

UNIVERSIDAD POLITÉCNICA DE MADRID

**ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR
DE INGENIEROS DE TELECOMUNICACIÓN**



**GRADO EN INGENIERÍA DE
TECNOLOGÍAS Y SERVICIOS DE
TELECOMUNICACIÓN**

TRABAJO FIN DE GRADO

**DISEÑO DE UNA ANTENA
REFLECTARRAY EN BANDAS K Y KA
PARA ENLACES DE ALTA CAPACIDAD
DESDE NANOSATÉLITES**

JULIA VALDEOLMILLOS VARGAS

2024

GRADO EN TECNOLOGÍAS Y SERVICIOS DE TELECOMUNICACIÓN

TRABAJO FIN DE GRADO

Título: Diseño de una antena reflectarray en bandas K y Ka para enlaces de alta capacidad desde nanosatélites.
Autor: Dña. Julia Valdeolmillos Vargas
Tutor: D. José Daniel Martínez de Rioja del Nido
Departamento: Señales, Sistemas y Radiocomunicaciones

MIEMBROS DEL TRIBUNAL

Presidente: D.
Vocal: D.
Secretario: D.
Suplente: D.

Los miembros del tribunal arriba nombrados acuerdan otorgar la calificación de:
.....

Madrid, a de de 20...

UNIVERSIDAD POLITÉCNICA DE MADRID

**ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR
DE INGENIEROS DE TELECOMUNICACIÓN**



**GRADO EN INGENIERÍA DE TECNOLOGÍAS Y
SERVICIOS DE TELECOMUNICACIÓN**

TRABAJO FIN DE GRADO

**DISEÑO DE UNA ANTENA REFLECTARRAY
EN BANDAS K Y KA PARA ENLACES DE
ALTA CAPACIDAD DESDE NANOSATÉLITES**

JULIA VALDEOLMILLOS VARGAS

2024

RESUMEN

En las últimas décadas, el desarrollo de nanosatélites ha impulsado drásticamente la cantidad de lanzamientos para misiones en órbitas bajas, gracias a su bajo coste, rápido desarrollo en comparación con satélites convencionales y su potencial para ofrecer capacidades únicas en las telecomunicaciones. Sin embargo, la capacidad limitada de los nanosatélites para alojar sistemas de antena plantea la necesidad de desarrollar sistemas de comunicación adaptados a estas nuevas exigencias. En el ámbito de las comunicaciones de radar y a larga distancia, es crucial contar con antenas de alta ganancia, que históricamente se han basado en reflectores parabólicos o arrays. Los reflectores parabólicos presentan complicaciones en la fabricación debido a la superficie curvada, mientras que los arrays, aunque permiten la exploración del haz radiado, tienden a ser costosos en su diseño.

En este contexto, surgen los reflectarrays. Al emplear superficies reflectantes planas en lugar de curvas, combinan ventajas ofrecidas por reflectores parabólicos y arrays. Además, facilitan la exploración del haz radiado y, crucialmente, permiten mecanismos de despliegue más sencillos y fiables en comparación con las antenas parabólicas curvadas.

En este Trabajo de Fin de Grado (TFG), se aborda el diseño de una antena reflectarray para enlaces de alta capacidad desde nanosatélites, focalizando la atención en las bandas K y Ka. La antena busca lograr una conversión de polarización doble lineal a circular, operando a frecuencias de 19.7 GHz y 29.5 GHz para transmisión y recepción, respectivamente.

El capítulo inicial establece la relevancia de la tecnología de antenas reflectarray en nanosatélites CubeSat y presenta los objetivos del proyecto. El capítulo siguiente detalla la configuración y técnica de diseño de la antena, con una dimensión de 30 cm x 30 cm y 2601 celdas distribuidas en dos capas para las dos frecuencias. Se destaca el uso de la inclinación del alimentador y la disposición de los dipolos para lograr la conversión de polarización lineal a circular sin polarizador. Además, se selecciona un CubeSat de 3U para alojar la antena, con requisitos específicos para un haz de alta ganancia con polarización circular.

El capítulo de análisis de las celdas investiga la variación de fase en relación con las longitudes y separaciones de los dipolos, resaltando el factor de escala de los dipolos laterales. Los resultados para diferentes materiales se presentan en términos de amplitudes y fases de los coeficientes de reflexión en ambas bandas de frecuencias.

Finalmente, el capítulo de resultados presenta las conclusiones del diseño de la antena para cada celda analizada. Se resalta la diferencia entre el uso de DiClad y Rogers como sustrato dieléctrico, evidenciando interferencias en el primer caso y mejoras significativas en el segundo. En conclusión, se demuestra la viabilidad del diseño de una antena reflectarray con capacidad de cambio de polarización en las bandas K y Ka, destacando la adaptabilidad a distintas misiones y la simplicidad del proceso de conversión de polarización.

PALABRAS CLAVE

Antena reflectarray, banda K, banda Ka, ganancia, simulación, polarización, frecuencia, transmisión, recepción, celda, diagrama de radiación.

SUMMARY

In recent decades, the development of nanosatellites has significantly boosted the number of launches for missions in low Earth orbit. This is attributed to their low cost, rapid development compared to conventional satellites, and their potential to offer unique capabilities in telecommunications. However, the limited capacity of nanosatellites to host antenna systems necessitates the development of communication systems tailored to these new demands. In the realm of radar and long-distance communications, the importance of high-gain antennas is emphasized. Historically, high-gain applications have relied on parabolic reflectors or arrays. Parabolic reflectors pose manufacturing complications due to their curved surface, while arrays, although enabling exploration of the radiated beam, tend to be expensive in design.

In this context, reflectarrays emerge as a solution. By utilizing flat reflective surfaces instead of curved ones, reflectarrays combine the advantages offered by parabolic reflectors and arrays. Additionally, they facilitate the exploration of the radiated beam and, crucially, allow for simpler and more reliable deployment mechanisms compared to curved parabolic antennas.

This Bachelor's Thesis (BT) addresses the design of a reflectarray antenna for high-capacity links from nanosatellites, with a focus on the K and Ka bands. The antenna aims to achieve dual-linear to circular polarization conversion, operating at frequencies of 19.7 GHz and 29.5 GHz for transmission and reception, respectively.

The initial chapter establishes the relevance of reflectarray antenna technology in CubeSat nanosatellites and outlines the project's objectives. The following chapter details the configuration and design technique of the antenna, with dimensions of 30 cm x 30 cm and 2601 cells distributed across two layers for both frequencies. The use of feeder tilt and dipole arrangement to achieve linear to circular polarization conversion without a polarizer is highlighted. Additionally, a 3U CubeSat is selected to house the antenna, with specific requirements for a high-gain circularly polarized beam.

The chapter analyzing cells investigates phase variation concerning dipole lengths and separations, emphasizing the scaling factor of lateral dipoles. Results for different materials are presented in terms of amplitudes and phases of reflection coefficients in both frequency bands.

Finally, the results chapter presents conclusions from the antenna design for each analyzed cell. The difference between using DiClad and Rogers as dielectric substrates is highlighted, demonstrating interference in the former case and significant improvements in the latter. In conclusion, the feasibility of designing a reflectarray antenna with dual-frequency polarization conversion in the K and Ka bands is demonstrated, emphasizing adaptability to various missions and the simplicity of the polarization conversion process.

KEYWORDS

Reflectarray antenna, K band, Ka band, gain, simulation, polarization, frequency, transmission, reception, cell, radiation pattern.

ACRÓNIMOS

TFG *Trabajo de Fin de Grado*

CP *Circular Polarization (Polarización circular)*

LP *Linear Polarization (Polarización lineal)*

HLP *Horizontal Linear Polarization (Polarización lineal horizontal)*

VLP *Vertical Linear Polarization (Polarización lineal vertical)*

RHCP *Right Hand Circular Polarization (Polarización circular a derechas)*

LHCP *Left Hand Circular Polarization (Polarización circular a izquierdas)*

Tx *Transmisión*

Rx *Recepción*

SLL *Side Lobe Level*

ÍNDICE DEL CONTENIDO

1. Introducción y objetivos.....	1
1.1. <i>Introducción</i>	1
1.1.1. Antenas reflectarray	1
1.1.2. Aplicación propuesta - CubeSat.....	4
1.2. <i>Objetivos</i>	5
2. Configuración de antena y técnica de diseño.....	7
2.1. <i>Requisitos de antena</i>	7
2.2. <i>Geometría y almacenamiento de la antena</i>	7
2.3. <i>Modo de operación de la antena</i>	9
3. Análisis de las celdas reflectarray.....	12
3.1. <i>Definición de las celdas reflectarray</i>	12
3.2. <i>Celda basada en Diclad 880</i>	14
3.3. <i>Celda basada en Rogers 3003</i>	20
4. Resultados simulados del reflectarray.....	27
4.1. <i>Análisis ideales de la antena</i>	27
4.2. <i>Diseño de la antena con diclad</i>	30
4.3. <i>Diseño de la antena con rogers</i>	38
5. Conclusiones y líneas futuras	46
5.1. <i>Conclusiones</i>	46
5.2. <i>Líneas futuras</i>	47
6. Bibliografía.....	48
Anexo A: aspectos éticos, económicos, sociales y ambientales	49
A.1 <i>Introducción</i>	49
A.2 <i>Descripción de impactos relevantes relacionados con el proyecto</i>	49
A.3 <i>Análisis detallado de alguno de los principales impactos</i>	49
A.4 <i>Conclusiones</i>	50
Anexo B: presupuesto económico.....	51

ÍNDICE DE FIGURAS

CAPÍTULO 1

Figura 1.1. Principio básico de funcionamiento de un reflectarray.	2
Figura 1.2. Geometría del reflectarray y el haz radiado.	2
Figura 1.3. Distintos elementos del reflectarray, (a) parches idénticos con líneas de retardo de fase de longitud variable, (b) dipolos o bucles de tamaño variable, (c) parches de tamaño variable, (d) rotaciones angulares variables. [1].....	3
Figura 1.4. Modelo de CubeSat de 1U.	4

CAPÍTULO 2

Figura 2.1. Estructura de CubeSat y reflectarray plegado.	9
Figura 2.2. Despliegue de la antena reflectarray.	9
Figura 2.3. Ilustración de polarización circular.	10
Figura 2.4. Conversión de polarización en la superficie de la antena [2]. (a) Esquema de reflectarray iluminado por una bocina en dual-LP rotada 45°, (b) descomposición de las ondas incidentes en dos componentes lineales y ortogonales.	10
Figura 2.5. Distribución de fase requerida a 19.7 GHz.	11
Figura 2.6. Distribución de fase requerida a 29.5 GHz.	11

CAPÍTULO 3

Figura 3.1. Estructura general de las celdas.	13
Figura 3.2. Ilustración celda con DiClad 880.	15
Figura 3.3. Curva de fase en Tx para unos ángulos de incidencia de $(\theta=15^\circ, \varphi=0)$. - DiClad 880.	16
Figura 3.4. Curva de fase en Rx para incidencia $(15^\circ, 0)$ - DiClad 880.	17
Figura 3.5. Curvas de fase en un rango elevado de longitudes en Tx (19.7 GHz) $(15^\circ, 0^\circ)$ – DiClad 880.	18
Figura 3.6. Curvas de fase en un rango elevado de longitudes en Rx (29.5 GHz) $(15^\circ, 0^\circ)$ – DiClad 880.	18
Figura 3.7. Amplitud de los coeficientes de reflexión copolares a 19.7 GHz $(15^\circ, 0^\circ)$ – DiClad 880. ...	19
Figura 3.8. Fase de los coeficientes de reflexión copolares a 19.7 GHz $(15^\circ, 0^\circ)$ – DiClad 880.	19
Figura 3.9. Amplitud de los coeficientes de reflexión copolares a 29.5 GHz $(15^\circ, 0^\circ)$ – DiClad 880. ...	20
Figura 3.10. Fase de los coeficientes de reflexión copolares a 29.5 GHz $(15^\circ, 0^\circ)$ – DiClad 880.	20
Figura 3.11. Ilustración celda con Rogers 3003.	21
Figura 3.12. Curvas de fase y pérdidas en Tx para incidencia $(15^\circ, 0)$ - Rogers 3003.	23
Figura 3.13. Curvas de fase y pérdidas en Rx para incidencia $(15^\circ, 0^\circ)$ – Rogers 3003.	23
Figura 3.14. Curva de fase en un rango elevado de longitudes en Tx $(15^\circ, 0^\circ)$ - Rogers 3003.	24
Figura 3.15. Curvas de fase en un rango elevado de longitudes en Rx $(15^\circ, 0^\circ)$ - Rogers 3003.	24
Figura 3.16. Amplitud de los coeficientes de reflexión copolares a 19.7 GHz $(15^\circ, 0^\circ)$ – Rogers 3003.	25
Figura 3.17. Análisis de fases en Tx (2D) $(15^\circ, 0^\circ)$ – Rogers 3003.	25
Figura 3.18. Coeficiente de reflexión Rx $(15^\circ, 0^\circ)$ – Rogers 3003.	26
Figura 3.19. Análisis de fases en Rx (2D) $(15^\circ, 0^\circ)$ – Rogers 3003.	26

CAPÍTULO 4

Figura 4.1. Cortes del diagrama de radiación en elevación y azimut ideales a 19.7 GHz.	28
Figura 4.2. Diagrama de radiación ideal (plano cenital) a 19.7 GHz.	29
Figura 4.3. Cortes del diagrama de radiación en elevación y azimut ideales a 29.5 GHz.	30
Figura 4.4. Diagrama de radiación ideal (plano cenital) a 29.5 GHz.	30
Figura 4.5. Frecuencia de transmisión - cortes del diagrama de radiación en elevación y azimut tras el diseño a la frecuencia de transmisión.	32

Figura 4.6. Frecuencia de transmisión - diagrama de radiación tras el diseño a la frecuencia de transmisión (plano cenital).	32
Figura 4.7. Frecuencia de transmisión - cortes del diagrama de radiación en elevación y azimut tras el diseño a la frecuencia de recepción.	33
Figura 4.8. Frecuencia de transmisión - diagrama de radiación tras el diseño a la frecuencia de recepción (plano cenital).	34
Figura 4.9. Comparación diagramas de radiación en Tx (LHCP).	35
Figura 4.10. Comparación diagramas de radiación en Tx (RHCP).	35
Figura 4.11. Frecuencia de recepción - cortes del diagrama de radiación en elevación y azimut tras el diseño a la frecuencia de recepción.	36
Figura 4.12. Frecuencia de recepción - diagrama de radiación tras el diseño a la frecuencia de recepción (plano cenital).	37
Figura 4.13. Errores de fase del diseño con respecto las fases objetivo.	37
Figura 4.14. Simulación de la antena reflectarray para los dipolos diseñados con DiClad.	38
Figura 4.15. Frecuencia de transmisión - cortes del diagrama de radiación en elevación y azimut tras el diseño a la frecuencia de transmisión.	39
Figura 4.16. Frecuencia de transmisión - diagrama de radiación tras el diseño a la frecuencia de transmisión (plano cenital).	39
Figura 4.17. Frecuencia de transmisión - cortes del diagrama de radiación en elevación y azimut tras el diseño a la frecuencia de recepción.	40
Figura 4.18. Frecuencia de transmisión - diagrama de radiación tras el diseño a la frecuencia de recepción (plano cenital).	41
Figura 4.19. Comparación diagramas de radiación en Tx (LHCP).	41
Figura 4.20. Frecuencia de recepción - cortes del diagrama de radiación en elevación y azimut tras el diseño a la frecuencia de recepción.	42
Figura 4.21. Frecuencia de recepción - diagrama de radiación tras el diseño a la frecuencia de recepción (plano cenital).	43
Figura 4.22. Comparación diagramas de radiación en Rx (LHCP).	43
Figura 4.23. Comparación diagramas de radiación en Rx (RHCP).	44
Figura 4.24. Errores de fase del diseño con respecto las fases objetivo.	45
Figura 4.25. Simulación de la antena reflectarray para los dipolos con Rogers.	45

ÍNDICE DE TABLAS

CAPÍTULO 2

Tabla 2.1. Requisitos de la antena propuesta.....	7
---	---

CAPÍTULO 3

Tabla 3.1. Parámetros de la celda basada en DiClad 880.....	14
Tabla 3.2. Parámetros de los dipolos inferiores para DiClad 880 (15°,0°).....	15
Tabla 3.3. Parámetros de los dipolos superiores para DiClad 880 (15°,0°).....	15
Tabla 3.4. Parámetros generales de la celda mediante Rogers 3003.....	21
Tabla 3.5. Parámetros de los dipolos inferiores – Rogers 3003.	22
Tabla 3.6. Parámetros de los dipolos superiores – Rogers 3003.	22

CAPÍTULO 4

Tabla 4.1. Resultados ideales Tx.	28
Tabla 4.2. Resultados ideales Rx.	29
Tabla 4.3. Resultados Tx tras el diseño a la frecuencia de transmisión.	31
Tabla 4.4. Resultados Tx tras el diseño a la frecuencia de recepción.	33
Tabla 4.5. Resultados Rx tras el diseño a la frecuencia de recepción.	36
Tabla 4.6. Resultados Tx tras el diseño a la frecuencia de transmisión.	38
Tabla 4.7. Resultados Tx tras el diseño a la frecuencia de recepción.	40
Tabla 4.8. Resultados Rx tras el diseño a la frecuencia de recepción.	42

1. INTRODUCCIÓN Y OBJETIVOS

1.1. INTRODUCCIÓN

En las últimas décadas, la industria espacial ha experimentado una auténtica revolución gracias al desarrollo de la tecnología de nanosatélites, los cuales reciben su nombre por sus dimensiones. La cantidad de lanzamientos de estos dispositivos para misiones en órbitas bajas ha aumentado drásticamente. Los motivos por los cuales se ha producido este fenómeno son, entre otros, su bajo coste, la rapidez de desarrollo en comparación con los satélites convencionales y, sobre todo, por su potencial para proporcionar capacidades únicas en el sector de las telecomunicaciones.

La capacidad de la nave espacial para alojar los sistemas de antena requeridos es limitada debido al pequeño tamaño de los nanosatélites. Por este motivo es necesario desarrollar sistemas de comunicación que se adapten a las nuevas necesidades para conseguir el éxito de estos satélites.

Para la mayor parte de las comunicaciones de radar y de larga distancia, la necesidad de antenas de alta ganancia es inevitable. Tradicionalmente, las aplicaciones de alta ganancia se han basado en reflectores parabólicos o arrays [1]. Para el caso de los reflectores parabólicos, se complica la fabricación debido a la superficie curvada. Un array de alta ganancia tiene la ventaja de que puede conseguir la exploración del haz radiado, sin embargo, suele resultar en un diseño demasiado caro. Gracias al uso de superficies reflectantes planas en lugar de curvas, los reflectarrays se han convertido en una posible alternativa para las antenas de los sistemas satelitales, ya que combinan ventajas ofrecidas por el reflector parabólico (el sistema de alimentación, que elimina la complejidad de las redes de alimentación de los arrays y aumenta eficiencia) y por los arrays (como la posibilidad de orientar o conformar los haces). Además, cuando una antena espacial de gran apertura requiere un mecanismo de despliegue, la estructura plana del reflectarray permite un mecanismo de plegado mucho más sencillo y fiable que el requerido para la superficie curvada de una antena parabólica [1].

En este Trabajo Fin de Grado, se plantea el diseño de una antena reflectarray de alta ganancia para satélites CubeSat, con operación simultánea en las bandas K y Ka (20/30 GHz) y capaz de convertir la polarización lineal del campo incidente en polarización circular en el campo reflejado.

1.1.1. ANTENAS REFLECTARRAY

Las antenas reflectarray impresas combinan las características principales de los arrays planos y las antenas parabólicas. Consisten en una superficie reflectante plana o ligeramente curvada y una antena primaria de alimentación que ilumina la superficie reflectante [1]. El alimentador primario generalmente es una antena de tipo bocina y está alejado lo suficiente del reflector de manera que ilumina espacialmente los elementos del reflectarray. Estos están prediseñados para radiar y dispersar el campo incidente con las fases que se requieren para formar un frente de onda plano en campo lejano [1].

En la Figura 1.1 se puede observar el funcionamiento general de estas antenas. En ella se puede ver cómo las celdas que forman la superficie plana del reflectarray compensan los desfases que produciría una estructura parabólica equivalente sobre las señales incidentes. Estas celdas forman un array plano de elementos microstrip sobre un plano de masa, con una sintonización determinada.

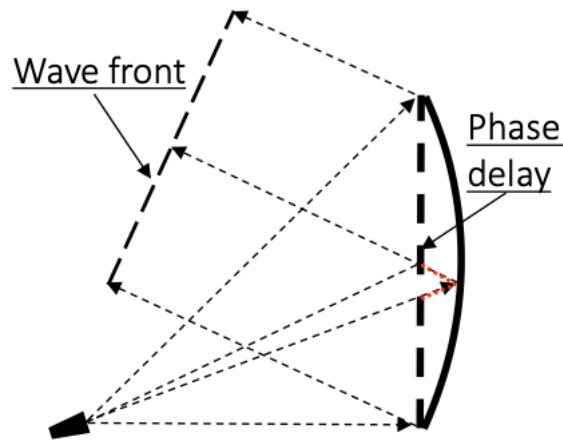


Figura 1.1.Principio básico de funcionamiento de un reflectarray.

El reflectarray es iluminado normalmente por una bocina, de forma similar a un reflector parabólico [1]. Para obtener el desplazamiento de fase (Φ) requerido en cada elemento del reflectarray y así radiar un haz enfocado en la dirección (θ_b, ϕ_b) se puede utilizar la siguiente expresión:

$$\Phi(x_i, y_i) = k_0 (R_i - \sin(\theta_b) [x_i \cos(\phi_b) + y_i \sin(\phi_b)]) + \Phi_0$$

en la que x_i e y_i son las coordenadas cartesianas del elemento i con respecto al centro geométrico de la superficie de la antena, R_i es la distancia radial desde el centro de fases del alimentador hasta el punto de coordenadas (x_i, y_i) , k_0 es la constante de propagación en el vacío, y Φ_0 es un término de fase constante aplicado a todos los elementos, que no afecta al haz generado [2]. En la Figura 1.2 se puede observar un modelo de la antena y de la dirección en la que radia. En cada elemento dispuesto sobre la malla periódica se aplica el desplazamiento de fase explicado para obtener la dirección deseada.

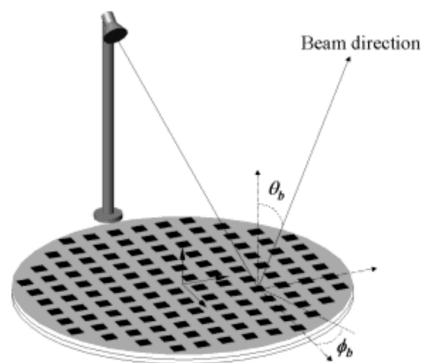


Figura 1.2.Geometría del reflectarray y el haz radiado.

En la Figura 1.3 se muestran los diferentes elementos reflectarray que se pueden usar para conseguir el desplazamiento de fase y el frente de fase plano.

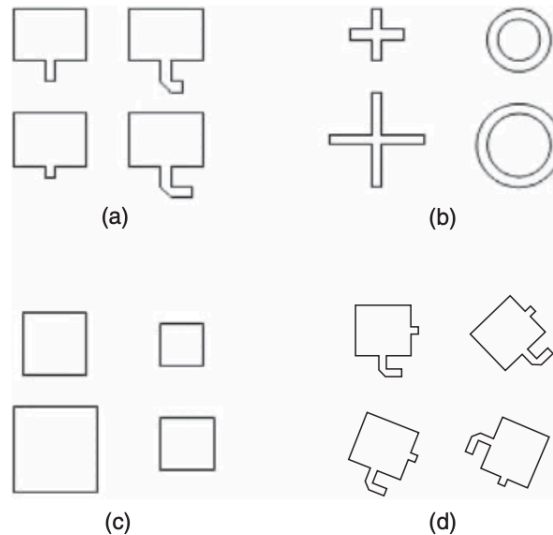


Figura 1.3. Distintos elementos del reflectarray, (a) parches idénticos con líneas de retardo de fase de longitud variable, (b) dipolos o bucles de tamaño variable, (c) parches de tamaño variable, (d) rotaciones angulares variables. [1]

Un método para introducir desfases en las celdas reflectarray es utilizar parches microstrip idénticos con líneas de retardo de fase de longitud variable para que puedan compensar los retardos de fase en los diferentes trayectos desde el alimentador. Otro método consiste en utilizar parches, dipolos o anillos de tamaño variable, de forma que los elementos puedan tener diferentes impedancias de dispersión y, por tanto, diferentes fases para compensar los diferentes retardos de los trayectos de alimentación. Con el tercer método, sólo para polarización circular, el reflectarray tiene todos los elementos idénticos, pero con diferentes rotaciones angulares para compensar las diferencias de longitud de la trayectoria de alimentación [1].

En este Trabajo de Fin de Grado (TFG) se estudiará el uso de agrupaciones ortogonales de dipolos paralelos. Mediante el ajuste de las longitudes de los dipolos se proporcionarán las fases necesarias en la superficie del reflectarray. El elemento periódico consiste en dos conjuntos ortogonales de cinco dipolos paralelos impresos en una capa dieléctrica, y dos conjuntos adicionales de tres dipolos paralelos, que se apilan sobre los primeros conjuntos y se imprimen en la parte superior de una segunda lámina dieléctrica. Los dipolos laterales son simétricos con respecto al central, para mantener bajos niveles de polarización cruzada [3].

Las siguientes son algunas de las principales ventajas de las antenas tipo reflectarray:

- La antena tiene un peso y volumen reducidos debido a su perfil plano y su capacidad para colocarse en paredes de edificios o vehículos sin necesidad de estructuras adicionales. Ambos atributos son cruciales para aplicaciones espaciales [4].
- Cuando una antena espacial de gran apertura requiere un mecanismo de despliegue, la estructura plana del reflectarray permite un mecanismo de plegado mucho más sencillo y fiable que el requerido para la superficie doblemente curvada de un reflector parabólico [1].
- Es posible la integración del reflectarray con paneleres solares, ahorrando espacio y peso [4].
- Dado que no se necesitan divisores de potencia y, por lo tanto, las pérdidas de inserción son mínimas, la antena reflectarray, al igual que un reflector parabólico, puede alcanzar una eficiencia muy buena (>50%) con una apertura eléctricamente grande. Además, el haz principal del reflectarray puede inclinarse en un ángulo significativo (>50°) desde su dirección normal a la superficie, de manera similar a una antena array [1].
- Un reflectarray con cientos o miles de elementos, en forma de antena microstrip impresa, puede fabricarse con un proceso de grabado químico sencillo y de bajo coste, especialmente cuando

se produce en grandes cantidades [1]. El coste es independiente del tipo de haz (pincel o conformado) que se quiera generar [4].

- Con un gran número de elementos reflectarray, puede lograrse un conformado de haz muy preciso mediante el uso de una técnica de síntesis de fase [1].

No obstante, no todo son ventajas. A continuación, se presentan algunos de los inconvenientes que suponen este tipo de antenas, siendo la principal y la más importante el ancho de banda.

- El ancho de banda del reflectarray generalmente es próximo al 10%. Esto depende de su diseño de elementos, tamaño de apertura, distancia focal, etc. Este reducido ancho de banda es especialmente pequeño comparado con el de un reflector parabólico, que teóricamente tiene un ancho de banda infinito. Hay dos factores principales que son la causa de las limitaciones en el ancho de banda, uno es el estrecho ancho de banda de los elementos de parche microstrip en la superficie del reflectarray y el otro es el retardo de fase espacial diferencial [1], no obstante, existen técnicas de diseño de antenas reflectarray que ofrecen anchos de banda superiores al 40% [5].
- Otras desventajas que son menos importantes son por ejemplo la dificultad de encontrar un elemento con control de fase en un margen que sea mucho mayor que 360° (se ha observado que el ancho de banda de la antena mejora con el uso de estos elementos, conocidos como “*true time delay*”) [4].
- El volumen, aunque es claramente mejor que el de un reflector parabólico como explicado anteriormente, ocupa más que un array plano convencional, debido al alimentador.

1.1.2. APLICACIÓN PROPUESTA - CUBESAT

A continuación, se explica qué tipo de aplicaciones tienen estas antenas, y los diferentes sistemas para los que son especialmente útiles.

Hay diversas aplicaciones de los reflectarrays, pero se va a estudiar su uso en nanosatélites. Se suele considerar un nanosatélite a cualquier satélite cuyo peso sea menor de 10 kg. Los satélites tipo CubeSat están dentro de esta categoría, pero deben cumplir además otras condiciones relacionadas con su forma, tamaño y peso para poder considerarse CubeSat. El modelo estándar, conocido como 1U, debe tener un tamaño de 10cm x 10 cm x 10 cm, y su peso debe estar entre 1 y 1,33 kg. Sin embargo, hay otros modelos (1.5U, 2U, 3U...) que no cumplen exactamente con estas medidas, pero aun así se pueden considerar nanosatélites. En la Figura 1.4 se puede observar el modelo estándar 1U.

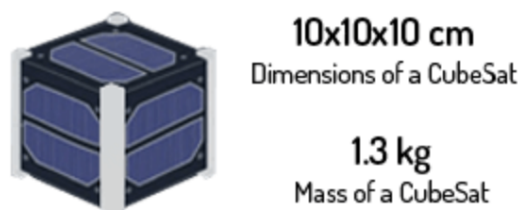


Figura 1.4. Modelo de CubeSat de 1U.

El término CubeSat nació en 1999 de la colaboración entre Jordi Puig-Suari, profesor de la Universidad Politécnica Estatal de California (Cal Poly), y Bob Twiggs, profesor del Laboratorio de Desarrollo de Sistemas Espaciales (SSDL) de la Universidad de Stanford. El objetivo original del proyecto era proporcionar un acceso asequible al espacio a la comunidad científica universitaria, y lo ha conseguido con éxito [6].

El atractivo de estos nuevos satélites miniaturizados reside en el hecho de que desarrollar un nanosatélite bajo los estándares CubeSat permite un acceso recurrente y comparativamente barato al espacio, con posibilidades de lanzamiento en una gran variedad de lanzadoras y cohetes espaciales [7].

Algo importante a tener en cuenta es el tiempo de desarrollo de los satélites. Un satélite convencional (mediano o grande) precisa de un periodo de entre 5 y 15 años hasta que se sitúa en parámetros normales en la órbita adecuada. Durante este tiempo, pueden haber cambiado las necesidades o incluso la tecnología de telecomunicaciones. Un satélite que requiera tal cantidad de tiempo hasta situarse en la órbita adecuada no puede ser actualizado continuamente. Sin embargo, en el caso de los nanosatélites, puede pasar menos de 8 meses desde que se identifica la necesidad hasta que el nanosatélite está en órbita para atenderla. Además de proporcionar redundancia y robustez, las constelaciones de nanosatélites forman un sistema en el que las ideas de vida útil u obsolescencia pierden sentido. Los nanosatélites de una constelación se renuevan periódicamente debido a su propia naturaleza, lo que hace que el sistema sea tecnológicamente avanzado en todo momento [7].

Además del desarrollo de cada satélite, el lanzamiento de un nanosatélite dentro de una constelación permite distribuir el riesgo de toda misión espacial en partes más pequeñas.

Una unidad de nanosatélite puede ser reparada a un coste razonable y en un tiempo razonable si se pierde o falla. Por el contrario, un fallo en un satélite convencional de gran tamaño puede que ponga en peligro la misión.

La NASA ha llevado a cabo ya misiones con satélites CubeSat en los que se hace uso de una antena de alta ganancia reflectarray, como, por ejemplo, un panel solar integrado con una antena reflectarray (ISARA) [8] para CubeSats de gran tasa de transmisión, y una antena de alta ganancia para el proyecto Mars Cube One (MarCO) [9]. Ambos proyectos se han diseñado con un alimentador de polarización circular (CP), el cual era indispensable para la operación en CP del reflectarray. Gracias a esta polarización se reduce el efecto de la rotación de Faraday y se moderan las interferencias causadas por multitrayecto del bus el CubeSat [8].

Normalmente, el alimentador en CP incluye un polarizador de lineal a circular en la cadena de alimentación, lo cual incrementa el coste y la complejidad del diseño de la cadena de alimentación, y requiere más volumen de almacenamiento en el CubeSat. Es por este motivo por el que se han desarrollado múltiples propuestas de antenas reflectarray que producen un haz polarizado circularmente, siendo su alimentación linealmente polarizada (LP). Esta tecnología permite simplificar el diseño de la cadena de alimentación, reduciendo también su coste; sin embargo, los resultados observados hasta ahora no muestran diseño realizados en dos bandas de frecuencia, con conversión de polarización independiente en cada banda[2].

Esta es la idea propuesta en este Trabajo de Fin de grado, una antena con alimentación dual-LP que mediante la conversión de polarización produce un haz dual-CP en las bandas K y Ka.

1.2. OBJETIVOS

En este Trabajo de Fin de Grado se utilizarán las herramientas de análisis y diseño de antenas reflectarray desarrolladas previamente por el Grupo de Electromagnetismo Aplicado del Departamento SSR. Se emplearán para analizar las curvas de fase de los elementos reflectarray, los diagramas de radiación de radiación y otras propiedades de la antena en función de ciertos parámetros que se irán modificando hasta obtener los resultados que se esperan.

Este TFG se ha dividido en cinco capítulos. En el primero se ha visto la teoría relacionada con las antenas reflectarrays, así como las ventajas y desventajas de este tipo de antenas, y las diferentes aplicaciones que tienen, específicamente en el tipo de satélite (CubeSat) para el que está pensado este proyecto. Se concluye con la descripción de los objetivos y el plan de trabajo del proyecto.

En el segundo capítulo se estudiarán las especificaciones del sistema y la configuración de la antena y las técnicas de diseño. En este capítulo se expondrán los requisitos de antena que vamos a marcar, como el tamaño de la antena, las bandas en las que va a operar, etc. Además, se explicarán tanto los resultados que queremos obtener de esta antena, como los requisitos de desfases y ganancia.

El tercer capítulo tratará sobre el análisis y diseño de las celdas del reflectarray de doble banda, haciendo uso de las herramientas de simulación mencionadas anteriormente. En él se expondrán dos tipos de celdas que se han estudiado. Las dos celdas serán caracterizadas mediante un análisis detallado de su comportamiento en fase.

En el capítulo cuatro se presentarán los resultados de dos diseños de la antena propuesta, según las dos celdas propuestas en el capítulo anterior. Se estudiarán los resultados en fase de las celdas diseñadas y los diagramas de radiación obtenidos. Se analizará también el grado de cumplimiento con las especificaciones definidas al inicio del TFG.

El capítulo cinco se plantean las conclusiones del Trabajo, junto con una propuesta de líneas futuras para resolver las posibles limitaciones encontradas en el diseño.

2. CONFIGURACIÓN DE ANTENA Y TÉCNICA DE DISEÑO

2.1. REQUISITOS DE ANTENA

En este proyecto se propone el diseño de una antena reflectarray que opera en dos bandas de frecuencia, específicamente a 19.7 GHz en la banda K [18 a 27 GHz], y a 29.5 GHz en la banda Ka [26.5 a 40 GHz]. Se ha considerado un requisito de ganancia máxima superior a 33 dBi en ambas frecuencias de operación, lo cual establecerá las dimensiones de la antena, mientras que el nivel de la componente contra-polar se espera que se mantenga al menos 15 dB por debajo del nivel co-polar en la dirección de máxima radiación, lo que equivale a una relación axial de máximo 3 dB. El nivel de lóbulos secundarios se ha fijado en 15 dB.

La antena propuesta proporcionará conversión de polarización lineal a circular en la superficie de la antena reflectarray. Lo que esto significa es que, al ser iluminado por un alimentador con polarización lineal, el reflectarray emitirá con un haz de alta ganancia con polarización circular. Esta operación es implementada fundamentalmente por dos motivos. El primero es debido a que la polarización circular es generalmente preferida para aplicaciones satelitales, ya que es más resistente que la polarización lineal (LP) en varios ámbitos, entre ellos diversos fenómenos electromagnéticos o el desajuste de polarización que pueden sufrir las ondas cuando atraviesan la atmósfera. El segundo motivo es para poder emplear un alimentador linealmente polarizado en vez de uno circularmente polarizado, ya que para que un alimentador opere en CP suele usarse un dispositivo polarizador, lo cual aumenta el coste y la complejidad del diseño de la cadena de alimentación y podría requerir un volumen adicional en el CubeSat [2]. Ya que la antena trabaja en dos bandas, la polarización se diseñará de forma que una de ellas tenga polarización circular a izquierdas, y la otra a derechas cuando el alimentador funciona en la misma polarización lineal. Esta medida es implementada principalmente para reducir la interferencia entre las señales de las dos bandas.

Frecuencia de transmisión [GHz]	19.7 (banda K)
Frecuencia de recepción [GHz]	29.5 (banda Ka)
Ganancia máxima para ambas frecuencias[dBi]	33
Nivel de lóbulos secundarios [dB]	15
Componente contra polar [dB]	18
Polarización	RHCP y LHCP

Tabla 2.1. Requisitos de la antena propuesta.

2.2. GEOMETRÍA Y ALMACENAMIENTO DE LA ANTENA

Para conseguir los requisitos propuestos se ha diseñado una antena de forma cuadrada, de 30 x 30 cm de ancho y largo. Para ello se emplean 51 filas y columnas de celdas de 5.7 mm de tamaño, teniendo un total de 2601 celdas. El periodo se ha escogido como 5.7 mm como compromiso entre las dos frecuencias, ya que, considerando λ como la longitud de onda, si escogemos un valor típico de periodicidad de las celdas de $\lambda/2$ que se ajuste solamente a una de las frecuencias, se perjudicaría gravemente al diseño en la otra frecuencia.

- $f = 19.7$ GHz, $\lambda/2 = 7.61$ mm
- $f = 29.5$ GHz, $\lambda/2 = 5.08$ mm

Por lo que, si, por ejemplo, se escogiera un valor para el periodo de 5.08 mm ($\lambda/2$ a 29.5 GHz), en la banda de 30 GHz la celda funcionaría perfectamente, pero este tamaño sería demasiado pequeño para el correcto funcionamiento de los dipolos a 20 GHz (5.08 mm equivalen a $\lambda/3$ a 19.7 GHz). De igual

manera, un periodo de 7.61 mm ($\lambda/2$ a 19.7 GHz), produciría lóbulos de difracción en la banda de 30 GHz, debido a la periodicidad superior a $\lambda/2$ en dicha banda (0.75λ a 29.5 GHz).

El valor escogido el periodo de la celda (5.7 mm) se corresponde a un valor de 0.37λ para la frecuencia de 19.7 GHz, y a 0.56λ para la frecuencia de 29.5 GHz.

La ganancia de un reflector o antena reflectarray en decibelios viene dada por la siguiente expresión.

$$G(dB) = 10 \log_{10} \left(\frac{\eta 4\pi A_e}{\lambda^2} \right)$$

Ecuación 2.1. Fórmula de la ganancia de un reflector.

Donde η representa la eficiencia de la antena, A_e es el área efectiva, y λ es la longitud de onda de la señal, dependiente de la frecuencia ($\lambda = c/f$). El tamaño de la antena ha sido escogido para cumplir con estas especificaciones y alcanzar la ganancia deseada, tomando como eficiencia un valor del 60% (las antenas reflectarray tienen una eficiencia próxima a la de las antenas reflectoras parabólicas, ligeramente inferior debido a las pérdidas introducidas por los dieléctricos y errores de fase de los elementos).

Para llevar a cabo la operación de la antena en dos bandas de frecuencias existen dos técnicas: o bien se utilizan diferentes elementos resonantes distribuidos en una sola capa [10], o bien se emplea una configuración multicapa apilada en la que cada capa de la reflectarray funciona a una frecuencia diferente [11]. En este proyecto se implementa la técnica multicapa. Cada celda individual está formada por dos capas, cada una se diseña con dipolos de longitud variable para ajustar el cambio de fase. La capa superior de la celda será la que opere en la recepción a la frecuencia superior, y la capa inferior operará en la transmisión a la frecuencia inferior. En una misma celda, los dipolos de la capa superior serán más pequeños comparados con los de la capa inferior, debido a la asignación de frecuencias indicada.

Como ya se ha mencionado anteriormente, esta antena está diseñada específicamente para ir plegada junto a un CubeSat. Estos nanosatélites utilizan un tamaño y forma estándar. El tamaño estándar del CubeSat es una "unidad" o "1U" que mide 10x10x10 cm y puede ampliarse a tamaños mayores: 1,5, 2, 3, 6 e incluso 12U [12]. Como las dimensiones de la antena propuesta son de 30 cm x 30 cm, un CubeSat de "1U" no será suficiente para transportar la antena, por lo que se empleará uno con mayores dimensiones. El CubeSat "3U", de dimensiones 10 cm x 10 cm x 34.05 cm será suficiente para almacenar la antena hasta su despliegue, considerando que el reflectarray se divide en tres paneles.

En la Figura 2.1 se puede observar la estructura del CubeSat junto a la antena reflectarray plegada alrededor del mismo para aprovechar el espacio y el volumen, y en la siguiente, Figura 2.2, cómo será el proceso de despliegue del reflectarray una vez sea posible. En esta última también se puede ver dónde está posicionado el alimentador. El alimentador se puede ver representado en la Figura 2.2 y está posicionado a 27.76 cm de distancia a la antena.

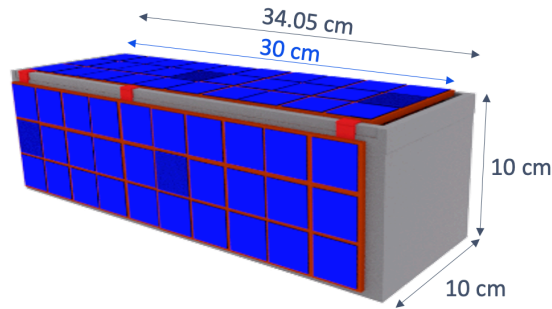


Figura 2.1. Estructura de CubeSat y reflectarray plegado.

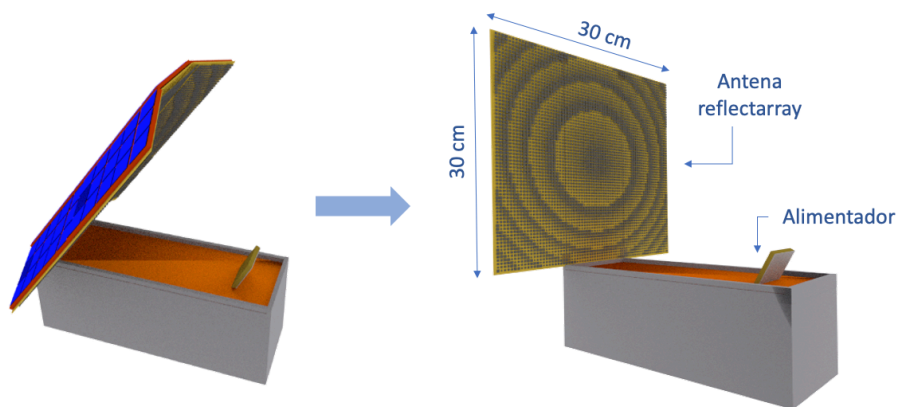


Figura 2.2. Despliegue de la antena reflectarray.

2.3.MODO DE OPERACIÓN DE LA ANTENA

Cada celda del reflectarray está específicamente diseñada para que aporte un desplazamiento de fase necesario para que el haz generado sea similar al que generaría un reflector parabólico. El desplazamiento de fase requerido en cada celda viene dado por la siguiente expresión, que ya fue introducida en el capítulo 1:

$$\Phi(x_i, y_i) = k_0 (R_i - \sin(\theta_b) [x_i \cos(\varphi_b) + y_i \sin(\varphi_b)]) + \Phi_0$$

Ecuación 2.2. Fórmula del desfase necesario en las celdas reflectarray para reflejar un haz de alta ganancia.

donde Φ_0 es un término de fase constante aplicado a todos los elementos, que no contribuye a la dirección del haz generado, aunque puede utilizarse para controlar los valores absolutos de fase de los elementos, es decir, ajustar la fase de la onda reflejada de manera que se cumplan ciertas condiciones específicas o se optimice el rendimiento del reflectarray, como es en este caso, donde además de enfocar un haz de alta ganancia, se convertirá la polarización incidente lineal en polarización circular en el campo reflejado.

Una onda polarizada circularmente está formada por dos componentes lineales, ortogonales, de igual amplitud y desfasadas 90° entre sí, como se ilustra en la Figura 2.3. Previamente, se ha explicado que el proceso más común para tener una antena reflectora con polarización circular es usar un polarizador en la cadena de alimentación. Sin embargo, este método es descartado para simplificar la configuración de antena en el CubeSat. Otra opción para conseguir polarización dual CP, la cual se va a implementar en este proyecto, es usando un alimentador en dual LP sin necesidad del polarizador. Para ello, el primer paso consiste en rotar el alimentador 45° , de modo que las ondas LP incidentes tengan una inclinación de 45° con respecto a las orientaciones de los dipolos presentes en la superficie del reflectarray. De este modo, cada onda en LP, al incidir sobre los dipolos ortogonales de una celda, se descompondrá en dos

componentes lineales, ortogonales, de amplitud igual o muy similar (será igual en condición de incidencia normal).

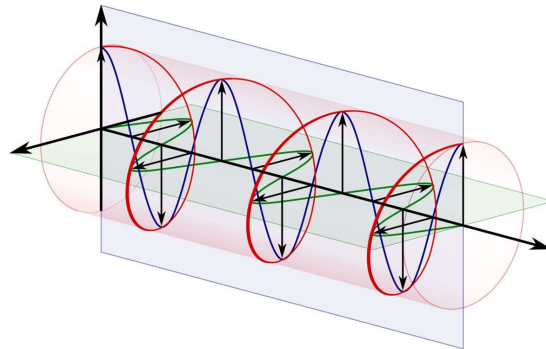


Figura 2.3. Ilustración de polarización circular.

En resumen, tanto la onda incidente con polarización lineal horizontal como aquella con polarización lineal vertical experimentan una descomposición en dos componentes lineales y ortogonales, cada una de ellas con amplitudes aproximadamente iguales. La estructura de cada celda en el reflectarray ha sido diseñada con el propósito de generar un desplazamiento en la fase, crucial para la formación de un haz colimado. Simultáneamente, se introduce una diferencia de fase de 90 grados entre las componentes X e Y del campo reflejado según el sistema de los dipolos, gracias al grado de libertad proporcionado por la constante de fase Φ_0 mostrada previamente.

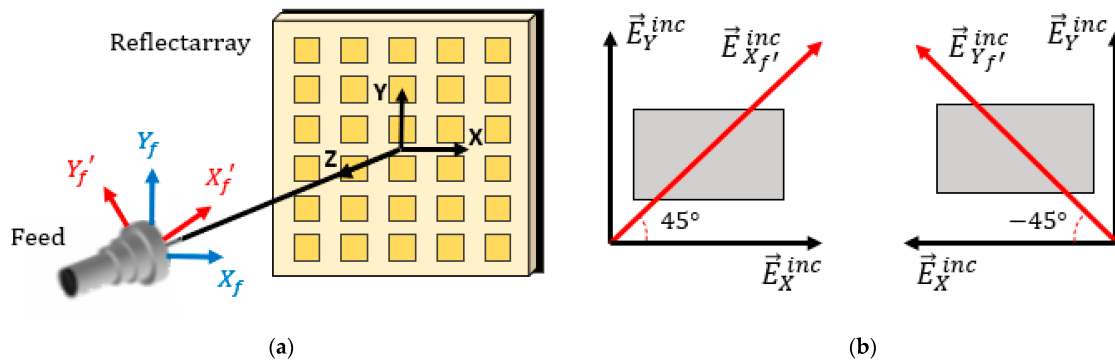


Figura 2.4. Conversión de polarización en la superficie de la antena [2]. (a) Esquema de reflectarray iluminado por una bocina en dual-LP rotada 45°, (b) descomposición de las ondas incidentes en dos componentes lineales y ortogonales.

En la Figura 2.4 (a) se puede observar el proceso descrito anteriormente. Los ejes azules X_f e Y_f representan el alineamiento clásico de un alimentador en LP, cuyos ejes principales están alineados con los ejes de referencia del reflectarray, denotados en la superficie de la antena como 'x' e 'y', respectivamente. Por otro lado, los ejes rojos X_f' e Y_f' representan el sistema propuesto en esta antena, donde los ejes principales del alimentador tienen una rotación de 45° con respecto a los ejes 'x' e 'y' (sin afectar al eje Z del alimentador). En consecuencia, es posible descomponer las ondas en LP del alimentador en función de estos ejes 'x' e 'y', e introducir un desfase de 90° entre las nuevas componentes lineales, generando así la polarización circular en reflexión.

El sentido de giro de la polarización circular es determinado por el signo de la diferencia de 90° entre componentes lineales. En la Figura 2.4 (b) se puede observar la descomposición del campo eléctrico para cada una de las ondas LP incidentes, que llegarán a la celda con una inclinación de $\pm 45^\circ$. Para simplificar, los elementos del reflectarray se representan como parches rectangulares. En la Figura 2.4 (b), en el primer caso de onda incidente, esta se descompondrá en dos componentes lineales y el elemento reflectarray añadirá un desfase de 90° entre las nuevas componentes X e Y, generando polarización circular a derechas (RHCP) o a izquierdas (LHCP) según el signo del desfase. En el caso de la segunda onda incidente, en polarización ortogonal a la anterior, esta se descompondrá en dos

componentes lineales donde una de ellas además tiene 180° de diferencia con respecto al caso anterior (en la Figura 2.4 (b), se aprecia en la componente X), por lo que el elemento reflectarray añadirá un desfase de 90° entre componentes X e Y que se suma a los 180° anteriores, lo que produce un cambio en el signo de la diferencia de 90° y genera la polarización circular ortogonal a la anterior.

A modo de resumen, esta técnica de diseño permite que, a partir de una única polarización lineal, se refleje una polarización circular, y al incidir la polarización lineal ortogonal, se refleje la polarización circular ortogonal, consiguiendo una conversión de dual LP a dual CP. Con el fin de lograr la generación de un haz de alta ganancia con dirección de radiación ($\theta = 15^\circ$, $\varphi = 0^\circ$) al mismo tiempo que se realiza la conversión de polarización dual LP a dual CP, se han obtenido las siguientes distribuciones de fase en las frecuencias de transmisión (Figura 2.5) y recepción (Figura 2.6) para alcanzar nuestro objetivo. Estas figuras surgen de la aplicación de la fórmula presentada al inicio de esta sub-sección, considerando la configuración de antena propuesta en este capítulo.

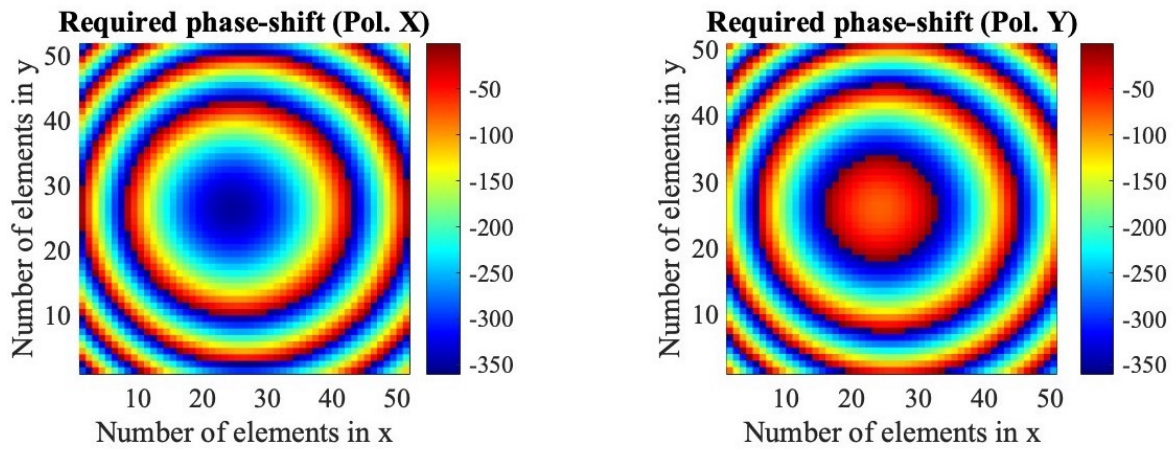


Figura 2.5. Distribución de fase requerida a 19.7 GHz.

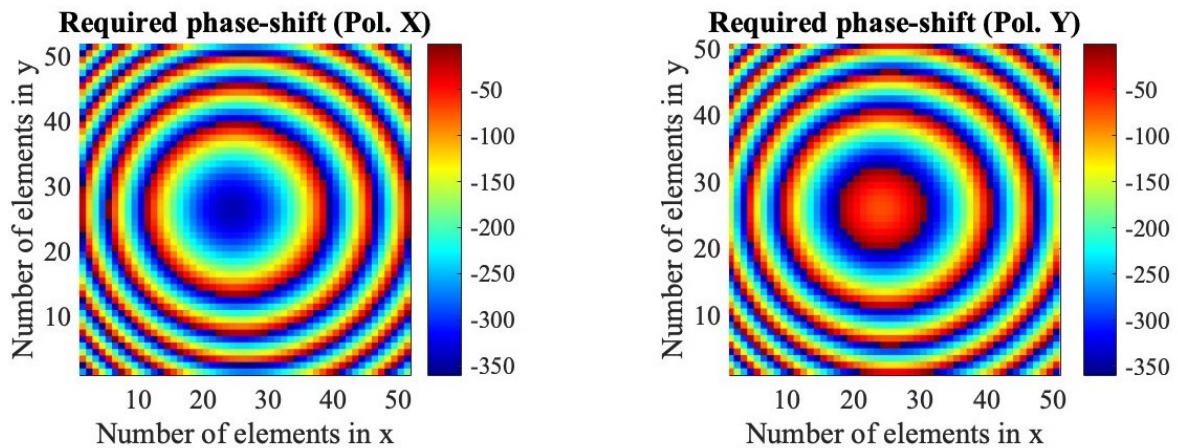


Figura 2.6. Distribución de fase requerida a 29.5 GHz.

3. ANÁLISIS DE LAS CELDAS REFLECTARRAY

3.1. DEFINICIÓN DE LAS CELDAS REFLECTARRAY

Para obtener resultados detallados de las celdas reflectarray y observar sus diferentes características, se han llevado a cabo simulaciones de las celdas utilizando un programa de análisis electromagnético desarrollado por el Departamento de Señales, Sistemas y Radiocomunicaciones (SSR) de la Universidad Politécnica de Madrid (UPM), así como herramientas especializadas como Matlab, principalmente para la visualización de los resultados.

El programa desarrollado por el SSR se basa en una rutina de análisis *full-wave* de la celda reflectarray bajo cualquier ángulo de incidencia considerando un entorno periódico infinito. Este análisis está basado en el método de los momentos en el dominio espectral (SD-MoM) y permite un análisis preciso y eficiente de la celda reflectarray [13]. La aproximación de periodicidad local permite considerar los acoplos entre celdas vecinas de un modo también preciso y eficiente.

Este programa consta de una serie de módulos que permiten realizar diversos análisis de la celda, así como el posterior diseño de la antena reflectarray y el cálculo de los diagramas de radiación simulados a partir del diseño. Los parámetros de la antena se introducen en un fichero de texto, el cual es usado por los módulos previamente mencionados para llevar a cabo las simulaciones. Entre los parámetros detallados en este archivo se encuentran algunos relacionados con la configuración de antena completa, como son la posición del centro de fases del alimentador, el número total de celdas reflectarray, la dirección de radiación o las frecuencias de operación, y otros parámetros relacionados con la configuración de la celda, como son las dimensiones de cada celda, las dimensiones de los dipolos (anchura, rango de longitudes y separación entre dipolos), el material dieléctrico del cual se compone la celda, o el ángulo de incidencia deseado para analizar una celda, entre otros. La inclusión de información detallada sobre el material dieléctrico de la antena es de gran importancia, ya que la respuesta electromagnética puede variar significativamente en función de las propiedades dieléctricas de dicho material. La correcta definición de la celda reflectarray es un paso crítico en el proceso de diseño, ya que afecta directamente a las propiedades de radiación y a la eficiencia del reflectarray polarizador (una celda inestable conllevará un aumento de los errores de fase, que reducirán la ganancia de la antena y aumentarán la radiación contrapolar).

La estructura de la celda consiste en dos capas de material dieléctrico con dos niveles de metalizaciones, ambas situadas sobre un plano de masa. La capa superior, encargada de introducir la corrección de fase a la frecuencia superior (29.5 GHz), está formada por dos agrupaciones ortogonales de tres dipolos paralelos, desplazados medio periodo entre sí para evitar el solapamiento entre dipolos ortogonales. En cada agrupación de dipolos, el dipolo central tendrá una determinada longitud, y la longitud de los dos dipolos laterales estará escalada con respecto a la longitud del dipolo central, para ser más pequeños, dispuestos de manera simétrica y paralela a una distancia equidistante del central, de forma que sea una agrupación simétrica. La capa inferior, dedicada a la frecuencia inferior (19.7 GHz), estará formada por dos agrupaciones ortogonales de cinco dipolos paralelos, en vez de tres, manteniendo la misma configuración que la celda superior. En cada agrupación de cinco dipolos paralelos, el central será el más largo, los laterales intermedios estarán escalados por un determinado factor y los dipolos laterales externos estarán multiplicados por otro factor de escala aún menor, formando una agrupación simétrica de cinco dipolos, como se ve en la Figura 3.1.

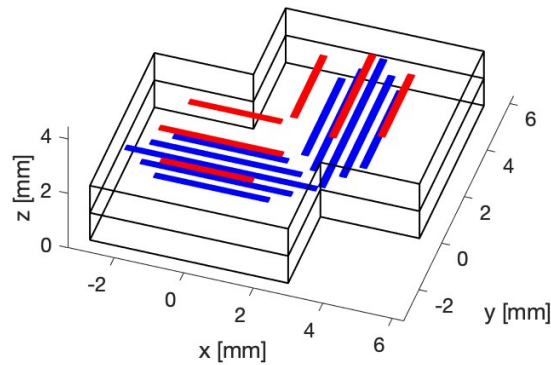


Figura 3.1. Estructura general de las celdas.

La simetría es una característica importante que hay que tener en cuenta para mantener unos niveles bajos de polarización cruzada. En aplicaciones como las comunicaciones satelitales, donde la calidad de la señal es esencial, es importante minimizar la polarización cruzada. En cada capa de la celda, se utilizan dos agrupaciones ortogonales de dipolos para gestionar de manera independiente el desfase introducido en las componentes X e Y del campo eléctrico reflejado. La polarización circular se logra cuando hay una diferencia de fase de 90° entre las componentes ortogonales (X e Y) y, al mismo tiempo, la misma amplitud para ambas componentes. Al ajustar las fases de manera independiente, se puede controlar con precisión la relación de fase necesaria para lograr la polarización circular deseada en la onda reflejada.

Es importante asegurar el desacoplamiento entre los dipolos orientados según X e Y para evitar interferencias cruzadas entre las componentes de polarización horizontal (X) y vertical (Y) de cada uno de los dos conjuntos de dipolos. Al evitar el acoplamiento entre los dipolos X e Y, se permite el control independiente de las fases introducidas en las componentes X e Y del campo eléctrico mediante el ajuste independiente de los dipolos orientados según X e Y, lo que simplifica el proceso de diseño de los dipolos y mejora el rendimiento general de la antena.

Además, también es necesario que los dipolos de transmisión (Tx) y recepción (Rx) estén desacoplados, siendo la frecuencia de transmisión la inferior (19.7 GHz) y la de recepción la superior (29.5 GHz). De no ser así, las señales de transmisión pueden inducir corrientes no deseadas en los dipolos de recepción y viceversa. Este fenómeno puede resultar en interferencias electromagnéticas que afectan al conformado del haz y a la conversión de la polarización, las cuales son características críticas de nuestro sistema antena. Al evitar el acoplamiento entre los dipolos de Tx y Rx (situados en la capa inferior y superior, respectivamente), podremos realizar un ajuste independiente de los dipolos inferiores para operar en 19.7 GHz y de los superiores para operar en 29.5 GHz, sin tener en cuenta que unos dipolos afecten a los otros.

Para caracterizar el comportamiento de la celda, se lleva a cabo un análisis que se basa en examinar la variación de fase de la celda en función de las diferentes longitudes de los dipolos, y de la separación entre ellos. El principal parámetro bajo estudio es el factor de escala que establece las longitudes de los dipolos laterales con respecto al dipolo central en cada agrupación de dipolos paralelos. En este contexto, el dipolo central se configura para realizar un barrido de longitudes, de manera que, al ir incrementándose su longitud, los dipolos laterales también aumentan según su factor de escala, y la celda introduce un desfase creciente. En este análisis se pueden observar las curvas de desfase que producen las celdas, así como las pérdidas que introducen, y cómo varían en función de los diferentes valores que se asignen al tamaño de los dipolos laterales o a la separación de los mismos respecto al central.

Es importante tener en cuenta durante este análisis la imagen mostrada en la Figura 3.1, pues en función de la separación entre dipolos paralelos y la longitud de los dipolos, los dipolos en X y en Y pueden

llegar a solaparse, lo cual se ha evitado para mantener desacoplados los dipolos ortogonales. La proximidad física entre los dipolos en X y en Y puede provocar interferencia mutua, donde el campo electromagnético de un dipolo afecta al otro, lo cual puede causar distorsiones en el diagrama de radiación. Sin embargo, se ha tenido en cuenta la longitud en la cual las parejas de dipolos ortogonales chocan por primera vez, para que nunca se alcance esta longitud.

Este enfoque no solo es instrumental para observar la influencia de la geometría de los dipolos en la respuesta de la antena, sino que también sienta las bases para ajustes y optimizaciones futuras. Al observar las curvas de desfase, se pueden tomar decisiones sobre la configuración de dipolos que mejor se adapten a los objetivos específicos del diseño.

El objetivo de este primer análisis es conseguir una curva de desfase lo más lineal posible, y que se introduzca un desfase de más de 360° . Esto permite un ajuste completo de la fase para formar el haz reflejado en la dirección deseada. Si no fuera así, siempre habría un rango de fase inalcanzable que provocaría errores de fase en la superficie del reflector. Una curva de desfase lineal facilita la manipulación y optimización de las características de radiación de la antena. La linealidad ayuda a evitar distorsiones con la frecuencia y garantiza que pequeños cambios en la longitud de la celda correspondan a cambios proporcionales en la fase.

A continuación, se va a realizar el análisis de las celdas con dos materiales distintos, una con sustratos basados en DiClad 880 (celda #1), y otra con sustratos basados en Rogers 3003 (celda #2). La antena se diseñará dos veces, considerando cada vez una de las celdas propuestas, para analizar el impacto de cada celda en el funcionamiento final de la antena reflectarray.

3.2.CELDA BASADA EN DICLAD 880

Inicialmente, se analiza la celda considerando el DiClad 880 como sustrato dieléctrico para las dos capas dieléctricas de la celda [14]. Para la capa inferior como la superior de la celda, el grosor del sustrato considerado es de 0.787 mm. La constante dieléctrica es $\epsilon_r = 2.4$, mientras que la tangente de pérdidas, $\tan(\delta)$ tiene un valor de 0.00375. En la Tabla 3.1 se muestra un resumen de los parámetros considerados para la celda.

Periodicidad en X e Y [mm]	5.7
Grosor del dieléctrico inferior [mm]	0.787
Grosor del dieléctrico superior [mm]	0.787
Constante dieléctrica (ϵ_r)	2.4
Tangente de pérdidas $\tan(\delta)$	0.00375

Tabla 3.1. Parámetros de la celda basada en DiClad 880.

Tras realizar el análisis de las curvas de fase para diferentes longitudes de los dipolos y espaciado entre ellos, finalmente se ha optado por las siguientes medidas. Como previamente se ha mencionado, la disposición de dipolos debe ser simétrica, por lo que los dipolos de cada capa estarán separados uno de otro la misma distancia. A continuación, se detallan los parámetros escogidos para la celda en cada una de las capas.

Rango de longitudes para el dipolo central [mm]	3.8 – 5.45
Escala de los dipolos laterales intermedios respecto al central	0.84
Escala de los dipolos laterales exteriores respecto al central	0.68
Separación entre cada dipolo [mm]	0.43

Anchura de los dipolos [mm]	0.2
-----------------------------	-----

Tabla 3.2. Parámetros de los dipolos inferiores para DiClad 880 (15°,0°).

Rango de longitudes para el dipolo central [mm]	2 – 3.8
Escala de los dipolos laterales intermedios respecto al central	0.8
Separación entre cada dipolo [mm]	1.2
Anchura de los dipolos [mm]	0.2

Tabla 3.3. Parámetros de los dipolos superiores para DiClad 880 (15°,0°).

Estos parámetros geométricos resultan en una celda como la mostrada en la Figura 3.2, salvo por el hecho de que las longitudes de los dipolos se muestran para el valor en el cual se comienzan a solapar los dipolos ortogonales (para una longitud de 5.5 mm para los dipolos centrales inferiores y de 3.85 mm para los dipolos centrales superiores). Aunque el rango de longitudes de los dipolos considera una longitud máxima muy próxima a estos valores prohibidos, en la práctica cada celda se diseña para introducir una diferencia de 90° entre dipolos en X y en Y, por lo que no debería darse el caso de que ambas agrupaciones ortogonales de dipolos alcancen a la vez la longitud máxima.

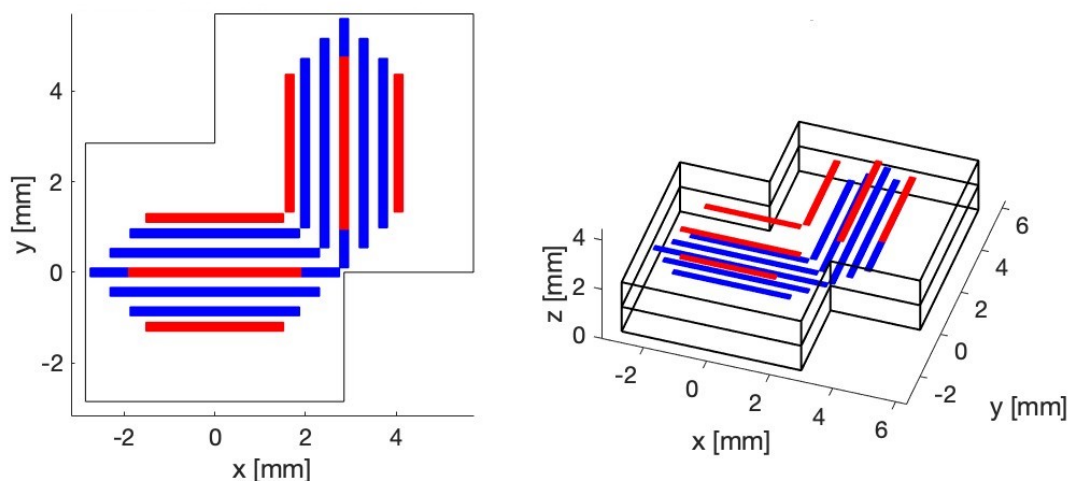


Figura 3.2. Ilustración celda con DiClad 880.

Con estos parámetros, se han simulado las siguientes curvas de fase, las cuales se pueden observar junto a las pérdidas introducidas para la frecuencia de transmisión en la Figura 3.3. Además, se analizan también frecuencias a 0.5 GHz de la de transmisión, es decir, a 19.2 GHz (que se denota en las figuras como f_{inf}), y a 20.2 GHz (que se denota en las figuras como f_{sup}). Evaluar las curvas de fase en frecuencias cercanas ayuda a comprender cómo se comporta la antena en un rango más amplio de frecuencias. El análisis de la celda se basa en la obtención de la matriz de reflexión asociada a la celda a medida que se incrementan las longitudes de los dipolos inferiores, por lo que las curvas de fase se asocian con las fases de los coeficientes de reflexión copolares y el nivel de pérdidas se asocia con las amplitudes de dichos coeficientes de reflexión copolares. De igual modo, el nivel de contrapolar se estudia mediante la amplitud de los coeficientes de reflexión contrapolares.

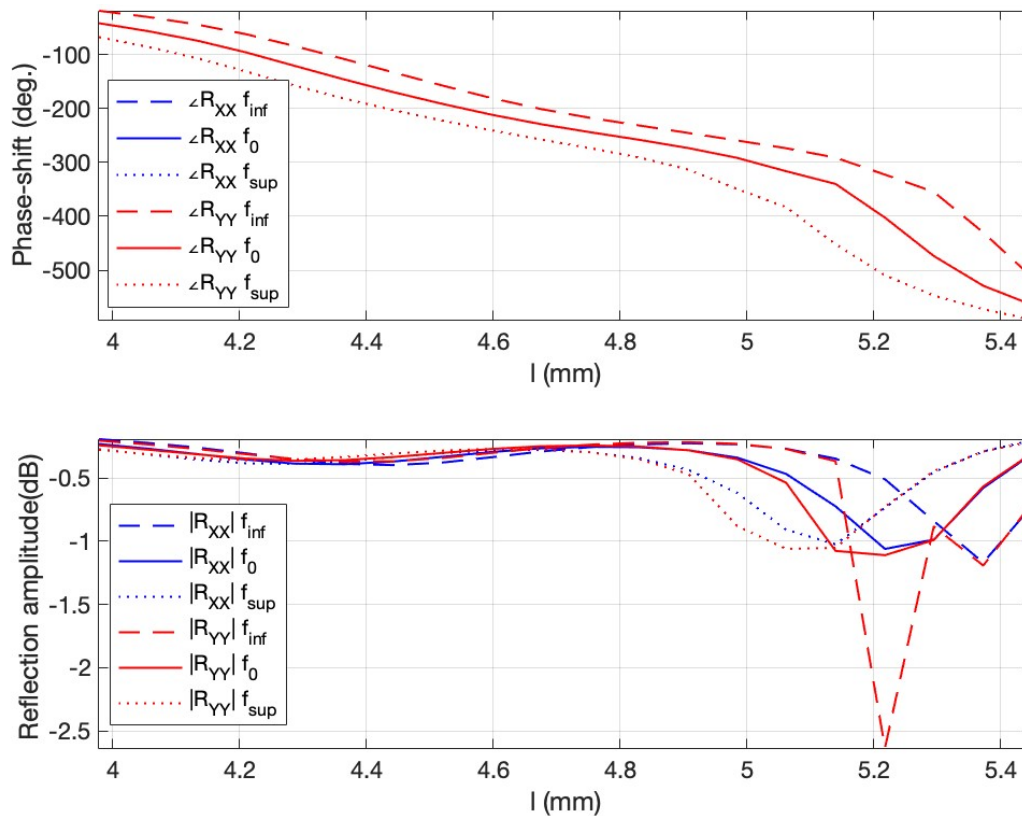


Figura 3.3. Curva de fase en Tx para unos ángulos de incidencia de ($\theta=15^\circ$, $\varphi=0$). - DiClad 880.

En la Figura 3.3, en la representación de la amplitud de los coeficientes de reflexión copolares, alrededor de 5.2 mm, se puede contemplar una resonancia más pronunciada, la cual es la causa del cambio de fase más abrupto en esa misma zona en la curva de fase. Sin embargo, la curva se mantiene lo suficientemente lineal como para darla por buena. Además, abarca un rango mayor que 360° , pues comienza en un valor un poco menor que 0° y acaba cerca de -600° . Además, las pérdidas permanecen por debajo de 1 dB en la mayor parte de longitudes analizadas.

Este análisis se ha repetido para los dipolos superiores, considerando, además de la frecuencia de recepción (29.5 GHz), frecuencias de nuevo a 0.5 GHz, las cuales se representan en las gráficas como f_{inf} (29 GHz) y f_{sup} (30 GHz). Los resultados obtenidos se muestran en la Figura 3.4.

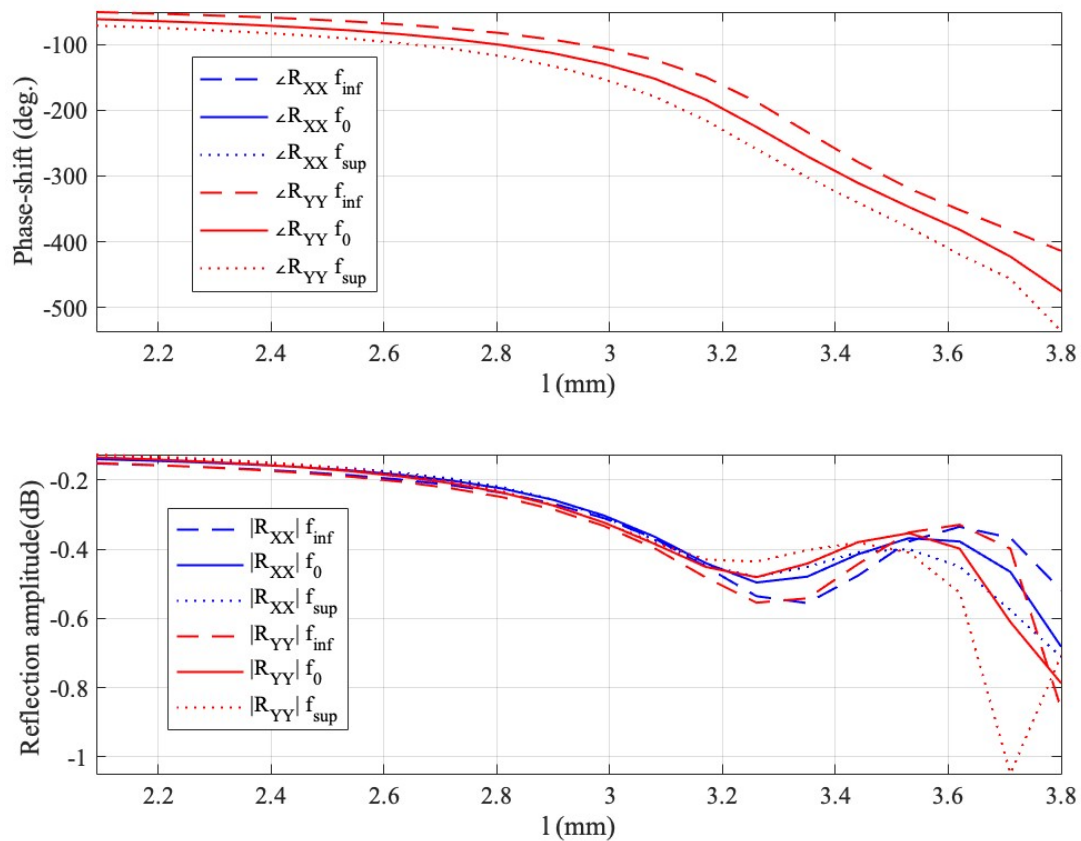


Figura 3.4. Curva de fase en Rx para incidencia ($15^\circ, 0$) - DiClad 880.

En la Figura 3.4, alrededor de 3.7 mm también se puede ver otra resonancia más pronunciada, pero de nuevo, la curva es lo suficientemente lineal como para poder usarla. Y además también se abarca el rango de fase necesario.

El anterior análisis para cada banda se ha estudiado la respuesta de los dipolos en el rango de longitudes en las que los dipolos introducen los desfases. A continuación, se repite el análisis considerando un rango de longitudes para los dipolos desde 2 mm a 5.45 mm en ambas capas (dipolos para Tx y Rx), ya que para la longitud restante la respuesta debe variar poco, para que no afecte a la respuesta en la otra banda. En la Figura 3.5, correspondiente al análisis en la frecuencia de transmisión y por tanto variando la longitud de los dipolos inferiores, se puede observar que la fase empieza a cambiar entre los 3.5 mm y los 4 mm. Esto podría afectar a la banda de recepción pues los dipolos a la frecuencia superior varían hasta 3.8 mm. En la Figura 3.6, correspondiente al análisis en la frecuencia de recepción, se puede observar que la fase prácticamente no varía a partir de los 4 mm, lo que indicaría que los dipolos inferiores pueden variar sus longitudes por encima de 4 mm sin introducir errores de fase en 29.5 GHz.

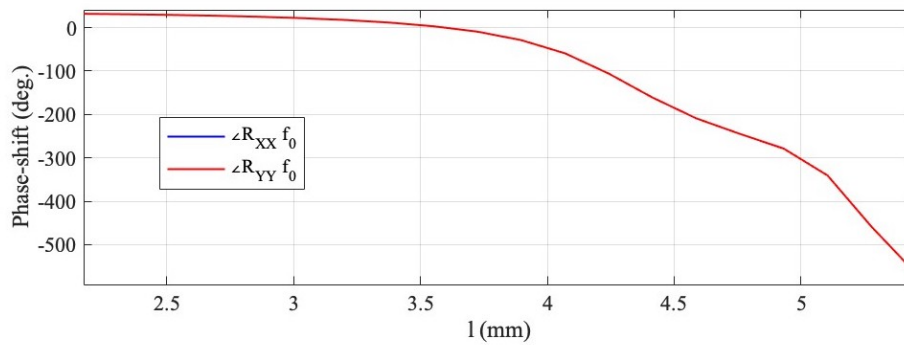


Figura 3.5. Curvas de fase en un rango elevado de longitudes en Tx (19.7 GHz) (15°,0°) – DiClad 880.

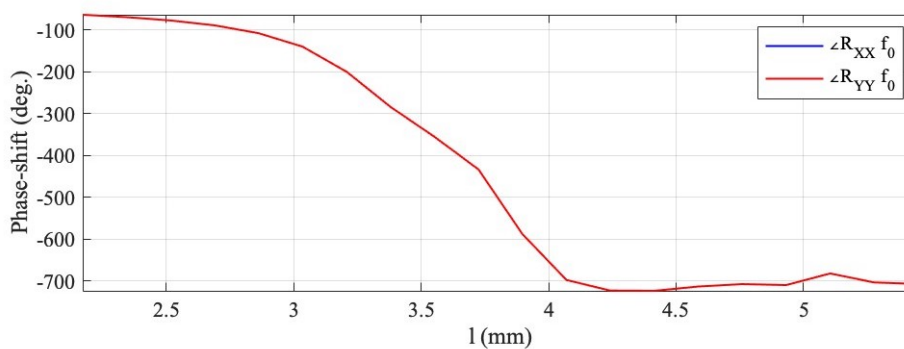


Figura 3.6. Curvas de fase en un rango elevado de longitudes en Rx (29.5 GHz) (15°,0°) – DiClad 880.

Por otro lado, en el análisis previo de las curvas de fase, en el caso de la frecuencia inferior, los dipolos superiores no cambiaban su tamaño, y simplemente se aumentaba por igual el tamaño de los dipolos inferiores, tanto los verticales como los horizontales. El mismo concepto se empleaba para el análisis de los dipolos superiores, estos aumentaban por igual mientras que los inferiores no variaban. Por tanto, no se podía apreciar a simple vista si había interferencias entre los dipolos superiores y los inferiores. Lo que permite hacer este nuevo análisis que se presenta a continuación es variar independientemente el tamaño de unos y otros dipolos, para que no haya un único tamaño de los dipolos, sino que los dipolos superiores podrán variar en su rango (desde 2 mm hasta 3.8 mm con un cierto número de puntos), y los inferiores en otro (desde 3.9 mm hasta 5.45 mm), calculando todas las combinaciones entre dipolos.

Este enfoque permitirá evaluar cómo los dipolos de la capa superior afectan a la frecuencia inferior y cómo los dipolos de la capa inferior interfieren en la frecuencia superior. Se presume que, al analizar la frecuencia inferior, la interferencia de los dipolos de la capa superior será mínima debido a su tamaño reducido. Por otro lado, se anticipa que los dipolos de la capa inferior podrían generar una interferencia más significativa en la frecuencia superior.

Primero se realizará el análisis a la frecuencia inferior (19.7 GHz) considerando un ángulo de incidencia $\theta = 15^\circ$ y $\varphi = 0^\circ$, para el que lo que esperamos encontrar en cuanto a los mapas de fase 2D será la independencia de la fase respecto a la variación de tamaño de los dipolos de la frecuencia superior. Los ejes de las figuras, denominados l_{TX} y l_{RX} , hacen referencia a las longitudes de los dipolos centrales inferiores y superiores, respectivamente, y varían en función de las longitudes especificadas en la Tabla 3.2 y en la Tabla 3.3.

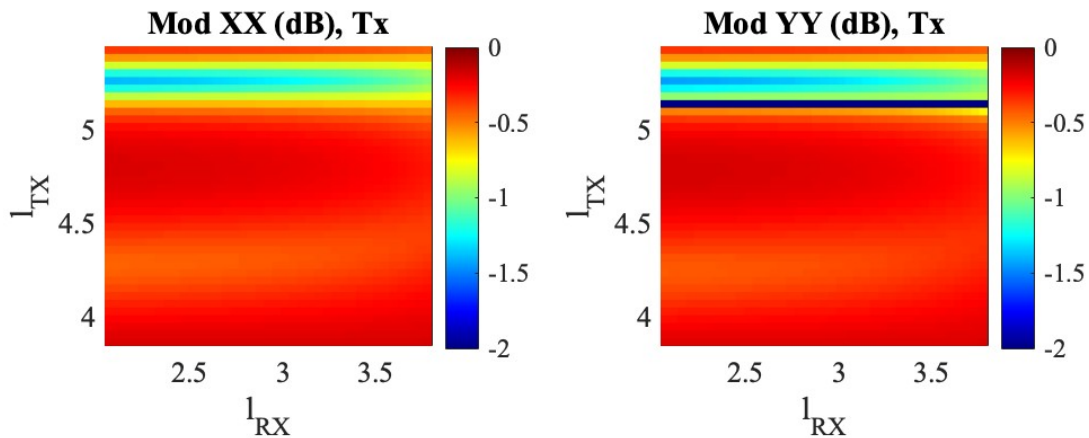


Figura 3.7. Amplitud de los coeficientes de reflexión copolares a 19.7 GHz ($15^\circ, 0^\circ$) – DiClad 880.

En las imágenes previas se pueden observar las amplitudes de los coeficientes de reflexión copolares (XX e YY). Se busca minimizar los coeficientes contrapolares, preferiblemente por debajo de -20 dB para asegurar baja interferencia cruzada, lo cual se cumple en este caso considerando la incidencia ($\theta = 15^\circ$, $\varphi = 0^\circ$). En la zona alrededor de los 5.2 mm se puede ver, como era esperado por lo analizado en la Figura 3.3, una zona en la cual hay pérdidas más significativas. Cabe destacar que las dimensiones de los dipolos superiores no tienen impacto en las amplitudes analizadas a 19.7 GHz.

La Figura 3.8 muestra el desfase introducido en la componente X e Y a 19.7 GHz, dejando ver un comportamiento bastante óptimo para la frecuencia inferior, pues el cambio de fase es prácticamente independiente del eje l_{RX} , con el que varían los dipolos dedicados a operar en la frecuencia superior. Además, como se mostró en la Figura 3.4, el desfase varía de forma lineal con respecto a la longitud de los dipolos inferiores, con un rango de desfases próximo a 600° .

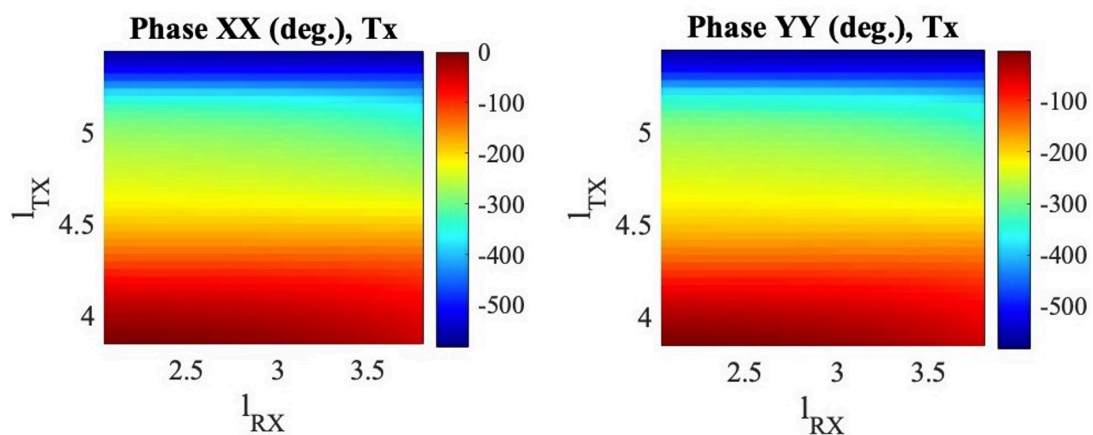


Figura 3.8. Fase de los coeficientes de reflexión copolares a 19.7 GHz ($15^\circ, 0^\circ$) – DiClad 880.

De nuevo se realiza el mismo análisis, pero esta vez en la frecuencia superior. En la Figura 3.9, resultado del análisis en amplitud a la frecuencia superior (29.5 GHz), se puede contemplar zonas en las que hay pérdidas pronunciadas y no son fáciles de evitar, además dependen de las longitudes de los dipolos inferiores, es decir, se producen por acoples no deseados entre dipolos inferiores y superiores. Esto se va a reflejar en los mapas de fase como una dependencia de fase en función del eje l_{TX} . Los niveles de contrapolar de nuevo se encuentran siempre por debajo de -20 dB, por lo que no suponen un problema.

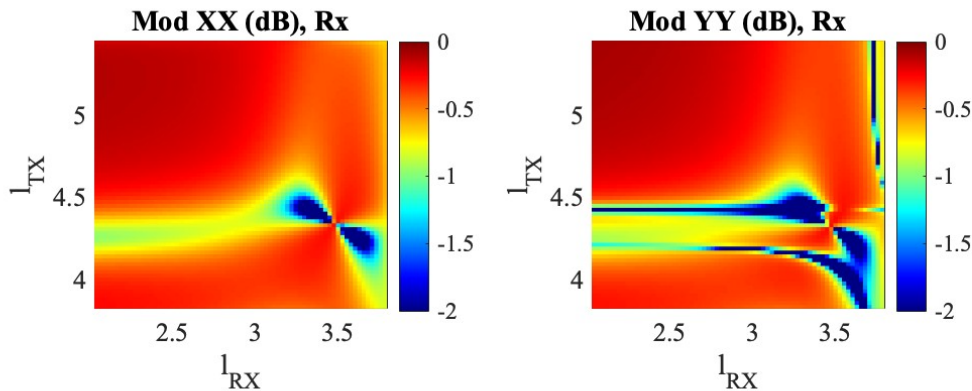


Figura 3.9. Amplitud de los coeficientes de reflexión copolares a 29.5 GHz (15°,0°) – DiClad 880.

Efectivamente, las imágenes en la Figura 3.10 muestran un peor comportamiento de la fase a esta frecuencia, pues hay interferencias con la frecuencia inferior. Para visualizar mejor el comportamiento en fase, se muestran los valores acotados entre 0 y 360°. Idealmente, la figura debería mostrar un desfase creciente con el eje l_{RX} , de igual modo que a 19.7 GHz el desfase crecía según el eje l_{TX} (ver Figura 3.8), sin embargo, esto solo sucede para dipolos inferiores mayores a 4.6 mm.

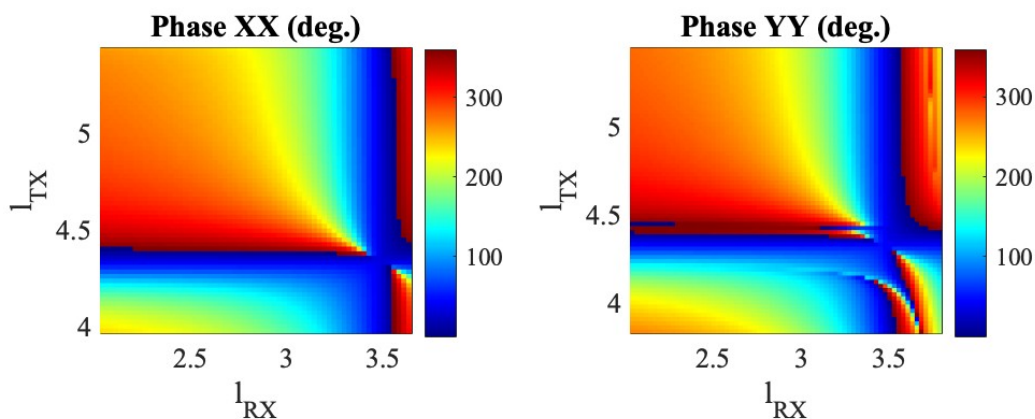


Figura 3.10. Fase de los coeficientes de reflexión copolares a 29.5 GHz (15°,0°) – DiClad 880.

A pesar de la influencia de los dipolos inferiores en el comportamiento en fase a 29.5 GHz, la antena reflectarray se diseñará considerando esta celda basada en DiClad 880, para ver el impacto de estos resultados en los diagramas de radiación de la antena. Se espera que, ya que los dipolos inferiores controlan el desfase a 19.7 GHz independientemente de los dipolos superiores, se puedan ajustar primero los dipolos inferiores a 19.7 GHz, y después realizar el diseño de los dipolos superiores, considerando las dimensiones de los dipolos inferiores previamente ajustados, de modo que, se tenga en cuenta la influencia de los dipolos inferiores al ajustar los dipolos superiores. Este segundo proceso de ajuste de los dipolos superiores no debería tener impacto en los desfases introducidos en 19.7 GHz mediante el ajuste inicial de los dipolos inferiores.

3.3.CELDA BASADA EN ROGERS 3003

En caso de que la anterior celda resulte en un diseño de la antena que no cumpla con las especificaciones definidas en el capítulo 2, se ha propuesto una segunda celda reflectarray, para tratar de solucionar los problemas de acoples entre dipolos superiores e inferiores. Existen varias diferencias entre esta celda y la anterior. La primera es el material dieléctrico, ya que ahora se va a analizar la respuesta de la celda con un sustrato basado en Rogers 3003. Este material tiene una permitividad dieléctrica diferente,

además de una tangente de pérdida distinta, entre otros aspectos. En este caso, para ambas capas de la celda se ha considerado un grosor del sustrato de 0.762 mm, mientras que la constante dieléctrica ahora es más alta $\epsilon_r = 2.95$ y la tangente de pérdidas, $\tan(\delta)$, tendrá ahora un valor de 0,001.

Periodicidad en X e Y [mm]	5.7
Grosor del dieléctrico inferior [mm]	0.762
Grosor del dieléctrico superior [mm]	0.762
Constante dieléctrica (ϵ_r)	2.95
Permitividad imaginaria (ϵ'')	0,001

Tabla 3.4. Parámetros generales de la celda mediante Rogers 3003.

Otro de los cambios en esta nueva celda se centra en el uso de agrupaciones de cinco dipolos en la capa inferior. Esta decisión se debe a que esta configuración ofrece la posibilidad de generar curvas de fase con un amplio rango y logrando un comportamiento muy lineal. Sin embargo, en la sección anterior se ha observado que, para la banda de frecuencias inferior, el impacto de los dipolos exteriores es mínimo, y el rango de casi 600° es innecesariamente elevado. También, la presencia de 5 dipolos reducía el espacio disponible para cada agrupación ortogonal de 5 dipolos, especialmente para los dipolos exteriores, ya que chocaban rápidamente con los ortogonales, limitando la capacidad de ajuste y optimización del diseño. Además, los dipolos exteriores de la capa inferior, siendo los más pequeños, tenían un tamaño similar a los de la capa superior (para operar a 29.5 GHz), lo cual introducía interferencias en la banda superior de la antenna. Esta interferencia potencial afectaba la calidad y el rendimiento general de la celda en la frecuencia superior, y podría afectar de igual modo al comportamiento de la antenna diseñada con dichas celdas.

Por eso, se ha optado por una configuración de tres dipolos en la capa inferior, tratando de resolver en gran medida estos problemas. Con menos dipolos, se ganaba espacio para aumentar el tamaño de los elementos, mejorando la flexibilidad de diseño. Además, eliminar los dipolos exteriores más pequeños y similares en tamaño a los de la capa superior contribuye a minimizar las interferencias en la banda superior de la antenna, asegurando un mejor rendimiento en ambas bandas de frecuencia. La siguiente figura muestra la nueva configuración de celda, basada en agrupaciones ortogonales de tres dipolos paralelos en ambas capas.

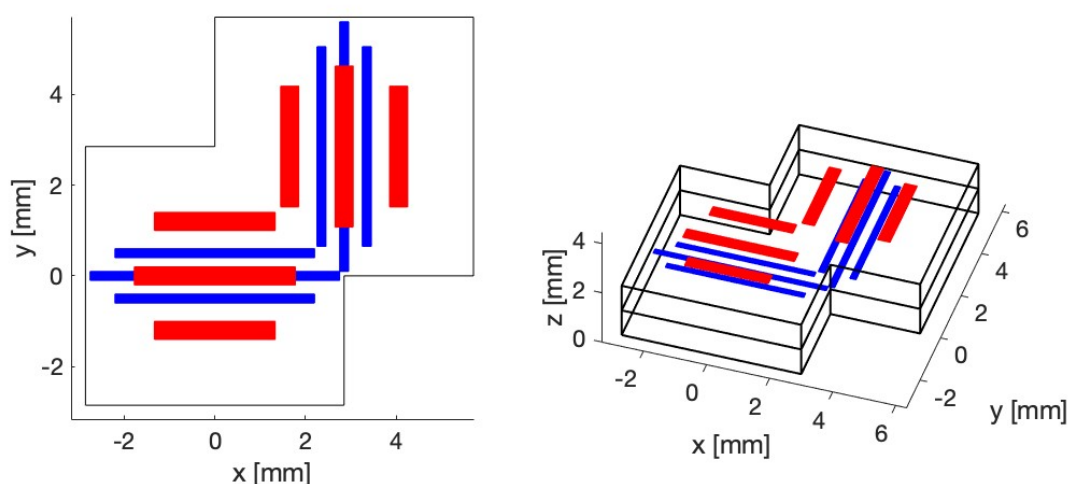


Figura 3.11. Ilustración celda con Rogers 3003.

Otra diferencia de esta celda respecto a la anterior es el grosor de los dipolos de recepción (Rx), que en este caso son de 0.4 mm en vez de 0.2 mm. Se realizó el análisis de la celda para ambos grosores y finalmente se determinó que se observaban mejores resultados para este material con el grosor mayor.

A continuación, se presentan dos tablas, en las que se detallan los valores finales escogidos para los dipolos de cada banda, recordando que en este caso solo hay un par de dipolos paralelos respecto al central en la frecuencia inferior, a diferencia de la anterior celda.

Rango de longitudes para el dipolo central [mm]	3.9 – 5.4
Escala de los dipolos laterales exteriores respecto al central	0.8
Separación entre cada dipolo [mm]	0.5
Anchura de los dipolos [mm]	0.2

Tabla 3.5. Parámetros de los dipolos inferiores – Rogers 3003.

Rango de longitudes para el dipolo central [mm]	2.1 – 3.6
Escala de los dipolos laterales exteriores respecto al central	0.75
Separación entre cada dipolo [mm]	1
Anchura de los dipolos [mm]	0.4

Tabla 3.6. Parámetros de los dipolos superiores – Rogers 3003.

El rango de longitudes escogidas para los dipolos centrales inferiores no alcanza los 5.5 mm, considerados en la Figura 3.11 para mostrar la longitud en la cual se comienzan a solapar los dipolos ortogonales inferiores.

En las siguientes figuras se puede observar para cada banda, en primer lugar, la respuesta de fase de la celda y en segundo lugar las pérdidas, ambos en función de la longitud de los dipolos centrales de la capa inferior (para la banda de Tx) y de la capa superior (para Rx). Se ha considerado una incidencia oblicua ($\theta = 15^\circ$, $\varphi = 0^\circ$), ya que se correspondería con el de las celdas situadas en el centro del reflectarray, siendo las más representativas en la antena (las más iluminadas por el alimentador).

De nuevo, ambas bandas se analizan para la frecuencia deseada, y dos más, una inferior y otra superior, teniendo en cuenta un rango de 1 GHz. Las frecuencias deseadas, 19.7 GHz en el caso de la banda inferior y 29.5 GHz en el caso de la banda superior, se denominan f_0 . La frecuencia superior, 20.2 GHz para la banda de transmisión y 30 GHz para la banda de recepción, se denomina f_{sup} . Finalmente, la frecuencia inferior, 19.2 GHz para la banda de transmisión y 29 GHz para la banda de recepción, se denomina f_{inf} .

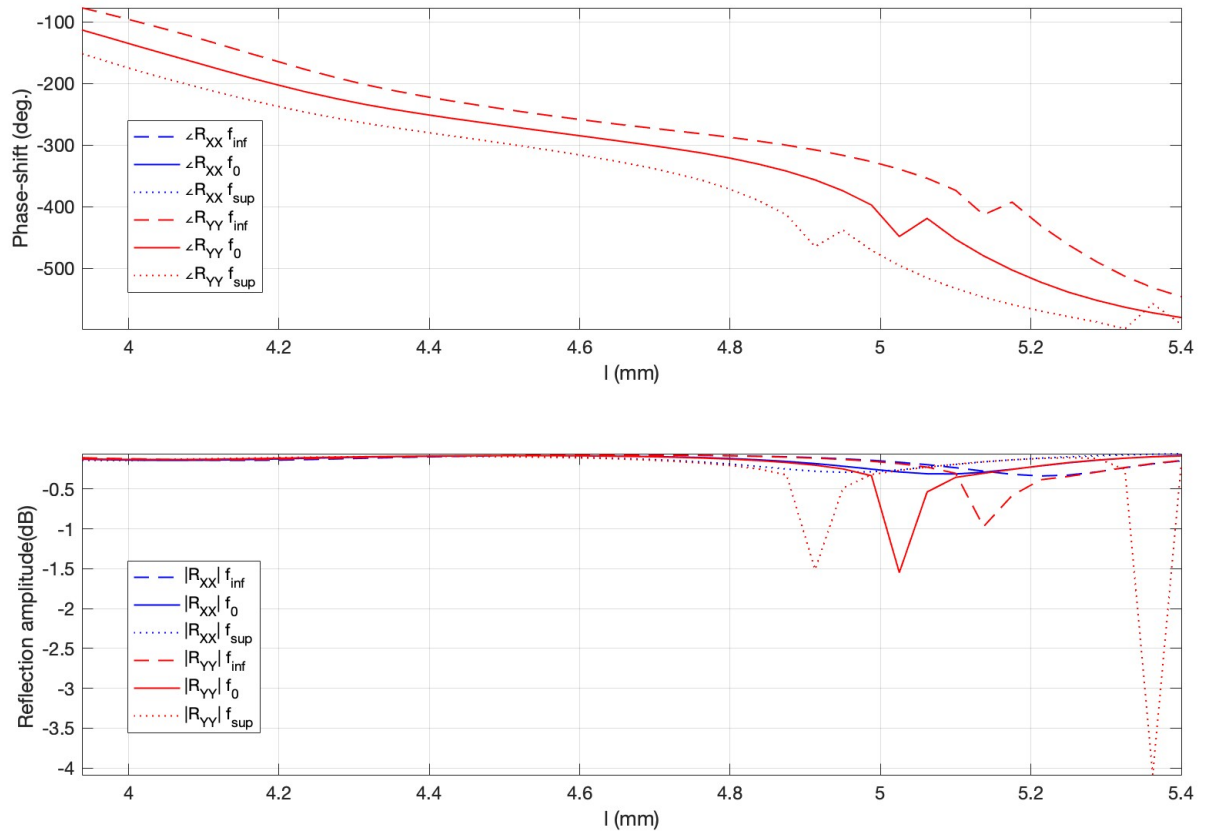


Figura 3.12. Curvas de fase y pérdidas en Tx para incidencia (15°, 0) - Rogers 3003.

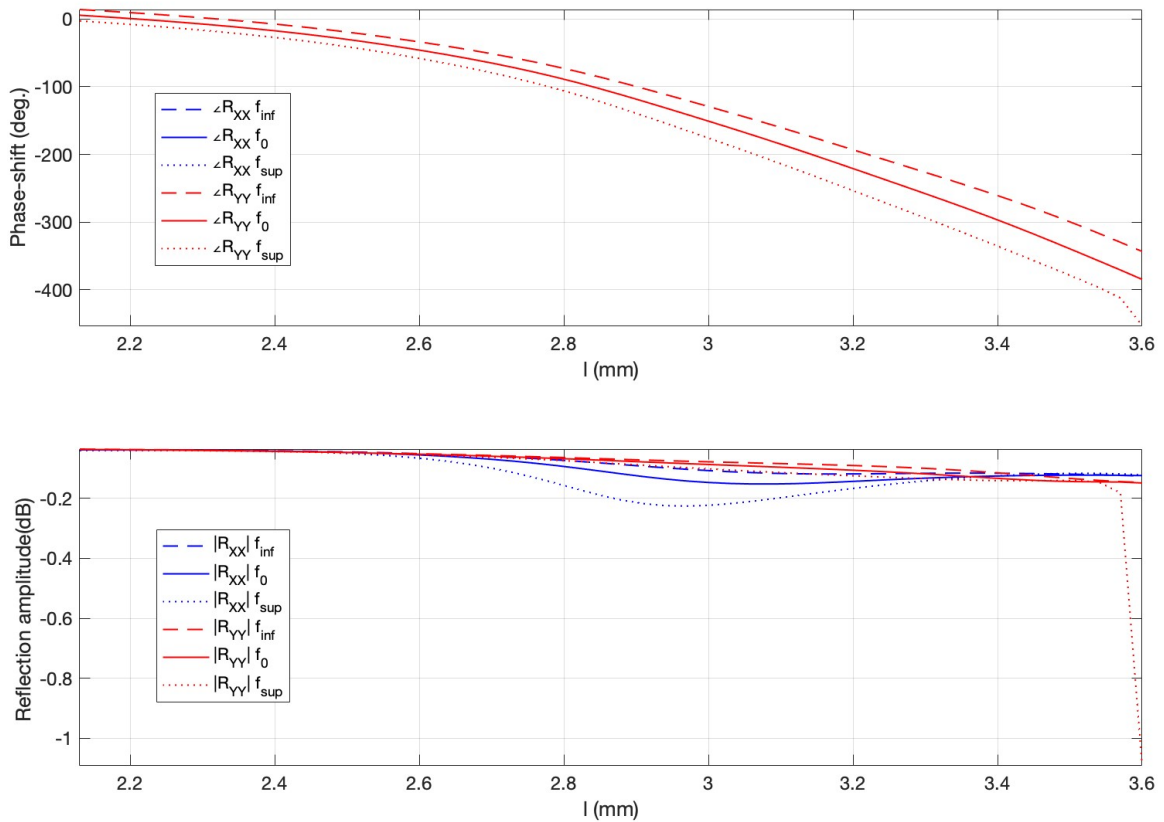


Figura 3.13. Curvas de fase y pérdidas en Rx para incidencia (15°, 0°) – Rogers 3003.

En cuanto a las curvas de fase, ambas cumplen el objetivo de cubrir un rango de más de 360°. En el caso de los dipolos a 19.7 GHz (Figura 3.12) la fase va desde -113° hasta -580°, y la respuesta es medianamente lineal. Se puede observar una resonancia más abrupta alrededor de los 5 mm, la cual causa una pequeña interrupción en la curva de fase, sin embargo, al ser bastante pequeña se espera que la mayoría de las celdas no tengan esa longitud de los dipolos inferiores, y por tanto se pueda despreciar. Para la respuesta en 29.5 GHz (Figura 3.13) la fase cubre desde 5° hasta -384° y es suficientemente lineal.

Como se ha hecho previamente, se repite el análisis considerando un rango de longitudes para los dipolos desde 2.1 mm a 5.4 mm en ambas capas (dipolos para Tx y Rx) para comprobar que la respuesta en la longitud restante de cada una de las bandas varía poco y no afecte a la respuesta en la otra banda. Se puede observar el análisis en función de las longitudes completas en las dos siguientes figuras, la superior es para la frecuencia de transmisión, variando la longitud de los dipolos inferiores, correspondiente a la Figura 3.14, en la cual los dipolos apenas introducen desfase hasta 3.5 mm. La inferior es la de la frecuencia de recepción, donde se varían las longitudes de los dipolos superiores, correspondiente a la Figura 3.15, donde se puede observar que a partir de 4 mm ya no hay prácticamente variación de fase.

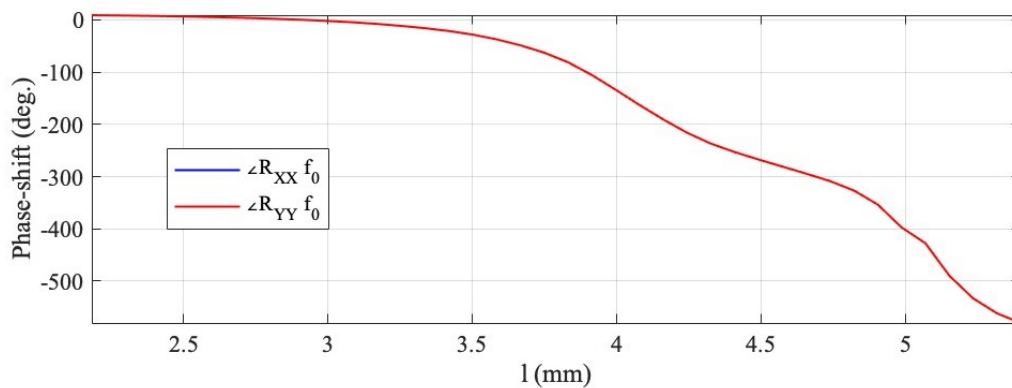


Figura 3.14. Curva de fase en un rango elevado de longitudes en Tx (15°,0°) - Rogers 3003.

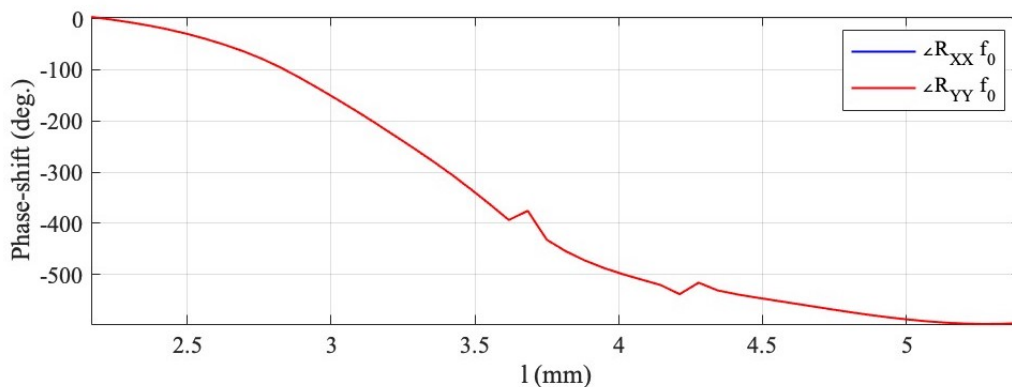


Figura 3.15. Curvas de fase en un rango elevado de longitudes en Rx (15°,0°) - Rogers 3003.

Una vez superado con éxito el primer análisis de la celda, de nuevo se variará independientemente el tamaño de unos y otros dipolos, para poder evaluar el impacto de los dipolos inferiores y superiores entre sí. Los dipolos superiores podrán variar en su rango de longitudes (desde 2.1 mm hasta 3.5 mm), y los inferiores en el suyo (desde 3.9 mm hasta 5.4 mm). Como anteriormente, con el siguiente análisis se debería observar cómo las longitudes de los dipolos de la capa inferior (dadas por l_{Tx}) afectan a la frecuencia inferior y cómo los dipolos de la capa superior controlan el desfase en la frecuencia superior.

En la Figura 3.16 se representan las amplitudes de los coeficientes de reflexión copolares (XX e YY). En el caso de los coeficientes contrapolares, se busca que sean mínimos y preferiblemente por debajo de -20 dB para garantizar una baja interferencia cruzada. Para este caso de incidencia oblicua $\theta = 15^\circ$ y $\varphi = 0^\circ$, se obtienen resultados para los coeficientes contrapolares siempre por debajo de -20 dB. Por otro lado, se espera que los valores de la componente copolar se mantengan cercanos a 0 dB para garantizar la buena eficiencia de la antena. Como se podía observar en, alrededor de los 5 mm hay una zona de pérdidas mayores a 2 dB en la componente Y, que idealmente habría que esquivar durante el proceso de diseño del reflectarray.

En la Figura 3.17 lo que se busca es que las fases varíen solo a lo largo de una dimensión, de manera que sean independientes de la variación de longitud del dipolo cuya banda no se está analizando. Es decir, si se están analizando los dipolos en transmisión (banda de 19.7 GHz), se desea que la variación de fase dependa únicamente de la variación de longitud de los dipolos en transmisión, y no en recepción (banda de 29.5 GHz). En este caso para el análisis de la frecuencia inferior, se puede observar una pequeña dependencia de la fase en función de los dipolos correspondientes a la frecuencia superior, a partir de unas longitudes de l_{RX} próximas a 3 mm, aunque se considera que es un impacto pequeño. Además, cuando se presentan pérdidas notables en la amplitud, especialmente superiores a 2 dB, se refleja en la fase en esas mismas áreas. En tales situaciones, la variación de fase puede volverse abrupta y sufrir algún salto de 360° , como se ve en la fase introducida en la componente Y, allí donde l_{TX} es próximo a 5.1 mm.

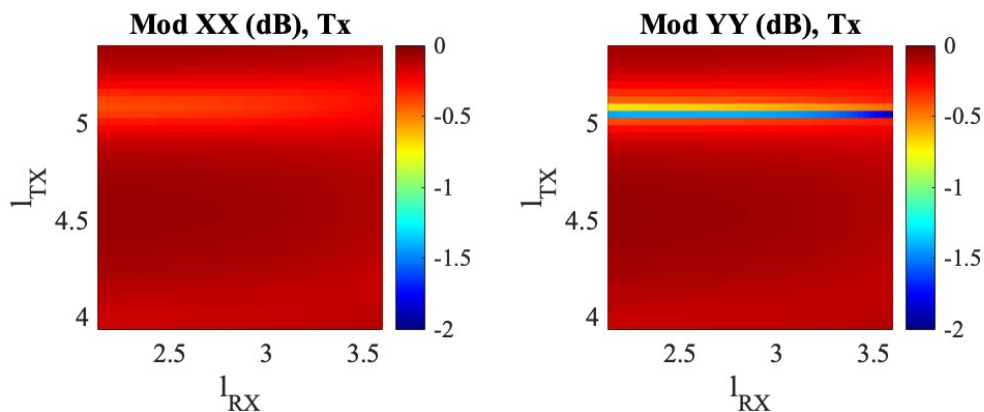


Figura 3.16. Amplitud de los coeficientes de reflexión copolares a 19.7 GHz ($15^\circ, 0^\circ$) – Rogers 3003.

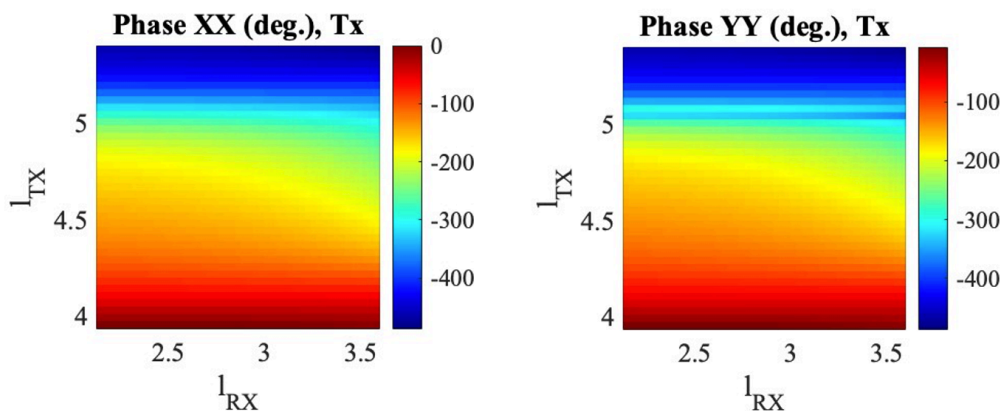


Figura 3.17. Análisis de fases en Tx (2D) ($15^\circ, 0^\circ$) – Rogers 3003.

A continuación, se muestran las mismas figuras, pero analizadas a la frecuencia superior (29.5 GHz).

En la Figura 3.18 se puede observar para las componentes copolares que solo hay una pequeña zona con pérdidas pronunciadas, causadas por los dipolos inferiores cuando alcanzan su tamaño máximo, mientras que en la Figura 3.19 la fase es prácticamente independiente de la variación del tamaño de los dipolos en transmisión, dependiendo prácticamente solo de los dipolos en recepción. Es un comportamiento muy bueno para esta banda de frecuencia.

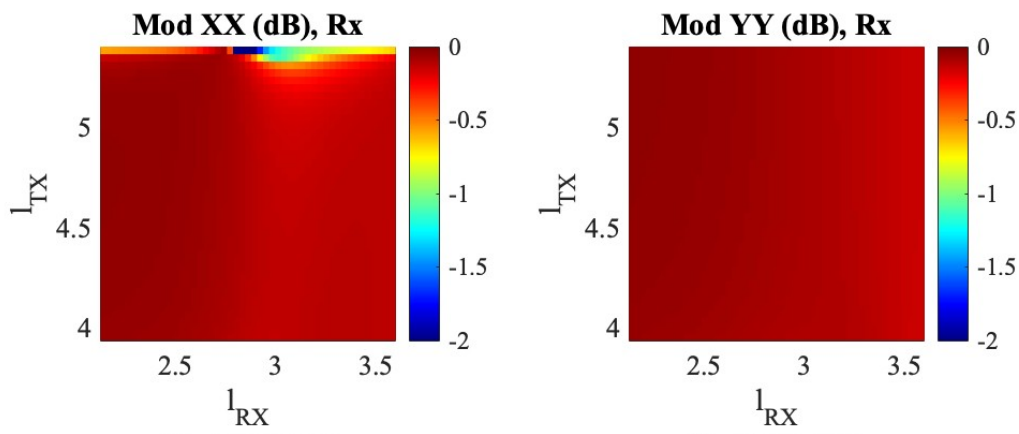


Figura 3.18. Coeficiente de reflexión Rx ($15^\circ, 0^\circ$) – Rogers 3003.

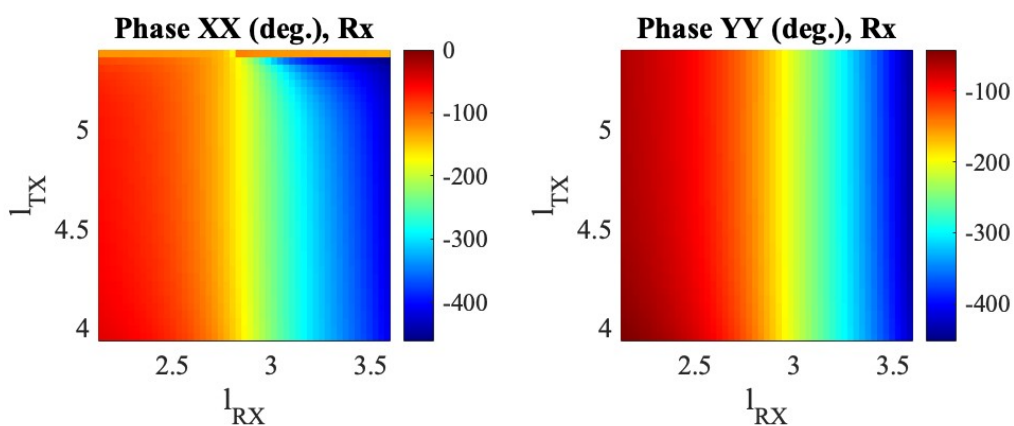


Figura 3.19. Análisis de fases en Rx (2D) ($15^\circ, 0^\circ$) – Rogers 3003.

4. RESULTADOS SIMULADOS DEL REFLECTARRAY

Después de obtener las celdas finales seleccionadas para la antena reflectarray, se procederá con el diseño de la antena utilizando los programas proporcionados por el departamento SSR y los archivos finales derivados del diseño de las celdas. Para analizar los resultados y determinar la calidad del funcionamiento de la antena, se visualizarán principalmente los diagramas de radiación de la antena.

Inicialmente, se generarán los diagramas de radiación ideales de la antena para su comparación con los resultados obtenidos después del diseño, permitiendo así evaluar cualquier variación.

El proceso de diseño consta de dos pasos. Primero, se ajustan las longitudes de los dipolos inferiores de cada celda para conseguir proporcionar el desfase objetivo a 19.7 GHz, calculado en el capítulo 2. Posteriormente, se realizará el diseño, celda a celda, correspondiente a los dipolos de la frecuencia superior (29.5 GHz), considerando en este proceso los dipolos diseñados previamente a 19.7 GHz. Es importante destacar que el comportamiento final de la antena será el que se obtenga tras el diseño a la frecuencia superior, ya que el diseño inicial a 19.7 GHz no tiene en cuenta los dipolos diseñados a 29.5 GHz, y tampoco los efectos que puedan tener los dipolos superiores sobre los inferiores en la frecuencia inferior. El análisis de esta etapa final permitirá observar cómo los dipolos de recepción afectan a los de transmisión.

4.1. ANÁLISIS IDEALES DE LA ANTENA

Como ya se ha mencionado, inicialmente se representan los diagramas de radiación ideales de la antena, que se calculan a partir de las distribuciones de fase mostradas en el capítulo 2, donde las celdas reflectarray se consideran desfases ideales que introducen el desfase necesario sin errores ni pérdidas, por tanto, no hay diferencias entre los diagramas ideales para las celdas basada en DiClad o Rogers. Estos diagramas ideales son una representación teórica de cómo debería comportarse la antena bajo condiciones ideales. Hay diversas maneras de analizar los diagramas de radiación, sin embargo, se ha escogido visualizarlos como cortes en elevación y azimut para la posterior comparación de diagramas.

En la Figura 4.1 se presenta el diagrama de radiación ideal correspondiente a la frecuencia de transmisión (19.7 GHz). Se destaca claramente el lóbulo principal en la dirección de radiación seleccionada, $\theta = 15^\circ$ y $\varphi = 0^\circ$. En los diagramas, las líneas continuas en azul y rojo reflejan las componentes copolares en polarización circular a izquierda y a derecha, respectivamente, obtenidas a partir de la iluminación en polarización lineal del alimentador. El hecho de que tengan valores similares y por tanto estén prácticamente superpuestas da a ver que son resultados ideales sin diferentes errores en cada componente. Por otro lado, las componentes indicadas con líneas discontinuas en azul y rojo representan las polarizaciones contrapolares, es decir, aquellas con polarización opuesta a las líneas continuas del color correspondiente. Se puede apreciar el diagrama completo en la Figura 4.2, representado como una superficie de líneas isogancia, es decir, de curvas de nivel. En él, las figuras de la izquierda representan las componentes copolares, y a la derecha sus correspondientes contrapolares. Cabe destacar que, dado que se trata de un diagrama ideal, toda la radiación se concentra principalmente en los ejes principales.

Es fundamental mantener una ganancia elevada en la polarización copolar para maximizar la eficiencia tanto en la transmisión como en la recepción de señales. En este caso ideal, la eficiencia viene dada por la eficiencia de iluminación del reflectarray, controlada mediante el nivel de iluminación en bordes. Además de buscar una alta ganancia, es de interés mantener la componente contrapolar lo más baja posible. Para ello, el proceso de conversión de polarización lineal a circular debe lograrse con los mínimos errores de fase posibles.

Respecto al diagrama de la Figura 4.1, hay varios detalles de interés. La ganancia máxima alcanza un valor de 35.2 dBi para ambas polarizaciones, el cual es un valor alto teniendo en cuenta las pequeñas dimensiones de la antenna. Para este valor de la ganancia, teniendo en cuenta la Ecuación 2.1 se obtiene una eficiencia de radiación del 67%. Este valor será contra el cual se compararán los diagramas resultantes tras el diseño de la antenna. Por otro lado, el máximo valor alcanzado por los lóbulos secundarios para ambas componentes es 12.7 dBi, lo que hace que la relación de lóbulos principal a secundario (SLL) sea de 22.5 dB. Mientras, los niveles máximos alcanzados por las componentes contrapolares se encuentran alrededor de los 10 dBi, aunque en la dirección de radiación el nivel de contrapolar se encuentra en -9.33 dBi.

Ganancia máxima (dBi)	35.2
Eficiencia de radiación (%)	67
Nivel máximo de lóbulos laterales (dBi)	12.7
SLL (dB)	22.5
Nivel de contrapolar máximo (dBi)	10
Relación entre la componente copolar y contrapolar (dB)	44.5

Tabla 4.1. Resultados ideales Tx.

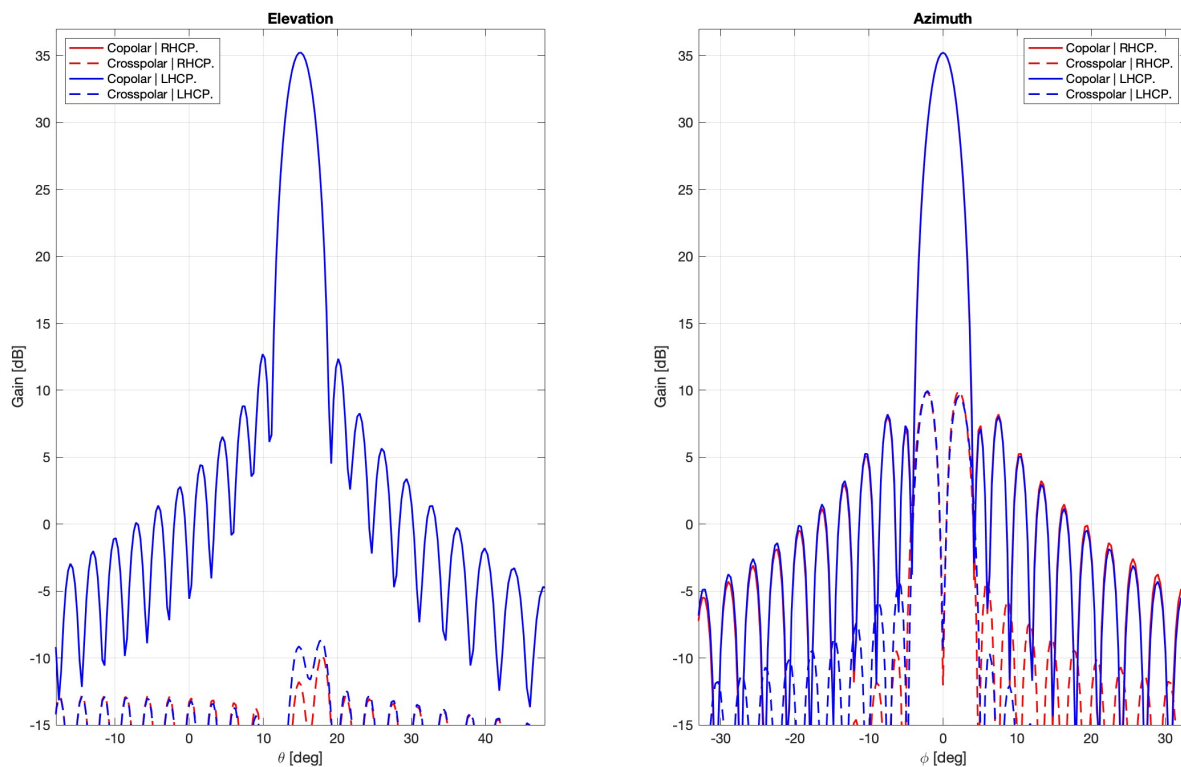


Figura 4.1. Cortes del diagrama de radiación en elevación y azimut ideales a 19.7 GHz.

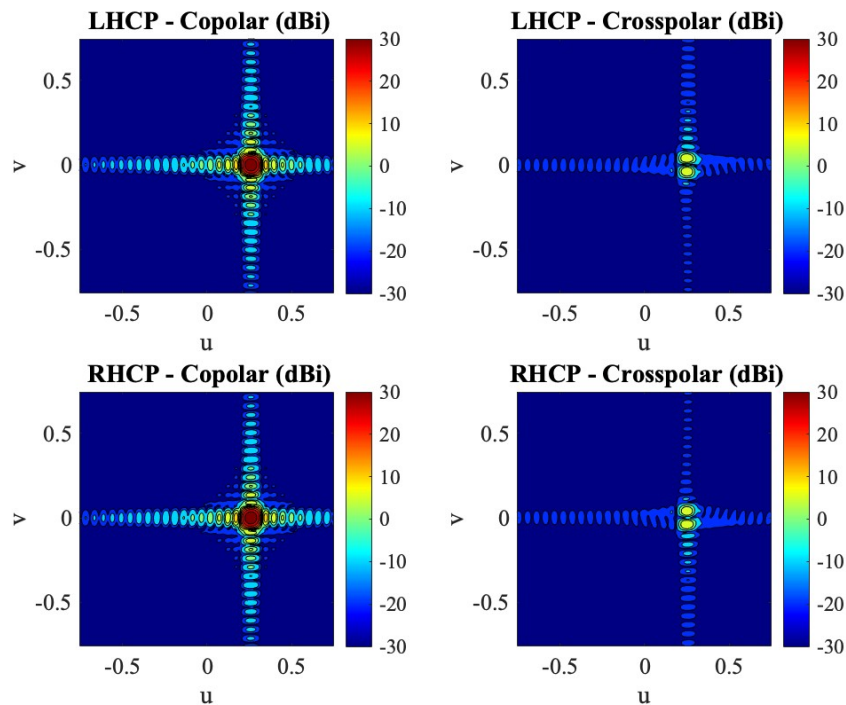


Figura 4.2. Diagrama de radiación ideal (plano cenital) a 19.7 GHz.

A continuación, se pueden observar los cortes en azimut y elevación del diagrama de radiación ideal correspondiente a la frecuencia de recepción. De nuevo las componentes representadas como líneas continuas se tratan de las copolares, y las representadas como líneas discontinuas son las contrapolares. Además, se puede visualizar el diagrama de radiación completo para su mejor comprensión en la Figura 4.4.

En este caso, la ganancia máxima alcanzada por el lóbulo principal es de 38.4 dBi, en la dirección de radiación especificada ($\theta = 15^\circ$ y $\varphi = 0^\circ$). Por otro lado, se obtiene un valor máximo de los lóbulos laterales de 16.1, consiguiendo una relación entre el lóbulo principal y el secundario (SLL) de 22.5 dB. Además, los niveles máximos a los que llegan las componentes contrapolares están alrededor de los 13.5 dBi, pero en la dirección de máxima ganancia están a -5.8 dBi, lo que resulta en una relación de 41.2 dB entre la componente copolar y contrapolar en la dirección de radiación.

Tiene sentido que se alcance una mayor ganancia en la banda de recepción, ya que la frecuencia es mayor y por tanto la antena es eléctricamente mayor. Como se observó en la Ecuación 2.1, que describe la relación entre la ganancia (G) y la longitud de onda (λ) a mayor frecuencia, menor es la longitud de onda ($\lambda = c/f$), lo que resulta en una mayor ganancia.

Ganancia máxima (dBi)	38.6
Eficiencia de radiación (%)	66.2
Nivel máximo de lóbulos laterales (dBi)	16.1
SLL (dB)	22.5
Nivel de contrapolar máximo (dBi)	13.5
Relación entre la componente copolar y contrapolar (dB)	44.4

Tabla 4.2. Resultados ideales Rx.

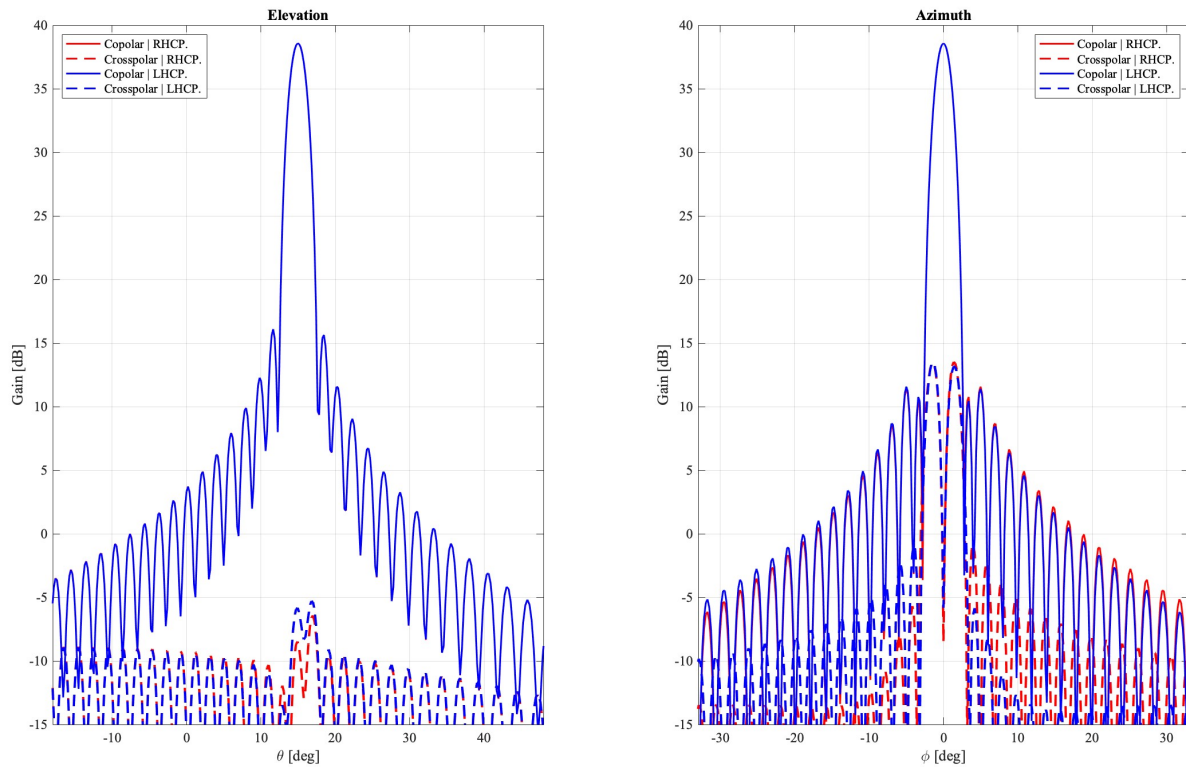


Figura 4.3. Cortes del diagrama de radiación en elevación y azimut ideales a 29.5 GHz.

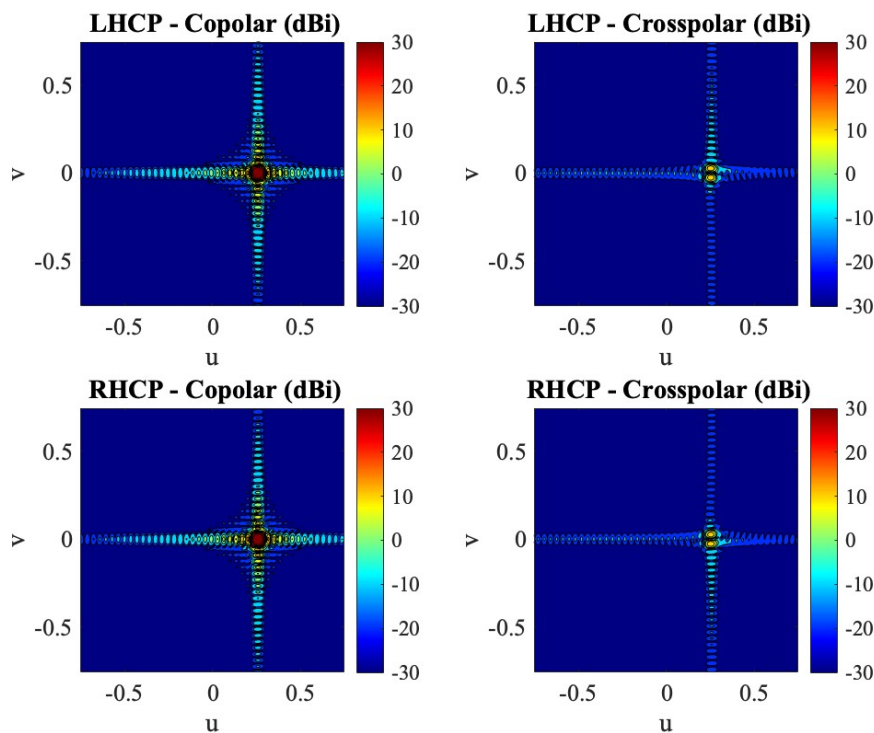


Figura 4.4. Diagrama de radiación ideal (plano cenital) a 29.5 GHz.

4.2. DISEÑO DE LA ANTENA CON DICLAD

Tras la representación de los diagramas ideales, y los valores más destacables de estos, se procede a realizar el primer diseño de la antena. En él, se diseña la antena para la frecuencia de transmisión (19.7 GHz), por lo que se obtendrá un buen resultado dado que no se están teniendo en cuenta los dipolos en

la banda de recepción. Es por este motivo por el cual sólo se representa el diagrama de radiación a la frecuencia inferior, ya que el de la frecuencia de recepción no aportará información relevante o que pueda servir para su futura comparación. El diagrama de radiación a 19.7 GHz, sin embargo, puede compararse tras el diseño a la segunda frecuencia, en el cual se podrán observar los efectos que pueden tener los dipolos a la frecuencia superior comparando con la siguiente figura.

La Figura 4.5 representa en color azul y rojo los resultados tras el diseño a la frecuencia de transmisión, y detrás se puede visualizar el diagrama de radiación ideal a esta frecuencia en color negro.

La ganancia máxima del lóbulo principal en la frecuencia de transmisión alcanza un valor de 34.7 dBi, tan solo 0.5 dB por debajo del valor obtenido en el diagrama ideal, lo que conlleva una eficiencia de radiación del 60.5%. Las pérdidas resultantes de comparar la ganancia máxima simulada y la obtenida en el análisis ideal son el resultado de las pérdidas introducidas por los materiales dieléctricos y a los errores de fase producidos durante el diseño (celdas cuyos dipolos no han conseguido proporcionar el desfase requerido). El nivel de lóbulos secundarios llega a los 12.1 dBi, obteniendo una relación SLL de 22.6 dB. Los errores de fase introducidos por algunas celdas reflectarray pueden introducir distorsiones en el diagrama que modifiquen los lóbulos secundarios. La componente contrapolar llega a los 3.8 dBi, y en la dirección de radiación toma un valor de 2.7dBi, resultando en una relación copolar contrapolar de 32 dB.

	Ideales	Tras el diseño tx
Ganancia máxima (dBi)	35.2	34.7
Eficiencia de radiación (%)	67	60.5
Nivel máximo de lóbulos laterales (dBi)	12.7	12.1
SLL (dB)	22.5	22.6
Nivel de contrapolar máximo (dBi)	10	3.8
Relación entre la componente copolar y contrapolar (dB)	44.5	32

Tabla 4.3. Resultados Tx tras el diseño a la frecuencia de transmisión.

En la Figura 4.6, en las imágenes de la izquierda, se puede observar que la radiación ya no está tan concentrada como en el diagrama correspondiente ideal (ver Figura 4.2), debido a que los errores de fase dispersan la radiación, aunque con unos niveles por debajo de 0 dBi, lo que valida el proceso de diseño en esta frecuencia.

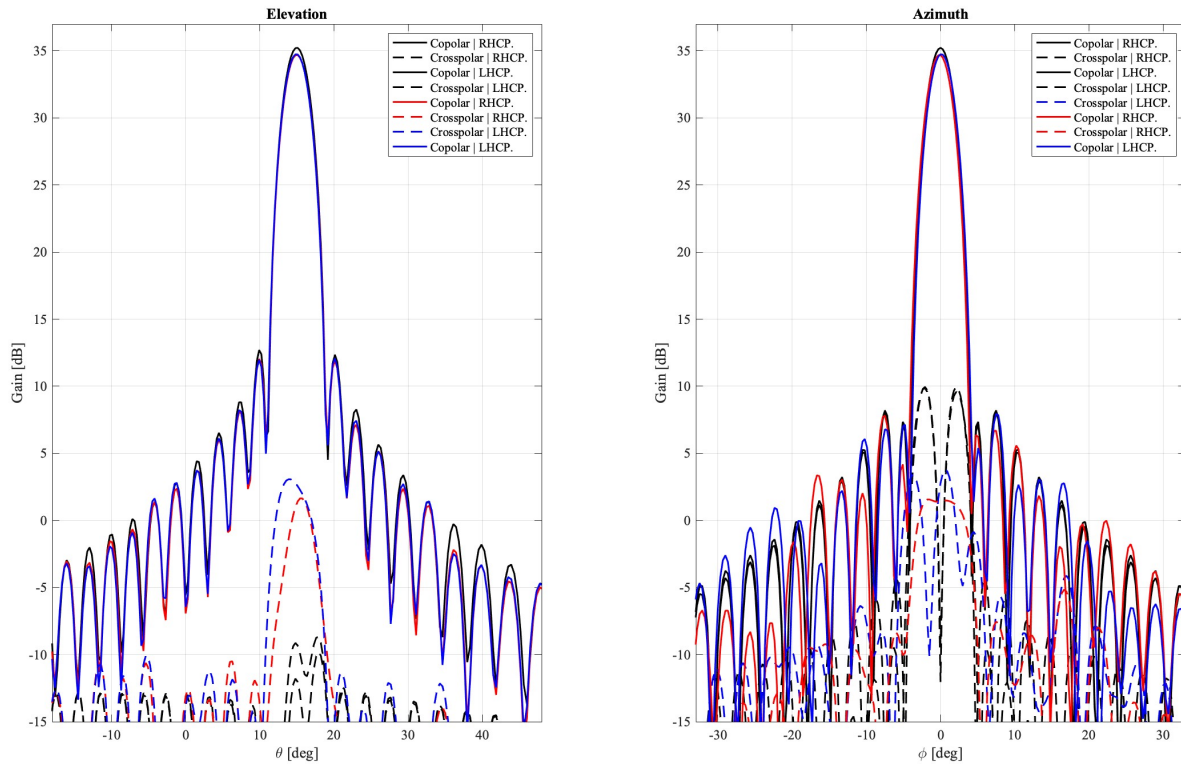


Figura 4.5. Frecuencia de transmisión - cortes del diagrama de radiación en elevación y azimut tras el diseño a la frecuencia de transmisión.

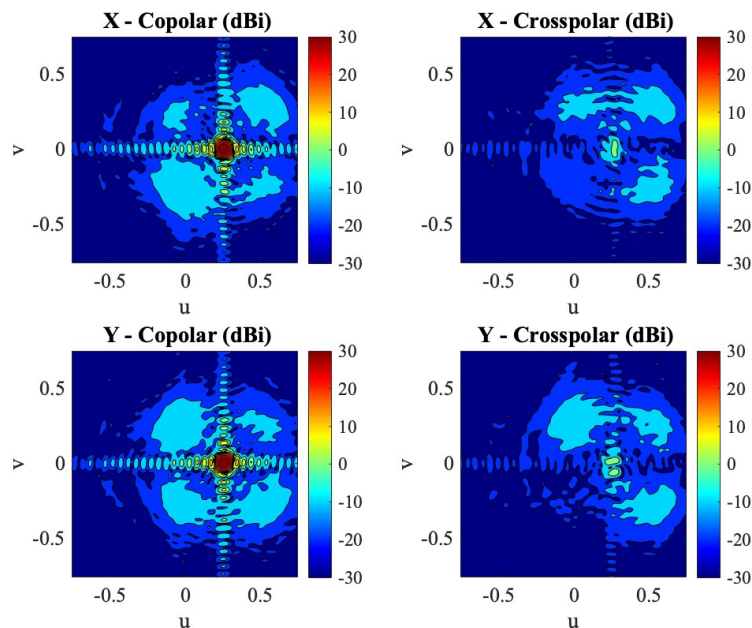


Figura 4.6. Diagrama de radiación tras el diseño a la frecuencia de transmisión.

Una vez analizada la respuesta de la banda de transmisión tras el primer diseño, se procede a realizar el diseño a la frecuencia de recepción, en el cual se diseñarán los dipolos a la frecuencia superior, teniendo ahora en cuenta el previo análisis de los dipolos a la frecuencia inferior. Estos resultados serán los finales de la antenna para esta específica celda, en los que se podrá evaluar si se ha obtenido el comportamiento deseado y adecuado.

En la Figura 4.7 se representa el diagrama de radiación a la frecuencia de transmisión tras el diseño final de la antenna. Se puede observar que el diagrama ahora está más deformado que en el caso anterior,

pues los dipolos en la frecuencia superior claramente han afectado al comportamiento de la antena en la frecuencia inferior. Sobre Figura 4.8 cabe destacar que el diagrama de radiación ha empeorado respecto al obtenido tras el diseño a la frecuencia de transmisión (Figura 4.6), y respecto al diagrama ideal (Figura 4.2). Los nuevos resultados obtenidos son una ganancia máxima de 34.7 dBi, un nivel máximo de lóbulos laterales de 12.3 dBi (SLL de 22.4 dB) y un nivel máximo de contrapolar de 6.2 dBi, siendo 5.18 dBi en la dirección de radiación. En la siguiente tabla se detallan los valores iniciales obtenidos tras el primer diseño junto a los obtenidos tras el segundo diseño.

	Iniciales	Tras el diseño rx
Ganancia máxima (dBi)	34.7	34.7
Eficiencia (%)	60.5	60.5
Nivel máximo de lóbulos laterales (dBi)	12.1	12.3
SLL (dB)	22.6	22.4
Nivel de contrapolar máximo (dBi)	3.8	6.2
Relación entre la componente copolar y contrapolar (dB)	32	29.5

Tabla 4.4. Resultados Tx tras el diseño a la frecuencia de recepción.

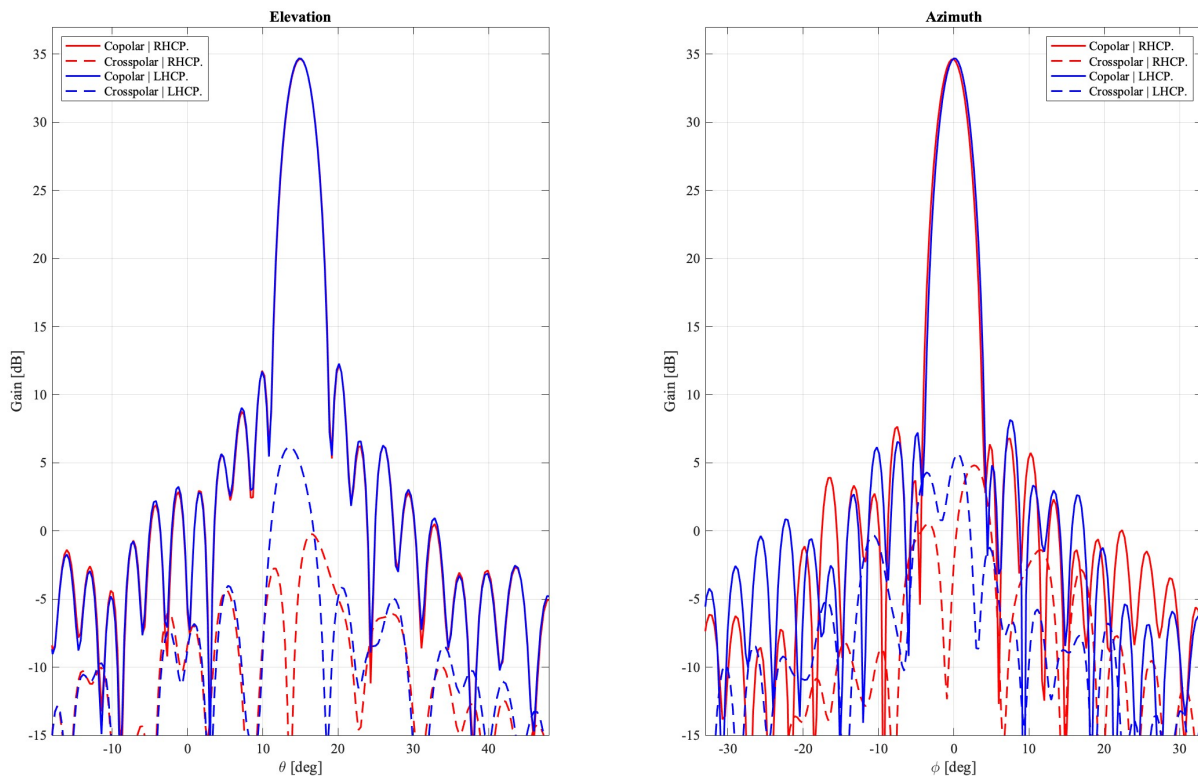


Figura 4.7. Frecuencia de transmisión - cortes del diagrama de radiación en elevación y azimut tras el diseño a la frecuencia de recepción.

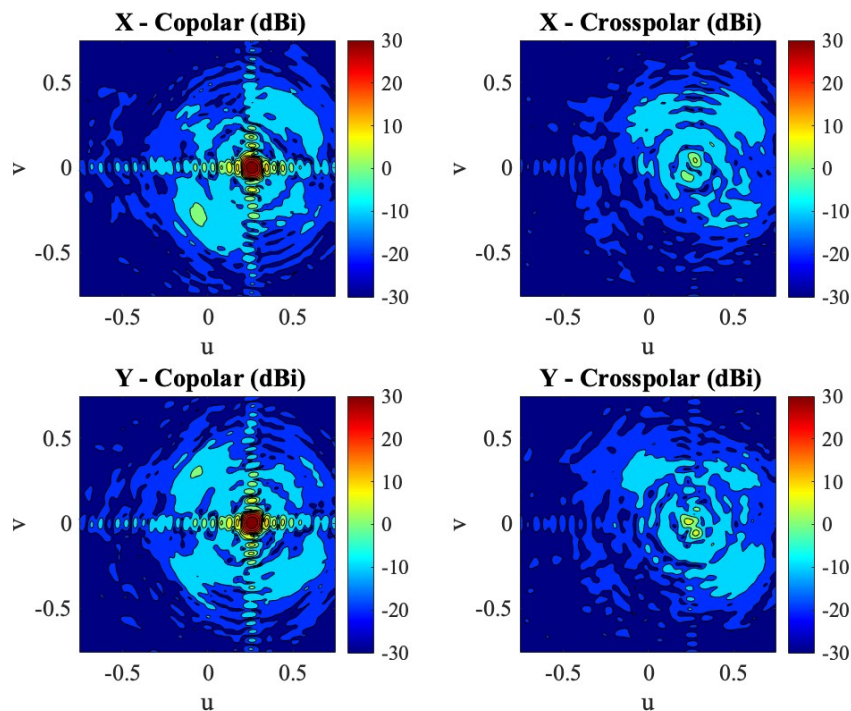


Figura 4.8. Frecuencia de transmisión - diagrama de radiación tras el diseño a la frecuencia de recepción (plano cenital).

A modo de comparación se muestran las próximas dos figuras. En ellas se pueden observar los diagramas de radiación obtenidos para la frecuencia 19.7 GHz tras el diseño a la frecuencia de transmisión comparados con los resultados obtenidos tras el diseño a la frecuencia de recepción.

En la Figura 4.9 se representa la comparación entre las componentes polarizadas a izquierdas (RHCP), siendo la del primer diseño la de color azul, y la obtenida tras el segundo diseño en color magenta. En esta imagen se puede visualizar la diferencia entre ambos diagramas. El lóbulo principal no difiere prácticamente en ningún aspecto, lo cual es buena señal. El patrón de radiación en cuanto a los lóbulos secundarios sí que varía un poco más, pero no demasiado, ya que los lóbulos laterales principales se mantienen prácticamente al mismo nivel. También se puede apreciar la variación de la componente contrapolar, obteniendo niveles mayores en la dirección de radiación.

Mientras tanto, en la Figura 4.10 se representa la comparación entre las componentes con polarización circular a derechas (RHCP), la ideal en color rojo y la obtenida tras el diseño en color verde. Se pueden apreciar prácticamente los mismos detalles que en el análisis anterior, una pequeña variación en los lóbulos laterales, además de la variación en la componente contrapolar en la dirección de radiación.

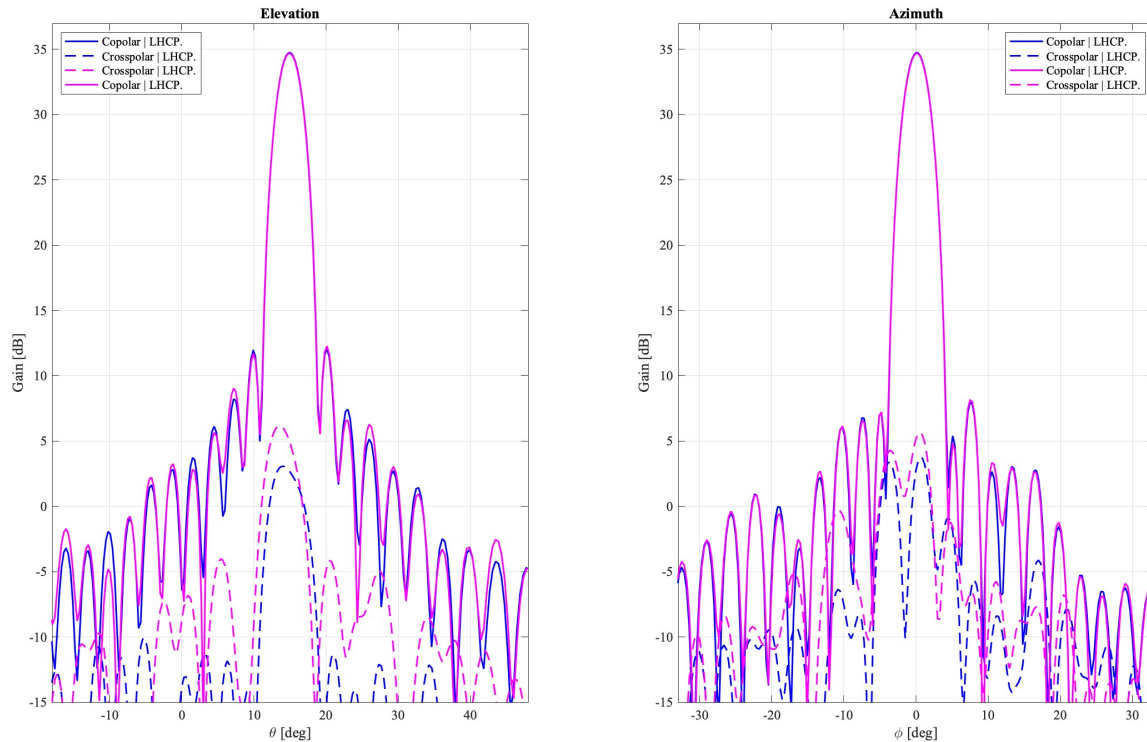


Figura 4.9. Comparación diagramas de radiación en Tx (LHCP).

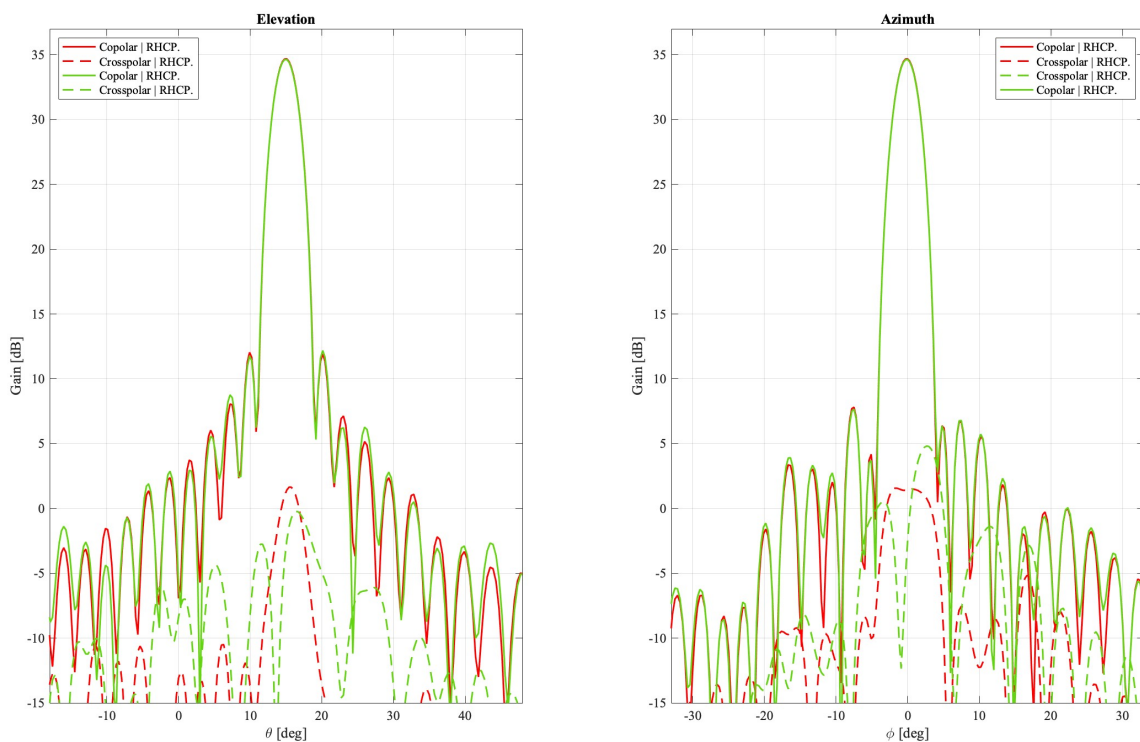


Figura 4.10. Comparación diagramas de radiación en Tx (RHCP).

Finalmente se analiza la respuesta a la frecuencia de recepción, para la cual se obtienen resultados mucho peores como se puede observar en la Figura 4.11. Los valores obtenidos de ganancia máxima son de 34.8 dBi, 19.2 dBi para el valor máximo de lóbulo lateral (SLL de 15.6 dB), y nivel máximo de contrapolar de 18.8 dBi, siendo en la dirección de radiación 9.6 dBi. Como se puede observar, para este valor de ganancia máxima alcanzada se obtiene una eficiencia significativamente peor a 29.5 GHz, pues es del 27.6%.

	Ideal	Tras el diseño rx
Ganancia máxima (dBi)	38.6	34.8
Eficiencia de radiación (%)	66.2	27.6
Nivel máximo de lóbulos laterales (dBi)	16.1	19.2
SLL (dB)	22.5	15.6
Nivel de contrapolar máximo (dBi)	13.5	18.8
Relación entre la componente copolar y contrapolar (dB)	44.4	25.2

Tabla 4.5. Resultados Rx tras el diseño a la frecuencia de recepción.

Además de la clara diferencia entre los valores obtenidos para el diagrama ideal (Tabla 4.2) y este, se puede observar como el patrón de radiación en sí está bastante deformado, obteniendo niveles muy altos de lóbulos laterales cercanos al lóbulo principal, e incluso siendo superados por la componente contrapolar en ocasiones. Cabe destacar que la ganancia ha disminuido significativamente, pues idealmente se obtendrían 38.6 dBi, y en este caso se obtienen 34.8 dBi, lo cual es una diferencia de 3.8 dB. Esto en unidades lineales se traduce a que se ha perdido más de la mitad del valor de ganancia máxima. Se puede concluir por tanto que la antena diseñada para esta celda no cumple con los requisitos establecidos en la sección 2.1.

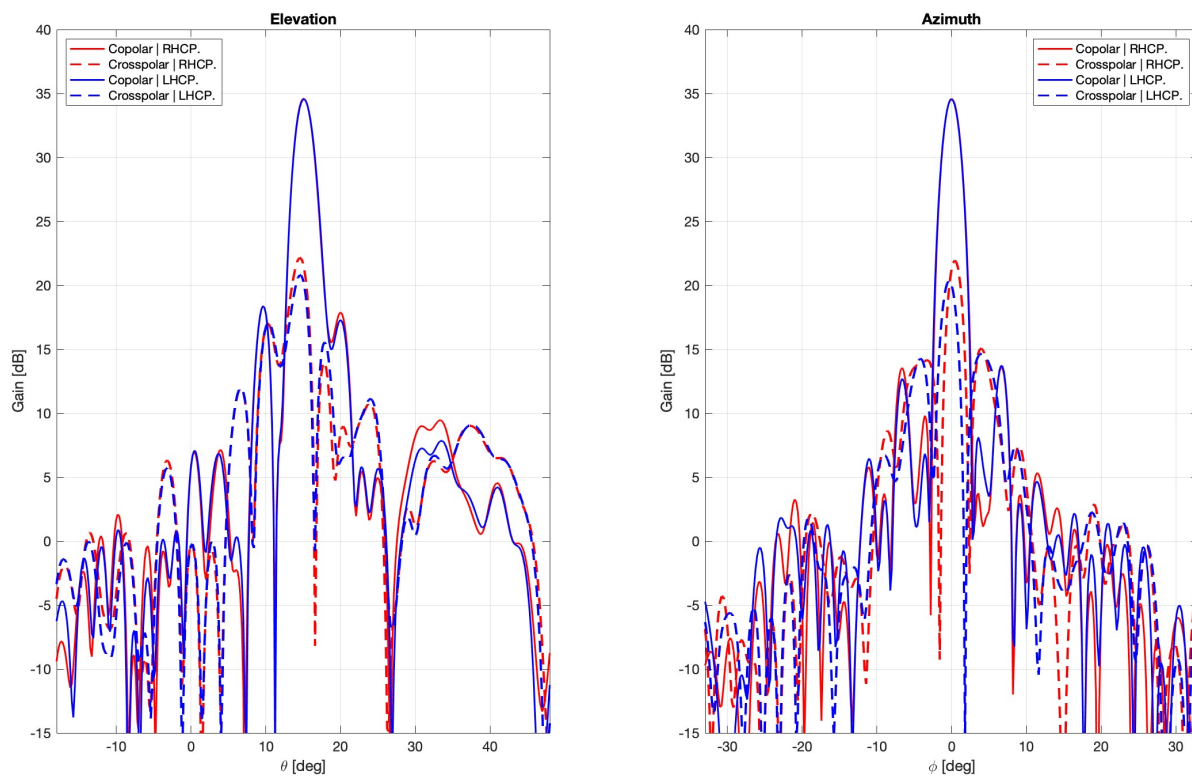


Figura 4.11. Frecuencia de recepción - cortes del diagrama de radiación en elevación y azimut tras el diseño a la frecuencia de recepción.

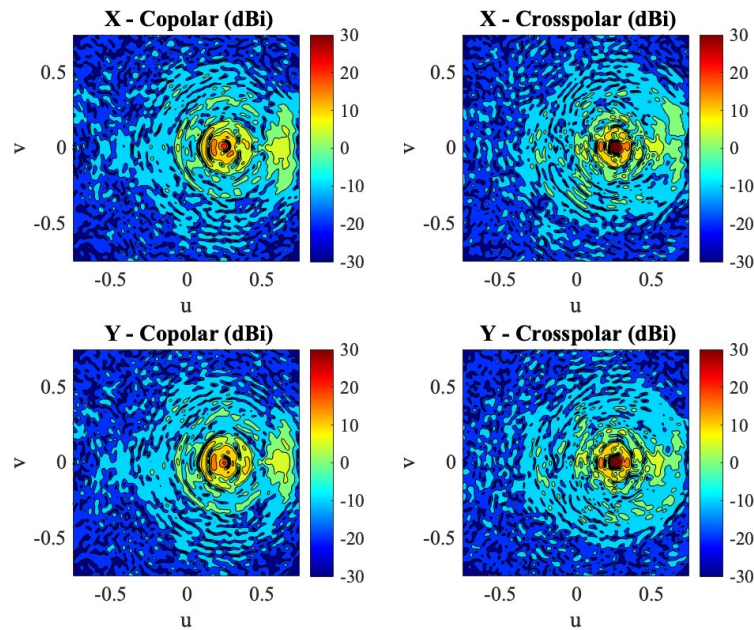


Figura 4.12. Frecuencia de recepción - diagrama de radiación tras el diseño a la frecuencia de recepción (plano cenital).

Por último, en la siguiente figura se representan, de izquierda a derecha, los desfases introducidos por las celdas diseñadas a 29.5 GHz, obtenidas como resultado del diseño de la antena, los desfases objetivo a 29.5 GHz y finalmente la diferencia entre ambas, es decir, los errores que se han producido, en las cuales se puede observar zonas en las que se han producido errores de más de 150°. Estos errores de fase son los que producen las distorsiones en los diagramas de radiación mostrados previamente.

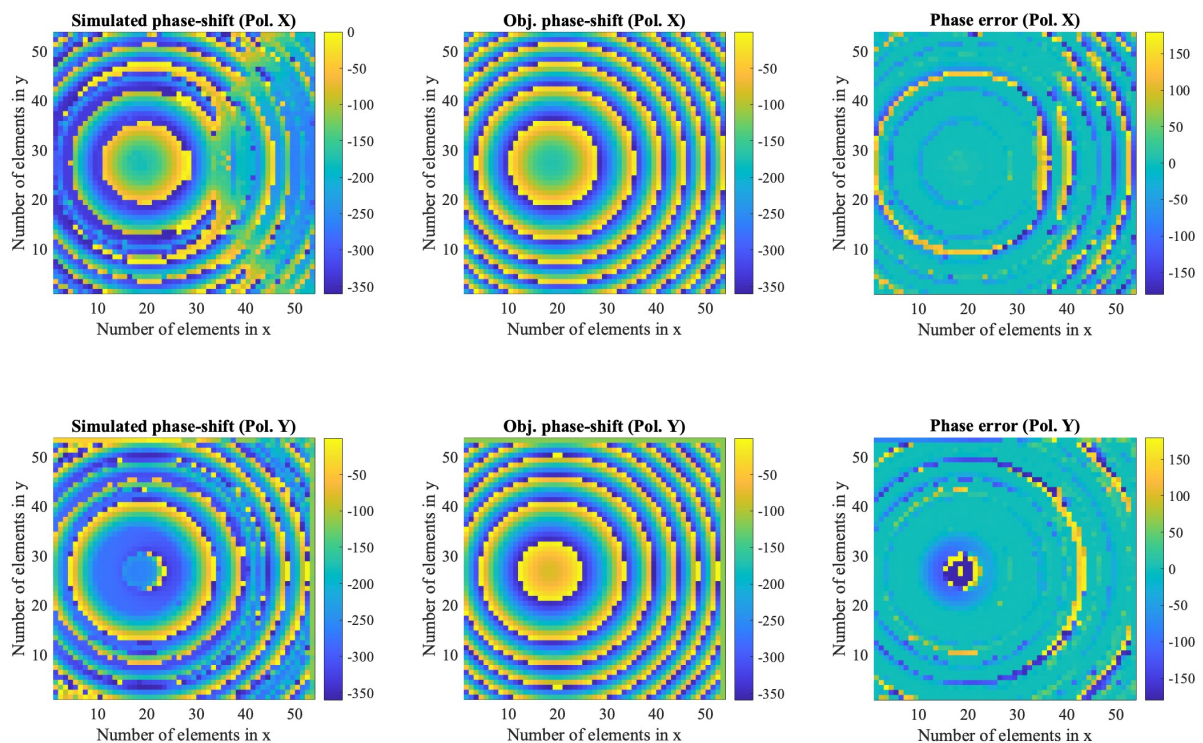


Figura 4.13. Errores de fase del diseño con respecto las fases objetivo.

Finalmente se ha representado la antena para los dipolos diseñados, la cual se puede observar en la siguiente figura, con los dipolos de la capa inferior en color rojo y en azul los de la capa superior.

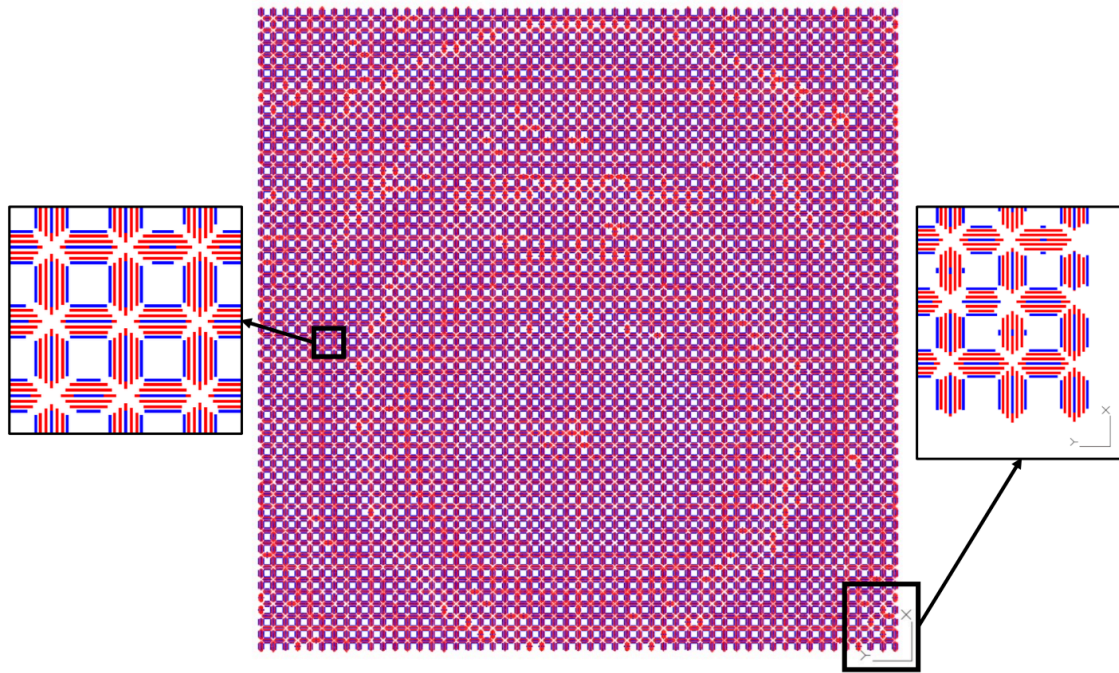


Figura 4.14. Máscara de los dipolos diseñados de la antena reflectarray con DiClad.

4.3. DISEÑO DE LA ANTENA CON ROGERS

En esta sección se realizarán los mismos análisis que en la sección anterior, pero con la segunda celda considerando el material Rogers 3003.

A continuación, se muestran los resultados del primer diseño de la antena, a la frecuencia de transmisión (19.7 GHz). La respuesta es bastante buena como esperado, pues en este diseño no se está teniendo en cuenta la respuesta a la frecuencia superior. Los valores obtenidos para la ganancia (34.8 dBi) y el nivel máximo de lóbulos laterales (15.5 dBi) apenas difieren de los valores obtenidos en el diagrama ideal (**¡Error! No se encuentra el origen de la referencia.**). Esto resulta en una eficiencia de radiación del 62%. La componente contrapolar en la dirección de radiación sí que cambia un poco, pues ahora está 34.2 dB por debajo de la componente copolar en vez de 41.2 dB, sin embargo, este sigue siendo un muy buen valor.

En la Figura 4.16 se pueden observar las curvas de nivel, en las que cabe destacar que la radiación ya no está tan restringida a los haces principales como en el caso ideal, aunque son valores muy pequeños (siempre por debajo de 0 dBi en esas zonas).

	Ideales	Tras el diseño tx
Ganancia máxima (dBi)	35.2	34.8
Eficiencia de radiación (%)	67	62
Nivel máximo de lóbulos laterales (dBi)	12.7	15.5
SLL (dB)	22.5	19.3
Nivel de contrapolar máximo (dBi)	10	0.6
Relación entre la componente copolar y contrapolar (dB)	44.5	34.2

Tabla 4.6. Resultados Tx tras el diseño a la frecuencia de transmisión.

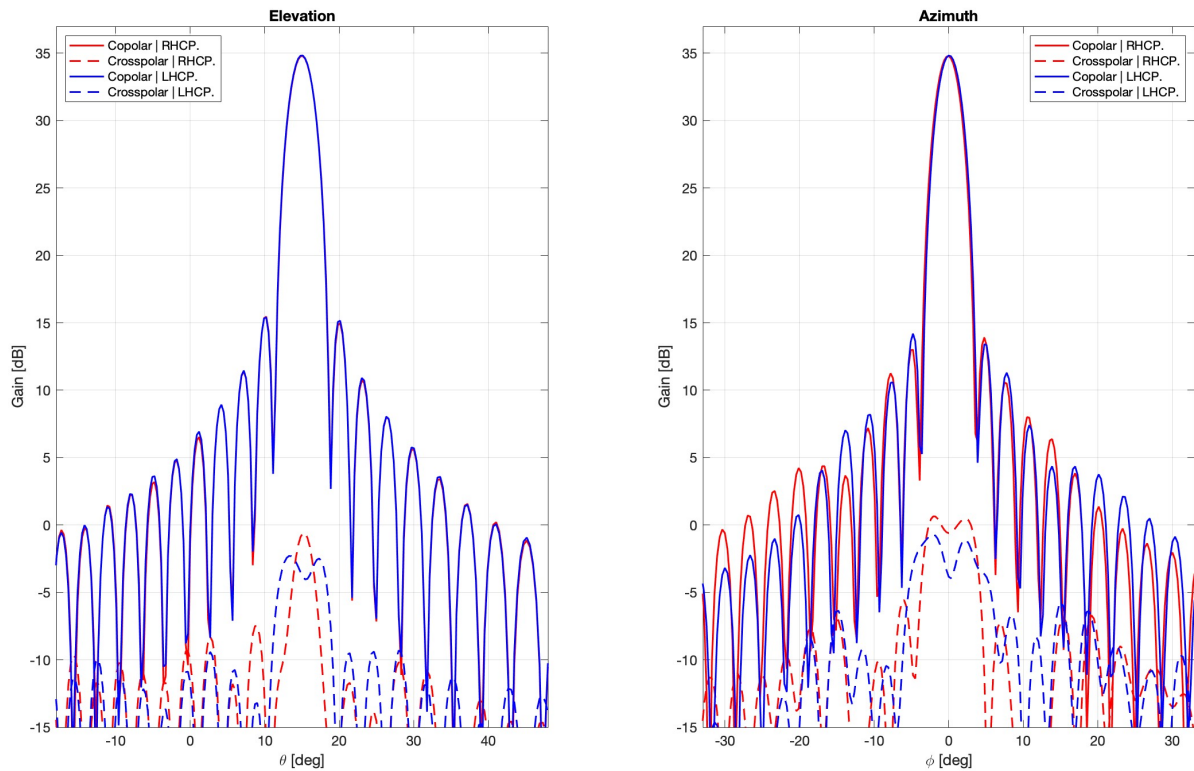


Figura 4.15. Frecuencia de transmisión - cortes del diagrama de radiación en elevación y azimut tras el diseño a la frecuencia de transmisión.

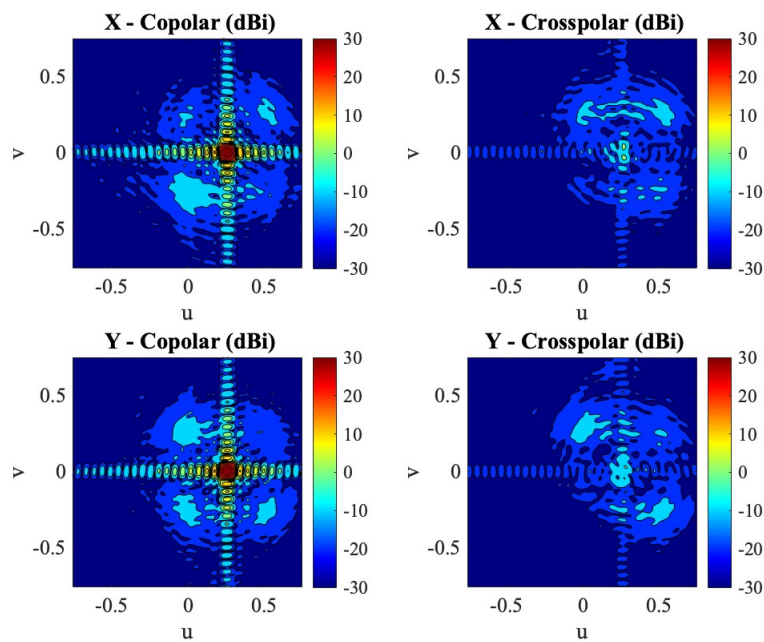


Figura 4.16. Frecuencia de transmisión - diagrama de radiación tras el diseño a la frecuencia de transmisión (plano cenital).

Tras el primer diseño no se representan los resultados a la frecuencia de recepción ya que no aportarán información relevante, pues la antena no ha sido diseñada para los dipolos de esa banda, por lo que se procede a realizar el diseño a la frecuencia superior (29.5 GHz), pudiendo así representar los resultados finales para la frecuencia de transmisión y de recepción.

Los resultados para la frecuencia de transmisión al realizar este diseño, que se pueden ver en la Figura 4.17 y en la Figura 4.18 apenas varían en respecto al primer diseño analizado, lo cual es bueno ya que

quiere decir que los dipolos a la frecuencia más alta no interfieren en la respuesta a la frecuencia más baja. Al igual que tras el primer diseño, la ganancia máxima es de 34.8 dBi. El nivel máximo de lóbulos laterales es de 15.4 dBi, obteniendo así una relación entre este y el principal de 19.5 dB. Por último, la componente contrapolar en la dirección de radiación se encuentra 36.0 dB por debajo del nivel de la copolar.

	Iniciales	Tras el diseño rx
Ganancia máxima (dBi)	34.8	34.8
Eficiencia de radiación (%)	62	62
Nivel máximo de lóbulos laterales (dBi)	15.5	15.4
SLL (dB)	19.3	19.4
Nivel de contrapolar máximo (dBi)	0.6	0.7
Relación entre la componente copolar y contrapolar (dB)	34.2	36.0

Tabla 4.7. Resultados Tx tras el diseño a la frecuencia de recepción.

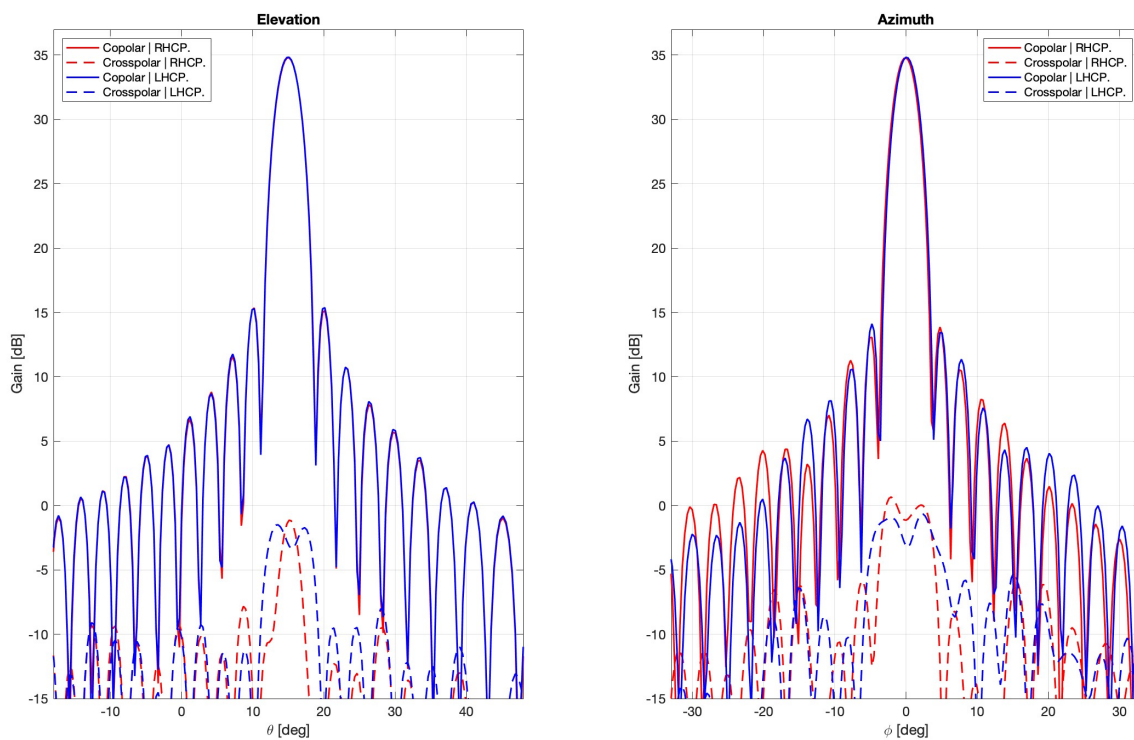


Figura 4.17. Frecuencia de transmisión - cortes del diagrama de radiación en elevación y azimut tras el diseño a la frecuencia de recepción.

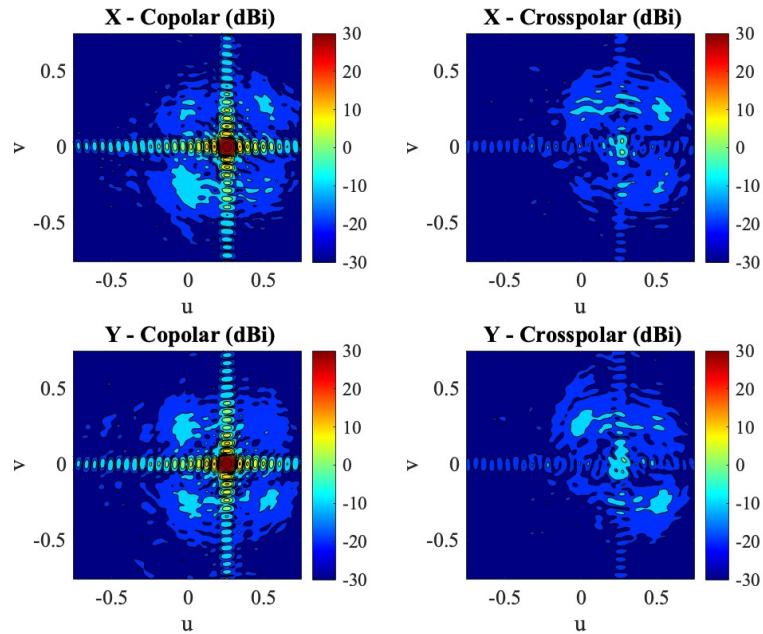


Figura 4.18. Frecuencia de transmisión - diagrama de radiación tras el diseño a la frecuencia de recepción (plano cenital).

A continuación, se muestra a modo de comparación, el diagrama ideal de la frecuencia de transmisión junto con el obtenido tras el segundo diseño. Se representa únicamente la comparación para las componentes copolares y contrapolares con polarización circular a izquierdas, para simplificar la comparación ya que las otras componentes (RHCP) son prácticamente iguales. En esta imagen se puede observar como el patrón de radiación apenas varía. Los lóbulos secundarios se mantienen más o menos al mismo nivel. Lo que más difiere es la componente contrapolar, pero sigue siendo un buen resultado.

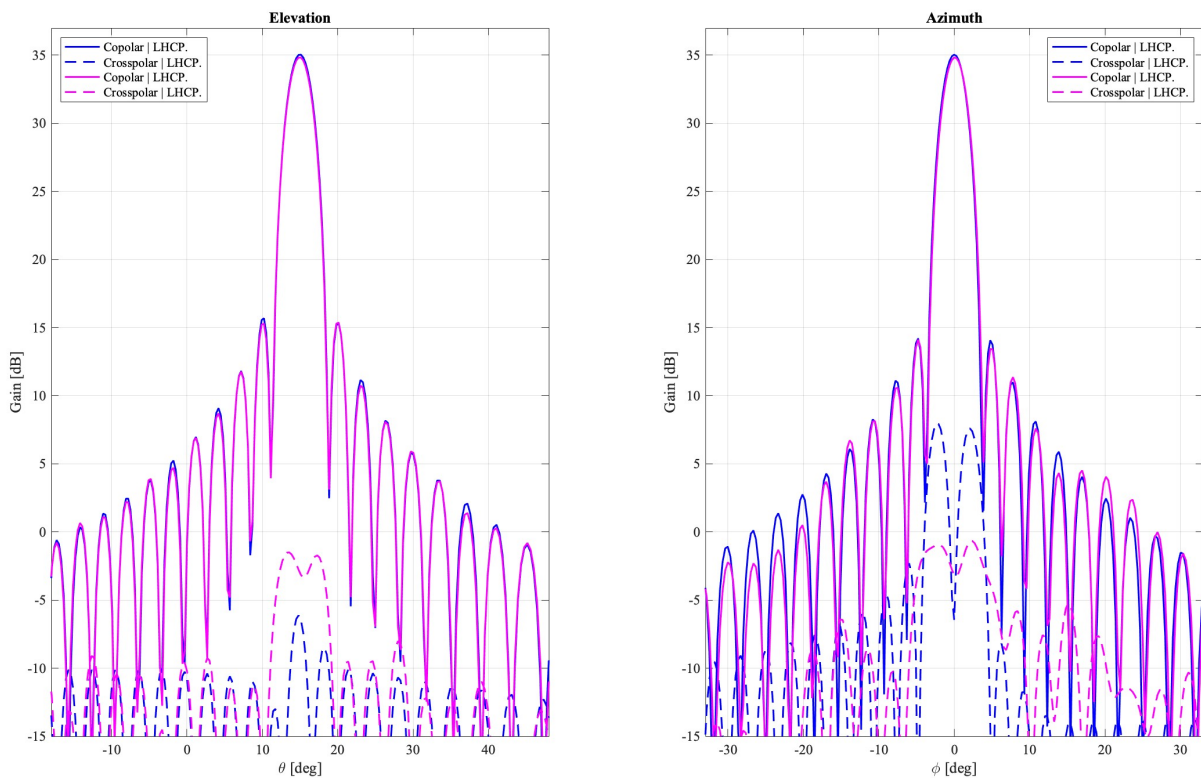


Figura 4.19. Comparación diagramas de radiación en Tx (LHCP).

Por último, se representan los diagramas obtenidos a la frecuencia de recepción tras este último diseño. En la Figura 4.20, los cortes en los planos de elevación y azimut parecen más deformados de lo deseado. Las deformaciones en los diagramas de radiación podrían deberse a acoplamientos no deseados entre las capas, pérdidas en el sustrato u otros efectos de diseño. Sin embargo, los resultados no están tan lejos de los ideales.

Para la ganancia se obtiene un valor de 37.5 dBi, lo cual está 0.9 dB por debajo del valor esperado. Esto es mucho mejor que lo obtenido para el diseño de la celda previa, en el cual la diferencia era de casi 4 dB, y la eficiencia caía a un 27%, siendo en este caso de 51.4%. El nivel máximo de los lóbulos laterales es de 21 dB, obteniendo una relación SLL de 16.5 dBi, por lo que cumple los requisitos establecidos a pesar de estar alrededor de 4 dB por encima del valor ideal. El nivel máximo de contrapolar obtenido es de 12.5 dBi, pero en la dirección de radiación es de 9.6 dBi, por lo que está 27.9 dBi por debajo del valor de la ganancia máxima. De nuevo, a pesar de estar por debajo del valor obtenido en el análisis ideal de la frecuencia de recepción, se cumple con los requisitos establecidos.

	Ideales	Tras el diseño rx
Ganancia máxima (dBi)	38.6	37.5
Eficiencia de radiación (%)	66.2	51.4
Nivel máximo de lóbulos laterales (dBi)	16.1	21
SLL (dB)	22.5	16.5
Nivel de contrapolar máximo (dBi)	13.5	12.5
Relación entre la componente copolar y contrapolar (dB)	44.4	27.9

Tabla 4.8. Resultados Rx tras el diseño a la frecuencia de recepción.

La Figura 4.21 muestra el diagrama de radiación de la antena a 29.5 GHz, en la cual se puede observar el impacto de los errores en el diseño fuera de los cortes principales del diagrama.

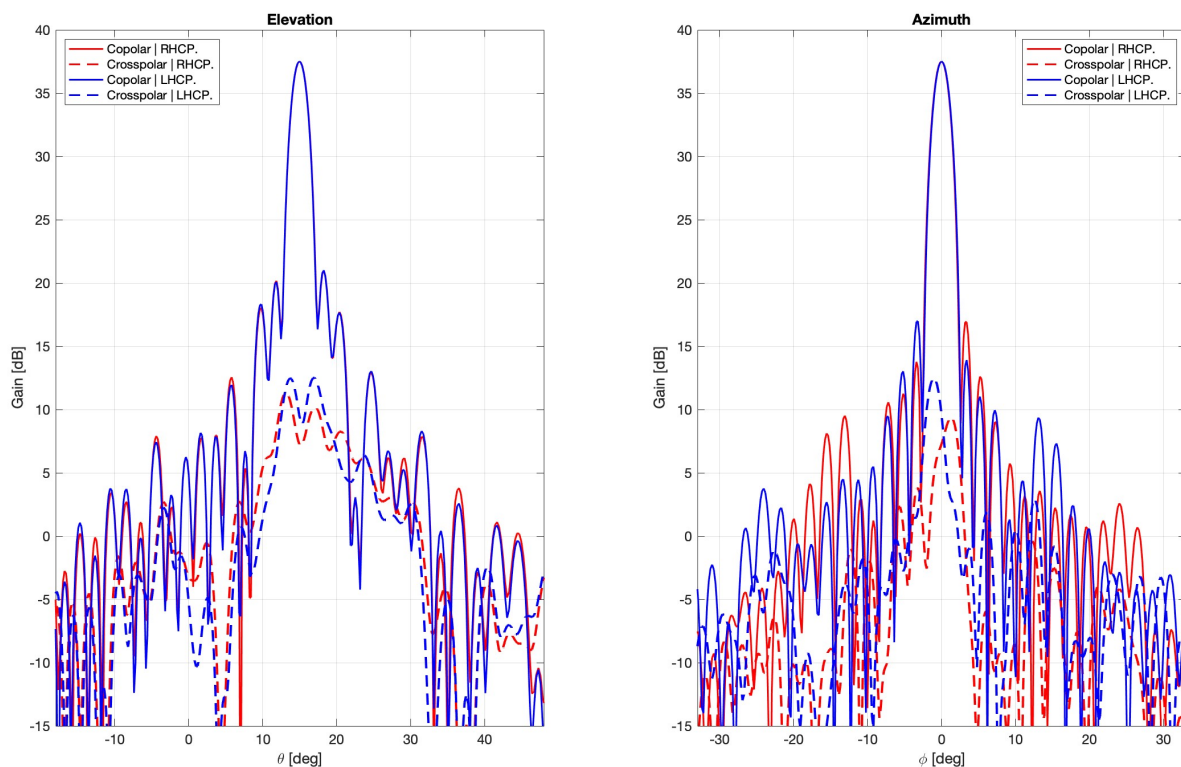


Figura 4.20. Frecuencia de recepción - cortes del diagrama de radiación en elevación y azimut tras el diseño a la frecuencia de recepción.

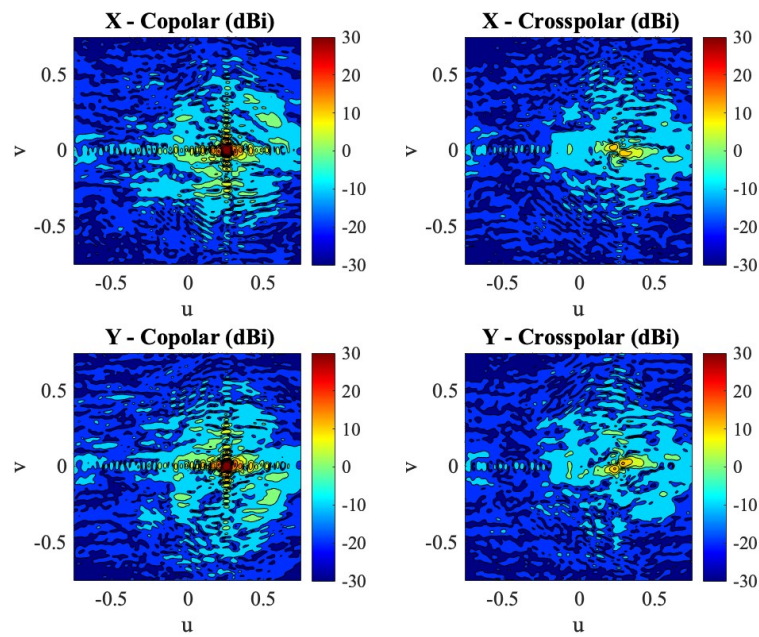


Figura 4.21. Frecuencia de recepción - diagrama de radiación tras el diseño a la frecuencia de recepción (plano cenital).

Las siguientes figuras son comparaciones de los cortes de diagramas de radiación ideales (azul para la componente horizontal, rojo para la componente vertical) y los obtenidos tras el diseño (verde para la componente horizontal y magenta para la componente vertical). En ellas se pueden visualizar las diferencias descritas previamente.

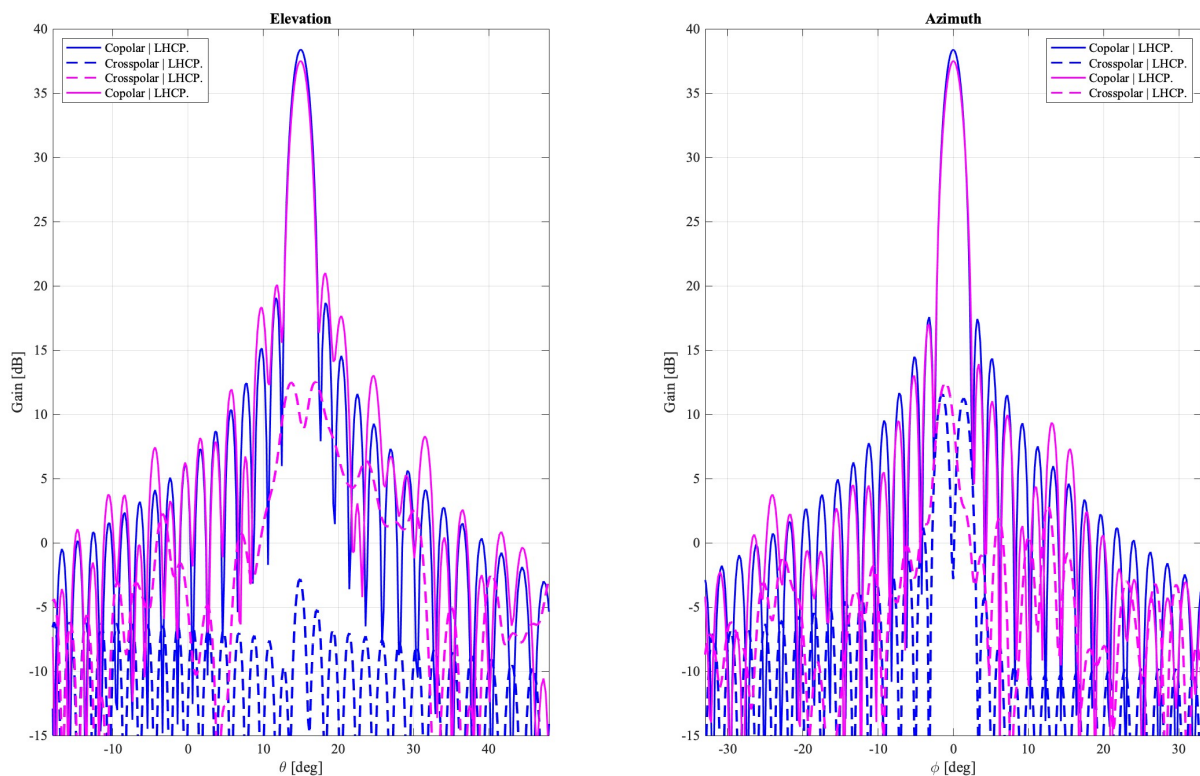


Figura 4.22. Comparación diagramas de radiación en Rx (LHCP).

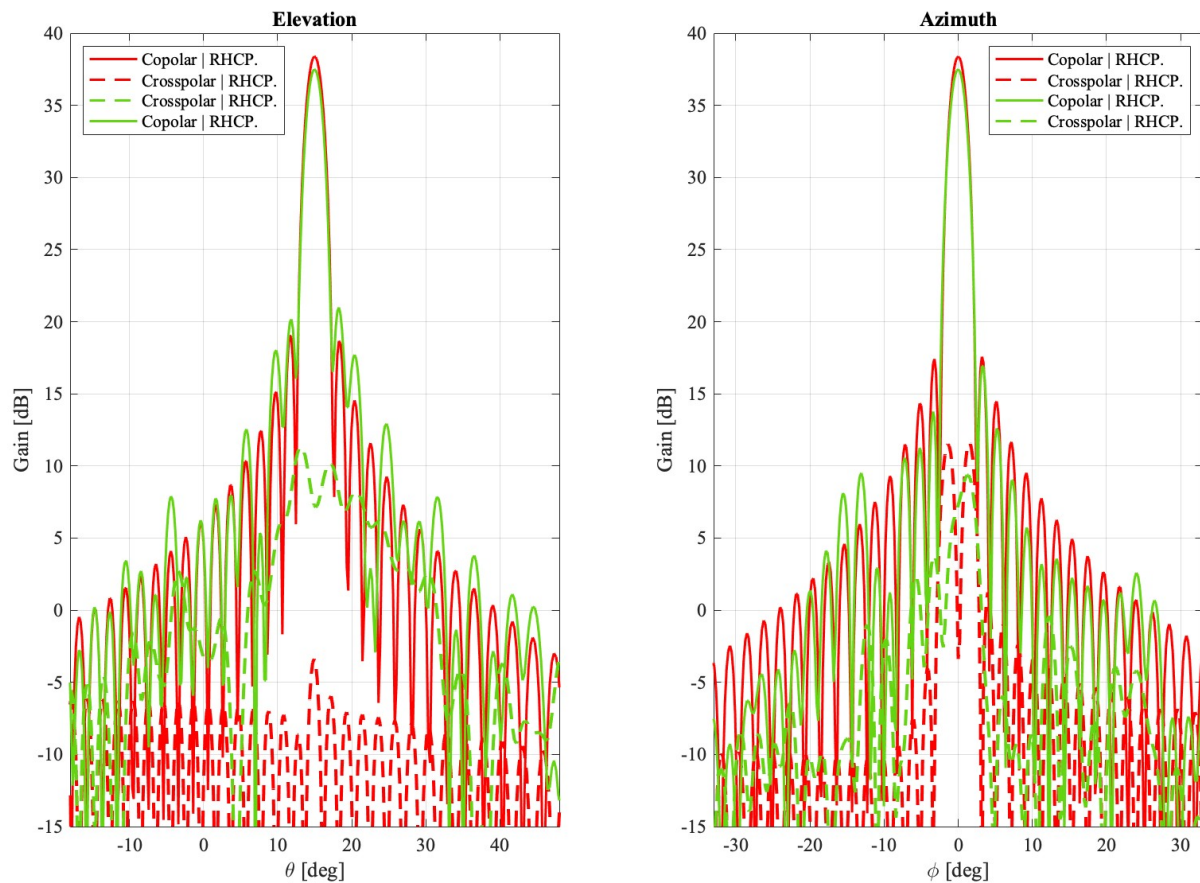


Figura 4.23. Comparación diagramas de radiación en Rx (RHCP).

En la figura siguiente se muestran, de izquierda a derecha, las fases resultantes del diseño de la antenna, las fases deseadas (objetivo) y, por último, la diferencia entre ambas, que refleja los errores que se han producido en el proceso a 29.5 GHz. Por lo general se mantiene cerca de 0° , aunque hay algunas zonas en las que superan los 150° o los -150° . A pesar de esto, cabe destacar que hay menos zonas con errores que en el diseño para la celda anterior (Figura 4.13).

Finalmente, al igual que con el anterior diseño, se representan los dipolos diseñados en la Figura 4.25, con los dipolos de la capa inferior en color rojo y en azul los de la capa superior.

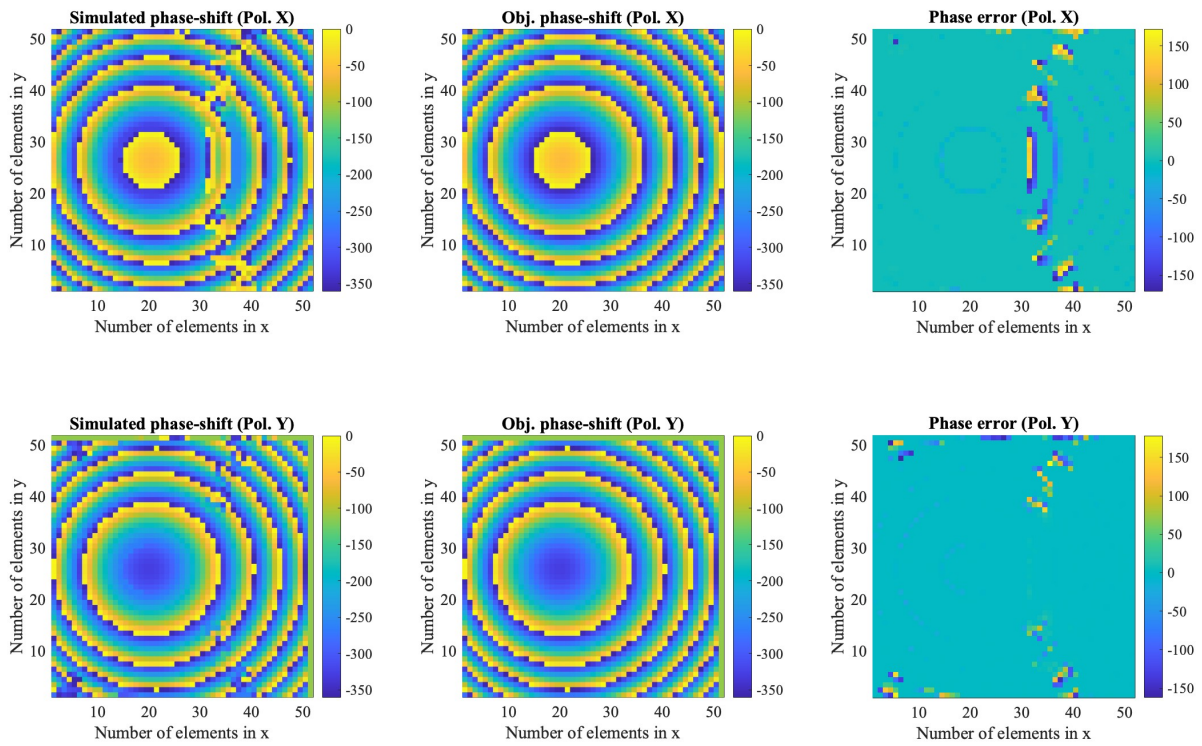


Figura 4.24. Errores de fase del diseño con respecto las fases objetivo.

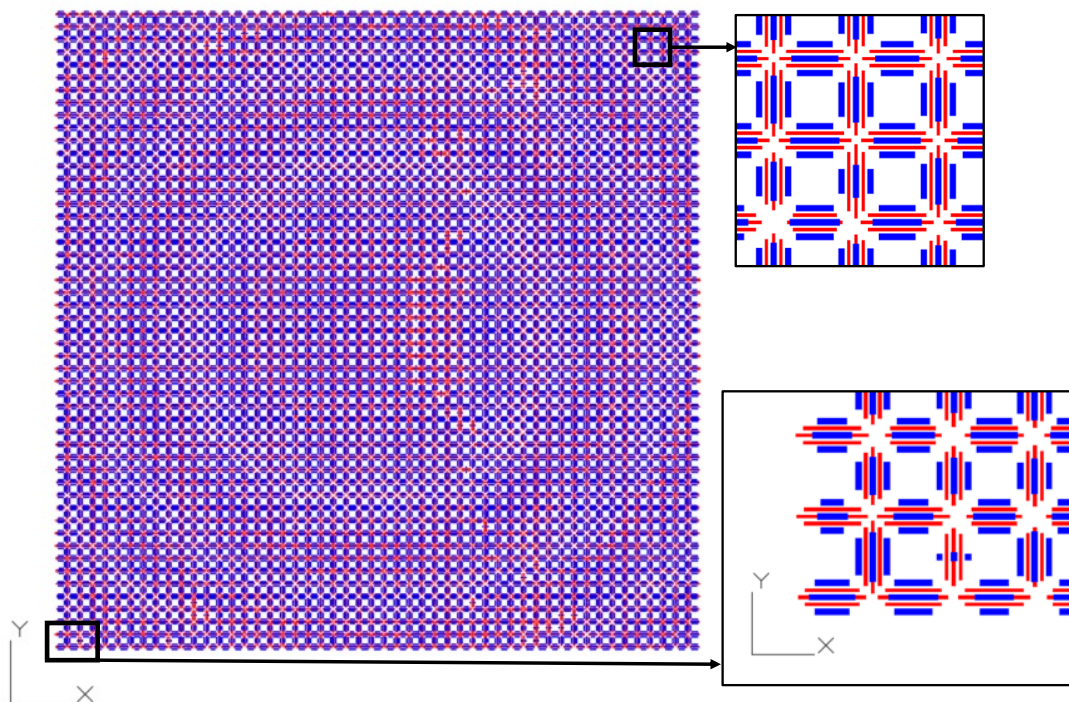


Figura 4.25. Simulación de la antena reflectarray para los dipolos con Rogers.

5. CONCLUSIONES Y LÍNEAS FUTURAS

5.1. CONCLUSIONES

En este Trabajo de Fin de Grado (TFG) se ha diseñado una antena reflectarray en bandas K y Ka para enlaces de alta capacidad desde nanosatélites con conversión de polarización doble lineal a doble circular.

En el capítulo 1 se abordó la tecnología de antenas reflectarray, explicando sus ventajas y desventajas y destacando su relevancia en nanosatélites CubeSat. Además, se explicaron los principales objetivos de este proyecto.

En el capítulo 2 se presentó la configuración de antena y la técnica de diseño. La antena opera en las bandas de frecuencia K y Ka (19.7 GHz y 29.5 GHz para transmisión y recepción, respectivamente), con ganancia superior a 33 dBi y niveles de contra-polarización 15 dB por debajo del co-polar. La antena, de 30 cm x 30 cm, consta de 2601 celdas distribuidas en dos capas para operar en las dos frecuencias, las cuales emplean dipolos de longitud variable para ajustar el desplazamiento de fase. Mediante la inclinación del alimentador y la disposición de los dipolos, se logra la conversión de polarización lineal a circular sin utilizar un polarizador en la cadena de alimentación. Se consideró un CubeSat de 3U para alojar la antena plegada, y se establecieron los requisitos para diseñar una antena con un haz de alta ganancia con polarización circular, facilitando aplicaciones satelitales.

En el capítulo 3 se llevó a cabo el análisis de las celdas basadas en agrupaciones ortogonales de dipolos. Se realizó una descripción general de las celdas que se emplearon para conformar la antena reflectarray, y a continuación se llevó a cabo el análisis de dos celdas distintas, en las que la principal diferencia era el sustrato dieléctrico. El análisis se centró en la variación de fase en relación con las distintas longitudes y separaciones de los dipolos. El factor de escala de los dipolos laterales respecto al central es el parámetro principal que se investigó. Finalmente, tras obtener los parámetros finales de los dipolos para el material DiClad 880 y Rogers 3003, se visualizaron las amplitudes y fases de los coeficientes de reflexión en función de las longitudes de los dipolos de ambas bandas de frecuencias.

Finalmente, en el capítulo 4 se presentaron los distintos resultados tras el diseño de la antena para cada una de las celdas que se han obtenido en el capítulo anterior. Para analizar los resultados se representaron los diagramas de radiación ideales de la antena y los diagramas de radiación tras el diseño a cada frecuencia, para así compararlas y observar cómo varían. Además, para cada diseño se representa la distribución de fases obtenida junto con las fases objetivo, pudiendo observar así la diferencia entre ambas (los errores en fase producidos).

A partir de los resultados obtenidos en los capítulos anteriores se pueden sacar varias conclusiones. En el caso de la primera celda diseñada, usando DiClad como material para el sustrato dieléctrico, los resultados obtenidos no son los esperados. Los diagramas de radiación obtenidos para la frecuencia de transmisión son buenos, sin embargo, al representar los de la frecuencia de recepción se puede ver un claro empeoramiento respecto al ideal para esta frecuencia. Todos los valores ideales varían considerablemente, siendo el más significativo la ganancia máxima alcanzada por el haz principal, reduciéndose casi 4 dB (más de la mitad en unidades lineales). Esto es debido a la interferencia que causan los dipolos de la capa inferior sobre los dipolos de la capa superior. Para el segundo diseño realizado, usando esta vez la celda con Rogers para el sustrato dieléctrico, los resultados son mucho mejores, cumpliendo con los requisitos establecidos en el segundo capítulo y obteniendo unos resultados para la frecuencia de recepción considerablemente mejores en comparación con los obtenidos para el previo diseño.

Se puede concluir por tanto que es viable el diseño de una antena con capacidad de cambio de polarización en las dos bandas de frecuencia seleccionadas (K y Ka). Además, existe la posibilidad de ajustar las bandas de frecuencia para adecuar el diseño a distintas misiones. Cabe destacar que el proceso de conversión de polarización se aplica de manera independiente en cada frecuencia, lo cual simplifica la cadena de alimentación al operar el alimentador en polarización lineal (LP). Asimismo, se logra mantener la estructura plana de los reflectarrays, lo que facilita el proceso de plegado para su transporte.

5.2. LÍNEAS FUTURAS

Como líneas futuras, se recomienda realizar un análisis en banda del comportamiento de la antena, abarcando un rango más amplio de frecuencias en lugar de centrarse únicamente en las frecuencias de diseño. Este enfoque permitirá evaluar la robustez y eficacia del diseño en diferentes condiciones, identificando posibles áreas de mejora y optimización en términos de rendimiento.

Una vez analizado en banda, la siguiente etapa sería la fabricación y medida de la antena en una cámara anecoica. Este paso es esencial para validar de manera empírica las simulaciones realizadas en el TFG. La comparación entre los resultados teóricos y las mediciones proporcionará una validación crucial del modelo propuesto, así como observaciones para ajustes y refinamientos futuros.

Considerando la versatilidad del diseño, se sugiere explorar la posibilidad de repetir el proceso de diseño para frecuencias en las bandas Ku (12 GHz) y K (20 GHz). La banda Ku es conocida por su amplio uso en comunicaciones por satélite y otras aplicaciones espaciales, lo que la convierte en un objetivo estratégico para la exploración de las capacidades de la antena. Además, existe la posibilidad de operar en polarización lineal (LP) en Ku y en circular (CP) en banda Ka, lo que podría ampliar aún más las aplicaciones prácticas de la antena. Esta estrategia permitiría diseñar la antena con conversión en una sola banda o en ambas, según las necesidades específicas de la misión.

En resumen, estas líneas futuras se centran en fortalecer la validez y aplicabilidad del diseño, asegurando su desempeño a lo largo de un espectro más amplio de frecuencias, validándolo experimentalmente y explorando oportunidades adicionales de diseño para adaptarse a distintas demandas en el ámbito espacial.

6. BIBLIOGRAFÍA

- [1] J. Huang and J. A. Encinar, *Reflectarray Antennas*. Piscataway, NJ, USA, 2008.
- [2] E. Martínez-De-ríoja, D. Martínez-De-ríoja, R. López-Sáez, I. Linares, and J. A. Encinar, “High-efficiency polarizer reflectarray antennas for data transmission links from a cubesat,” *Electronics (Switzerland)*, vol. 10, no. 15, Aug. 2021, doi: 10.3390/electronics10151802.
- [3] E. Martínez-De-Ríoja, J. A. Encinar, R. Florencio, and R. R. Boix, “Reflectarray in K and Ka bands with independent beams in each polarization,” in *2016 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, APSURSI 2016 - Proceedings*, Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc., Oct. 2016, pp. 1199–1200. doi: 10.1109/APS.2016.7696307.
- [4] E. Carrasco-Yépez, M. Arrebola-Baena, and J.A. Encinar-Garcinuño, “Desarrollo, análisis y diseño de antenas reflectarray,” vol. VI, no. 4, pp. 239–263, 2005.
- [5] J. A. Encinar and J. A. Zornoza, “Broadband design of three-layer printed reflectarrays,” *IEEE Trans Antennas Propag*, vol. 51, no. 7, pp. 1662–1664, 2003, doi: 10.1109/TAP.2003.813611.
- [6] J. Chin *et al.*, “CubeSat 101: Basic Concepts and Processes for First-Time CubeSat Developers,” 2017. Accessed: Oct. 08, 2023. [Online]. Available: https://www.nasa.gov/wp-content/uploads/2017/03/nasa_csl_i_cubesat_101_508.pdf
- [7] Alén Space, “Guía básica de nanosatélites.” Accessed: Oct. 08, 2023. [Online]. Available: <https://alen.space/es/guia-basica-nanosatelites/#que>
- [8] NASA, “Integrated Solar Array and Reflectarray Antenna (ISARA).”
- [9] R. E. Hodges, N. Chahat, D. J. Hoppe, and J. D. Vacchione, “A Deployable High-Gain Antenna Bound for Mars: Developing a new folded-panel reflectarray for the first CubeSat mission to Mars,” *IEEE Antennas Propag Mag*, vol. 59, no. 2, pp. 39–49, Apr. 2017, doi: 10.1109/MAP.2017.2655561.
- [10] Ajitesh, S. K. Srivastava, A. Singh, R. Bharati, A. K. Sharma, and M. K. Meshram, “A single layer dual band Reflectarray antenna for millimeter-wave application,” in *2022 IEEE Microwaves, Antennas, and Propagation Conference (MAPCON)*, 2022, pp. 1615–1619. doi: 10.1109/MAPCON56011.2022.10047644.
- [11] E. Martínez-De-Ríoja, J. A. Encinar, M. Barba, R. Florencio, R. R. Boix, and V. Losada, “Dual polarized reflectarray transmit antenna for operation in Ku-and Ka-bands with independent feeds,” *IEEE Trans Antennas Propag*, vol. 65, no. 6, pp. 3241–3246, 2017, doi: 10.1109/TAP.2017.2689059.
- [12] NASA, “What are SmallSats and CubeSats?” Accessed: Dec. 31, 2023. [Online]. Available: <https://www.nasa.gov/what-are-smallsats-and-cubesats/>
- [13] R. Florencio, R. R. Boix, and J. A. Encinar, “Fast and Accurate MoM Analysis of Periodic Arrays of Multilayered Stacked Rectangular Patches With Application to the Design of Reflectarray Antennas,” *IEEE Trans Antennas Propag*, vol. 63, no. 6, pp. 2558–2571, 2015, doi: 10.1109/TAP.2015.2416753.
- [14] “DiClad® 870/880 Laminates (rogerscorp.com).” Accessed: Dec. 31, 2023. [Online]. Available: https://rogerscorp.com/advanced-electronics-solutions/diclad-series-laminates/diclad-870_880-laminates

ANEXO A: ASPECTOS ÉTICOS, ECONÓMICOS, SOCIALES Y AMBIENTALES

A.1 INTRODUCCIÓN

Este proyecto se centra en el diseño de una antena reflectarray destinada a las comunicaciones por satélite en las Bandas K y Ka desde un nanosatélite CubeSat. Se aborda esta iniciativa en el contexto de las limitaciones y desafíos que enfrenta el sector de las comunicaciones satelitales. A pesar de las ventajas que ofrecen, como la cobertura global y la capacidad para superar obstáculos terrestres, estas comunicaciones presentan restricciones operativas en comparación con las redes terrenales. Además, se enfrentan a desafíos logísticos, de mantenimiento y a costos significativos asociados con la fabricación y el diseño de los satélites.

El propósito de este proyecto es el desarrollo en este ámbito mediante la implementación de antenas reflectarray. Estas antenas ofrecen una solución atractiva al reducir tanto el tamaño como la complejidad de diseño, lo que conlleva una disminución sustancial en los costos totales.

Es esencial que proyectos como este se lleven a cabo de manera ética y legal, respetando el código ético ingenieril. Esto implica comprometerse con la responsabilidad social y ambiental, cumplir con estándares éticos y legales, y aplicar prácticas efectivas de gestión de proyectos. Este enfoque garantiza un desarrollo tecnológico responsable y un ejercicio adecuado de la profesión.

A.2 DESCRIPCIÓN DE IMPACTOS RELEVANTES RELACIONADOS CON EL PROYECTO

En primer lugar, cabe resaltar el impacto económico significativo de la antena reflectarray en doble banda con conversión de polarización lineal a circular. Esta tecnología conlleva un ahorro sustancial al eliminar piezas típicamente presentes en los alimentadores de otras antenas reflectoras en polarización circular. Este enfoque innovador no solo reduce el volumen del sistema con respecto a reflectores curvos, sino que también minimiza la mano de obra necesaria y optimiza el tiempo y los materiales requeridos para su fabricación, generando así beneficios económicos tanto en términos de costos de producción como de eficiencia en el proceso.

Además, sobre el impacto social es crucial señalar que se trata de una tecnología accesible. Esta accesibilidad facilita su uso libre tanto en actividades científicas como académicas, contribuyendo así a la democratización de la tecnología y fomentando la participación en diversos campos de investigación y aprendizaje. Además, esta apertura puede impulsar la innovación al permitir a una amplia gama de usuarios explorar y aprovechar los beneficios de la antena reflectarray.

A.3 ANÁLISIS DETALLADO DE ALGUNO DE LOS PRINCIPALES IMPACTOS

Impacto Económico: La implementación de la antena reflectarray en doble banda ofrece un impacto económico sustancial. La reducción de costos en comparación con antenas convencionales se traduce en un sistema más accesible para la industria espacial y misiones académicas. Este enfoque rentable no solo facilita el acceso a entidades con presupuestos limitados, sino que también abre nuevas oportunidades para investigaciones diversas.

Ciclos de desarrollo acelerados: La menor complejidad y tamaño compacto de la antena reflectarray contribuye a ciclos de desarrollo más cortos en comparación con sistemas convencionales. Esta característica agiliza la ejecución de misiones espaciales, permitiendo una mayor rapidez y eficiencia en la implementación de proyectos, lo que podría tener un impacto positivo en la innovación y la experimentación.

Versatilidad y diversidad de configuraciones: La versatilidad en el montaje e integración de la antena reflectarray brinda oportunidades para configuraciones diversas. Esto facilita la incorporación de nuevos componentes y tecnologías en futuras misiones, fomentando la innovación y la experimentación continua en el ámbito espacial.

Sostenibilidad Ambiental: Desde un punto de vista medioambiental, la antena reflectarray contribuye a la sostenibilidad al reducir significativamente la cantidad de materiales necesarios para su construcción. La simplicidad del proceso de fabricación disminuye el uso de maquinaria, reduciendo así la contaminación ambiental. Además, la eliminación de la red de alimentación conlleva una disminución del consumo energético en comparación con los arrays de parches estándar.

Colaboración Internacional: El proyecto fomenta la colaboración internacional en misiones espaciales al hacer que la tecnología sea más accesible. La participación de varios países y organizaciones en misiones conjuntas se ve facilitada, promoviendo la cooperación y la transmisión de conocimientos en el ámbito espacial.

A.4 CONCLUSIONES

La antena reflectarray en doble banda no solo brinda beneficios económicos y tecnológicos, sino que también destaca por sus consideraciones éticas y sociales. Su accesibilidad fomenta la participación global en investigaciones. Económicamente, reduce costos al simplificar el diseño y eliminar piezas esenciales, facilitando proyectos con presupuestos limitados. Ambientalmente, contribuye a la sostenibilidad al reducir materiales y minimizar la huella ambiental en la fabricación. En conjunto, la antena refleja un enfoque ético, socialmente inclusivo y económicamente eficiente, demostrando que la sostenibilidad añade valor significativo al proyecto.

ANEXO B: PRESUPUESTO ECONÓMICO

COSTE DE MANO DE OBRA (coste directo)

Horas	Precio/hora	Total
600	15 €	9.000 €

COSTE DE RECURSOS MATERIALES (coste directo)

	Precio de compra	Uso en meses	Amortización (en años)	Total
Ordenador personal (Software incluido)	790,00 €	10	5	131,67 €
Monitor	146,00 €	10	5	24,33 €
Licencia MATLAB	870,00 €	10	1	725,00 €
Licencia AutoCAD	2.342,00 €	10	1	1951,67 €

COSTE TOTAL DE RECURSOS MATERIALES

2.832,67 €

TOTAL COSTE DIRECTO

11.832,67 €

GASTOS GENERALES (costes indirectos)

15%

sobre CD

1774,90 €

BENEFICIO INDUSTRIAL

6%

sobre CD+CI

816,45 €

MATERIAL FUNGIBLE

Impresión y encuadernación	26,00 €
----------------------------	---------

SUBTOTAL PRESUPUESTO

14.450,02 €

IVA APLICABLE

21%

3034,50 €

TOTAL PRESUPUESTO

17.484,52 €