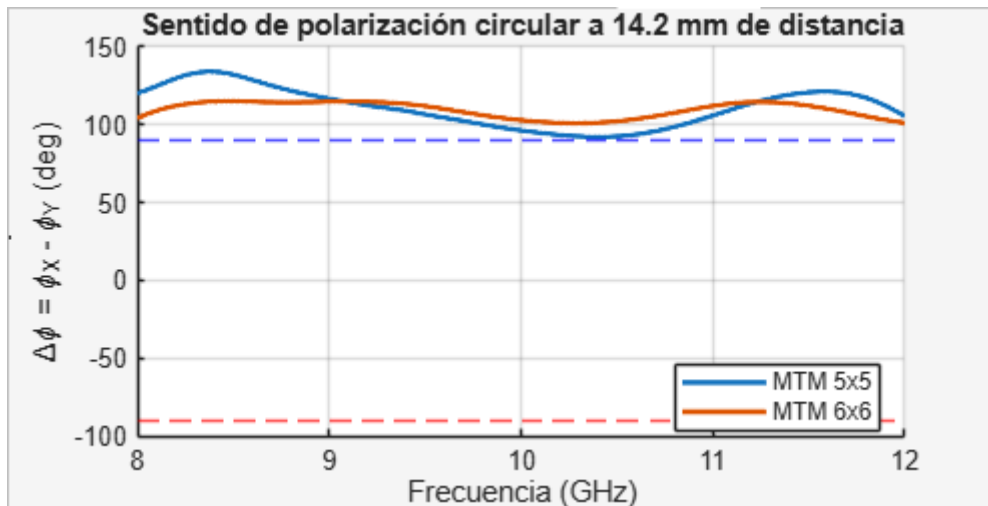


Figura 69. Comparativa del sentido de polarización entre las configuraciones de metamaterial 5x5 y 6x6 a una distancia de 14.2 mm.

Finalmente, el análisis del sentido de polarización muestra resultados coherentes en ambos casos, obteniéndose una polarización circular a derechas (RHCP). Este resultado confirma que el sistema es capaz de generar el tipo de polarización deseado.

Gracias a este análisis comparativo, se ha podido comprobar que un aumento del tamaño del metamaterial no implica necesariamente una mejora del rendimiento del sistema. En el caso de la estructura 6x6, al tratarse de una configuración par, las celdas unitarias no quedan correctamente alineadas con el centro de la antena. Esto genera una distribución geométrica en forma de "cruz" respecto al eje del sistema, lo que provoca un comportamiento desfavorable en términos de fase.

Por este motivo, se decidió continuar trabajando con la estructura 5x5 situada a una distancia de 14.2 mm, ya que representa el mejor compromiso entre equilibrio de amplitud y control de fase, cumpliendo de forma más adecuada los requisitos establecidos para el sistema.

#### 6.2.5. Validación de la distancia crítica

Tras realizar todas las simulaciones anteriores, surgieron dudas acerca de si la distancia óptima entre la antena y la metasuperficie era realmente 14.2 mm o 15.2 mm. Si bien es cierto que en la configuración de 15.2 mm los resultados de amplitud no fueron inicialmente tan favorables ya que existían ciertos rangos de frecuencias de interés en los que la diferencia de amplitudes superaba el umbral de 3 dB, la relación axial no depende únicamente de la amplitud, sino también de la diferencia de fase entre las componentes del campo eléctrico.

Por este motivo, se consideró la posibilidad de que los buenos resultados obtenidos en fase a la distancia de 15.2 mm pudieran compensar las limitaciones observadas en amplitud. Para evaluar esta hipótesis de forma objetiva, se decidió analizar la relación axial, ya que este parámetro permite determinar con mayor precisión la calidad de la polarización circular obtenida. El resultado final de este análisis se muestra en la Figura 74.

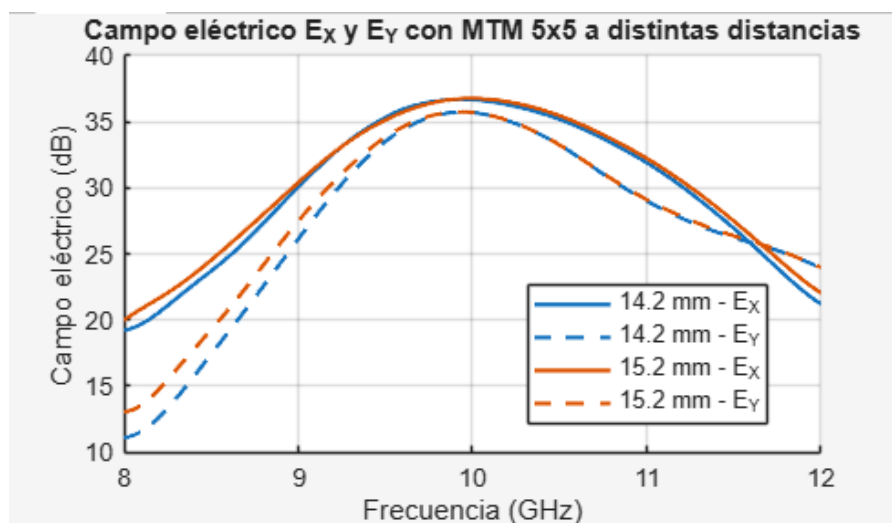


Figura 70. Comparativa de las componentes del campo eléctrico para las distancias críticas de 14.2 mm y 15.2 mm (MTM 5x5).

Se puede observar en la Figura 70 que, en términos de amplitud, no existen grandes diferencias entre ambas configuraciones. No obstante, en el caso de la distancia de 15.2 mm, en el rango de frecuencias comprendido aproximadamente entre 8 y 9 GHz, parece apreciarse una ligera mejora en la igualdad de amplitudes entre ambas componentes del campo eléctrico. Para

analizar este comportamiento con mayor precisión, se representa a continuación la gráfica de diferencia de amplitudes.

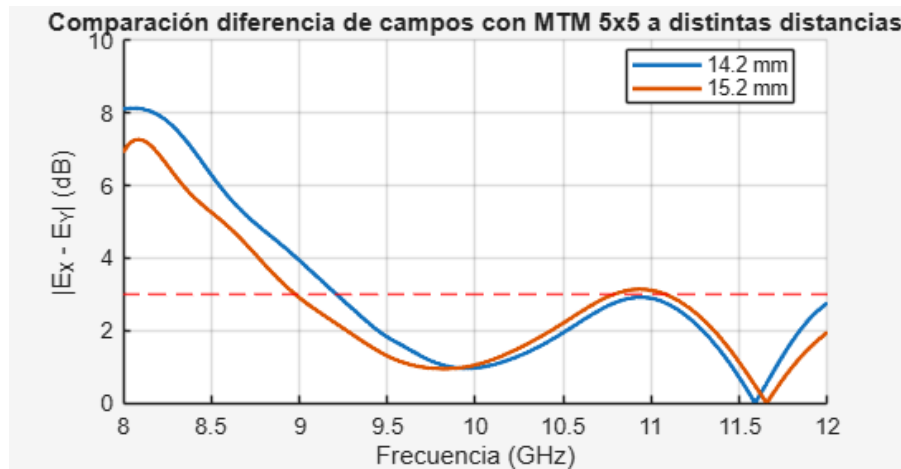


Figura 71. Comparativa de la diferencia de amplitud para las distancias críticas de 14.2 mm y 15.2 mm (MTM 5x5).

En esta representación puede comprobarse con mayor detalle que, en gran parte del espectro analizado, la configuración de 15.2 mm presenta una ligera mejora en la diferencia de amplitudes respecto al caso de 14.2 mm (Figura 71). Sin embargo, en el rango de frecuencias donde la antena presenta su mejor adaptación, los resultados de amplitud de la configuración de 15.2 mm son ligeramente peores, lo que inicialmente llevó a considerar la opción de descartarla.

Asimismo, se procede a analizar el comportamiento de la fase, que constituye un parámetro igualmente fundamental para la obtención de polarización circular.

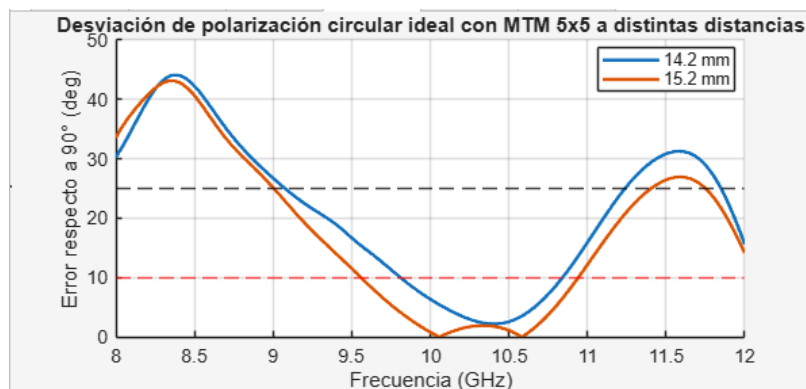


Figura 72. Comparativa del error de fase relativo respecto a los 90° para las distancias críticas de 14.2 mm y 15.2 mm (MTM 5x5).

Tal y como se observó en análisis anteriores, la diferencia de fase para la distancia de 15.2 mm resulta especialmente favorable, existiendo un amplio rango de frecuencias aproximadamente entre 10.0 y 10.6 GHz en el que el error de fase es prácticamente 0°. Además, en términos generales, la configuración de 15.2 mm presenta un error de fase menor en la mayor parte del espectro analizado, lo cual supone una ventaja importante respecto a la configuración de 14.2 mm.

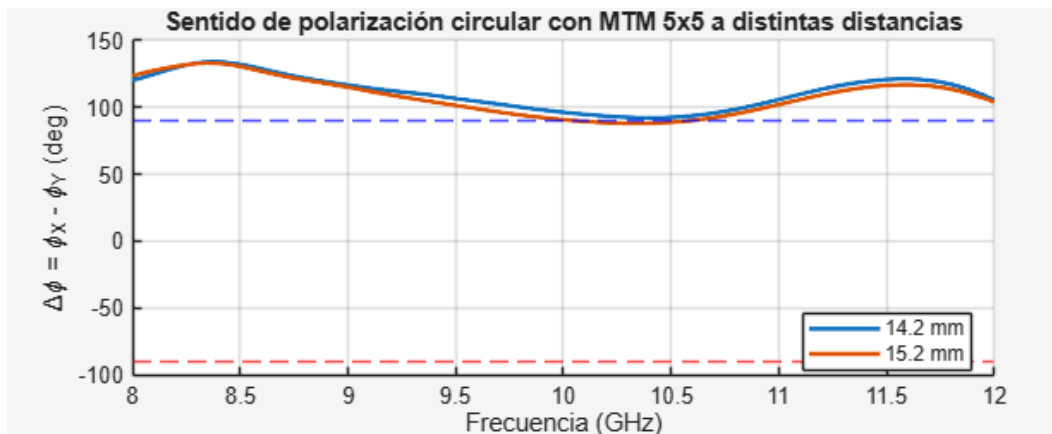


Figura 73. Comparativa del sentido de polarización para las distancias críticas de 14.2 mm y 15.2 mm (MTM 5x5).

En cuanto al sentido de polarización, en ambas configuraciones se obtiene una polarización circular a derechas (RHCP), lo cual confirma que el sistema mantiene el comportamiento esperado en ambos casos.

Con el objetivo de determinar de forma definitiva cuál de las configuraciones ofrece un mejor rendimiento global, se procedió a analizar la relación axial. Para completar el estudio y comprobar si era posible mejorar aún más el ancho de banda útil, se decidió incluir también una tercera configuración correspondiente a una distancia de 16.2 mm.

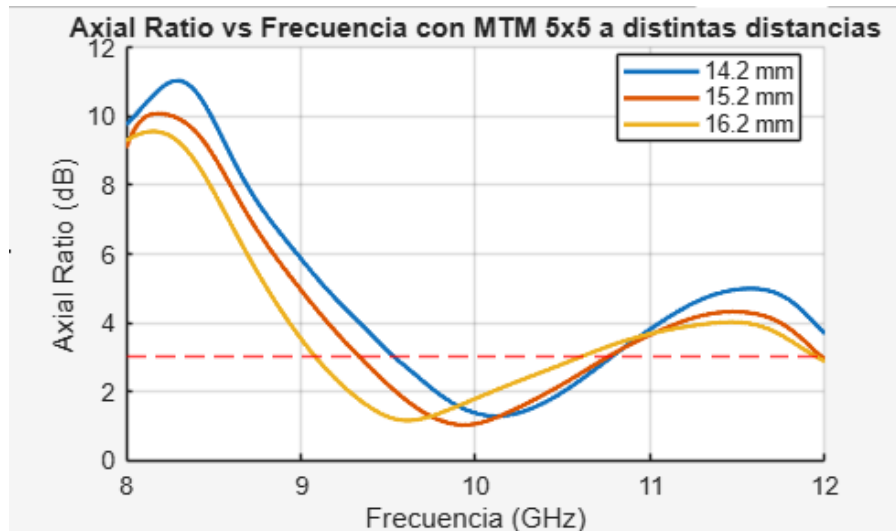


Figura 74. Comparativa de la Relación Axial (Axial Ratio) para las tres distancias críticas: 14.2 mm, 15.2 mm y 16.2 mm.

Los resultados obtenidos resultan especialmente esclarecedores ya que permiten identificar de forma objetiva cuál es la configuración más adecuada. En un primer momento se pensaba que la mejor opción era la separación de 14.2 mm; sin embargo, al analizar la relación axial en la Figura 74, se observa claramente que la configuración de 15.2 mm proporciona un mayor ancho de banda útil con valores inferiores a 3 dB, condición necesaria para considerar que la onda presenta polarización circular.

En concreto, se puede observar que en la configuración de 15.2 mm la curva de relación axial cruza el umbral de 3 dB a una frecuencia más baja que en el caso de 14.2 mm, mientras que ambas configuraciones finalizan su banda útil aproximadamente en la misma frecuencia. Como consecuencia, la configuración de 15.2 mm ofrece un ancho de banda útil mayor.

La inclusión de la configuración de 16.2 mm permitió además comprobar que 15.2 mm representa un punto cercano al óptimo del sistema. En el caso de 16.2 mm, se obtiene un ancho de banda útil de aproximadamente 1.42 GHz, inferior al obtenido con 15.2 mm, que alcanza aproximadamente 1.50 GHz. Además, el valor mínimo de relación axial en la configuración de 16.2 mm no se encuentra centrado en la frecuencia de 10 GHz, que corresponde a la frecuencia de adaptación de la antena.

Este aspecto resulta especialmente relevante, ya que el sistema ha sido diseñado para operar en torno a 10 GHz, por lo que resulta preferible que el mejor comportamiento de polarización circular se produzca en las proximidades de dicha frecuencia.

Por todo ello, se puede concluir que la configuración óptima del sistema corresponde a una distancia de separación de 15.2 mm entre la antena y la metasuperficie, ya que proporciona el mejor compromiso entre amplitud, fase y ancho de banda de polarización circular, cumpliendo de forma más adecuada los requisitos establecidos en el diseño.

#### *6.2.6. Verificación de la Hipótesis de Convergencia (7x7):*

Tras haber identificado la configuración que inicialmente ofrecía los mejores resultados un metamaterial con estructura de 5×5 a una distancia de 15.2 mm de la antena, se decidió comprobar de forma más rigurosa la hipótesis planteada previamente: ¿Las estructuras con número impar de celdas tienden a ofrecer mejores resultados que las estructuras pares?

Como se ha mostrado en análisis anteriores, los resultados obtenidos con la estructura 6×6 fueron relativamente similares a los de la estructura 5×5, por lo que en un primer momento se consideró razonable mantener la configuración inicial. No obstante, con el objetivo de verificar si una estructura impar de mayor tamaño podía aportar mejoras adicionales, se decidió analizar una nueva configuración correspondiente a una estructura de 7×7, manteniendo las mismas condiciones de simulación.

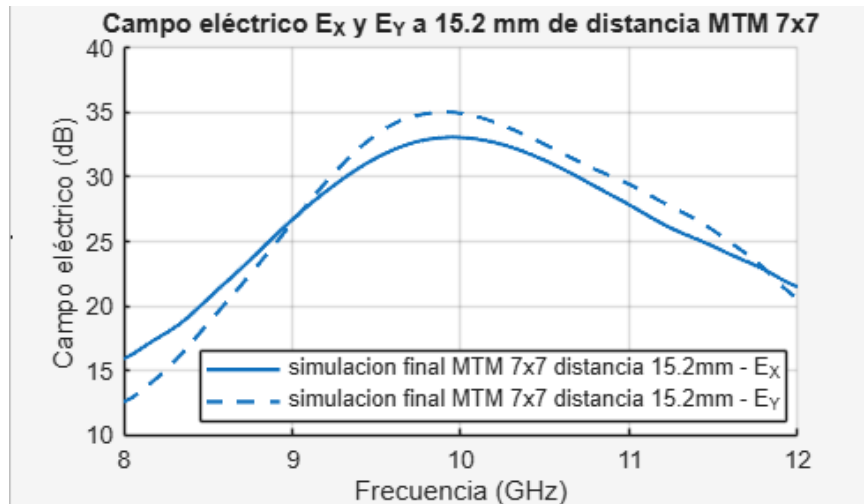


Figura 75. Componentes del campo eléctrico para la configuración de metamaterial de 7x7 a 15.2 mm.

A partir del análisis de los resultados de amplitud, se puede observar en la Figura 75 que las amplitudes obtenidas para las componentes del campo eléctrico en los ejes  $X$  e  $Y$  presentan un comportamiento adecuado. La diferencia entre estas se mantiene relativamente constantes a lo largo de gran parte del espectro de frecuencias, con la excepción del rango comprendido aproximadamente entre 8.0 y 8.5 GHz, donde se observa una ligera mayor separación entre ambas curvas.

Además, resulta interesante destacar la presencia de dos puntos de intersección entre las amplitudes, situados aproximadamente en 9.0 GHz y 11.8 GHz, lo cual indica que en dichas frecuencias ambas componentes del campo eléctrico presentan exactamente la misma amplitud. Este comportamiento resulta especialmente favorable para la generación de polarización circular.

Para analizar con mayor precisión este comportamiento se representa la gráfica correspondiente a la diferencia de amplitudes entre ambas componentes del campo eléctrico.

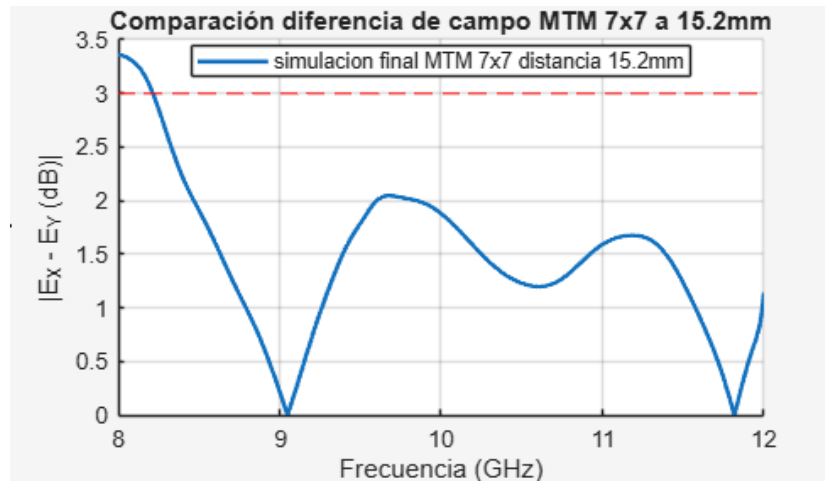


Figura 76. Diferencia de amplitud de campo eléctrico para la configuración de metamaterial de 7x7 a 15.2 mm.

Tal y como se anticipaba en la Figura 75, la diferencia de amplitudes se mantiene relativamente estable, oscilando aproximadamente en torno a 1.5 dB en el rango comprendido entre 8.5 GHz y 11.8 GHz. Este resultado puede considerarse muy positivo, especialmente teniendo en cuenta que la banda de trabajo de la antena, en la que presenta una buena adaptación, se encuentra aproximadamente entre 9.5 GHz y 10.5 GHz.

En este rango de frecuencias, la diferencia de amplitudes se mantiene claramente por debajo del umbral de 3 dB, lo cual es un requisito fundamental para la generación de polarización circular. Además, como se ha mencionado anteriormente, existen puntos concretos (en torno a 9.0 GHz y 11.8 GHz) donde la diferencia de amplitudes es prácticamente 0 dB, lo que refuerza aún más la calidad del resultado obtenido.

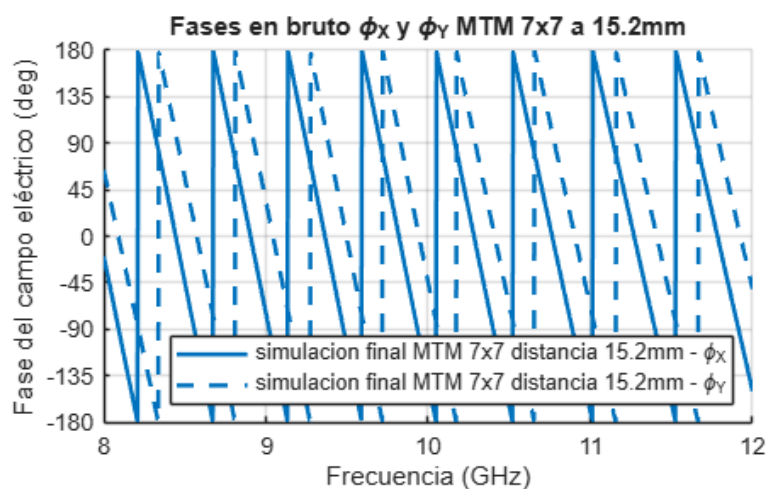


Figura 77. Fases en bruto de las componentes del campo para la configuración de metamaterial de 7x7 a 15.2 mm.

En el caso de las gráficas de fase sin procesar, suele resultar más complejo evaluar visualmente la calidad del resultado. No obstante, sí puede observarse que ambas fases mantienen un desfase relativamente constante a lo largo de gran parte del espectro, lo que sugiere que el sistema podría presentar un comportamiento favorable en términos de polarización. Este comportamiento se confirma al analizar la Figura 78. En ella se puede observar que la gran mayoría de las frecuencias analizadas presentan un error de fase inferior a  $10^\circ$ , lo cual muestra un resultado muy satisfactorio.

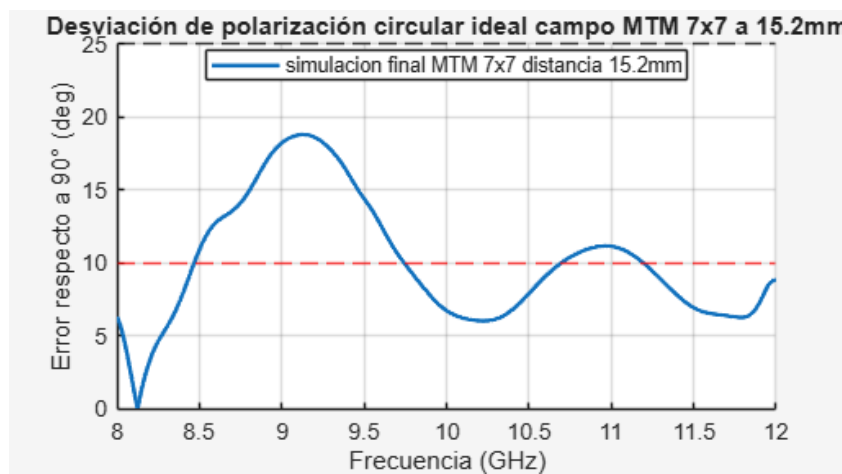


Figura 78. Desviación de fase respecto a la cuadratura  $90^\circ$  para la configuración de metamaterial de 7x7 a 15.2 mm.

Es cierto que en el rango comprendido aproximadamente entre 8.5 GHz y 9.75 GHz se aprecia un aumento más notable del error de fase; sin embargo, en el resto del espectro la diferencia de fase se mantiene oscilando en torno a  $10^\circ$  o incluso por debajo de este valor, lo que indica un comportamiento muy favorable para la generación de polarización circular.

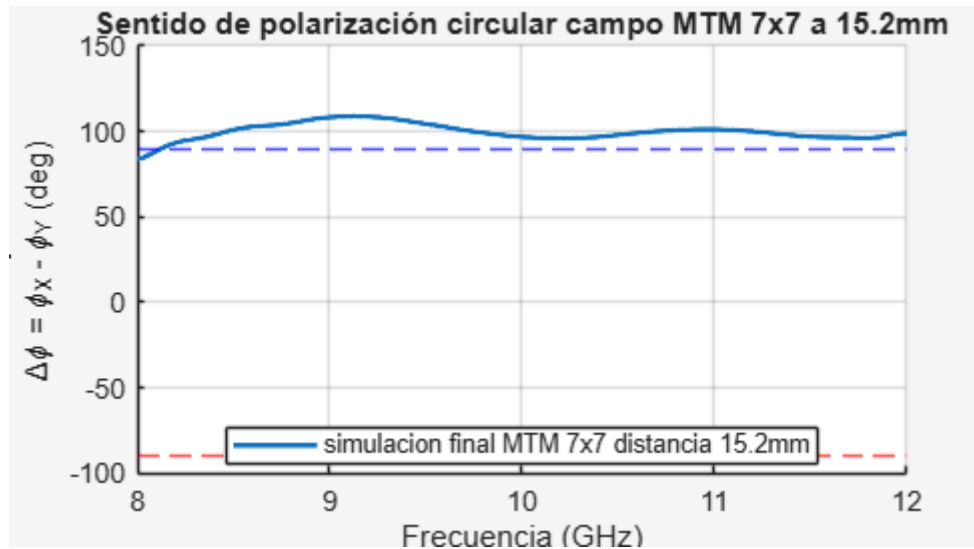


Figura 79. Sentido de polarización circular para la configuración de metamaterial de 7x7 a 15.2 mm.

En cuanto al sentido de la polarización, los resultados muestran nuevamente una polarización circular a derechas (RHCP). Un aspecto especialmente destacable es que la curva de desfase se aproxima en gran medida a una línea prácticamente horizontal en torno a los 90°, lo cual indica una elevada estabilidad en el comportamiento de polarización del sistema.

Finalmente, el parámetro que permite evaluar de forma más objetiva la calidad de la polarización obtenida es la relación axial, por lo que a continuación se analiza este indicador.

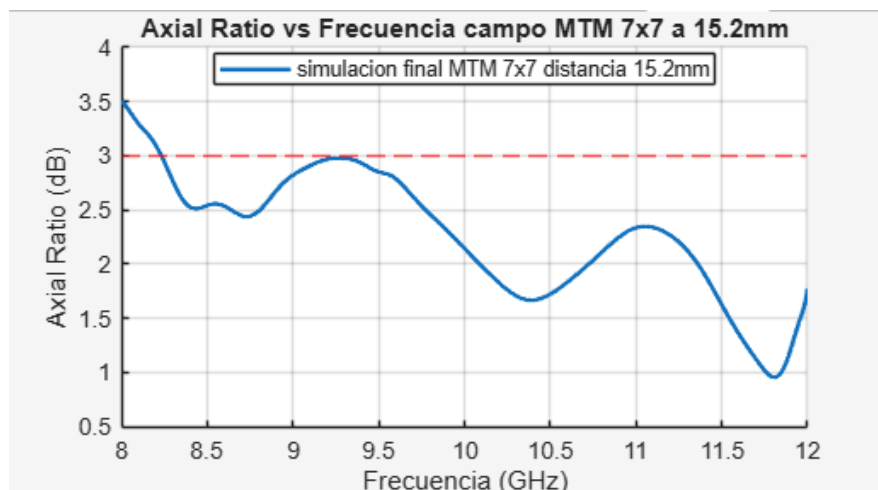


Figura 80. Relación Axial (Axial Ratio) para la configuración de metamaterial de 7x7 a 15.2 mm.

Tal y como cabía esperar, tras observar los buenos resultados obtenidos tanto en amplitud como en fase, la relación axial calculada es muy favorable. En

concreto, se puede observar en la Figura 80 que prácticamente en todo el espectro de la banda X la relación axial se mantiene por debajo de los 3 dB, lo cual cumple la condición necesaria para considerar que la onda presenta polarización circular.

La única excepción se encuentra en el rango comprendido aproximadamente entre 8 GHz y 8.25 GHz, donde la relación axial alcanza valores cercanos a 3.5 dB. Sin embargo, este intervalo de frecuencias es relativamente reducido y, además, se encuentra fuera de la banda principal de adaptación de la antena, por lo que su impacto en el funcionamiento global del sistema resulta prácticamente nulo.



Figura 81. Eficiencia de conversión de polarización (PCE) para la configuración de metamaterial de 7x7 a 15.2 mm.

En el caso de la eficiencia de conversión de polarización, se puede ver un resultado bastante favorable. A nivel teórico, se busca obtener un valor de PCE lo más cercano posible a 0.5, ya que esto indica una distribución equitativa de energía entre las componentes ortogonales del campo eléctrico. En esta simulación, se aprecia que, desde 8.5 hasta 12.0 GHz, el parámetro se mantiene entre 0.4 y 0.6. Esto es positivo, ya que indica que, a nivel de amplitudes, la conversión se está produciendo de forma adecuada. No obstante, para evaluar completamente la calidad de la conversión, es necesario analizar la elipticidad.

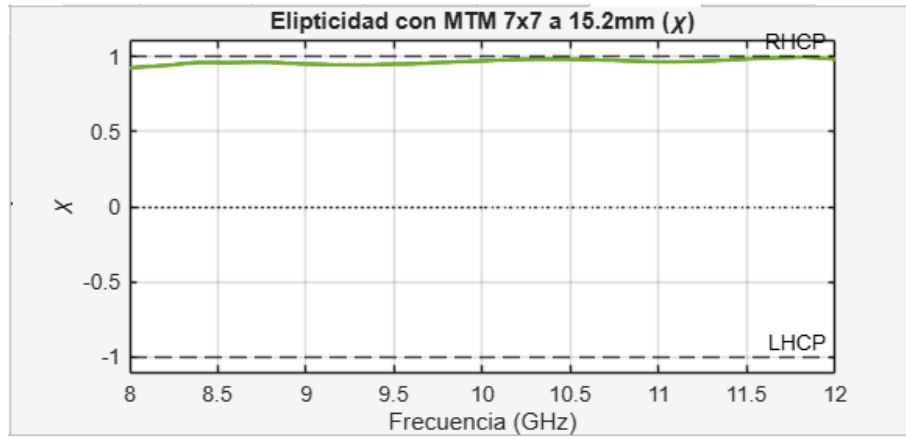


Figura 82. Elipticidad  $\chi$  para la configuración de metamaterial de 7x7 a 15.2 mm.

Por el lado de la elipticidad, los valores esperados son 1 para RHCP y  $-1$  para LHCP. Tal y como se puede observar en la Figura 82, prácticamente en toda la banda el valor se mantiene cercano a 1, lo que indica que la polarización circular a derechas (RHCP) se consigue de forma muy consistente.

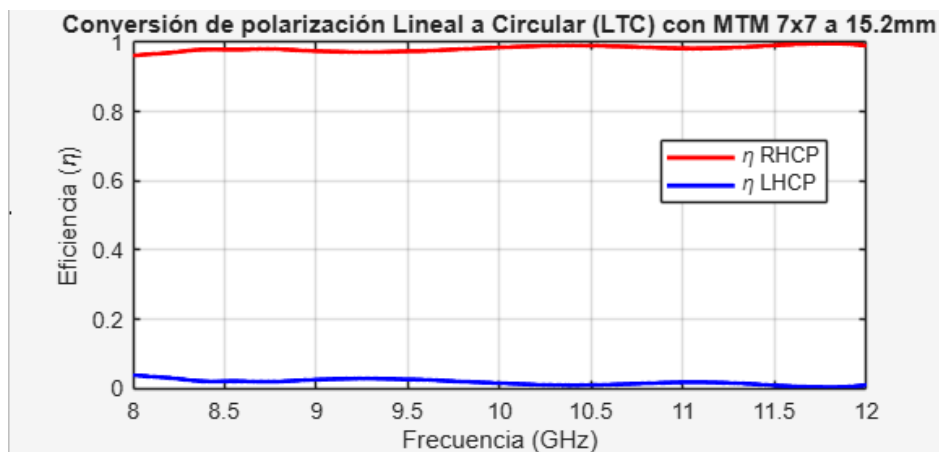


Figura 83. Eficiencia de conversión de polarización para la configuración de metamaterial de 7x7 a 15.2 mm.

Finalmente, en cuanto a la eficiencia de conversión, al estar directamente relacionada con la elipticidad, unos buenos resultados en esta última implican también una alta eficiencia. En este caso, el coeficiente  $\eta_{RHCP}$  se mantiene prácticamente constante en 1 a lo largo de toda la banda de frecuencias, lo cual es coherente con el comportamiento observado. Por otro lado, al tratarse de una conversión a RHCP, el coeficiente  $\eta_{LHCP}$  debe ser cercano a cero, como efectivamente se muestra en la Figura 83.

Tras obtener estos resultados, surge un punto importante de discusión dentro del desarrollo del proyecto: determinar cuál de las configuraciones, 5×5 o 7×7, representa la mejor elección final para el sistema.

#### 6.2.7. Discusión entre estructura 5x5 y 7x7

Se analizarán de forma comparativa ambas configuraciones con el objetivo de justificar de manera razonada cuál de ellas constituye la solución más adecuada para el diseño propuesto.

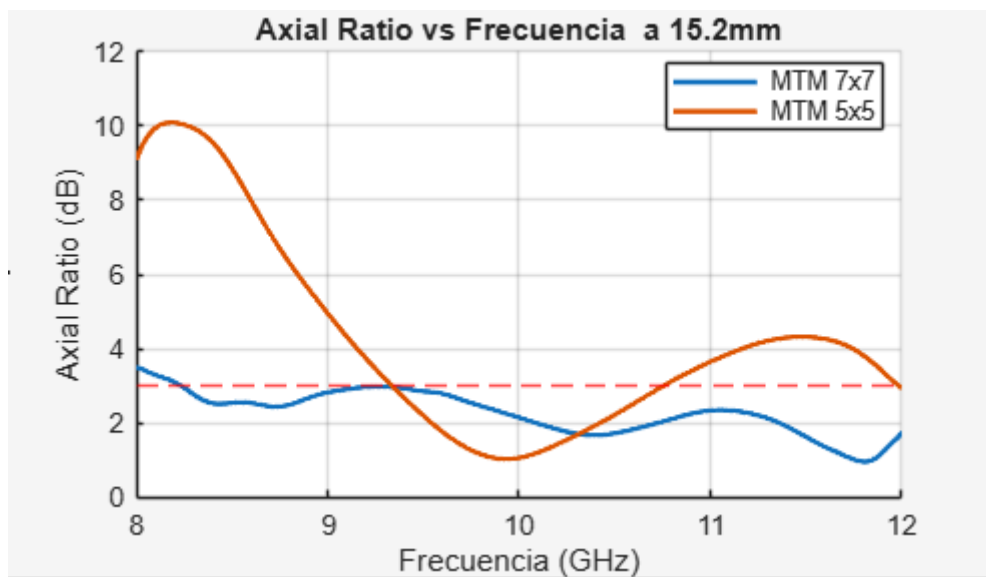


Figura 84. Comparativa de la Relación Axial entre las configuraciones 5x5 y 7x7 a 15.2 mm.

Una vez obtenidos los dos resultados más relevantes de simulación, correspondientes a las configuraciones 5×5 y 7×7, resulta necesario realizar un análisis comparativo con el objetivo de determinar cuál de ellas constituye la mejor solución para el sistema propuesto.

En el caso de la estructura 5×5, se puede apreciar que la condición de relación axial inferior a 3 dB, necesaria para considerar que la onda presenta polarización circular, se cumple aproximadamente en el rango comprendido entre 9.4 GHz y 10.8 GHz. Este intervalo cubre completamente la banda de funcionamiento principal de la antena, ya que el sistema presenta una buena adaptación con un coeficiente de reflexión inferior a -10 dB aproximadamente entre 9.5 GHz y 10.5 GHz.

Por otro lado, en la configuración  $7 \times 7$  se observa un comportamiento aún más favorable. En este caso, la relación axial se mantiene por debajo de 3 dB en prácticamente toda la banda X, con la única excepción de un pequeño intervalo comprendido aproximadamente entre 8 GHz y 8.25 GHz. Esto indica que la conversión de polarización se produce de forma mucho más estable en un rango de frecuencias significativamente más amplio. Ante estos resultados surge una cuestión natural: ¿cuál de las dos configuraciones debe considerarse la mejor solución?

Desde un punto de vista estrictamente electromagnético, la configuración de  $7 \times 7$  constituye el resultado óptimo, ya que ofrece un ancho de banda de polarización circular considerablemente mayor y un comportamiento más uniforme a lo largo de todo el espectro analizado. Además, esta configuración se aproxima en mayor medida al caso ideal de metasuperficie de dimensiones infinitas, que es el modelo habitualmente considerado en estudios experimentales con frentes de onda planos. Por tanto, el resultado obtenido con la estructura  $7 \times 7$  se encuentra más en consonancia con los resultados experimentales reportados para metasuperficies extensas.

No obstante, la configuración  $5 \times 5$  también presenta resultados plenamente válidos desde un punto de vista práctico. Aunque el ancho de banda de polarización circular es menor, sigue cubriendo completamente la banda de funcionamiento de la antena, que se encuentra centrada en 10 GHz. Esto implica que, para aplicaciones reales donde el tamaño del sistema sea un factor crítico, la estructura  $5 \times 5$  puede representar una solución más compacta, manteniendo un funcionamiento adecuado dentro de la banda de interés.

Por tanto, puede concluirse que ambas configuraciones presentan ventajas dependiendo del criterio de diseño considerado. Si el objetivo principal es maximizar el ancho de banda de polarización circular y aproximarse al comportamiento ideal de una metasuperficie extensa, la configuración  $7 \times 7$  constituye la mejor solución. En cambio, si se prioriza la reducción del tamaño del sistema, la configuración  $5 \times 5$  puede utilizarse como una alternativa más compacta, aunque con un ancho de banda ligeramente más reducido.

### 6.3. Conversión LHCP a RHCP

Una vez optimizado el sistema, el último paso consiste en comprobar que el metamaterial diseñado sea capaz de realizar la conversión de polarización circular en ambos sentidos. Tal y como se ha podido observar en las simulaciones anteriores, el sistema inicialmente generaba polarización circular a izquierdas (LHCP).

Desde el punto de vista teórico, para obtener el sentido opuesto de polarización circular basta con rotar el metamaterial  $90^\circ$  alrededor del eje de propagación. Esta operación modifica la relación entre las componentes ortogonales del campo eléctrico, invirtiendo el desfase relativo entre ellas y, por tanto, el sentido de rotación del campo eléctrico. Se muestran todas las disposiciones simuladas:

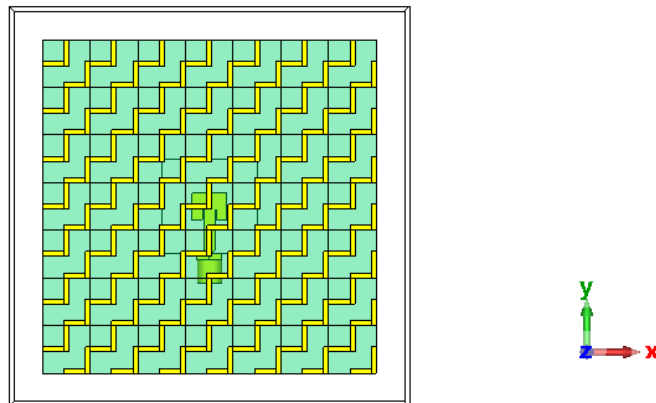


Figura 85. Vista frontal del sistema radiante completo con la configuración de metamaterial 7x7 a 15.2 mm.

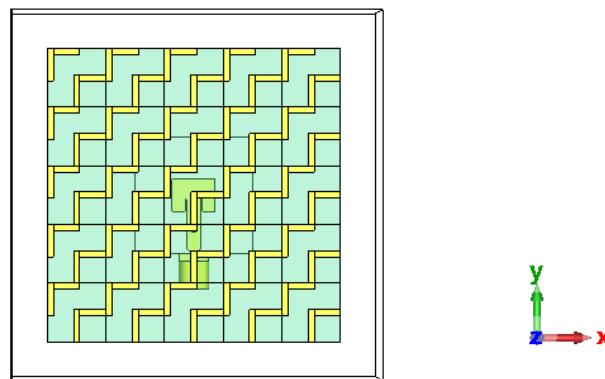


Figura 86. Vista frontal del sistema radiante completo con la configuración de metamaterial 5x5 a 15.2 mm.

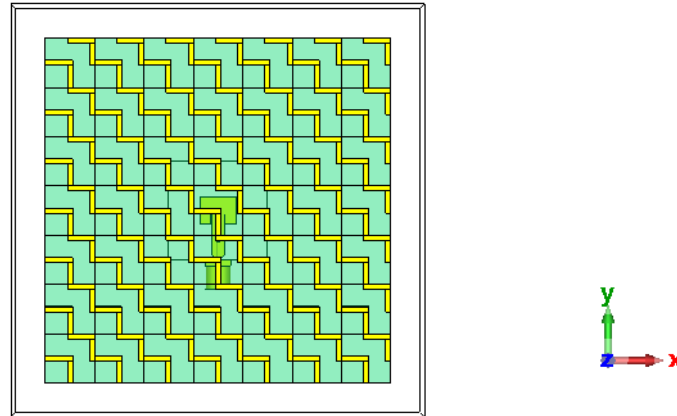


Figura 87. Vista frontal del sistema radiante completo rotado  $90^\circ$  con la configuración de metamaterial 7x7 a 15.2 mm.

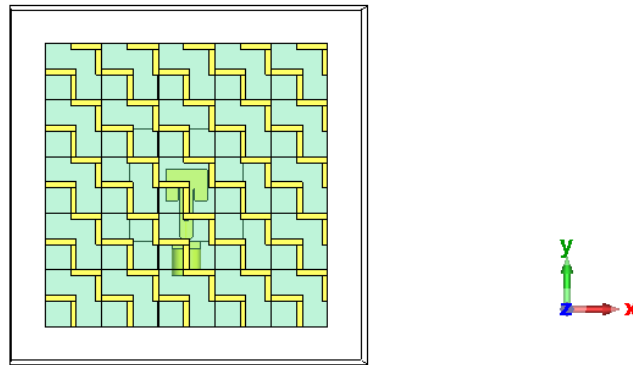


Figura 88. Vista frontal del sistema radiante completo rotado  $90^\circ$  con la configuración de metamaterial 5x5 a 15.2 mm.

Con el objetivo de verificar experimentalmente esta propiedad en el simulador, se decidió aplicar dicha rotación tanto a la estructura de 5x5 como a la de 7x7, manteniendo el resto de los parámetros del sistema sin modificaciones.

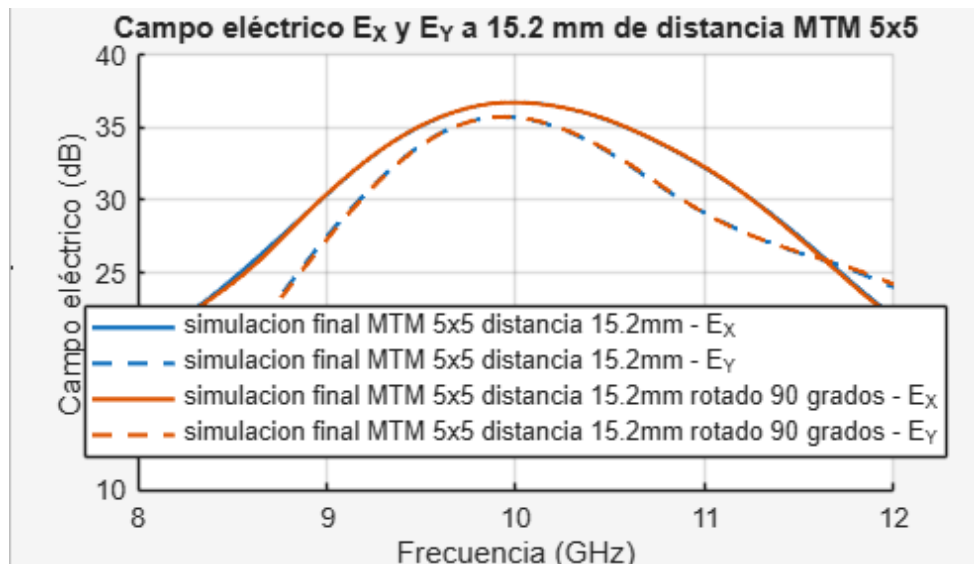


Figura 89. Comparativa de magnitudes de campo eléctrico para la configuración 5x5 original frente a la rotada 90°.

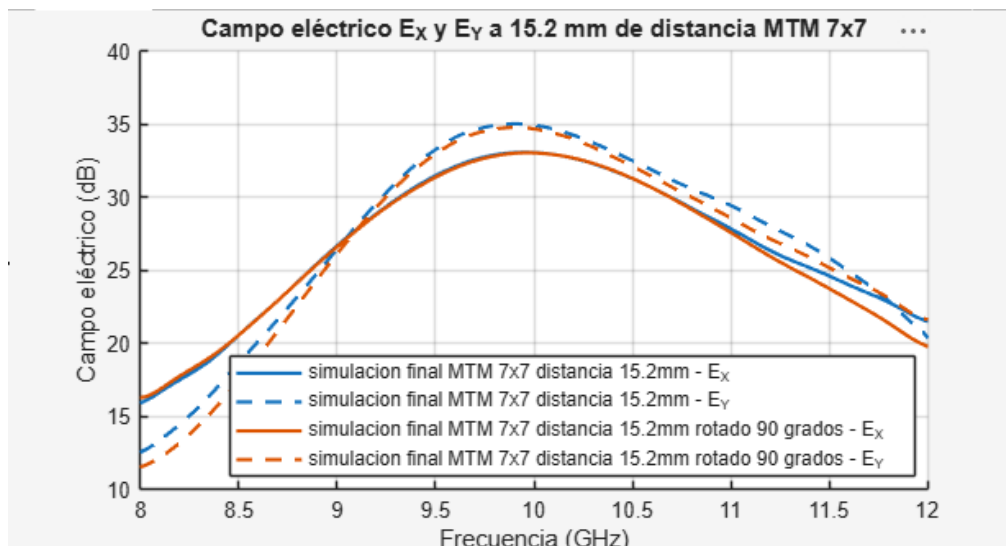


Figura 90. Comparativa de magnitudes de campo eléctrico para la configuración 7x7 original frente a la rotada 90°.

A partir de las Figuras 89 y 90 puede observarse que las componentes del campo eléctrico en los ejes X e Y presentan valores prácticamente idénticos en todo el rango de frecuencias analizado. Este comportamiento indica que, al menos desde el punto de vista de la igualdad de amplitudes, condición necesaria para la generación de polarización circular, el sistema sigue funcionando correctamente tras la rotación del metamaterial.

Una vez verificado este aspecto, resulta necesario analizar el sentido de la polarización para confirmar que la rotación ha producido el cambio esperado.

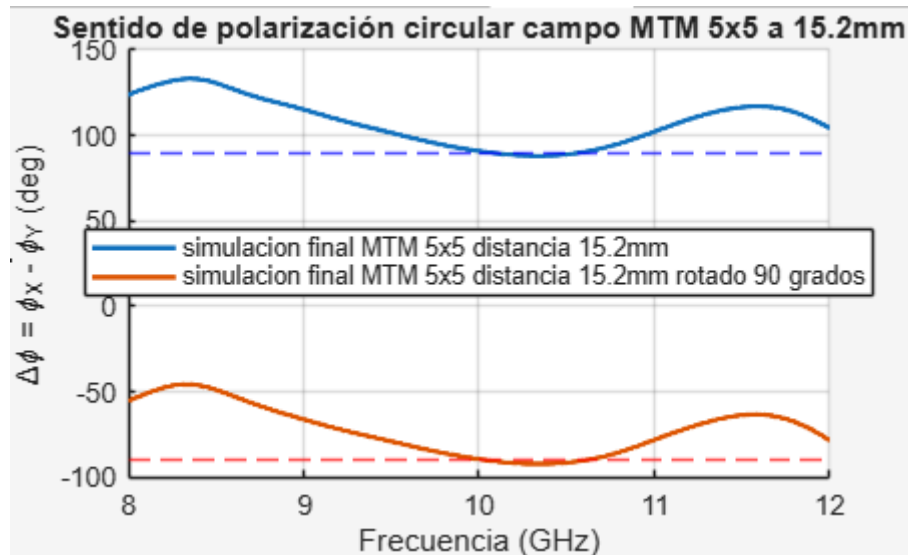


Figura 91. Verificación de la inversión del sentido de la polarización para la configuración 5x5 a 15.2 mm.

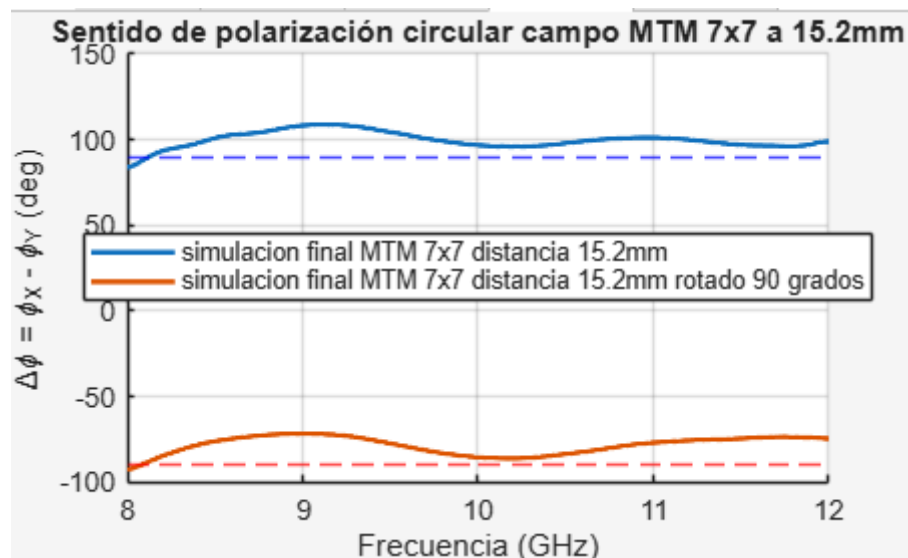


Figura 92. Verificación de la inversión del sentido de la polarización para la configuración 7x7 a 15.2 mm.

Tal y como se puede apreciar en las anteriores gráficas, el resultado obtenido confirma plenamente la hipótesis planteada. En la configuración original se obtenía una polarización circular a derechas, representada por la curva azul. Tras rotar el metamaterial 90°, la nueva curva (representada en naranja) reproduce un comportamiento prácticamente idéntico en términos de amplitud y estabilidad, pero presenta un desfase correspondiente a polarización circular a izquierdas (LHCP).

En otras palabras, la nueva curva mantiene la misma forma general que la anterior, pero aparece desplazada en torno a la región correspondiente a -90°

de desfase, lo cual indica que el sentido de rotación del campo eléctrico se ha invertido correctamente.

Por tanto, los resultados obtenidos confirman que el metamaterial diseñado permite controlar el sentido de la polarización circular mediante una simple rotación geométrica de la estructura. Este comportamiento es coherente con el funcionamiento esperado de las metasuperficies anisotrópicas empleadas para la conversión de polarización.

En conclusión, puede afirmarse que, a nivel teórico y mediante simulación, el sistema desarrollado es capaz de convertir correctamente una onda con polarización circular a izquierdas en una onda con polarización circular a derechas, validando así el principio de funcionamiento del diseño propuesto.

Finalmente, se exponen los valores de los coeficientes de reflexión y los diagramas de radiación tanto en dos como en tres dimensiones.

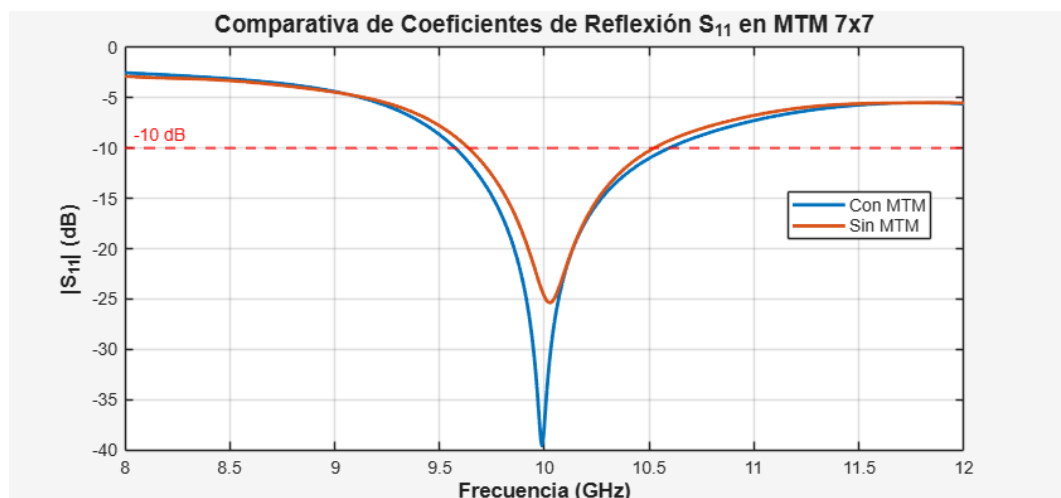


Figura 93. Comparativa del coeficiente de reflexión  $S_{11}$  de la antena con y sin la metasuperficie (MTM) 7x7 a una distancia de 15.2 mm.

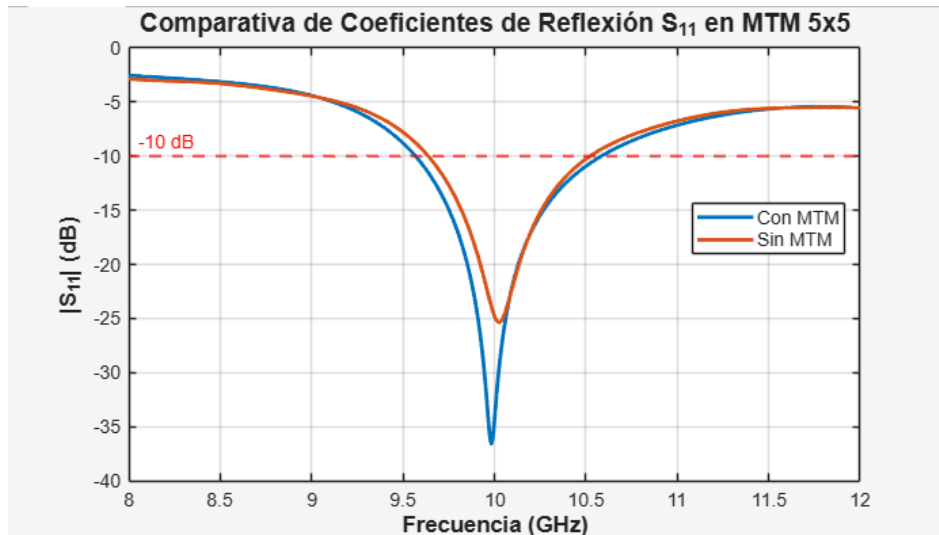


Figura 94. Comparativa del coeficiente de reflexión  $S_{11}$  de la antena con y sin la metasuperficie (MTM) 5x5 a una distancia de 15.2 mm.

#### 6.4. Comparativa de los diagramas de radiación en 2D

Para evaluar el impacto electromagnético del metamaterial en el espacio libre (Figura 95), se ha optado por comparar los diagramas de radiación en 2D de la antena parche original (representada por la curva azul) y de la antena equipada con el metamaterial, constituido por una estructura de 7x7 celdas unitarias (curva naranja). A partir de este análisis comparativo, se pueden extraer las siguientes conclusiones (gráficas obtenidas a partir Anexo 4):

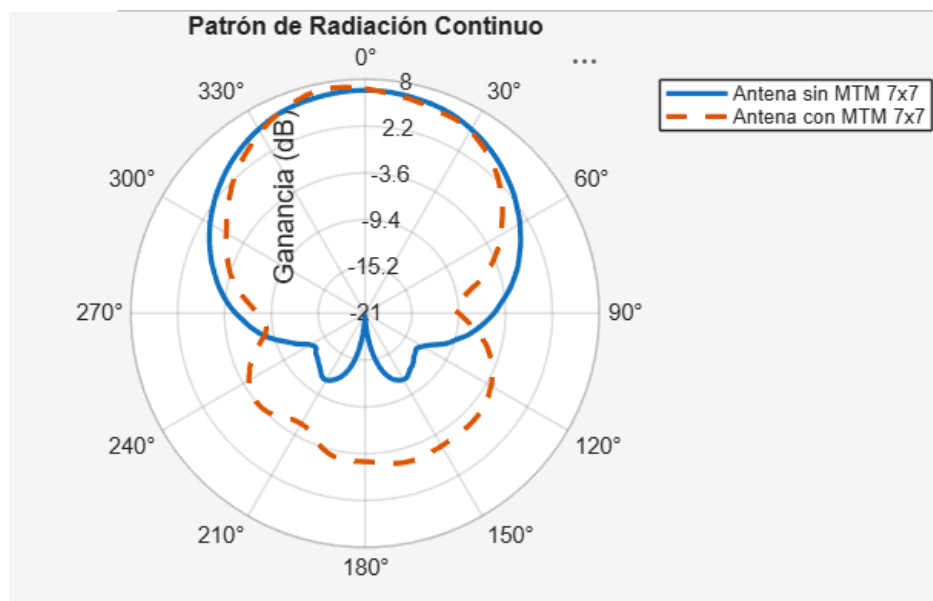


Figura 95. Comparativa del patrón de radiación bidimensional (ganancia en dB) a 10 GHz para la antena de parche original y el sistema con la metasuperficie de 7x7 a 15.2 mm.

### 1. Incremento de la directividad y ganancia

El efecto más notable al introducir el metamaterial (MTM) es la ligera mejora en la magnitud del lóbulo principal. La antena desnuda (curva azul) presenta una ganancia máxima de 6.82 dBi en la dirección de *boresight* ( $\theta = 0^\circ$ ). Al situar el polarizador delante de la fuente radiante (curva naranja), la ganancia aumenta hasta 6.85 dBi. Este incremento de 0.03 dB confirma que la estructura actúa, en cierta medida, como una lente directora, concentrando la energía electromagnética hacia el frente sin introducir pérdidas significativas por bloqueo o atenuación en el sustrato de la placa FSS.

### 2. Confinamiento del ancho de haz

En relación con el aumento de ganancia, se observa una clara modificación en la apertura angular de la radiación. El ancho de haz a media potencia (-3 dB) pasa de 86.6° en la antena original a un valor más estrecho y focalizado de 70.3° en la configuración con metamaterial. Este estrechamiento constituye una característica altamente deseable para enlaces satelitales en banda X, ya que reduce la dispersión espacial de la señal y mejora la eficiencia del enlace punto a punto.

### 3. Comportamiento de lóbulos traseros

Al evaluar la radiación fuera de la dirección de máximo interés, se observan ligeras variaciones atribuibles al fenómeno de difracción en los bordes físicos de la placa compuesta por 7×7 celdas unitarias. El nivel de lóbulo trasero de la antena con metamaterial se sitúa en -7 dB, frente a los -18.2 dB de la antena sin la estructura. A pesar de la incorporación del MTM frente a la antena, los niveles de radiación trasera se mantienen dentro de valores controlados, lo que indica que la distancia de separación entre la antena y la lámina es adecuada y evita reflexiones indeseadas de energía hacia el plano de masa.

En definitiva, la comparativa de los diagramas de radiación pone de manifiesto que el polarizador basado en metamaterial no solo cumple su función de convertir la polarización a circular, sino que además mejora las prestaciones radiantes del parche, incrementando su directividad y estrechando el haz de

forma eficiente. Para apreciar esta concentración de energía y la simetría del haz en todo el espacio, se presenta a continuación la reconstrucción tridimensional del patrón de radiación.

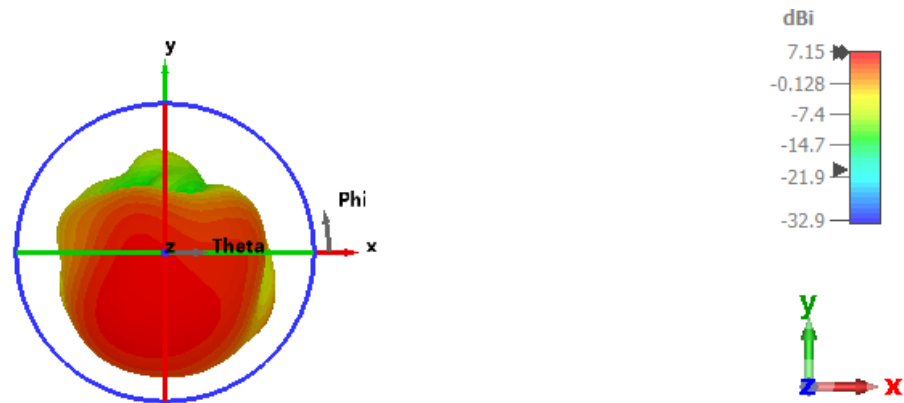


Figura 96. Representación tridimensional (3D) de la ganancia total en vista frontal para la configuración optimizada de 7x7 a 15.2 mm.

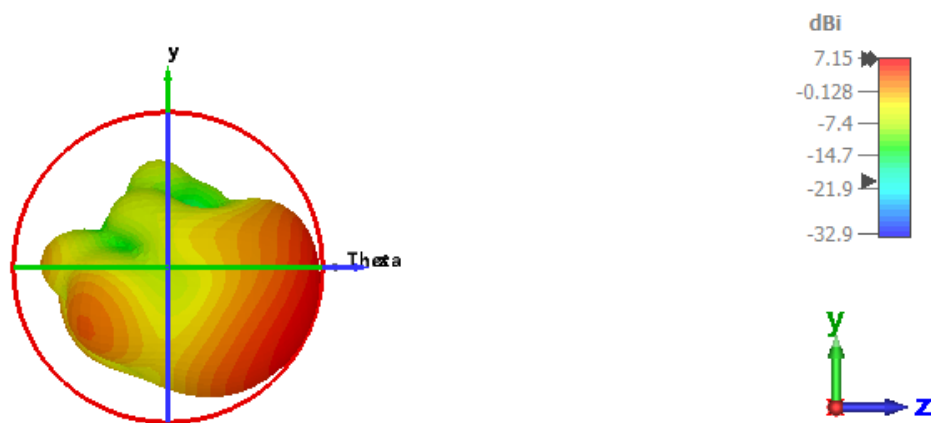


Figura 97. Representación tridimensional (3D) de la ganancia total en vista lateral para la configuración optimizada de 7x7 a 15,2 mm.

## 6.5. Resultados experimentales

Tras concluir el estudio teórico, se procede a validar experimentalmente el modelo de la estructura 7x7. Es importante señalar que el proceso de caracterización se llevó a cabo con el máximo rigor posible. El montaje experimental se configuró con el objetivo de reproducir, con la mayor precisión, las simulaciones realizadas en CST. No obstante, surgieron diversos factores

condicionantes inherentes al entorno de laboratorio, entre los que destacaron la rigidez de los soportes y del cableado, así como la complejidad asociada a la alineación de los ejes X e Y entre el elemento transmisor y el receptor. Estas limitaciones redujeron el margen disponible para minimizar determinados errores sistemáticos asociados al montaje.

A pesar de ello, los resultados obtenidos muestran una excelente concordancia con el modelo teórico, justificando plenamente su inclusión en la memoria de este Trabajo de Fin de Grado.

En esta sección, el análisis se estructurará en torno a dos parámetros fundamentales: la relación axial y el sentido de la polarización, con el objetivo de validar la conversión de LHCP a RHCP. La razón por la que únicamente se comparan estos parámetros radica en que las simulaciones realizadas en CST se desarrollan bajo condiciones ideales de espacio libre, mientras que las medidas experimentales se realizan en un entorno real. Es por ello por lo que la relación axial y el sentido de la polarización son los parámetros que permiten establecer una comparación más objetiva entre ambos escenarios.

#### *6.5.1. Comparación de las relaciones axiales*

Tras haber analizado la adaptación, se procede a comparar las relaciones axiales tanto en la posición estándar del metamaterial, como rotado  $90^\circ$ . Se muestran conjuntamente tanto los resultados experimentales como los simulados en CST.

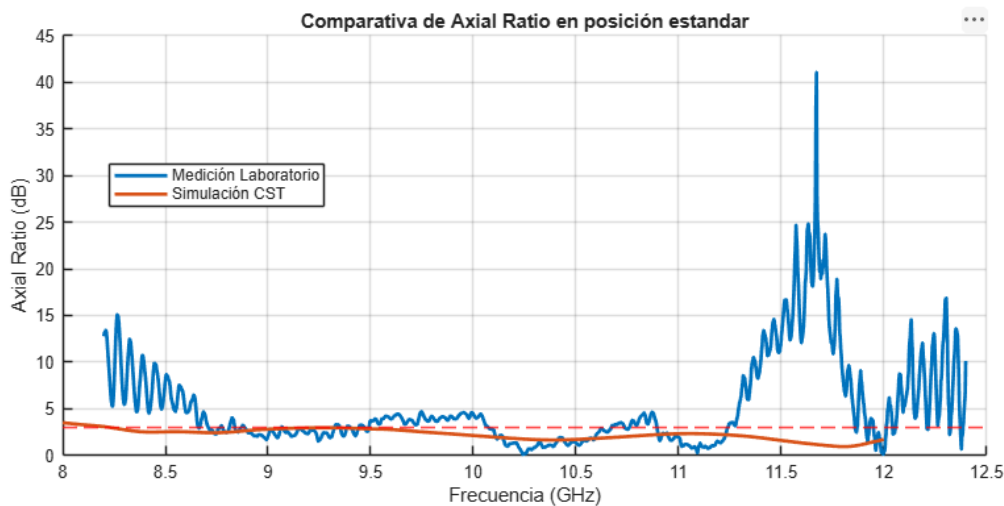


Figura 98: Representación de la relación axial (AR) en simulación (CST) junto a la medida real en laboratorio para la configuración optimizada de 7x7 en posición estándar.

Tras realizar las medidas en el laboratorio, se puede observar que, en líneas generales, los datos obtenidos se asemejan notablemente a los de la simulación. Si se analiza la Figura 98, el ancho de frecuencias en el que ambas relaciones axiales se mantienen por debajo de los 3 dB, se observa que en la simulación este rango va desde los 8.25 hasta los 12.0 GHz. En el caso de las medidas de laboratorio, la relación axial presenta una gran calidad entre los 8.65 y los 11.29 GHz. Realizando los cálculos correspondientes, se obtiene como resultado que los datos experimentales abarcan un 70.4% del ancho de banda teórico, lo cual representa un resultado excelente.

Si bien es cierto que existen algunos picos puntuales fuera del criterio establecido de los 3 dB, tras realizar una valoración general, hay que tener en cuenta que no se ha aplicado un filtrado de ruido mediante enventanado y gating por medio de la transformada de Fourier y que existen factores de montaje susceptibles de ser mejorados. En particular, estos picos se concentran en las altas frecuencias debido a que el coeficiente de reflexión se acerca a los 0 dB; esto provoca que la potencia introducida en la antena sea mínima y que la señal radiada llegue a confundirse con el ruido de fondo de la sala. En líneas generales, se puede concluir que los resultados actuales son un éxito, abriendo una vía muy prometedora de cara a una posterior publicación científica.

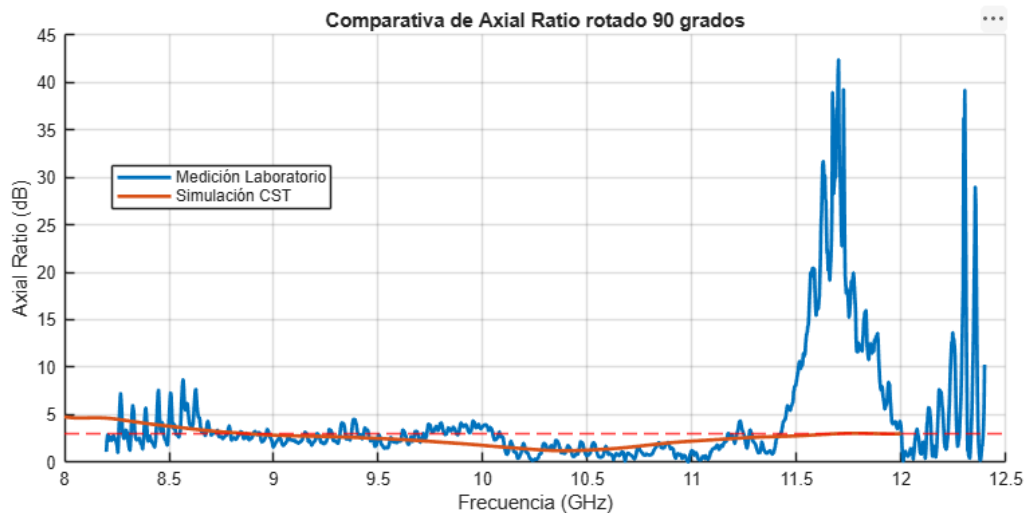


Figura 99: Representación de la relación axial (AR) en simulación (CST) junto a la medida real en laboratorio para la configuración optimizada de 7x7 con rotación de 90°.

Como uno de los objetivos específicos de este trabajo de investigación es conseguir un polarizador reconfigurable, se realizaron medidas aplicando una rotación de 90° al metamaterial. En este caso, se han obtenido unos resultados aparentemente mejores, ya que se puede apreciar como la relación axial se mantiene por debajo de los 3 dB en prácticamente todo el espectro de frecuencias analizado, tanto en simulación como en laboratorio. A nivel de datos, este resultado es muy positivo: en la simulación, la relación axial se mantiene por debajo del umbral de los 3 dB entre los 8.86 y los 12 GHz; por su parte, en el laboratorio, este criterio se cumple entre los 8.75 y los 11.43 GHz. Objetivamente, se puede afirmar que las medidas de laboratorio abarcan el 82.2% del ancho de banda útil de la simulación, lo cual representa un excelente resultado con margen de optimización de cara al futuro.

Por otro lado, cabe analizar el comportamiento en las altas frecuencias, concretamente entre los 11.25 y los 12.0 GHz, donde se introduce una cantidad notable de ruido en las medidas de laboratorio. Esto se debe a que, a dichas frecuencias, el coeficiente de reflexión es muy cercano a 0 dB, lo que implica que prácticamente no se está transmitiendo señal. Al transmitirse tan poca potencia, la señal recibida es de una magnitud similar al ruido de fondo de la sala, lo que justifica la aparición de esos picos tan pronunciados tanto en esta gráfica como en la analizada anteriormente.

Como valoración final conjunta de los dos resultados obtenidos a nivel de relación axial, se puede afirmar que ambas gráficas ofrecen una respuesta muy positiva. Se ha podido comprobar de manera práctica cómo los modelos diseñados en entornos virtuales se trasladan con éxito a la realidad y funcionan correctamente. Si se analizan detenidamente las gráficas obtenidas tanto en CST como en laboratorio, se aprecia cómo las curvas experimentales están ligeramente desplazadas hacia la derecha en frecuencia. Este desplazamiento de frecuencia es habitual en la comparativa de resultados experimentales frente a ideales de simulación.

### 6.5.2. Conversión de LHCP a RHCP

Tras analizar la relación axial, queda comprobar si el sentido de la polarización obtenido concuerda con el comportamiento esperado. Para ello, se ha representado de forma conjunta el desfase correspondiente a ambas configuraciones del metamaterial. En este punto, conviene recordar el criterio establecido: una diferencia de fase de  $+90^\circ$  corresponde a una polarización circular a derechas RHCP, mientras que un desfase de  $-90^\circ$  indica una polarización circular a izquierdas LHCP.

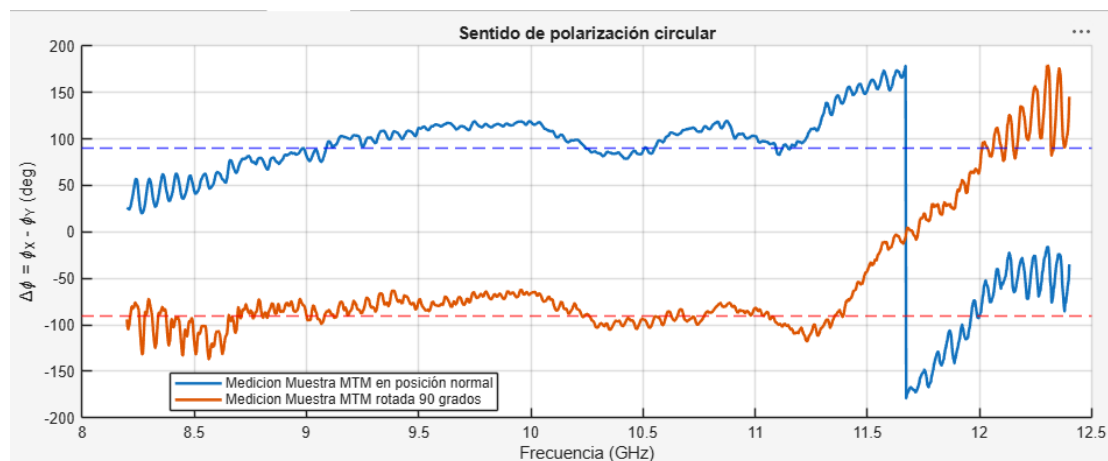


Figura 100: Representación del desfase obtenido en transmisión para la configuración estándar frente a la configuración con metamaterial rotado  $90^\circ$ .

Los resultados obtenidos concuerdan con lo esperado teóricamente. Como puede observarse, la configuración estándar del metamaterial presenta un desfase situado en el entorno de  $+90^\circ$ , lo que confirma la generación de polarización circular a derechas RHCP, en concordancia con los resultados

obtenidos en simulación. Por el contrario, al aplicar una rotación de  $90^\circ$  al metamaterial, se obtiene un desfase próximo a  $-90^\circ$ , verificando así la conversión hacia polarización circular a izquierdas LHCP, tal y como predecía el modelo teórico desarrollado en CST.

No obstante, al igual que ocurría en el análisis de la relación axial, a partir de los 11.25 GHz las medidas experimentales comienzan a presentar una pérdida apreciable de calidad. Como consecuencia, aparecen fluctuaciones abruptas en el desfase medido, motivo por el cual esa región del espectro no puede considerarse suficientemente fiable ni relevante para este análisis.

En líneas generales, los resultados obtenidos permiten confirmar experimentalmente la correcta conversión entre polarización circular a derechas RHCP y polarización circular a izquierdas (LHCP), cumpliendo satisfactoriamente uno de los principales objetivos planteados en este trabajo.

Como valoración global, la fase experimental ha permitido validar con éxito los modelos teóricos y las simulaciones desarrolladas en CST. A pesar de las limitaciones inherentes al entorno de laboratorio y de la presencia de ruido no filtrado en las bandas altas, los resultados obtenidos consolidan la viabilidad del diseño propuesto. Por un lado, se ha alcanzado una respuesta con una excelente adaptación en las frecuencias de 8.9 GHz y 10.5 GHz. Por otro, las medidas de relación axial han confirmado el correcto comportamiento del metamaterial, alcanzando experimentalmente el 70.4% del ancho de banda útil obtenido en simulación para la posición estándar y un 82.2% tras aplicar la rotación de  $90^\circ$ .

Finalmente, el análisis del desfase ha permitido verificar la correcta conversión de polarización circular entre RHCP y LHCP. De este modo, queda demostrada experimentalmente la reconfigurabilidad del sistema y el elevado potencial del diseño desarrollado, estableciendo además una base sólida para futuras líneas de investigación y posibles trabajos de publicación científica.



## 7. CONCLUSIONES

En conclusión, el diseño y la caracterización experimental del sistema integrado han permitido cumplir satisfactoriamente los objetivos planteados en este Trabajo de Fin de Grado. Tanto a nivel teórico como experimental, se ha desarrollado un polarizador de altas prestaciones capaz de realizar conversiones entre polarización circular a derechas y a izquierdas (RHCP/LHCP) en un amplio rango de frecuencias. Todo ello queda respaldado por un análisis exhaustivo de parámetros que demuestra de forma objetiva la calidad de la conversión obtenida.

Dentro del marco de esta investigación pueden destacarse dos hitos principales. El primero corresponde al desarrollo de un modelo notablemente compacto basado en una estructura metamaterial 5x5, con unas dimensiones aproximadas de tan solo 6 cm de lado. Para esta configuración se alcanzó un ancho de banda útil cercano a 1 GHz, un resultado especialmente relevante teniendo en cuenta que muchos diseños equivalentes requieren estructuras de mayores dimensiones y coste.

La validación en laboratorio se centró principalmente en el segundo gran hito del trabajo: un polarizador 7x7 capaz de realizar una conversión de alta calidad en prácticamente toda la banda X. En simulación, la estructura alcanza un funcionamiento comprendido entre los 8.86 y los 12.0 GHz en su posición estándar, mientras que experimentalmente se logró validar un rango entre los 8.75 y los 11.43 GHz tras aplicar una rotación mecánica de 90°. Uno de los aspectos más prometedores de este resultado es que todavía existe margen de optimización para aproximar aún más la respuesta experimental a los límites teóricos obtenidos en CST, comprendidos entre los 8.25 y los 12.0 GHz.

En lo relativo a las simulaciones realizadas en CST, surgieron importantes desafíos computacionales al trabajar con estructuras de dimensiones iguales o superiores a 6x6 celdas, ya que el cálculo de campos en campo lejano (far-field) requiere una elevada capacidad de procesamiento. Debido a ello, fue necesario recurrir a equipos con mayor capacidad de procesamiento.

Asimismo, la coordinación logística necesaria para la fabricación de los prototipos supuso otro reto relevante, especialmente debido a los tiempos de producción y transporte desde China.

De cara a futuras líneas de trabajo, resultaría especialmente interesante disponer de sistemas de computación de alto rendimiento con mayores capacidades. Esto no solo permitiría abordar estructuras más complejas y de mayores dimensiones, sino también optimizar significativamente los tiempos de simulación de los modelos estándar, reduciendo tiempos de cálculo que en algunos casos llegaron a superar las 72 horas.

Finalmente, tal y como se introdujo al inicio de este documento, las aplicaciones potenciales de este sistema son muy numerosas, especialmente dentro del sector aeroespacial, donde existe una demanda creciente de antenas compactas y de bajo coste frente a las soluciones comerciales actuales. A corto plazo, el principal objetivo consiste en consolidar y refinar los resultados obtenidos para evolucionar el prototipo hacia una posible fase de transferencia tecnológica o comercialización, especialmente en plataformas de dimensiones reducidas como pequeños satélites o vehículos aéreos no tripulados (drones).

La relevancia de esta investigación resulta especialmente prometedora debido a la escasez de publicaciones que presenten estructuras tan compactas capaces de alcanzar prestaciones similares. De hecho, se ha conseguido incrementar de forma significativa el ancho de banda de conversión respecto a otros trabajos basados en geometrías similares, los cuales habitualmente apenas alcanzan anchos de banda cercanos a 1 GHz. Tras continuar refinando los métodos experimentales y optimizando el sistema de medida, el diseño desarrollado presenta un elevado potencial para futuras aplicaciones dentro del sector.

## 8. REFLEXIÓN Y VALORACIÓN PERSONAL

Tras finalizar este trabajo de investigación, he podido comprobar que el mundo de las telecomunicaciones es mucho más amplio de lo que imaginaba y que, en muchas ocasiones, ramas de la disciplina que inicialmente pueden parecer menos atractivas terminan despertando un gran interés. Sin duda, este ha sido mi caso personal durante el desarrollo de este proyecto.

A lo largo de este documento se ha intentado realizar un análisis profundo y una justificación rigurosa de las decisiones adoptadas durante el diseño del polarizador. Todo este proceso ha supuesto además una primera toma de contacto con el ámbito de la investigación, resultando una experiencia enormemente enriquecedora que me ha permitido vivir situaciones habituales en este entorno: momentos de incertidumbre, frustración o resultados experimentales que inicialmente no coincidían con lo esperado en simulación.

A pesar de estas dificultades, finalmente se han alcanzado satisfactoriamente los objetivos planteados. Considero además fundamental destacar la importancia de la figura del tutor en este tipo de proyectos. En mi caso particular, he podido contar en todo momento con su apoyo y dedicación, tanto durante las fases más complejas del desarrollo experimental como en los momentos de mayor satisfacción al alcanzar los principales objetivos.

Sin duda, este trabajo no habría podido desarrollarse de la misma manera sin el compromiso y la implicación demostrada por mi tutor junto con su grupo de investigación, motivo por el cual quiero agradecer expresamente toda la ayuda prestada durante este proyecto. Asimismo, los resultados obtenidos han abierto la posibilidad de realizar una futura publicación científica, algo especialmente gratificante tratándose de una primera experiencia investigadora.

En conclusión, se han alcanzado satisfactoriamente todos los objetivos planteados y, probablemente, lo más bonito de todo el proceso haya sido la oportunidad de contribuir modestamente al desarrollo de una línea de investigación con potencial de continuidad futura. Además, los resultados obtenidos permiten vislumbrar posibles aplicaciones tecnológicas e incluso una futura evolución hacia proyectos empresariales relacionados con este diseño.



## 9. REFERENCIAS

- [1] M. N. Sweeting, «Modern Small Satellites-Changing the Economics of Space», *Proc. IEEE*, vol. 106, n.º 3, pp. 343-361, mar. 2018, doi: 10.1109/JPROC.2018.2806218.
- [2] «ESA - Satellite frequency bands». Accedido: 26 de abril de 2026. [En línea]. Disponible en: [https://www.esa.int/Applications/Connectivity\\_and\\_Secure\\_Communications/Satellite\\_frequency\\_bands](https://www.esa.int/Applications/Connectivity_and_Secure_Communications/Satellite_frequency_bands)
- [3] «Desacoplo de polarización». Accedido: 26 de abril de 2026. [En línea]. Disponible en: <https://riunet.upv.es/entities/publication/352f8eac-fd42-469d-b64f-d0b878a5c7ff>
- [4] N. Engheta y R. W. Ziolkowski, *Metamaterials: physics and engineering explorations*. Hoboken, NJ IEEE Press: Wiley, 2006.
- [5] Y. Jiang, M. Li, J. Wang, X. Huang, y S. Zhang, «A Metamaterial-Based Cross-Polarization Converter Characterized by Wideband and High Efficiency», *Crystals*, vol. 13, n.º 1, p. 17, dic. 2022, doi: 10.3390/cryst13010017.
- [6] G. J. Molina-Cuberos, Á. J. García-Collado, I. Barba, y J. Margineda, «A Reconfigurable Metasurface for Linear-to-Circular Polarization Conversion Using Mechanical Rotation», *Electronics*, vol. 14, n.º 18, p. 3639, sep. 2025, doi: 10.3390/electronics14183639.
- [7] J. S. Seybold, *Introduction to RF propagation*. Hoboken, N.J: Wiley, 2005.
- [8] Y. Kaya, «Cheaper, Wide-Band, Ultra-Thin, and Multi-Purpose Single-Layer Metasurface Polarization Converter Design for C-, X-, and Ku-Band Applications», *Symmetry*, vol. 15, n.º 2, p. 442, feb. 2023, doi: 10.3390/sym15020442.
- [9] R. E. Collin, *Foundations for microwave engineering*, 2nd ed. en IEEE Press series on electromagnetic wave theory. New York: IEEE Press, 2001.
- [10] D. M. Pozar, *Microwave engineering*, Fourth edition. Hoboken, NJ: John Wiley & Sons, Inc, 2012.
- [11] «Mi-Wave | Advanced RF, Millimeter Wave & R&D Solutions for Defense & Industry». Accedido: 26 de abril de 2026. [En línea]. Disponible en: <https://www.miww.com/>
- [12] Z. Yang, T. Wu, S. Zhang, Z. Liu, D. Yang, y W. Cao, «A Broad-Band Wide-Angle Linear-to-Circular Polarization Converter Based on Stripline Metasurface», *IEEE Access*, vol. 9, pp. 163204-163213, 2021, doi: 10.1109/ACCESS.2021.3134064.
- [13] Sancho, R., Cardeña, A., Baudoux, A., Barba, D., y Gálvez, F., «Efecto de la repetición de celdas unidad BCC en el comportamiento de estructuras de Ti6Al4V fabricadas aditivamente», en *Anales de Mecánica de la Fractura (Vol. 8)*, Madrid, España: Sociedad Española de Integridad Estructural (SEIE-GEF), 2024. [En línea]. Disponible en: <https://gef.es/wp-content/uploads/2025/02/revista-espanola-mecanica-fractura-vol8-julio2024.pdf>
- [14] «Metamaterial», *Wikipedia, la enciclopedia libre*. 14 de noviembre de 2025. Accedido: 26 de abril de 2026. [En línea]. Disponible en: <https://es.wikipedia.org/w/index.php?title=Metamaterial&oldid=170492281>

- [15] Ministerio de Defensa, «Los metamateriales y sus aplicaciones en defensa», Dirección General de Armamento y Material (DGAM), Madrid, España, Monografías del SOPT 9, 2021.
- [16] «Refracción negativa - Metamaterial - Wikipedia, la enciclopedia libre». Accedido: 26 de abril de 2026. [En línea]. Disponible en: [https://es.wikipedia.org/wiki/Metamaterial#/media/Archivo:Refracci%C3%B3n\\_negativa.svg](https://es.wikipedia.org/wiki/Metamaterial#/media/Archivo:Refracci%C3%B3n_negativa.svg)
- [17] «LA COPA DE LICURGO – Centro de Estudios Internacionales Hermes». Accedido: 26 de abril de 2026. [En línea]. Disponible en: <https://www.hermesinstitut.org/2024/02/08/la-copa-de-licurgo/>
- [18] C. A. Balanis, *Antenna theory: analysis and design*, 3rd. ed. Hoboken, N.J: Wiley-Interscience, 2005.
- [19] Z. Hao, Z. Lu, X. Li, X. Zhao, Z. Li, y X. Liu, «A Secure Satellite Transmission Technique via Directional Variable Polarization Modulation with MP-WFRFT», *Aerospace*, vol. 12, n.º 8, p. 690, jul. 2025, doi: 10.3390/aerospace12080690.
- [20] «Polarización de las ondas electromagnéticas. Fuente.(Mayorga Torres, 2013)». Accedido: 27 de abril de 2026. [En línea]. Disponible en: [https://www.researchgate.net/figure/Figura-3-Polarizacion-de-las-ondas-electromagneticas-FuenteMayorga-Torres-2013\\_fig2\\_354131944](https://www.researchgate.net/figure/Figura-3-Polarizacion-de-las-ondas-electromagneticas-FuenteMayorga-Torres-2013_fig2_354131944)
- [21] «a) Polarización circular derecha (R). b) Polarización circular...» Accedido: 27 de abril de 2026. [En línea]. Disponible en: [https://www.researchgate.net/figure/a-Polarizacion-circular-derecha-R-b-Polarizacion-circular-izquierda-L-c\\_fig2\\_367165241](https://www.researchgate.net/figure/a-Polarizacion-circular-derecha-R-b-Polarizacion-circular-izquierda-L-c_fig2_367165241)
- [22] «Isotropía/Anisotropía». Accedido: 27 de abril de 2026. [En línea]. Disponible en: <http://edafologia.ugr.es/optmine/intro/isoanis.htm>
- [23] G. J. Molina-Cuberos, Á. J. García-Collado, P. P. Saavedra, y J. Margineda, «Full X-Band Reconfigurable Linear-to-Circular Polarization Converter Based on a Continuous Meander-Line Staircase Metasurface», *Electronics*, vol. 15, n.º 10, p. 2111, may 2026, doi: 10.3390/electronics15102111.
- [24] «Electromagnetic metasurface», *Wikipedia*. 2 de febrero de 2026. Accedido: 27 de abril de 2026. [En línea]. Disponible en: [https://en.wikipedia.org/w/index.php?title=Electromagnetic\\_metasurface&oldid=1336124793](https://en.wikipedia.org/w/index.php?title=Electromagnetic_metasurface&oldid=1336124793)
- [25] J. B. Pendry, A. J. Holden, D. J. Robbins, y W. J. Stewart, «Magnetism from conductors and enhanced nonlinear phenomena», *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 47, n.º 11, pp. 2075-2084, nov. 1999, doi: 10.1109/22.798002.
- [26] «PCB Antenna Design: Principles, Techniques, and Practical Considerations - Andwin Circuits». Accedido: 27 de abril de 2026. [En línea]. Disponible en: <https://www.andwinpcb.com/pcb-antenna-design-principles-techniques-and-practical-considerations/>
- [27] A. Taflove, S. C. Hagness, y M. Picket-May, «Computational Electromagnetics: The Finite-Difference Time-Domain Method», en *The Electrical Engineering Handbook*, Elsevier, 2005, pp. 629-670. doi: 10.1016/B978-012170960-0/50046-3.
- [28] T.-K. Wu, «Frequency Selective Surfaces», en *Encyclopedia of RF and Microwave Engineering*, 1.ª ed., K. Chang, Ed., Wiley, 2005. doi: 10.1002/0471654507.eme133.

- [29] A. González Rodríguez, «Modelado circuital de superficies metálicas 3D selectivas en frecuencia para su uso en estructuras radiantes», *Univ. Autónoma Madr.*, jun. 2021.
- [30] G. Mateo López, «Modelado circuital de diferentes configuraciones de antenas Microstrip», *Univ. Autónoma Barc.*, jun. 2013.
- [31] N. Engheta y R. W. Ziolkowski, «A positive future for double-negative metamaterials», *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 53, n.º 4, pp. 1535-1556, abr. 2005, doi: 10.1109/TMTT.2005.845188.
- [32] L. Zhang *et al.*, «Space-time-coding digital metasurfaces», *Nat. Commun.*, vol. 9, n.º 1, p. 4334, oct. 2018, doi: 10.1038/s41467-018-06802-0.
- [33] A. Epstein y G. V. Eleftheriades, «Passive Lossless Huygens Metasurfaces for Conversion of Arbitrary Source Field to Directive Radiation», *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 62, n.º 11, pp. 5680-5695, nov. 2014, doi: 10.1109/TAP.2014.2354419.
- [34] L. Tan, D. Wang, y K.-D. Xu, «Terahertz metamaterials for spectrum modulation: structural design, materials and applications», *Mater. Des.*, vol. 244, p. 113217, ago. 2024, doi: 10.1016/j.matdes.2024.113217.
- [35] S. Chatterjee, Y. Gupta, S. K. Sharma, y S. Bhattacharyya, «Design of a Wideband Transmitarray (TA) Antenna With Subwavelength Thin Metasurface», *IEEE Open J. Antennas Propag.*, vol. 6, n.º 6, pp. 1728-1740, dic. 2025, doi: 10.1109/OJAP.2025.3594893.
- [36] M. I. Skolnik, *Introduction to radar systems*, 2d ed. New York: McGraw-Hill, 1980.
- [37] G. Maral, M. Bousquet, y Z. Sun, *Satellite communications systems: systems, techniques and technology*, 5th ed. revised. Chichester: Wiley, 2009.



## 10. ANEXOS

Enlace de acceso al repositorio de Github

[https://github.com/mpascual71/TFG\\_Marcos\\_Pascual\\_Goberna.git](https://github.com/mpascual71/TFG_Marcos_Pascual_Goberna.git)

### 10.1. Anexo 1. Código de procesamiento y representación del parámetro $S_{11}$ para la optimización de la antena.

```
clc;
clear;
close all;

%% =====
%% ANTENA CON INSERCIÓN
%% =====

plot_s11_file('datosmejoradaotacionantenaSMAconentradas- Antena con
insercción.txt', ...
    'Respuesta en frecuencia de la antena optimizada (Lp=6.9,
Lpc=2.5)', ...
    'Final', ...
    1); % Solo una curva

%% =====
%% PRIMER BARRIDO LP
%% =====

plot_s11_file('PrimerbarridoLP.txt', ...
    'Primer barrido paramétrico: Lp (8-12 GHz)', ...
    'Lp', ...
    [6.7 6.825 6.95 7.075 7.2]);

%% =====
%% SEGUNDO BARRIDO Lpc
%% =====

plot_s11_file('SegundabarridoLpc.txt', ...
    'Segundo barrido paramétrico: Lpc (Lp = 7.1 mm)', ...
    'Lpc', ...
    [2.1 2.2 2.3 2.4 2.5]);

%% =====
%% ÚLTIMO BARRIDO LP
%% =====

plot_s11_file('UltimobarridoLP.txt', ...
    'Ajuste fino de Lp para centrado de frecuencia (Lpc = 2.5 mm)',
...
    'Lp', ...
    [6.8 6.85 6.9 6.95 7]);
```

```
%% =====
%% FUNCIÓN
%% =====

function plot_s11_file(filename, titulo, param_name, param_values)

    % Detectar opciones de importación
    opts = detectImportOptions(filename, 'FileType','text');
    opts.CommentStyle = '#';

    % Leer datos
    data = readmatrix(filename, opts);

    % Extraer columnas
    f = data(:,1);
    S11 = data(:,2);

    % Detectar nuevos sweeps
    idx = [1; find(diff(f) < 0) + 1; length(f)+1];
    num_sweeps = length(idx)-1;

    figure;
    hold on;
    grid on;

    legend_entries = cell(num_sweeps,1);

    for k = 1:num_sweeps
        i1 = idx(k);
        i2 = idx(k+1)-1;

        plot(f(i1:i2), S11(i1:i2), 'LineWidth', 1.5);

        if num_sweeps == 1
            legend_entries{k} = titulo;
        else
            legend_entries{k} = [param_name ' = ' num2str(param_values(k)) '
mm'];
        end
    end

    xlabel('Frecuencia (GHz)');
    ylabel('S_{11} (dB)');
    title(titulo);
    yline(-10,'--r','-10 dB');

    legend(legend_entries, 'Location','best');

end
```

## 10.2. Anexo 2. Código de procesamiento base para la caracterización de campo y parámetros de polarización de la metasuperficie.

```

clc;
clear;
close all;

%% =====
% LISTA DE ARCHIVOS
%% =====

archivos_campo = {
    'campoelectrico15_2.txt'
};

archivos_fase = {
    'fase_15_2.txt'
};

% Nombres que aparecerán en la leyenda
nombres = {
    'simulacion final MTM 5x5 distancia 15.2mm'
};

};

nCasos = length(archivos_campo);
colores = lines(nCasos);

%% =====
% 1) CAMPO ELÉCTRICO EN BRUTO (E_X y E_Y)
%% =====

figure
hold on
grid on

for k = 1:nCasos

    data = readmatrix(archivos_campo{k}, ...
        'FileType','text','CommentStyle','#');

    N = size(data,1)/2;

    freq = data(1:N,1);
    E_X = data(1:N,2);
    E_Y = data(N+1:end,2);

    % E_X (línea continua)
    plot(freq, E_X, ...
        'LineWidth',1.6, ...
        'Color',colores(k,:), ...
        'LineStyle','- ', ...
        'DisplayName', [nombres{k} ' - E_X']);

    % E_Y (línea discontinua)
    plot(freq, E_Y, ...
        'LineWidth',1.6, ...
        'Color',colores(k,:), ...

```

```

        'LineStyle','--', ...
        'DisplayName', [nombres{k} ' - E_Y']);

end

xlabel('Frecuencia (GHz)')
ylabel('Campo eléctrico (dB)')
title('Campo eléctrico E_X y E_Y a 15.2 mm de distancia MTM 5x5')
legend('Location','best')
hold off

%% =====
% 2) DIFERENCIA DE CAMPO ( $\Delta E$ )
%% =====

figure
hold on
grid on

for k = 1:nCasos

    data = readmatrix(archivos_campo{k}, ...
        'FileType','text','CommentStyle','#');

    N = size(data,1)/2;

    freq = data(1:N,1);
    E_X = data(1:N,2);
    E_Y = data(N+1:end,2);

    Delta_E = E_X - E_Y;

    plot(freq, Delta_E, ...
        'LineWidth',1.8, ...
        'Color',colores(k,:), ...
        'DisplayName', nombres{k});

    fprintf('\n===== %s =====\n', nombres{k});
    fprintf('Max  $\Delta E$ : %.3f dB\n', max(Delta_E));
    fprintf('Min  $\Delta E$ : %.3f dB\n', min(Delta_E));
    fprintf('Rango: %.3f dB\n', max(Delta_E)-min(Delta_E));

end

% Límites  $\pm 3$  dB (sin aparecer en leyenda)
yline(3,'r--','LineWidth',1,'HandleVisibility','off')
yline(-3,'r--','LineWidth',1,'HandleVisibility','off')

xlabel('Frecuencia (GHz)')
ylabel('E_X - E_Y (dB)')
title('Comparación diferencia de campo MTM 5x5 a 15.2mm')
legend('Location','best')
hold off

%% =====
% 3) FASES EN BRUTO (PHI_X y PHI_Y) - ESTILO AZUL
%% =====
figure('Color','w')
hold on

```

```

grid on
for k = 1:nCasos

    % Leer los datos de fase del archivo
    fid = fopen(archivos_fase{k},'r');
    C = textscan(fid,'%f %f','CommentStyle','#');
    fclose(fid);

    data = [C{1} C{2}];
    N = length(data)/2;

    f = data(1:N,1);
    phi_x_raw = data(1:N,2); % Fase componente X
    phi_y_raw = data(N+1:end,2); % Fase componente Y

    % Definir el color azul de tus gráficas de Axial Ratio
    colorAzul = [0 0.4470 0.7410];

    % PHI_X (Línea continua azul)
    plot(f, phi_x_raw, ...
        'LineWidth',1.8, ...
        'Color',colorAzul, ...
        'LineStyle','- ', ...
        'DisplayName', [nombres{k} ' - \phi_X']);

    % PHI_Y (Línea discontinua azul para diferenciar, como en tus campos E)
    plot(f, phi_y_raw, ...
        'LineWidth',1.8, ...
        'Color',colorAzul, ...
        'LineStyle','-- ', ...
        'DisplayName', [nombres{k} ' - \phi_Y']);

end

% Configuración de ejes profesional
ylim([-180 180])
yticks(-180:45:180)
xlabel('Frecuencia (GHz)')
ylabel('Fase del campo eléctrico (deg)')
title('Fases en bruto \phi_X y \phi_Y MTM 5x5 a 15.2mm')
legend('Location','southeast')
hold off

%% =====
% 4) ERROR RESPECTO A 90° (POL. CIRCULAR)
%% =====

figure
hold on
grid on

for k = 1:nCasos

    fid = fopen(archivos_fase{k},'r');
    C = textscan(fid,'%f %f','CommentStyle','#');
    fclose(fid);

    data = [C{1} C{2}];
    N = length(data)/2;

```

```

f = data(1:N,1);
phi_x_raw = data(1:N,2);
phi_y_raw = data(N+1:end,2);

phi_x = rad2deg(unwrap(deg2rad(phi_x_raw)));
phi_y = rad2deg(unwrap(deg2rad(phi_y_raw)));

delta_phi = wrapTo180(phi_y - phi_x);

error_90 = min(abs(wrapTo180(delta_phi - 90)), ...
               abs(wrapTo180(delta_phi + 90)));

plot(f, error_90, ...
     'LineWidth',1.8, ...
     'Color',colores(k,:), ...
     'DisplayName', nombres{k});

fprintf('\n==== %s =====\n', nombres{k});
fprintf('Error medio: %.2f°\n', mean(error_90));
fprintf('Error máximo: %.2f°\n', max(error_90));

end

yline(10,'r--','HandleVisibility','off')
yline(25,'k--','HandleVisibility','off')

xlabel('Frecuencia (GHz)')
ylabel('Error respecto a 90° (deg)')
title('Desviación de polarización circular ideal campo MTM 5x5 a 15.2mm')
legend('Location','best')
hold off

%% =====
% 5) SENTIDO DE POLARIZACIÓN (RHCP / LHCP)
%% =====

figure
hold on
grid on

for k = 1:nCasos

    fid = fopen(archivos_fase{k},'r');
    C = textscan(fid,'%f %f','CommentStyle','#');
    fclose(fid);

    data = [C{1} C{2}];
    N = length(data)/2;

    f = data(1:N,1);
    phi_x_raw = data(1:N,2);
    phi_y_raw = data(N+1:end,2);

    phi_x = rad2deg(unwrap(deg2rad(phi_x_raw)));
    phi_y = rad2deg(unwrap(deg2rad(phi_y_raw)));

    delta_phi = wrapTo180(phi_y - phi_x);

```

```

plot(f, delta_phi, ...
     'LineWidth',1.8, ...
     'Color',colores(k,:), ...
     'DisplayName', nombres{k});

media_delta = mean(delta_phi);

if media_delta > 0
    tipo = 'RHCP (Derecha)';
else
    tipo = 'LHCP (Izquierda)';
end

fprintf('Sentido dominante (%s): %s\n', nombres{k}, tipo);

end

yline(90,'b--','HandleVisibility','off')
yline(-90,'r--','HandleVisibility','off')

xlabel('Frecuencia (GHz)')
ylabel('\Delta\phi = \phi_X - \phi_Y (deg)')
title('Sentido de polarización circular campo MTM 5x5 a 15.2mm')
legend('Location','best')
hold off

%% =====
% 6) AXIAL RATIO
%% =====

figure
hold on
grid on

for k = 1:nCasos

    %% Leer campo
    data = readmatrix(archivos_campo{k}, ...
        'FileType','text','CommentStyle','#');

    N = size(data,1)/2;

    freq = data(1:N,1);
    Ex_dB = data(1:N,2);
    Ey_dB = data(N+1:end,2);

    % Pasar de dB a lineal
    Ex = 10.^(Ex_dB/20);
    Ey = 10.^(Ey_dB/20);

    %% Leer fase
    fid = fopen(archivos_fase{k},'r');
    C = textscan(fid,'%f %f','CommentStyle','#');
    fclose(fid);

    data_f = [C{1} C{2}];

```

```

phi_x_raw = data_f(1:N,2);
phi_y_raw = data_f(N+1:end,2);

phi_x = unwrap(deg2rad(phi_x_raw));
phi_y = unwrap(deg2rad(phi_y_raw));

delta = phi_x - phi_y;    % en radianes

%% Calculo Axial Ratio

num = Ex.^2 + Ey.^2 + ...
      sqrt((Ex.^2 - Ey.^2).^2 + 4*(Ex.^2).*(Ey.^2).*(cos(delta)).^2);

den = Ex.^2 + Ey.^2 - ...
      sqrt((Ex.^2 - Ey.^2).^2 + 4*(Ex.^2).*(Ey.^2).*(cos(delta)).^2);

AR = sqrt(num ./ den);

AR_dB = 20*log10(AR);

plot(freq, AR_dB, ...
      'LineWidth',1.8, ...
      'Color',colores(k,:), ...
      'DisplayName', nombres{k});

fprintf('\n===== AXIAL RATIO %s =====\n', nombres{k});
fprintf('AR mínimo: %.2f dB\n', min(AR_dB));
fprintf('AR medio: %.2f dB\n', mean(AR_dB));

end

% Límite típico polarización circular
yline(3,'r--','HandleVisibility','off')

xlabel('Frecuencia (GHz)')
ylabel('Axial Ratio (dB)')
title('Axial Ratio vs Frecuencia campo MTM 5x5 a 15.2mm')
legend('Location','best')
hold off

```

### 10.3. Anexo 3. Código avanzado de post-procesamiento electromagnético para el cálculo de eficiencias de conversión (PCE y LTC) y elipticidad en la metasuperficie

```

clc;
clear;
close all;

%% =====
% LISTA DE ARCHIVOS
%% =====

archivos_campo = {
    'Ex Ey 525.62 dB.txt'
};

archivos_fase = {
    'Ex Ey 525.62 fases.txt'
};

% Nombres que aparecerán en la leyenda
nombres = {
    'simulacion final MTM 7x7 distancia 15.2mm'
};

};

nCasos = length(archivos_campo);
colores = lines(nCasos);

%% =====
% 1) CAMPO ELÉCTRICO EN BRUTO (E_X y E_Y)
%% =====

figure
hold on
grid on

for k = 1:nCasos

    data = readmatrix(archivos_campo{k}, ...
        'FileType','text','CommentStyle','#');

    N = size(data,1)/2;

    freq = data(1:N,1);
    E_X = data(1:N,2);
    E_Y = data(N+1:end,2);

    % E_X (línea continua)
    plot(freq, E_X, ...
        'LineWidth',1.6, ...
        'Color',colores(k,:), ...
        'LineStyle','- ', ...
        'DisplayName', [nombres{k} ' - E_X']);

    % E_Y (línea discontinua)
    plot(freq, E_Y, ...

```

## Estudio de un polarizador reconfigurable implementado con UCAM metasuperficie basado en la estructura “Staircase-Shaped”

```

        'LineWidth',1.6, ...
        'Color',colores(k,:), ...
        'LineStyle','--', ...
        'DisplayName', [nombres{k} ' - E_Y']);

end

xlabel('Frecuencia (GHz)')
ylabel('Campo eléctrico (dB)')
title('Campo eléctrico E_X y E_Y a 15.2 mm de distancia MTM 7x7')
legend('Location','best')
hold off

%% =====
% 2) DIFERENCIA DE CAMPO ( $\Delta E$ )
%% =====

figure
hold on
grid on

for k = 1:nCasos

    data = readmatrix(archivos_campo{k}, ...
        'FileType','text','CommentStyle','#');

    N = size(data,1)/2;

    freq = data(1:N,1);
    E_X = data(1:N,2);
    E_Y = data(N+1:end,2);

    Delta_E = E_X - E_Y;

    plot(freq, abs(Delta_E), ...
        'LineWidth',1.8, ...
        'Color',colores(k,:), ...
        'DisplayName', nombres{k});

    fprintf('\n===== %s =====\n', nombres{k});
    fprintf('Max  $\Delta E$ : %.3f dB\n', max(Delta_E));
    fprintf('Min  $\Delta E$ : %.3f dB\n', min(Delta_E));
    fprintf('Rango: %.3f dB\n', max(Delta_E)-min(Delta_E));

end

% Límites  $\pm 3$  dB (sin aparecer en leyenda)
yline(3,'r--','LineWidth',1,'HandleVisibility','off')

xlabel('Frecuencia (GHz)')
ylabel('|E_X - E_Y| (dB)')
title('Comparación diferencia de campo MTM 7x7 a 15.2mm')
legend('Location','best')
hold off

%% =====
% 3) FASES EN BRUTO (PHI_X y PHI_Y) - ESTILO AZUL
%% =====

```

```

figure('Color', 'w')
hold on
grid on
for k = 1:nCasos

    % Leer los datos de fase del archivo
    fid = fopen(archivos_fase{k}, 'r');
    C = textscan(fid, '%f %f', 'CommentStyle', '#');
    fclose(fid);

    data = [C{1} C{2}];
    N = length(data)/2;

    f = data(1:N,1);
    phi_x_raw = data(1:N,2); % Fase componente X
    phi_y_raw = data(N+1:end,2); % Fase componente Y

    % Definir el color azul de tus gráficas de Axial Ratio
    colorAzul = [0 0.4470 0.7410];

    % PHI_X (Línea continua azul)
    plot(f, phi_x_raw, ...
        'LineWidth',1.8, ...
        'Color',colorAzul, ...
        'LineStyle','- ', ...
        'DisplayName', [nombres{k} ' - \phi_X']);

    % PHI_Y (Línea discontinua azul para diferenciar, como en tus campos E)
    plot(f, phi_y_raw, ...
        'LineWidth',1.8, ...
        'Color',colorAzul, ...
        'LineStyle','-- ', ...
        'DisplayName', [nombres{k} ' - \phi_Y']);

end

% Configuración de ejes profesional
ylim([-180 180])
yticks(-180:45:180)
xlabel('Frecuencia (GHz)')
ylabel('Fase del campo eléctrico (deg)')
title('Fases en bruto \phi_X y \phi_Y MTM 7x7 a 15.2mm')
legend('Location','southeast')
hold off

%% =====
% 4) ERROR RESPECTO A 90° (POL. CIRCULAR)
%% =====

figure
hold on
grid on

for k = 1:nCasos

    fid = fopen(archivos_fase{k}, 'r');
    C = textscan(fid, '%f %f', 'CommentStyle', '#');
    fclose(fid);

```

## Estudio de un polarizador reconfigurable implementado con UCAM metasuperficie basado en la estructura “Staircase-Shaped”

```

data = [C{1} C{2}];
N = length(data)/2;

f = data(1:N,1);
phi_x_raw = data(1:N,2);
phi_y_raw = data(N+1:end,2);

phi_x = rad2deg(unwrap(deg2rad(phi_x_raw)));
phi_y = rad2deg(unwrap(deg2rad(phi_y_raw)));

delta_phi = wrapTo180(phi_y - phi_x);

error_90 = min(abs(wrapTo180(delta_phi - 90)), ...
               abs(wrapTo180(delta_phi + 90)));

plot(f, error_90, ...
      'LineWidth',1.8, ...
      'Color',colores(k,:), ...
      'DisplayName', nombres{k});

fprintf('\n===== %s =====\n', nombres{k});
fprintf('Error medio: %.2f°\n', mean(error_90));
fprintf('Error máximo: %.2f°\n', max(error_90));

end

yline(10,'r--','HandleVisibility','off')
yline(25,'k--','HandleVisibility','off')

xlabel('Frecuencia (GHz)')
ylabel('Error respecto a 90° (deg)')
title('Desviación de polarización circular ideal campo MTM 7x7 a 15.2mm')
legend('Location','best')
hold off

%% =====
% 5) SENTIDO DE POLARIZACIÓN (RHCP / LHCP)
%% =====

figure
hold on
grid on

for k = 1:nCasos

    fid = fopen(archivos_fase{k},'r');
    C = textscan(fid,'%f %f','CommentStyle','#');
    fclose(fid);

    data = [C{1} C{2}];
    N = length(data)/2;

    f = data(1:N,1);
    phi_x_raw = data(1:N,2);
    phi_y_raw = data(N+1:end,2);

    phi_x = rad2deg(unwrap(deg2rad(phi_x_raw)));
    phi_y = rad2deg(unwrap(deg2rad(phi_y_raw)));

```

```

    delta_phi = wrapTo180(phi_y - phi_x);

    plot(f, delta_phi, ...
        'LineWidth',1.8, ...
        'Color',colores(k,:), ...
        'DisplayName', nombres{k});

    media_delta = mean(delta_phi);

    if media_delta > 0
        tipo = 'RHCP (Derecha)';
    else
        tipo = 'LHCP (Izquierda)';
    end

    fprintf('Sentido dominante (%s): %s\n', nombres{k}, tipo);

end

yline(90,'b--','HandleVisibility','off')
yline(-90,'r--','HandleVisibility','off')

xlabel('Frecuencia (GHz)')
ylabel('\Delta\phi = \phi_X - \phi_Y (deg)')
title('Sentido de polarización circular campo MTM 7x7 a 15.2mm')
legend('Location','best')
hold off

%% =====
% 6) AXIAL RATIO
%% =====

figure
hold on
grid on

for k = 1:nCasos

    %% Leer campo
    data = readmatrix(archivos_campo{k}, ...
        'FileType','text','CommentStyle','#');

    N = size(data,1)/2;

    freq = data(1:N,1);
    Ex_dB = data(1:N,2);
    Ey_dB = data(N+1:end,2);

    % Pasar de dB a lineal
    Ex = 10.^(Ex_dB/20);
    Ey = 10.^(Ey_dB/20);

    %% Leer fase
    fid = fopen(archivos_fase{k},'r');
    C = textscan(fid,'%f %f','CommentStyle','#');
    fclose(fid);

```

## Estudio de un polarizador reconfigurable implementado con UCAM metasuperficie basado en la estructura "Staircase-Shaped"

```

data_f = [C{1} C{2}];

phi_x_raw = data_f(1:N,2);
phi_y_raw = data_f(N+1:end,2);

phi_x = unwrap(deg2rad(phi_x_raw));
phi_y = unwrap(deg2rad(phi_y_raw));

delta = phi_y - phi_x;    % en radianes

%% Calculo Axial Ratio

num = Ex.^2 + Ey.^2 + ...
      sqrt((Ex.^2 - Ey.^2).^2 + 4*(Ex.^2).*(Ey.^2).*(cos(delta)).^2);

den = Ex.^2 + Ey.^2 - ...
      sqrt((Ex.^2 - Ey.^2).^2 + 4*(Ex.^2).*(Ey.^2).*(cos(delta)).^2);

AR = sqrt(num ./ den);

AR_dB = 20*log10(AR);

plot(freq, AR_dB, ...
      'LineWidth',1.8, ...
      'Color',colores(k,:), ...
      'DisplayName', nombres{k});

fprintf('\n===== AXIAL RATIO %s =====\n', nombres{k});
fprintf('AR mínimo: %.2f dB\n', min(AR_dB));
fprintf('AR medio: %.2f dB\n', mean(AR_dB));

end

% Límite típico polarización circular
yline(3,'r--','HandleVisibility','off')

xlabel('Frecuencia (GHz)')
ylabel('Axial Ratio (dB)')
title('Axial Ratio vs Frecuencia campo MTM 7x7 a 15.2mm')
legend('Location','best')
hold off

%% =====
% 7) CÁLCULOS Y GRÁFICAS FINALES (VERSIÓN DEFINITIVA LHCP)
%% =====

% 1. Reconstrucción del fasor
% Es vital usar los valores LINEALES (Ex, Ey) que calculaste en la sección 6
Ex_c = Ex;
Ey_c = Ey .* exp(-1i * delta);

% 2. PCE - Eficiencia de conversión de polarización
% Nos dice cuánta potencia se "reparte" entre X e Y.
PCE = (abs(Ex_c).^2) ./ (abs(Ex_c).^2 + abs(Ey_c).^2);

% 3. Elipticidad (chi) - SEGÚN TU IMAGEN Y BALANIS
% Para delta = -90, esta fórmula da chi = -1 (LHCP)
num_chi = 2 * imag(Ex_c .* conj(Ey_c));
den_chi = abs(Ex_c).^2 + abs(Ey_c).^2;

```

```

chi = num_chi ./ den_chi;

% 4. LTC - Eficiencias de conversión a Circular
% Para que chi = -1 resulte en eta_LHCP = 1 (100%):
eta_LHCP = 0.5 * (1 - chi);
eta_RHCP = 0.5 * (1 + chi);

% --- Generación de Gráficas ---

% Gráfica PCE
figure;
plot(freq, PCE, 'LineWidth', 2, 'Color', [0.85 0.32 0.09]);
title('PCE - Eficiencia de conversión de polarización con MTM 7x7 a 15.2mm');
xlabel('Frecuencia (GHz)'); ylabel('PCE'); grid on;

% Gráfica Elipticidad (Chi)
figure;
plot(freq, chi, 'Color', [0.46 0.67 0.18], 'LineWidth', 2);
title('Elipticidad con MTM 7x7 a 15.2mm (\chi)');
xlabel('Frecuencia (GHz)'); ylabel('\chi');
yline(1, 'k--', 'RHCP');
yline(-1, 'k--', 'LHCP'); % Ahora verás que la línea verde baja a -1 (LHCP)
yline(0, 'k:');
ylim([-1.1 1.1]); grid on;

% Gráfica LTC (Eficiencias)
figure;
plot(freq, eta_RHCP, 'r', 'LineWidth', 2, 'DisplayName', '\eta RHCP'); hold on;
plot(freq, eta_LHCP, 'b', 'LineWidth', 2, 'DisplayName', '\eta LHCP');
title('Conversión de polarización Lineal a Circular (LTC) con MTM 7x7 a 15.2mm');
xlabel('Frecuencia (GHz)'); ylabel('Eficiencia (\eta)');
grid on; legend('Location', 'best');

```

#### 10.4. Anexo 4. Código de post-procesamiento y representación del patrón de radiación bidimensional en coordenadas polares.

```
%%
clear; clc; close all;

% 1. Leer los datos
T1 = readmatrix('antena_sin_MTM.txt', 'NumHeaderLines', 3);
T2 = readmatrix('curva_2.txt', 'NumHeaderLines', 3);

theta1 = T1(:, 1);
rho1    = T1(:, 2);

theta2 = T2(:, 1);
rho2    = T2(:, 2);

% --- EL TRUCO DEFINITIVO PARA LA CONTINUIDAD ---
% Convertimos el viaje de vuelta de CST (179 down to 0)
% en la continuación natural del círculo (181 up to 360).

idx1 = find(diff(theta1) < 0, 1);
if ~isempty(idx1)
    theta1(idx1+1:end) = 360 - theta1(idx1+1:end);
end

idx2 = find(diff(theta2) < 0, 1);
if ~isempty(idx2)
    theta2(idx2+1:end) = 360 - theta2(idx2+1:end);
end
% -----

% 2. Dibujar directamente de 0 a 360
figure;

polarplot(deg2rad(theta1), rho1, '-', ...
    'LineWidth', 2.5, ...
    'DisplayName', 'Antena sin MTM 7x7');

hold on;

polarplot(deg2rad(theta2), rho2, '--', ...
    'LineWidth', 2.5, ...
    'DisplayName', 'Antena con MTM 7x7');

% 3. Configuración visual tipo CST
ax = gca;

ax.ThetaZeroLocation = 'top';    % 0° arriba
ax.ThetaDir = 'clockwise';      % Sentido horario

% Límites radiales
g_min = floor(min([min(rho1), min(rho2)]));
g_max = ceil(max([max(rho1), max(rho2)]));

rlim([g_min g_max]);

% Divisiones radiales
rticks(linspace(g_min, g_max, 6));
```

```
% Etiqueta del eje radial
try
    % Para versiones modernas de MATLAB
    ax.RAxis.Label.String = 'Ganancia (dB)';
    ax.RAxis.Label.FontSize = 12;
catch
    % Compatibilidad con versiones antiguas
    text(0, g_max + 1, 'Ganancia (dB)', ...
        'HorizontalAlignment', 'center', ...
        'FontSize', 12);
end

% Mejorar visualización
ax.FontSize = 11;
grid on;

legend('Location', 'northeastoutside');

title('Patrón de Radiación Continuo');

hold off;
```

## 10.5. Anexo 5. Plot resultados experimentales

```
clc;
clear;
close all;

%% =====
% LISTA DE ARCHIVOS (Parejas X / Y)
%% =====
% Archivos para la componente E_X (Cross-polar / cr)
archivos_X = {
    'mu_fup_41cm_0deg.txt'
};

% Archivos para la componente E_Y (Co-polar / Co)
archivos_Y = {
    'mu_fup_41cm_90deg.txt'
};

% Nombres que aparecerán en la leyenda
nombres = {
    'Medicion Muestra MTM rotada 90 grados'
};

nCasos = length(archivos_X);
colores = lines(nCasos);

%% =====
% 1) CAMPO ELÉCTRICO EN BRUTO (E_X y E_Y en dB)
%% =====
figure
hold on
grid on
for k = 1:nCasos

    data_X = readmatrix(archivos_X{k}, 'FileType','text','CommentStyle','!');
    data_Y = readmatrix(archivos_Y{k}, 'FileType','text','CommentStyle','!');

    freq = data_X(:,1) / 1e9; % Convertir Hz a GHz

    % Pasar S21 lineal a dB para la gráfica
    E_X_dB = 20 * log10(data_X(:,4));
    E_Y_dB = 20 * log10(data_Y(:,4));

    % E_X (línea continua)
    plot(freq, E_X_dB, ...
        'LineWidth',1.6, ...
        'Color',colores(k,:), ...
        'LineStyle','- ', ...
        'DisplayName', [nombres{k} ' - E_X']);

    % E_Y (línea discontinua)
    plot(freq, E_Y_dB, ...
        'LineWidth',1.6, ...
        'Color',colores(k,:), ...
        'LineStyle','-- ', ...
        'DisplayName', [nombres{k} ' - E_Y']);

end
```

```

xlabel('Frecuencia (GHz)')
ylabel('Campo eléctrico (dB)')
title('Campo eléctrico E_X y E_Y (Magnitud S_{21})')
legend('Location','best')
hold off

%% =====
% 2) DIFERENCIA DE CAMPO ( $\Delta E$ )
%% =====
figure
hold on
grid on
for k = 1:nCasos

    data_X = readmatrix(archivos_X{k}, 'FileType','text','CommentStyle','!');
    data_Y = readmatrix(archivos_Y{k}, 'FileType','text','CommentStyle','!');

    freq = data_X(:,1) / 1e9;
    E_X_dB = 20 * log10(data_X(:,4));
    E_Y_dB = 20 * log10(data_Y(:,4));

    Delta_E = E_X_dB - E_Y_dB;

    plot(freq, abs(Delta_E), ...
        'LineWidth',1.8, ...
        'Color',colores(k,:), ...
        'DisplayName', nombres{k});

    fprintf('\n===== %s =====\n', nombres{k});
    fprintf('Max  $\Delta E$ : %.3f dB\n', max(Delta_E));
    fprintf('Min  $\Delta E$ : %.3f dB\n', min(Delta_E));
    fprintf('Rango: %.3f dB\n', max(Delta_E)-min(Delta_E));

end
ylene(3,'r--','LineWidth',1,'HandleVisibility','off')
xlabel('Frecuencia (GHz)')
ylabel('|E_X - E_Y (dB)|')
title('Comparación diferencia de campo (dB)')
legend('Location','best')
hold off

%% =====
% 3) FASES EN BRUTO ( $\Phi_X$  y  $\Phi_Y$ ) - ESTILO AZUL
%% =====
figure('Color','w')
hold on
grid on
for k = 1:nCasos

    data_X = readmatrix(archivos_X{k}, 'FileType','text','CommentStyle','!');
    data_Y = readmatrix(archivos_Y{k}, 'FileType','text','CommentStyle','!');

    freq = data_X(:,1) / 1e9;
    phi_x_raw = data_X(:,5); % Fase S21 componente X (grados)
    phi_y_raw = data_Y(:,5); % Fase S21 componente Y (grados)

    colorAzul = [0 0.4470 0.7410];

    %  $\Phi_X$  (Línea continua azul)

```

```

plot(freq, phi_x_raw, ...
     'LineWidth',1.8, ...
     'Color',colorAzul, ...
     'LineStyle','- ', ...
     'DisplayName', [nombres{k} ' - \phi_X']);

% PHI_Y (Línea discontinua azul)
plot(freq, phi_y_raw, ...
     'LineWidth',1.8, ...
     'Color',colorAzul, ...
     'LineStyle','-- ', ...
     'DisplayName', [nombres{k} ' - \phi_Y']);

end
ylim([-180 180])
yticks(-180:45:180)
xlabel('Frecuencia (GHz)')
ylabel('Fase del campo eléctrico (deg)')
title('Fases en bruto \phi_X y \phi_Y (Fase S_{21})')
legend('Location','southeast')
hold off

%% =====
% 4) ERROR RESPECTO A 90° (POL. CIRCULAR)
%% =====
figure
hold on
grid on
for k = 1:nCasos

    data_X = readmatrix(archivos_X{k}, 'FileType','text','CommentStyle','!');
    data_Y = readmatrix(archivos_Y{k}, 'FileType','text','CommentStyle','!');

    freq = data_X(:,1) / 1e9;
    phi_x_raw = data_X(:,5);
    phi_y_raw = data_Y(:,5);

    phi_x = rad2deg(unwrap(deg2rad(phi_x_raw)));
    phi_y = rad2deg(unwrap(deg2rad(phi_y_raw)));

    delta_phi = wrapTo180(phi_y - phi_x);

    error_90 = min(abs(wrapTo180(delta_phi - 90)), ...
                  abs(wrapTo180(delta_phi + 90)));

    plot(freq, error_90, ...
         'LineWidth',1.8, ...
         'Color',colores(k,:), ...
         'DisplayName', nombres{k});

    fprintf('\n===== %s =====\n', nombres{k});
    fprintf('Error medio: %.2f°\n', mean(error_90));
    fprintf('Error máximo: %.2f°\n', max(error_90));

end
yline(10,'r--','HandleVisibility','off')
yline(25,'k--','HandleVisibility','off')
xlabel('Frecuencia (GHz)')
ylabel('Error respecto a 90° (deg)')

```

```

title('Desviación de polarización circular ideal')
legend('Location','best')
hold off

%% =====
% 5) SENTIDO DE POLARIZACIÓN (RHCP / LHCP)
%% =====
figure
hold on
grid on
for k = 1:nCasos

    data_X = readmatrix(archivos_X{k}, 'FileType','text','CommentStyle','!');
    data_Y = readmatrix(archivos_Y{k}, 'FileType','text','CommentStyle','!');

    freq = data_X(:,1) / 1e9;
    phi_x_raw = data_X(:,5);
    phi_y_raw = data_Y(:,5);

    phi_x = rad2deg(unwrap(deg2rad(phi_x_raw)));
    phi_y = rad2deg(unwrap(deg2rad(phi_y_raw)));

    delta_phi = wrapTo180(phi_y - phi_x);

    plot(freq, delta_phi, ...
        'LineWidth',1.8, ...
        'Color',colores(k,:), ...
        'DisplayName', nombres{k});

    media_delta = mean(delta_phi);

    if media_delta > 0
        tipo = 'RHCP (Derecha)';
    else
        tipo = 'LHCP (Izquierda)';
    end

    fprintf('Sentido dominante (%s): %s\n', nombres{k}, tipo);

end
yline(90,'b--','HandleVisibility','off')
yline(-90,'r--','HandleVisibility','off')
xlabel('Frecuencia (GHz)')
ylabel('\Delta\phi = \phi_X - \phi_Y (deg)')
title('Sentido de polarización circular')
legend('Location','best')
hold off

%% =====
% 6) AXIAL RATIO
%% =====
figure
hold on
grid on
for k = 1:nCasos

    data_X = readmatrix(archivos_X{k}, 'FileType','text','CommentStyle','!');
    data_Y = readmatrix(archivos_Y{k}, 'FileType','text','CommentStyle','!');

```

## Estudio de un polarizador reconfigurable implementado con UCAM metasuperficie basado en la estructura “Staircase-Shaped”

```

freq = data_X(:,1) / 1e9;
Ex = data_X(:,4); % Columna 4 ya es lineal
Ey = data_Y(:,4); % Columna 4 ya es lineal

phi_x_raw = data_X(:,5);
phi_y_raw = data_Y(:,5);

phi_x = unwrap(deg2rad(phi_x_raw));
phi_y = unwrap(deg2rad(phi_y_raw));

delta = phi_y - phi_x; % en radianes

%% Cálculo Axial Ratio
num = Ex.^2 + Ey.^2 + ...
      sqrt((Ex.^2 - Ey.^2).^2 + 4*(Ex.^2).*(Ey.^2).*(cos(delta)).^2);

den = Ex.^2 + Ey.^2 - ...
      sqrt((Ex.^2 - Ey.^2).^2 + 4*(Ex.^2).*(Ey.^2).*(cos(delta)).^2);

AR = sqrt(num ./ den);
AR_dB = 20*log10(AR);

plot(freq, AR_dB, ...
      'LineWidth',1.8, ...
      'Color',colores(k,:), ...
      'DisplayName', nombres{k});

fprintf('\n===== AXIAL RATIO %s =====\n', nombres{k});
fprintf('AR mínimo: %.2f dB\n', min(AR_dB));
fprintf('AR medio: %.2f dB\n', mean(AR_dB));

end
yline(3,'r--','HandleVisibility','off')
xlabel('Frecuencia (GHz)')
ylabel('Axial Ratio (dB)')
title('Axial Ratio vs Frecuencia')
legend('Location','best')
hold off

%% =====
% 7) CÁLCULOS Y GRÁFICAS FINALES (VERSIÓN DEFINITIVA LHCP)
%% =====
% (Utiliza de forma automática las variables del último caso del bucle)

% 1. Reconstrucción del fasor
Ex_c = Ex;
Ey_c = Ey .* exp(-1i * delta);

% 2. PCE - Eficiencia de conversión de polarización
PCE = (abs(Ex_c).^2) ./ (abs(Ex_c).^2 + abs(Ey_c).^2);

% 3. Elipticidad (chi) - SEGÚN BALANIS
num_chi = 2 * imag(Ex_c .* conj(Ey_c));
den_chi = abs(Ex_c).^2 + abs(Ey_c).^2;
chi = num_chi ./ den_chi;

% 4. LTC - Eficiencias de conversión a Circular
eta_LHCP = 0.5 * (1 - chi);
eta_RHCP = 0.5 * (1 + chi);

```

```

% --- Generación de Gráficas ---
% Gráfica PCE
figure;
plot(freq, PCE, 'LineWidth', 2, 'Color', [0.85 0.32 0.09]);
title('PCE - Eficiencia de conversión de polarización');
xlabel('Frecuencia (GHz)'); ylabel('PCE'); grid on;

% Gráfica Elipticidad (Chi)
figure;
plot(freq, chi, 'Color', [0.46 0.67 0.18], 'LineWidth', 2);
title('Elipticidad (\chi)');
xlabel('Frecuencia (GHz)'); ylabel('\chi');
yline(1, 'k--', 'RHCP');
yline(-1, 'k--', 'LHCP');
yline(0, 'k:');
ylim([-1.1 1.1]); grid on;

% Gráfica LTC (Eficiencias)
figure;
plot(freq, eta_RHCP, 'r', 'LineWidth', 2, 'DisplayName', '\eta RHCP'); hold
on;
plot(freq, eta_LHCP, 'b', 'LineWidth', 2, 'DisplayName', '\eta LHCP');
title('Conversión de polarización Lineal a Circular (LTC)');
xlabel('Frecuencia (GHz)'); ylabel('Eficiencia (\eta)');
grid on; legend('Location', 'best');

```

## 10.6. Anexo 6: Plot coeficiente de reflexión experimental

```

clc; clear; close all;

% 1. Cargar datos de la Medición (VNA en Hz)
data_med = readmatrix('mu_fizq_41cm_0deg.txt', 'FileType', 'text',
'CommentStyle', '!');
freq_med = data_med(:,1) / 1e9;
S11_med = data_med(:,2);

% 2. Cargar datos de la Antena con Inserción (en GHz)
opts = detectImportOptions('datosmejoradaotacionantenaSMAconcentradas- Antena
con insercción.txt', 'FileType', 'text');
opts.CommentStyle = '#';
data_ins = readmatrix('datosmejoradaotacionantenaSMAconcentradas- Antena con
insercción.txt', opts);
freq_ins = data_ins(:,1);
S11_ins = data_ins(:,2);

% 3. Graficar la comparativa
figure('Color', 'w')
hold on; grid on;

plot(freq_med, S11_med, 'LineWidth', 2, 'Color', [0 0.447 0.741], ...
'DisplayName', 'Medición laboratorio');

plot(freq_ins, S11_ins, 'LineWidth', 2, 'Color', [0.85 0.325 0.098], ...
'DisplayName', 'Simulación CST');

```

```

yline(-10, '--r', 'LineWidth', 1.2, 'HandleVisibility', 'off');

xlabel('Frecuencia (GHz)')
ylabel('S_{11} (dB)')
title('Comparativa Parámetro S_{11}')
legend('Location', 'best')
hold off;

```

## 10.7. Anexo: 7 Comparativa Relación axial

```

clc; clear; close all;

%% 1. AXIAL RATIO SIMULADO
data_sim_E = readmatrix('Ex Ey 525.62 dB.txt', 'FileType', 'text',
    'CommentStyle', '#');
N_sim = size(data_sim_E, 1) / 2;
freq_sim = data_sim_E(1:N_sim, 1);

Ex_sim = 10.^(data_sim_E(1:N_sim, 2) / 20);
Ey_sim = 10.^(data_sim_E(N_sim+1:end, 2) / 20);

fid = fopen('Ex Ey 525.62 fases.txt', 'r');
C = textscan(fid, '%f %f', 'CommentStyle', '#'); fclose(fid);
delta_sim = unwrap(deg2rad(C{2}(N_sim+1:end))) -
    unwrap(deg2rad(C{2}(1:N_sim)));

num_sim = Ex_sim.^2 + Ey_sim.^2 + sqrt((Ex_sim.^2 - Ey_sim.^2).^2 +
    4*(Ex_sim.^2).*(Ey_sim.^2).*(cos(delta_sim)).^2);
den_sim = Ex_sim.^2 + Ey_sim.^2 - sqrt((Ex_sim.^2 - Ey_sim.^2).^2 +
    4*(Ex_sim.^2).*(Ey_sim.^2).*(cos(delta_sim)).^2);
AR_sim_dB = 20 * log10(sqrt(num_sim ./ den_sim));

%% 2. AXIAL RATIO MEDIDO
data_X = readmatrix('mu_fizq_41cm_0deg.txt', 'FileType', 'text',
    'CommentStyle', '!');
data_Y = readmatrix('mu_fizq_41cm_90deg.txt', 'FileType', 'text',
    'CommentStyle', '!');
freq_med = data_X(:,1) / 1e9;

Ex_med = data_X(:,4);
Ey_med = data_Y(:,4);
delta_med = unwrap(deg2rad(data_Y(:,5))) - unwrap(deg2rad(data_X(:,5)));

num_med = Ex_med.^2 + Ey_med.^2 + sqrt((Ex_med.^2 - Ey_med.^2).^2 +
    4*(Ex_med.^2).*(Ey_med.^2).*(cos(delta_med)).^2);
den_med = Ex_med.^2 + Ey_med.^2 - sqrt((Ex_med.^2 - Ey_med.^2).^2 +
    4*(Ex_med.^2).*(Ey_med.^2).*(cos(delta_med)).^2);
AR_med_dB = 20 * log10(sqrt(num_med ./ den_med));

%% 3. GRAFICAR COMPARATIVA
figure('Color', 'w')
hold on; grid on;

plot(freq_med, AR_med_dB, 'LineWidth', 2, 'Color', [0 0.447 0.741],
    'DisplayName', 'Medición Laboratorio');
plot(freq_sim, AR_sim_dB, 'LineWidth', 2, 'Color', [0.85 0.325 0.098],
    'DisplayName', 'Simulación CST');
yline(3, '--r', 'LineWidth', 1.2, 'HandleVisibility', 'off');

```

```
xlabel('Frecuencia (GHz)')
ylabel('Axial Ratio (dB)')
title('Comparativa de Axial Ratio en posición estandar')
legend('Location', 'best')
hold off;
```

