

Simulación de una antena transmitarray de doble banda para comunicaciones satelitales de 20/30 GHz

Simulation of a transmitarray dual-band antenna for 20/30 GHz satellite communications

Kevin Liroy Ortega Chávez¹, John Anderson Tipaz Chingal¹,

Nataly Tatiana Coronel Montesdeoca¹

¹Carrera de Computación, Universidad Politécnica Estatal del Carchi, Tulcán, Ecuador, 040101;

john.tipaz@upec.edu.ec; nataly.coronel@upec.edu.ec

*Correspondencia: kevin.ortega@upec.edu.ec

Citación: Ortega, K.; Tipaz, J. & Coronel, N., (2026). Simulación de una antena transmitarray de doble banda para comunicaciones satelitales de 20/30 GHz. *Novasinerгия*. 9(1). 117-137.

<https://doi.org/10.37135/ns.01.17.07>

Recibido: 11 mayo 2025

Aceptado: 08 julio 2025

Publicado: 08 enero 2026

Novasinerгия

ISSN: 2631-2654

Resumen: Este estudio tuvo como objetivo diseñar y simular una antena tipo transmitarray de doble banda para comunicaciones satelitales en las bandas de 20 GHz y 30 GHz, con el fin de mejorar el rendimiento de ganancia directiva y reducir los costos de fabricación. Se planteó la hipótesis de que una estructura de celda unitaria intercalada puede permitir la manipulación independiente de la fase en ambas bandas de frecuencia. Para validar esta hipótesis, se desarrolló un modelo de celda unitaria con múltiples capas utilizando el software HFSS. La celda se diseñó con ranuras cruzadas y elementos metálicos distribuidos estratégicamente sobre sustratos dieléctricos Arlon AD410. Se simularon distintos parámetros geométricos para obtener una variación de fase cercana a 360° con coeficientes de transmisión aceptables en ambas bandas. Los resultados evidenciaron un desacoplamiento funcional entre bandas y una ganancia máxima de 23.85 dB a 20 GHz y 15.42 dB a 30 GHz, con eficiencias respectivas de 38% y 18%. La arquitectura propuesta logró una disminución estructural del arreglo del 33% en comparación con un diseño monobanda, manteniendo la directividad y reduciendo las pérdidas por acoplamiento. Este hallazgo es significativo porque ofrece una solución compacta y económica frente a otras tecnologías más complejas como los arreglos en fase.

Palabras clave: Antena, Comunicación satelital, Doble banda, Simulación, Transmitarray.

Abstract: This study aimed to design and simulate a dual-band transmitarray antenna for satellite communications in the 20 GHz and 30 GHz bands to improve directive gain performance and reduce fabrication costs. The hypothesis was that an interleaved unit cell structure can allow phase-independent manipulation in both frequency bands. A multilayer unit cell model was developed using HFSS software to validate this hypothesis. The cell was designed with cross slots and metallic elements strategically distributed on Arlon AD410 dielectric substrates. Different geometrical parameters were simulated to obtain a phase variation close to 360° with acceptable transmission coefficients in both bands. The results showed a functional decoupling between bands and a maximum gain of 23.85 dB at 20 GHz and 15.42 dB at 30 GHz, with respective efficiencies of 38% and 18%. The proposed architecture achieved a 33% array structural decrease compared to a single-band design, maintaining directivity and reducing coupling losses. This finding is significant because it offers a compact and economical solution compared to more complex technologies like phased arrays.

Keywords: Antenna, Satellite communication, Dual band, Simulation, Transmitarray.



Copyright: 2026 derechos otorgados por los autores a Novasinerгия.

Este es un artículo de acceso abierto distribuido bajo los términos y condiciones de una licencia de Creative Commons Attribution (CC BY NC). (<http://creativecommons.org/licenses/by/4.0/>).

1. Introducción

En los últimos años, las comunicaciones satelitales han crecido de forma significativa. Este desarrollo ha sido impulsado por la demanda creciente de conectividad global, transmisión de datos a alta velocidad y aplicaciones en defensa, navegación y monitoreo remoto. Este tipo de aplicaciones demanda antenas con elevada directividad y eficiencia, capaces de concentrar la energía en direcciones específicas para optimizar la relación señal-ruido (SNR) en el receptor [1].

La banda Ka se ha consolidado como una de las más relevantes para las comunicaciones satelitales, debido a su capacidad espectral ampliada y a la eficiente reutilización de frecuencias. Este segmento comprende frecuencias de bajada entre 17 y 20.1 GHz y de subida entre 27.5 y 31 GHz, lo que requiere el desarrollo de soluciones de antena capaces de operar eficazmente en ambos rangos. Según lo reportado en [2], el uso intensivo de la banda Ka responde a la creciente demanda de sistemas satelitales de alta capacidad, como el satélite de Amazon correspondiente a la constelación Kuiper, o los satélites de SpaceX de la constelación StarLink evidenciando a estas bandas como componentes estratégicos para futuras generaciones de servicios de conectividad.

Las tecnologías comúnmente utilizadas en estos sistemas incluyen antenas reflectoras, lentes dieléctricas y arreglos en fase. Sin embargo, estas configuraciones presentan limitaciones relevantes, como la obstrucción del haz por el sistema de alimentación, complejidad estructural, altos costos de fabricación y dimensiones que dificultan su implementación en sistemas compactos [3]. En este escenario, las antenas tipo Transmitarray han emergido como una alternativa prometedora. Estas estructuras planas, basadas en arreglos impresos con alimentación espacial, permiten transformar un frente de onda esférico en uno plano, logrando una ganancia elevada con menor complejidad y sin pérdidas asociadas a redes de alimentación convencionales [4].

Una antena Transmitarray funciona mediante una superficie plana compuesta por múltiples celdas unitarias. Estas celdas son los elementos fundamentales que se repiten en la matriz de transmisión. Estas celdas modifican localmente la fase de la onda incidente proveniente de una fuente focal, comúnmente una antena tipo corneta. Esta modificación permite transformar el frente de onda esférico generado por la fuente en un frente plano orientado en una dirección específica. La transmisión coherente en fase desde cada celda posibilita alcanzar altos niveles de directividad y eficiencia en el campo lejano [5].

Cada celda unitaria puede ser diseñada para inducir un desfase específico mediante la variación geométrica de sus elementos resonantes, sin recurrir a redes de alimentación complejas. Al estar conformados por estructuras impresas, los Transmitarrays permiten además una fabricación simplificada y económica, en particular cuando se emplean sustratos dieléctricos de bajo costo [6].

En el contexto de las comunicaciones satelitales, se requiere el uso de antenas capaces de operar simultáneamente en dos bandas distintas, como 20 GHz para el canal de bajada y 30 GHz para el de subida. Esta demanda ha motivado el desarrollo de arquitecturas de doble banda que permitan un control independiente de la fase en cada frecuencia, evitando interferencias significativas entre ellas. No obstante, alcanzar esta independencia funcional

constituye un desafío de diseño, ya que muchas soluciones convencionales presentan acoplamientos indeseados entre bandas, lo que compromete tanto la eficiencia como el patrón de radiación del sistema [7].

Existen diversas metodologías reportadas en la literatura técnica orientadas al diseño de Transmitarrays con operación en doble banda. Entre las estrategias más destacadas se incluyen el uso de anillos resonantes concéntricos, ranuras múltiples, superficies selectivas en frecuencia (FSS) multicapa y el empleo de metamateriales con índices de refracción graduados [8]. Sin embargo, muchas de estas alternativas presentan dificultades de implementación, alta sensibilidad a la polarización o acoplamientos entre bandas que reducen su eficiencia [9].

Algunos diseños con FSS logran un control de fase aceptable, aunque implican un aumento considerable en el grosor estructural [10]. Por su parte, enfoques recientes basados en metamateriales presentan limitaciones en el desacoplamiento completo entre bandas, lo que compromete la eficiencia de transmisión y restringe la ganancia efectiva en al menos una de las frecuencias de operación [11]. Estas limitaciones evidencian la necesidad de explorar nuevas topologías de celda unitaria que permitan una operación en doble banda con independencia funcional entre canales, sin incurrir en penalizaciones estructurales significativas.

En este trabajo se propone una antena Transmitarray de doble banda, operativa en 20 GHz y 30 GHz. El diseño se basa en una celda unitaria optimizada, que emplea geometrías resonantes independientes y una técnica de intercalado estructural. El desempeño de la estructura fue evaluado mediante simulaciones electromagnéticas en HFSS (High Frequency Structure Simulator) [12], considerando el comportamiento angular de cada celda y el ajuste individual de fase para ambos canales de frecuencia. Los resultados indican que, si bien es posible lograr operación dual en la banda Ka con niveles de ganancia aceptables, la eficiencia global permanece limitada por efectos de acoplamiento entre bandas, lo que abre oportunidades de mejora para desarrollos futuros.

En el contexto de las comunicaciones satelitales avanzadas y las redes 5G, las antenas tipo transmitarray se han consolidado como una alternativa eficaz frente a los arreglos en fase tradicionales, especialmente por su bajo perfil, mayor eficiencia y menor complejidad en la alimentación [13]. No obstante, los diseños de doble banda aún enfrentan limitaciones técnicas importantes, como el acoplamiento entre bandas y la complejidad estructural derivada del uso de múltiples capas y FSS. En [14], por ejemplo, se reporta un diseño de transmitarray doble banda con polarización circular, que si bien alcanza ganancias elevadas (28.2 dBi), requiere una estructura volumétrica con varias capas metálicas y un complejo proceso de alineación, dificultando su escalabilidad y fabricación.

El presente trabajo propone una celda unitaria intercalada con geometrías resonantes diferenciadas para cada banda (20 GHz y 30 GHz), que permite manipular la fase de forma independiente sin recurrir a estructuras reconfigurables ni sistemas de alimentación múltiples. A diferencia de otros enfoques, este diseño logra una reducción estructural del 33 % respecto a su contraparte monobanda, manteniendo una ganancia de 23.85 dB a 20 GHz y una eficiencia total del 38%. Estos resultados posicionan a la arquitectura propuesta

como una alternativa compacta, eficiente y viable para aplicaciones de comunicaciones satelitales en la banda Ka, con potencial de escalabilidad hacia arreglos de mayor tamaño sin incrementar la complejidad.

2. Metodología

Esta sección detalla el procedimiento aplicado para el diseño, modelado y simulación de una antena tipo Transmitarray de doble banda, orientada a aplicaciones en comunicaciones satelitales según lo reportado en [13]. Para ello, se empleó el software HFSS, que facilitó tanto el diseño como el análisis del comportamiento de una celda unitaria optimizada para operar de manera independiente en las bandas de 20 GHz y 30 GHz. La metodología abarca el diseño geométrico de la celda, la caracterización de los parámetros electromagnéticos relevantes, la implementación del modelo tridimensional multicapa y la evaluación de la respuesta en fase y magnitud bajo distintas configuraciones estructurales. Tras la validación del diseño de la celda unitaria, se desarrolló un arreglo completo de 15×15 elementos, incluyendo la configuración de la fuente de alimentación focal y las condiciones de simulación. El enfoque metodológico se centró en verificar la hipótesis de desacoplamiento funcional entre las bandas mediante un análisis paramétrico de las ranuras asociadas a cada frecuencia de operación.

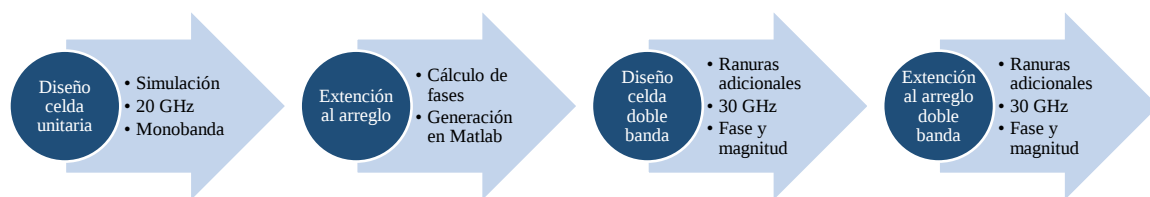


Figura 1. Secuencia de la metodología

2.1. Celda Unitaria a 20 GHz

El diseño de la celda unitaria constituye la base funcional de la antena Transmitarray. En este estudio se adopta una configuración multicapa similar a la descrita en [13], la cual permite una operación eficiente y desacoplada en dos bandas de frecuencia: 20 GHz y 30 GHz. La estructura está compuesta por tres capas metálicas conductoras, separadas por dos sustratos dieléctricos del tipo Arlon AD410, con una permitividad relativa de $\epsilon_r = 4.1$ y una tangente de pérdidas de 0.003.

La celda presenta una configuración simétrica compuesta por una capa metálica central (plano de tierra) con una ranura cruzada (cross-slot), la cual permite el acoplamiento entre las capas superior e inferior. Las capas externas contienen parches ranurados diseñados para operar en distintas frecuencias. Los parches centrales controlan la fase en 20 GHz, mientras que las ranuras ubicadas en las esquinas modulan la fase en 30 GHz mediante la técnica de intercalado. La disposición completa de los elementos puede observarse en las figuras 2 y 3.

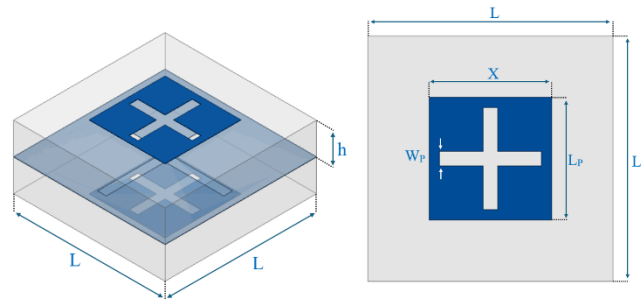


Figura 2. Medidas de celda unitaria del transmitarray a 20 GHz

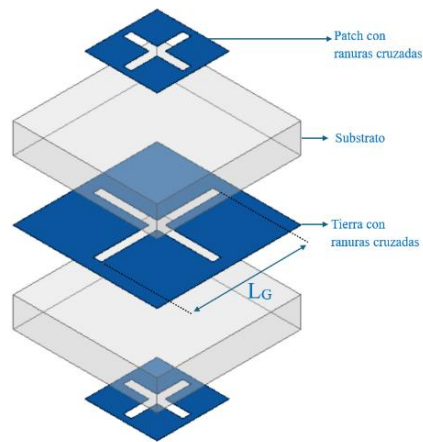


Figura 3. Detalle de la estructura de la celda unitaria a 20GHz

La geometría de la celda unitaria fue parametrizada en el software HFSS con el objetivo de analizar su desempeño electromagnético a 20 GHz. Entre los parámetros principales definidos se encuentran el largo de la ranura LP, que determina la variación de fase en esta banda; el ancho constante de ranura WP; la altura de cada capa dieléctrica h; y la dimensión total de la celda L.

El diseño geométrico de cada parche obedece a una regla estructural en la que la longitud total del parche X es siempre igual a $LP + 0.5\text{ mm}$. La ranura central del plano de tierra tiene una longitud LG, definida como el doble del valor de LP ($LG = 2 \times LP$), mientras que el ancho de todas las ranuras se mantiene constante en $WP = 0.35\text{ mm}$. La altura del sustrato dieléctrico se fijó en $h = 1.48\text{ mm}$, con el fin de garantizar una transmisión eficiente con bajas pérdidas. Las dimensiones utilizadas se resumen en la tabla 1.

Tabla1. Medidas celda unitaria a 20 GHz

PARÁMETRO	VALOR
L (dimensión total de la celda)	7.50 mm
h (altura del sustrato)	1.48 mm
WP (ancho de ranura)	0.35 mm
LP (largo de la ranura en el parche)	variable
LG (largo de ranura en plano de tierra)	$2 \times LP$
X (longitud total del parche)	$LP + 0.50\text{ mm}$

Estas dimensiones fueron seleccionadas para asegurar una cobertura del rango de fase de hasta 360° al variar la ranura LP con un coeficiente de transmisión mayor a -3.5 dB. Este criterio es fundamental para el correcto funcionamiento del transmitarray en la banda de 20 GHz. La respuesta evidencia un control eficiente de la fase eficiente sin comprometer la eficiencia de transmisión, lo cual es esencial para asegurar una radiación coherente en todo el arreglo. La relación entre LP y la fase se mantuvo estable y monótonica, lo que permite interpolar valores intermedios con precisión para adaptar cada celda a diferentes ángulos de incidencia. La correspondencia entre valores de fase y la medida de LP se presentan en la figura 4.

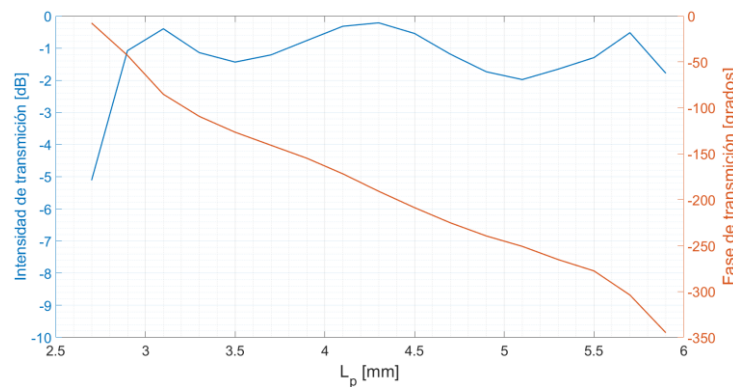


Figura 4. Magnitud y fase de transmisión a 20GHz

2.2. Transmitarray a 20 GHz

Al irradiar una superficie plana como un transmitarray mediante una fuente focal, se genera un frente de onda esférico [14]. En consecuencia, cada celda del arreglo recibe la señal con un ángulo de incidencia distinto, determinado por su posición relativa al foco. Esta variación genera un desfase en la onda incidente sobre la superficie, el cual se incrementa conforme aumenta la distancia de la celda respecto al eje central. Para compensar esta diferencia y transformar el frente esférico en uno plano en el campo lejano, se requiere un ajuste individual de la fase de transmisión en cada celda del arreglo.

Para replicar el comportamiento de iluminación de una fuente focal durante la simulación, se emplearon puertos Floquet en HFSS. Esta técnica permite simular una onda plana incidente sobre una celda unitaria bajo un ángulo específico, reproduciendo el efecto de una fuente focal sin necesidad de modelar toda la geometría del arreglo. Para cada valor de θ asociado a una posición particular del arreglo, se definió un ángulo de incidencia en el entorno de simulación, evaluando la variación de la fase de transmisión en función del parámetro geométrico LP. Los resultados obtenidos fueron tabulados e interpolados para determinar la configuración óptima de cada celda en el diseño completo.

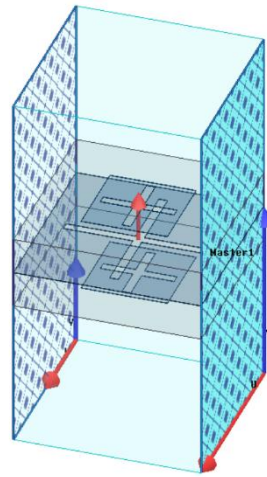
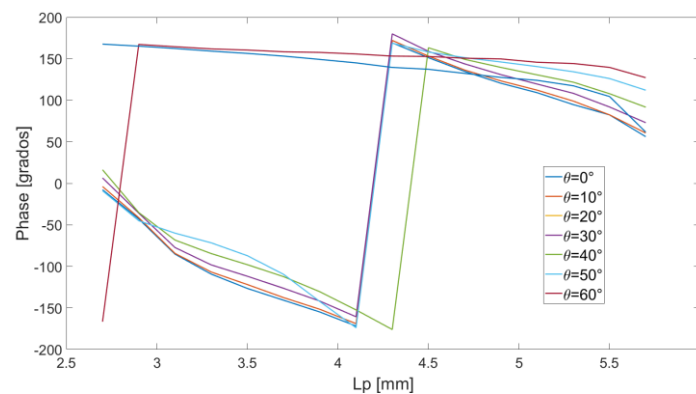


Figura 5. Simulación de puertos floquet.

Se llevaron a cabo simulaciones para distintos ángulos de incidencia $\theta = 0^\circ, 10^\circ, 20^\circ, 30^\circ, 40^\circ, 50^\circ$ y 60° , obteniendo la fase de salida correspondiente en cada caso. Una vez definidas las fases necesarias para cada posición del arreglo, se procedió al cálculo geométrico individual de las ranuras que conforman cada celda. A partir de la tabla generada en HFSS, que relaciona la longitud de ranura LP con la fase transmitida para diferentes ángulos de incidencia, se implementó un script en Matlab para interpolar los valores requeridos para las 225 celdas del arreglo. Cada celda fue dimensionada de forma independiente, asignándole una longitud de ranura específica capaz de compensar el desfase generado por su ubicación relativa al foco.

Figura 6. Variación de fase en función del ángulo de incidencia θ

La ubicación óptima de la fuente con respecto al plano del transmitarray se determinó mediante el cálculo de la distancia focal (df) que maximiza la eficiencia de apertura del sistema. Este parámetro es fundamental, ya que define el ángulo de incidencia de la onda sobre cada celda del arreglo y, por tanto, influye directamente en la calidad del frente de onda reemitido. La fuente empleada fue una antena tipo horn con patrón de radiación aproximado a $\cos^2(\theta)$, cuya apertura debía cubrir uniformemente la superficie del arreglo, evitando pérdidas excesivas fuera del área activa como en [15]. A través de simulaciones de eficiencia de apertura, se determinó que la distancia óptima se alcanzaba cuando la fuente se ubicaba a 70 mm del centro del arreglo. Esta configuración garantiza una iluminación adecuada, minimiza el desbordamiento del haz y mejora la directividad del sistema, asegurando una conversión eficiente del frente de onda esférico en un frente plano.

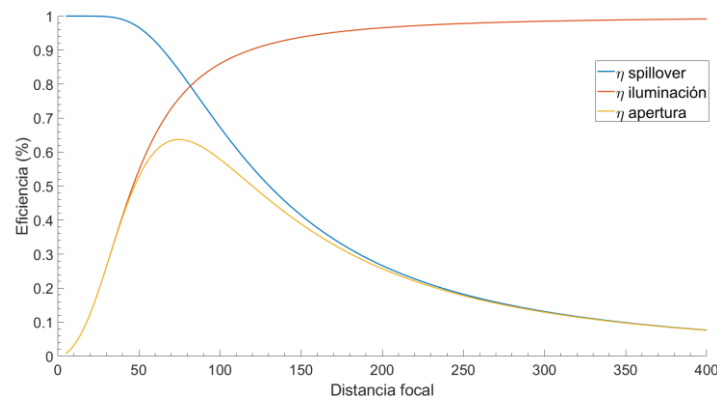


Figura 7. Eficiencia de la antena a 20 GHz

El script desarrollado en Matlab permitió la generación automática de un archivo con extensión .vbs (Visual Basic Script), utilizado por HFSS para la construcción automatizada del modelo completo. Este archivo contenía las instrucciones para dibujar todas las celdas con sus dimensiones personalizadas, definir las capas metálicas, asignar los materiales dieléctricos y posicionar la antena horn como fuente de alimentación a la distancia óptima previamente calculada. Esta automatización facilitó la generación eficiente de un modelo de alta complejidad, reduciendo errores humanos y optimizando los tiempos de diseño. Adicionalmente, el script incluyó la configuración de condiciones de frontera y la parametrización de los elementos necesarios para iniciar la simulación de radiación del sistema completo.

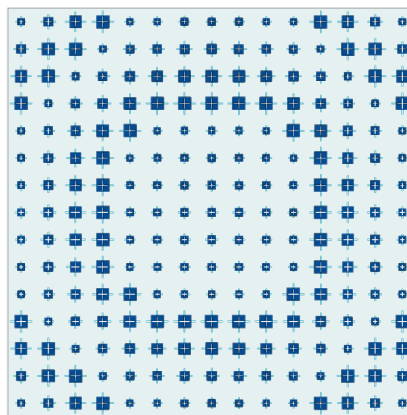


Figura 8. Transmitarray 15x15 a 20 GHz - Vista superior

Dada la complejidad del modelo completo del transmitarray, fue necesario utilizar una técnica de simulación que optimizara el uso de recursos computacionales sin comprometer la precisión de los resultados. Habitualmente, las simulaciones electromagnéticas de estructuras abiertas, como las antenas, se implementan con condiciones de frontera absorbentes (ABC, Absorbing Boundary Conditions), que requieren envolver todo el dominio simulado en una caja de aire suficientemente amplia. Sin embargo, para un arreglo de 225 celdas y una fuente situada a 70 mm, esta configuración generaba un volumen de simulación extenso, lo cual se traducía en altos tiempos de procesamiento y un consumo elevado de memoria.

Para superar esta limitación, se empleó la técnica FEBI (Finite Element Boundary Integral), que permite dividir el dominio en regiones más manejables y definir cajas de aire independientes para la fuente y para el arreglo, tratándolos como dos bloques desacoplados que interactúan en campo lejano. Esta configuración reduce significativamente el tamaño del dominio de cálculo global, disminuyendo el número de elementos finitos necesarios y, por tanto, el tiempo de simulación [16].

Aunque la simulación con FEBI implica una ligera pérdida de precisión, estimada en aproximadamente 0.5 dB en la ganancia total, dicha diferencia no resulta significativa frente a los beneficios en eficiencia computacional. Debido a la elevada demanda de recursos que aún representaba el modelo completo, la simulación fue ejecutada en el servidor de alto rendimiento de Ansoft, lo que permitió completar el análisis del transmitarray a 20 GHz de manera efectiva, manteniendo la fidelidad de los resultados sin comprometer tiempos de ejecución.

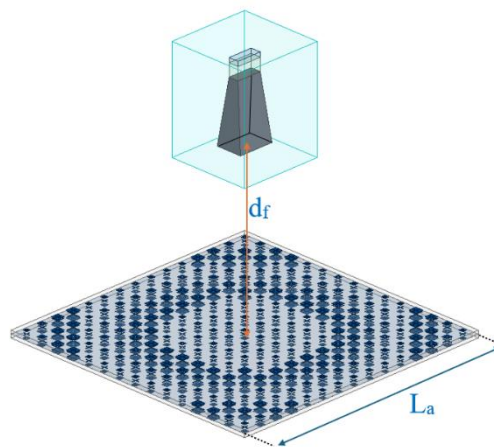


Figura 9. Transmitarray 15x15 a 20 GHz con la fuente de alimentación.

2.3. Celda Unitaria de Doble Banda

Una vez validado el funcionamiento de la celda unitaria a 20 GHz, se efectuó una modificación estructural con el objetivo de habilitar la operación simultánea en dos bandas: 20 GHz y 30 GHz. La estrategia adoptada consistió en incorporar una segunda ranura, diseñada para controlar de forma independiente la fase de transmisión en la banda superior, sin alterar significativamente la respuesta electromagnética en la banda inferior. Para alcanzar esta separación funcional, se aplicó una técnica de intercalado, en la cual las estructuras resonantes asociadas a cada frecuencia se distribuyen en regiones geométricamente diferenciadas dentro de la celda.

La geometría resultante mantiene la estructura general de la celda unitaria previamente descrita, con la diferencia que la nueva altura del sustrato es de 1.25 mm por capa y en sus cuatro esquinas se insertan ranuras adicionales más pequeñas destinadas a controlar la fase a 30 GHz como se explica en [17], del mismo material que el parche de 20 GHz, en esta configuración se introdujeron nuevos parámetros geométricos. Para la banda de 20 GHz, se conservó la nomenclatura de LP (largo de ranura) y WP (ancho de ranura). Para 30 GHz, se definieron las dimensiones LD y XD, asociadas a las ranuras de las esquinas. Se garantizó

que la relación geométrica mantuviera una separación funcional clara: cada conjunto de ranuras afecta predominantemente solo a su respectiva banda. Esta independencia fue posteriormente validada mediante simulaciones que demostraron que la variación de los parámetros de una banda no afecta significativamente la respuesta de la otra.

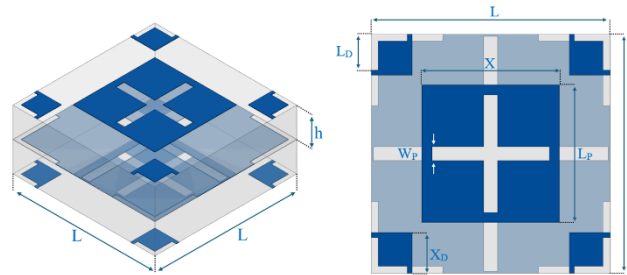


Figura 10. Medidas de la celda unitaria de doble banda.

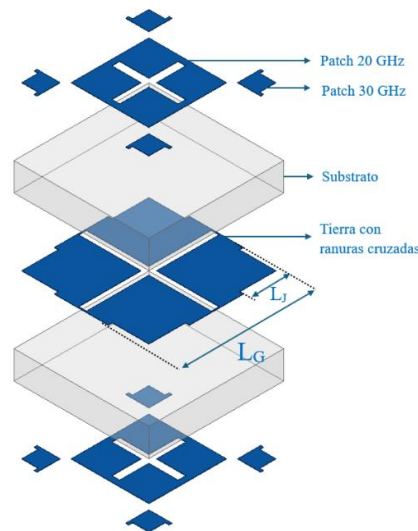


Figura 11. Detalle de la estructura de la celda unitaria doble banda

Las dimensiones finales de la celda unitaria doble banda fueron seleccionadas con precisión para garantizar un desempeño electromagnético adecuado en ambas frecuencias de operación: 20 GHz y 30 GHz. La celda tiene una dimensión total de $L = 6$ mm, más compacta que el diseño monobanda, con el fin de reducir el tamaño del arreglo completo sin comprometer la eficiencia.

Para el control de fase en 20 GHz, se definió una ranura longitudinal de largo LP y ancho constante $WP = 0.35$ mm ubicada en el centro de cada parche metálico. La longitud total del parche que la contiene es $X = LP + 0.50$ mm, mientras que la ranura cruzada en el plano de tierra central tiene un largo $LG = 2 \times LP$. En el caso de la banda de 30 GHz, se utilizaron cuatro ranuras más pequeñas ubicadas en las esquinas del parche. Cada una tiene una longitud LD y la dimensión total del parche correspondiente es $XD = LD + 0.125$ mm. Las ranuras en el plano central para esta banda tienen una longitud $LJ = 2 \times LD$, siguiendo una proporción similar a la usada en la banda inferior. Para facilitar el proceso de fabricación, el ancho de todas las ranuras centrales y periféricas se mantuvo constante en $WP = 0.35$ mm.

Tabla 2. Medidas celda unitaria doble banda

PARÁMETRO	VALOR
L (dimensión total de la celda)	6.00 mm
h (altura del sustrato)	1.25 mm
W_P (ancho de ranura)	0.35 mm
L_P (largo de la ranura 20GHz)	variable
L_G (largo de ranura en tierra 20GHz)	$2 \times L_P$
X (longitud del parche 20 GHz)	$L_P + 0.50$ mm
L_D (largo ranura esquinera a 30GHz)	variable
X_D (longitud del parche 30 GHz)	$L_D + 0.125$ mm
L_J (largo ranura en tierra 30 GHz)	$2 \times L_D$

Con las dimensiones establecidas, se procedió al análisis de la respuesta en fase y magnitud del parámetro de transmisión (S_{21}) para ambas frecuencias de operación. Al variar la dimensión L_P , correspondiente al control de fase en 20 GHz, se observó un comportamiento estable en la banda inferior, logrando una variación de fase cercana a 360° y una magnitud de transmisión mantenida por encima de -3.5 dB. Paralelamente, se modificó el valor de L_D para estudiar su efecto en la banda de 30 GHz. Los resultados indicaron una variación de fase superior a 300° , manteniéndose las pérdidas de transmisión dentro de rangos aceptables, lo que confirma la capacidad de la celda para modular la fase de manera eficiente en ambas bandas.

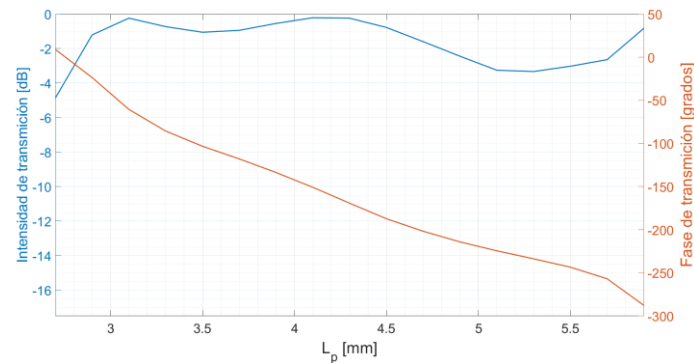


Figura 12. Magnitud y fase de transmisión a 20GHz en la celda doble banda

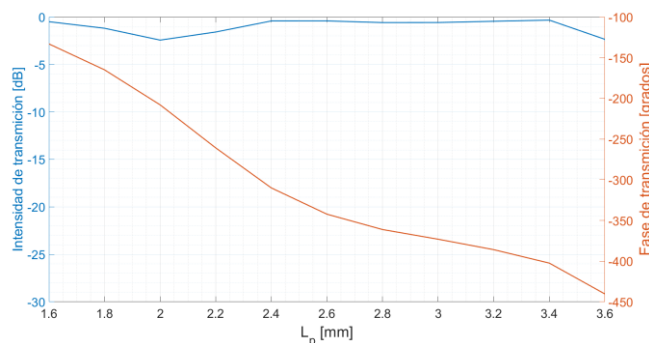


Figura 13. Magnitud y fase de transmisión a 30GHz en la celda doble banda

Para evaluar la independencia entre bandas en la celda unitaria doble banda, se analizó el impacto de la variación de las ranuras correspondientes a 30 GHz sobre la fase de transmisión en 20 GHz. Para ello, se seleccionaron tres valores representativos del parámetro LD: 0.80 mm, 1.375 mm y 1.95 mm, que son valores extremos y medios de la ranura para su óptimo cumplimiento en la banda de 20 y 30 GHz obtenidos en la simulación de la celda unitaria, manteniendo constante el valor de LP correspondiente a la banda inferior. Los resultados, representados en la figura 14, muestran que al modificar LD dentro de este rango, la fase de transmisión en 20 GHz presenta variaciones menores, todas ellas inferiores a 15° . Aunque existe una leve interacción entre bandas, esta es suficientemente reducida como para considerar que el diseño mantiene una separación funcional adecuada. Estos resultados validan la eficacia del enfoque intercalado implementado, en el cual las ranuras de cada banda se ubican en regiones geométricamente diferenciadas dentro de la celda.

La variación de la fase en 20 GHz, al modificar el parámetro LD en la banda de 30 GHz, se mantuvo dentro de un margen reducido (15°), con una desviación estándar de aproximadamente 6.4° . Este nivel de fluctuación representa menos del 5% del rango total de fase (360°), lo cual es técnicamente aceptable para mantener la coherencia del frente de onda en aplicaciones pasivas. Asimismo, el coeficiente de transmisión S21 se mantuvo por encima de -3.5 dB en todos los casos, indicando que no se presentó degradación significativa en magnitud. Estos resultados confirman que el efecto cruzado entre bandas es débil, y que el diseño conserva una separación funcional efectiva, como se planteó en la hipótesis.

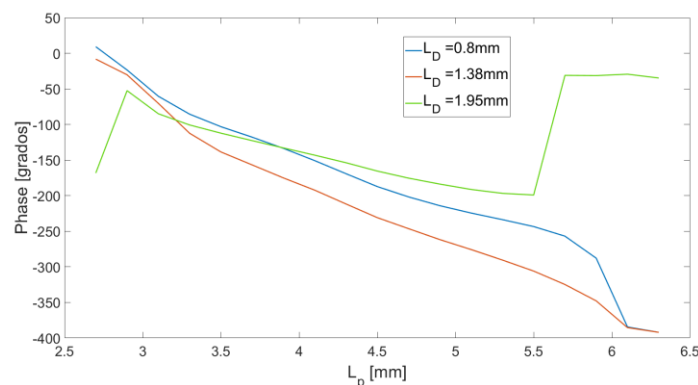


Figura 14. Respuesta de fase con diferentes valores de LD a 20 GHz

2.4. Transmitarray de Doble Banda

Una vez validadas las dimensiones de la celda unitaria doble banda, se procedió a la construcción del transmitarray completo, diseñado para operar simultáneamente en las bandas de 20 GHz y 30 GHz. Al igual que en el caso monobanda, se configuró un arreglo de 15×15 celdas, con una distancia focal de 74 mm respecto a la fuente, lo cual garantiza una iluminación adecuada en ambas frecuencias. Para determinar los valores geométricos necesarios de las ranuras LP y LD en cada celda, se empleó nuevamente el mismo esquema de simulaciones angulares con puertos Floquet, considerando de forma paralela los resultados en ambas frecuencias.

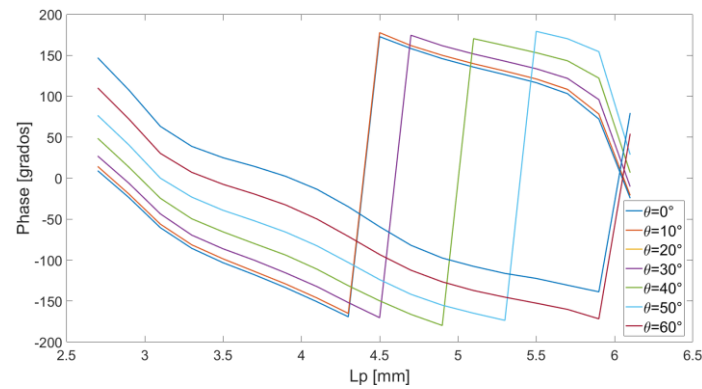


Figura 15. Variación de fase en función del ángulo de incidencia θ a 20GHz

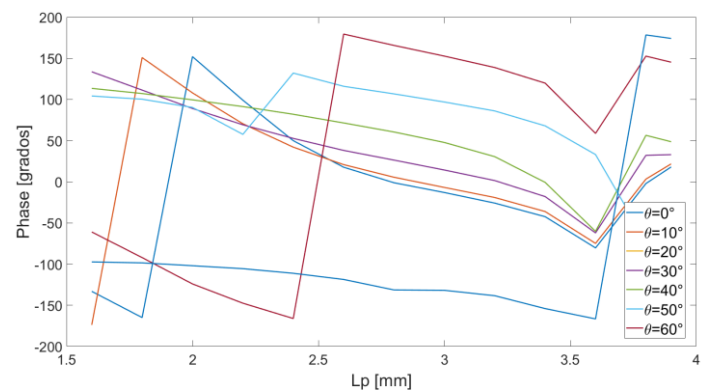


Figura 16. Variación de fase en función del ángulo de incidencia θ a 30GHz

Los datos obtenidos fueron procesados nuevamente en Matlab, mediante el uso de las curvas de interpolación previamente generadas para cada banda. A diferencia del diseño monobanda, en este caso a cada celda le fueron asignadas dimensiones específicas (LP, LD) que juntas permiten compensar los desfases generados en las dos frecuencias simultáneamente. El algoritmo de cálculo incluyó una condición de prioridad, en la cual se garantizó primero el alineamiento de fase en 20 GHz y, sobre esa base, se ajustó el valor de LD para 30 GHz, considerando su impacto mínimo sobre la respuesta inferior.

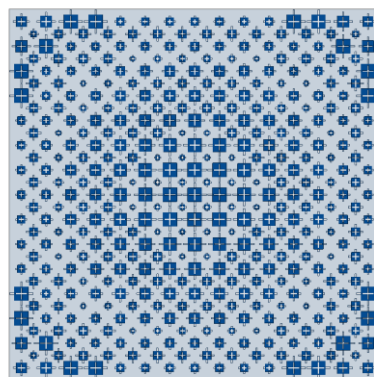


Figura 17. Transmitarray 15x15 doble banda - Vista superior

Aplicando la metodología previamente establecida para la estructura monobanda, la construcción del transmitarray fue automatizada mediante un archivo .vbs generado desde Matlab. Este archivo permitió crear todas las celdas con sus respectivas geometrías, materiales y posiciones, integrando la fuente y estableciendo las condiciones de simulación

requeridas en HFSS para analizar la respuesta electromagnética en ambas bandas de forma simultánea. El arreglo resultante presentó una dimensión final de 90 mm, menor al diseño de una banda única, lo que permitió una mayor compactación sin comprometer el rendimiento de las dos bandas de operación.

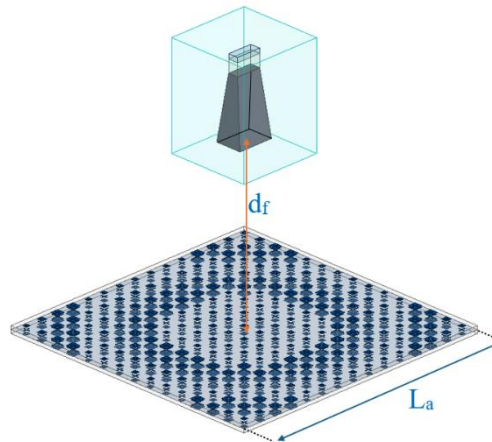


Figura 18. Transmitarray 15x15 a 20 GHz con la fuente de alimentación.

3. Resultados

A continuación, se presentan los resultados en función de la ganancia, la directividad y el patrón de radiación en dos apartados, uno para el transmitarray monobanda a 20GHz, y otro para el transmitarray acoplado a doble banda de 20 y 30 GHz.

3.1 Transmitarray a 20 GHz

El patrón de radiación obtenido mostró un comportamiento directivo bien definido en el eje z , confirmando la correcta alineación de fase entre las celdas. Se alcanzó una ganancia máxima de 23.85 dB, con una eficiencia total del sistema del 38%, resultado que incluye tanto pérdidas por desajuste como disipación dieléctrica. La fase emitida por el arreglo mostró una progresión suave y continua, reflejo del correcto funcionamiento del algoritmo de interpolación geométrica aplicado durante el diseño. En campo lejano se evidenció un haz angosto, con lóbulos secundarios bajos y una simetría aceptable, lo que respalda el desempeño de la arquitectura propuesta. Además, se verificó que el diseño logra transformar eficientemente el frente de onda esférico emitido por la fuente focal en un frente de onda plano, condición indispensable para aplicaciones satelitales con alta directividad.

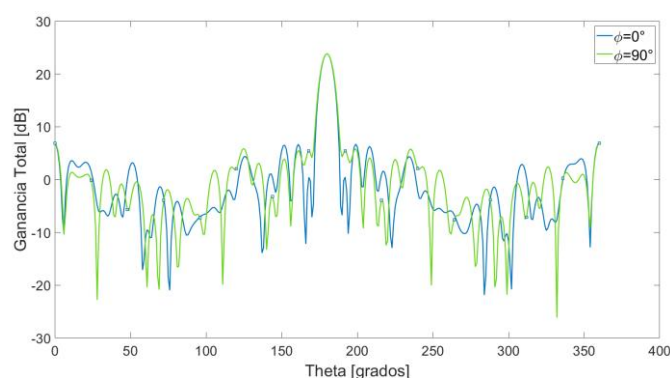


Figura 19. Ganancia total Transmitarray 20GHz.

Además, como método de validación complementario, se realizó el cálculo de la ganancia máxima en dB utilizando la ecuación 1.

$$Gain = 10 \log_{10} \left(\frac{4\pi A \eta}{\lambda^2} \right) \quad (1)$$

Calculando la longitud de onda de 20 GHz se obtuvo un valor de $\lambda = 0.01 \text{ m}$. El área del arreglo fue de 0.0127 m^2 . La eficiencia se calculó considerando distintos factores. Dado que se empleó una distribución de campo tipo $\cos^2\theta$ desde una fuente focal colocada a una distancia óptima, se asumió una eficiencia de apertura de aproximadamente 0.90, en concordancia con valores reportados en la literatura para arreglos bien iluminados [6]. El sustrato empleado, Arlon AD410, presenta una tangente de pérdidas muy baja ($\tan \delta = 0.003$), lo que justifica una eficiencia dieléctrica de 0.95. Por otra parte, considerando que el coeficiente de transmisión de las celdas se mantuvo en torno a -3.5 dB , se determinó que aproximadamente un 40% de la potencia incidente fue efectivamente transmitida, lo cual fija el valor de la eficiencia por desajuste en 0.40. El producto de estos tres factores arroja en una eficiencia total aproximada de 0.342. Aplicando este valor en la fórmula 1, se obtiene una ganancia total de 23.85 dB.

3.2 Transmitarray Doble Banda

En la banda de 20 GHz, el arreglo alcanzó una ganancia máxima de 23.85 dB, igualando el rendimiento obtenido con el diseño monobanda, pero en un formato estructuralmente más compacto. La eficiencia total fue del 38%, lo que confirma que la inclusión de ranuras para 30 GHz no afectó negativamente el desempeño del canal inferior.

En la banda de 30 GHz, el arreglo alcanzó una ganancia máxima de 15.42 dB, lo que representa una pérdida en eficiencia aproximada del 22.58%. Estos resultados indican que, aunque el arreglo es funcional en la banda superior, su desempeño es limitado en comparación con el desempeño obtenido a 20 GHz. La distribución del campo lejano mostró una directividad elevada y un haz bien enfocado en ambas bandas, con un desacoplamiento parcial pero funcional entre frecuencias. La variación de las dimensiones LD no generó interferencias apreciables en el desempeño a 20 GHz, lo cual respalda la hipótesis central del diseño: la manipulación independiente de la fase en cada banda. Este comportamiento resultó fundamental para lograr un control dual sin recurrir a estructuras duplicadas ni a superficies reconfigurables.

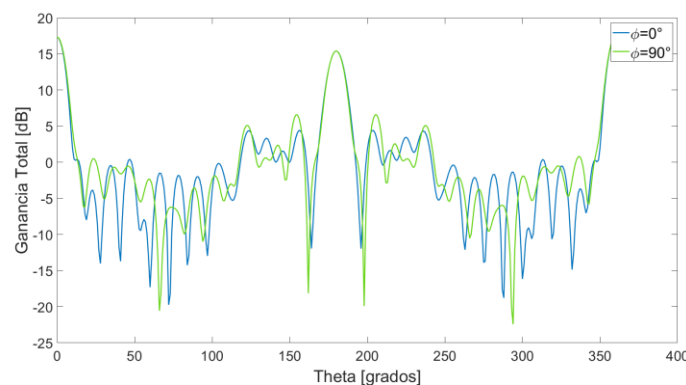


Figura 20. Ganancia total Transmitarray Doble Banda.

Las ranuras del transmitarray demostraron una alta sensibilidad geométrica, dado que variaciones milimétricas en los parámetros LP o LD permiten ajustar con precisión la fase deseada en cada frecuencia de operación en promedio una variación de 0.1 mm permite un cambio de fase de 12° lo cual significa un compromiso en la precisión de fabricación, no obstante, esta sensibilidad se mantiene dentro de un rango controlado y técnicamente viable desde el punto de vista de las tecnologías de precisión en la elaboración de componentes existentes, lo que garantiza una respuesta predecible y replicable en entornos reales.

La consideración de tolerancias en el diseño del transmitarray parte del análisis de la celda unitaria, la cual, antes de la incorporación de las ranuras cruzadas, se modela como un parche cuadrado tipo microstrip, dimensionado según la teoría de cavidad resonante para operar a 20 o 30 GHz respectivamente. Este enfoque impone restricciones geométricas al diseño, estableciendo un límite máximo de 6 mm para el lado del parche, correspondiente a la dimensión total de la celda unitaria. En consecuencia, las ranuras grabadas sobre el parche deben mantenerse, por criterio de diseño, al menos 0.5 mm por debajo de dicha longitud, a fin de asegurar la integridad electromagnética y mecánica del elemento.

4. Discusión

El diseño del transmitarray doble banda alcanzó un buen equilibrio entre tamaño compacto, control de fase independiente y niveles aceptables de ganancia. Se alcanzaron ganancias de 23.85 dB en la banda de 20 GHz y 15.42 dB en la de 30 GHz, lo que confirma parcialmente la viabilidad del enfoque pasivo implementado. Sin embargo, la ganancia relativamente baja en la banda de 30 GHz sugiere que el diseño presenta limitaciones que deben ser consideradas en aplicaciones donde se requiera un rendimiento elevado en ambas frecuencias.

Al comparar los resultados con otros diseños reportados en la literatura, se observa que el presente enfoque presenta ventajas específicas. Por ejemplo, el arreglo descrito en [18] alcanzó una ganancia simulada de hasta 28.2 dBi, con eficiencias de apertura del 78 % en 16 GHz y del 30 % en 27 GHz, utilizando una celda unitaria de triple capa con ranuras semicirculares metálicas. Aunque dicho diseño presenta una eficiencia superior en la banda alta, también requiere una estructura más voluminosa y un número mayor de capas, lo cual puede dificultar su fabricación y limitar su viabilidad en frecuencias más elevadas.

En [19], se presentó un diseño basado en una celda con geometría tipo swastika para 20 GHz y ranura cruzada (cross-slot) para 30 GHz, el cual logró independencia funcional entre bandas y polarización circular en un formato de bajo perfil. Sin embargo, dicho arreglo cuenta con un área reducida y depende de un alimentador desplazable para implementar beam steering, lo que introduce una complejidad mecánica significativa. En contraste, el diseño analizado mantiene una estructura pasiva y fija, lo que simplifica su implementación y mejora su robustez en condiciones operativas.

Metodológicamente, se utilizó una interpolación angular para controlar la fase. Además, se automatizó la construcción del arreglo completo en HFSS mediante scripts desarrollados en Matlab. Esta estrategia permite escalar el diseño a arreglos de mayor tamaño sin intervención manual, lo que representa una ventaja en términos de eficiencia y

reproducibilidad. Esta capacidad no se evidencia en modelos como los descritos en [5], que se enfocan en la polarización dual, pero requieren sistemas de alimentación diferenciados para cada banda, lo cual incrementa la complejidad del sistema.

En [20] se propusieron métodos de diseño de transmitarrays basados en superficies selectivas en frecuencia (M-FSS) y estructuras helicoidales, con el objetivo de maximizar el ancho de banda y reducir las pérdidas. Sin embargo, estos enfoques tienden a ser más complejos y menos adecuados para aplicaciones que requieren soluciones compactas y de bajo costo de fabricación.

El diseño analizado en este trabajo mantiene una configuración pasiva, compatible con tecnologías de PCB de bajo costo y sin la necesidad de incorporar elementos activos como diodos o MEMS. Esta característica lo diferencia positivamente frente a configuraciones reconfigurables, que aunque versátiles, presentan mayor complejidad, consumo energético y menor confiabilidad en entornos exigentes.

Diversos estudios recientes han buscado optimizar el diseño de antenas transmitarray para mejorar el ancho de banda, la eficiencia y la compacidad estructural. Por ejemplo, el trabajo presentado en [21] propone una antena de banda ancha basada en inversión de corriente y acoplamiento mutuo constructivo, logrando una eficiencia de apertura del 41.6% y una ganancia sostenida sobre un amplio rango de 9.3 GHz, aunque con una celda relativamente compleja en una estructura de 21×21 elementos. De forma similar, en [22] se emplean superficies metálicas artificiales sin dieléctrico entre capas para maximizar la ganancia (28.6 dB a 15 GHz) y la eficiencia de apertura (42.66%), aunque su diseño depende de resonancias múltiples inducidas y una disposición trilaminar sin sustrato, lo que puede dificultar la integración en plataformas comerciales estándar.

Por su parte, la propuesta en [23] destaca por su bajo perfil y uso exclusivo de metal, logrando una celda ultradelgada (0.067λ) con 42% de eficiencia y capacidad de rotación de polarización, aunque con un ancho de banda más limitado (7% a 1 dB) y diseñada únicamente para la banda X. Por último, el estudio en [24] presenta una antena transmitarray doble banda para 19 y 29 GHz, con control de fase independiente y fabricación mediante técnicas de PCB. Sin embargo, su eficiencia de apertura es menor (15.4% y 19.3%) y requiere espacio adicional para integrar la electrónica de escaneo.

En contraste con estos enfoques, el diseño propuesto en este trabajo presenta una celda unitaria intercalada funcionalmente desacoplada, capaz de controlar de forma independiente la fase en las bandas de 20 y 30 GHz, logrando una ganancia máxima de 23.85 dB a 20 GHz y una eficiencia total del 38%. La arquitectura no requiere estructuras metálicas complejas, sustratos múltiples ni técnicas avanzadas de fabricación, lo que facilita su implementación mediante procesos convencionales. Además, se consigue una reducción estructural frente a diseños monobanda, lo que convierte a esta propuesta en una alternativa compacta, eficaz y reproducible, especialmente útil en escenarios donde el tamaño, la eficiencia y la simplicidad de fabricación son factores críticos. Si bien la eficiencia alcanzada en la banda de 30 GHz fue considerablemente inferior, este resultado no invalida el diseño propuesto, sino que lo posiciona como una base útil para investigaciones futuras orientadas a mejorar el rendimiento en frecuencias milimétricas. Desde una perspectiva de ingeniería,

los valores obtenidos reflejan las limitaciones inherentes a configuraciones pasivas compactas, por lo que su documentación y análisis representan una contribución relevante y replicable dentro del campo.

En cuanto a sus posibles aplicaciones, la antena transmitarray de doble banda propuesta en este estudio resulta especialmente útil en escenarios de comunicaciones satelitales modernas que requieren operación simultánea en los canales de subida y bajada de la banda Ka (30 GHz y 20 GHz, respectivamente). Esta arquitectura es adecuada para terminales móviles de bajo perfil, estaciones terrenas compactas instaladas en vehículos o plataformas embarcadas, como drones o sistemas aéreos no tripulados, donde se prioriza la eficiencia de radiación, la ganancia directiva y la reducción del volumen estructural. Adicionalmente, por tratarse de un sistema pasivo y de bajo costo, representa una solución viable para enlaces punto a punto de alta capacidad en sistemas de backhaul satelital, así como para terminales de comunicaciones en movimiento. La independencia funcional entre bandas, lograda mediante el diseño intercalado de la celda unitaria, permite mantener una operación eficiente sin recurrir a componentes activos, lo cual es clave en aplicaciones que demandan alta confiabilidad, bajo consumo energético y facilidad de fabricación. Estas características posicionan al diseño propuesto como una alternativa práctica, escalable y alineada con los requerimientos de nuevas generaciones de redes satelitales, incluidas aquellas orientadas a brindar conectividad 5G/6G desde plataformas espaciales.

Aunque el presente estudio se centra en simulaciones electromagnéticas para validar el desempeño funcional de la antena transmitarray doble banda, el diseño propuesto mantiene características que favorecen su viabilidad de fabricación mediante tecnologías estándar de PCB multicapa. La estructura pasiva basada en ranuras metálicas impresas, el uso de sustratos dieléctricos comerciales como el Arlon AD410, y la ausencia de componentes activos o mecanismos reconfigurables, contribuyen a simplificar su manufactura. En ese sentido, este trabajo constituye una contribución aplicada orientada al diseño de antenas compactas y reproducibles, con potencial de implementación en plataformas reales de comunicación satelital, particularmente donde el peso, el perfil bajo y los costos de producción son factores críticos, que distinguen el modelo propuesto como una mejora frente a otras tecnologías existentes en el mercado de variación de fase de una señal de comunicación satelital. No obstante, futuras investigaciones podrían enfocarse en la fabricación y validación experimental del arreglo completo, a fin de cuantificar el impacto real de perforaciones mecánicas y dispersión de materiales sobre el desempeño final.

5. Conclusiones

Este trabajo abordó el diseño, modelado y simulación de una antena tipo Transmitarray de doble banda, orientada a aplicaciones en comunicaciones satelitales. El enfoque se centró en una celda unitaria pasiva, compacta y de bajo perfil, con capacidad para controlar la fase de forma independiente en las bandas de 20 GHz y 30 GHz, utilizando una estructura multicapa con ranuras cruzadas e intercaladas. La implementación de un arreglo de 15×15 celdas permitió validar el comportamiento conjunto del sistema, demostrando que es posible lograr un control dual efectivo sin recurrir a componentes activos ni a estructuras reconfigurables.

Entre los principales resultados alcanzados se destaca una ganancia de 23.85 dB a 20 GHz, con una eficiencia total del sistema estimada en 34.2%. Este valor que confirma un adecuado acoplamiento y alineación de fase en el canal inferior. Además, se logró mantener esta eficiencia dentro de un área física reducida, lo cual evidencia la efectividad del modelo de interpolación y la automatización del proceso de diseño.

Sin embargo, la eficiencia en la banda de 30 GHz fue significativamente menor, con pérdidas de aproximadamente 22.58%, atribuidas principalmente al tamaño reducido del arreglo, al desajuste en las ranuras de alta frecuencia y a la complejidad inherente asociada al desacoplamiento estructural entre bandas. Aunque puede interpretarse como una limitación, representa también un hallazgo relevante, al evidenciar los desafíos técnicos reales de los transmitarrays pasivos en frecuencias milimétricas, especialmente cuando se busca mantener independencia funcional sin aumentar la complejidad constructiva. La documentación de estas limitaciones aporta valor científico al trabajo y ofrece un punto de partida concreto para futuros desarrollos orientados a optimizar estructuras duales más eficientes.

El diseño intercalado logró una manipulación funcionalmente independiente de la fase en ambas bandas, con un coeficiente de transmisión aceptable, lo que confirma parcialmente la hipótesis de desacoplamiento estructural. No obstante, la eficiencia obtenida en la banda de 30 GHz fue considerablemente inferior a la alcanzada en 20 GHz, lo cual evidencia limitaciones prácticas del enfoque cuando se opera en frecuencias milimétricas más altas. En conjunto, este estudio aporta una alternativa pasiva, reproducible y escalable para sistemas multibanda, adecuada para aplicaciones en las cuales la confiabilidad, el bajo perfil y el costo reducido son más relevantes que la reconfigurabilidad activa. Estos resultados permiten proyectar una línea de investigación orientada a mejorar el desempeño en la banda superior mediante ajustes geométricos de las ranuras, incorporación de materiales avanzados o ampliación del arreglo sin comprometer la compactación del sistema.

Contribuciones de los autores

Conceptualización, O.K., T.J., C.N.; Metodología, O.K.; Análisis de datos, O.K., C.N.; Investigación, O.K., T.J.; Administración del proyecto, O.K.; Fuentes de datos: O.K., C.N.; Software, O.K., T.J.; Supervisión, C.N.; Validación, O.K., T.J.; Visualización, O.K., T.J.; Redacción—preparación del borrador original, C.N., T.J.; Redacción—revisión y edición, O.K., T.J., C.N. Todos los autores han leído y aprobado la versión publicada del manuscrito.

Conflicto de Interés

Los autores no reportan conflictos de interés relacionados con esta investigación.

Declaración sobre el uso de Inteligencia Artificial Generativa

No se utilizó inteligencia artificial generativa en la preparación de este artículo.

Referencias

- [1] K. Narayanasamy, G. N. A. Mohammed, K. Savarimuthu, R. Sivasamy, y M. Kanagasabai, "A comprehensive analysis on the state-of-the-art developments in reflectarray, transmitarray, and transmitreflectarray antennas," *Int. J. RF Microw. Comput. Aided Eng.*, vol. 30, no. 9, may. 2020, doi: 10.1002/mmce.22272.
- [2] O. B. Yahia et al., "Evolution of High Throughput Satellite Systems: Vision, Requirements, and Key Technologies," 2023, *arXiv*, doi: 10.48550/ARXIV.2310.04389.
- [3] Y. J. Guo, M. Ansari, R. W. Ziolkowski, y N. J. G. Fonseca, "Quasi-optical multi-beam antenna technologies for B5G and 6G mmWave and THz networks: A review," *IEEE Open J. Antennas Propag.*, vol. 2, pp. 807–830, jun. 2021, doi: 10.1109/OJAP.2021.3093622.
- [4] H. Hasani, J. S. Silva, S. Capdevila, M. Garcia-Vigueras, y J. R. Mosig, "Dual-band circularly polarized transmitarray antenna for satellite communications at 20/30 GHz," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 67, no. 8, pp. 5323–5333, ago. 2019, doi: 10.1109/tap.2019.2912495.
- [5] A. H. Abdelrahman, F. Yang, A. Z. Elsherbeni, y P. Nayeri, *Analysis and Design of Transmitarray Antennas*, 1st ed., San Rafael, CA: Morgan & Claypool Publishers, 2017. [En línea]. Disponible en: 10.1007/978-3-031-01541-0.
- [6] C. A. Balanis, *Antenna Theory: Analysis and Design*, 3rd ed., Hoboken, NJ: Wiley, 2005. [En línea]. Disponible en: <https://www.wiley.com/en-us/Antenna+Theory+and+Design%2C+3rd+Edition-p-9781118213476>.
- [7] L. Di Palma, A. Clemente, L. Dussopt, R. Sauleau, P. Potier, y P. Pouliguen, "Circularly polarized transmitarray with sequential rotation in Ka-band," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 63, no. 11, pp. 5118–5124, nov. 2015, doi: 10.1109/TAP.2015.2474149.
- [8] C. G. M. Ryan, M. R. Chaharmir, J. Shaker, J. R. Bray, Y. M. M. Antar, y A. Ittipiboon, "A wideband transmitarray using dual-resonant double square rings," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 58, no. 5, pp. 1486–1493, may. 2010, doi: 10.1109/tap.2010.2044356.
- [9] M. Simeoni, I. E. Lager, C. I. Coman, y C. Trampuz, "Interleaved array antennas design — (Almost) deterministic strategies," *PIERS Online*, vol. 6, n. 6, pp. 564–568, 2010, doi: 10.2529/piers091218111519.
- [10] I. Parellada Serrano, "Contribución al diseño de dispositivos radiantes con conformado de haz para sistemas de comunicación de última generación," Tesis doctoral, Universidad de Granada, Granada, España, 2024. [En línea]. Disponible en: <https://hdl.handle.net/10481/90749>.
- [11] E. Arnieri, R. De Marco, F. Greco, L. Boccia, y G. Amendola, "A Dual-Band Dual-Linear Polarization Transmitarray Unit Cell for Ka-Band Applications," *2022 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation and USNC-URSI Radio Science Meeting (AP-S/URSI)*, 2022, pp. 2046–2047, doi: 10.1109/ap-s/usnc-ursi47032.2022.9886191.
- [12] Ansys, *High Frequency Structure Simulator*, Ansys Inc., Canonsburg, PA, USA. Versión 2021R.
- [13] G. Saxena et al., "CSRR loaded multiband THz MIMO antenna for nano-communications and bio-sensing applications", *Nano Communication Networks*, vol. 38, p. 100481, dic. 2023, doi: 10.1016/j.nancom.2023.100481.
- [14] C.-Y. Hsu, L.-T. Hwang, T.-S. Horng, S.-M. Wang, F.-S. Chang, y C. N. Dorny, "Transmitarray design with enhanced aperture efficiency using small frequency selective surface cells and discrete Jones matrix analysis," *IEEE Trans. on Antennas Propagat.*, vol. 66, no. 8, pp. 3983–3994, ago. 2018, doi: 10.1109/TAP.2018.2839755.
- [15] B. B. Binti Baharom, "A Study on Low-Profile and High-Efficiency Techniques of Dielectric Lens Antenna in 300-GHz Band," Tesis doctoral, Nagoya Institute of Technology, Nagoya, Japón. [En línea]. Disponible en: https://nitech.repo.nii.ac.jp/record/2000134/files/ko1318_f.pdf.
- [16] J. Silvestro, K. Zhao y A. Sligar, "Hybrid Finite Element Boundary Integral Technique for Efficient Simulation of Radiation and Scattering," *Microwave Journal*. [En línea]. Disponible en: <https://www.microwavejournal.com/articles/10493-hybrid-finite-element-boundary-integral-technique-for-efficient-simulation-of-radiation-and-scattering>.
- [17] M. Zhang, J. Hirokawa, y M. Ando, "A four-corner-fed double-layer waveguide slot array with low sidelobes developed for a 40 GHz-band DDD system," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 64, no. 5, pp. 2005–2010, may 2016, doi: 10.1109/TAP.2016.2539375.

- [18] H. Huang y Q. Fan., "Single-Band and Dual-Band Transmitarray Antenna With High Gain and Aperture Efficiency," *2019 Computing, Communications and IoT Applications (ComComAp)*, pp. 178-183, oct. 2019. doi: 10.1109/comcomap46287.2019.9018778.
- [19] H. Hasani, J. S. Silva, S. Capdevila, M. Garcia-Vigueras, y J. R. Mosig, «Dual-Band Circularly Polarized Transmitarray Antenna for Satellite Communications at (20, 30) GHz», *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 67, no. 8, pp. 5325-5333, ago. 2019, doi: 10.1109/tap.2019.2912495
- [20] J. R. Reis, M. Vala, y R. F. S. Caldeirinha, "Review Paper on Transmitarray Antennas", *IEEE Access*, vol. 7, pp. 94171-94188, 2019, doi: 10.1109/access.2019.2924293.
- [21] P. PourMohammadi, H. Naseri, N. Melouki, F. Ahmed, Q. Zheng, A. Iqbal, y T. A. Denidni, "A wideband beam steering transmitarray antenna for Ka-band applications," *AEU - Int. J. Electron. Commun.*, vol. 193, p. 155720, mar. 2025, doi: 10.1016/j.aeue.2025.155720.
- [22] M. Ghaderi y P. Rezaei, "Low profile wide band high gain transmitarray antenna for Ku band applications," *Opt. Commun.*, vol. 566, p. 130701, sep. 2024, doi: 10.1016/j.optcom.2024.130701.
- [23] L. Song, Y. Wang, y L. Guo, "A Low-Cost Ultrathin Metal-Only Transmitarray Antenna at X-Band," *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 23, no. 5, pp. 1443-1447, may. 2024, doi: 10.1109/LAWP.2024.3358763.
- [24] A. J. Rubio, A.-S. Kaddour, y S. V. Georgakopoulos, "Dual-Band Transmitarray Antenna for Simultaneous Uplink/Downlink Communications in Small Satellite Applications," *IEEE Access*, vol. 12, pp. 162581-162594, nov. 2024, doi: 10.1109/ACCESS.2024.3489584.