

Trabajo Fin de Máster

Desarrollo de metasuperficies 3D para la generación y estudio del momento angular en ondas electromagnéticas

Miguel Ángel Balmaseda Márquez

Febrero 2022



**UNIVERSIDAD
DE GRANADA**

Tutor: Juan Francisco Valenzuela Valdés

Cotutor: Carlos Molero Jiménez

*Teoría de la señal, telemática y comunicaciones
Universidad de Granada*

Resumen

El trabajo presentado consistirá en el **estudio, y generación, de ondas electromagnéticas con patrón de vórtice mediante metasuperficies 3D** a través de simulación con el software comercial CST-Studio.

Las ecuaciones de Maxwell predicen que las ondas electromagnéticas portan momento lineal y momento angular. Éste último viene descrito por **dos componentes: el spin, que describe la polarización de la onda; y el orbital (OAMs por sus siglas en inglés), que mide la distribución de fases del frente de ondas (también se usa el término vorticidad)**. Los patrones de campo OAMs podrían solventar problemas en el campo de las comunicaciones como propagación libre de interferencias, y su generación constituye un reto aún en la actualidad. El uso de metasuperficies y metamateriales como fuentes de modos OAMs es una vía que se está explorando. *Una metasuperficie es una estructura periódica o pseudo-periódica que puede manipular ondas electromagnéticas.* En particular, metasuperficies con geometría 3D y fabricables con impresión 3D poseen ventajas frente a dispositivos más clásicos. Sus propiedades no son aún muy conocidas en la comunidad científica. El trabajo propuesto consistirá en realizar un recorrido sobre las técnicas de generación de OAMs, con el fin de estudiar las ventajas de éstas y emplearlas para la generación de patrones OAMs, con vistas a aplicarlas en un futuro en ámbitos de detección de imagen y propagación, así como en dispositivos novedosos para tecnología 5G y 6G.

Palabras clave: Metasuperficie, ondas electromagnéticas, OAM, transmisión, simulación

Índice

1. Introducción.....	5
2. Fundamento teórico.....	7
2.1. Estudio de los haces de LG portadores de OAM.....	7
2.2. Métodos originales de generación de OAMs en el dominio de RF.....	9
2.2.1. Desfasadores en espiral y planos (SPP).....	9
2.2.2. Mallas de difracción.....	10
2.2.3. Reflectores con ángulo de giro y en espiral.....	10
2.2.4. Arrays circulares con desfase (UCA).....	10
2.3. Metasuperficies reflectivas para la generación de OAMs.....	11
2.4. Metasuperficies transmisoras para la generación de OAMs.....	14
2.5. Horizontes futuros: comunicaciones y reconstrucción de imagen.....	14
3. Metodología.....	16
3.1. Software de diseño: CST-Studio.....	16
3.2. Aproximación a las OAMs mediante UCAs.....	16
3.3. Diseño del software para determinar el desfase del reflectarray.....	17
3.4. Diseño de metaceldas con desfase de 1-bit y 2 bit.....	19
4. Resultados y discusión.....	21
4.1. Obtención del desfase de un OAM utilizando UCAs.....	21
4.2. Obtención del desfase necesario para diversos modos de OAM.....	23
4.3. Simulación de curvas de desfase para distintas metasuperficies.....	25
4.4. Construcción del tablero con la metasuperficie elegida.....	28
4.5. Resultados de simulación.....	32
4.5.1.-Resultados tablero 40x40 de 1-bit.....	33
4.5.2.-Resultados tablero 40x40 de 2-bit.....	36
4.5.3.-Impresión 3D de prototipos.....	40
4.5.4.-Resultados tablero 15x15 de 1-bit.....	41
4.5.5.-Resultados tablero 15x15 de 2-bit.....	43
5. Conclusiones.....	46
Bibliografía.....	47

A todo el grupo *SWAT*, por acogerme con tanto cariño desde el primer día, por ver a un amigo donde había un compañero de trabajo, por seguir ayudándome poco a poco a seguir creciendo y por darme un hogar entre cables y antenas.

A mi padre, porque tu esfuerzo y sudor dibujaron un referente en mi horizonte.

A mi madre, por su infinita paciencia y amor al educarnos a mi hermana y a mí.

A mi hermana, por tener una segunda madre y un espejo donde mirarme.

A Elisa, por ayudarme a sonreír y a volver a ser feliz cuando más lo necesitaba.

Gracias.

1. Introducción

Desde que el electromagnetismo se fundamentó gracias a las ecuaciones de Maxwell, es bien conocido que las ondas electromagnéticas son portadoras tanto de momento lineal como angular [1]. Se sabe que dicho momento angular en el caso del fotón puede ser **espín u orbital**, siendo este primero únicamente de $\pm\hbar$ por fotón y encargado de dotar a la luz de polarización. Si bien era conocido anteriormente el **momento angular orbital** este no tuvo relevancia hasta que en 1992 Allen et al. [2] demostraron que los haces de Laguerre - Gauss (LG) poseen un **momento angular** de $l\hbar$ por fotón donde l es un entero que da cuenta de la **carga topológica** (el orden) de la onda. En la Fig.1 podemos apreciar un somero recorrido del desarrollo de este fenómeno desde 1989 hasta 2019.

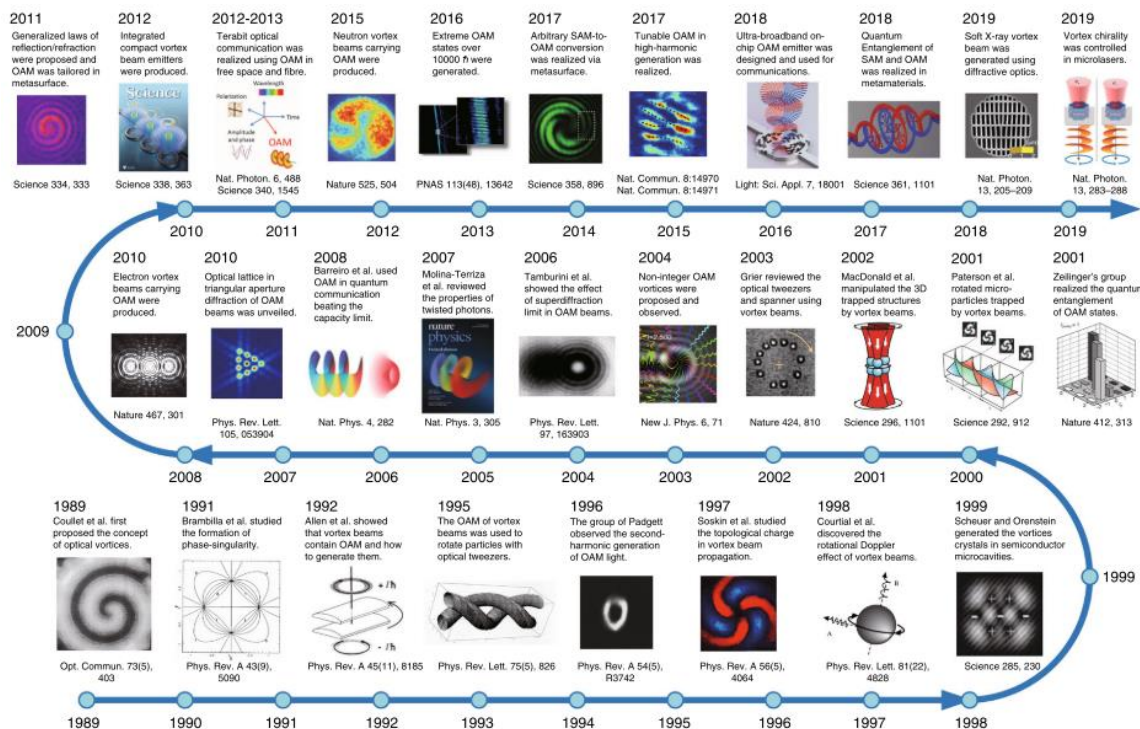


Figura 1: Hoja de ruta en el desarrollo de los vórtices ópticos desde 1989 hasta 2019, incluyendo aquellos hitos tanto teóricos como técnicos [3].

A pesar de que en apariencia **al hablar de vórtices se podría interpretar a los OAMs (Orbital Angular Momentum waves) como un efecto puramente de polarización**, se ha demostrado [4] que dicho momento angular orbital es equivalente al de cualquier objeto macroscópico, siendo el encargado de la transferencia (según condiciones del sistema) el propio fotón que lo porta.

En 1994, Allen et al. [5] estudiaron el momento angular en los haces no-paraxiales puesto que los haces de LG no eran una solución exacta de las ecuaciones completas de Maxwell, siendo solución únicamente de la ecuación paraxial de ondas. Bajo esta aproximación, se desarrollaron diversos resultados teóricos que mostraron la dependencia de los OAMs con la carga topológica l , concretamente que, mientras que los haces tuvieran fase espiral,

estos podrían ser portadores de un modo OAM. Dicha afirmación **nos da una forma simple de generar estos patrones**; únicamente, sería necesario añadir una fase en espiral del tipo $\alpha = \arctan\left(\frac{x}{y}\right)$ a una onda plana donde x e y serían los puntos del frente de fases. Además, al estar definidos mediante un desarrollo en serie de los polinomios de Laguerre-Gauss [6], los diversos modos **no interaccionarían entre sí** (por ortogonalidad, se explicará más adelante) aún compartiendo el mismo paquete de ondas, lo cual nos da un potencial **infinito para la multiplexación de información** puesto que no habría ningún tipo de interferencia entre modos.

El hecho de que este tipo de ondas sean ortogonales entre sí conlleva una serie de aplicaciones en **régimen óptico** novedosas tales como pinzas ópticas, trampas para átomos o entrelazamiento fotónico [7]. Resulta más interesante si nos movemos en el **régimen de la radiofrecuencia (RF)** donde es posible crear **varios canales de comunicación independientes** basados en la ortogonalidad de los modos [8-9], siendo esta su principal y futura aplicación.

La diferencia entre ambos regímenes reside en la longitud de onda, donde en los dispositivos para RF (dominio de las microondas y por tanto una longitud de onda mucho mayor) es **fundamental asegurar la eficiencia óptima del sistema completo**, puesto que manipular correctamente este tipo de ondas es más complejo que en el espectro visible. Por ello, es necesario diseñar **métodos de generación** que sean los más eficientes posibles a la vez que prácticos. Concretamente, nos centraremos en el estudio de las **metasuperficies tanto por reflexión como transmisión**, entendiéndose esta como una estructura periódica basada en una celda unidad cuyas principal característica es la de modificar las ondas electromagnéticas [10].

Los **objetivos de este trabajo pueden resumirse en:**

- ❖ Realizar un análisis bibliográfico de las capacidades de los OAMs y su generación, destacando el horizonte futuro.
- ❖ Simular diversos métodos de generación de OAM.
- ❖ Diseñar metasuperficies aprovechando las nuevas tecnologías de fabricación 3D para transmisión y reflexión y optimizar mediante software comercial las estructuras diseñadas para una posterior caracterización electromagnética.
- ❖ Simulación de una metasuperficie para la generación de diversos modos.

Por ello, el **trabajo quedará estructurado de la siguiente forma:**

- **Introducción.** En este apartado se da un somero esbozo de las ondas con momento angular orbital y sus capacidades.
- **Fundamento teórico.** Se hace un estudio completo de su desarrollo matemático a la vez que las diferentes capacidades de generación y nos decantaremos por la óptima.

- **Metodología.** Se comentará todo el software utilizado a la vez que el hardware para la impresión de los diseños y la medida en la cámara semi-anecoica.
- **Resultados y discusión.** Se estudiará minuciosamente los resultados obtenidos comparándolos con aquellos aparecientes en la literatura, concretamente los aspectos más interesantes del proyecto.
- **Conclusiones.** Se resaltarán los principales aspectos y enseñanzas obtenidas del desarrollo del trabajo.

2. Fundamento teórico.

A lo largo de este apartado se sentarán las bases teóricas de los OAMs junto a una revisión de las diversas formas de generación y con un especial interés en las **metasuperficies**, cuyo estudio será el eje principal de este proyecto.

2.1. Estudio de los haces de LG portadores de OAM.

En el caso de la ecuación de onda en aproximación paraxial (componente z pequeña respecto al resto) sus soluciones pueden describirse a través de un desarrollo infinito de ondas cilíndricas caracterizadas por los polinomios de Laguerre [9]. Si se considera la propagación de un haz en la dirección del eje z , se tiene:

$$\mathbf{E}(r, \varphi, z) = u(r, \varphi, z)e^{ikz} \quad (1)$$

Donde $u(r, \varphi, z)$ es la amplitud del haz en coordenadas cilíndricas y k es el número de ondas en el vacío. Este tipo de onda satisface la ecuación de Helmholtz de la forma:

$$(\nabla^2 + k^2)\mathbf{E}(r, \varphi, z) = 0 \quad (2)$$

Que, sustituyendo, se obtiene:

$$\frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r} \left(r \frac{\partial u}{\partial r} \right) + \frac{1}{r^2} \frac{\partial^2 u}{\partial \varphi^2} + \frac{\partial^2 u}{\partial z^2} + 2ik \frac{\partial u}{\partial z} = 0 \quad (3)$$

Se tiene que la **amplitud del campo eléctrico en la dirección z** varía mucho menos comparado con el campo transversal en el haz. Por tanto, es posible obtener la ecuación de ondas paraxial ignorando la segunda derivada en z . De esta forma, se **llega a las soluciones cilíndricas simétricas de los haces de LG:**

$$LG_{n,l} = \sqrt{\frac{2n!}{\pi(n+|l|)!}} \frac{1}{w(z)} \left[\frac{r\sqrt{2}}{w(z)} \right]^{|l|} e^{\frac{-r^2}{w^2(z)}} \cdot L_n^{|l|} \left[\frac{2r^2}{w(z)} \right] e^{jl\varphi} e^{\frac{-ik_0 r^2 z}{2(z^2+z_R^2)}} e^{i(2n+|l|+1) \tan^{-1} \frac{z}{z_R}} \quad (3)$$

Donde $w(z)$ es el radio del haz, z_R es el rango de Rayleigh (distancia a la cual el ancho del doble se duplica), l y n son los índices angulares y radiales respectivamente y $L_n^{|l|}(x)$ es el polinomio asociado de Laguerre que se obtiene a través de:

$$L_n^{|l|}(x) = (-1)^{|l|} \frac{d^{|l|}}{dx^{|l|}} L_{n+|l|}(x) \quad (4)$$

Diferentes haces de LG están determinados por los diversos conjuntos de parámetros l y n (Fig.2). Constituyendo todos ellos una **base ortogonal** que pueden representar cualquier tipo de haz espacial. En la figura 2 es posible apreciar el aspecto que presentan dichos haces en función de los primeros valores de l y n .

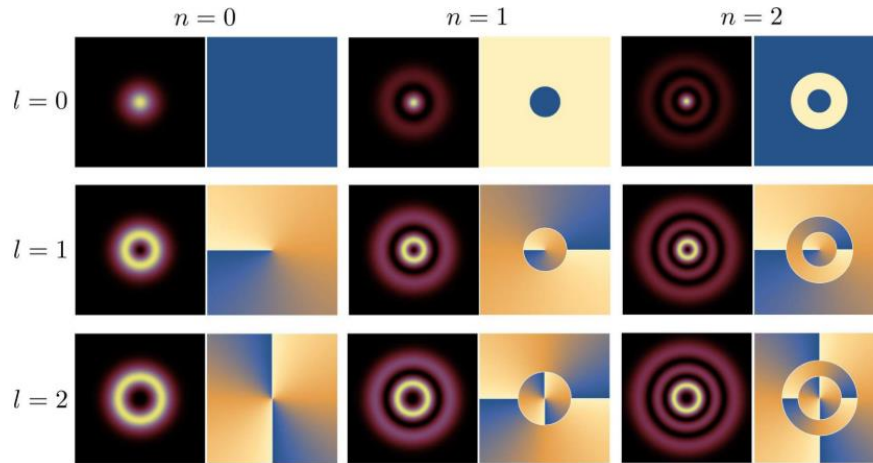


Figura 2: Perfil de nueve haces diferentes de LG en intensidad (izq) y fase (drcha) en $z=0$ para diferentes valores de l y n [11].

Allen et al [2] señalaron que los haces de LG poseen un momento angular orbital bien definido donde el factor de fase espacial $e^{-il\phi}$ dota a la onda del mismo. Se deriva de lo siguiente, si consideramos la *densidad de momento angular como*:

$$\mathbf{M} = \varepsilon_0 \mathbf{r} \times (\mathbf{E} \times \mathbf{B}) \quad (5)$$

Donde ε_0 es la permeabilidad del vacío, \mathbf{E} y \mathbf{B} representan el campo eléctrico y la densidad de flujo magnético, respectivamente. El momento angular total, si lo descomponemos en uno de **espín** (S) y otro **orbital** (L), se tendría:

$$\mathbf{J} = \mathbf{L} + \mathbf{S} = \varepsilon_0 \int \mathbf{M} d\mathbf{r} \quad (6)$$

Para el caso de una **onda polarizada linealmente**, se obtienen dos sumandos para M que son simétricos respecto de los ejes (con lo que al calcular \mathbf{J} en todo el espacio da un promedio nulo para las componentes coplanares y un tercer sumando no nulo que da cuenta de la **generación del momento angular orbital**), siendo este:

$$M_{OAM} = \frac{l}{w(z)} |u|^2 z \quad (7)$$

Para el caso de una **onda polarizada circularmente** se obtendría un término final análogo para la componente orbital. Para el **momento angular de espín** (SAM), este queda

totalmente determinada con la polarización de la onda, existiendo únicamente dos estados posibles.

Resumimos que **una onda plana no posee momento angular de espín neto mientras que sí puede tener momento angular orbital**. Se extrae de este desarrollo que, para que una onda posea OAM, es necesario una **pequeña componente en z de los campos**.

2.2. Métodos originales de generación de OAMs en el dominio de RF

A pesar de que los mecanismos de generación de este tipo de ondas eran conocidos desde 1992 [2], la primera vez que se generaron en el dominio de RF no fue hasta 2007 [12]. Desde entonces el campo no ha hecho más que crecer, apareciendo alternativas exóticas a las clásicas de generación.

La manera **clásica de generación** ha consistido en transformar una onda plana utilizando desfases en espiral [13], reflectores con un determinado ángulo de giro [14] o desfases planos con un determinado patrón de agujeros [15]. También se destacan las **rejillas de difracción** [16]

2.2.1. Desfasadores en espiral y planos (SPP)

Las primeras ideas de generación de OAM pasaron por los desfases en espiral [16]. El papel de estos desfases consiste en proporcionar un desfase continuo una vez son atravesados, es decir, funcionan por **transmisión**. Estos están constituidos de un material dieléctrico cuya permitividad no varía y con espesor no constante junto a un espesor no constante que aumenta radialmente como se puede observar en la Fig.3.

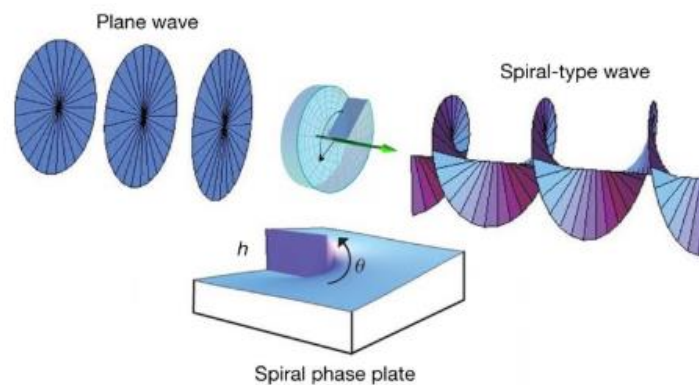


Figura 3: Funcionamiento ideal de un SPP. Este desfaseador sería transparente para la onda, cambiando únicamente la fase en el eje azimutal mientras que se preserva la dirección del eje óptico. [16].

Su principal desventaja reside en que cada desfaseador solamente puede producir un único modo (es decir, un único estado topológico l) ya que está limitado físicamente por la estructura que posee. Con lo cual, para aplicaciones complejas que necesiten una generación multimodal, estos dispositivos no son válidos.

Otra forma de diseñar los **SPP** consiste en realizar una serie de hendiduras en un material dieléctrico volumétrico plano de forma que la onda plana incidente adquiera el desfase necesario a través de un **gradiente en la permitividad** [15]. Al igual que los anteriores, funcionan únicamente mediante **transmisión y de forma monomodal**.

2.2.2. Mallas de difracción

Las mallas de difracción consisten en un conjunto de *slits* paralelos o con una determinada geometría de manera que, operando a través de transmisión o reflexión, son capaces de reconstruir el OAM a través de una interferencia (son usados como **hologramas**). Cuando son irradiados con la onda plana, la estructura consigue difractarla de manera que varios haces en diversas direcciones son generados y posteriormente se obtiene el **patrón de interferencia** a través de la misma entre el haz incidente y el difractado [17]

2.2.3. Reflectores con ángulo de giro y en espiral

Los reflectores con un determinado ángulo de giro poseen un comportamiento parecido a los SPP, pero actuando en reflexión (Fig. 4c). En ellos, se construyen elementos en espiral que posteriormente son recubiertos por un material con características opacas para la onda incidente [18]. Dentro de este tipo de elementos se encuentran las **antenas parabólicas helicoidales** (figura 4a) que actúan como generadores de OAM cuando en su punto focal se les pone una fuente de alimentación, actuando en **reflexión**. El **modo de generación** depende en este caso de la altura del salto del reflector en espiral, pudiendo generar solamente un modo.

Posteriormente, se han podido reducir el tamaño gracias al uso de metamateriales y transformaciones matemáticas ópticas donde se hallan equivalencias en los parámetros ópticos de dos sistemas mediante una serie de ecuaciones de diseño [19]. Un ejemplo de esto sería convertir una determinada antena parabólica en un metamaterial con un gradiente en la permitividad dieléctrica jugando únicamente con el espacio de aire entre celda y celda, actuando el conjunto en reflexión. Se puede apreciar en la Fig. 4e este tipo de elementos con una geometría más plana que la de 4a.

2.2.4. Arrays circulares con desfase (UCA)

Los arrays circulares con un determinado desfase uniforme entre elementos (UCA, Fig. 4d) consisten en una serie de antenas de parche u de otro tipo de elementos radiativos con un sistema de alimentación particular tal que les introduzca a los elementos sucesivos un determinado desfase constante. Dicho desfase puede ser obtenido a través de un sistema electrónico o mediante un desfase geométrico (donde el recorrido que deba hacer la señal sea mayor en unos elementos que otros).

Sin embargo, la desventaja que presentan es la **divergencia del haz** que son capaces de crear, ya que todas las antenas han de estar sincronizadas para irradiar con la misma

amplitud e intensidad. De igual forma, el conjunto de modos que son capaces de producir depende de la geometría del sistema, estando limitados por el número de elementos [20].

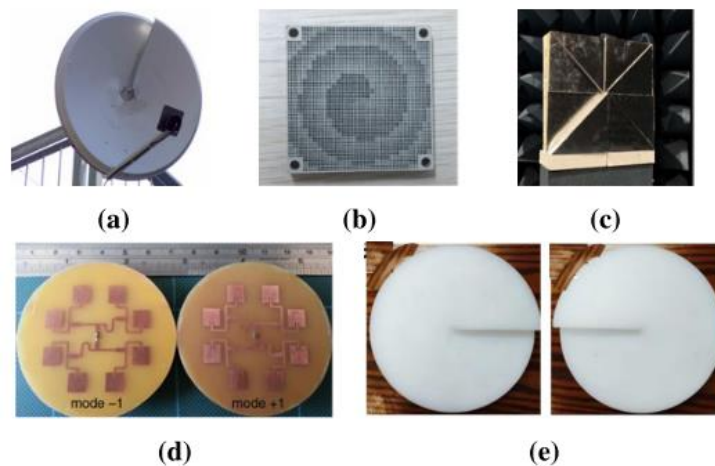


Figura 4: Dispositivos para la generación de OAMs. (a) Antena parabólica helicoidal. (b) SPP en transmisión. (c) Reflector en espiral. (d) Array circular. (e) SPP en reflexión [21]

Se aprecia la Fig.4b ya que se realizarán estructuras similares; lentes cuya superficie contiene el desfase necesario entre elementos para generar el OAM necesario.

2.3. Metasuperficies reflectivas para la generación de OAMs.

Los métodos clásicos de generación de OAM para RF según lo estudiado presentan una serie de inconvenientes:

- ❖ Para el caso de los SPP transmisivos y reflectivos y los desfasadores se necesita un material volumétrico que habitualmente no pueden implementarse en sistemas modernos de comunicación.
- ❖ Las mallas de difracción nos producen un único modo de OAM, perdiendo parte de las posibles aplicaciones interesantes a la vez que una fracción de la potencia no es aprovechada por la difracción de la onda.
- ❖ Finalmente, aunque los UCAs puedan producir más de un modo según su distribución, están limitados por la complejidad de la alimentación a cada elemento radiativo y el número de los mismos.

Ante esto, surgen **exóticas propuestas como el uso de metasuperficies**. Una de sus **principales ventajas es la posibilidad de hacerlas reconfigurables electrónicamente**. En nuestro caso se diseñarán estructuras **monomodales** con el horizonte futuro de pasar a diseños **multimodales una vez se dominen estas**.

Habitualmente estas constan de un material dieléctrico de un determinado espesor y una superficie metálica al final cuyo objetivo es **reflejar la onda incidente** una vez atraviesa el dieléctrico. Encima del material dieléctrico se coloca una distribución de parches metálicos con distintas geometrías para que bien introduzca un **desfase a causa de la propagación de la onda** o un **desfase geométrico, permitiendo un control local de la**

fase. Estas son conocidas como **metasuperficies reflectivas**. La principal ventaja que poseen es la casi nula pérdida de amplitud de la onda incidente cuando actúan en reflexión [7].

Las metasuperficies que **corrigen la fase localmente** se basan en estudiar la geometría de los elementos metálicos donde parte de la onda podrá interactuar. Según la extensión de los mismos, junto al dieléctrico, pueden aparecer comportamientos resonantes que también puede ser aprovechados para la corrección de fase [22-23]

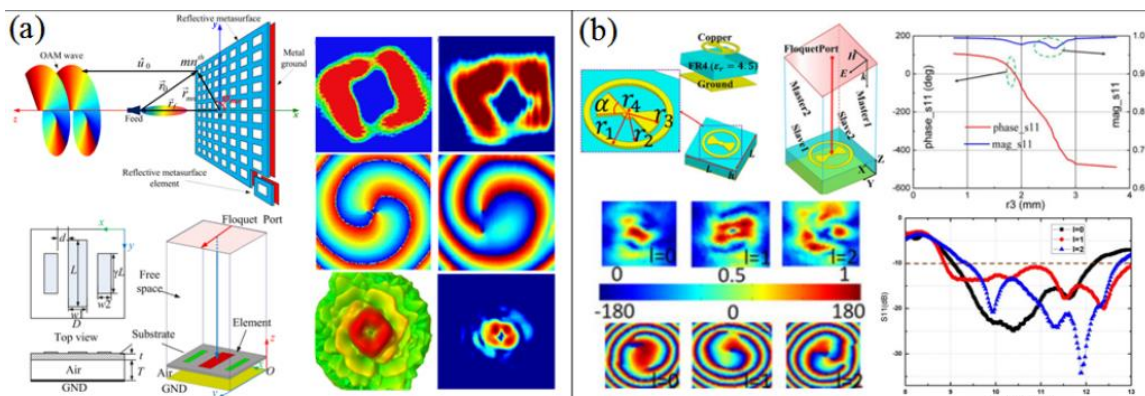


Figura 5: Generación de OAMs mediante metasuperficies reflectivas. (a) Vórtices generados con polarización lineal, se aprecia el diseño de la celda y parámetros geométricos [22]. (b) Vórtices con polarización lineal y un gran ancho de banda [23]

En la Fig.5 se aprecian dos metasuperficies con una geometría variable donde cambiando diversos parámetros de las mismas se obtienen modos distintos. Usualmente aquellas que poseen una estructura plana presentan también un **ancho de banda** (rango de funcionamiento donde el desfase es el adecuado) **muy estrecho**. Sin embargo, se aprecia en la Fig.5b [23] que posee un mayor **ancho de banda** gracias a la **naturaleza resonante del parche** al ajustarla a la longitud de onda incidente.

Existen metasuperficies cuya **celda unidad** posee una **estructura bicapa**, como es el caso de [24], donde gracias a una doble variación de las geometrías implicadas, aparte de obtenerse un **mayor ancho de banda**, es posible obtener diversos modos.

Para el caso donde se **introduce un desfase geométrico (conocido también como fase de Pancharatnam-Berry)** este se obtiene cambiando únicamente la orientación de la metacelda respecto de la onda incidente, siendo esta no simétrica (es decir, rotándola). Este cambio de fase se basa en que la onda presentará un desfase proporcional al ángulo girado respecto de la metasuperficie original. Se presentan un par de ejemplos en la Fig.6.

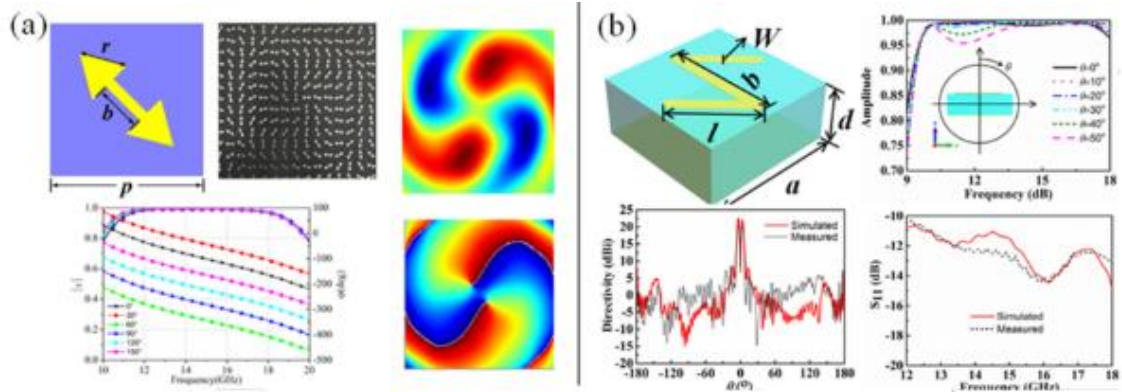


Figura 6: Generación de OAMs mediante metasuperficies reflectivas usando desfase de PB. (a) Celda unidad en forma de flecha, se aprecia las curvas de fase continuas para un rango de frecuencias [25]. (b) Celda unidad en forma de N, se observa el estudio teórico y el experimental de la superficie [26]

Finalmente, se tiene la posibilidad de **tener una metasuperficie reconfigurable o metasuperficies de dos estados (1-bit)**. Si se introduce la suficiente resolución espacial (ver desarrollo en el Método Experimental) un desfase de dos estados (0° y 180°) sería capaz de generar teóricamente el modo de OAM deseado. Con la fase comentada es posible generar los patrones deseados, perdiendo algo de ganancia, pero reduciendo mucho la dificultad del problema. Estos resultados quedan recogidos en la Fig.7 y será, junto al **desfase geométrico**, el punto de partida de este trabajo.

Además, existiría una mayor facilidad a la hora de constituir **distintos modos para un único tablero**, ya que en el caso de la estructura reconfigurable sería posible introducir un desfase relativamente continuo, cubriéndose de forma íntegra entre 0 y 360° [27]. Como última ventaja de este tipo de metasuperficies, se destaca la capacidad de **direccionar el haz reflejado generado**, pudiéndose estudiar según ecuaciones de diseño [22].

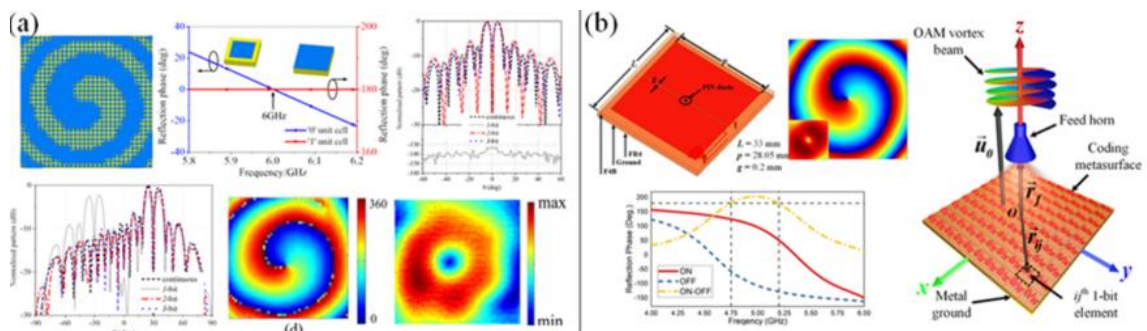


Figura 7: Metasuperficies cuyo desfase es digital (a) Celda unidad de 1-bit pasiva, aparecen los dos posibles estados y las curvas de fase [27]. (b) Celda unidad de 1-bit reconfigurable, aparece la distribución especial del setup de medida y las distintas respuestas según la activación o no de los elementos [28]

2.4. Metasuperficies transmisoras para la generación de OAMs.

Para las metasuperficies que funcionan en transmisión actualmente se tiene un gran inconveniente: se tiene que como máximo únicamente se ha podido obtener hasta un 25% de eficiencia en estructuras monocapa debido a la no existencia de resonancia magnética [29]. Este tipo de celdas posee otro **problema diferente** y es que, al introducir un **desfase geométrico a través de una rotación**, la pérdida de potencia se ve acrecentada.

Existen sin embargo una serie de aproximaciones para mejorar su comportamiento. Por un lado, están **los superficies selectivas de frecuencia con elementos miniaturizados (MEFSS)** donde la celda unidad está compuesta de cuatro capas de parches y otras tres de hilos metálicos que se alternan con un sustrato dieléctrico (Fig.8a). Este tipo de estructuras llegan a presentar eficiencias desde un 45% hasta casi un 100% según qué frecuencias [30]. Sin embargo, una vez son rotadas pierden un porcentaje no menor de eficiencia.

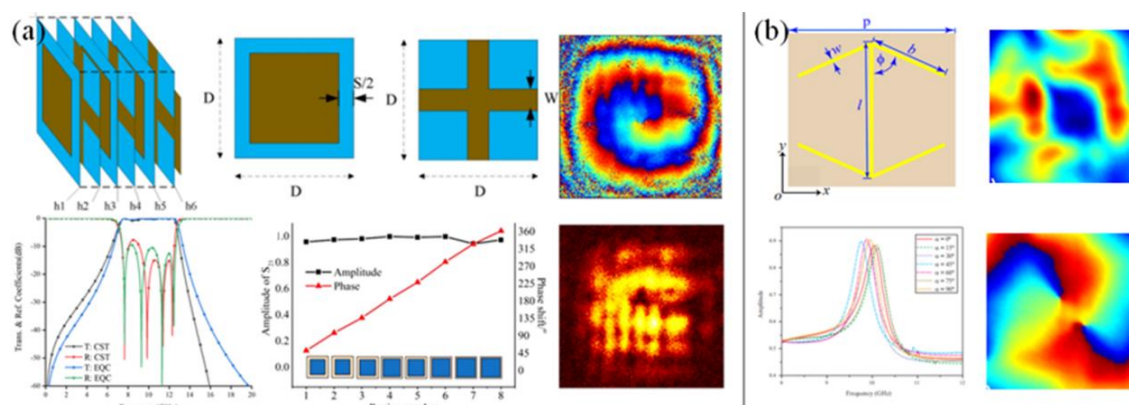


Figura 8: Metasuperficies transmisoras para la generación de OAM (a) Celdas unidades basadas en MEFSS [30]. (b) Celda unidad basada en PSHE [31]

La otra aproximación para aumentar la eficiencia es usar el scattering *subwavelength* basado en el efecto Hall de espín del fotón (PSHE) [31]. En este caso, se utiliza como ejemplo la celda unidad aparecida en [32] donde la estructura de biflecha produce una resonancia magnética adecuada para generar tal desfase como puede apreciarse en la Fig.8b.

2.5. Horizontes futuros: comunicaciones y reconstrucción de imagen

Actualmente, todos los esfuerzos en el estudio de esta tecnología están puestos en dos frentes distintos: las **comunicaciones** (concretamente en el rango de las ondas de radio) y en la **reconstrucción de imagen (imaging)**.

En el caso de utilizar los OAMs en el rango de las microondas, la ortogonalidad de los diversos modos (Fig.9) nos brinda una oportunidad excelente para utilizar un multiplexado (combinar más de una señal en un único paquete de ondas) en un mismo intervalo de frecuencia.

Sin embargo, actualmente las **técnicas de generación** presentan una **baja ganancia** [33] a distancias muy alejadas de la fuente (concretamente pasada la **distancia de Rayleigh**). Entre otros fenómenos esto se debe a la **turbulencia atmosférica**, la **divergencia del haz**, pudiéndose no capturar completamente el mismo o el **desalineamiento entre la onda incidente y las antenas receptoras** [34]

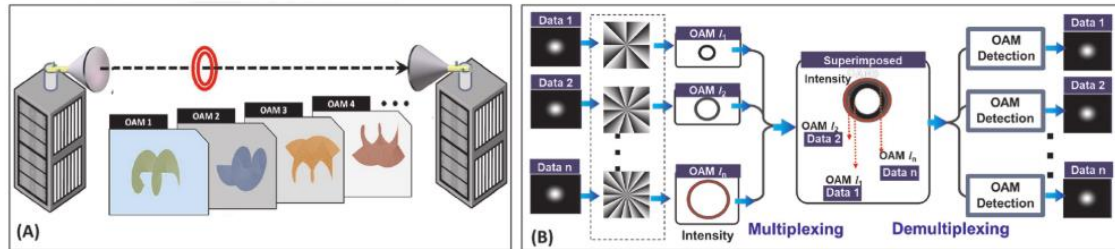


Figura 9: Concepto de multiplexación de OAMs en el espacio libre. (A) Cada paquete de onda posee una serie de modos. (B) Cada modo individual transmite una información diferente [34]

En [34] se proponen diversas aproximaciones para paliar estos defectos tales como una **óptica que compense** las turbulencias al final del recorrido o algoritmos de generación y recepción optimizados al canal de transmisión. Otros posibles resultados sería **aplicar este tipo de ondas a la comunicación entre satélites** donde no existiría ningún problema de turbulencia. Finalmente, se tiene como comparativa la Fig.10 donde recoge los distintos rangos de frecuencia y los bondades y problemas de los OAMs.

Respecto al uso para la **reconstrucción de imagen** (imaging), los primeros pasos en investigación se están dando en este ámbito, destacando su aplicación en el **rádar**. En dicha tecnología se obtiene muy buenos resultados si bien la mayoría de los mismos se adscribe a campo cercano [35]. La principal ventaja de esta aplicación es la **poca divergencia de haz** en el caso de trabajar para campo cercano (como podría ser un ecógrafo con este tipo de ondas). Para el caso de de objetos trimidimensionales se proponen alternativas tales como el uso de un array de UCAs cilíndrico [36]

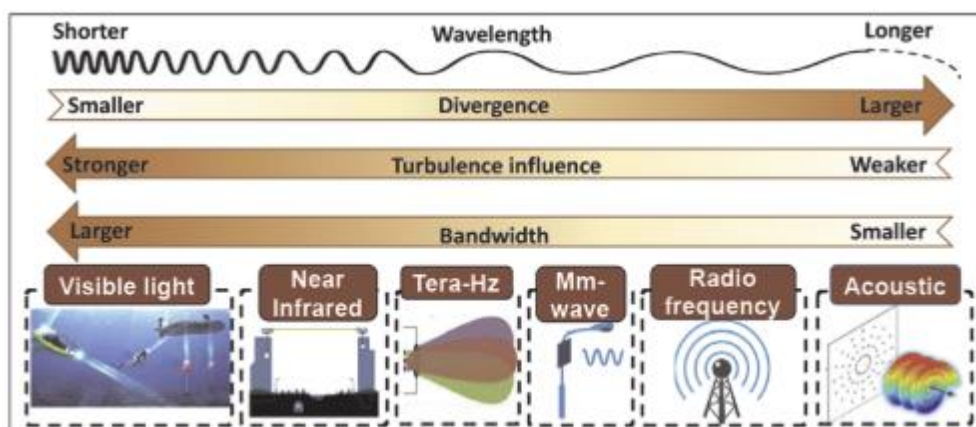


Figura 10: Aplicaciones para los OAM en el ámbito de las comunicaciones para distintas frecuencias [34]

3. Metodología

A lo largo del siguiente apartado se estructurará el desarrollo del trabajo. Se comenzará estudiando el software utilizado para posteriormente hacer un recorrido sobre el proceso seguido y finalizará con el **setup de medida** del laboratorio singular.

3.1. Software de diseño: CST-Studio

Para caracterizar las estructuras diseñadas en base a lo comentado en el fundamento teórico, se ha de tener un programa de simulación electromagnética lo suficientemente potente y preciso para garantizar unos resultados acordes a las posibles medidas.

En este caso se utiliza el **software CST (Computer Simulation Technology)** que consiste en un programa de diseño de simulación electromagnética de onda completa que se utiliza para el diseño y simulación de cualquier estructura radiante. Concretamente una de sus principales ventajas es la capacidad de **optimizar** las estructuras a alta frecuencia donde se hace un análisis incluyendo los efectos térmicos y mecánicos. El **módulo utilizado en cuestión** se trata del **CST Microwave Studio** al estar orientado para diseñar dispositivos de alta frecuencia (rango en el que nos moveremos).

Respecto al análisis de resultados se utilizará **MATLAB** como software de procesado de datos, tanto para aquellos obtenidos con simulaciones.

3.2. Aproximación a las OAMs mediante UCAs

En base a lo comentado en la sección 2.2.4, se modelan un par de estructuras de tipo UCAs (ver Fig.11) con el objetivo de replicar los resultados de [20] con un posterior análisis.

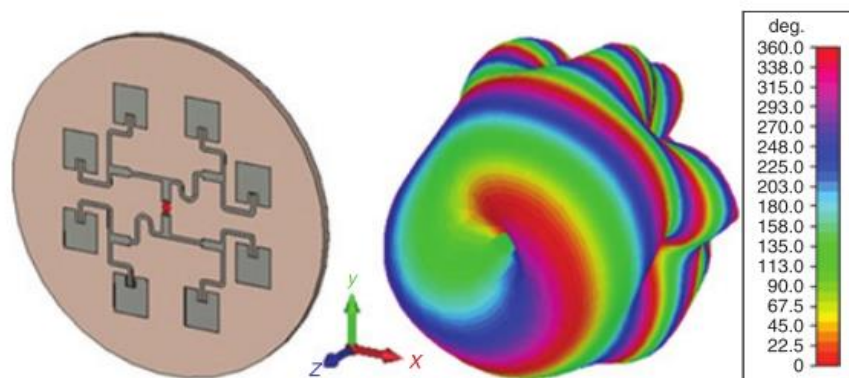


Figura 11: UCAs utilizando antenas de parche y simulación de un OAM con $l=-1$ [20]

Debido a las características de estos sistemas, se tienen que cumplir un par de ecuaciones de diseño, siendo la **primera la que da fé de la capacidad de diversos modos l que es capaz de generar la estructura:**

$$-N/2 < l_{\text{máx}} < N/2 \quad (8)$$

Teniendo en cuenta que cada elemento debe presentar **un desfase de $2\pi l/N$** respecto del anterior **donde N en ambos casos representa el número de elementos radiantes**. Se diseñaron las siguientes estructuras consistentes en un panel dieléctrico con parches estampados metálicos actuando cada uno como una antena individual (Fig.12). Dichas antenas son alimentadas por una red circuital compleja que añade el desfase necesario.

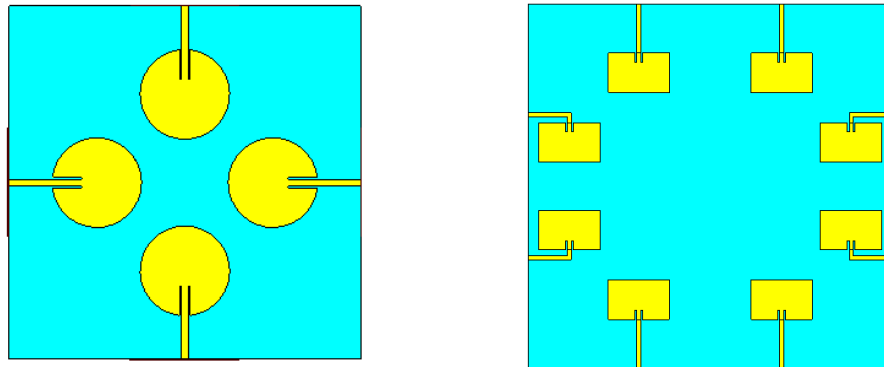


Figura 12: UCAs diseñados a través de CST-Studio. (a) Usando antenas de parche circulares. (b) Usando antenas de parche rectangulares.

Donde para las antenas circulares se tiene un $r = 6,36mm$ y para las antenas rectangulares unas dimensiones de $47mm \times 30,20mm$. Posteriormente se estudió el **diagrama de campo lejano** con la distribución de fase para distintos modos (en el caso de la segunda estructura) con el fin de observar que efectivamente se producía un patrón de OAM en la fase. En el caso de todas las antenas, la **longitud de elemento metálico hasta el parche es la misma para evitar posibles desfases de propagación**.

3.3. Diseño del software para determinar el desfase del reflectarray

Una vez se tiene la metasuperficie (o metacelda) con el diseño adecuado, es necesario replicarla periódicamente en el espacio para generar un **reflectarray**. Este se define como un conjunto periódico de celdas unidades iluminado a través de una determinada antena (*feeding*), de forma que genera mediante reflexión una onda con determinadas características una vez interacciona. Para su construcción, es necesario conocer de antemano qué desfase debe existir entre cada una de las celdas para poder ubicar las celdas correctamente.

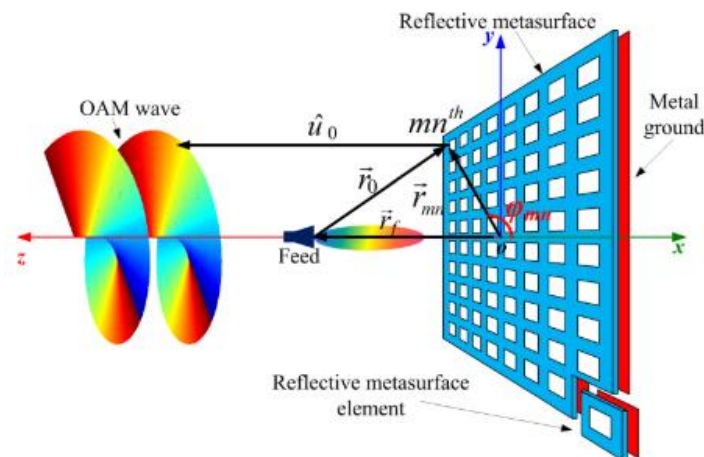


Figura 13: Setup para generar un OAM a través de una metasuperficie reflectiva [22]

En la Fig.13 se aprecian los parámetros geométricos a tener en cuenta a la hora de estudiar dicho desfase. Si denotamos por $\phi_{m,n}$ al desfase necesario del elemento m,n para crear un modo l se tiene:

$$\phi_{m,n} = l\varphi_{m,n} - k_0[|\vec{r}_{m,n} - \vec{r}_f| + \vec{r}_{m,n} \cdot \vec{u}_0] \quad (9)$$

$$\varphi_{m,n} = \tan^{-1}\left(\frac{x}{y}\right) \quad (10)$$

Donde $l\varphi_{m,n}$ representa el **desfase en espiral** (necesario para dar la rotación necesaria al campo) dado por (10), mientras que el segundo término de la ecuación representa el **desfase geométrico (únicamente por la propagación de las ondas en el espacio)**. k_0 es el número de ondas para la frecuencia determinada, $\vec{r}_{m,n}$ es la posición del elemento m, n tomando como origen el centro del tablero, \vec{r}_f es la distancia al punto focal emisor desde el centro del tablero y \vec{u}_0 el vector de dirección unitaria que apunta a la dirección a la que se propagará el haz generado.

De forma esquemática, el desfase en (9) se puede estudiar como aquel generado por la propagación libre de la onda (segundo término) más un primer término que da cuenta de la *vorticidad* necesaria en la reflexión. Este proceso está representado esquemáticamente en la Fig.14. La **sistemática seguida** consiste en analizar celda a celda el desfase necesario para construir el modo. Cada celda debe reflejar (o transmitir) la onda incidente con el desfase previamente calculado con dichas ecuaciones.

Las conclusiones extraídas de las expresiones (9) y (10) para reflexión pueden extrapolarse para un sistema **en transmisión** únicamente teniendo en cuenta que cambiaría la dirección del vector \vec{u}_0

Se ha utilizado **MATLAB** para diseñar un script que integre dichas expresiones y poder sistematizar el cálculo del desfase. Lo más interesante del script generado recae en la **capacidad de discretizar el conjunto de fases en dos únicos elementos**.

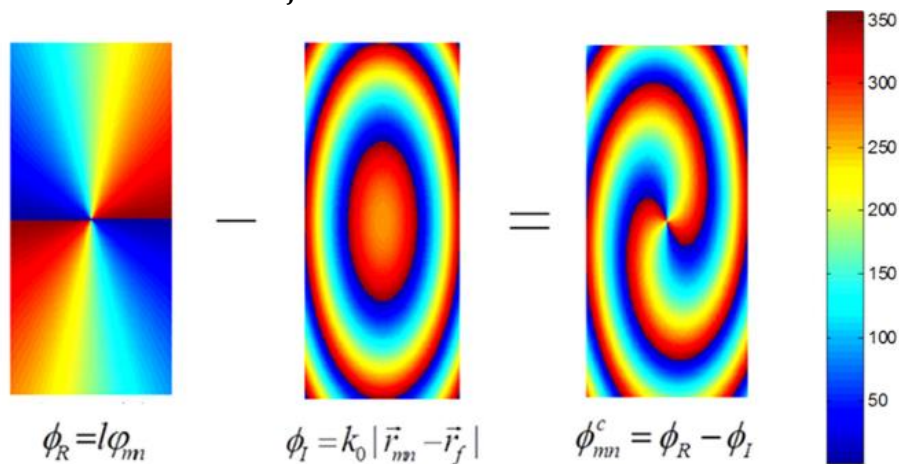


Figura 14: Proceso de cálculo a la hora de determinar el desfase de los elementos [22]

3.4. Diseño de metaceldas con desfase de 1-bit y 2 bit

Si se introduce la suficiente resolución en el reflectarray (es decir, un determinado número de elementos) es posible generar OAMs únicamente usando una fase de 0° y otra de 180° . Para ello, una vez que se tiene generado el diagrama de fases $\phi_{m,n}$ se discretiza de la siguiente forma [37]:

$$\begin{cases} \phi_{m,n} < 180^\circ \rightarrow \phi_{m,n} = 0^\circ \\ \phi_{m,n} > 180^\circ \rightarrow \phi_{m,n} = 180^\circ \end{cases}$$

Se realizó un proceso de diseño de diversas metasuperficies que actuaran en reflexión basándose en las ideas aparecidas (y ya comentadas en el Fundamento Teórico) en [25], [26] y [38]. Como primera aproximación se diseñaron una serie metasuperficies de 1-bit con reflectores metálicos **cuyo desfase estuviera en el intervalo de $180^\circ \pm 30^\circ$** pues es el necesario para proporcionar una buena resolución [25]. De cada estructura obtenida se realizan dos diseños de manera que entre ellos existe el desfase deseado.

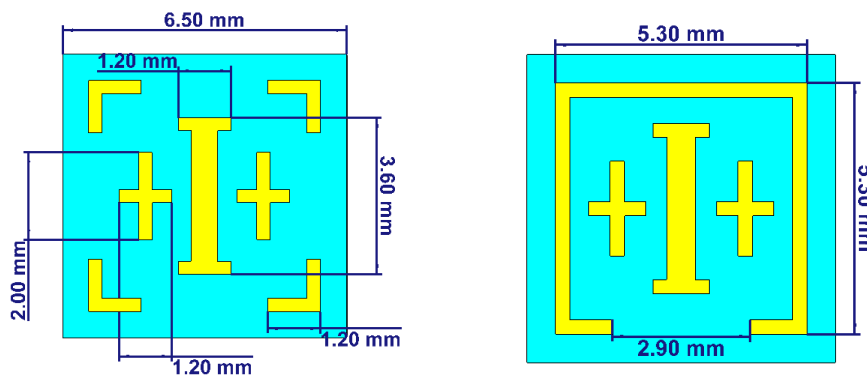


Figura 15: Metasuperficies-1 diseñadas con un desfase de 180° (1-bit). Izquierda correspondiente a fase de referencia y derecha con desfase de 180°

Las dimensiones relevantes son las aparecidas en la Fig.15. El color amarillo denota el metal mientras que el azul el bloque de dieléctrico ($\epsilon=4,3$) de espesor 3mm. Al final de dicho bloque existe un plano a masa de metal para que, por condiciones de contorno, se de la reflexión total.

Se diseñó otra estructura, esta vez usando una geometría circular en el parche de metal:

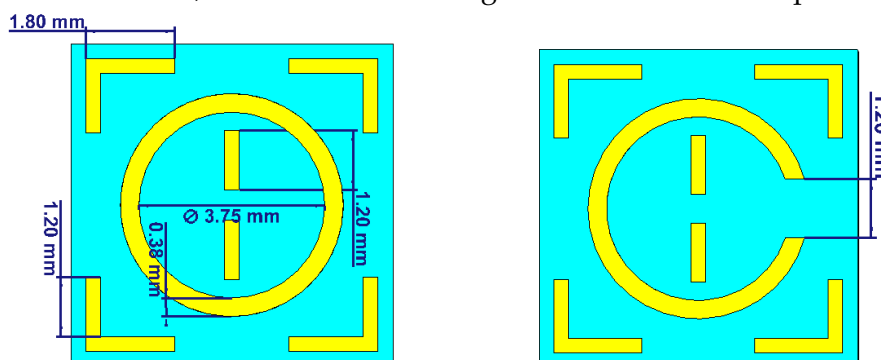


Figura 16: Metasuperficies-2 diseñadas con un desfase de 180° (1-bit). Izquierda correspondiente a fase de referencia y derecha con desfase de 180°

De igual forma, el espesor del dieléctrico era de 3mm y al final del mismo existe un plano a masa de metal. A la hora de **diseñar estas superficies** se ha seguido un protocolo semiexperimental donde mediante simulaciones se han optimizado las estructuras con el fin de conseguir dicho desfase. Gracias a esto y las dimensiones de los elementos se posee un comportamiento adecuado entre los 6 y 10GHz.

Finalmente, la **estructura simulada para transmisión** es la aparecida en la Fig.17. Concretamente se estudia para el rango de frecuencias entre 30 y 40GHz donde se han optimizado sus parámetros geométricos con el objetivo de trabajar en el **rango sub-wavelength**. Esto nos garantiza un comportamiento electromagnético uniforme en toda la estructura, evitando **fenómenos de difracción**. La estructura consiste en una **pieza dieléctrica** ($\epsilon = 2,6$) y monolítica donde la diferencia de fase se obtiene **variando el grosor**. La **incidencia de la onda sería en la dirección -z**, (ángulo de incidencia alineado con la normal a la estructura) basándose en el esquema dibujado en la Fig.17 **siendo la transmisión de la onda recogida una vez atraviesa la estructura**.

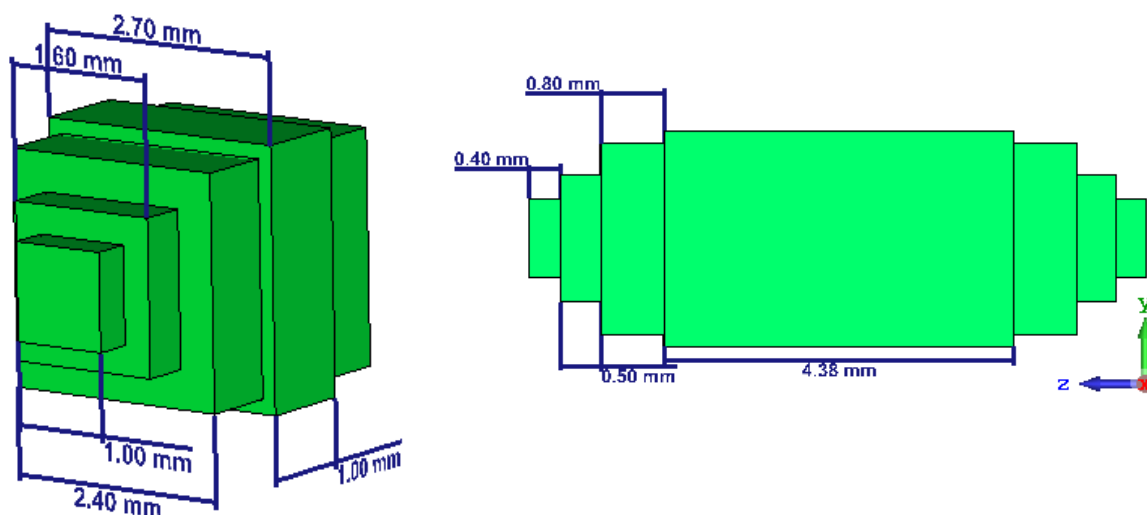


Figura 17: Metasuperficies con desfase de 180° para transmisión.

Para el caso de buscar un desfase de 2-bit, se necesitarían cuatro estructuras que tuvieran un desfase entre sí respectivamente de 0° , 90° , 180° y 270° . **Para ello se obtuvo que los espesores (d) de la estructura debían ser:**

$$\left\{ \begin{array}{l} \varphi < 90^\circ \rightarrow \varphi = 0^\circ \rightarrow d = 0,42mm \\ 90^\circ < \varphi < 180^\circ \rightarrow \varphi = 90^\circ \rightarrow d = 1,72mm \\ 180^\circ < \varphi < 270^\circ \rightarrow \varphi = 180^\circ \rightarrow d = 3,08mm \\ \varphi > 270^\circ \rightarrow \varphi = 270^\circ \rightarrow d = 4,38mm \end{array} \right.$$

Donde d sería el grosor de la estructura aparecidos en la Fig.17a (aquí sería de 1,00mm) y en la Fig.17b (aquí sería de 4,38mm).

4. Resultados y discusión

4.1. Obtención del desfase de un OAM utilizando UCAs

Aplicando las ecuaciones (8) y el desfase determinado para obtener un $l=1$ y el $l=-1$, para el primer tablero (Fig.12a) se obtiene lo siguiente:

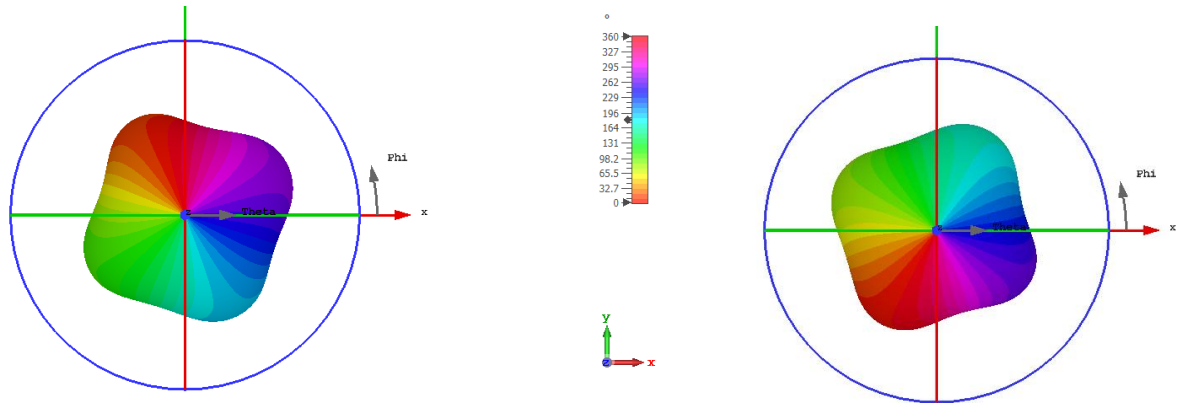


Figura 18: Modos OAM $l=1$ (izq) y $l=-1$ (derecha). Ambos con la misma escala.

En la Fig.18 puede apreciarse el carácter en espiral de la fase. En este caso se ha realizado la representación para una frecuencia de 6,75GHz ya que es aquella en la que, en base al diseño geométrico, **cada una de las antenas radia a mayor potencia como puede observarse en la Fig. 19**, a causa de la geometría de los parches, produciéndose una resonancia

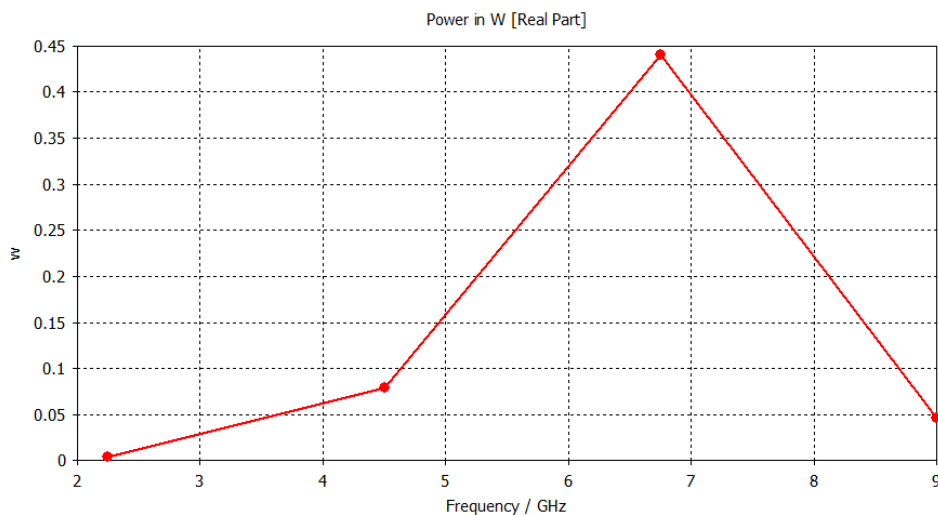


Figura 19: Potencia radiada para una antena individual en el array circular

Ambos modos presentan la misma curva de potencia y únicamente varían en el modo de OAM que representan. De esta forma quedan caracterizadas cómo son estas curvas para un array de antenas que actúan en emisión.

Los diagramas **obtenidos corresponden a campo lejano en todos los casos.**

Si ahora estudiamos el **conjunto de antenas rectangulares (Fig.12b)**, se obtiene para el caso de $l = 1$ y $l = -1$ lo aparecido en la Fig.20:

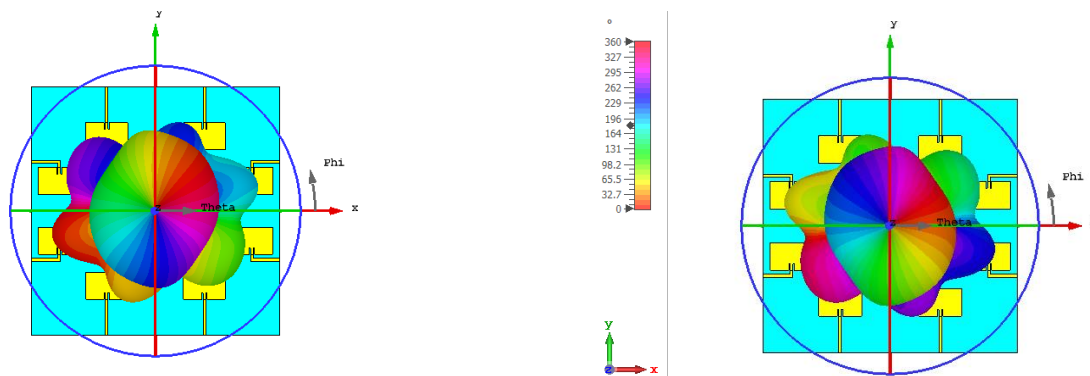


Figura 20: Modos OAM $l = 1$ y $l = -1$ respectivamente para las antenas rectangulares

Al tener más elementos, aplicando la ecuación (8) es posible estudiar los resultados para $l = 2$ y $l = -2$ con suficiente resolución como puede apreciarse en la Fig.21:

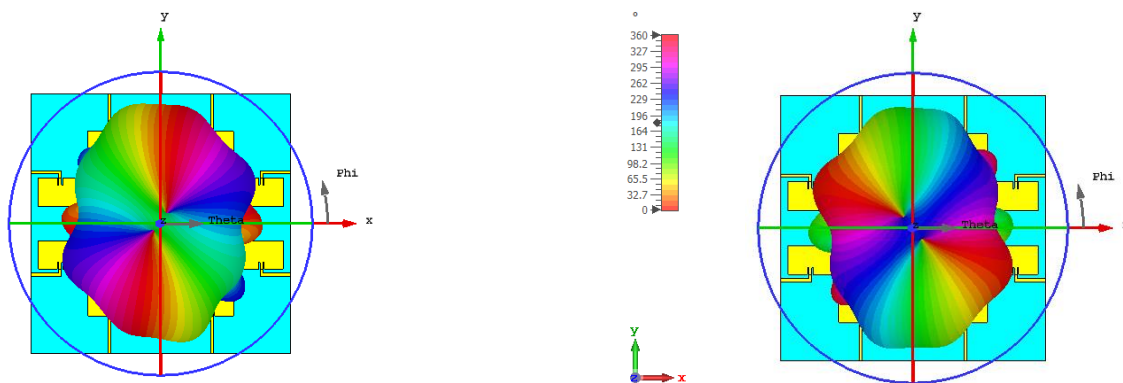


Figura 21: Modos OAM $l = 2$ y $l = -2$ respectivamente para las antenas rectangulares

De igual forma que en el caso anterior, se han realizado las representaciones para una frecuencia de 2,35GHz que es donde mayor potencia radia el sistema (Fig.22).

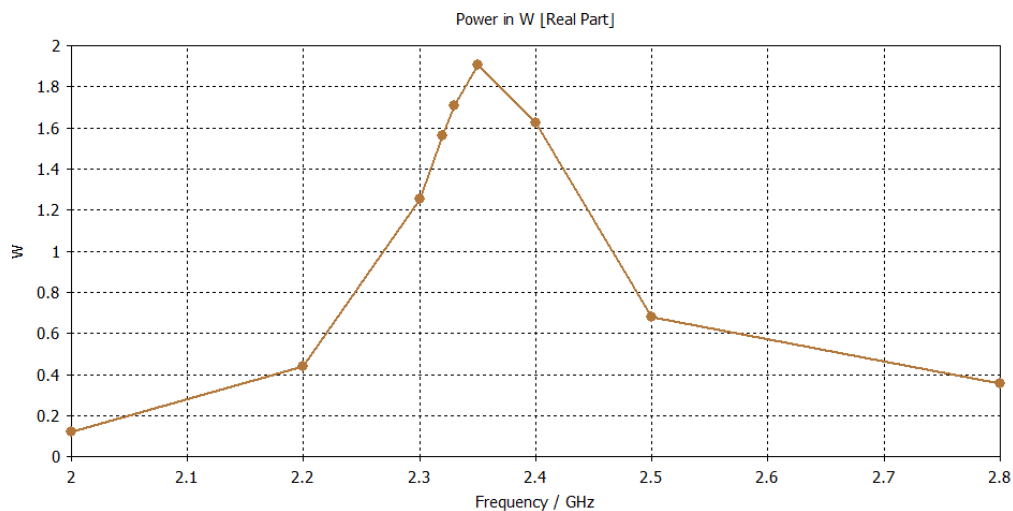


Figura 22: Potencia radiada para una antena individual en el array rectangular

Para el caso de este último es posible ver el origen de la vorticidad si se hace una **representación en la potencia radiada sobre el diagrama de radiación (Fig.23)**. Se destaca la diferencia respecto de las representaciones anteriores donde se tenía un diagrama de fases respecto ahora uno de potencia.

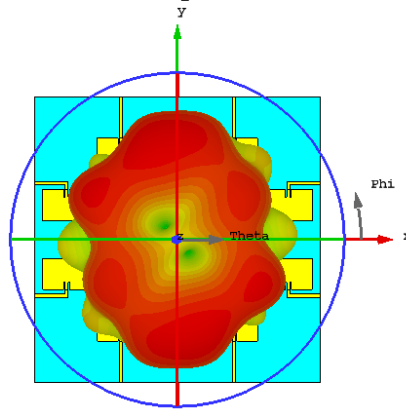


Figura 23: Diagrama de potenciada radiada para $L=2$. Es posible ver los dos mínimos de potencia donde se origina el vórtice.

4.2. Obtención del desfase necesario para diversos modos de OAM.

Si aplicamos los conocimientos expuestos en 3.3, se consigue confeccionar un programa en MATLAB que nos calcule dicho desfase según la posición del tablero, obteniéndose las siguientes figuras:

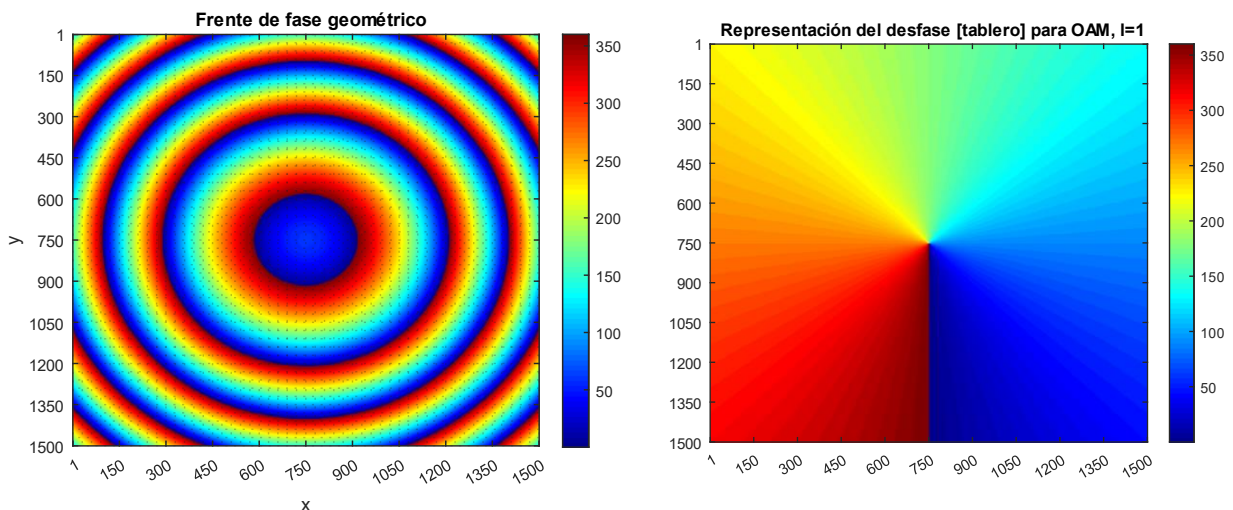


Figura 24: Desfase geométrico (a) y desfase en espiral (b) para obtener el OAM $l=1$

Donde se ha utilizado un tablero cuadrado de 1500×1500 elementos. En la Fig.24a se representa la fase de la onda emitida por la fuente en el plano de la metasuperficie. En la Fig. 24b se representa la fase requerida en nuestra metasuperficie para generar un modo con $l = 1$. La combinación (resta) da como resultado diagramas como los que aparecen en la Fig. 25. Un proceso similar al representado en la Fig. 24 daría lugar al vórtice de la Fig. 25b, correspondiente a $l = -1$. Para realizar este proceso se ha utilizado la ecuación (10).

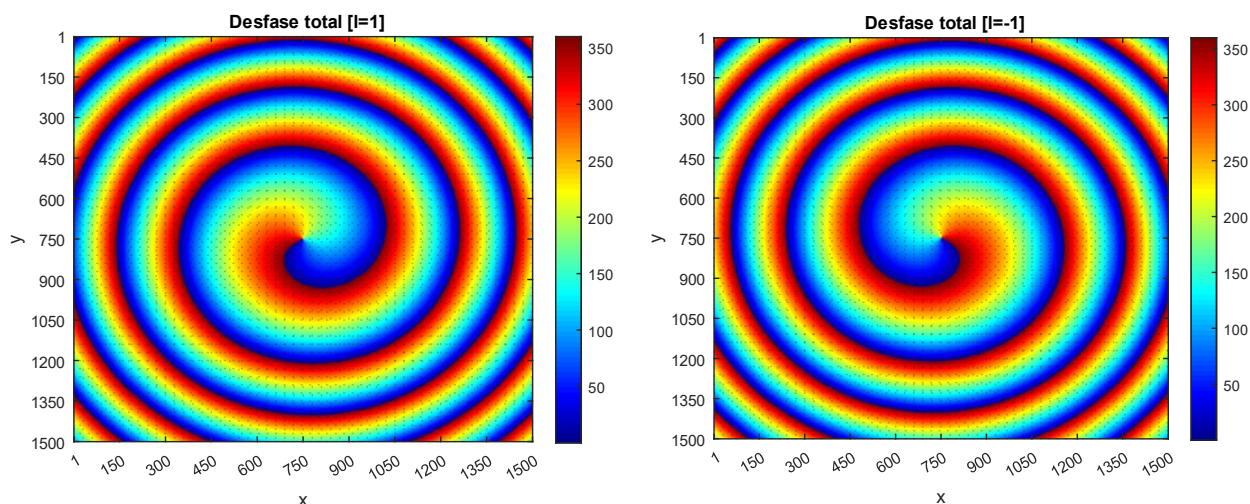


Figura 25. (a) Desfase total en el tablero para $l = 1$. (b) Igual para $l = -1$

Se aprecia el cambio en el sentido de giro en base al signo del modo. Para todos estos casos se ha utilizado una frecuencia de referencia de 35GHz y una a la guía de ondas de 0,05cm respecto del tablero (**condición de campo intermedio para nuestro sistema**)

Para comprobar la robustez del programa, se simulan los modos $l=\pm 2$ y $l=\pm 4$

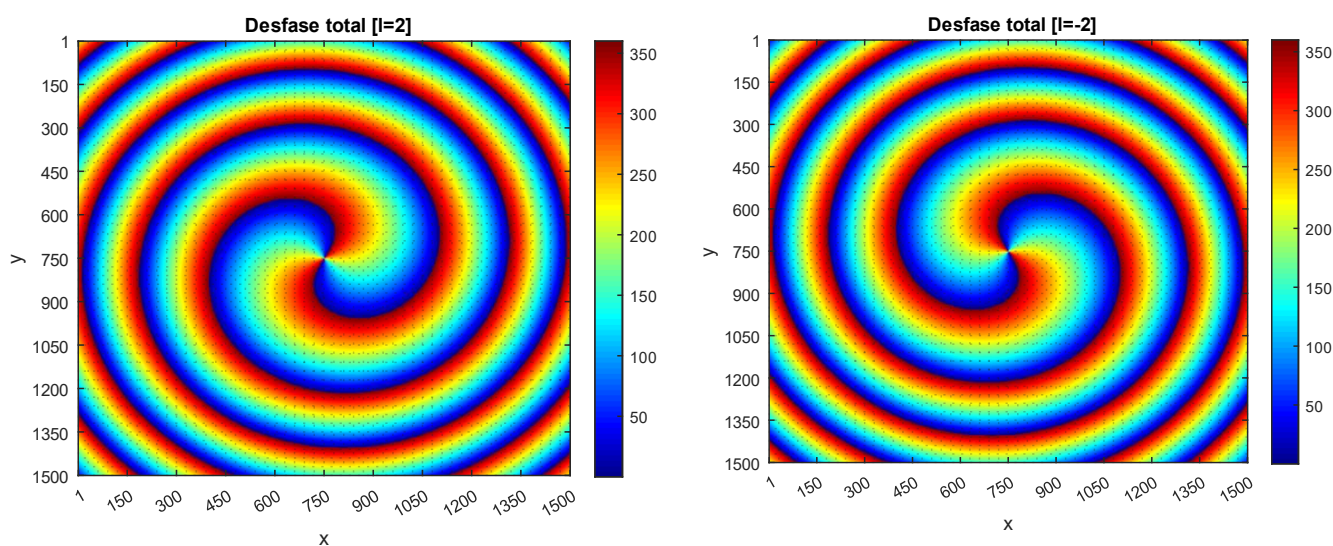


Figura 26. (a) Desfase total en el tablero para $l = 2$. (b) Igual para $l = -2$

Se destaca que para los casos $l=\pm 1$ y $l=\pm 2$ que la dirección de salida de la onda reflejada es la misma que la incidente $[0,0,1]$ (vector \vec{u}_0 de la ecuación (9)). En el caso de que no fuera así la distribución de fase cambiaría con el fin de tener la dirección de apuntamiento deseada. En todas las simulaciones mostradas el vector \vec{r}_f es el $[0,0,0.05]$.

Finalmente, para la obtención de los modos $l=4$ y $l=-4$ con una dirección de incidencia de $[0,0,1]$, y una de salida de $[1,1,1]$ se tiene en la Fig.27.

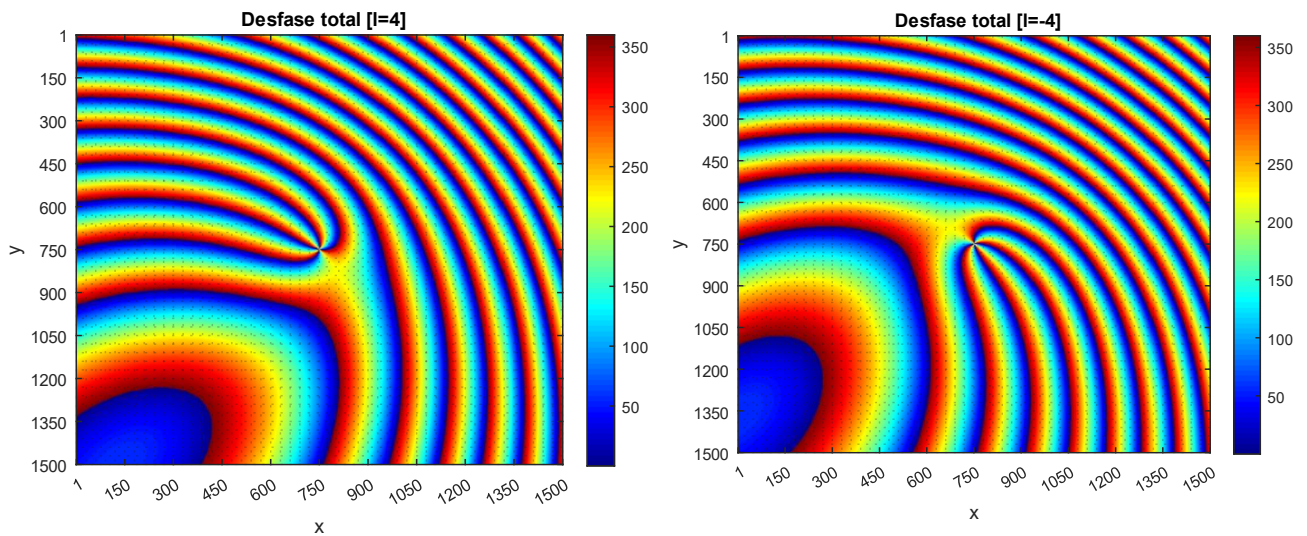


Figura 27. (a) Desfase total en el tabler para $l = 4$. (b) Igual para $l = -4$. La dirección de salida es $[1,1,1]$.

Se observa cómo varía respecto a los diagramas anteriores para adaptar el haz reflejado a la dirección de salida del haz que buscamos. Conforme aumentamos el índice l se aprecia que aparece un mayor número de vórtices, siendo este el encargado dar cuenta de dicha vorticidad.

4.3. Simulación de curvas de desfase para distintas metasuperficies

Para comprobar lo robusto de los metamateriales generados, es necesario evaluar la diferencia de las curvas de fase que presentan en **reflexión o transmisión** para la estructuras del apartado 3.4. En el caso de la metasuperficie-1 (representadas en la Fig.15) se ha obtenido la siguiente curva para el desfase entre ambos estados:

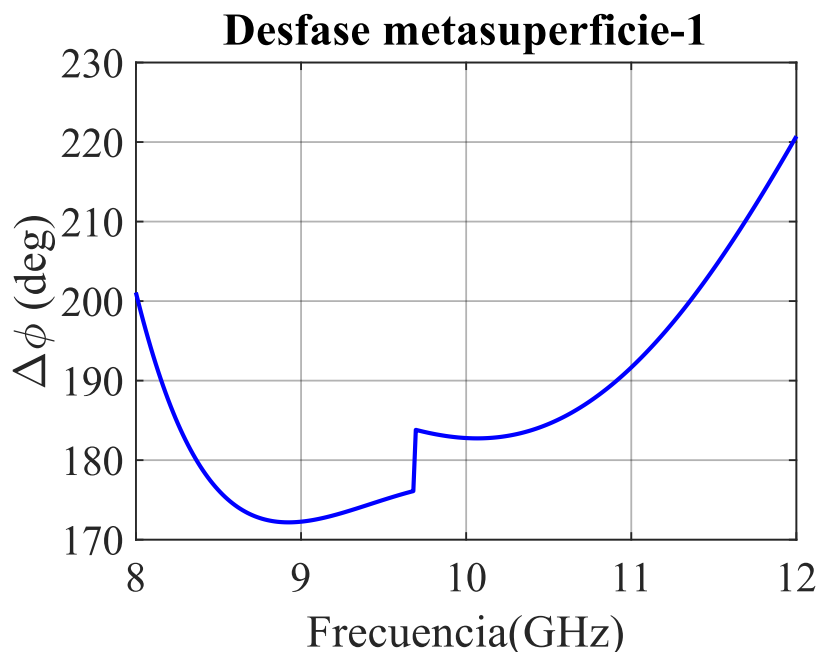


Figura 28. Desfase entre los dos estados (Fig.15a y Fig.15b) de la metasuperficie-1

Se observa que, en el caso de esta estructura, el desfase que está en el **intervalo de $180^\circ \pm 30^\circ$** corresponde al rango de frecuencias representado en la Fig.28, dando fe de que podría utilizarse para la generación de ondas con OAM utilizando diseños de tableros de 1-bit.

De igual forma, para el metamaterial-2 (representado en la Fig.16) se obtiene la Fig.29.

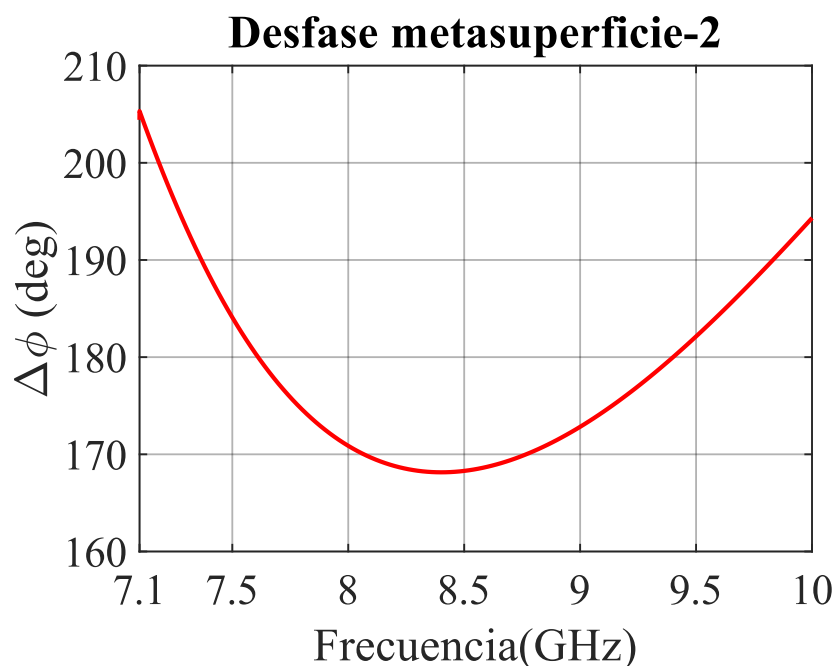


Figura 29. Desfase entre los dos estados (Fig.16a y Fig.16b) de la metasuperficie-2

Se aprecia que permanece en el mismo intervalo de desfase, estando acotado entre 7,1 y 10GHz. Se destaca que **ambas estructuras** fueran obtenidas mediante un análisis experimental, optimizando las variables de diseño hasta llegar a dichos resultados.

En el caso del **metamaterial transmisivo**, se prepara al sistema para que el desfase ocurra exactamente a los 35GHz (frecuencia a la cual se realizará la simulación). Sin embargo, en vez de tener un rango constante para unas determinadas frecuencias, es lineal con el objetivo aumentar la resolución de los modos OAM generados. A pesar de ser lineal con la frecuencia, en toda la banda de 30-40GHz el sistema cumple el criterio de **$180^\circ \pm 30^\circ$** para el caso de 1-bit. El resultado puede apreciarse en la Fig.30:

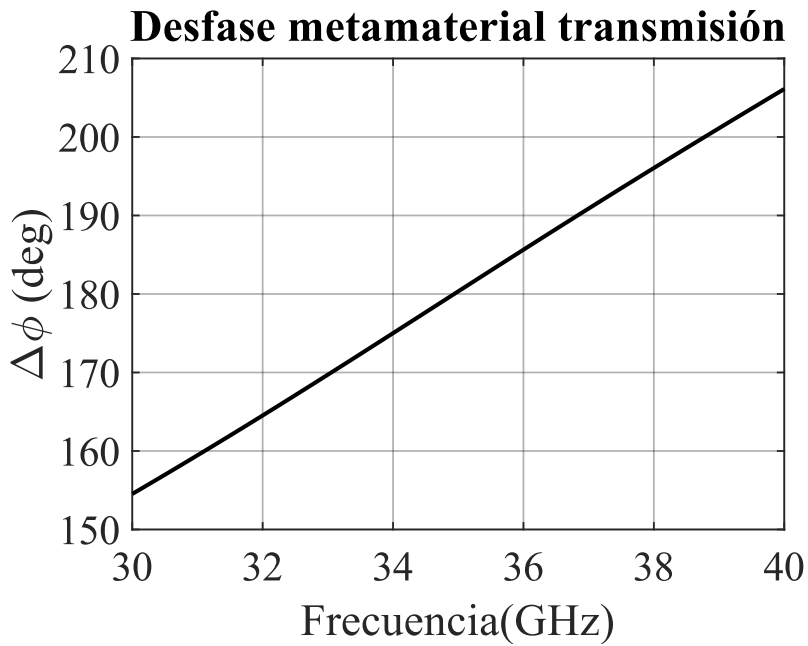


Figura 30. Desfase entre los dos estados de la metasuperficie-3

Para el caso de estudiar la **estructura transmisiva con un conjunto de espesores tales que tengamos cuatro estados (2-bit)**, se obtiene la Fig.31 donde se aprecia una diferencia de 90° entre las curvas adyacentes, condición necesaria para obtener los cuatro desfases necesarios para llegar a los 2-bits.

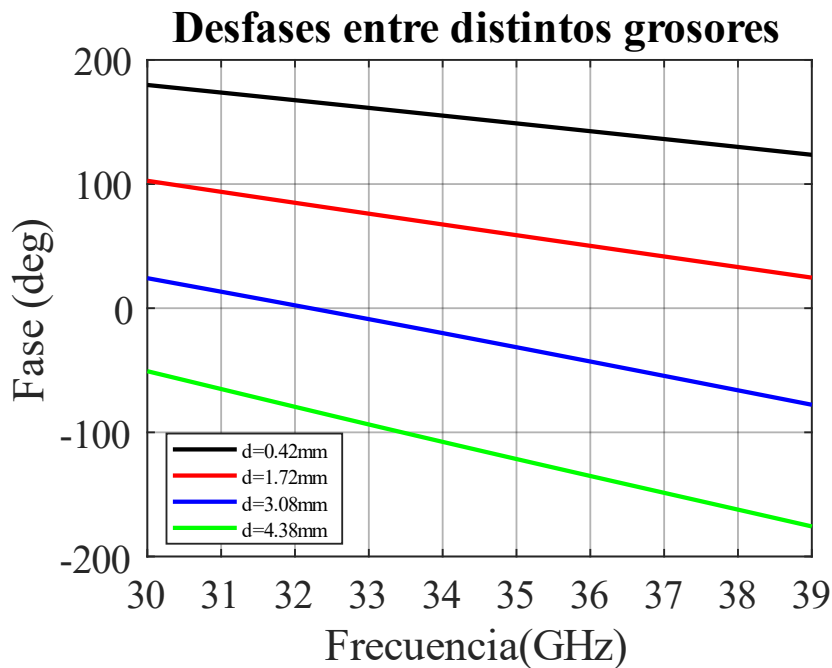


Figura 31. Desfase entre los dos estados de la metasuperficie-3

Estos resultados y diseños se han obtenido a través de un **estudio y proceso de optimización** que no es recogido en la memoria para aprovechar el espacio.

4.4. Construcción del tablero con la metasuperficie elegida

Finalmente se diseñará con la **estructura transmisiva** aparecida en la Fig.17 ya que el fin de este trabajo culminará con la fabricación de los diseños presentados, siendo aquellos **estudiados en reflexión más difíciles de crear**. Teniendo en cuenta las dimensiones de la celda, se decide hacer un tablero de 10,8cm (40x40 elementos) que nos proporcione la suficiente resolución. Se parte de **tableros con soluciones exactas** (ver Fig.32) y posteriormente se **discretizan en estructuras de 1 o 2-bits**.

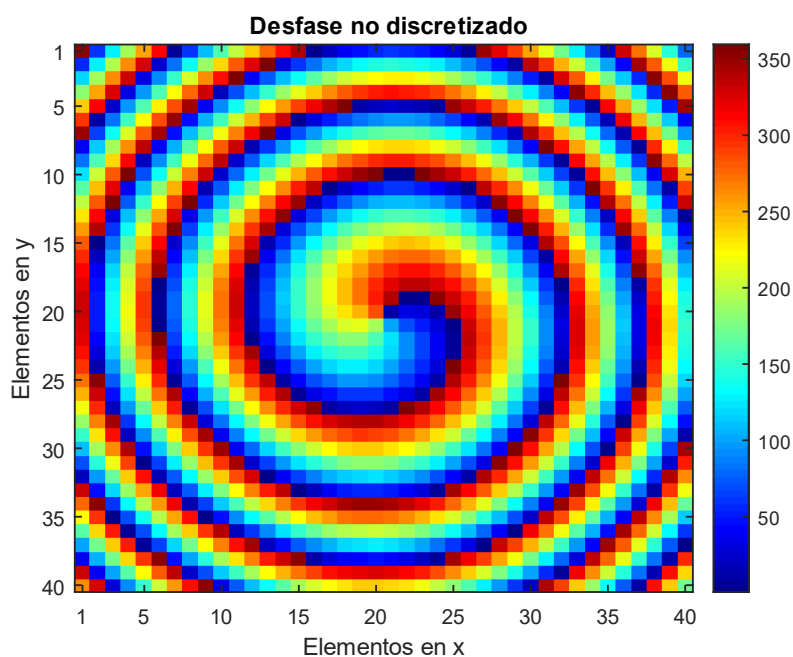


Figura 32. Desfase no discretizado para un tablero 40x40. L=1

Se aprecia que respecto al caso continuo (Fig.24-Fig.27), se tiene una discretización del espacio a causa del carácter finito de la estructura simulada. Una vez con **la fase exacta (y continua entre 0 y 360°)** calculada para cada celda, se pasa a la **discretización** como puede observarse en la Fig.33.

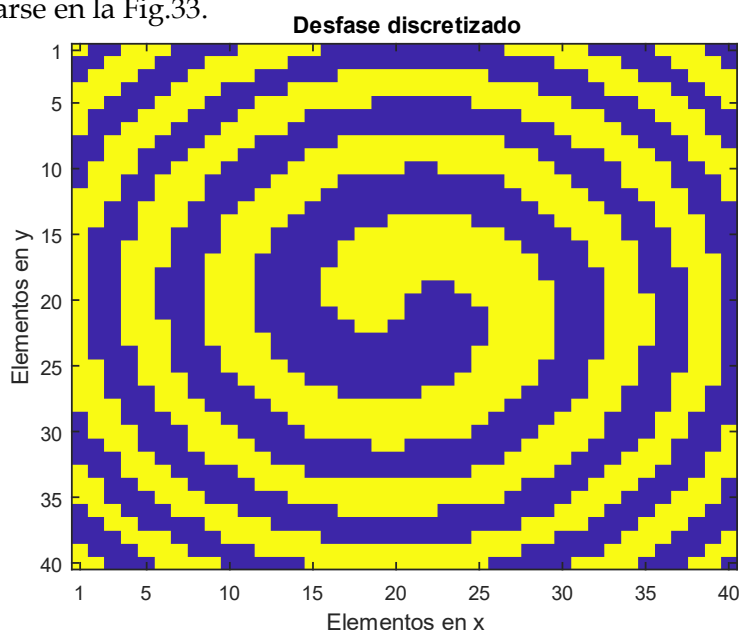


Figura 33. Desfase discretizado para un tablero 40x40, en azul se tiene una fase 0° mientras que en amarillo una de 180°

En la Fig. 33 el color azul representa una fase de 0° mientras que el amarillo de 180° . Una vez con este tablero ya podemos construirlo en CST-Studio, ubicando de manera indiferente una estructura en la posición de 0° y otro de 180° ya que el desfase entre ambas es de 180° .

Para poder simular con un frente esférico entre 30-40GHz es necesario modelar la **guía de ondas que ilumine (Fig.34)** en CST - Studio, siguiendo el estándar WR-28 [39]:

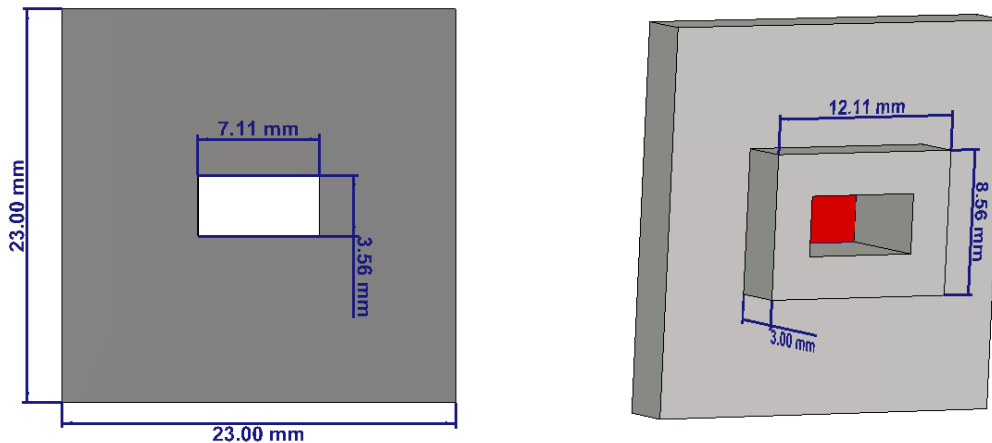


Figura 34. Guía de ondas con las medidas relevantes diseñadas en CST-Studio, siguiendo el estándar WR-28.

Típicamente se utilizan sistemas como **antenas de bocinas** para iluminar este tipo de tableros, sin embargo, era necesario realizar un estudio en cuanto a la **directividad del haz generado**. Por simplicidad y sin falta de rigor, se utiliza una guía de ondas que, aunque se pierda cierta radiación, ilumina de forma completa y homogénea al sistema.

Se utiliza el mapa de fases generado de 1-bit de para construir el tablero deseado (Fig.35).

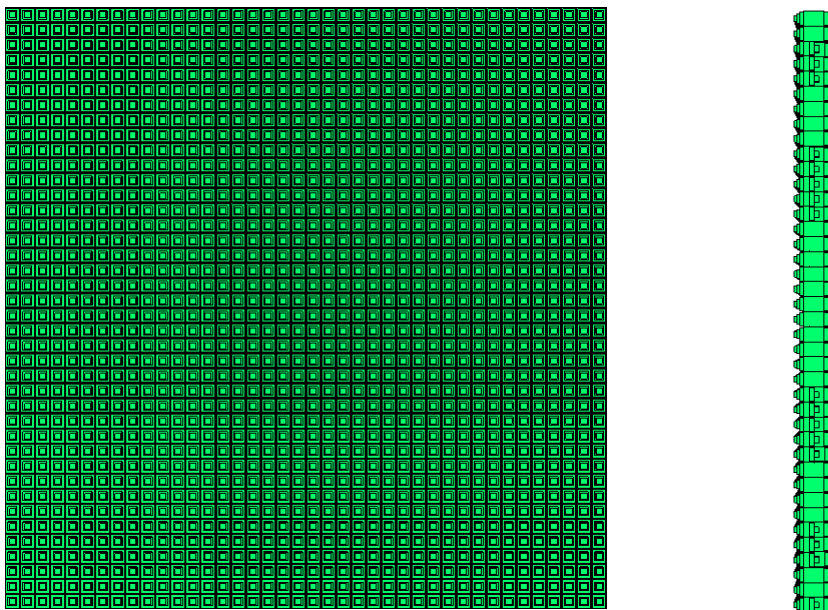


Figura 35. Diseño del tablero generado. a) Estructura 40x40. b) Imagen de perfil que da cuenta del cambio de grosor en distintos elementos

Si nos fijamos en la parte posterior del tablero, se puede llegar a apreciar la estructura representada en la Fig.36, dándonos cuenta de la correcta implementación de las metasuperficies en el programa de simulación:

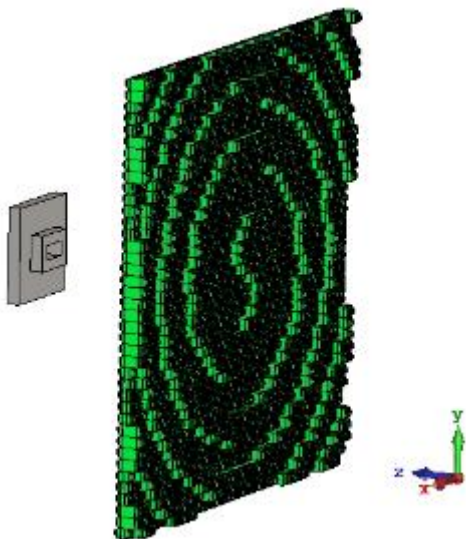


Figura 36: Vista lateral del tablero de 1-bit donde se aprecia la vorticidad correspondiente al modo $L = 1$. Se observa la guía de ondas y geometría de simulación

De igual forma, para distintos paneles (representando diversos modos de OAM) de 1-bit discretizados se obtuvieron las Fig.37-38:

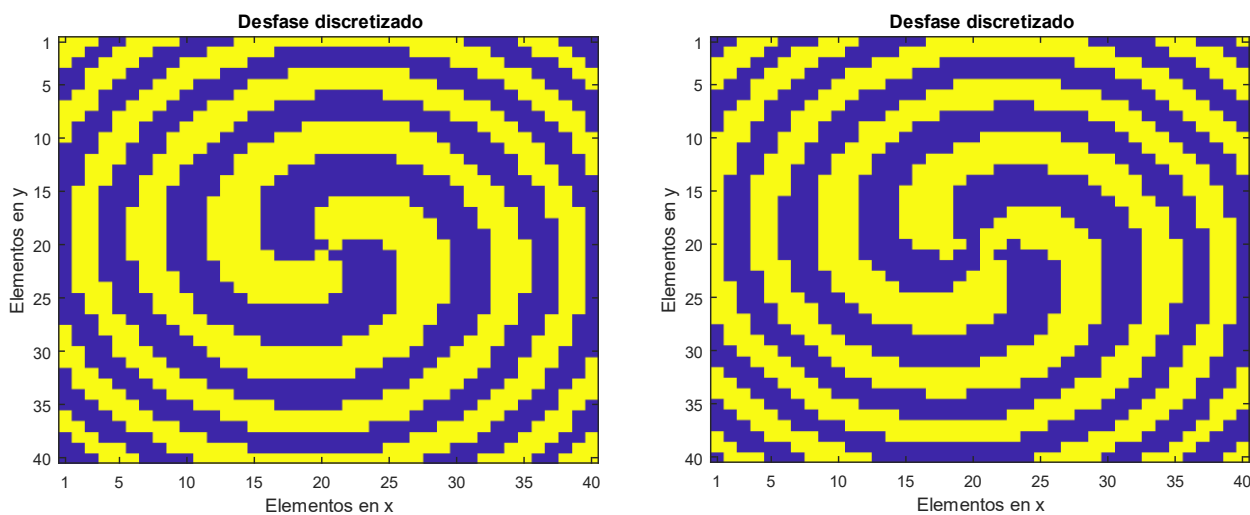


Figura 37. Tableros de 1-bit para $L=2$ y $L=3$ respectivamente.

Para todos los tableros mostrados se tiene que la dirección de entrada y salida para la onda es la misma, la normal a la superficie y $[0,0,-1]$

Finalmente se obtuvo un último tablero para el modo L=4:

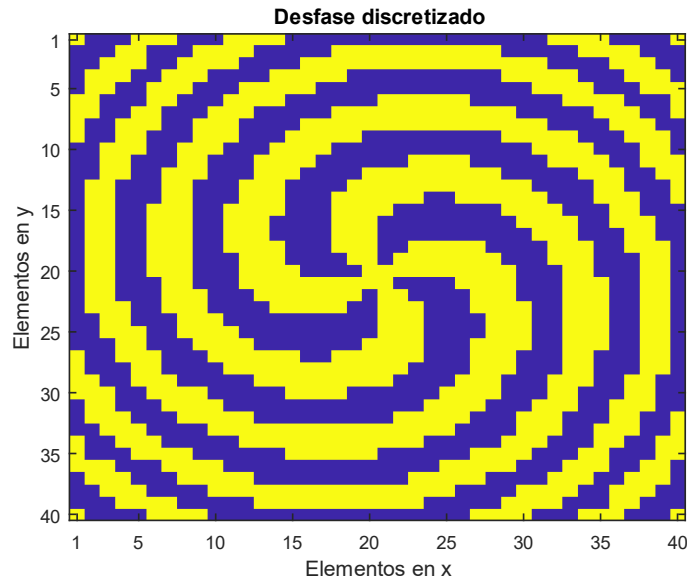


Figura 38. Tableros de 1-bit para L=4

Se aprecia que conforme el modo se incrementa, aparecen nuevos vórtices en la estructura. Para obtener una **mayor resolución**, es posible estudiar el caso en el que se tuvieran estructuras de **2-bit** (cuatro posibilidades) en vez de uno. Dicha discretización sería de la forma, donde el esquema de colores también aparece representado:

$$\begin{cases} \varphi < 90^\circ \rightarrow \varphi = 0^\circ \rightarrow \text{Azul oscuro} \\ \varphi > 90^\circ, \varphi < 180^\circ \rightarrow \varphi = 90^\circ \rightarrow \text{Azul claro} \\ \varphi > 180^\circ, \varphi < 270^\circ \rightarrow \varphi = 180^\circ \rightarrow \text{Verde} \\ \varphi > 270^\circ \rightarrow \varphi = 270^\circ \rightarrow \text{Amarillo} \end{cases}$$

Una vez realizada, se adapta el metamaterial transmisivo al grosor comentado en el apartado anterior y se obtuvieron los siguientes tableros aparecidos en las Fig.39-40 para simular con los modos L=1 y L=2:

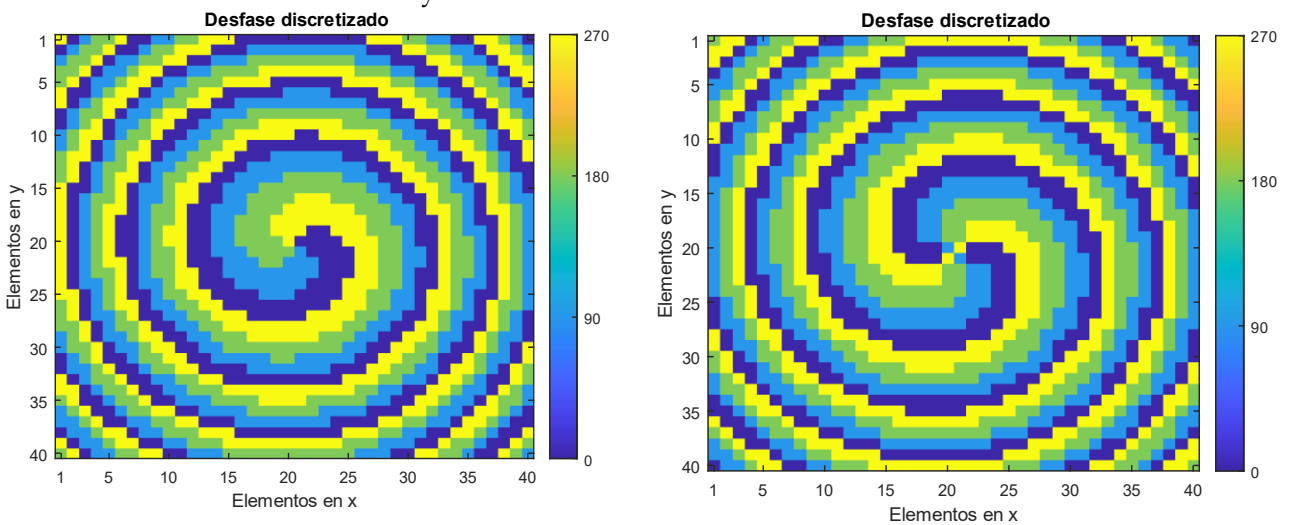


Figura 39. Tableros de 2-bit para L=1 y L=2, respectivamente.

Para los modos $L=3$ y $L=4$;

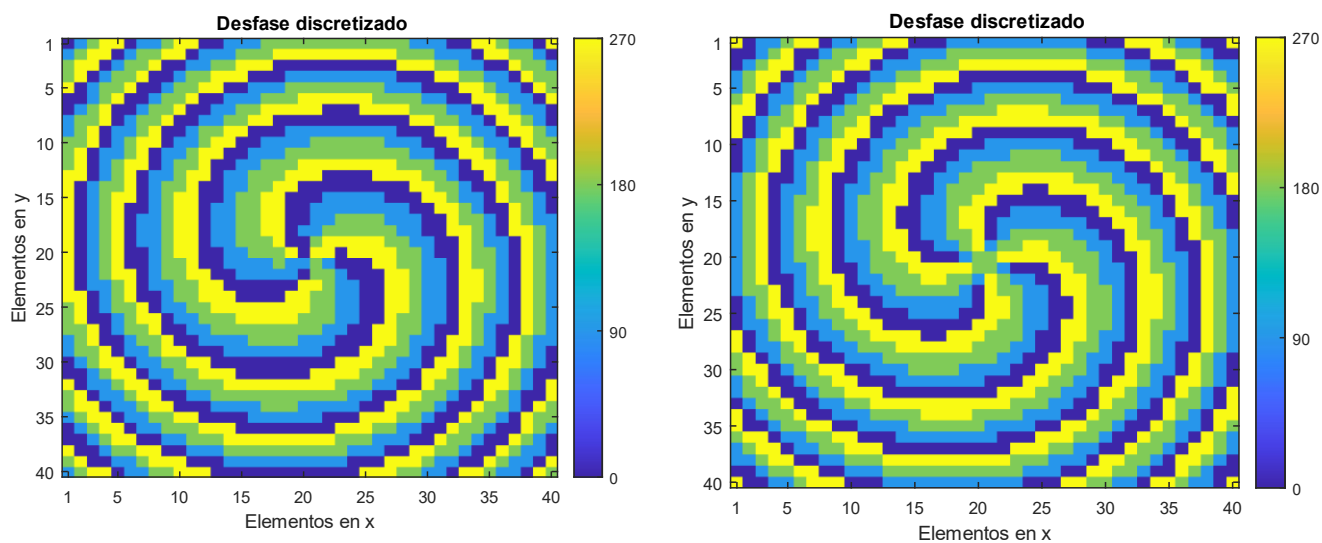


Figura 40. Tableros de 2-bit para $L=3$ y $L=4$, respectivamente.

4.5. Resultados de simulación

Con los tableros obtenidos en el apartado anterior y el setup virtual donde el frente de fases de la guía de onda estaba situado a 50mm de la metasuperficie se obtuvieron los siguientes resultados:

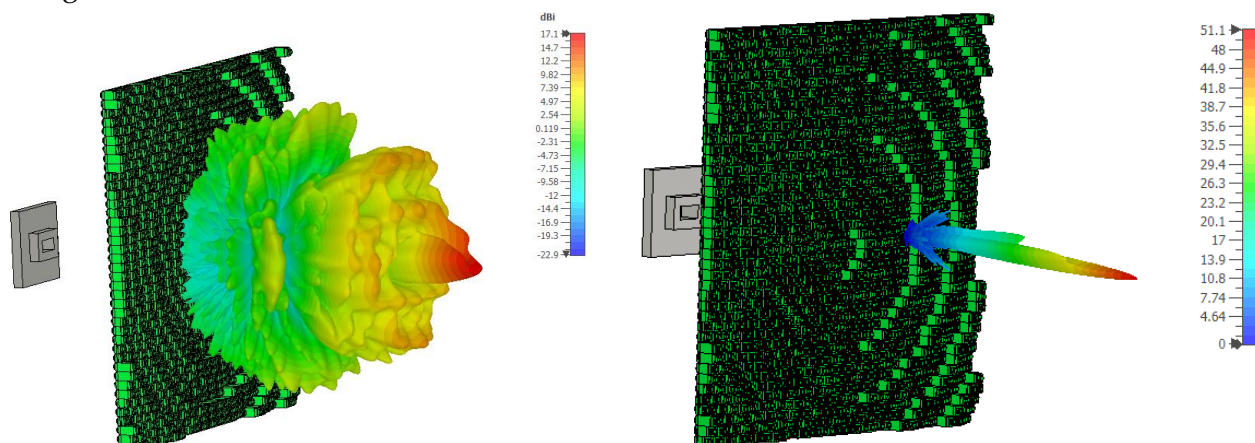


Figura 41. Setup de simulación. a) Diagrama de radiación de campo lejano. b) Mismos resultados, pero en escala lineal, para observar la directividad del haz.

Se presentan los esquemas aparecidos en la Fig.41 para tener una visión clara de los posteriores diagramas de radiación mostrados, vistos de frente.

4.5.1.-Resultados tablero 40x40 de 1-bit

Para el caso de un tablero de 40x40 metaceldas con un mapa de desfases de 1-bit se obtuvo para el caso de $L=1$:

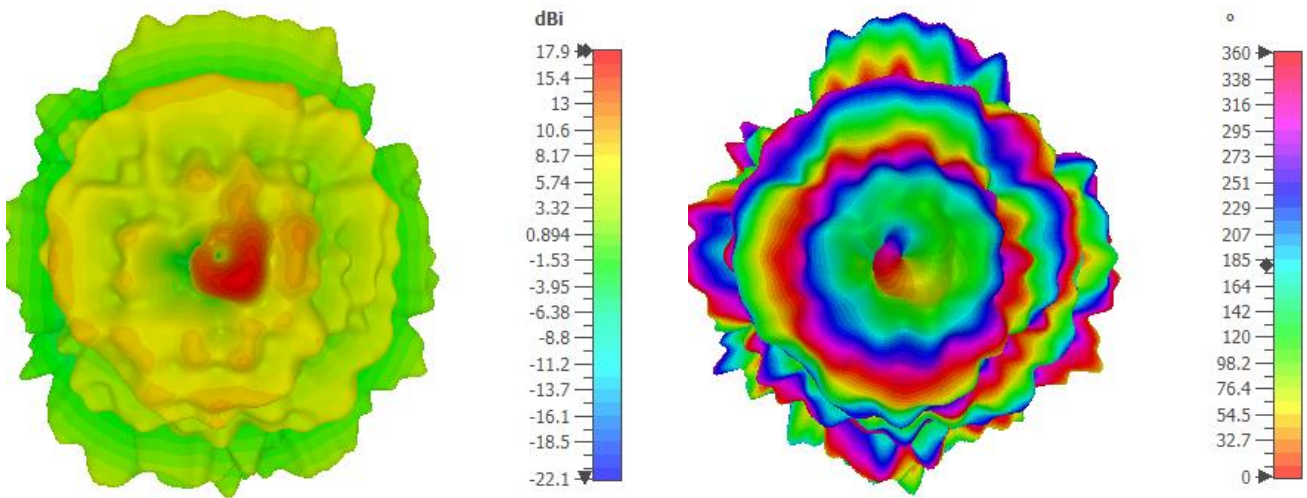


Figura 42. a) Diagrama de campo lejano para $L=1$. b) Diagrama de fases para $L=1$.
Correspondiente al tablero representado en la Fig.33

En la Fig.42a se aprecia claramente el **valor nulo de intensidad** del campo de radiación en el punto central, como cabría esperar de un modo $L=1$. También, sobre el diagrama de fases, se contempla el carácter de vórtice que posee el centro de la representación, variando de forma progresiva de 0° a 360°

La **magnitud de la intensidad de los campos lejanos se define en dBi**, definido como:

$$dBi = 10 \log_{10} \frac{I}{I_i} \quad (11)$$

Siendo I la intensidad de radiación de la antena e I_i la intensidad de radiación de un radiador isótropo. Para observar **cómo rota el campo eléctrico**, se realizaron sendos cortes en una posición $d = -130\text{mm}$ desde la estructura (**campo lejano**), obteniéndose:

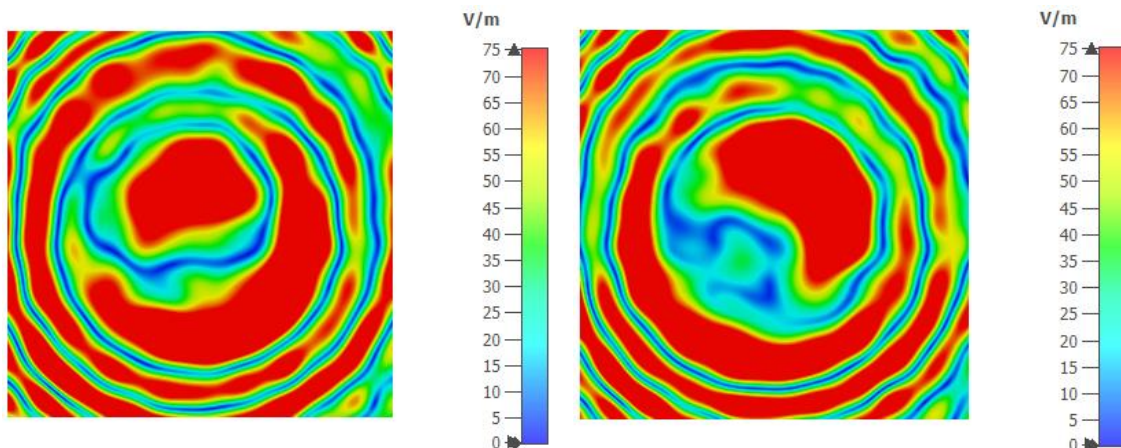


Figura 43. Representación de un corte transversal del campo eléctrico para dos tiempos distintos. Se aprecia la rotación del mismo entre los dos instantes temporales.

En la Fig. 43 es posible ver la rotación comentada, junto a cómo el campo posee una estructura de anillos concéntricos, generados según el patrón de vórtices de $L=1$.

Para el caso de $L=2$ se ha obtenido:

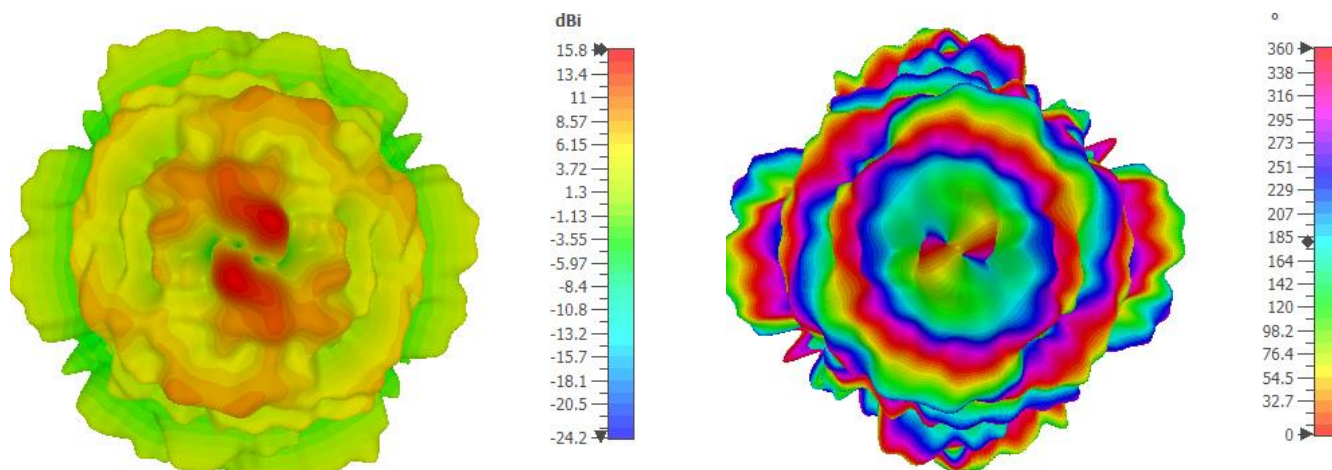


Figura 44. a) Diagrama de campo lejano para $L=2$. b) Diagrama de fases para $L=2$.
Correspondiente al tablero representado en la Fig.37a

En la Fig.44 podemos apreciar **dos lóbulos principales en los máximos de intensidad**. Si bien el diagrama de fases también presenta **dos vórtices claros cuyo origen es el centro de la imagen**.

De igual forma, podemos apreciar la **rotación en el corte del campo eléctrico** en la misma distancia que el modo anterior se tiene la Fig.45:

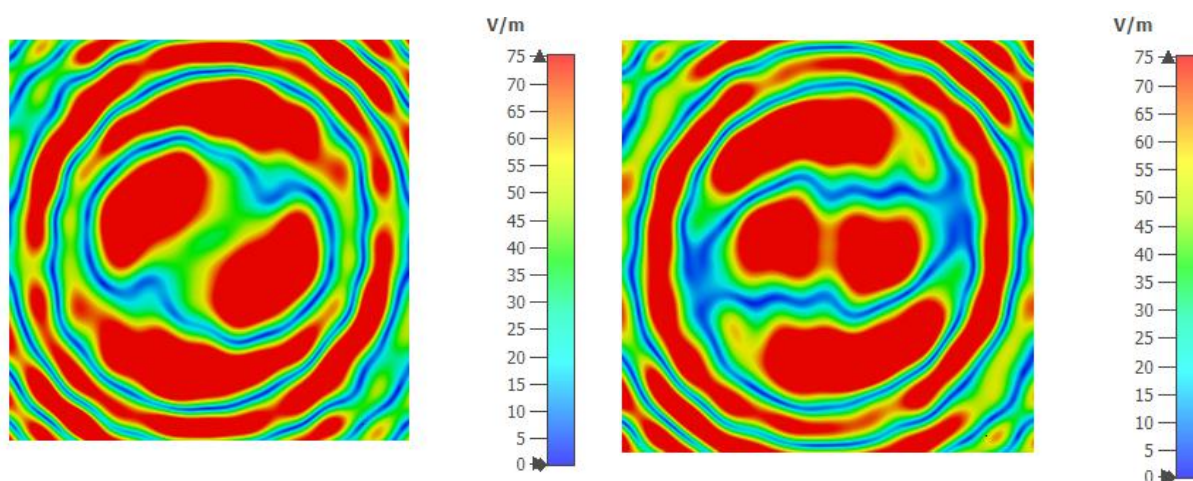


Figura 45. Representación de un corte transversal del campo eléctrico para dos tiempos distintos para $L=2$. Se aprecia la rotación del mismo.

De nuevo tenemos la misma estructura de anillos concéntricos y rotación del campo en los dos lóbulos principales.

Para el caso de $L=3$ se tiene la Fig.46:

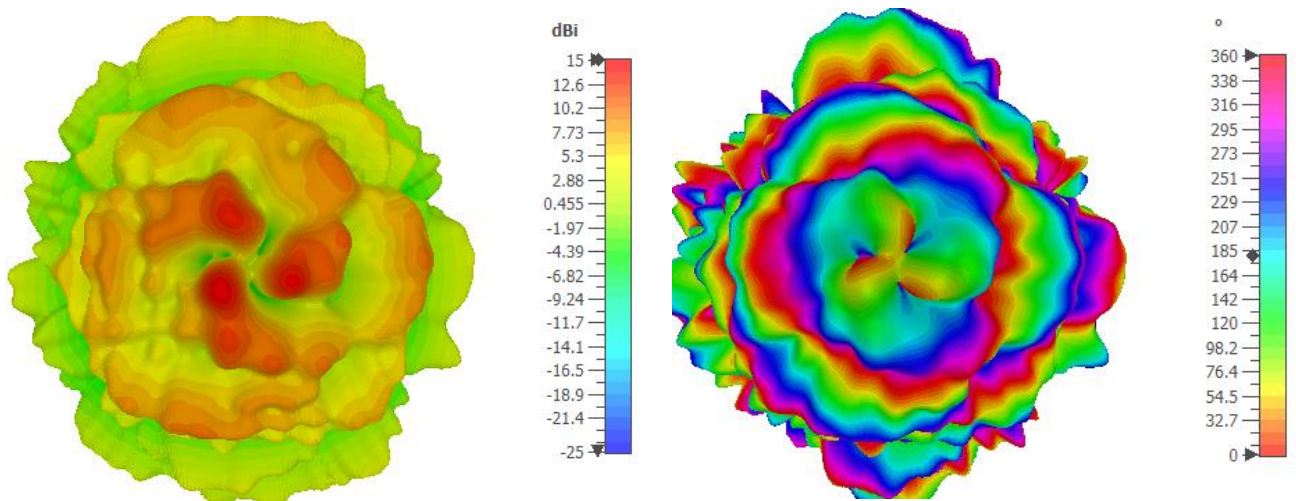


Figura 46. a) Diagrama de campo lejano para $L=3$. b) Diagrama de fases para $L=3$.
Correspondiente al tablero representado en la Fig.37b

Se aprecian los **tres lóbulos principales** de radiación a la vez que en el diagrama de fases.

Para el caso final de $L=4$ se pueden apreciar los resultados en la Fig.47:

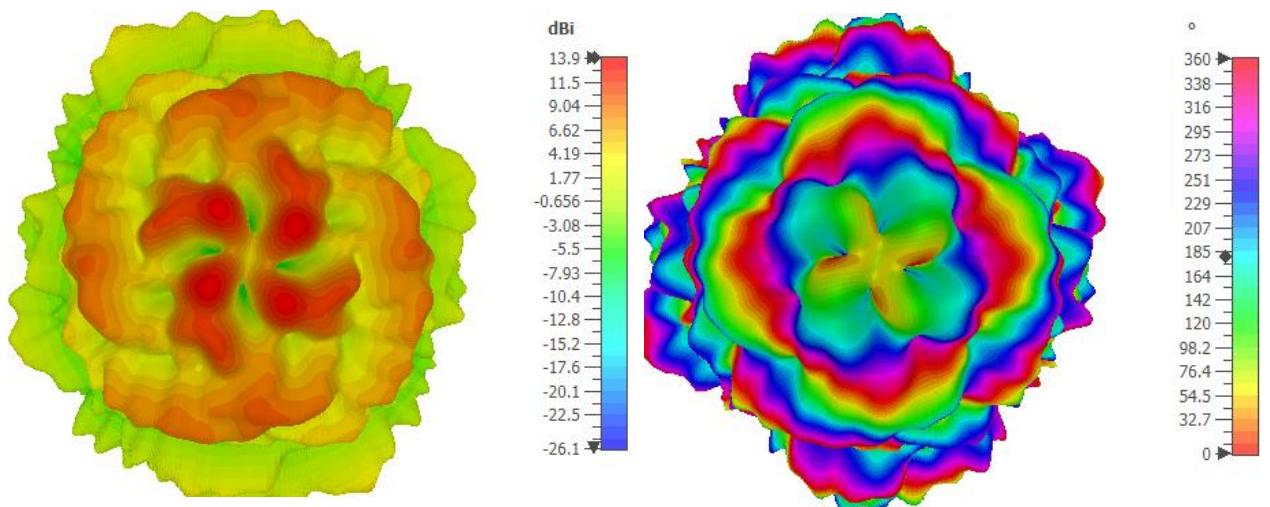


Figura 47. a) Diagrama de campo lejano para $L=4$. b) Diagrama de fases para $L=4$.
Correspondiente al tablero representado en la Fig.38

En este caso se aprecia claramente los **cuatro vórtices generados en el diagrama de radiación**. De igual forma se aprecia el giro en el diagrama del campo eléctrico.

4.5.2.-Resultados tablero 40x40 de 2-bit

En este caso se tendrán cuatro estados posibles para la metacelda diseñada. **Se apreciará el incremento notable en la resolución de los diagramas de radiación obtenidos.** Para el caso de $L=1$, en la Fig.49:

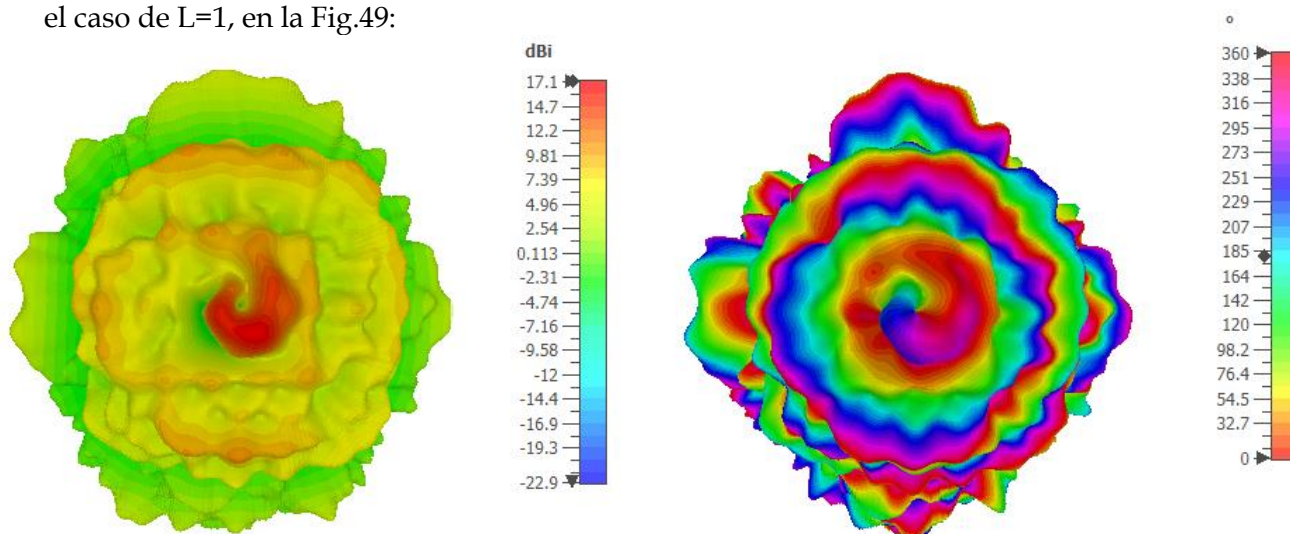


Figura 49. a) Diagrama de campo lejano para 2 bits, $L=3$. b) Diagrama de fases para $L=1$. Correspondiente al tablero representado en la Fig.39a.

Respecto al caso de un bit (Fig.42, con $L=1$) podemos observar una mejor resolución en cuanto a la vorticidad y al giro del campo. Esto es fácilmente apreciable también en el caso del **corte transversal del campo eléctrico en la Fig.50.**

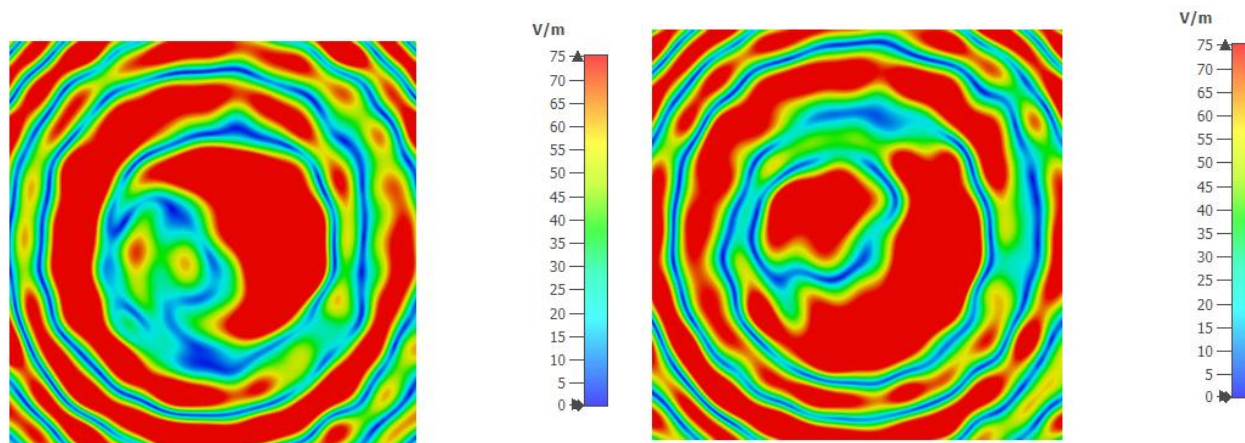


Figura 50. Representación de un corte transversal del campo eléctrico para dos tiempos distintos para $L=1$ en la estructura de 2-bits. Se aprecia la rotación del mismo.

Para el caso del corte del campo eléctrico sin un análisis posterior no es fácil apreciar dicha mejora, obteniéndose para sucesivos modos un resultado muy similar para el caso de 1-bit. Con lo cual, no se incluirán en los $L=2,3,4$.

Para el caso de $L=2$ se pueden apreciar los resultados en la Fig.51:

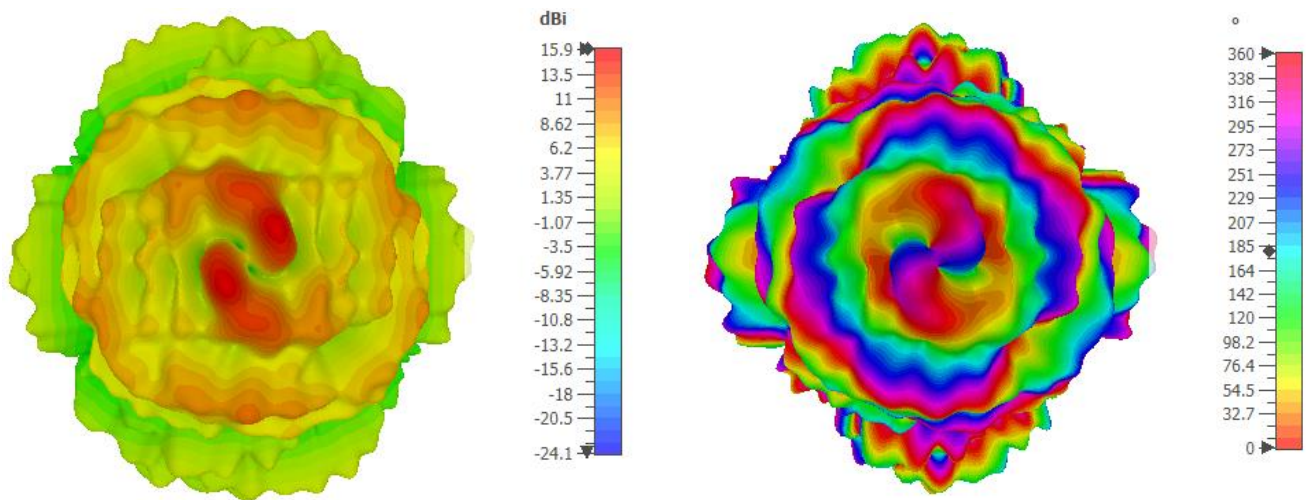


Figura 51. a) Diagrama de campo lejano para $L=2$. b) Diagrama de fases para $L=2$.
Correspondiente al tablero representado en la Fig.39b

De manera similar al caso de $L=1$, se obtiene una mejor resolución de los vórtices generados, más focalizados en la dirección de apuntamiento.

Para el caso de $L=3$ se obtiene (Fig.52):

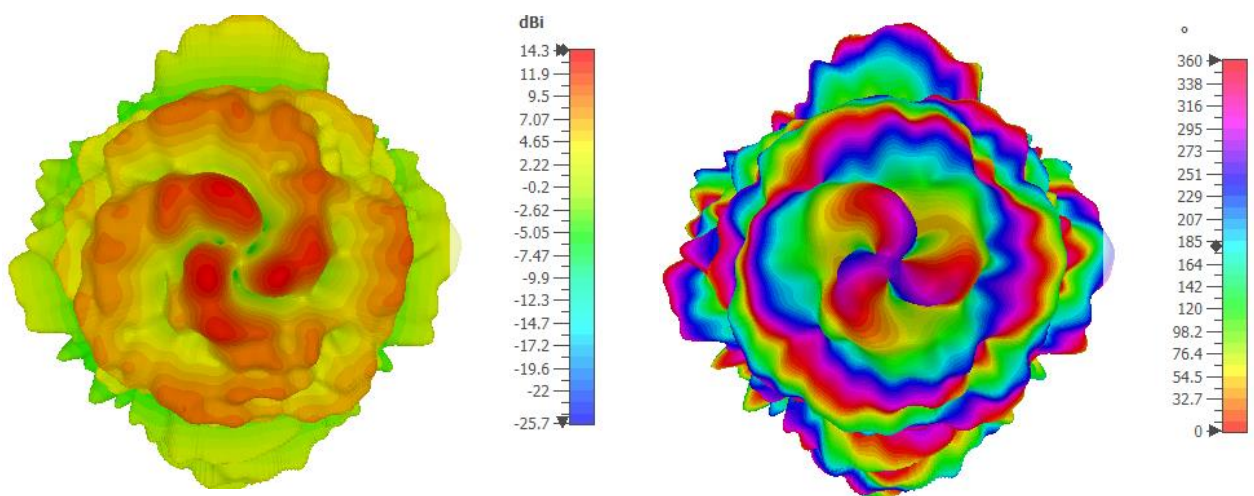


Figura 52. a) Diagrama de campo lejano para $L=3$. b) Diagrama de fases para $L=3$.
Correspondiente al tablero representado en la Fig.40a

Los comentarios anteriores aplican a estos diagramas, viéndose claramente como mejoran los diagramas tanto de radiación como los de fase obtenidos.

Para el caso de $L=4$ se obtiene algo muy similar (Fig.53) a la tendencia que se ha ido observando progresivamente. Para certificar la buena calidad del diseño creado, se pone a prueba la estructura a través de la generación de **modos altos** como son el $L=8$ y $L=10$.

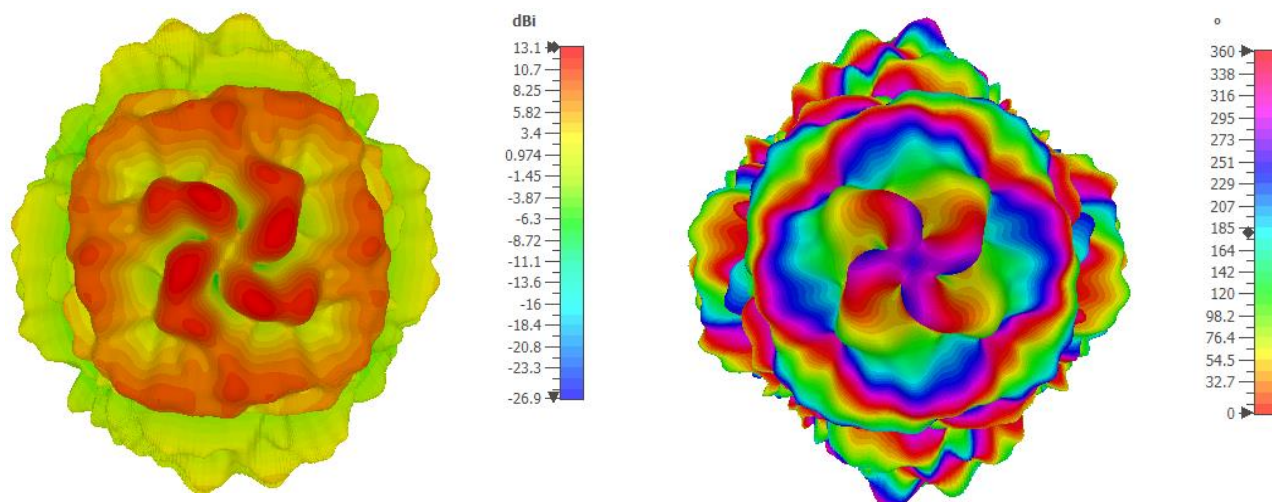


Figura 53. a) Diagrama de campo lejano para $L=4$. b) Diagrama de fases para $L=4$.
Correspondiente al tablero representado en la Fig. 40b

De nuevo, apreciamos una mayor nitidez en la generación del modo respecto al $L=4$ obtenido para el tablero de 1-bit (Fig.47). Por lo general, en todos los **modos simulados** se ve claramente en la fase cómo mejora la resolución de los mismos.

Para el caso de $L=8$:

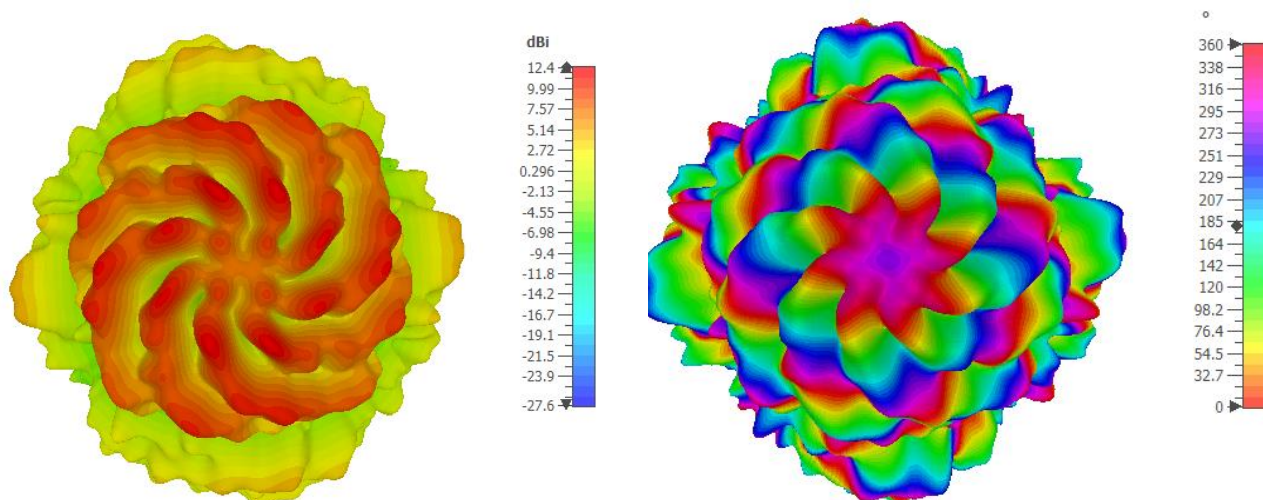


Figura 54. a) Diagrama de campo lejano para $L=8$. b) Diagrama de fases para $L=8$.

Se puede apreciar la buena magnitud de la generación de modos tan altos (Fig.54-57) con la estructura diseñada ya que son fácilmente reconocibles todos los vértices de la misma.

En el caso del **corte del campo eléctrico**, se aprecia de nuevo la estructura de vórtices alrededor del halo central, contándose los 8 "brazos" del modo que aparecen radialmente respecto al origen del haz.

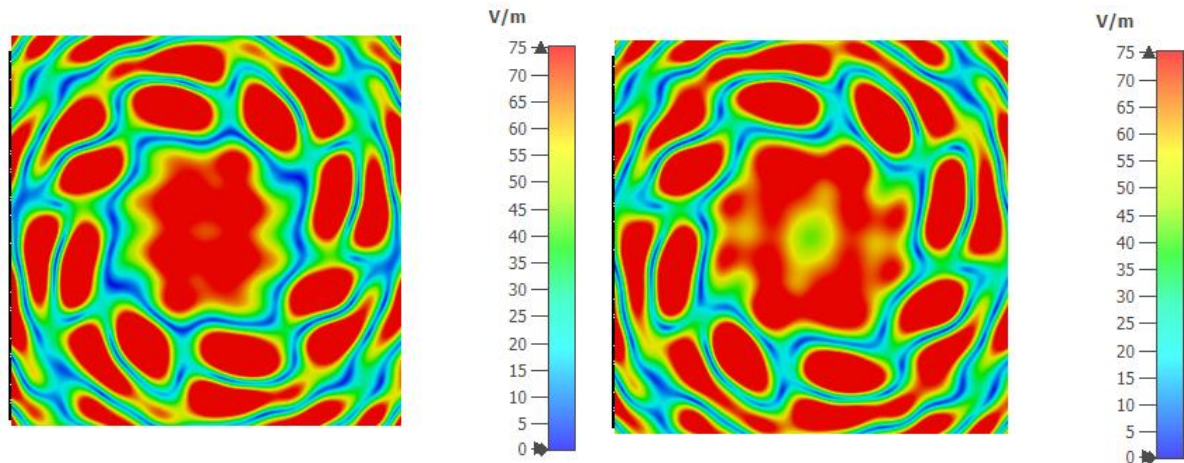


Figura 55. Representación de un corte transversal del campo eléctrico para dos tiempos distintos para $L=8$ en la estructura de 2-bits. Se aprecia la rotación del mismo.

Y finalmente para la estructura con $L=10$:

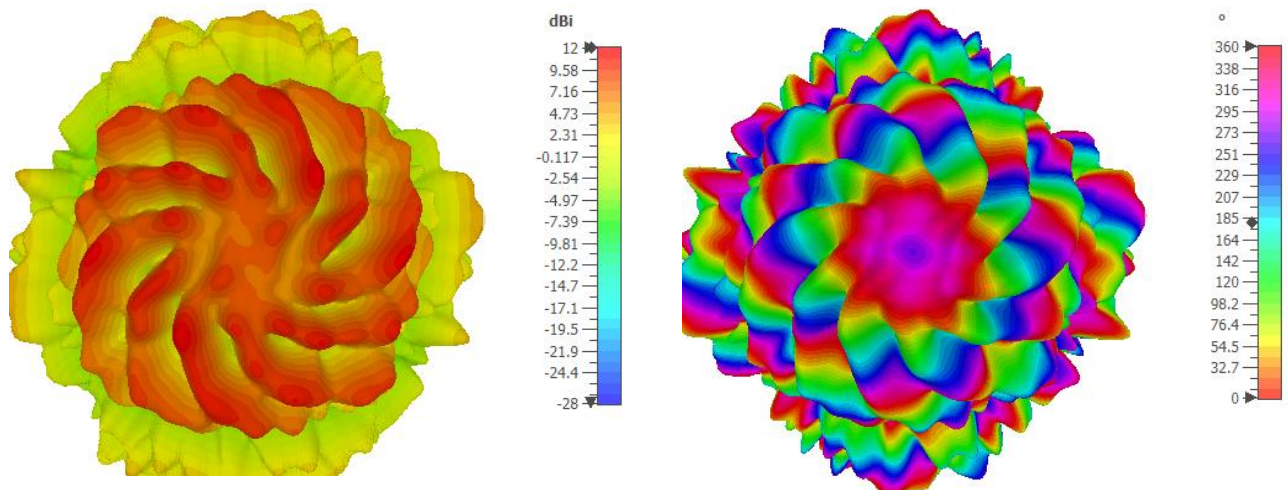


Figura 56. a) Diagrama del campo lejano para $L=10$. b) Diagrama de fases para $L=10$

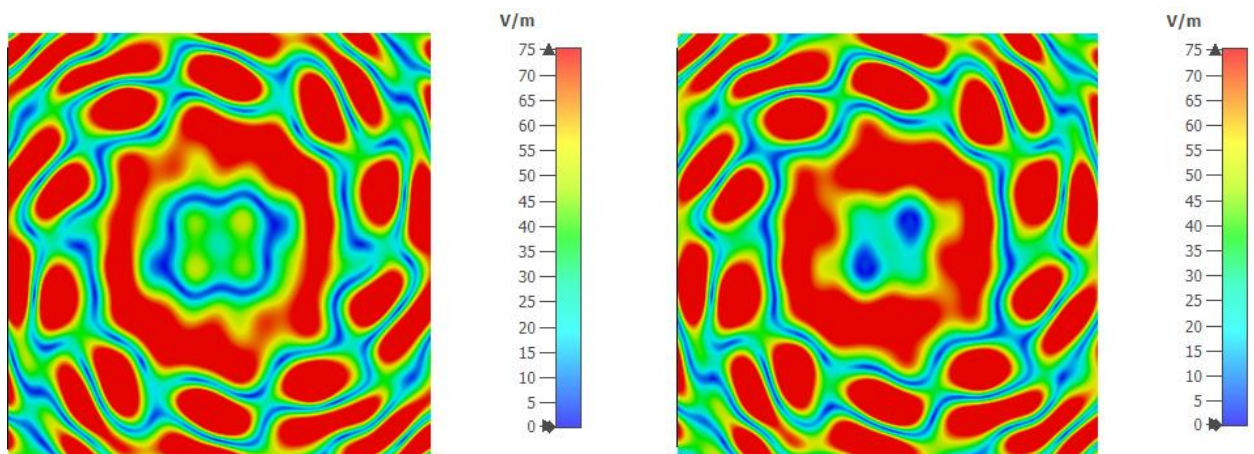


Figura 57. Representación de un corte transversal del campo eléctrico para dos tiempos distintos para $L=10$. Es posible contar los distintos brazos del haz aparecidos radialmente

Se aprecia que conforme vamos aumentando los modos, el origen del haz se hace un poco más difuso. Se debe a que **todos los brazos tienen un origen común con idéntica intensidad de radiación**, de forma que en el diagrama aparece la suma de los mismos. Sin embargo, se observa que conforme se alejan del centro se van definiendo.

Se ha demostrado **cómo se mejora la resolución con un mayor número de bits**, también que al tener una alta resolución (40x40) los resultados para ambos casos son buenos. Para apreciar **grandes diferencias entre los vórtices generados por metasuperficies de 1 y 2 bits es necesario reducir significativamente el número de celdas**, que se estudiará detalladamente en el apartado 4.5.4

4.5.3.-Impresión 3D de prototipos.

Debido al correcto funcionamiento en simulación de la estructura simulada, se decidió realizar una impresión para una posterior medida en la cámara semianecoica del grupo de investigación. Para la **impresión se utilizó la estereolitografía debido a la alta precisión necesaria**. Se utilizó la **impresora Formlabs Form 3** con una resina de igual permitividad al diseño realizado (resina *Grey* de *Formlabs*). Posteriormente se lavó la pieza con alcohol isopropílico y se curó con luz ultravioleta en el dispositivo *Form Cure*). La impresión se puede apreciar en la Fig.58.

Actualmente se está definiendo el setup de medida para dar continuidad al trabajo aquí presentado, tratándose dichas medidas como uno de los **horizontes futuros**.

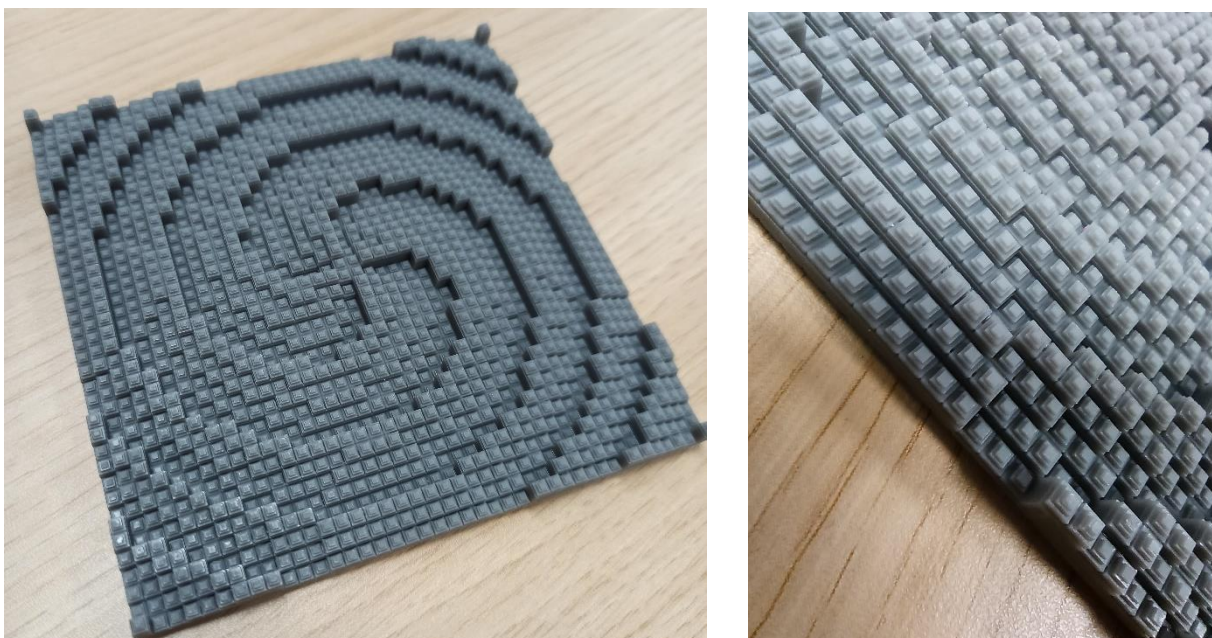


Figura 58. Estructura de 2-bit para $L=4$ impresa en 3D. a) Vista desde arriba, se aprecian las diferentes dimensiones del diseño. b) Vista lateral ampliada, se aprecia el característico diseño de la celda aparecido en la Fig.17

4.5.4.-Resultados tablero 15x15 de 1-bit

Se realizaron una serie de simulaciones donde la resolución del tablero bajara hasta un 15x15 con el fin de determinar si es suficiente para la generación óptima de modos. Se seguirá una geometría de simulación idéntica a la Fig.41 pero con tableros similares a los aparecidos en la Fig.69.

En este caso, se pudo comprobar que para $L=1$ y $L=2$ se obtenían resultados válidos para el diagrama de campo lejano en intensidad, si bien la fase no estaba muy bien definida:

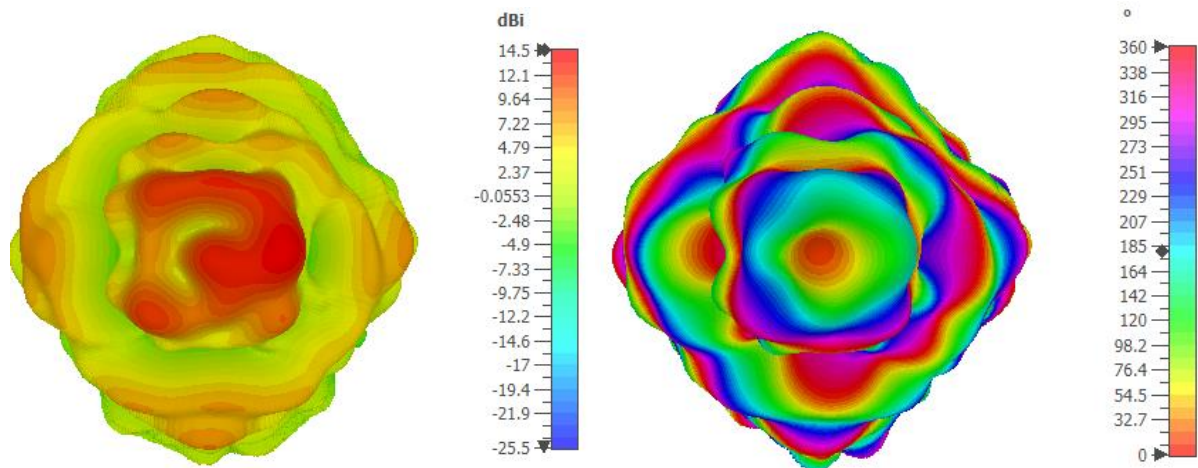


Figura 59. a) Diagrama de campo lejano para $L=1$. b) Diagrama de fases para $L=1$, 1-bit con una estructura de 15x15

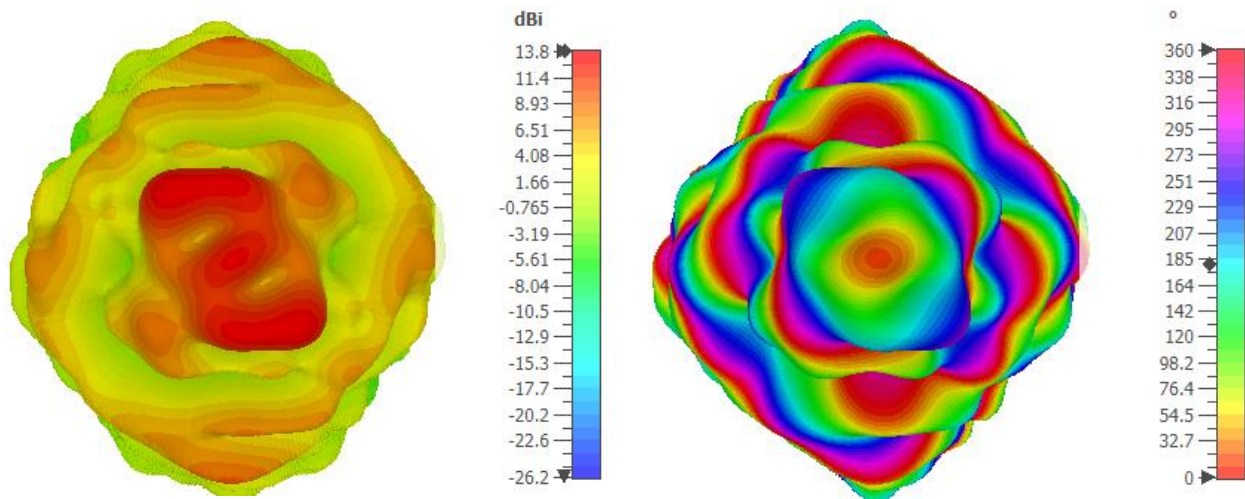


Figura 60. a) Diagrama de campo lejano para $L=2$. b) Diagrama de fases para $L=2$, 1-bit con una estructura de 15x15

Se aprecia en ambos casos (Fig.59-61) como el diagrama de fases es incoherente con los anteriores resultados de la estructura 40x40.

Para el caso del campo eléctrico, si bien se aprecia la rotación del mismo, no posee la misma calidad que en los casos anteriores viéndose más difuminada dicha rotación:

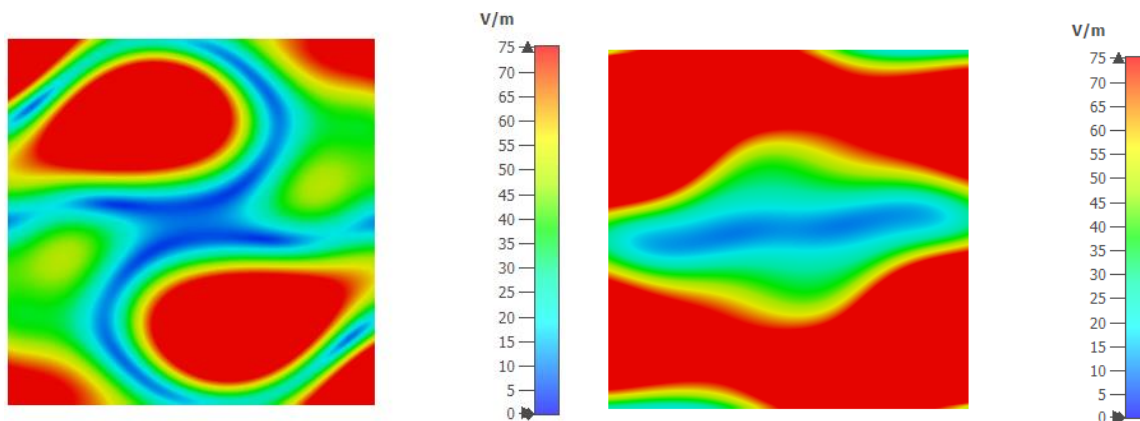


Figura 61. Representación de un corte transversal del campo eléctrico para dos tiempos distintos para $L=2$ en la estructura de 1-bit y 15×15

Si estudiamos un modo más alto como el $L=4$ los resultados ofrecidos por la simulación ya resultan completamente incoherentes, no pudiendo extraer información alguna de que se trata de una onda con momento angular orbital (Fig.62-63).

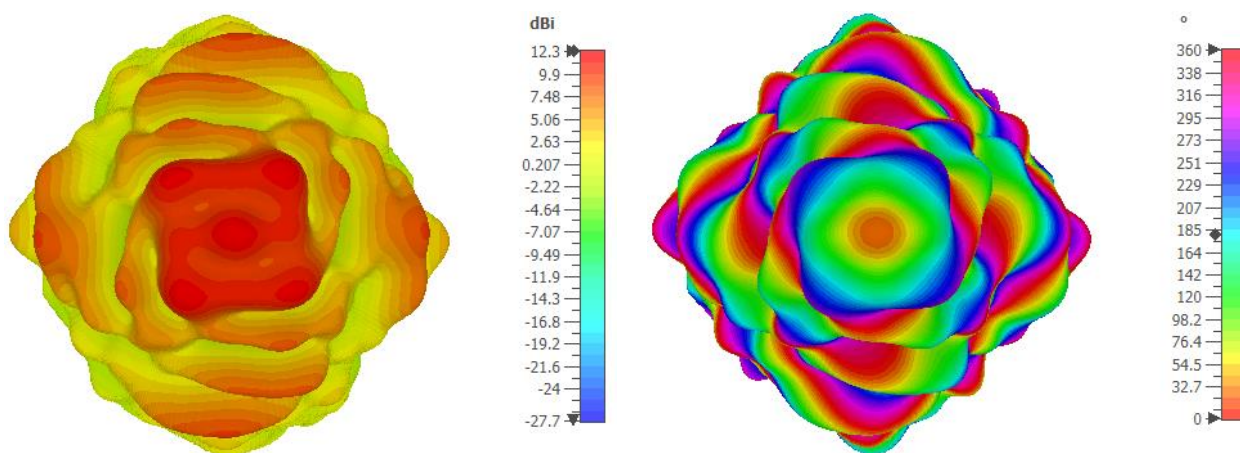


Figura 62. a) Diagrama de campo lejano para $L=4$. b) Diagrama de fases para $L=4$, 1-bit con una estructura de 15×15

En este caso es fácilmente apreciable el cómo se pierde la estructura de rotación del modo, debiéndose obtener algo parecido a la Fig. 53 y, sin embargo, no aparece en ningún momento ningún momento un patrón claro de giro.

Si estudiamos el **campo eléctrico para este modo**, no se aprecia una rotación del mismo. Obteniéndose algo similar a la Fig. 61:

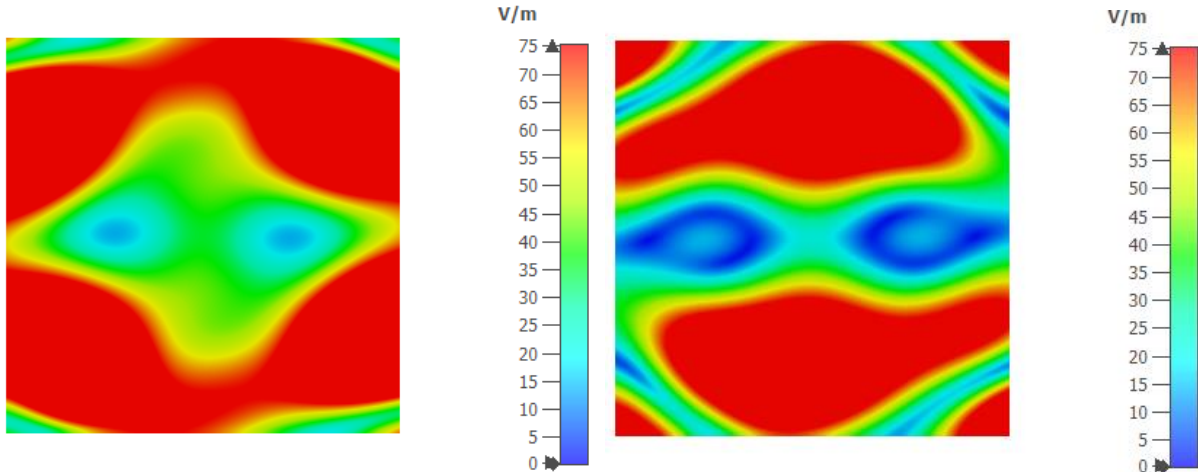


Figura 63. Representación de un corte transversal del campo eléctrico para dos tiempos distintos para $L=4$ en la estructura de 1-bit y 15×15

4.5.5.-Resultados tablero 15×15 de 2-bit

Para el caso en el que se tengan cuatro posibles estados (2-bit) y una estructura de 15×15 se obtienen resultados sensiblemente mejores que en el caso anterior. Para los casos de $L=1$ y $L=2$ se obtiene:

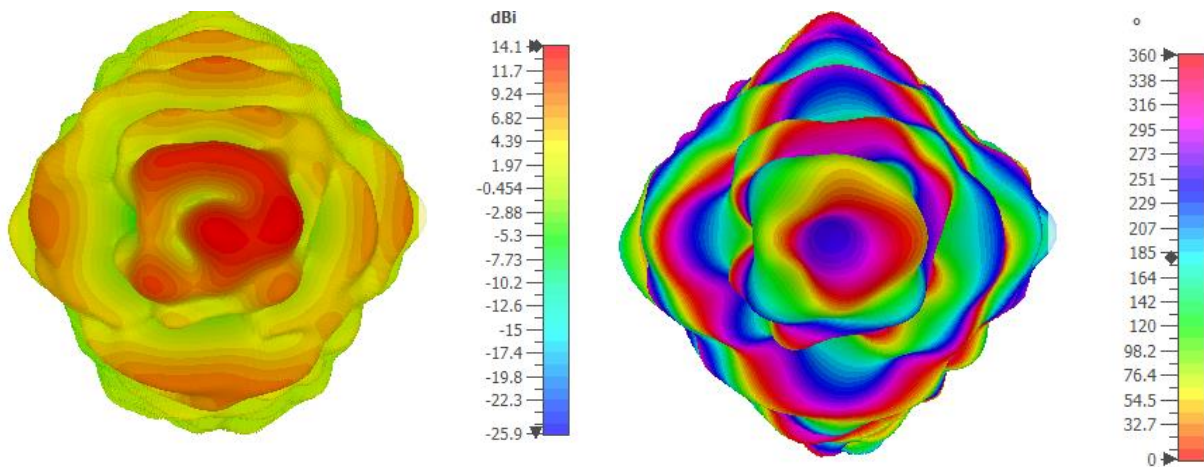


Figura 64. a) Diagrama de campo lejano para $L=1$. b) Diagrama de fases para $L=1$, 2-bit con una estructura de 15×15

Se puede apreciar cómo el diagrama de fases presenta un gradiente donde va desde 0 a 360° para ambos modos (Fig.64 y 65). Sin embargo, siguen siendo de calidad inferior a los resultados obtenidos para la metaestructura con un 40×40 .

Para el caso del corte del campo eléctrico sí se aprecia de manera más notable la rotación en el caso de $L=2$ (Fig.66) si bien es un poco difusa comparada con la estructuras de 40×40 :

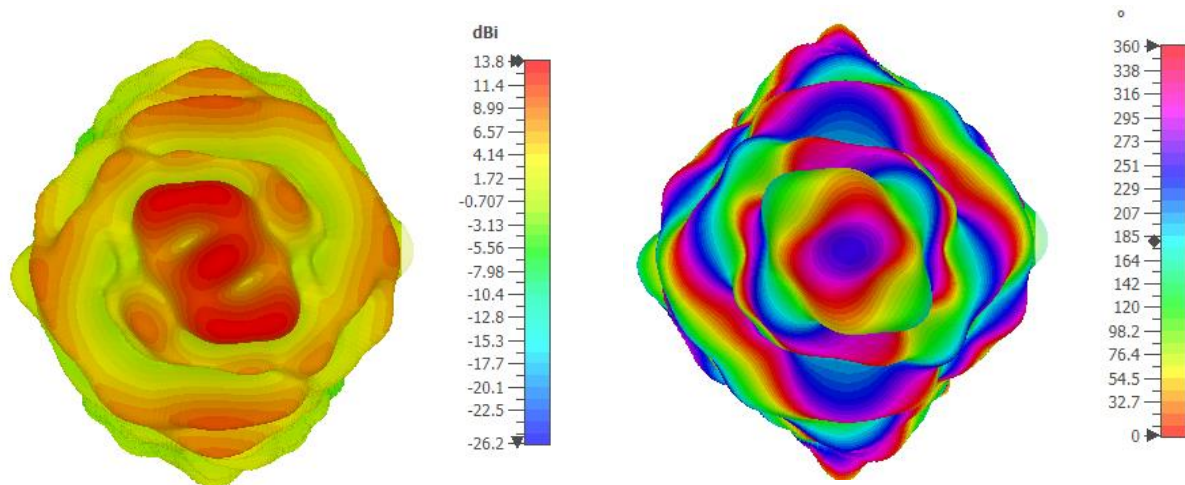


Figura 65. a) Diagrama de campo lejano para $L=2$. b) Diagrama de fases para $L=2$, 2-bit con una estructura de 15×15

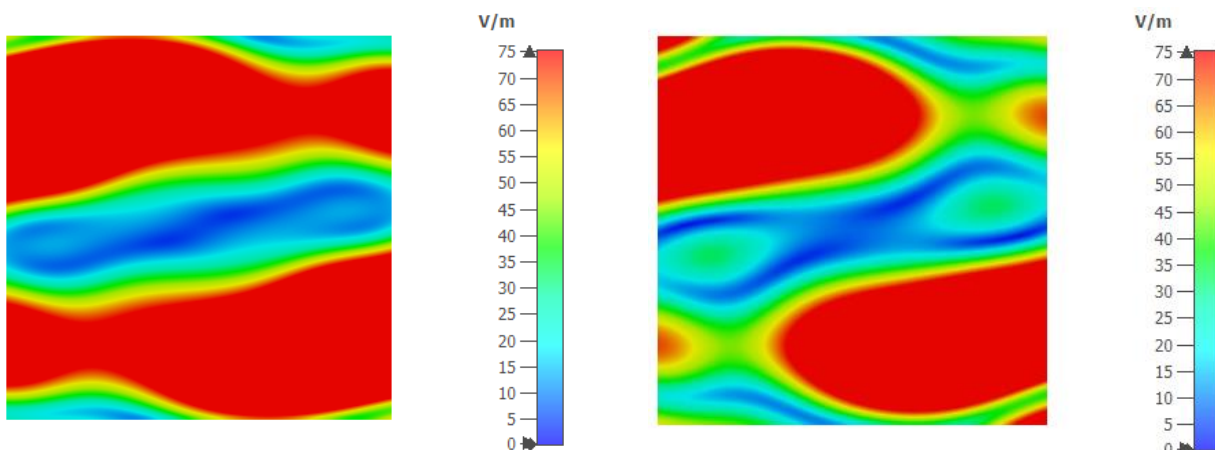


Figura 66. Representación de un corte transversal del campo eléctrico para dos tiempos distintos para $L=2$ en la estructura de 2-bit y 15×15

Si nos fijamos en modos superiores como el $L=4$ se obtienen los siguientes diagramas:

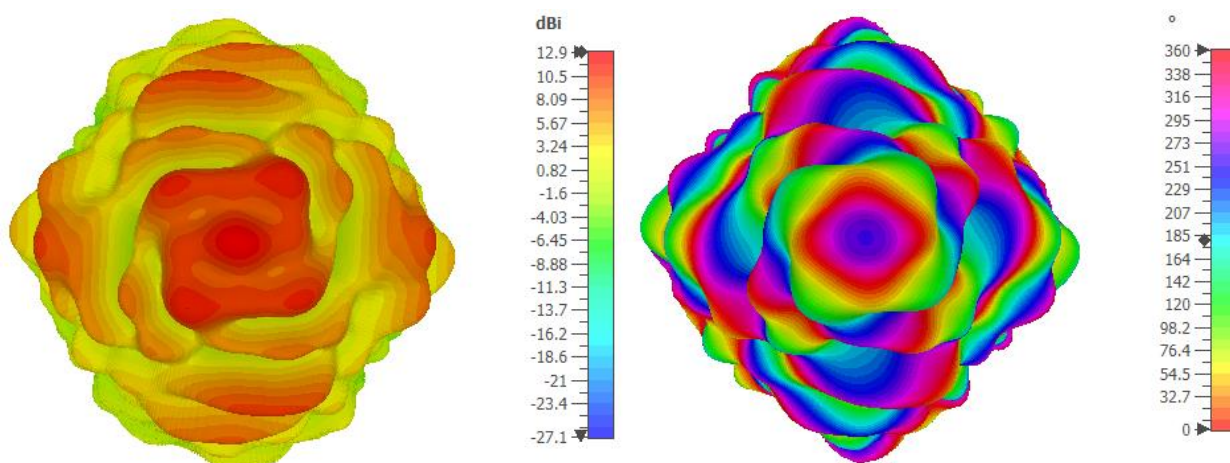


Figura 67. a) Diagrama de campo lejano para $L=4$. b) Diagrama de fases para $L=4$, 2-bit con una estructura de 15×15

De igual forma para el **campo eléctrico** se obtienen resultados pocos satisfactorios:

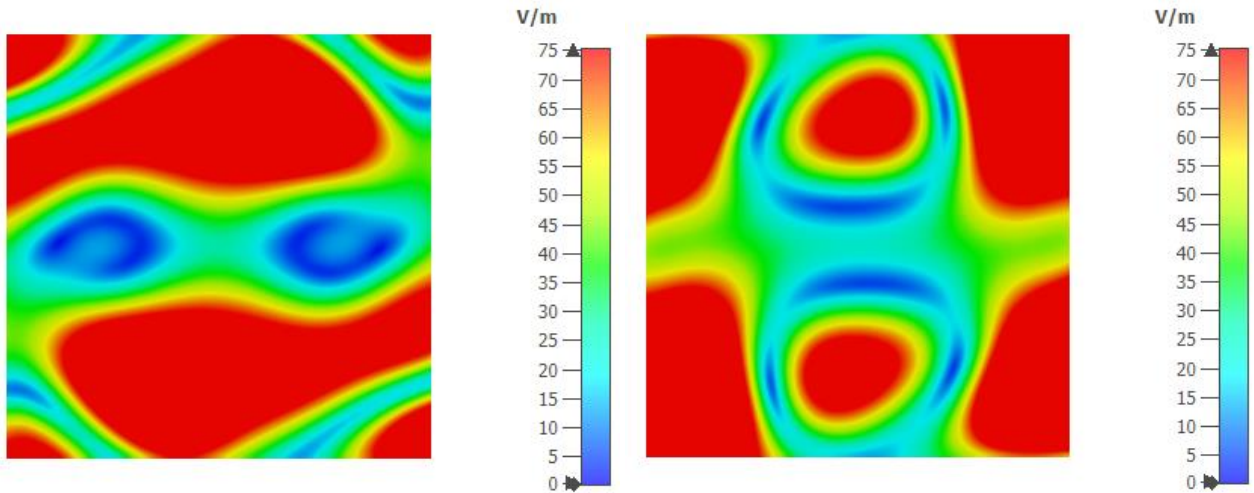


Figura 68. Representación de un corte transversal del campo eléctrico para dos tiempos distintos para $L=4$ en la estructura de 2-bit y 15×15

Al igual que para el caso de 1-bit, se aprecia la incoherencia de los resultados respecto a la metaestructura de 40×40 (Fig.67-68). La **pérdida de calidad en los resultados** para esta estructura de 15×15 se debe a la **baja resolución** de la estructura total, obteniéndose unos **tableros de desfases** más pobres debido a la limitación de espacio:

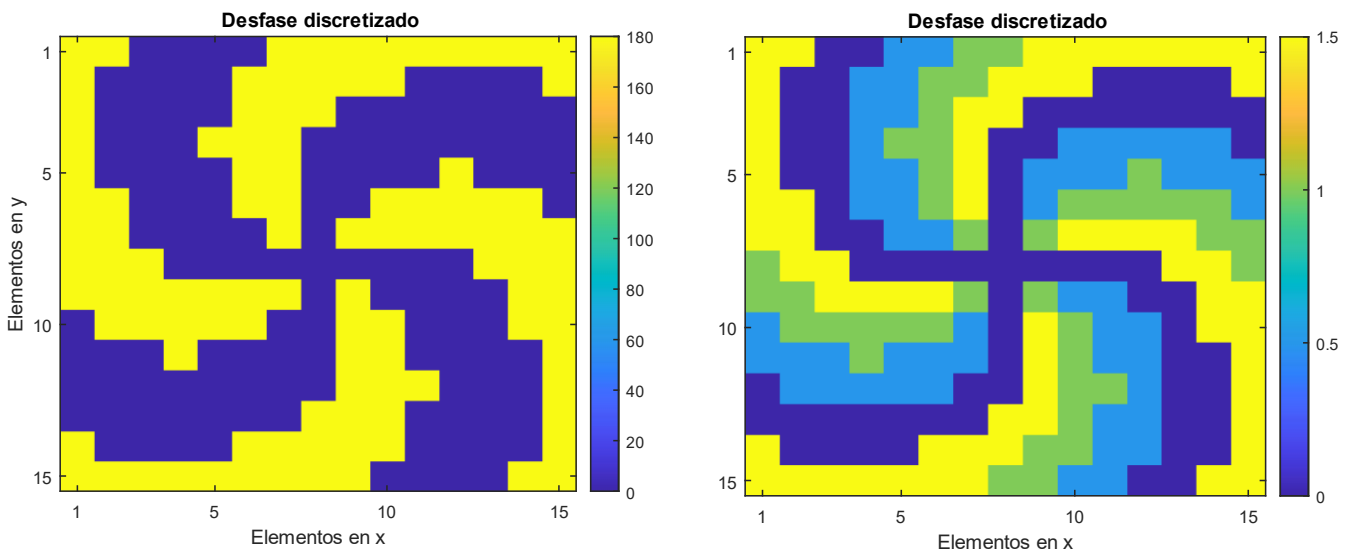


Figura 69. Tableros de desfase de 1-bit y 2-bit respectivamente para $L=4$ en un 15×15

5. Conclusiones

El **objetivo principal** de este trabajo consistía en el diseño de diversas metasuperficies con la capacidad de generar ondas con momento angular orbital mediante reflexión y transmisión. Podemos afirmar que se ha cumplido al obtener una metasuperficie en 3D con un diseño robusto que permite generar modos desde $L=1$ hasta $L=10$ con muy buena definición y calidad mediante transmisión.

Gracias a la extensa búsqueda bibliográfica se ha podido identificar el principal problema en la generación de estas ondas; encontrándose como solución las metasuperficies con diversa disposición geométrica. Se ha estudiado la generación de dichos modos a través de UCAs con el fin de identificar un cambio apreciable en la fase que sirviera como base para analizar resultados posteriores. **Las principales conclusiones a extraer han sido las siguientes:**

- Las ondas electromagnéticas son capaces de transportar momento angular orbital y además distintos modos son ortogonales entre sí, no interaccionando.
- Actualmente existe un problema en la generación estable de dichas ondas.
- Se ha diseñado un programa en MATLAB capaz de calcular el desfase necesario para controlar la dirección de apuntamiento y generación de OAMs mediante tableros con metasuperficies.
- Se han diseñado celdas individuales que funcionan a reflexión y transmisión.
- Se han simulado un total de diez tableros individuales de 40×40 y 15×15 , **obteniéndose mejores resultados para las estructuras de 2-bits.**
- Se ha diseñado un sistema versátil de generación de distintos OAMs y se caracterizado electromagnéticamente su comportamiento mediante el software CST-Studio.

En cuanto a los **horizontes futuros**, se hace necesario una mayor comprensión de estas ondas para que, utilizando solamente una configuración de tablero, sea posible una generación multimodal. Esto será necesario para los sistemas futuros de reconstrucción de imagen (*imaging*), ya que para aumentar la resolución de los mismos será necesario discernir entre los diversos modos que interaccionen con los objetos. También se hace necesario estudiar el **límite inferior con el cual se obtienen buenos resultados para estructuras de 1-bit**, de forma que se pueda investigar en una **posible reconfiguración electrónica** una vez se adquiera para alcanzar dicha generación multimodal.

Finalmente, se destaca la **simpleza de la estructura a transmisión diseñada**, siendo fácilmente imprimible en 3D y posteriormente medida en el laboratorio en un corto plazo de tiempo. Respecto a los conocimientos adquiridos, estos sentarán la base del actual programa de doctorado cursado, llegando a nacer una publicación científica a raíz de la invención de las estructuras presentadas en este proyecto.

Bibliografía

- [1] Mansuripur, M. (2011). Spin and orbital angular momenta of electromagnetic waves in free space. *Physical Review A*, 84(3). doi:10.1103/physreva.84.033838.
- [2] Allen, L., Beijersbergen, M. W., Spreeuw, R. J. C., & Woerdman, J. P. (1992). Orbital angular momentum of light and the transformation of Laguerre-Gaussian laser modes. *Physical Review A*, 45(11), 8185–8189. doi:10.1103/physreva.45.8185.
- [3] Shen, Y., Wang, X., Xie, Z. et al. Optical vortices 30 years on: OAM manipulation from topological charge to multiple singularities. *Light Sci Appl* 8, 90 (2019). <https://doi.org/10.1038/s41377-019-0194-2>
- [4] Olivier Emile, Christian Brousseau, Janine Emile. Energy and angular momentum transfers from an electromagnetic wave to a copper ring in the UHF band. *Comptes Rendus. Physique, Académie des sciences (Paris)*, 2017, 18 (2), pp.137. 10.1016/j.crhy.2016.12.003. hal-01443103
- [5] Barnett, S. M., & Allen, L. (1994). Orbital angular momentum and nonparaxial light beams. *Optics Communications*, 110(5-6), 670–678. doi:10.1016/0030-4018(94)90269-0
- [6] Takenaka, T., Yokota, M., & Fukumitsu, O. (1985). Propagation of light beams beyond the paraxial approximation. *Journal of the Optical Society of America A*, 2(6), 826. doi:10.1364/josaa.2.000826.
- [7] Zhang, Wang, Yuan, & Burokur. (2020). A Review of Orbital Angular Momentum Vortex Beams Generation: From Traditional Methods to Metasurfaces. *Applied Sciences*, 10(3), 1015. doi:10.3390/app10031015.
- [8] Liu, K., Cheng, Y., Yang, Z., Wang, H., Qin, Y., & Li, X. (2015). Orbital-Angular-Momentum-Based Electromagnetic Vortex Imaging. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 14, 711–714. doi:10.1109/lawp.2014.2376970
- [9] Takenaka, T., Yokota, M., & Fukumitsu, O. (1985). Propagation of light beams beyond the paraxial approximation. *Journal of the Optical Society of America A*, 2(6), 826. doi:10.1364/josaa.2.000826.
- [10] Dong, X., Sun, H., Gu, C., Xu, B., & Wang, K. (2018). Multiple Vortex Electromagnetic Wave Generation Based on Ultra-Wideband Reflective Metasurface. 2018 International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology (ICMMT). doi:10.1109/icmmt.2018.8563825.
- [11] Plick, W. N., & Krenn, M. (2015). Physical meaning of the radial index of Laguerre-Gauss beams. *Physical Review A*, 92(6). doi:10.1103/physreva.92.063841.
- [12] Thidé, B., Then, H., Sjöholm, J., Palmer, K., Bergman, J., Carozzi, T. D., ... Khamitova, R. (2007). Utilization of

Photon Orbital Angular Momentum in the Low-Frequency Radio Domain. *Physical Review Letters*, 99(8). doi:10.1103/physrevlett.99.087701

[13] Massari, M., Ruffato, G., Gintoli, M., Ricci, F., & Romanato, F. (2015). Fabrication and characterization of high-quality spiral phase plates for optical applications. *Applied Optics*, 54(13), 4077. doi:10.1364/ao.54.004077

[14] Mari, E., Spinello, F., Oldoni, M., Ravanelli, R. A., Romanato, F., & Parisi, G. (2015). Near-Field Experimental Verification of Separation of OAM Channels. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 14, 556–558. doi:10.1109/lawp.2014.2369536

[15] Niemiec, R., Brousseau, C., Mahdjoubi, K., Emile, O., & Menard, A. (2014). Characterization of an OAM antenna using a flat phase plate in the millimeter frequency Band. The 8th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP 2014). doi:10.1109/eucap.2014.6902460

[16] L. Zhu and A. Wang, "Flexible Generation of Orbital Angular Momentum (OAM) Mode Array by Employing Phase Grating," 2019 Asia Communications and Photonics Conference (ACP), 2019, pp. 1-3.

[17] Mahmoudi, F. E., & Walker, S. D. (2013). 4-Gbps Uncompressed Video Transmission over a 60-GHz Orbital Angular Momentum Wireless Channel. *IEEE Wireless Communications Letters*, 2(2), 223–226. doi:10.1109/wcl.2013.012513.120686

[18] Tamburini, F., Mari, E., Thidé, B., Barbieri, C., & Romanato, F. (2011). Experimental verification of photon angular momentum and vorticity with radio techniques. *Applied Physics Letters*, 99(20), 204102. doi:10.1063/1.3659466

[19] Feng, R., Yi, J., Burokur, S. N., Kang, L., Zhang, H., & Werner, D. H. (2018). Orbital angular momentum generation method based on transformation electromagnetics. *Optics Express*, 26(9), 11708. doi:10.1364/oe.26.011708

[20] Bai, Q., Tennant, A., & Allen, B. (2014). Experimental circular phased array for generating OAM radio beams. *Electronics Letters*, 50(20), 1414–1415. doi:10.1049/el.2014.2860

[21] A. Papathanasopoulos and Y. Rahmat-Samii, "A Review on Orbital Angular Momentum (OAM) Beams: Fundamental Concepts, Potential Applications, and Perspectives," 2021 XXXIVth General Assembly and Scientific Symposium of the International Union of Radio Science (URSI GASS), 2021, pp. 1-4, doi: 10.23919/URSIGASS51995.2021.9560285

[22] Yu, S., Li, L., Shi, G., Zhu, C., Zhou, X., & Shi, Y. (2016). Design, fabrication, and measurement of reflective metasurface for orbital angular momentum vortex wave in radio frequency domain. *Applied Physics Letters*, 108(12), 121903. doi:10.1063/1.4944789

- [23] Y. Zhang, Y. Lyu, H. Wang, X. Zhang and X. Jin, "Transforming Surface Wave to Propagating OAM Vortex Wave via Flat Dispersive Metasurface in Radio Frequency," in *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 17, no. 1, pp. 172-175, Jan. 2018, doi: 10.1109/LAWP.2017.2779269.
- [24] Ran, Y., Liang, J., Cai, T., Ji, W., & Wang, G. (2018). High-performance broadband vortex beam generator based on double-layered reflective metasurface. *AIP Advances*, 8(9), 095201. doi:10.1063/1.5026888
- [25] Ran, Y., Liang, J., Cai, T., & Li, H. (2018). High-performance broadband vortex beam generator using reflective Pancharatnam-Berry metasurface. *Optics Communications*, 427, 101-106. doi: 10.1016/j.optcom.2018.06.041
- [26] Wang, H., Li, Y., Han, Y., FAN, Y., Sui, S., Chen, H., ... Qu, S. (2019). Vortex beam generated by circular-polarized metasurface reflector antenna. *Journal of Physics D: Applied Physics*. doi:10.1088/1361-6463/ab1742
- [27] D. Zhang, X. Cao, H. Yang and J. Gao, "Radiation Performance Synthesis for OAM Vortex Wave Generated by Reflective Metasurface," in *IEEE Access*, vol. 6, pp. 28691-28701, 2018, doi: 10.1109/ACCESS.2018.2839099.
- [28] Jiaqi Han, Long Li, Hao Yi, and Yan Shi, "1-bit digital orbital angular momentum vortex beam generator based on a coding reflective metasurface," *Opt. Mater. Express* 8, 3470-3478 (2018)
- [29] Ding, X., Monticone, F., Zhang, K., Zhang, L., Gao, D., Burokur, S. N., ... Alù, A. (2014). Ultrathin Pancharatnam-Berry Metasurface with Maximal Cross-Polarization Efficiency. *Advanced Materials*, 27(7), 1195-1200. doi:10.1002/adma.201405047
- [30] Y. Wang et al., "Generation of High-Efficiency Vortex Beam Carrying OAM Mode Based on Miniaturized Element Frequency Selective Surfaces," in *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 55, no. 10, pp. 1-4, Oct. 2019, Art no. 7501104, doi: 10.1109/TMAG.2019.2919715.
- [31] Liu, Y., Ke, Y., Luo, H., & Wen, S. (2016). Photonic spin Hall effect in metasurfaces: a brief review. *Nanophotonics*, 6(1), 51-70. doi:10.1515/nanoph-2015-0155
- [32] M. R. Akram, X. Bai, R. Jin, G. A. E. Vandenbosch, M. Premaratne and W. Zhu, "Photon Spin Hall Effect-Based Ultra-Thin Transmissive Metasurface for Efficient Generation of OAM Waves," in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 67, no. 7, pp. 4650-4658, July 2019, doi: 10.1109/TAP.2019.2905777.
- [33] O. Edfors and A. J. Johansson, "Is Orbital Angular Momentum (OAM) Based Radio Communication an Unexploited Area?," in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 60, no. 2, pp. 1126-1131, Feb. 2012, doi: 10.1109/TAP.2011.2173142.

[34] Willner, A. E., & Liu, C. (2020). Perspective on using multiple orbital-angular-momentum beams for enhanced capacity in free-space optical communication links. *Nanophotonics*, 10(1), 225-233. doi:10.1515/nanoph-2020-0435

[35] Liu, K., Cheng, Y., Gao, Y., Li, X., Qin, Y., & Wang, H. (2017). Super-resolution radar imaging based on experimental OAM beams. *Applied Physics Letters*, 110(16), 164102. doi:10.1063/1.4981253

[36] K. Liu, Y. Cheng, H. Wang and C. Luo, "OAM-based Imaging with Cylinder-shaped Arrays," 2020 International Symposium on Antennas and Propagation (ISAP), 2021, pp. 359-360, doi: 10.23919/ISAP47053.2021.9391412.

[37] Jiaqi Han, Long Li, Hao Yi, and Yan Shi, "1-bit digital orbital angular momentum vortex beam generator based on a coding reflective metasurface," *Opt. Mater. Express* 8, 3470-3478 (2018)

[38] Dong, X., Sun, H., Gu, C., Xu, B., & Wang, K. (2018). Multiple Vortex Electromagnetic Wave Generation Based on Ultra-Wideband Reflective Metasurface. 2018 International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology (ICMMT). doi:10.1109/icmmt.2018.8563825

[39] Base de datos sobre elementos y tecnologías de RF <https://www.everythingrf.com/tech-resources/waveguides-sizes>