



UNIVERSITAT
POLITÈCNICA
DE VALÈNCIA

— **TELECOM** ESCUELA
TÉCNICA **VLC** SUPERIOR
DE **UPV** INGENIEROS
DE TELECOMUNICACIÓN

Control dinámico del apuntamiento en arrays de ranuras usando superficies de textura variable

Alessandro Aloisi

Tutor: Alejandro Valero Nogueira

Cotutor: Paolo Nepa

Trabajo Fin de Máster presentado en la Escuela Técnica Superior de Ingenieros de Telecomunicación de la Universitat Politècnica de València, para la obtención del Título de Máster en Ingeniería de Telecomunicación

Curso 2016-17

Valencia, 04 de julio de 2017

Indice

Resumen	6
Introducción	7
Capítulo 1	10
Cristales Fotónicos Teoria y Applicaciones	10
1.1. Introducción	10
1.2. Cristales Fotónicos.....	11
1.3. Definiciones y relaciones fundamentales	13
1.4. Estructura de bandas	16
1.4.1. La zona de Brillouin	18
1.4.2. Zona de Brillouin de redes bidimensionales	19
1.5. Principales aplicaciones de los cristales fotónicos.....	20
1.6. Cristales fotónicos bidimensionales	21
Capítulo 2	23
Estudio preliminar de una estructura a PBG bidimensional	23
2.1. Evaluación de los parámetros de simulación y diseño del modelo a PBG.	25
2.1.1. Condiciones de contorno.....	26
2.2. Variación del modelo a PBG	30
2.3. Cálculo de la constante dieléctrica relativa.....	32
2.3.1. Setup y simulación.....	32
2.3.2. Script Matlab	33
2.3.3. Resultados	35
Capítulo 3	38
Estudio de superficies de textura variable	38
3.1. Guía de onda con una capa de dieléctrico.....	38

3.1.1.	Setup y condiciones de contorno.....	42
3.1.2.	Resultados	43
3.2.	Guía de onda con una estructura variable de postes metallicos.....	46
3.2.1.	Simulaciones y resultados.....	47
3.3.	Ejemplo Lente de Luneberg.....	52
 Capitolo 4		57
Modelo de antena por el control dinámico del apuntamiento en arrays de ranuras usando superficies de textura variable.....		57
4.1.	Guía de onda ridge gap.....	59
4.1.1.	Radiating Slot Pair	66
4.1.2.	Optimización con ridge corrugado	70
4.1.3.	Optimización de la rampa de acceso al ridge	73
4.2.	Alimentación	75
4.3.	Modelo de antena sin postes laterales	79
4.4.	Modelo de antena con postes laterales.....	84
4.5.	Conclusiones	90
 Referencias		92

Resumen

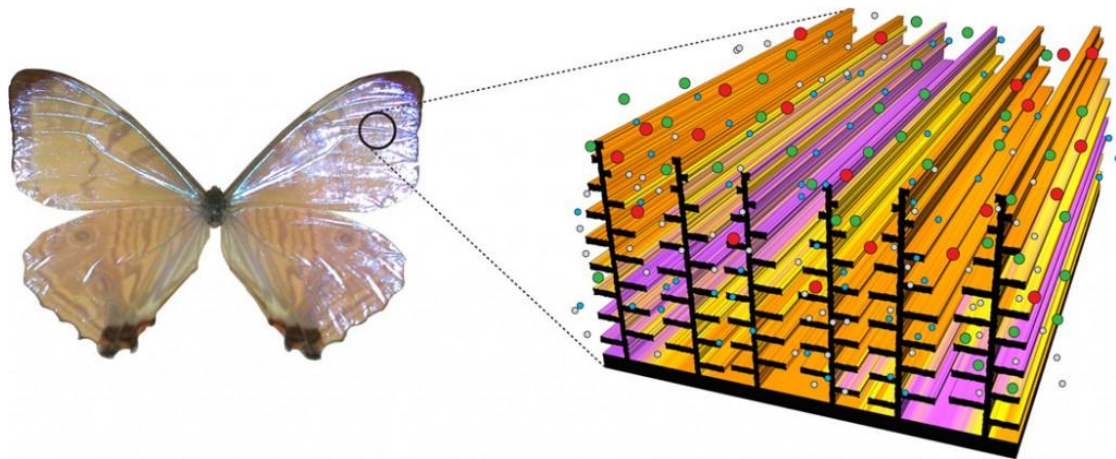
Este trabajo de tesis tiene como objetivo el estudio experimental y la planificación de un aparato para el control dinámico del apuntamiento en arrays de ranuras usando superficies de textura variable. Particularidad de este aparato es explotar la ley de Snell sin utilizar diferentes materiales dieléctricos. El equivalente dieléctrico será realizado por una estructura periódica de postes metálicos cuyas dimensiones y alturas serán la clave para controlar la propagación de la onda electromagnética dentro de la antena. El primer paso ha sido estudiar la propagación de la onda dentro de una guía de onda en la que hemos introducido postes metálicos. Una vez concluida las simulaciones en las que hemos variado la altura de los postes metálicos, hemos realizado una tabla de correspondencia entre altura de los postes y la constante dieléctrica relativa. Gracias a esta tabla se ha realizado la primera parte del aparato, o bien, una superficie estructurada de postes metálicos que tendrá las mismas características de un material dieléctrico. En el último capítulo explicaremos como eliminar las aproximaciones introducidas en las simulaciones, como las condiciones de contorno ideales, para conseguir un aparato más real. Utilizaremos una estructura de tipo "ridge gap corrugado", con adaptación de una rampa, para canalizar la onda en más ramas; realizaremos un "array de parejas de slot radiantes paralelos" permitiendo reducir al mismo tiempo los fenómenos de reflexión; y por fin la adaptación de una alimentación en guía de onda rectangular con ranuras longitudinales. Los distintos bloques serán estudiados y adaptados separadamente para ser unidos al final en un único modelo de antena para un análisis final de las características y de los resultados conseguidos.

Para este trabajo hemos estudiado una estructura bidimensional fija de postes metálicos por el control dinámico del apuntamiento, sin embargo, la idea es que en un futuro, cuando avance la tecnología, esos postes puedan modificar su altura dinámicamente.

Introducción

La llegada de INTERNET ha conducido a una solicitud sin precedentes de ancho de banda en las redes de telecomunicaciones. De aquí ha nacido la necesidad de desarrollar nuevas tecnologías avanzadas que permitan procesar datos a alta velocidad. Es reconocido ampliamente, sin embargo, que sólo los circuitos fotónicos pueden absolver a este papel. Uno de los límites mayores para conseguir este objetivo es el nivel de integración actualmente alcanzable con los circuitos fotónicos que sólo pueden desarrollar pocas funciones en el mismo chip. La razón principal es la dimensión de los componentes fotónicos, que se extiende típicamente en algunos mm. Los cristales fotónicos, (Photonic Crystals, PC o Photonic Band-Gap, PBG), pueden ser empleados para superar este límite. Los nuevos componentes ópticos basados en guías de onda a cristales fotónicos pueden tener órdenes de tamaño más pequeño de aquellos convencionales, permitiendo un nivel de integración comparable al VLSI en electrónica.

Tal como los semiconductores electrónicos representan el corazón de estas chip y por lo tanto de los ordenadores, igualmente los “semiconductores de luz” representan el primer paso por una nueva revolución en el campo de la informática y las comunicaciones del siglo XXI. Los fotones, o bien los cuantos de luz, son los nuevos actores llamados a reemplazar los correspondientes electrones en el gran teatro de las modernas tecnologías. ¿Pero como funcionan estos detalles materiales? Antes de afrontar este problema es conveniente dar un paso atrás y echar un vistazo al mundo que nos circunda. En los últimos años los científicos han descubierto que la irización producida por algunos animales, cuales por ejemplo pájaros y mariposas, son a menudo debida a microscópicas estructuras reticulares presentes en superficie capaz de reflejar determinadas longitudes de onda y absorber otras de ello, asumiendo así diferentes tonalidades de color aunque la superficie misma resultara totalmente carente.



Este fenómeno ha sido atribuido a la presencia de un "gap" de banda fónica inducido por la estructura reticular periódica. Al interior de los clásicos semiconductores electrónicos, la disponibilidad de electrones por encima de uno tan dicho "gap de banda", es decir de un intervalo de energías dentro del que es impedido a los electrones propagarse por el semiconductor, y de lagunas debajo de la misma determina la presencia de un flujo de corriente fácilmente controlable. Mediante el control de estas corrientes es posible construir simples funciones lógicas y, a partir de este, complejas estructuras representantes los ladrillos base de los más modernos procesadores. Al mismo modo los "semiconductores de luz" poseen un "gap de banda fónica artificial" constituido por un juego de longitudes de onda al que no es permitida la propagación en el medio mismo, justo como ocurre, de modo incompleto, en el mundo animal. Los elementos base para acceder a este tipo de fenomenología son esencialmente la presencia de una estructura regular y un alto índice de refracción. El resultado es representado por la posibilidad de controlar las propiedades de la radiación electromagnética en un modo absolutamente nuevo y único.

La estructura de bandas de los cristales fotónicos ofrece muchas posibilidades para la manipulación de ondas electromagnéticas. Durante los últimos años las investigaciones han ido principalmente enfocadas a las posibles aplicaciones que estos cristales pueden tener en el área de las telecomunicaciones. Actualmente, la atención es focalizada sobre todo sobre las guías de onda, que son los bloques de base de los circuitos integrados fotónicos.

La idea que está a la base de este proyecto es estudiar una guía de onda caracterizada por una superficie de postes metálicos entre dos superficies metálicas paralelas infinitas. Mediante la variación de la altura de los postes o por la inserción de defectos en la periodicidad de los postes metálicos podemos cambiar las características de propagación de la onda.

En las siguientes figuras se muestran dos ejemplos de como se podría cambiar la altura de los postes metálicos de modo dinámico. Se trata de un dispositivo muy famoso, llamado *pin art*, que permite formar imágenes en relieve mediante el desplazamiento de varillas cilíndricas muy delgadas, guiadas por una malla adecuada y sostenidas en un marco.



Con el avanzar de la tecnología, pronto será posible realizar este dispositivo de modo electrónico. A partir de los estudios teóricos efectuados en este proyecto, y la tecnología apropiada, será posible realizar un único dispositivo capaz de desempeñar diferentes funciones actuando tan solo sobre la altura de los postes metálicos.



Capítulo 1

Cristales Fotónicos Teoria y Aplicaciones

1.1. Introducción

La fotónica se ha estudiado por más de dos décadas con el fin de trabajar en la construcción, desarrollo y manipulación de la luz especialmente de estructuras cristalinas a escala nanométrica para ser empleadas en las telecomunicaciones, computación, celdas solares hasta biosensores, y demás aplicaciones que han sido de gran utilidad en la actualidad como lo es en la biomédica.

Dentro de la investigación en Ciencias Naturales de los últimos tiempos los materiales que presentan una formación periódica en sus estructuras, se han convertido en el centro de interés para la comunidad científica, cabe resaltar que las estructuras que más se destacan son los materiales tanto electromagnéticos como acústicos y los cristales fotónicos como lo menciona Erik P, Navarro-Baron y colaboradores [1]. También se menciona que una de las características más sobresalientes de estos materiales, es la forma en que controlan el uso de las ondas en su interior en cualquiera de los dos casos (electromagnética o acústica) “En el caso de los cristales fotónicos, destaca su capacidad de confinar las ondas de luz de ciertas frecuencias, esto debido a que la transmisión de un conjunto de frecuencias dentro del cristal está prohibida” [2]. Así pues, el campo de la nanotecnología ha experimentado un gran

auge ya que pone en el mercado materiales y dispositivos formados por objetos pequeñísimos que ofrecen diversas propiedades [3]. Y más importante aún, es el hecho de que este tipo de materiales tiene entre sus tantas aplicaciones su aporte a la Biomedicina para tratamiento médico, en el caso de los biosensores o detectores químicos como es mencionado en [4-7].

1.2. Cristales Fotónicos

En 1987 cuando E. Yablonovich y S. Jonh propusieron de forma simultánea e independiente, el concepto de cristal fotónico que de ahora en adelante denotaremos con la sigla CF (Cristal Fotónico) [8], correspondiente a una aplicación específica de la Fotónica, que es la ciencia que da forma (moldea) a un flujo de “luz” con el propósito de transportar, amplificar y generar una señal eléctrica modulada a partir de un grupo de fotones o soportar una función lógica Booleana. Es por ello que la fotónica, es entendida como la manipulación de la luz a una escala espacial considerablemente más pequeña de longitud de onda [9]. Así pues, los Cristales Fotónicos se definen como materiales microestructurados en los que la luz se comporta como los electrones en un semiconductor, produciendo una estructura de bandas que incluye bandas prohibidas o bandgaps, estos permiten detectar, generar y controlar vibraciones mecánicas. Según su estructura, son compuestos de dieléctricos periódicos o metales dieléctricos que son diseñados para afectar la propagación de las ondas electromagnéticas, del mismo modo como el semiconductor afecta la propagación de los electrones como se menciona en [10]. Los cristales fotónicos, en términos de la configuración atómica con forma de una red cristalina, tienen una disposición periódica de átomos o moléculas que presentan un potencial periódico para la propagación de un electrón a través de este. El potencial periódico en un cristal semiconductor afecta el movimiento del electrón por definición en las bandas de energía permitidas y prohibidas [11]. Los cristales fotónicos se clasifican según las dimensiones de periodicidad como se muestra en la figura 1.1, donde se puede apreciar un ejemplo de la distribución en diferentes tipos de cristal fotónico. En la figura 1.1(a) se respresenta la estructura de un cristal monodimensional que consiste

en un sistema de multicapas en las que el índice de refracción varía alternativamente; en la figura 1.1(b) se encuentra el cristal bidimensional como una red de cilindros inmersos en un medio de distinto índice de refracción, por último, se observa un cristal tridimensional que se puede tomar como un empaquetamiento de esferas en un medio de diferente índice de refracción [6].

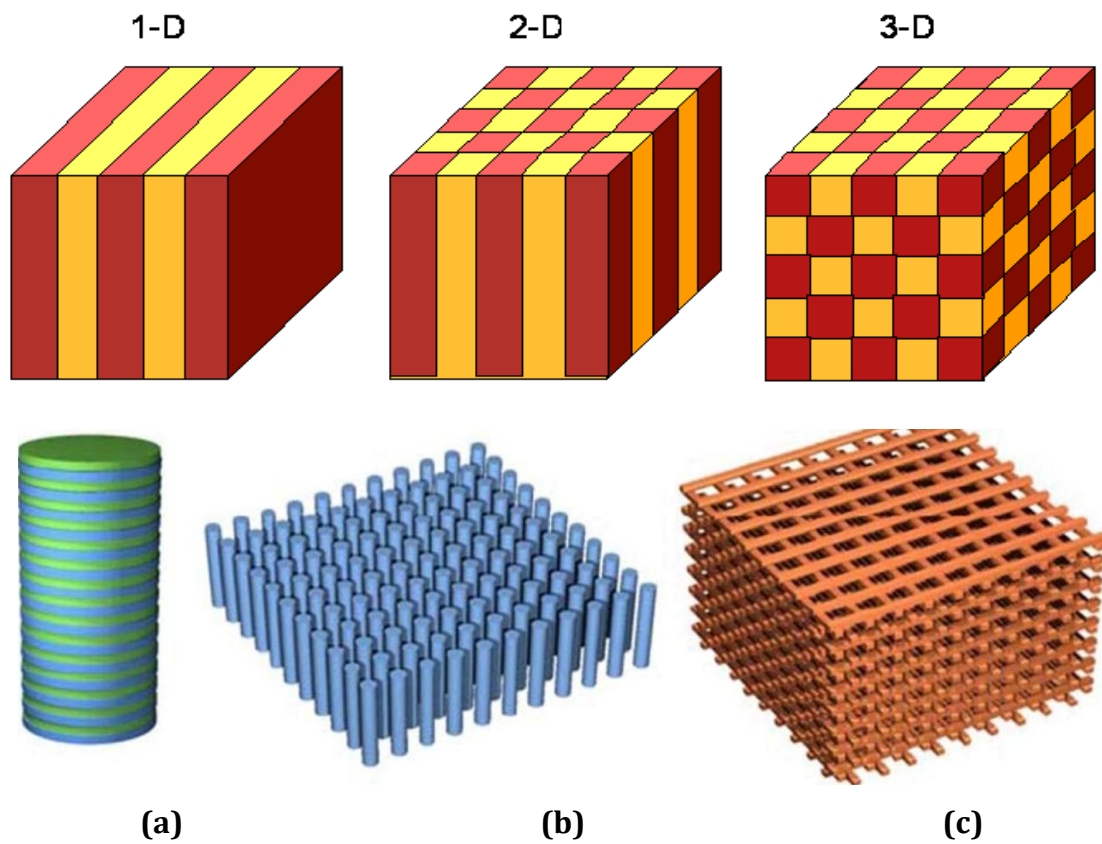


Figura 1.1: Cristales fotónicos de **(a)** 1-D, **(b)** 2-D y **(c)** 3-D. Los colores representan los distintos valores del índice de refracción.

Según lo anterior, se puede inferir que un parámetro fundamental de los CF es la distancia que separa una capa de un índice de refracción con la siguiente capa del mismo material, se denomina periodo y está directamente relacionada con la longitud de onda de los fotones que se propagan. Por ello, la longitud de la onda dentro del

espectro visible y del infrarrojo cercano, se trabaja entonces en la escala de los nanómetros. Otras propiedades importantes según [12] de los CF son: (i) La existencia de una banda fotónica prohibida (Photonic Band Gap, PBG por sus siglas en inglés), en la que la radiación en el interior del cristal no está permitida, y que permite la existencia de modos localizados al introducir defectos puntuales (cavidades) o lineales (guías). (ii) La propagación de modos de Bloch sin pérdidas con unas condiciones especiales definidas por el diagrama de bandas del cristal. Las excepcionales propiedades electromagnéticas de estos compuestos los convierte en los principales candidatos a servir como soporte tecnológico en el desarrollo futuro de circuitos nanofotónicos que sustituyan a los circuitos microelectrónicos actuales con sus problemas y limitaciones. Frente a eso, es importante reconocer que existe una analogía entre el comportamiento de los fotones en un CF y el de los electrones en un semiconductor. Mientras que el comportamiento de los electrones obedece a la ecuación Schrödinger, los fotones se rigen por las ecuaciones de Maxwell. Por tanto, también existe una analogía entre el efecto del potencial cristalino sobre los electrones, y la variación periódica del índice de refracción sobre los fotones [6].

1.3. Definiciones y relaciones fundamentales

Como ya evidenciado, el "Photonic Bandgap" es una característica de la propagación de la onda electromagnética en estructuras periódicas. En este caso se habla de estructura a bandas. La propagación de la onda dentro de estas estructuras es dispersiva ya que la velocidad de fase depende de la frecuencia. Para comprender mejor los mecanismos que inducen la formación de las bandas de energía se puede valorar un paralelo con la teoría de los semiconductores. Usar la palabra "fotónico" tiene la misma connotación de la palabra "electrónico" cuando se hace referencia a las propiedades de los semiconductores. El lenguaje de las partículas ahora es mezclado a la descripción de los fenómenos de la onda.

En el tratamiento de los cristales fónicos intervienen algunas relaciones fundamentales:

Velocidad de fase: Expresa la relación entre ordenada y abscisa en un cualquier punto de la curva de dispersión:

$$v_p = \frac{\omega}{k}$$

dónde ω es la frecuencia angular, y k es la amplitud del vector de onda;

Velocidad de grupo: Define la inclinación de la curva de dispersión:

$$v_g = \frac{d\omega}{dk}$$

Relación energía-frecuencia óptica:

$$\omega h = v h = E$$

con h constante de Planck ($\sim 6.6 \cdot 10^{-34}$ J·s);

Relación De Broglie:

$$p = \frac{h}{\lambda}$$

Relación entre vectores de onda: En un medio con índice de refracción n , el vector de onda se expresa como:

$$k = nk_0 = n \frac{\omega}{c}$$

dónde c representa la velocidad de la luz en el vacío;

Constante de propagación:

$$\beta = \frac{2\pi}{\lambda_{ef}} = \frac{2\pi}{\lambda_0} \sqrt{\epsilon_{ef}} = \frac{2\pi}{c} f \sqrt{\epsilon_{ef}}$$

Para profundizar el estudio de los cristales fotonicos es necesario introducir el concepto de *light-line*. La *light-line* es una semirrecta que pasa por el origen de un diagrama ω - k . Las definiciones de *light-line* del espacio libre y *light-line* del sustrato permiten la individuación de útiles referencias para analizar la propagación de ondas electromagnéticas dentro de estructuras a PC (Photonic Crystal) transversalmente limitadas. En general la inclinación de la *light-line* en el espacio libre es la velocidad de la luz en el vacío ($3 \times 10^8 \text{ m}\cdot\text{s}^{-1}$), mientras la *light-line* por un medio específico tiene la inclinación dada por la relación c/n , dónde n es el índice de refracción del medio. Por lo tanto se puede pensar de realizar el diagrama para una guía de onda y la correspondiente *light-line*, Figura 2.1.

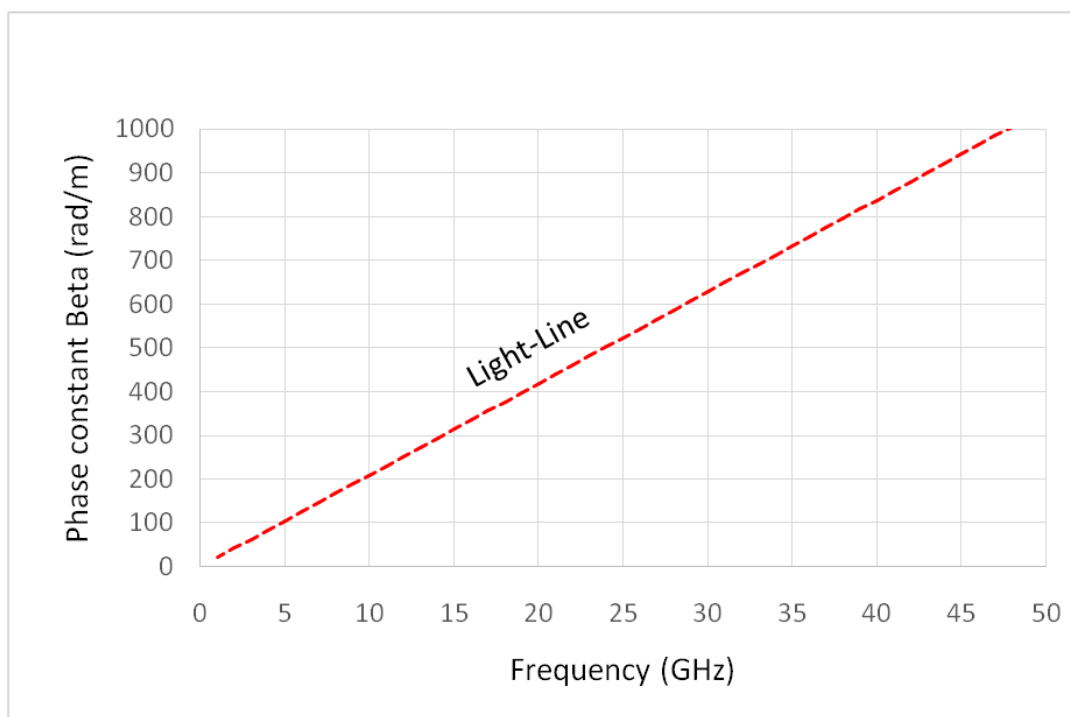


Figura 2.1 : Light-Line.

1.4. Estructura de bandas

Para el caso de sólidos cristalinos, la periodicidad del potencial eléctrico asociada a la estructura del material determina el transporte de electrones en el interior del cristal a través de una relación de dispersión más conocida como estructura de bandas electrónicas. Análogamente, la modulación periódica del índice de refracción existente en un cristal fotónico, también determina una estructura de bandas fotónica que, a su vez, determina la propagación de fotones en el interior del material.

La propagación de la luz en cualquier medio material viene descrita por las ecuaciones de Maxwell:

$$\begin{aligned}\nabla \cdot \mathbf{D} &= \rho_{\text{libre}} & \nabla \times \mathbf{E} &= -\frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t} \\ \nabla \cdot \mathbf{B} &= 0 & \nabla \times \mathbf{H} &= \frac{\partial \mathbf{D}}{\partial t} + \mathbf{j}_{\text{libre}}\end{aligned}$$

donde \mathbf{E} y \mathbf{H} son los vectores campo eléctrico y magnético respectivamente, \mathbf{D} es el vector desplazamiento eléctrico, \mathbf{B} el vector inducción magnética, ρ_{libre} es la densidad de carga eléctrica y $\mathbf{j}_{\text{libre}}$ la densidad de corriente. Ya que, en el caso estudiado, nos encontramos con un material dieléctrico, en ausencia de cargas y corrientes, $\rho_{\text{libre}} = \mathbf{j}_{\text{libre}} = 0$.

Para la resolución de estas ecuaciones se suelen adoptar una serie de aproximaciones válidas para todos los sistemas estudiados en esta Memoria. Se supone que el sistema presenta una respuesta lineal al campo electromagnético existente, y por lo tanto $\mathbf{D} = \epsilon(\mathbf{r}, \omega) \cdot \mathbf{E}$ y $\mathbf{B} = \mu(\mathbf{r}, \omega) \cdot \mathbf{H}$. Adicionalmente, como se trabaja en el régimen no dispersivo del material (zona de transparencia), la variación de la función dieléctrica con la frecuencia de la radiación puede ser despreciada, siendo $\epsilon(\mathbf{r}, \omega) = \epsilon(\mathbf{r})$. Por último, se utilizarán materiales cuya permeabilidad magnética es próxima a la unidad ($\mu = 1$), por lo que $\mathbf{B} = \mathbf{H}$.

Si los campos son expandidos en armónicos (por ej. $\mathbf{E} = \mathbf{E}(\mathbf{r})e^{i\omega t}$), podemos expresar las ecuaciones de Maxwell obviando la dependencia temporal:

$$\nabla \cdot \mathbf{B}(\mathbf{r}) = 0 \quad \nabla \times \mathbf{E}(\mathbf{r}) + \frac{i\omega}{c} \mathbf{B}(\mathbf{r}) = 0$$

$$\nabla \cdot \mathbf{D}(\mathbf{r}) = 0 \quad \nabla \times \mathbf{H}(\mathbf{r}) - \frac{i\omega}{c} \mathbf{D}(\mathbf{r}) = 0$$

que pueden ser reescritas en forma desacoplada

$$\nabla \times \left[\frac{1}{\varepsilon(\mathbf{r})} \nabla \times \mathbf{H}(\mathbf{r}) \right] = \left[\frac{\omega^2}{c} \right] \mathbf{H}(\mathbf{r}) \quad \nabla \cdot \mathbf{H}(\mathbf{r}) = 0$$

$$\frac{1}{\varepsilon(\mathbf{r})} \nabla \times \nabla \cdot \mathbf{E}(\mathbf{r}) = \frac{\omega^2}{c^2} \mathbf{E}(\mathbf{r}) \quad \nabla \cdot [\varepsilon(\mathbf{r}) \cdot \mathbf{E}(\mathbf{r})] = 0$$

obteniendo las ecuaciones que describen los campos en medios materiales, que no son más que un problema clásico de determinación de autovalores y autovectores. Hasta este momento, aún no se ha introducido ninguna consideración relativa a que el material que se pretende estudiar es un cristal fotónico. Llegado a este punto es necesario tener en cuenta la periodicidad de la función dieléctrica del sistema $\varepsilon(\mathbf{r}) = \varepsilon(\mathbf{r} + \mathbf{R})$, donde \mathbf{R} es un vector de la red de Bravais. La periodicidad de la red nos permite poder aplicar el teorema de Bloch-Floquet, que dice que los autovectores deben ser funciones de Bloch y de los autovalores correspondientes $\omega = \omega_n(\mathbf{k})$, obtenemos la correspondiente relación de dispersión o estructura de bandas del sistema.

El espacio transformado de los vectores de onda será también un espacio periódico, el cual viene definido por lo que se denominan vectores de red recíproca. De este modo, si se tiene un cristal fotónico 3D con vectores de red \mathbf{a}_1 , \mathbf{a}_2 y \mathbf{a}_3 , sus vectores de red recíproca serán \mathbf{b}_1 , \mathbf{b}_2 y \mathbf{b}_3 (se pueden calcular a partir de la expresión $\mathbf{a}_i \cdot \mathbf{b}_j = 2\pi\delta_{ij}$). Estos vectores de red recíproca son los que se utilizarán para definir el vector de onda del modo calculado en la estructura mediante la expresión $\mathbf{k} = k_1\mathbf{b}_1 + k_2\mathbf{b}_2 + k_3\mathbf{b}_3$. Por tanto, debido a la periodicidad de los vectores de onda en el espacio

transformado, se podrá definir una unidad básica que se repetirá a lo largo de todo este espacio transformado. Esta región formada por los valores no redundantes de k_1 , k_2 y k_3 recibe el nombre de **zona de Brillouin** [13].

1.4.1. La zona de Brillouin

La simetría de traslación discreta de un cristal fotónico permite expresar sus modos como modos de Bloch, los cuales se clasifican en función de un vector de onda \mathbf{k} :

$$\mathbf{H}_{\mathbf{k}}(\mathbf{r}) = e^{j(\mathbf{k}\cdot\mathbf{r})}\mathbf{u}_{\mathbf{k}}(\mathbf{r})$$

Una característica importante de los estados de Bloch es que para valores distintos de \mathbf{k} no se obtienen necesariamente modos distintos. Concretamente, un modo con un vector de onda \mathbf{k} y otro con un vector de onda $\mathbf{k}+\mathbf{G}$ serán el mismo si \mathbf{G} es un vector de red recíproca. El vector de onda \mathbf{k} sirve para especificar las relaciones de fase entre las distintas celdas que son descritas por $\mathbf{u}(\mathbf{r})$. Si \mathbf{k} es incrementado por \mathbf{G} , entonces la fase entre celdas es incrementada por $\mathbf{G}\cdot\mathbf{R}$, lo que equivale a $n2\pi$ y no será realmente una diferencia de fase.

Esto significa que existe muchísima redundancia en el valor de \mathbf{k} , por lo que los cálculos que se realicen se podrán centrar únicamente en una región finita del espacio recíproco tal que no se pueda pasar de un punto a otro de esta región añadiendo cualquier \mathbf{G} . Todos los valores de \mathbf{k} que se encuentren fuera de esta zona, por definición, podrán ser alcanzados a partir de un punto de dentro de la zona añadiendo \mathbf{G} , y serán por lo tanto puntos redundantes. Esta región es lo que se denomina **zona de Brillouin**. Una forma más visual de caracterizarla es la siguiente: si nos encontramos en el espacio recíproco, la zona de Brillouin será el volumen que se encuentra más próximo a un determinado punto de la red recíproca que a cualquier otro. En la figura se muestra cómo se puede obtener el vector \mathbf{k} equivalente en la zona de Brillouin a partir de otro vector \mathbf{k}' que se encuentra fuera de ésta.

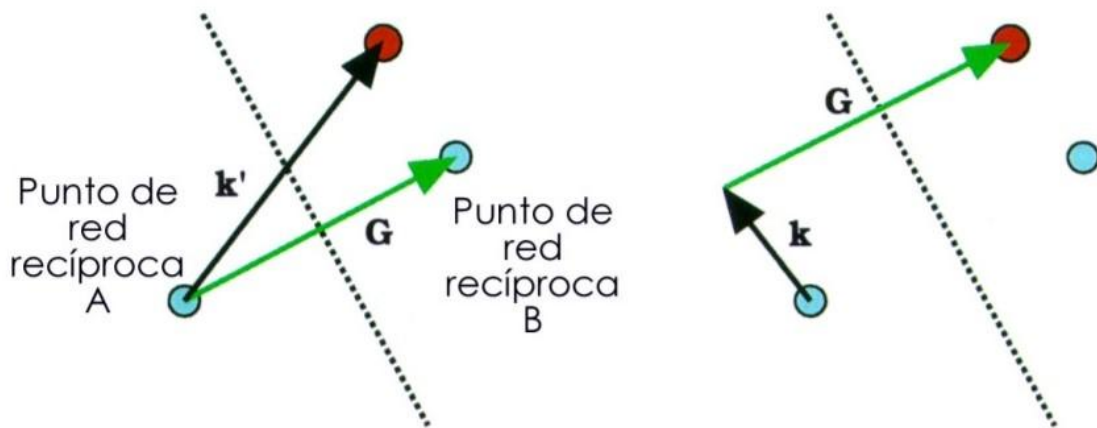


Figura 1.5.1: La línea de puntos es el bisector perpendicular de la línea que une los dos puntos de la red recíproca (azul) y definiría la zona de Brillouin correspondiente a cada punto de red recíproca representado. Si se toma como origen el punto de la izquierda, cualquier vector de red \mathbf{k}' que se encuentre más allá de la línea de puntos (punto rojo) puede ser expresado como la suma de un vector \mathbf{k} en ese lado de la línea más un vector de red recíproca \mathbf{G} [14].

1.4.2. Zona de Brillouin de redes bidimensionales

En este apartado se obtendrá la red recíproca y la zona de Brillouin de las redes utilizadas de forma más habitual en el campo de los cristales fotónicos: la red cuadrada.

Para una red cuadrada con periodo a , los vectores de red son $\hat{x} = a$ y $\hat{y} = a$. La red recíproca será también una red cuadrada, pero con espaciado $2\pi/a$ en lugar de a . Para determinar la zona de Brillouin habrá que fijarse en un determinado punto de la red (se toma como origen) y se marcará el área que está más próxima a este punto que a cualquier otro. Geométricamente, se dibujarán bisectores perpendiculares a todos los vectores de red que salen del origen, de forma que cada bisector representa la zona que es más cercana a cada uno de los dos puntos que unía el vector de red. La intersección de todas las zonas que están más cercanas al origen será la zona de Brillouin. En la figura se muestra la zona de Brillouin para el caso de una red de origen con periodicidad cuadrada.

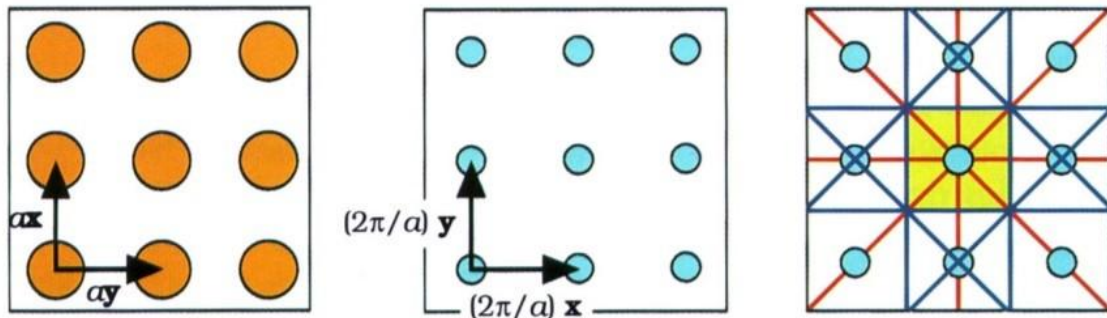


Figura 1.5.2: Obtención de la red recíproca para el caso de la red cuadrada mostrada en la figura de la izquierda. En el centro se muestra la red recíproca correspondiente. En la figura de la derecha se muestra la construcción de la zona de Brillouin: tomando el punto central como origen, se dibujan las líneas que unen el origen con el resto de puntos de red (rojo), sus bisectores perpendiculares (azul), y se marca la zona de Brillouin cuadrada resultante (amarillo) [14].

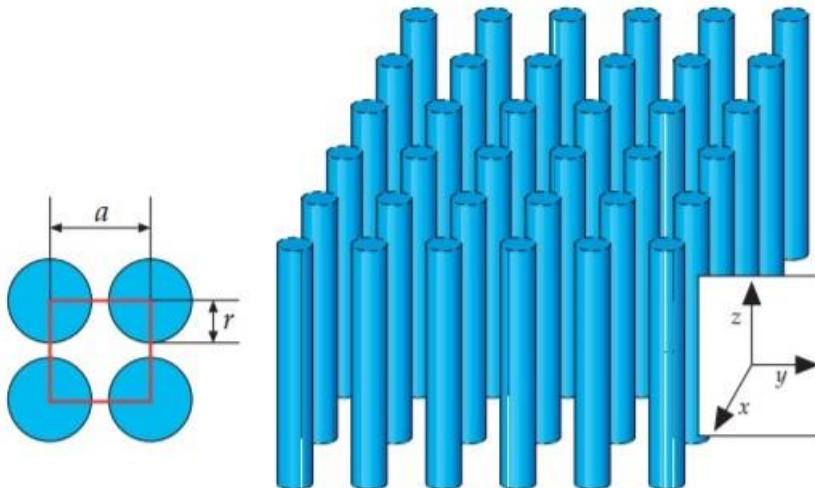
1.5. Principales aplicaciones de los cristales fotónicos

El objetivo en la investigación en cristales fotónicos, es controlar los patrones de los materiales en una escala de longitud comparable a la longitud de onda de la luz, en una, dos [17] y tres dimensiones, creando así materiales con características ópticas diseñadas [4]. Dentro del campo de investigación de los cristales fotónicos, se justifica su importancia en diferentes aplicaciones, como se menciona en [18] de la Universidad de KyotoJapón: “Se ha demostrado que los cristales fotónicos pueden ofrecer nuevas y distintas formas de control de fotones. Cómo la Fotónica nanoestructura, dispositivos semiconductores fotónicos, chips, láminas láser, etc, pronto se convertirá en disponible. El mundo de los cristales fotónicos ahora se está expandiendo a diversas áreas interdisciplinarias como bio-fotónica, física atómica, computación cuántica y las comunicaciones”. En concordancia con esto la literatura en general reporta diferentes aplicaciones [19] que se clasifican como:

- Guías de onda (fibras ópticas)
- Mejorar la eficiencia de circuitos optoacoplados y ordenadores ópticos

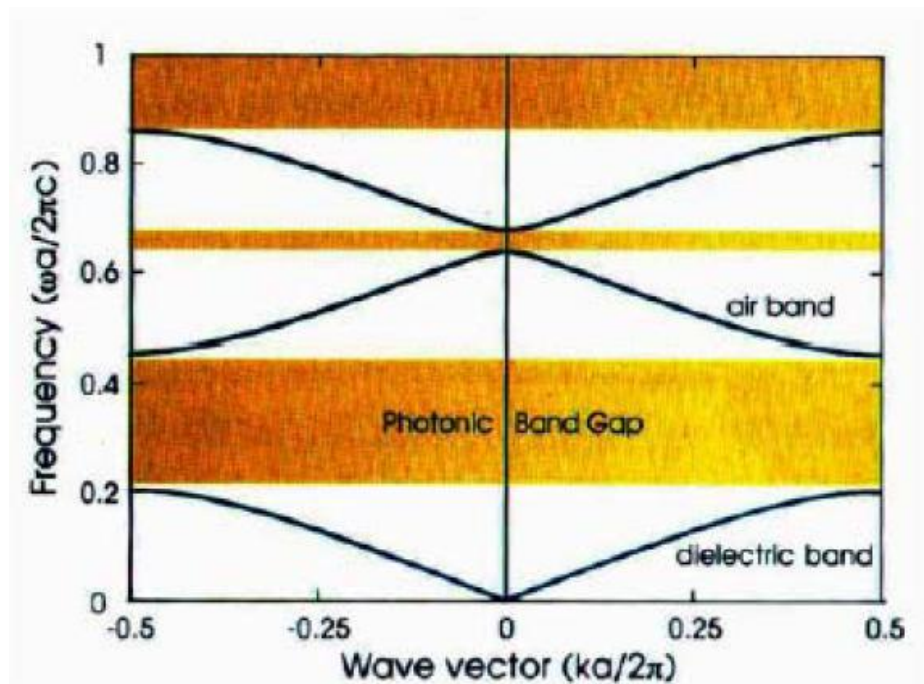
- Biomedicina: Detectores químicos y Biosensores
- Espejos de alta reflectividad en láseres
- Evitar el efecto Joule
- Filtros

1.6. Cristales fotónicos bidimensionales



Con respecto a los cristales bidimensionales, los esfuerzos de los investigadores se centran en conseguir circuitos para las señales ópticas utilizadas en comunicaciones, por lo que en este trabajo se presenta una estructura en cristales bidimensionales basados en su capacidad para prohibir bandas de transmisión en dos direcciones del espacio. La distribución periódica de la constante dieléctrica dentro de un cristal fotónico puede provocar la apertura de bandas de frecuencias, las cuales inhiben la propagación de la onda en su interior. Dichas bandas (*photonic band gap*), consisten en rangos de frecuencia prohibidos para la propagación dentro del cristal fotónico, de forma análoga a las bandas de energía en los semiconductores que afectan a los

portadores de carga. Los CF cerca de la frecuencia donde presentan una banda prohibida se comportan con un índice de refracción efectivo que se encuentra limitado por el índice de refracción de los materiales que lo componen y es determinado por la estructura fotónica de bandas. Ese índice puede ser menor que la unidad y también negativo y se puede utilizar la ley de Snell para describir la propagación de la onda.

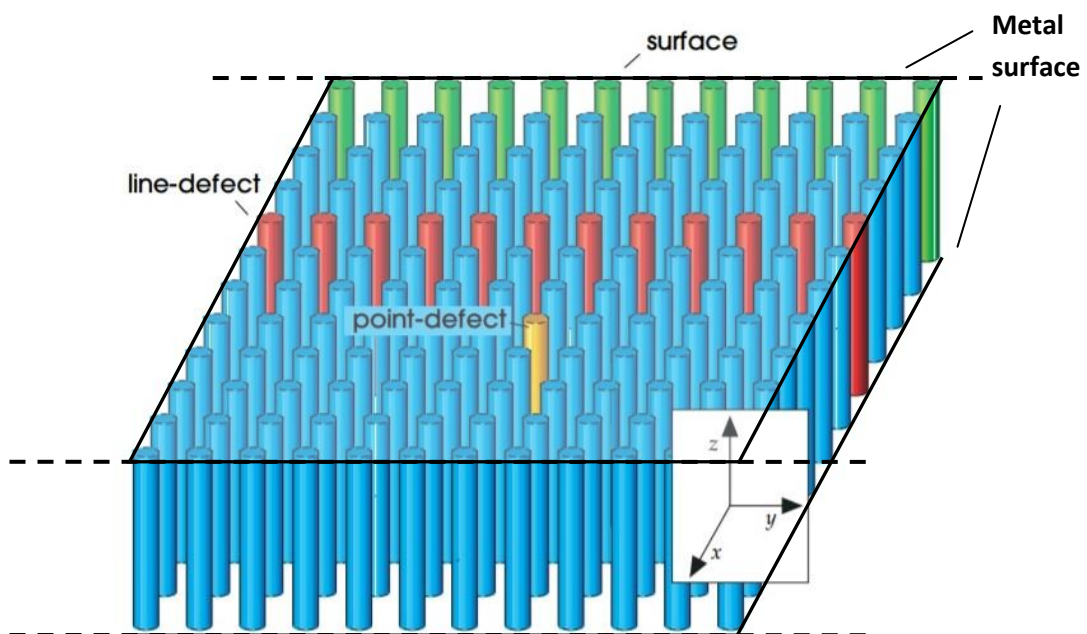


Para este trabajo hemos estudiado una estructura bidimensional fija de postes metalicos por el control dinámico del apuntamiento de una antena, con la idea que en un futuro, cuando avance la tecnología, estos postes puedan modificar su altura dinámicamente.

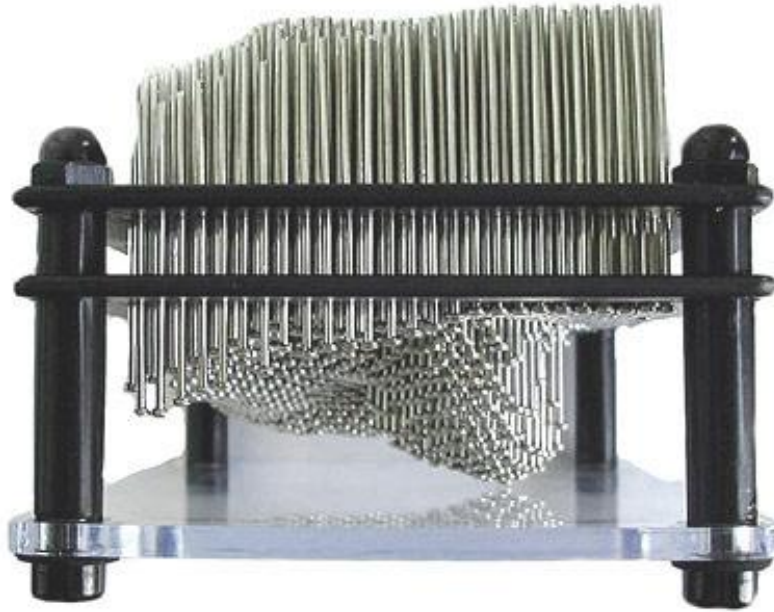
Capítulo 2

Estudio preliminar de una estructura a PBG bidimensional

Como ya se ha dicho en la introducción, la idea que está a la base del proyecto es estudiar una guía de onda caracterizada por una superficie infinita de postes metálicos entre dos superficies metálicas paralelas. Mediante la variación de la altura de los postes o por la inserción de defectos en la periodicidad de los postes metálicos podemos cambiar las características de propagación de la onda.



En las figuras siguientes se muestran dos ejemplos de como se podría cambiar la altura de los postes metálicos de modo dinámico. Se trata de un dispositivo muy famoso, llamado pin art, que permite formar imágenes en relieve mediante el desplazamiento de varillas cilíndricas muy delgadas, guiadas por una malla adecuada y sostenidas en un marco.



Con el avanzar de la tecnología, pronto será posible realizar este dispositivo de modo electrónico. Con los estudios teóricos efectuados en este proyecto y la justa tecnología será posible realizar un único aparato capaz de desempeñar funciones diferenciadas actuando sobre la altura de los postes metálicos.



2.1. Evaluación de los parámetros de simulación y diseño del modelo a PBG.

La primera fase del proyecto se ocupa del estudio preliminar de una guía de onda en la que hemos insertado un post metálico con condición de contorno periódica infinita a lo largo de los ejes X e Y, figura 2.1.1. El software que se utiliza es ANSYS HFSS versión 17.1.0, estándar industrial para la simulación de campo electromagnético de alta frecuencia. El objetivo de este estudio será examinar el intervalo de frecuencias y la altura de los postes para que se realice el Band-Gap y estudiar cómo cambia la propagación de la onda electromagnética al variar de la altura cuando hay propagación. En fin, sacaremos una tabla de correspondencia que pueda asociar a cada valor de la altura una constante dieléctrica relativa y por lo tanto un índice de refracción.

El objetivo del proyecto es realizar un dispositivo que funciona a la frecuencia de 30 GHz. Las dimensiones de la guía de onda y de los postes metálicos se han sacados en función de la longitud de onda que tiene que ser 10mm.

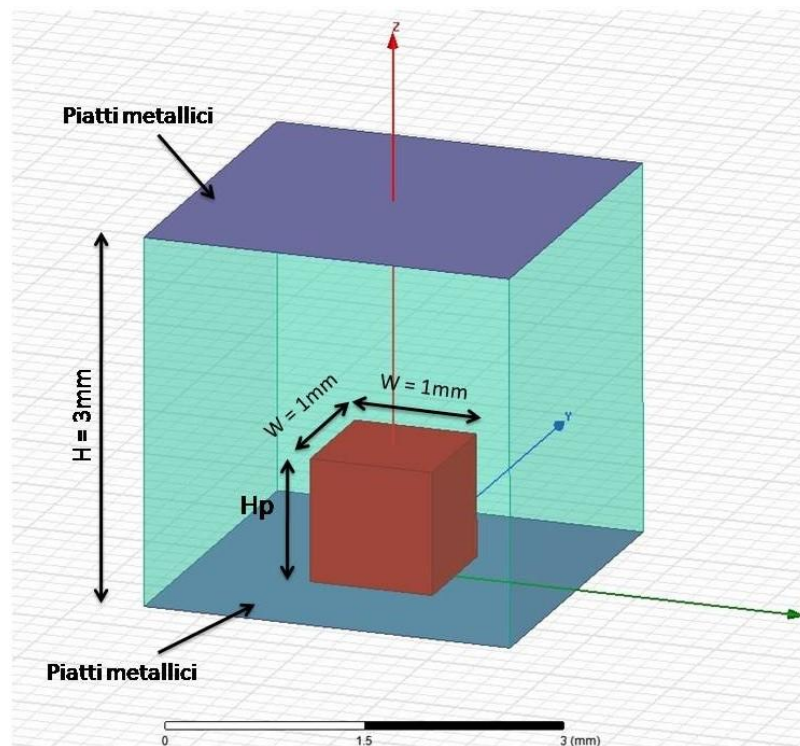


Figura 2.1.1: modelo de simulación.

Por lo tanto, los tamaños utilizados son los siguientes:

- Frecuencia de trabajo, $f = 30$ GHz;
- Longitud de onda, $\lambda = 10$ mm;
- Altura guía de onda, $H = 3$ mm;
- Altura post metálico, $0 \text{ mm} < H_p < 2.5$ mm;
- Anchura y profundidad post metálico, $W = 1$ mm;
- Período, $P = 3$ mm;

2.1.1. Condiciones de contorno

Al poner en marcha el simulador HFSS, lo primero que hacer es elegir el método que se utilizará para el logro de la solución, en particular, hay dos posibilidades: *driven solution* e *eigenmode solution*. El primer método se puede utilizar para el estudio de antenas, guías de ondas y cavidades; sin embargo, en este caso se tiene que definir un puerto para excitar el campo electromagnético en el interior de la estructura. El segundo método, llamado de los auto-valores, presupone la existencia de una estructura cerrada y calcula todos los modos existentes dentro de la misma estructura. Para la primera simulación, se selecciona la opción *eigenmode solution* del menú HFSS >> Solution type. Luego, es necesario definir las condiciones de contorno. Se seleccionan en pareja las superficies laterales de la guía a lo largo de las direcciones X e Y, se impone la condición master-slave del menú *Assign Boundary*, para simular una repetición periódica infinita del post metálico en todo el plano XY, Figura 2.1.1.

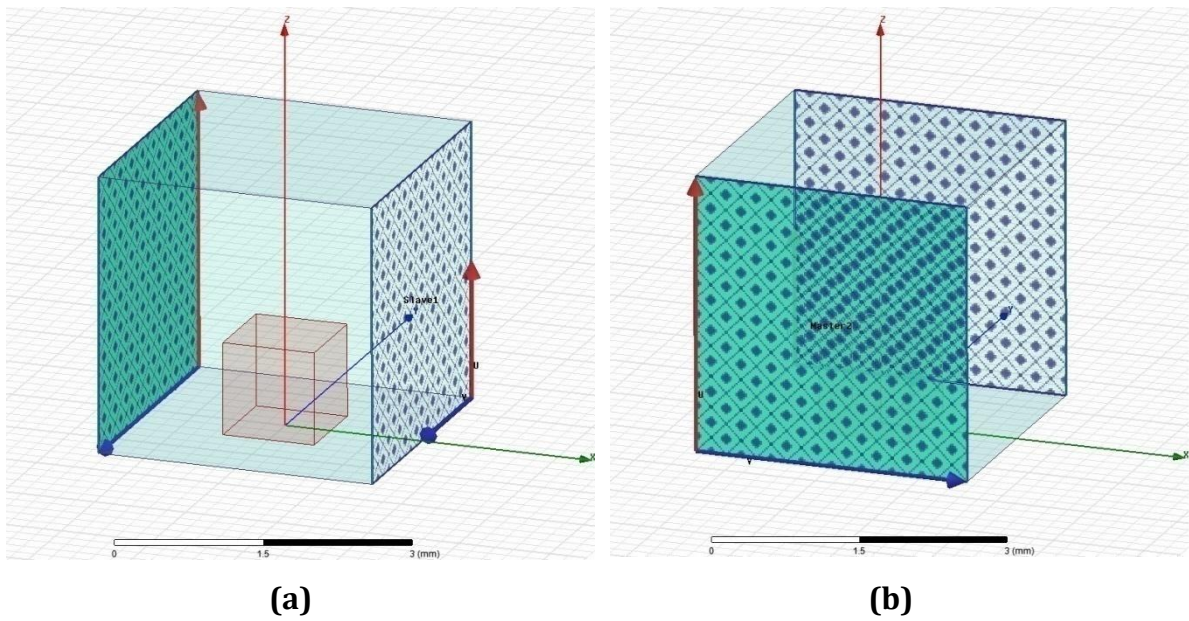


Figura 2.1.1 : Condiciones de contorno **(a)** dirección eje X, **(b)** dirección eje Y.

2.1.2. Setup, simulación y resultados

Al concluir el diseño, asignar los materiales a todos los elementos y definir las condiciones de contorno, el siguiente paso es establecer los parámetros de *Setup* desde el menú *Analysis* como se muestra en la figura 2.1.2.1.

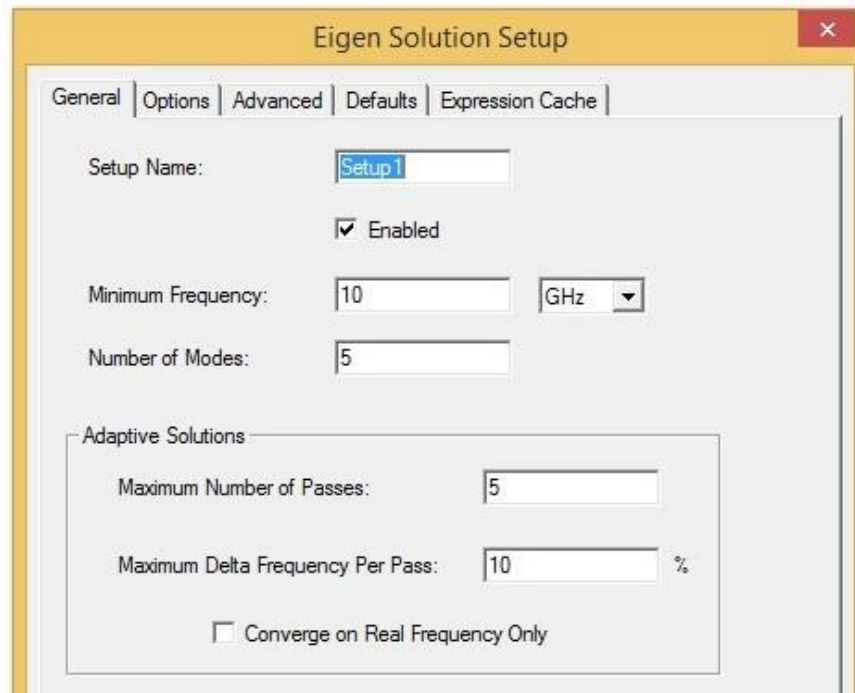


Figura 2.1.2.1: Setup.

Para simplificar la simulación, hemos creado dos variables paramétricas que tienen en cuenta el desfase que puede tomar la onda en las direcciones X e Y.

DesfaseX =

$$\text{desfase} * (\text{desfase} \leq 180 \text{deg}) + 180 \text{deg} * (\text{desfase} > 180 \text{deg}) * (\text{desfase} \leq 360 \text{deg}) + (540 \text{deg} - \text{desfase}) * (\text{desfase} > 360 \text{deg})$$

DesfaseY =

$$0 \text{deg} * (\text{desfase} \leq 180 \text{deg}) + (\text{desfase} - 180 \text{deg}) * (\text{desfase} > 180 \text{deg}) * (\text{desfase} \leq 360 \text{deg}) + (540 \text{deg} - \text{desfase}) * (\text{desfase} > 360 \text{deg})$$

Se inicia la simulación de manera que la variable "desfase" cambie entre 0 deg e 540 deg y la altura H_p del post metálico entre 0 mm y 2,5 mm.

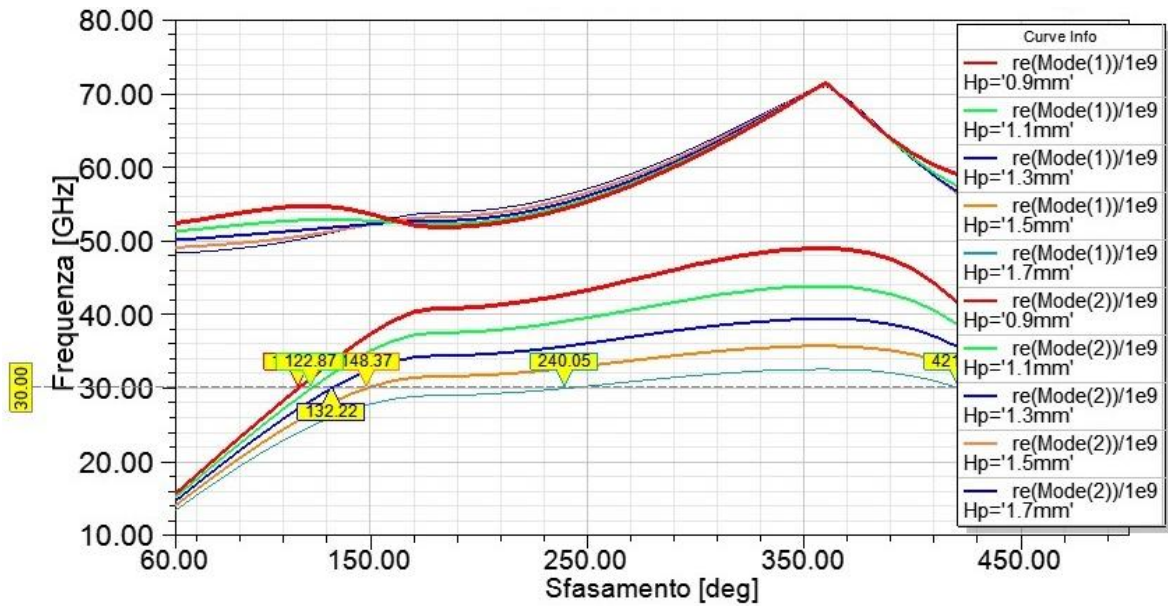


Figura 2.1.2.2: Eigen Modes por valores de “Hp” [0.9mm : 1.7mm].

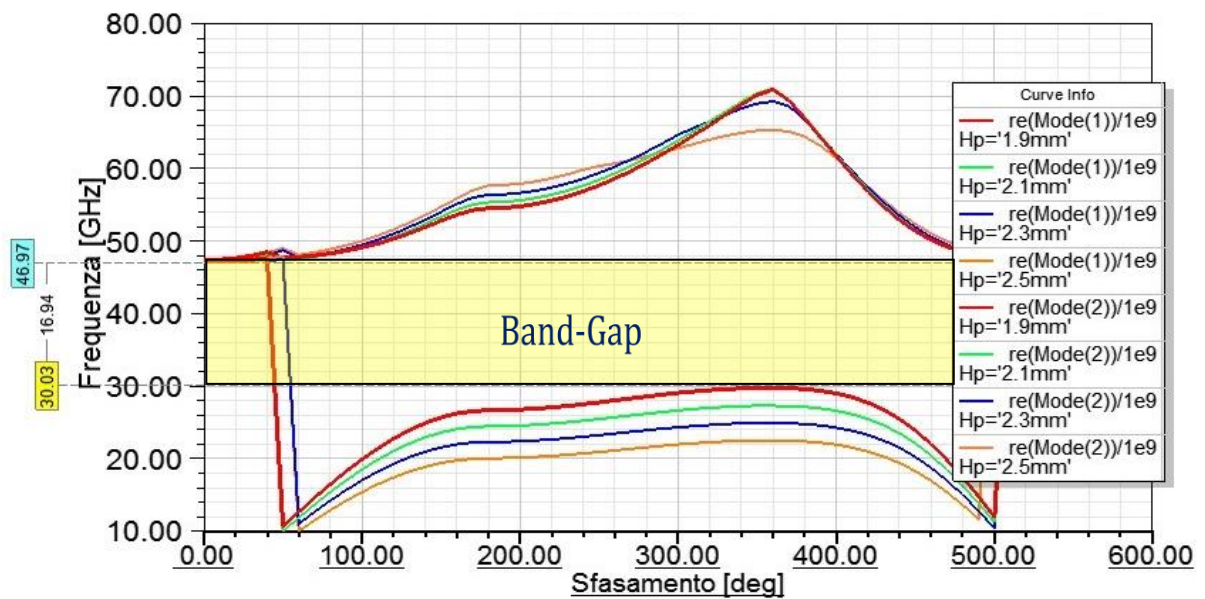


Figura 2.1.2.3: Eigen Modes por valores de “Hp” [1.9mm : 2.5mm].

De las figuras anterior, se puede ver cómo la amplitud del band-gap cambia al cambiar la altura del post metálico. En particular, fijando la atención a la frecuencia de 30 GHz, observamos que para alturas menores que 1.9mm tenemos propagación (figura 2.1.2.2), mientras, para alturas mayores no tenemos propagación (figura 2.1.2.3) ya que no se excita ningún modo. La anchura del band-gap con Hp=2.5mm

$(\lambda/4)$ es aproximadamente de 20 GHz. Nuestro objetivo no será estudiar la propagación electromagnética en la zona del band-gap, sino más bien ver cómo esto varía en el área de propagación en la frecuencia de 30 GHz.

2.2. Variación del modelo a PBG

Antes de empezar la evaluación de los valores de la constante dieléctrica relativa, hemos modificado algunos parámetros que, según estudios ya realizados y publicados en artículos académicos, mejoran la eficiencia del dispositivo. En particular, se modifica el período P a 2 mm y la altura de la guía H a 4,8 mm [20]. Estudios experimentales han demostrado que con H más grande, pequeños errores durante la fabricación y la medición no influyen en el funcionamiento de la antena. Sin embargo, valores de $H > \lambda/2$ pueden causar la aparición de modos superiores a los bordos de la antena. La siguiente figura muestra el diseño obtenido.

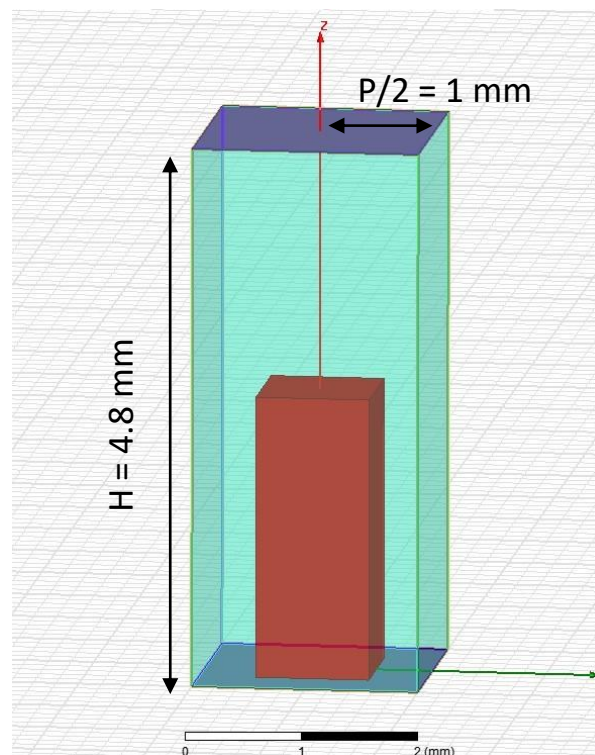
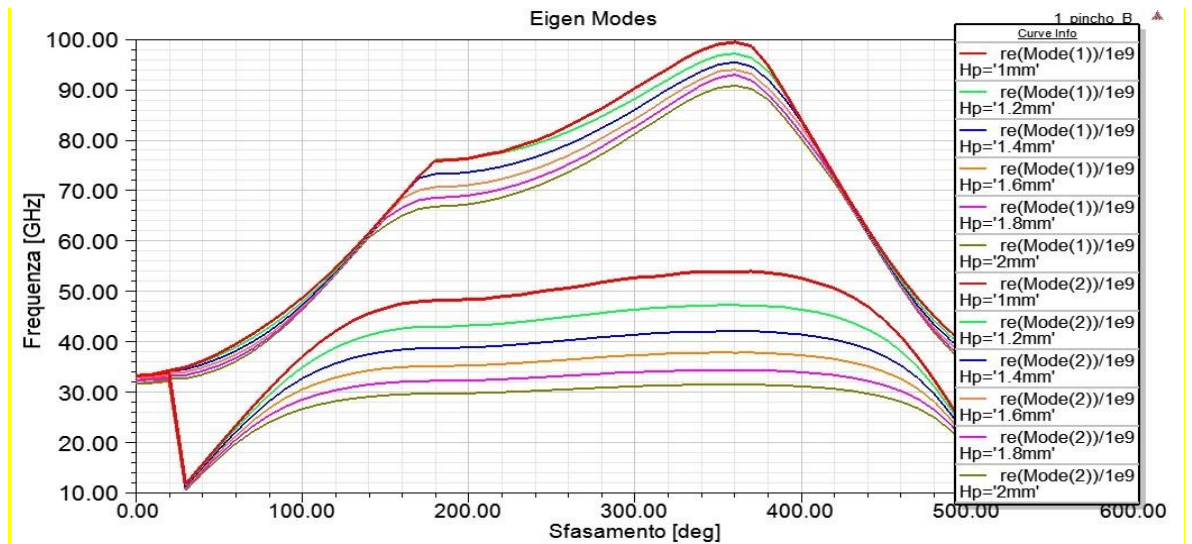
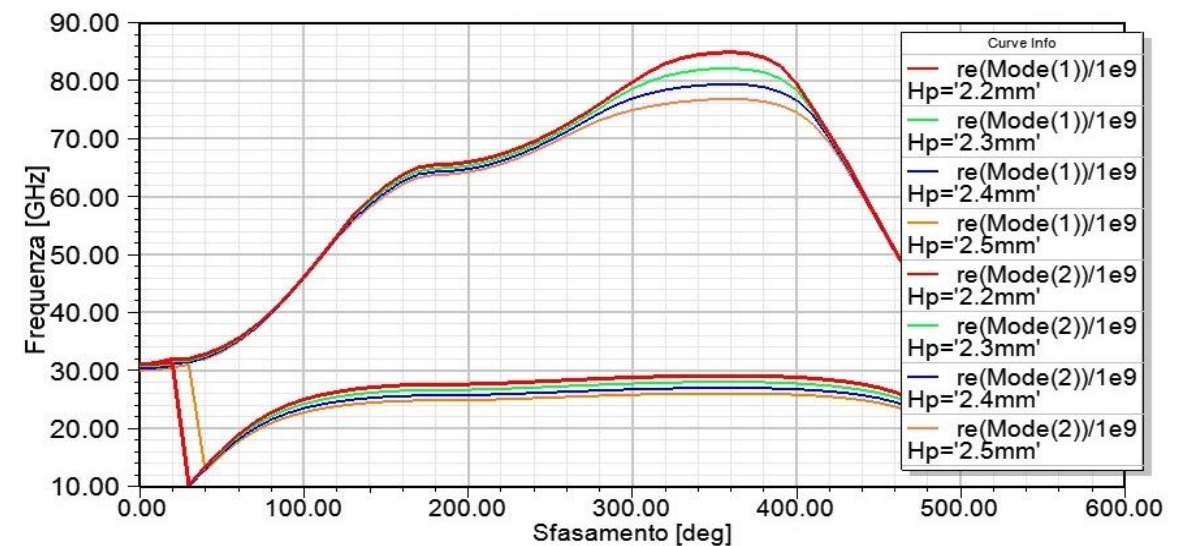


Figura 2.2.1 : Nuevo modelo de simulación.

Lo que se ve es una reducción del band-gap, pero, al mismo tiempo, aumenta la posibilidad de tener la propagación del primer modo excitado también para alturas mayores que 1.8mm de los postes metálico, figura 2.2.2a. En cambio, para alturas mayores que 2mm y con frecuencia de 30 GHz, la propagación se inhibe, Figura 2.2.2b. Los resultados se muestran en los siguientes gráficos.



(a)



(b)

Figura 2.2.2: Eigen Modes (a) Hp entre 1mm y 2mm, (b) Hp entre 2.2mm y 2.5mm.

2.3. Cálculo de la constante dieléctrica relativa

Para la siguiente simulación, hemos eliminado la condición de contorno de master-slave a lo largo del eje Y, colocando a 3 postes de metálicos a lo largo del eje X. La siguiente figura 2.3.1 muestra el diseño obtenido.

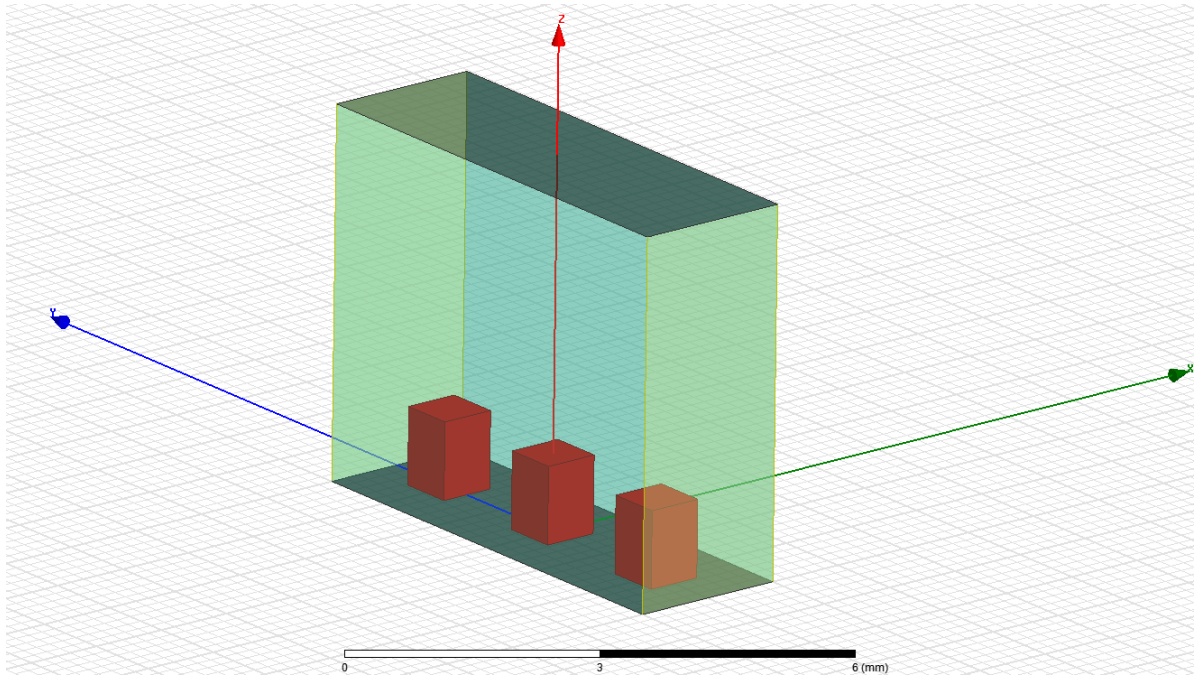


Figura 2.3.1: Modelo de simulación.

2.3.1. Setup y simulación

Los parámetros de Setup se han quedado sin cambios en comparación con la simulación anterior. Esta vez, la única diferencia es que se simula solo la variable "desfaseX", es decir la variación de fase a lo largo del eje X. Para representar los resultados, en un gráfico ponemos la tendencia del primer modo de excitación al variar la fase de 0deg a 180 grados, Figura 2.3.1.1. Se nota que a la frecuencia de 30 GHz y para alturas mayores que 1.9 mm, no hay modos de propagación.

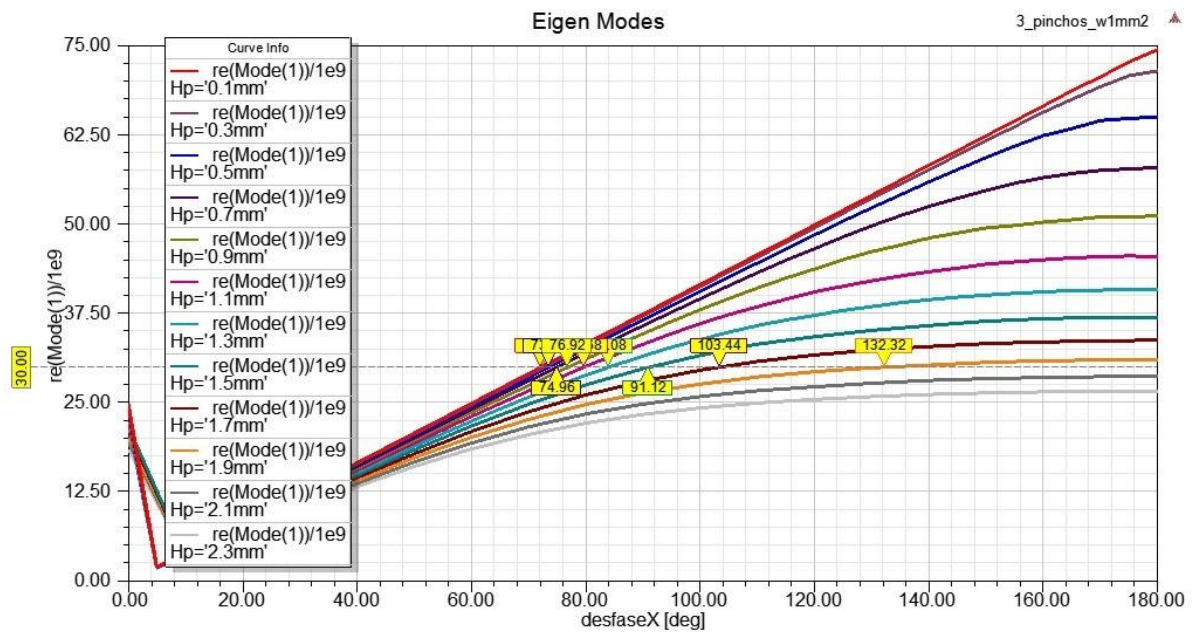


Figura 2.3.1.1: Diagrama de dispersión.

Se extraen los datos y se guardan en formato .csv, hay que procesarlos para obtener la constante de fase en función de la frecuencia. Para esto, ha sido necesario crear un pequeño *script* en Matlab con el cual hemos conseguido el diagrama de dispersión.

2.3.2. Script Matlab

```
% CALCOLO DELLA COSTANTE DI FASE E DELLA TABELLA DI CORRISPONDENZA
% PER LA VALUTAZIONE DELLA COSTANTE DIELETTRICA RELATIVA

close all;
clear all;

a = csvread('dati.csv',1,0); % Lettura dei dati di simulazione
c = 3*(10^8); % velocità della luce
f = 30*(10^9); % Frequenza di lavoro
lambda = c/f; % Lunghezza d'onda

H = (0.1:0.1:2.3); % Vettore delle Altezze dei post
P = 0.002; % Periodo post metallici
[M,N] = size(H); % Dimensione del vettore delle Altezze

N = N+1;
```



```

for i = 2:N
desfase(1,i-1) = interp1(a(:,i),a(:,1),30); % Calcolo della fase al variare
                                     % dell'altezza dei post alla freq. di lavoro

end

beta = desfase.*((2*pi)/(360*P));      % Costante di Fase
epsilon = (beta.*(lambda/(2*pi))).^2; % Costante Dielettrica relativa

T = table(H',beta',epsilon','VariableNames',{'Altezza' 'Beta'
                                             'ConstDielettrica'});
E = [H',beta',epsilon'];

xlswrite('Tabella.xls',E); % Scrittura dei dati su file

f = figure(1); % Tabella

t = uitable(f);
d = [H',beta',epsilon'];
t.Data = d;
t.Position = [20 20 320 500];
t.ColumnName = {'Altezza', 'Beta', 'Costante Dielettrica'};

figure(2)
subplot(2,2,1)
plot(H,epsilon,'Linewidth',1.5)
grid on
title('Costante Dielettrica')
subplot(2,2,2)
plot(H,beta,'Linewidth',1.5)
grid on
title('Costante de Fase Beta')

% CALCOLO DEL DIAGRAMMA DI DISPERSIONE

for j = 1:70
    for i = 2:N
desfaseX(j,i-1) = interp1(a(9:end,i),a(9:end,1),j);
    end
end

betax = desfaseX.*((2*pi)/(360*P));

subplot(2,2,[3,4]); % Diagramma di Dispersione

D = (1:70); % Range di frequenze simulate
plot(D,betax(:,1:end),'Linewidth',1.5)
grid on
hold on
plot(D,2*pi./(3e8./(D*1e9)),'--k')
title('Subplot')

xlswrite('DiagrammaDisp.xls',betax);

```

2.3.3. Resultados

En las siguientes figuras, se muestran los resultados obtenidos. En la Figura 2.3.1, se representa el diagrama de dispersión para cada altura de los post metálicos. Cuanto mayor sea la altura de los postes, más baja es la frecuencia máxima para que tengamos la propagación.

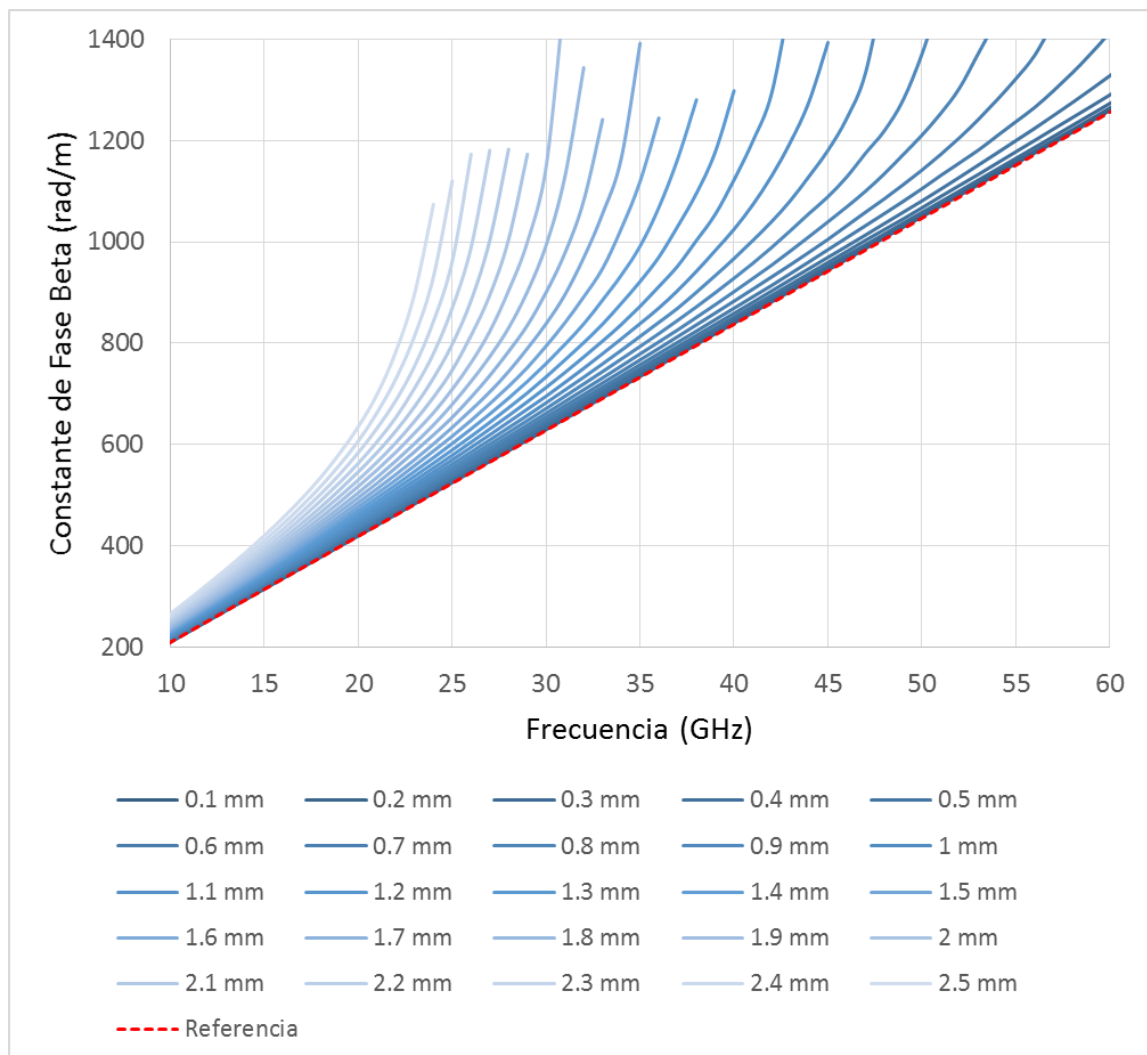


Figura 2.3.1: Diagrama de dispersión.

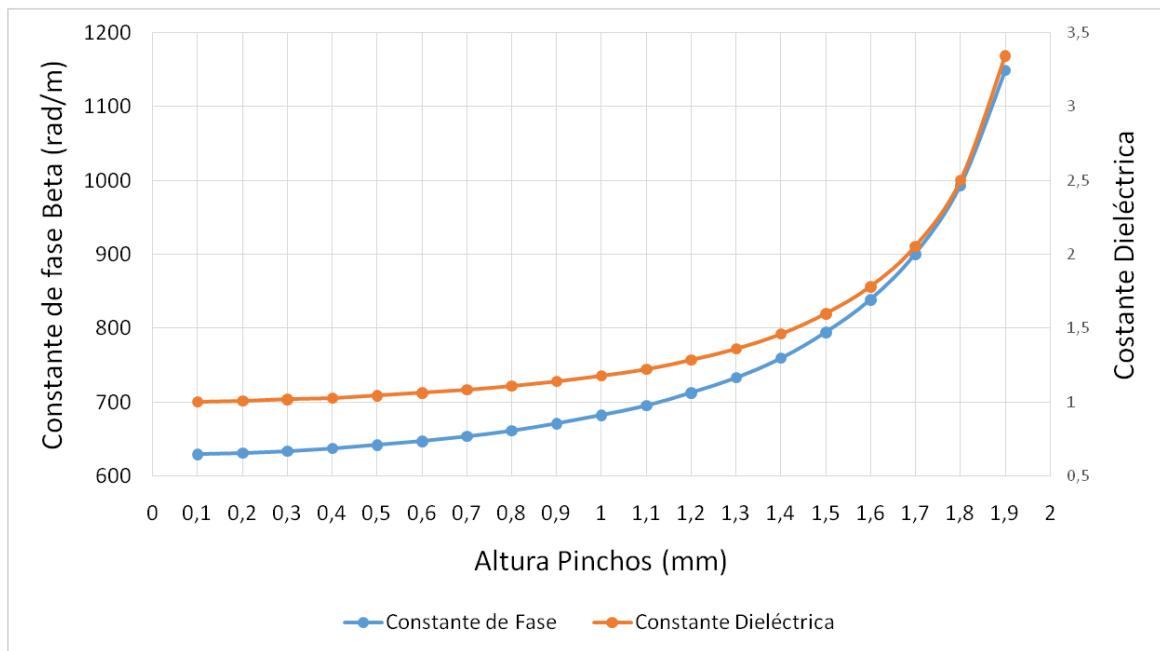


Figura 2.3.2: Evolución de la constante de fase (azul), y de la constante dielectrica (rojo) en función de la altura de los postes.

En la Figura 2.3.2, se representan, respectivamente, la variación de la constante de fase y de la constante dieléctrica relativa al variar la altura de los postes metálicos y a una frecuencia de 30 GHz. Cuanto mayor sea la altura del post, tanto mayor se hace la pendiente de las curvas de manera que, para las pequeñas variaciones en la altura, obtenemos una considerable variación de la constante dieléctrica relativa.

Por último, en la Tabla 2.3.1 se muestran los valores obtenidos de la constante dieléctrica relativa asociadas con cada posible altura de los postes metálicos. Se puede observar que, para los valores mayores que 1.9mm, no se asocia ninguna constante dieléctrica en cuanto para tales alturas no se excita el modo fundamental de propagación de la onda.

Altezza Post (mm)	Beta (rad/m)	Costante dielettrica relativa	Indice di Rifrazione
0,1	629,46	1,00	1,00
0,2	631,16	1,01	1,00
0,3	633,86	1,02	1,01
0,4	637,40	1,03	1,01
0,5	641,92	1,04	1,02
0,6	647,42	1,06	1,03
0,7	654,11	1,08	1,04
0,8	661,66	1,11	1,05
0,9	671,23	1,14	1,07
1	682,45	1,18	1,09
1,1	695,36	1,22	1,11
1,2	712,81	1,29	1,13
1,3	733,71	1,36	1,17
1,4	759,85	1,46	1,21
1,5	794,57	1,60	1,26
1,6	838,66	1,78	1,33
1,7	900,69	2,05	1,43
1,8	993,83	2,50	1,58
1,9	1149,14	3,34	1,83
2
2,1

Tabella 2.3.1: Tabla de correspondencia entre la altura de los postes metálicos y la constante dieléctrica relativa.

Gracias a la utilización de esta tabla, en el siguiente capítulo realizaremos el primer bloque de una estructura de guía de onda con postes metálicos para el control dinámico de apuntamiento de la antena.

Capítulo 3

Estudio de superficies de textura variable

En el siguiente capítulo vamos a investigar y estudiar una posible geometría sólida con dieléctrico que permita desviar la propagación de una onda plana dentro de una guía de onda rectangular. Sucesivamente realizaremos la misma geometría con post metálicos para confrontar los resultados y valorar si se consigue el mismo comportamiento. Objetivo de tales simulaciones no será conseguir una antena eficiente y adaptada, pero sólo de valorar la factibilidad de la idea en cuestión, o bien, de reemplazar la capa de dieléctrico con una estructura de post metálicos manteniendo inalteradas las propiedades de la propagación electromagnética.

3.1. Guía de onda con una capa de dieléctrico

En la primera simulación hemos diseñado una guía de onda con una capa de dieléctrico a su interior y aire a las extremidades, figura 3.1.1. La particular geometría con un ángulo de inclinación variable nos permitirá estudiar la desviación de propagación de la onda al variar este ángulo que llamamos “ α ”. La elección del ángulo de inclinación es de momento arbitraria, siempre que se respeta la ley de Snell para evitar el fenómeno de reflexión total.

$$n_1 * \sin(\alpha) = n_2 * \sin(\beta)$$

En el caso $n_2 > n_1$, entonces con el segundo medio ópticamente más denso de lo primero, $\sin(\beta) < \sin(\alpha)$, se habrá, por cada ángulo de incidencia, un ángulo de

refracción real β . Viceversa si $n_2 < n_1$ (transición desde un medio más reflectante a uno menos reflectante), y tendrá un valor real por β sólo por un ángulo de incidencia menor de un cierto valor α^* de tal forma que sea $\sin(\alpha) < \frac{n_1}{n_2}$. Por ángulos de incidencia mayores que " α^* " se produce reflexión total y la radiación no se transmite en el medio menos reflectante.

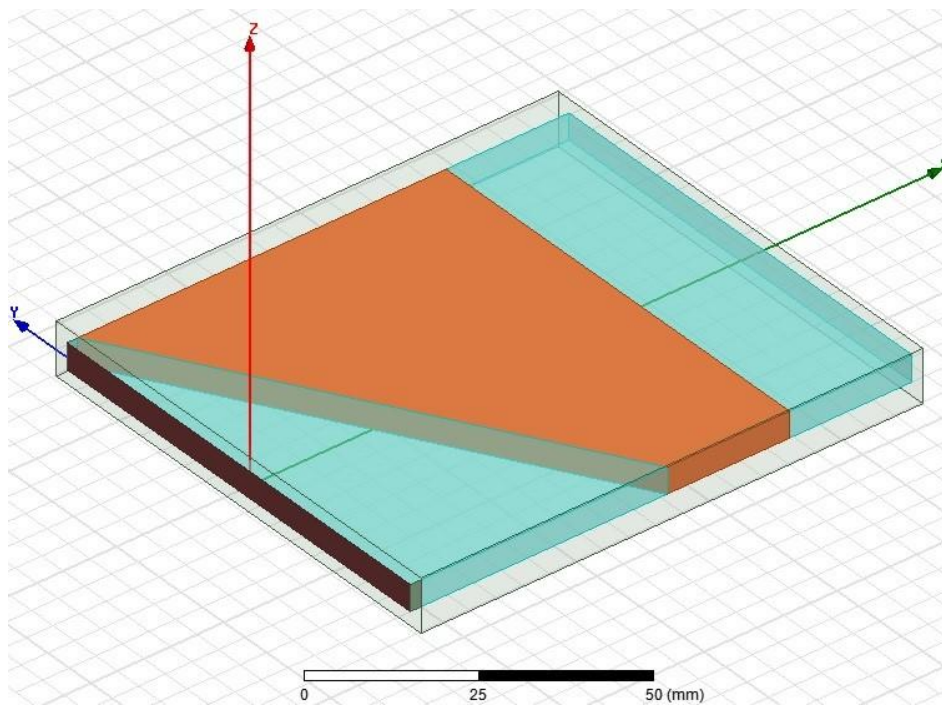


Figura 3.1.1: Guía de onda con una capa de dieléctrico a su interior y aire a las extremidades.

En nuestro caso el valor máximo del índice de refracción que se puede conseguir es 1.83, como indicado en la Tabla 2.3.1. El ángulo crítico máximo, si consideramos la segunda superficie de separación entre el dieléctrico más denso y el aire, resulta de 33.37° (γ).

En la figura 3.1.2 se muestra un esquema sobre como se forman los ángulos de incidencia y de refracción en las correspondientes superficies de separación entre dieléctrico y aire dentro de la guía de onda.

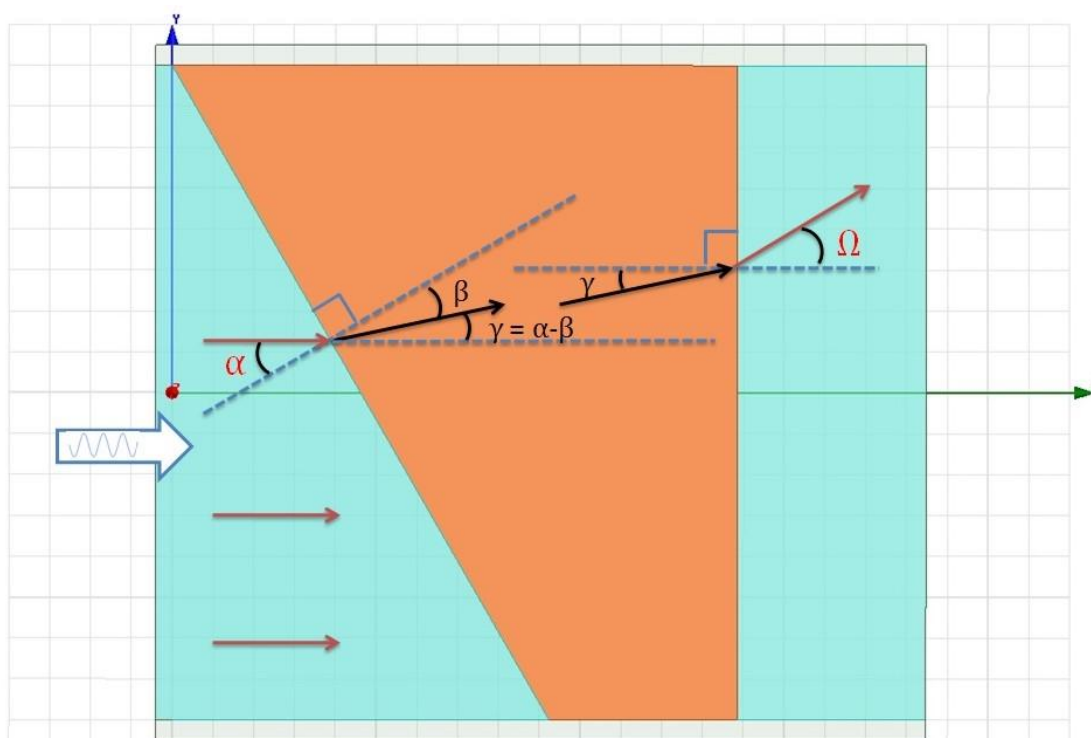


Figura 3.1.2: Esquema de los ángulos de incidencia y de refracción.

En las tablas siguientes enseñamos los ángulos que se vienen a formar utilizando tres diferentes valores de índice de refracción 1.33, 1.45, 1.58, correspondientes a tres distintos valores de altura de los postes metálicos, 1.6mm, 1.7mm y 1.8mm, Tablas 3.1.1-3.1.3).

Ángulo α [°] de incidencia	Ángulo β [°]	Ángulo γ [°]	Ángulo Ω [°] de salida
10	7,50	2,50	3,32
20	14,90	5,10	6,79
30	22,08	7,92	10,56
40	28,90	11,10	14,83
50	35,17	14,83	19,91
60	40,63	19,37	26,18
70	44,95	25,05	34,27

Tabla 3.1.1: Tabla calculada con índice de refracción $n=1.45$ ($H_p = 1.6\text{mm}$).

Ángulo α [°] de incidencia	Ángulo β [°]	Ángulo γ [°]	Ángulo Ω [°] de salida
10	6,88	3,12	4,53
20	13,64	6,36	9,24
30	20,17	9,83	14,33
40	26,31	13,69	20,06
50	31,89	18,11	26,79
60	36,67	23,33	35,04
70	40,40	29,60	45,75

Tabella 3.1.2: Tabla calculada con índice de refracción $n=1.45$ (altura H_p de los postes de 1.7mm).

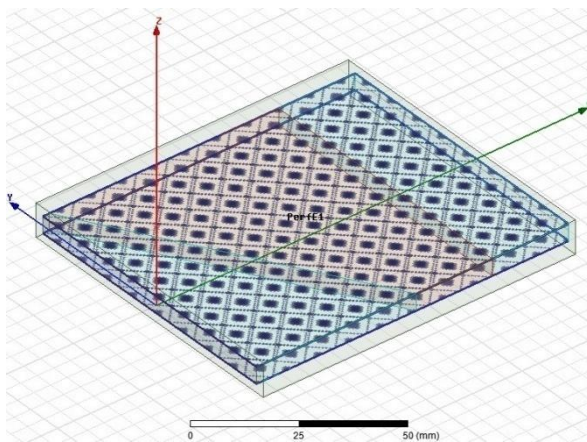
Ángulo α [°] de incidencia	Ángulo β [°]	Ángulo γ [°]	Ángulo Ω [°] de salida
10	6,31	3,69	5,84
20	12,50	7,50	11,90
30	18,45	11,55	18,44
40	24,01	15,99	25,81
50	29,00	21,00	34,48
60	33,24	26,76	45,35
70	36,49	33,51	60,71

Tabella 3.1.3: Tabla calculada con índice de refracción $n=1.58$ (altura H_p de los postes de 1.8mm).

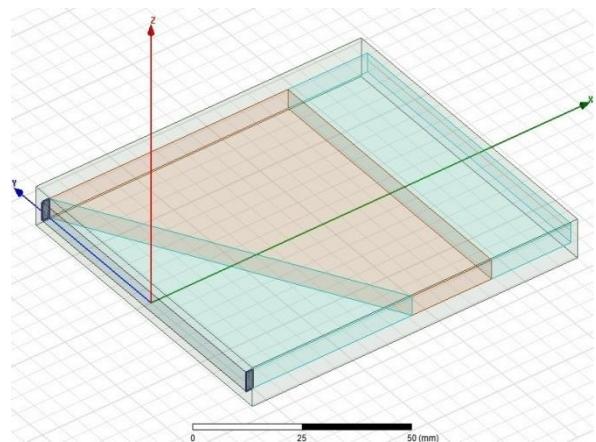
Los valores evidenciados corresponden a los valores que iremos a simular primero con una estructura simple con capa de dieléctrico y sucesivamente con una estructura a cristales fónicos para comparar los resultados y sacar las conclusiones.

3.1.1. Setup y condiciones de contorno

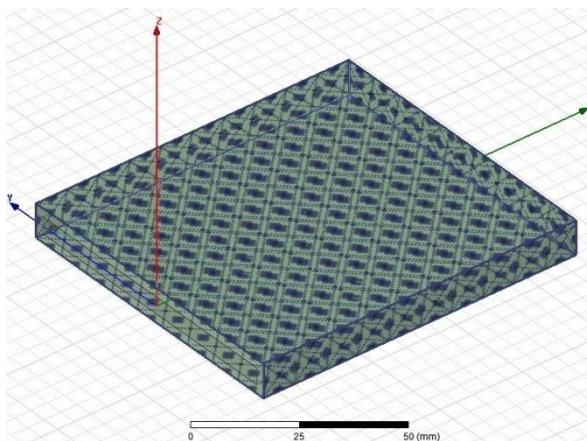
Respecto al setup de la simulación, desde ahora hacia adelante vamos a utilizar el método *driven solution* para solucionar el problema. Después de imponer las condiciones al contorno (perfect ES, perfect H, Radiation) será necesario posicionar un puerto de alimentación. En las siguientes figuras se enseña en detalle cada condición.



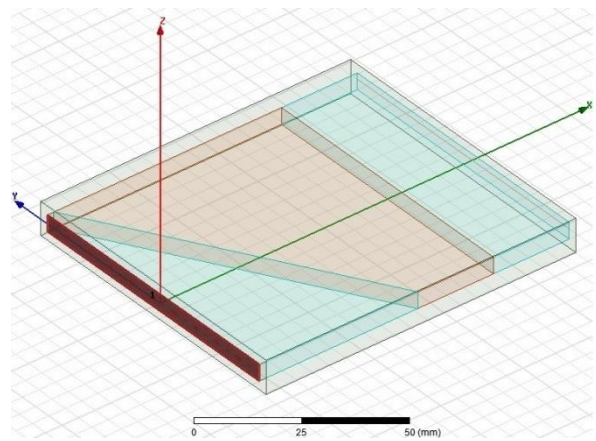
a) *Perfect E*, condición en los platos paralelos de la guía;



b) *Perfect H*, condición lateral para conseguir una onda plana en entrada;



c) *Radiation*, para las superficies del box de aire que contiene la guía;

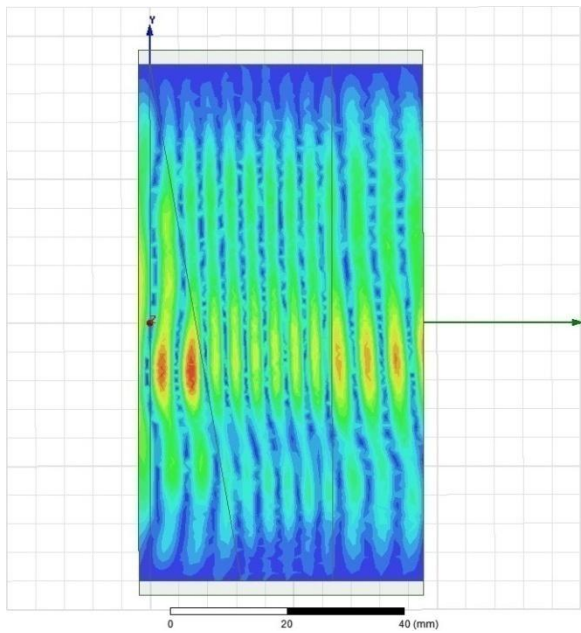


d) *Wave Port*.

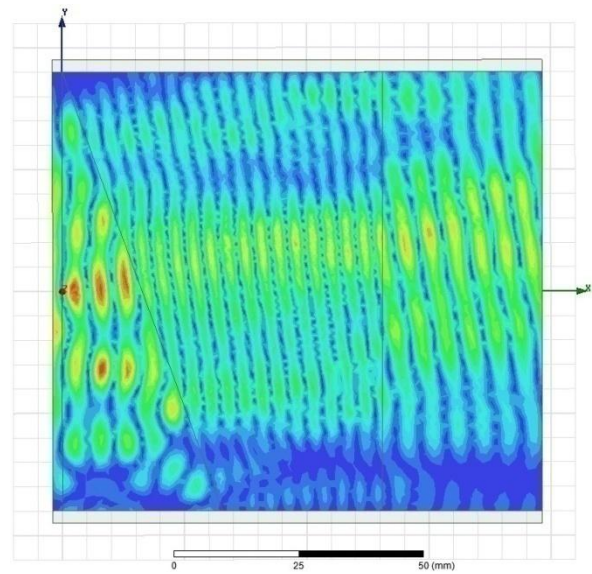
Figura 3.1.1: **a,b,c** : Boundary Condition; **d** : Alimentación de la guía de onda.

3.1.2. Resultados

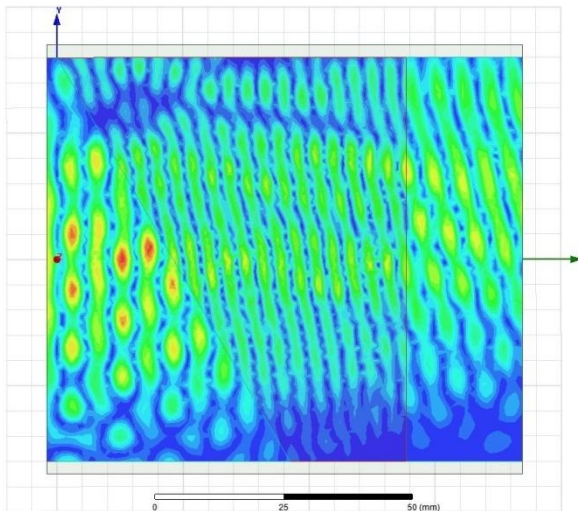
En seguida se enseña la representación del campo del campo eléctrico dentro de la guía por distintos valores de ángulo de inclinación y con índice de refracción igual a 2.



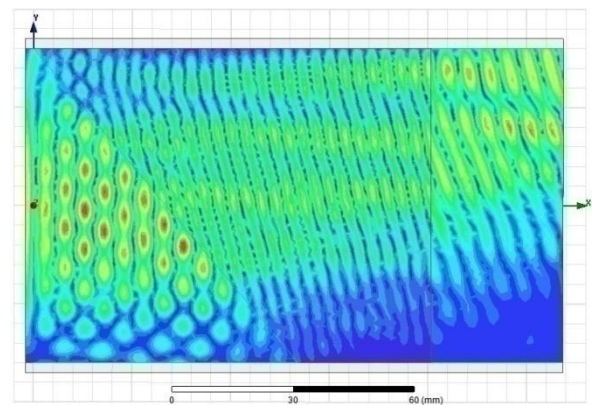
a) $\alpha = 10^\circ$;



b) $\alpha = 20^\circ$;



c) $\alpha = 30^\circ$;



d) $\alpha = 40^\circ$;

Figura 3.1.2.1: Evolución del campo E ($n = 1.45$, $\epsilon = 2.05$);

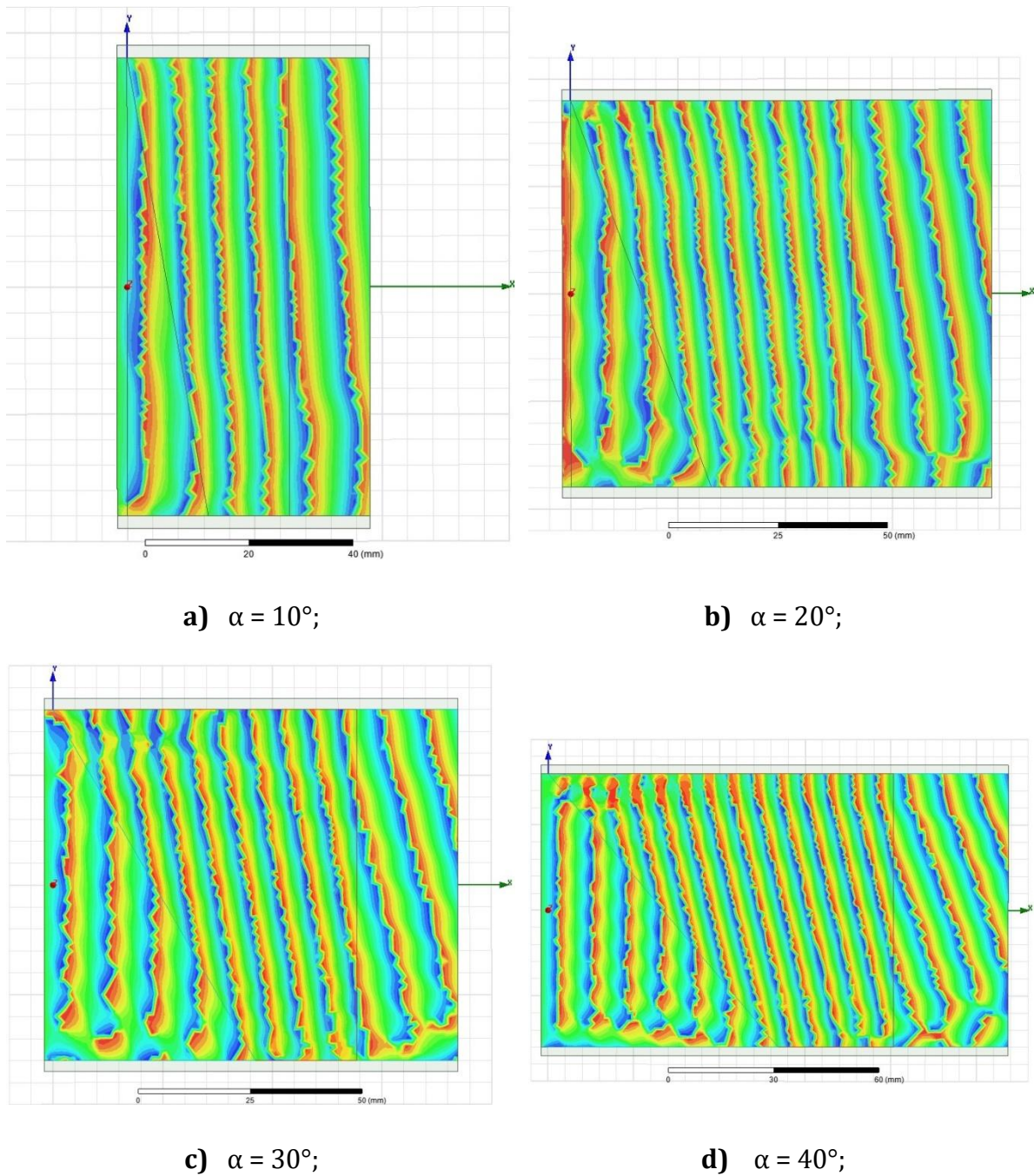


Figura 3.1.2.2: Evolución de la fase de E_z ($n = 1.45$, $\epsilon = 2.05$);

Por fin, en las figuras 3.1.2.3 y 3.1.2.4 se enseñan los graficos de la directividad al variar del ángulo de inclinación del dieléctrico y por dos valores distintos de la constante dieléctrica (2 y 2.5). El diagrama de la directividad ha sido calculado en una superficie interior transversal a la guía.

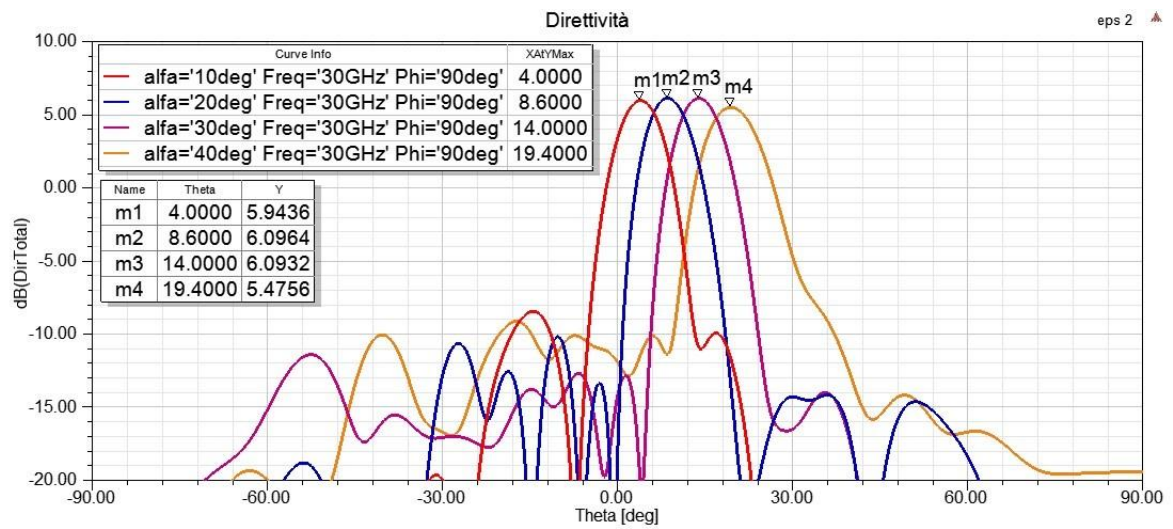


Figura 3.1.2.3: Directividad ($\epsilon = 2$).

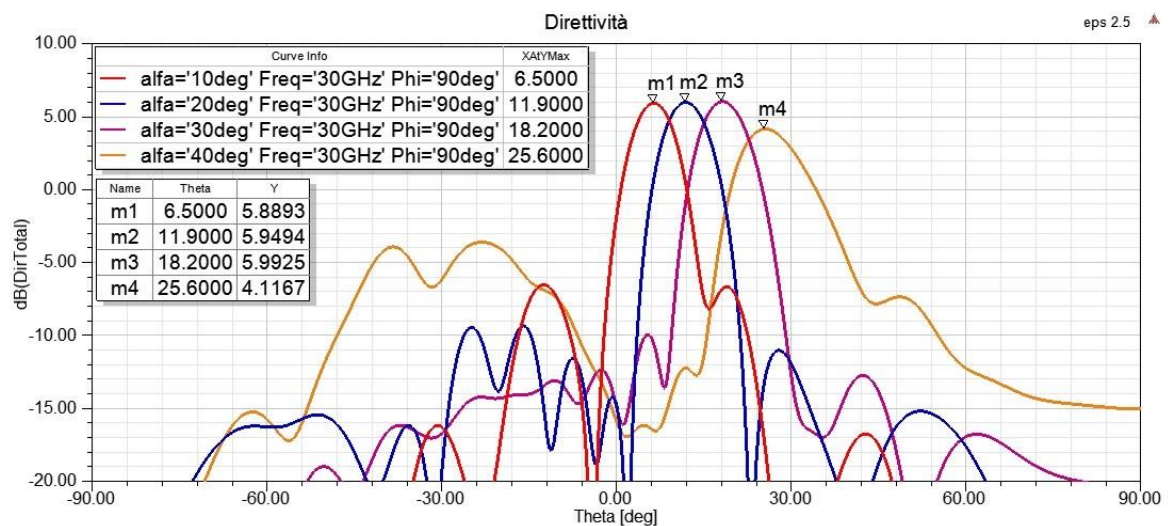


Figura 3.1.2.4: Directividad ($\epsilon = 2.5$).

Transcribiendo en un tabla los valores sacados de los ángulos de refracción, primero teóricamente y luego simulando, se nota un error debido a las condiciones de contorno, que, sin embargo, resulta mediamente inferior al 5% (tabla 3.1.2).

Ángulo α [°] de incidencia	Constante Dielectrica	Ángulo Ω [°] teorico	Ángulo Ω [°] simulado
10	2	4,53	4
	2.5	5.84	6.5
20	2	9,24	8.6
	2.5	11.9	11.9
30	2	14,33	14
	2.5	18.44	18.2
40	2	20,06	19.4
	2.5	25.81	25.6

Tabella 3.1.2: Ángulos de refracción.

3.2. Guía de onda con una estructura variable de postes metallicos

Una vez estudiado el comportamiento de la propagación electromagnética dentro de una guía de onda con una capa de dieléctrico, ahora se investiga una estructura equivalente y más eficiente que nos permita de conseguir los mismos resultados. En la figura 3.2.1 se muestra la estructura equivalente realizada con post metálicos.

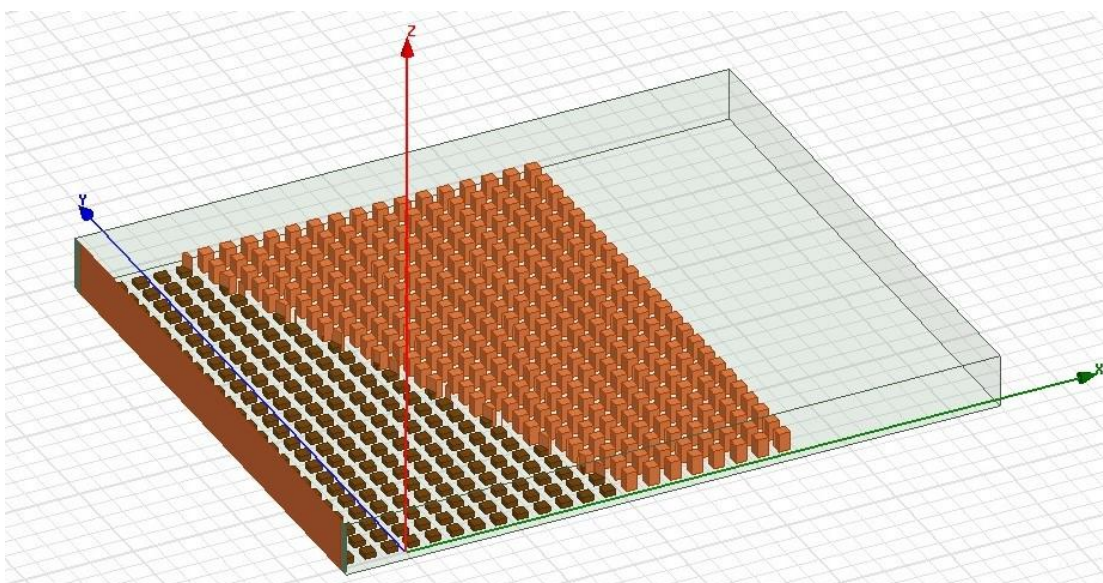


Figura 3.2.1 : Modelo de superficie de textura variable.

Las dimensiones de cada post individual son de 1mm x 1mm x H_p con periodo P , 2mm. L'altura H_p oscila entre valores de 0.1mm e 2.5mm. A segunda de la desviación que se quiere conseguir iremos a modificar la altura de los postes metálicos o el ángulo de inclinación de la superficie de corte. Para facilitar la ejecución de las simulaciones y para conseguir un preciso ángulo de incidencia de la onda, se ha elegido de cortar claramente los postes metálicos en correspondencia de la línea de corte. Durante la fabricación donde el post metálico resulta cortado por más desar la mitad de su volumen, este no se construirá, mientras al revés, por los postes metálicos que resultan cortados por una porción inferior, estos se construiran completamente.

3.2.1. Simulaciones y resultados

El resultado de la simulación demuestra que conseguimos la misma evolución de la propagación de una onda plana que hemos conseguido en las simulaciones anteriores con una capa de dielectrico. En particular en las fotos siguientes se enseña la representación del modulo y de la fase de la componente E_z del campo Eelettrico. Se ha simulado con la altura de los postes de 1.7mm y 1.8mm correspondientes a valores de la constante dieléctrica relativa ϵ_{eff} de 2.05 e 2.5. Como ejemplo se muestra la representación de módulo y fase de la componente E_z para dos valores distintos de ángulo α de inclinación de la superficie de corte, 20° y 30°, de modo que se pueda notar el ulterior aumento del ángulo de refracción en salida, exactamente como se ha calculado teóricamente.

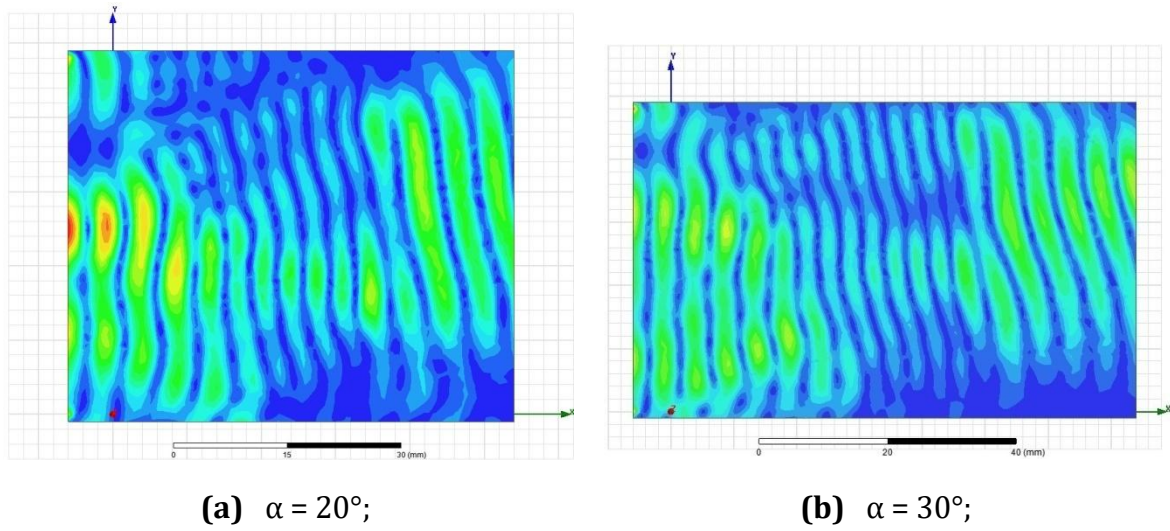


Figura 3.2.1.1 : Representación del campo electrico ($H_p = 1.7 \text{ mm}$, $\epsilon_{\text{eff}} = 2.05$).

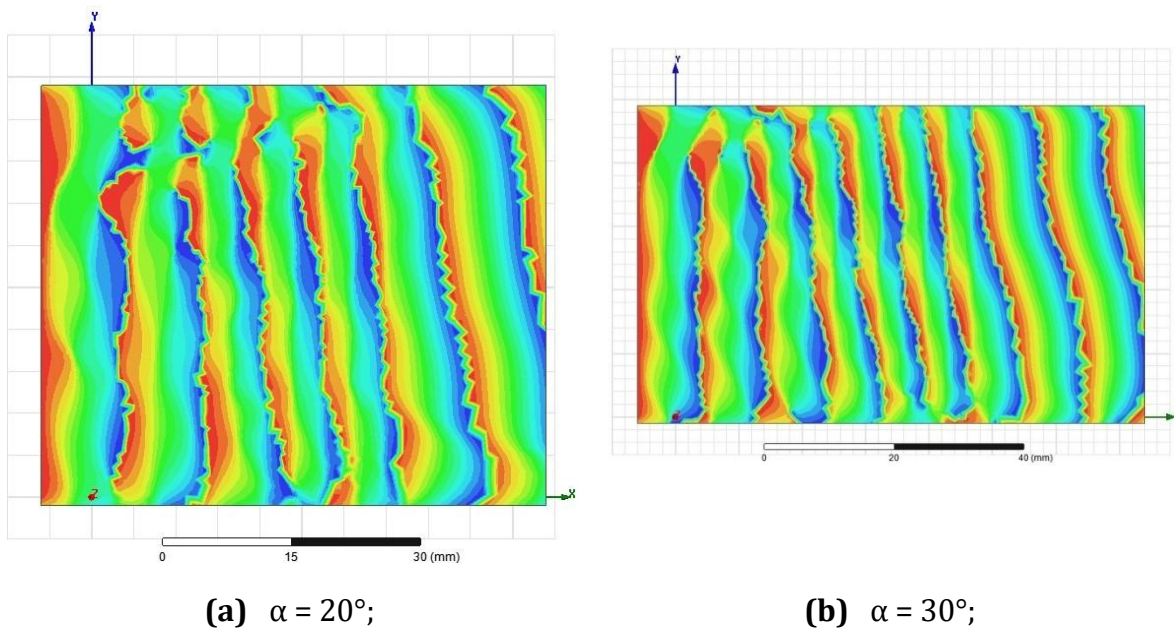


Figura 3.2.1.2 : Representación de la fase de E_z ($H_p = 1.7 \text{ mm}$, $\epsilon_{\text{eff}} = 2.05$).

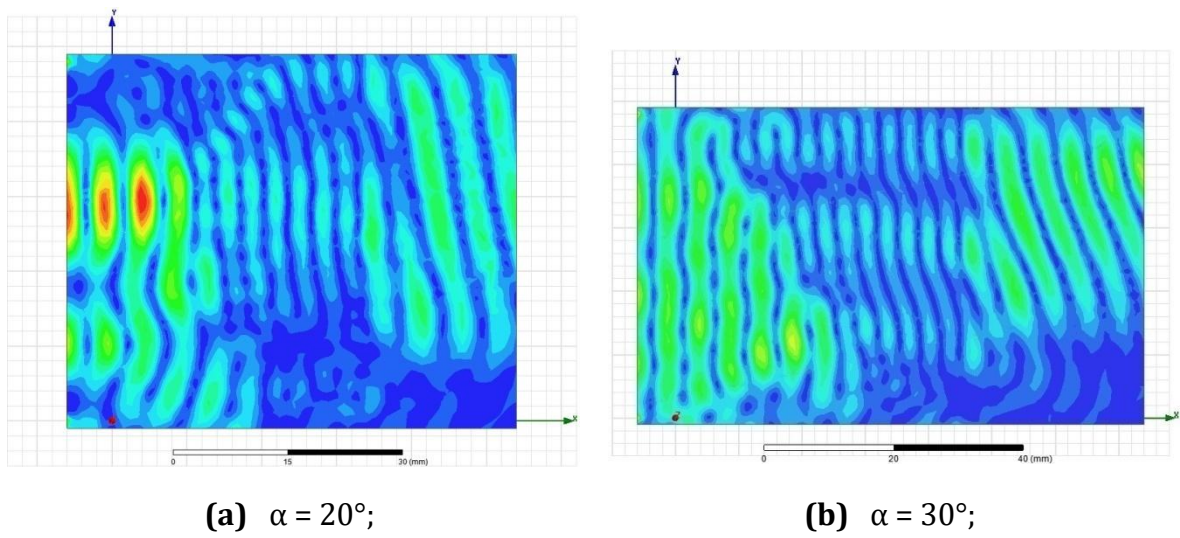


Figura 3.2.1.3 : Representación del campo electrico ($H_p = 1.8 \text{ mm}$, $\epsilon_{\text{eff}} = 2.50$).

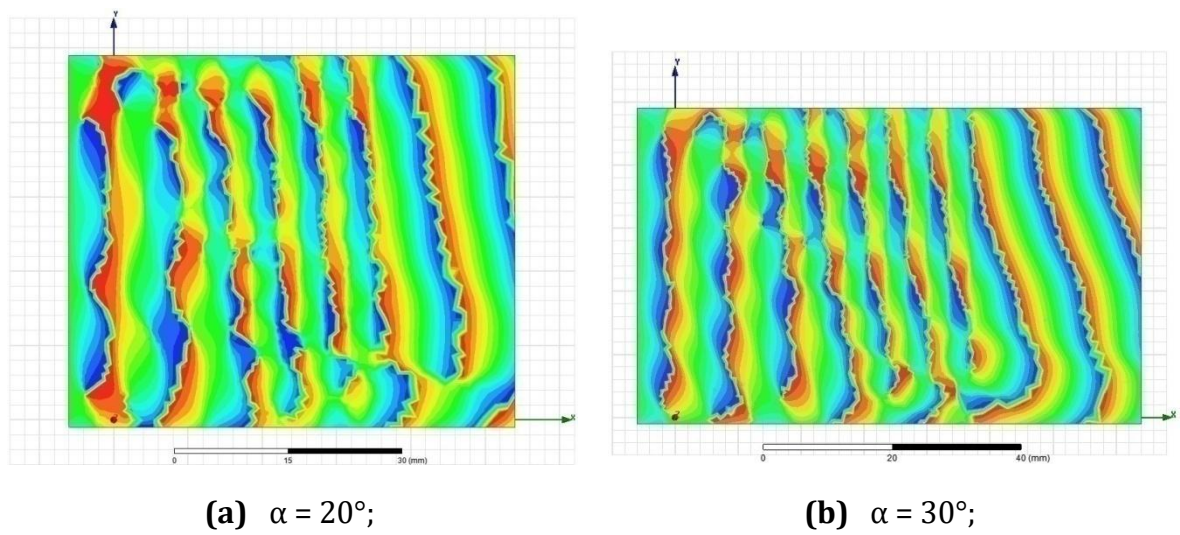


Figura 3.2.1.4 : Representación de la Fase de E_z ($H_p = 1.8 \text{ mm}$, $\epsilon_{\text{eff}} = 2.50$).

En los gráficos siguientes se muestran los diagramas de directividad calculados por un ángulo de inclinación α de 20° , 30° y 40° , y por cada caso variando la altura de los postes metálicos entre 1.7mm y 1.8mm. Se nota como el apuntamiento de la onda resulta exactamente como previsto de los cálculos teóricos aunque con errores porcentuales debidos a las condiciones al contorno impuestas.

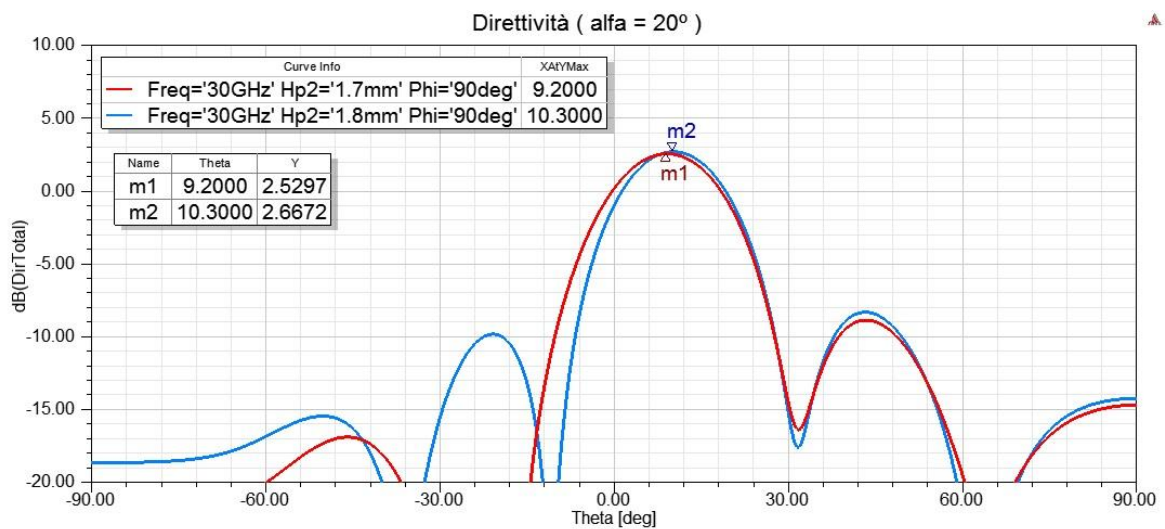


Figura 3.2.1.5 : Directividad ($\alpha = 20^\circ$, $H_p = 1.7\text{mm}, 1.8\text{mm}$).

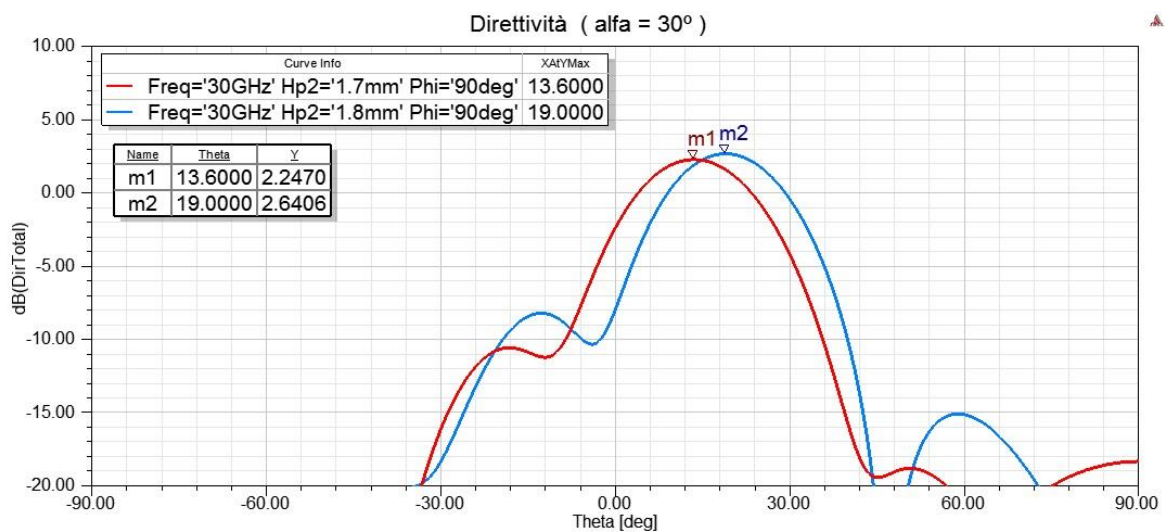


Figura 3.2.1.6 : Directividad ($\alpha = 30^\circ$, $H_p = 1.7\text{ mm}, 1.8\text{ mm}$).

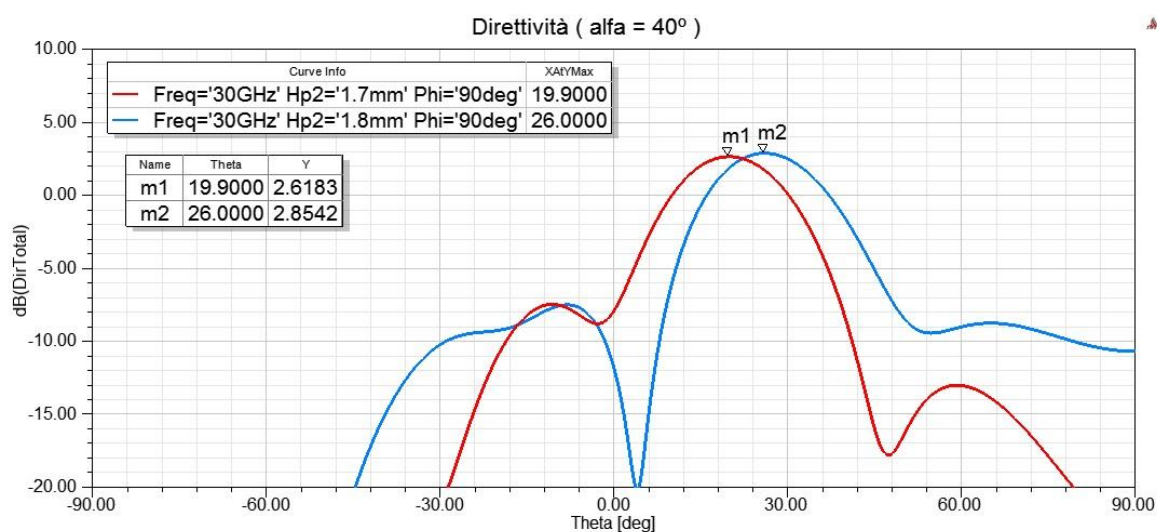


Figura 3.2.1.7 : Directividad ($\alpha = 40^\circ$, $H_p = 1.7\text{mm}, 1.8\text{mm}$).

De los resultados conseguidos se puede ver como sea posible sacar los mismos resultados en el apuntamiento de la onda utilizando una estructura a cristales fonicos con respecto del caso de una estructura con capa de dieléctrico. Un ulterior aspecto positivo para utilizar esta técnica radica en las dimensiones del aparato que gracias al empleo de los postes metálicos se han reducido notablemente. En la Tabla 3.2.1 se muestran los valores de los ángulos de apuntamiento de la onda en los diferentes casos estudiados y los valores de los ángulos teóricos que han sido calculados anteriormente.

Ángulo α [°] di incidencia	Constante Dielectrica	Altura Postes Metallicos	Ángulo Ω [°] teorico	Ángulo Ω [°] simulado
20	2	1.7	9,24	9.2
	2.5	1.8	11.9	10.3
30	2	1.7	14,33	13.6
	2.5	1.8	18.44	19
40	2	1.7	20,06	19.9
	2.5	1.8	25.81	26

Tabla 3.2.1 : Ángulos de apuntamiento de la onda teóricos y simulados.

3.3. Ejemplo Lente de Luneberg

Para entender la importancia de tal resultado, en el párrafo siguiente se encuentra un ejemplo en el que hemos realizado el núcleo de una lente de Luneberg, una lente sólida con un índice de refracción graduado. Primero la realizaremos utilizando discos concéntricos de dieléctrico a diferente índice de refracción, luego con una estructura simple a postes metálicos [21]-[22].

En la figura 3.3.1(a) se encuentra el modelo realizado con discos dieléctricos de altura 10mm. En particular los 5 niveles de dieléctrico tienen un valor de constante dieléctrica que sigue la ley siguiente:

$$\varepsilon_r(r) = 2 - \left(\frac{r}{R}\right)^2$$

donde R es el rayo máximo del disco más grande.

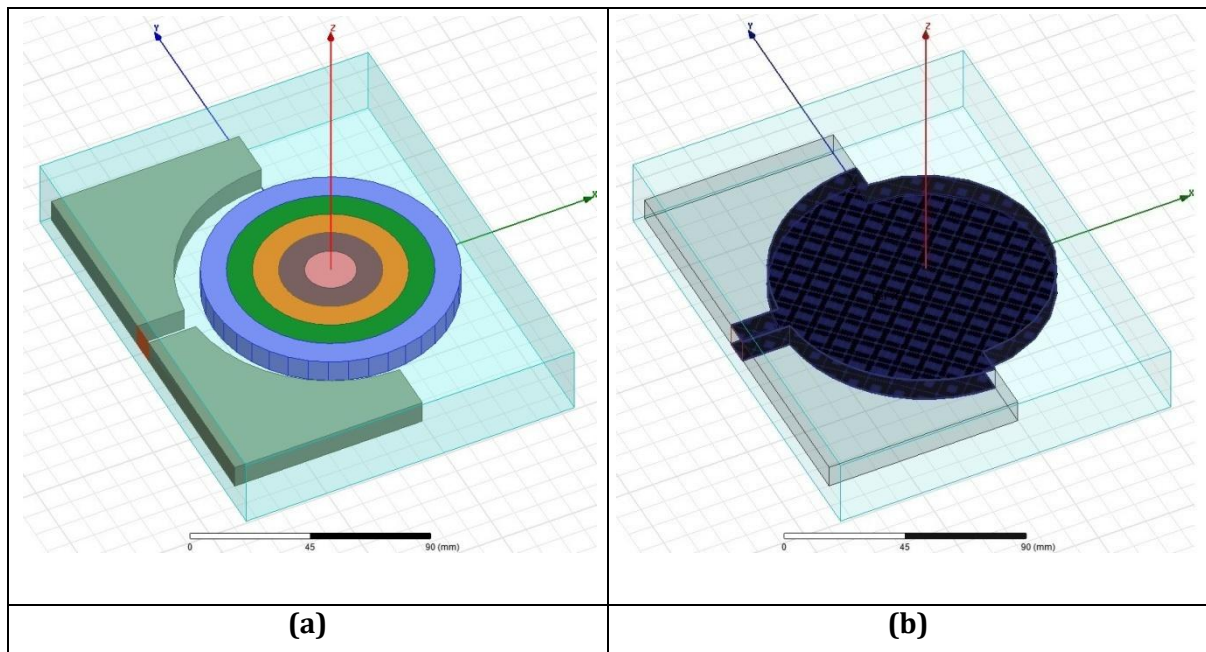


Figura 3.3.1 (a): Lente de Luneberg; **(b):** Condiciones pec en los platos paralelos de la estructura.

Hemos efectuado una simple simulación configurando una frecuencia de 30 GHz para estudiar como se propaga la onda dentro de tal estructura. Se muestran los resultados en las figuras siguientes donde se puede notar como las dimensiones sean del orden del centímetro.

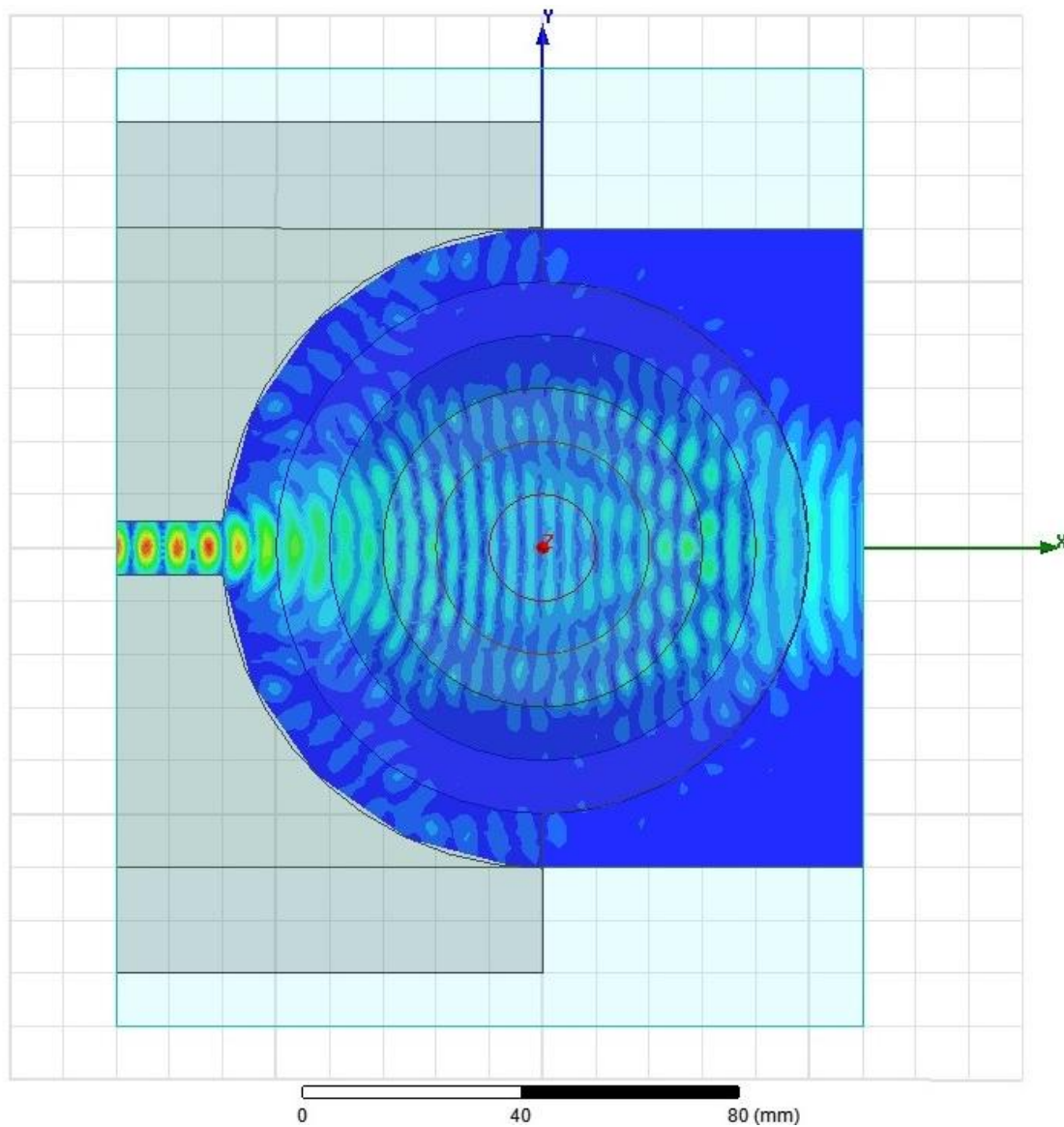


Figura 3.3.2: Evolución del campo electrico en un plano horizontal.

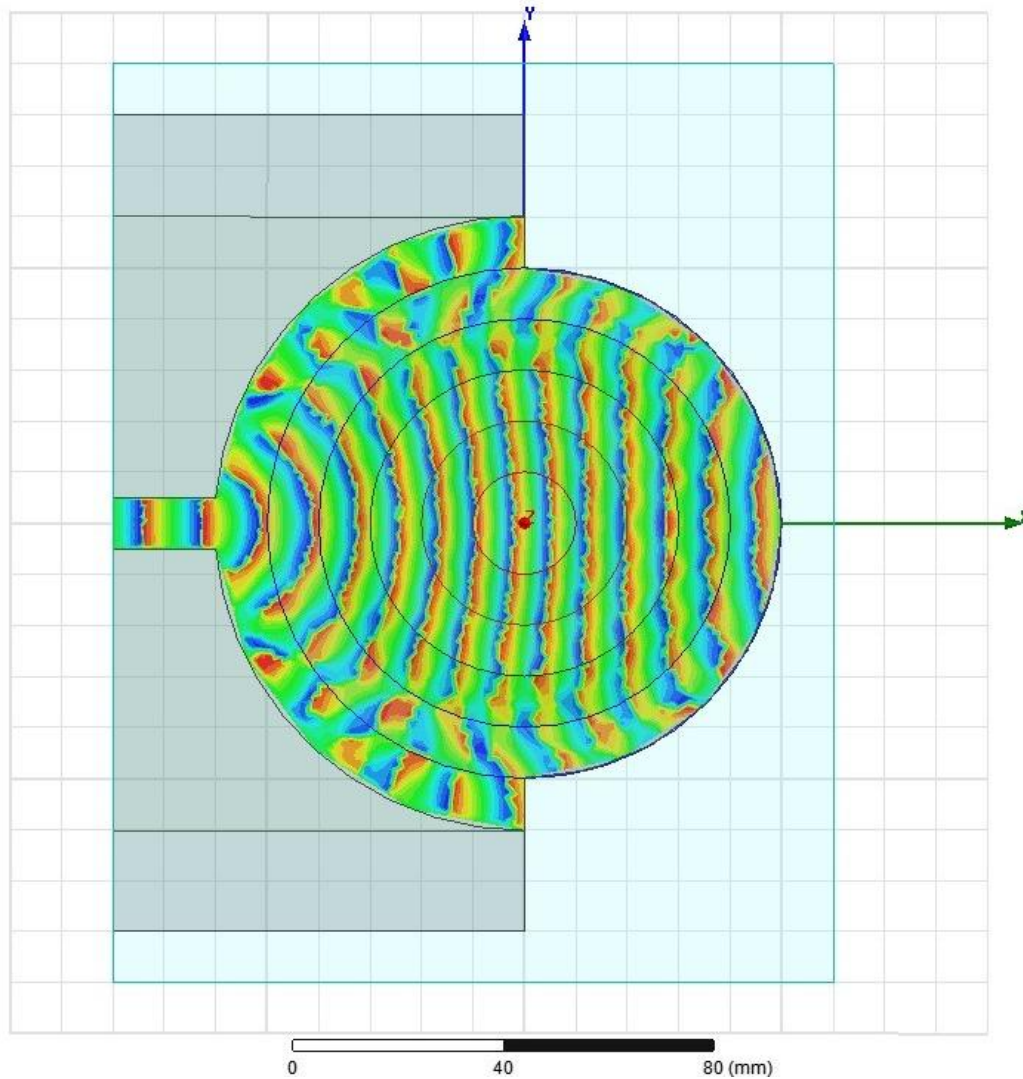


Figura 3.3.3: Evolución de la fase de E_z en un plano horizontal.

En figura 3.3.2-3.3.3 se puede notar como la forma de la onda esférica en entrada se transforma en una onda plana una vez que atraviesa la lente. En particular en figura 3.3.2 se representa la propagación del campo eléctrico, mientras en figura 3.3.3 se representa la variación de fase de la componente E_z del campo eléctrico. En el siguiente experimento vamos a reemplazar los varios niveles de dieléctrico con postes metálicos. La altura de los postes se elige para conseguir el valor de la constante dieléctrica relativa deseada.

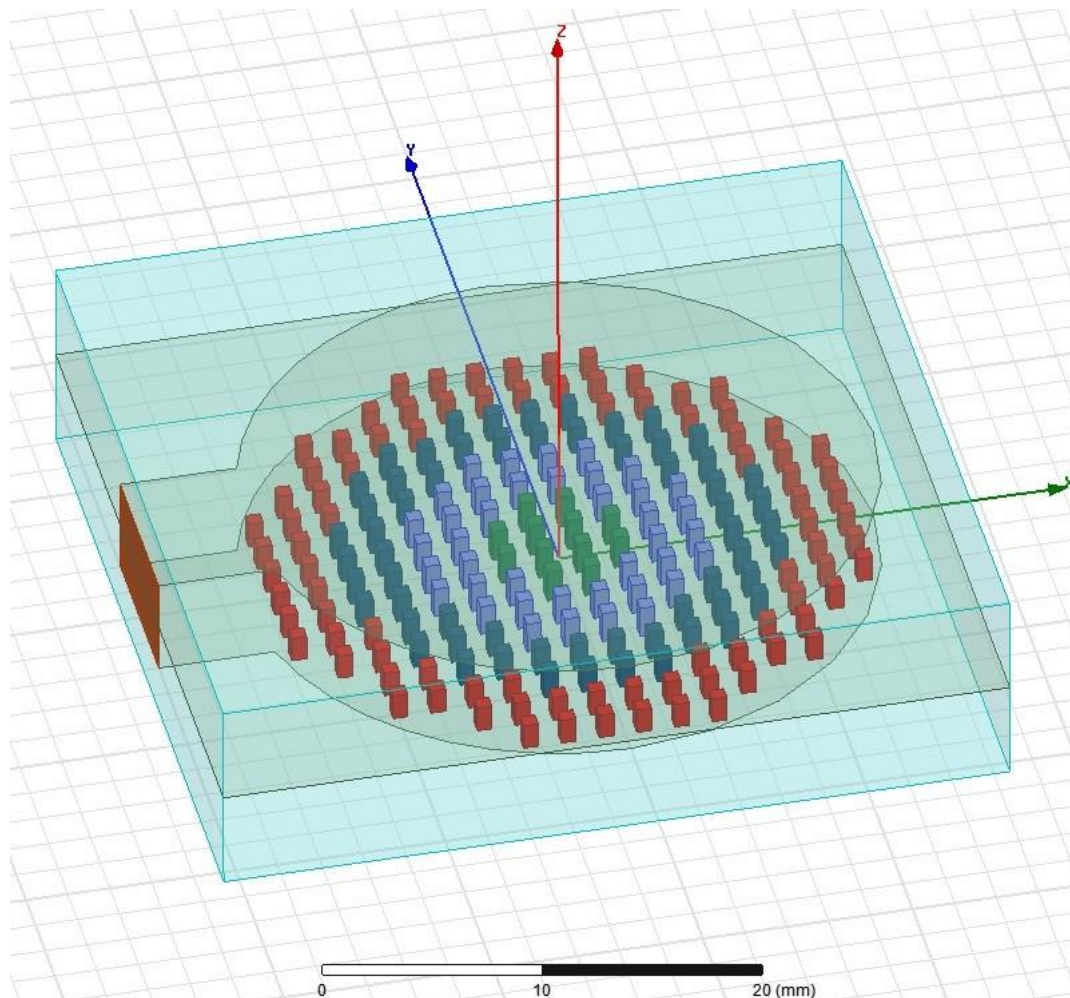


Figura 3.3.4: Lente de Luneberg con estructura a cristales fonicos.

Precisamente las alturas de los post metálicos tienen respectivamente los valores de 1.7mm, 1.6mm, 1.5mm, y 1.3mm en orden desde la región central a la región exterior. También en este caso hemos simulado la propagación de una onda esférica a la frecuencia de 30 GHz. Los resultados y la representación del campo y de la fase de la componente E_z se muestran en las figuras 3.3.5 y 3.3.6. Se puede notar que para conseguir la misma característica de la lente de Luneberg, en este caso, ha sido suficiente realizar una estructura a cristales fonicos de dimensión 40mm x40mm, en lugar de los 100 mm del caso anterior, con la consiguiente reducción de las dimensiones totales

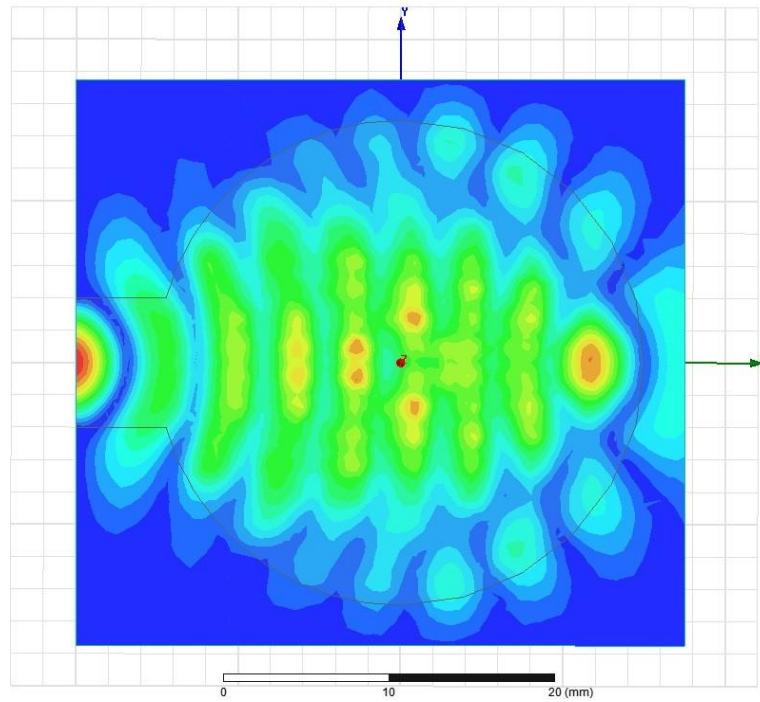


Figura 3.3.2: Representación del campo E en el plano XY.

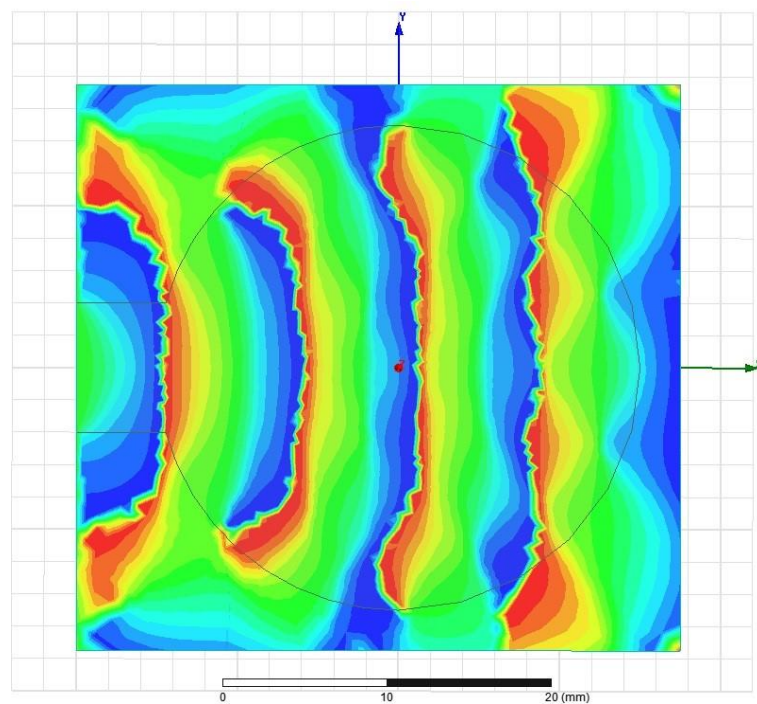
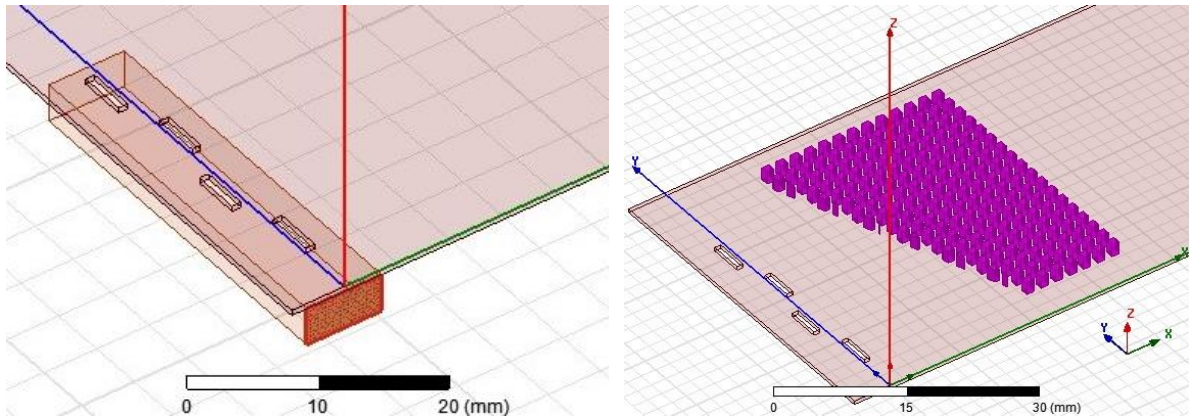


Figura 3.3.2: Representación de la fase en el plano XY.

Capítulo 4

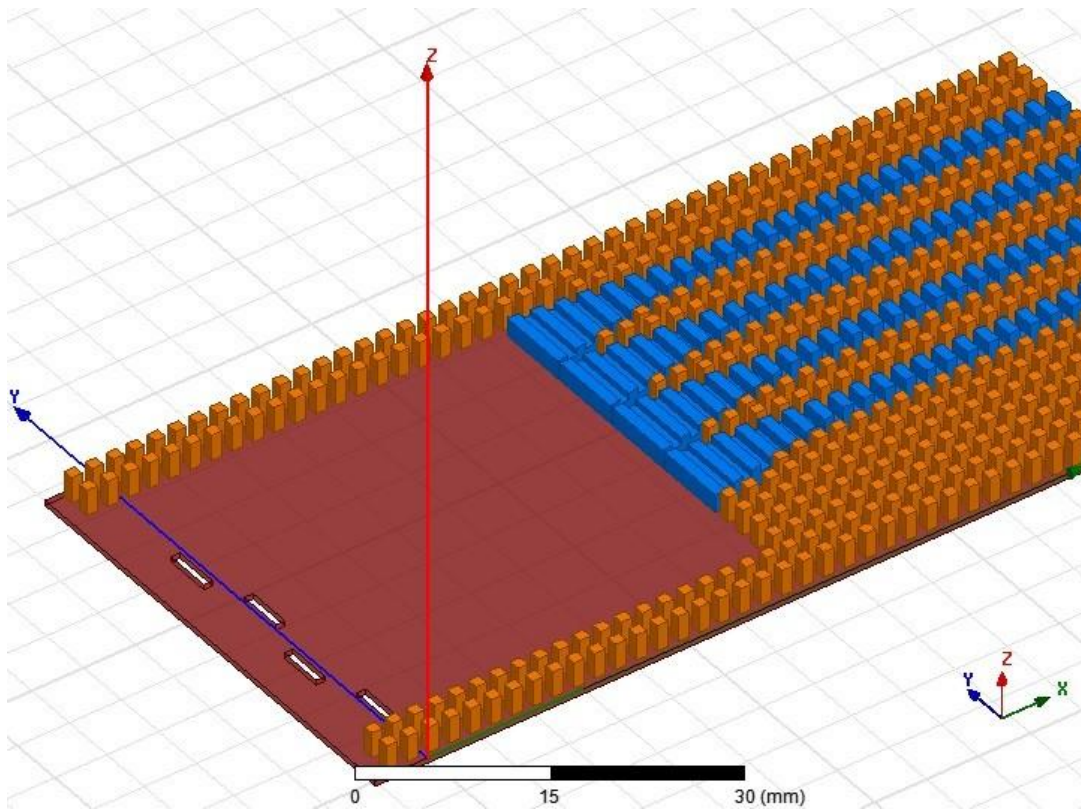
Modelo de antena por el control dinámico del apuntamiento en arrays de ranuras usando superficies de textura variable

En el presente capítulo iremos a completar el modelo de una antena por el control dinámico de apuntamiento del haz utilizando los resultados conseguidos en los capítulos anteriores del estudio de una superficie de textura variable. En particular en el proyecto en examen se ha optado por la realización de una antena de tipo slot array a láminas paralelas con un array a 4 elemento (rayas) realizadas con tecnología Ridge Gap Waveguide y alimentados a una extremidad por una guía de onda rectangular con slot longitudinales. Vamos a explicar como remover las aproximaciones introducidas en las simulaciones, como las condiciones al contorno, para conseguir un aparato cada vez más real. Utilizaremos una estructura a "ridge gap corrugado" con adaptación de una rampa, para canalizar la onda; realizaremos un "array de parejas de slot radiantes paralelos" permitiendo de reducir al mismo tiempo los fenómenos de reflexión; y por fin la adaptación de una alimentación en guía de onda rectangular con ranuras longitudinales. Los varios bloques de figura 4.1 se han estudiados y adaptados separadamente por ser unidos al final en un único modelo de antena para efectuar un análisis de las características y de los resultados conseguidos.



(a)

(b)



(c)

Figura 4.1: Bloques de análisis del modelo de antena; **(a)** Alimentación, **(b)** Superficies de textura variable, **(c)** Estructura ridge gap,

4.1. Guía de onda ridge gap

Una guía de onda ridge gap, con respecto a las guías rectangulares, es caracterizada por la presencia de uno o más ramas - dichos ridge - a su interior, con a los lados una estructura de post, por ejemplo metálicos, de altura $\lambda/4$, figura 4.1.1.

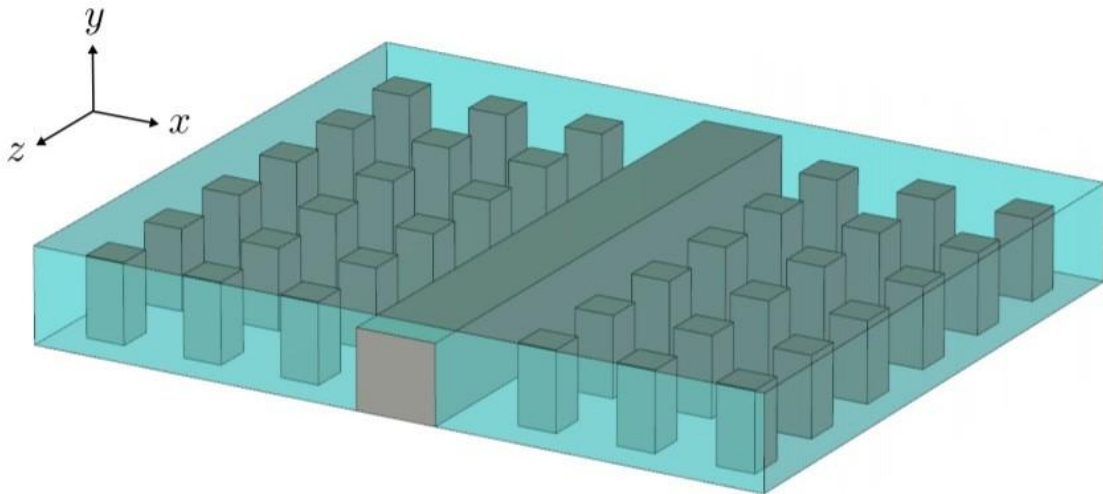


Figura 4.1.1: Guía de onda “ridge gap”.

La presencia de los postes laterales hace que la onda sea conducida y mantenida sobre la superficie del ridge, impidiendo las pérdidas secundarias laterales [23]-[24]. Una guía de onda a ridge gap representa una nueva línea de transmisión por aplicaciones a ondas milimétricas. Tradicionalmente se utilizan guías de onda rectangular por este género de aplicaciones gracias a sus bajas pérdidas. Sin embargo su fabricación necesita una elaboración de precisión, con contactos eléctricos y alineación muy buena entre las dos partes mecánicas de conexión. Una guía de onda ridge gap permite de conseguir parecidos resultados sin necesitar paredes laterales conductivas, y ésta ofrece una mayor libertad durante el proceso de fabricación y ensamblaje en cuanto la estructura no es sensible a los pequeños gap presentes entre las paredes laterales y la lámina metálica superior.

En origen la guía de onda a pared individual "hard" (Single-Hard-Wall Waveguide – SHWW), ha sido concebido para alimentar un slot array. El SHWW consta de una guía

de onda metálica rectangular sovradimensionada o de una guía de onda a láminas paralelas con la lámina metálica inferior reemplazada por una superficie "hard." Otra interpretación del empleo de una superficie "hard" por la superficie inferior viene de la observación de como los campos se propagan dentro de un parallel-plate waveguide, PPW. En un caso, un campo eléctrico vertical se propaga libremente entre las dos láminas metálicas paralelas o entre dos láminas PEC (Perfect Electrical Conductor) independientemente de la distancia recíproca. En el otro caso, todos los modos están debajo del cut-off entre una lámina PEC y una lámina PMC (Perfect Magnetic Conductor), si la distancia entre las láminas es menor de $\lambda/4$, figura 4.1.2.

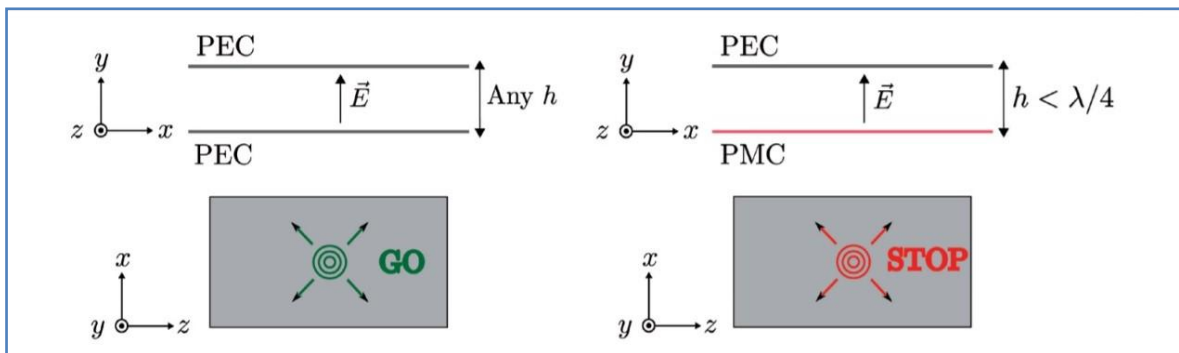


Figura 4.1.2: Propagación del campo en (a) PEC-over-PEC PPW, (b) PEC-over-PMC PPW.

Así, usando una superficie "hard" (idealmente, una rejilla a bandas PEC o PMC) y una lámina PEC paralela separado por un gap de aire más pequeño de $\lambda/4$, en la dirección transversal a las bandas, suprimiendo cada tipo de propagación, figura 4.1.2. La idea anterior también ha sido de inspiración por una nueva tecnología de guía de onda basada sobre metamateriales y especialmente apta por ondas milimétricas y sub-milimétricas. Esta nueva tecnología, conocida como ridge gap waveguide (RGW), ha sido presentada por la primera vez en [25] - [27]. Esta guía de onda es realizada entre dos láminas metálicas paralelas. Una de ella es formada por una estructura a cristales fónicos bidimensional para crear una condición de alta impedancia sobre la superficie, idealmente, un confinamiento PMC, y por tanto imponer un cut-off por los modos de las láminas paralelas. Al centro de tal superficie estructurada, se inserta un

ridge de metal para conducir la onda a lo largo de un particular recorrido. En tal modo, la guía de onda está formada dentro del gap entre el ridge y la lámina metálica superior, como ilustrado en figura 4.1.3.

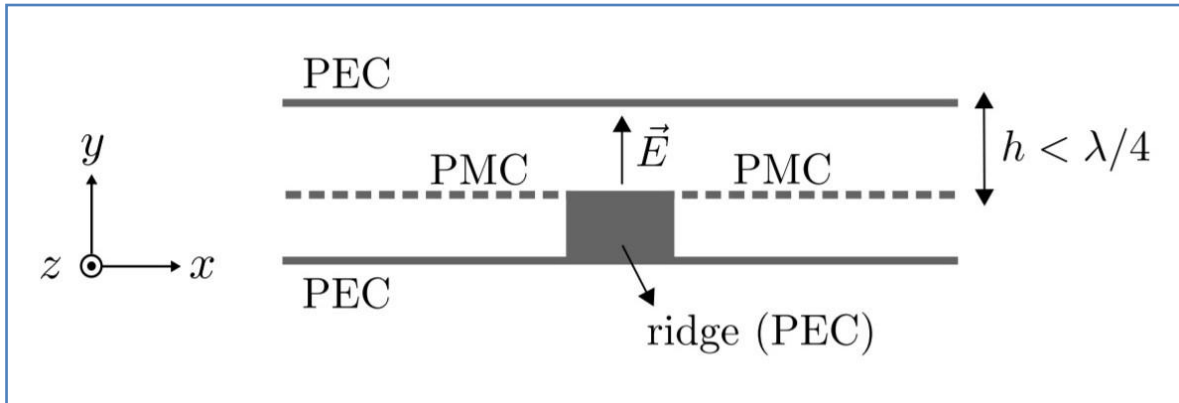


Figura 4.1.3: Sección transversal de una guía de onda ridge gap, con el ridge circundado por una superficie a alta impedancia.

Ambas las estructuras de guía de onda, el SHWW y el RGW pueden conducir localmente ondas casi-TEM. Sin embargo, las ondas están obligadas a seguir los recorridos rectilíneos dentro del SHWW en cuanto tienen que ir en dirección paralela a la corrugación. Mientras, por el RGW las ondas tienen que seguir los ridge metálicos, que pueden doblarse, dividirse, formar rincones, etcétera. Por tanto, el RGW es una estructura más versátil con respecto del SHWW para realizar circuitos a alta frecuencia.

Los filtros en guía ridge se utilizan ampliamente en aplicaciones del satélite por sus ventajas en términos de reducción de la masa total. Los factores llave que hacen interesante esta nueva tecnología para guías de onda pueden ser enumerados como sigue:

- Bajas pérdidas, en cuánto una guía de onda a gap no necesita dieléctrico y puede ser realizada completamente en metal;
- Bajos costes, puesto que no necesita alguna conexión de unión entre las dos láminas, cosa que hace más fácil la fabricación;
- Amplio ancho de banda;

- Ninguna dificultad de packaging, en cuántas las guías de onda a gap se pueden diseñar para estar completamente cerradas, sin la presencia de modos de cavidad, que le devuelven también una tecnología de packaging atractivo para circuitos a microstrip;
- Fácil integración de componentes activos como amplificadores y MMICs (Monolithic Microwave Integrated Circuits), porque el blindaje y el packaging se realizarán más o menos automáticamente de la misma guía de onda a gap.

Todos estos factores hacen ventajosa la guía de onda a gap con respecto de las existentes líneas de transmisión a alta frecuencia como las guías de onda a microstrip o coplanar y las guías de onda metálicas huecas, figura 4.1.4.

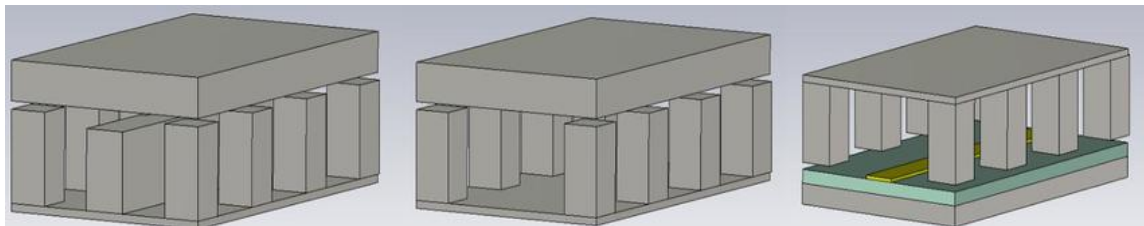


Figura 4.1.4 : Guía de onda ridge gap (izquierda), groove (centro) y microstrip (derecha)

De un lado, las guías de onda a microstrip necesitan dieléctrico y por consiguiente sufren de pérdidas al aumentar de la frecuencia; tienen una capacidad limitada de manipulación de potencia y resonancias espurias cuando se encapsulan. Del otro, las guías de onda huecas convencionales se realizan en dos partes que tienen que ser unidas, lo que aumenta el coste de fabricación, sobre todo a frecuencias elevadas cuando las paredes laterales se vuelven más y más sutiles. Así, esta nueva tecnología parece una interesante línea de transmisión para realizar elementos y circuitos que trabajan a partir de frecuencias de unos 30 GHz, cuando las tecnologías corrientes ya enseñan algunas insuficiencias, hasta 100 GHz.

La geometría de base de una guía de onda a ridge gap comprende dos superficies conductoras paralelas. Una de estas es dotada de una estructura que se utiliza para realizar ridge de conducción circundada por una superficie a alta impedancia, figura

4.1.5. La nueva guía de onda se encuentra en el gap entre las superficies metálicas. El gap generalmente se llena con aire, pero también se puede llenar con dieléctrico, y su dimensión debería ser menor de $\lambda/4$. La superficie de textura bloquea las ondas en todas las direcciones (siempre que la altura de la guía sea suficientemente baja) de tal modo que las ondas se vean obligadas a seguir los ridge metálicos.

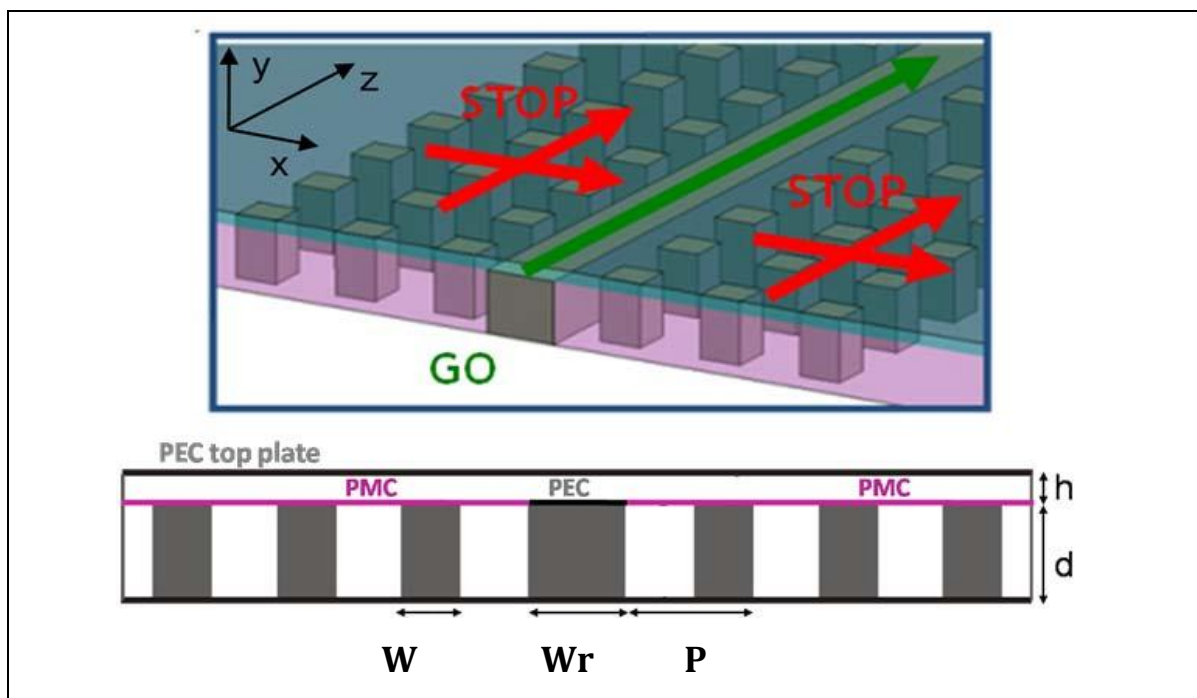


Figura 4.1.5: Parámetros del modelo de una guía de onda ridge gap.

Una guía de onda a láminas metálicas paralelas con $h < \lambda/2$ sólo puede conducir ondas TEM polarizadas verticalmente en cualquiera dirección sin ningún cut-off a bajas frecuencias. Estas ondas TEM se extienden en toda la guía de onda, así que son modos globales de las láminas paralelas. Mientras, las ondas casi-TEM de una guía a ridge gap son ondas locales que siguen el ridge. Si están presentes los modos globales a láminas paralelas en esta guía de onda, estos destruyen completamente las prestaciones de la guía de onda de gap local.

Por tanto, es de crucial importancia para las prestaciones de la guía de onda a ridge gap que la propagación se prohíba a todos los géneros de modos globales a láminas paralelas.

Eso se consigue estructurando la superficie metálica en ambos lados del ridge para conseguir una elevada impedancia superficial y ofrecer un cut-off por los modos globales a láminas paralelas dentro de una cierta banda de frecuencia. La superficie estructurada se realiza con una red de postes (pins) metálicos instalados en posición vertical sobre un plano de masa. La profundidad y la altura de los postes tiene que ser más o menos de $\lambda/4$ para transformar el plano de masa (lámina PEC) en una superficie a alta impedancia (idealmente, una lámina PMC).

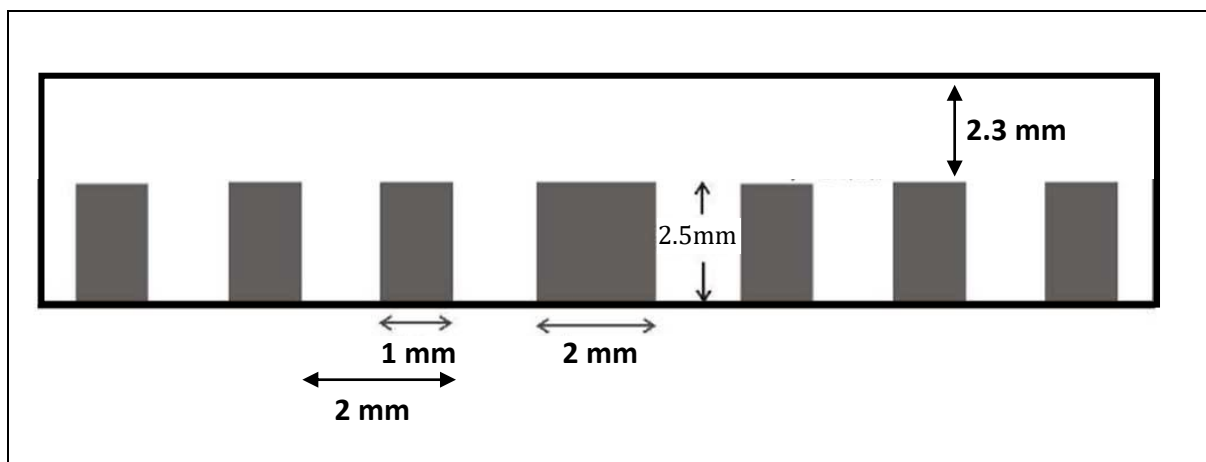


Figura 4.1.6: Dimensiones del modelo.

Las características de la guía de onda a ridge gap puede ser visualizadas por su diagrama de dispersión. Para el cálculo del diagrama ha sido realizada una estructura a guía de onda rectangular con postes metálicos de dimensión $W=1\text{mm}$, $d=2.5\text{mm}$, período $P=2\text{mm}$, $h=2.3\text{mm}$ para trabajar a una frecuencia de 30 GHz, figura 4.1.5 y figura 4.1.6. El diagrama conseguido muestra un set de modos para una guía de onda de tipo rectangular que aparecen bajo de los 25 GHz, figura 4.1.8. Estos tienen una baja frecuencia de cut-off parecido a los modos de una guía de onda rectangular normal, figura 4.1.7, [28], pero van más o menos en una stopband a 25 GHz, y aparecen de nuevo al final de esta stopband, alrededor de los 35 GHz. Sólo hay un modo, dentro de la entera stopband, muy cerca de la light-line. Éste es el deseado modo local casi-TEM que recorre el ridge. Por tanto, se puede afirmar que el ancho de banda de la guía de onda a ridge gap es casi la banda en la que se propaga un único modo casi-TEM.

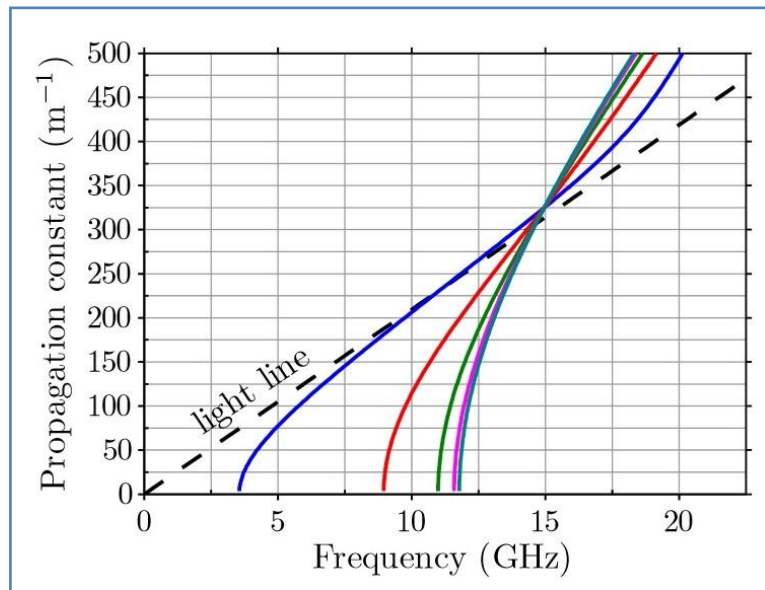


Figura 4.1.7: Diagrama de dispersión de una SHWW.

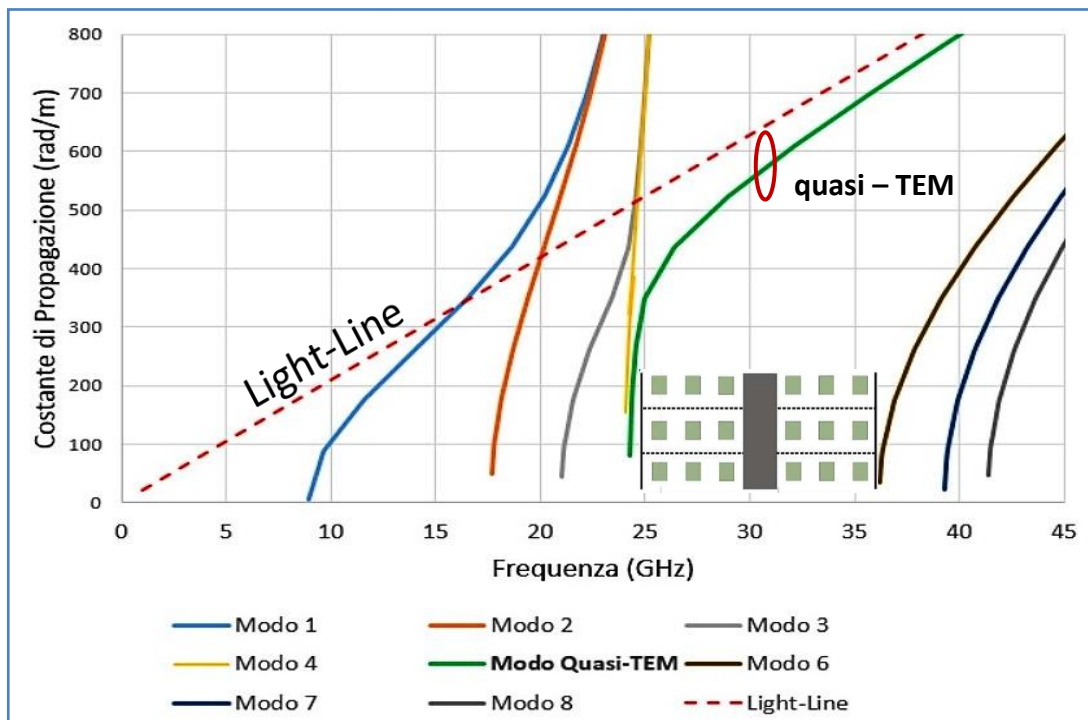


Figura 4.1.8: Diagrama de dispersión de una guía de onda a ridge gap.

En el siguiente párrafo nos detenemos sobre el tipo de radiación elegido con array de pares de slot paralelos, una estructura a Parallel Plate Slot Array.

4.1.1. Radiating Slot Pair

Antenas con array de slot paralelos son los mejores candidatos para conseguir una mayor eficiencia en la producción de antenas para ondas milimétricas. Una antena con parallel plate slot array tiene una estructura muy simple, y se caracteriza por ausencia de radiación secundaria lateral dentro de la guía de onda, asegurando bajas pérdidas de transmisión [29]-[30].

La antena propuesta presenta un array de slot radiantes en la lámina inferior y un array de pares de slot en la lámina superior. La antena está excitada por una guía de onda rectangular de que estudiaremos la adaptación en el párrafo siguiente. La razón por la que se ha realizado un array de ranuras con pares de slot en la lámina superior es esencialmente aquel de suprimir las reflexiones no deseadas y asegurar la pureza del modo de propagación de la onda electromagnética (TEM).

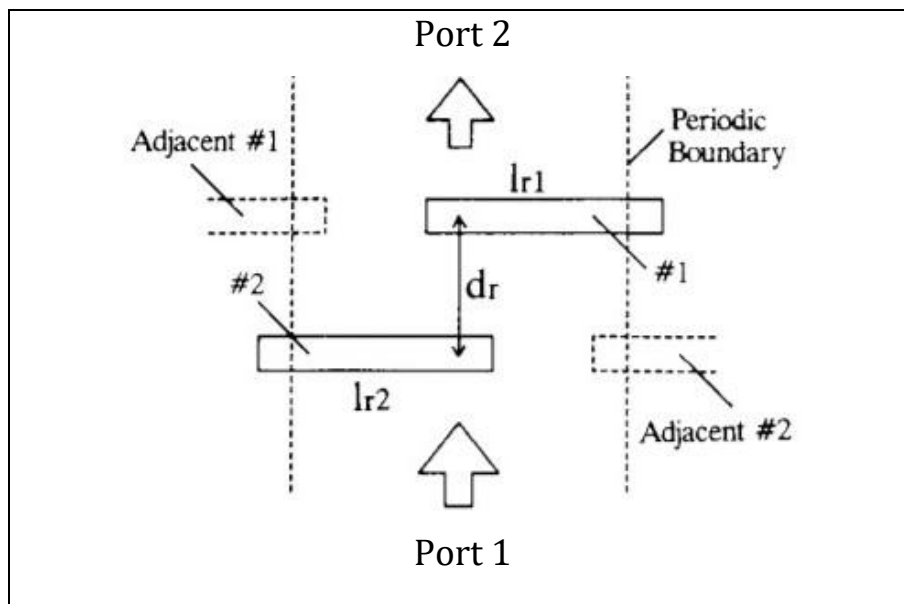


Figura 4.1.1.1 : Modelo de radiación con parejas de slot [27].

En correspondencia del ridge metálico se realizan pares de ranuras paralelas a la dirección y, trasladadas de un cierto offset. La separación entre las pares de slot de radiación, “ar”, en la dirección y, se elige de modo que sea la más pequeña posible.

Generalmente se elige un offset igual a la mitad de la longitud de la ranura. El parámetro a_r , no tiene que ser igual a la longitud de onda de la guía de alimentación, ya que el modo dominante dentro de nuestra guía de onda, en correspondencia del ridge, es un modo TEM. El espaciado " d_r " entre los slot de cada pareja a lo largo de la dirección x , se elige de modo que sea igual a $\lambda/4$ para suprimir las reflexiones de las ranuras de radiación hacia el puerto de alimentación.

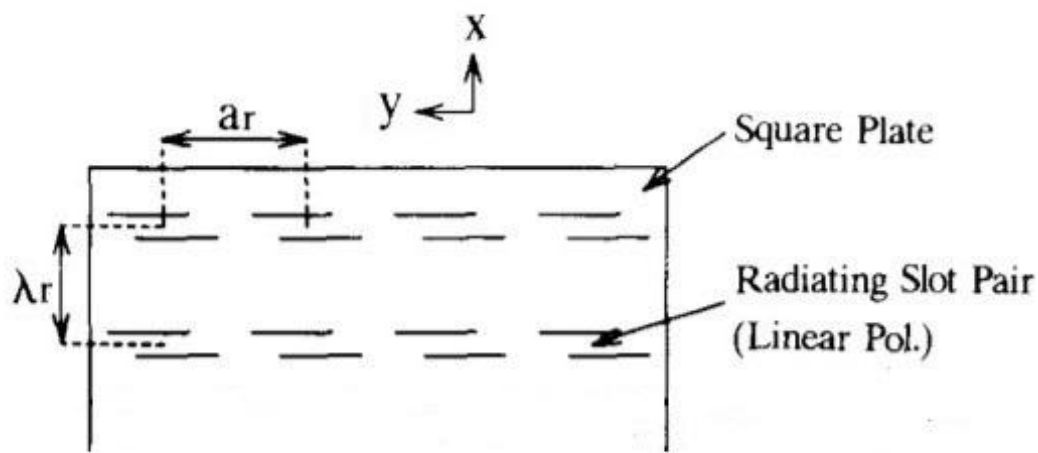


Figura 4.1.1.2 : Configuración slot de radiación.

Cuando el offset se vuelve más pequeño, también el espaciado d_r se vuelve más pequeña para suprimir las reflexiones a causa de un aumento del acoplamiento recíproco entre las dos ranuras. Por cuánto concierne el valor de λ_r , éste se elige en fase de adaptación para posicionar exactamente las ranuras donde el campo magnético es máximo.

Para visualizar los beneficios que se consiguen por posicionar una pareja de slot paralelos en lugar de un sola ranura, en figura enseñamos el apuntamiento del haz en el plano XZ sacado por una guía de onda a ridge gap con dos array de 4 slot. En figura 4.1.1.4 se presenta el diagrama de la directividad en el caso de dos array con 5 slot individuales, mientras en figura 4.1.1.6 se muestra el diagrama en el caso de dos array con parejas de slot paralelos. El espaciado λ_r es 10.6mm para posicionar las ranuras dónde el campo magnético es positivo y máximo.

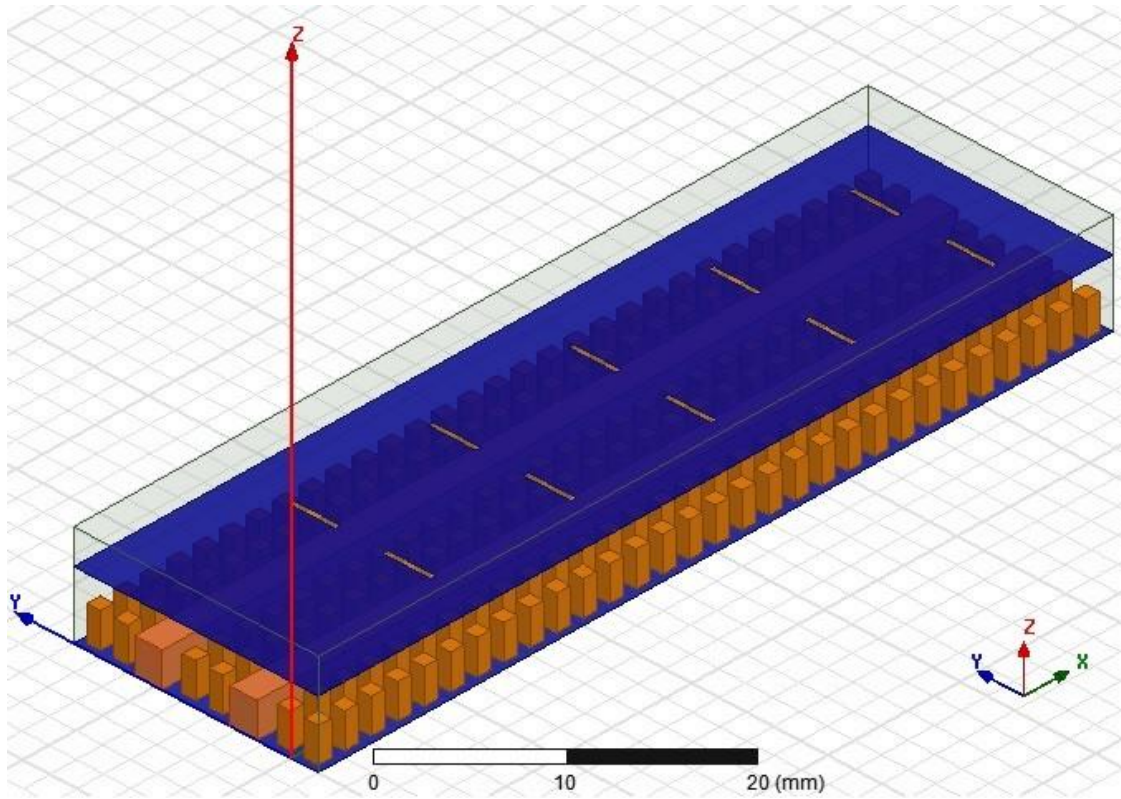


Figura 4.1.1.3 : Guía de onda a ridge gap con array de slot individuales.

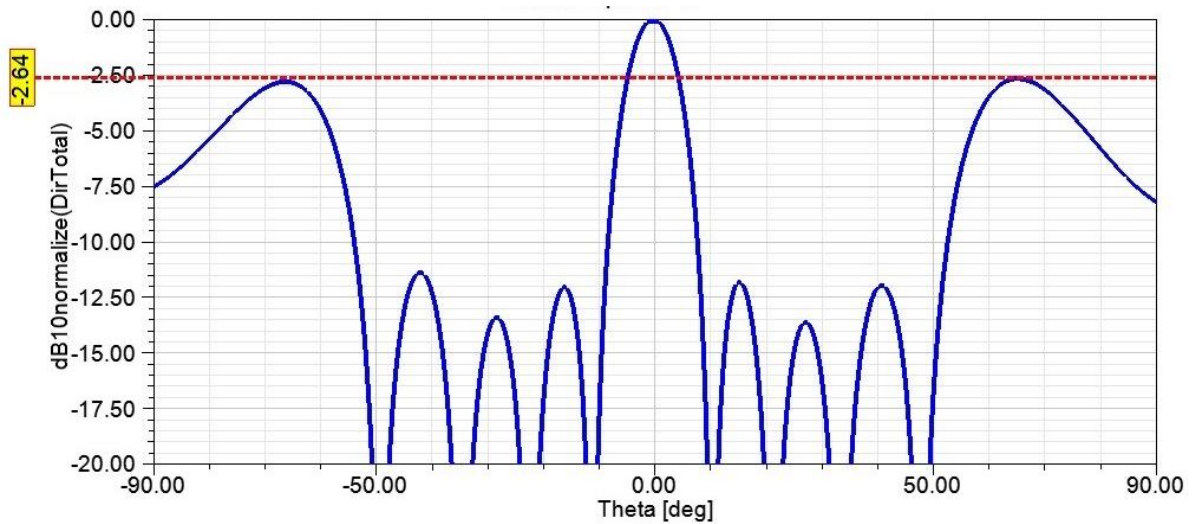


Figura 4.1.1.4 : Diagrama de la directividad en el plano ZY en array de slot.

De un análisis de los resultados conseguidos (figura 4.1.1.6) se puede notar una baja de los lóbulos secundarios de 3dB con consiguiente reducción de las reflexiones. Sin embargo el resultado no es satisfactorio; luego veremos cómo obrar una optimización del ridge reemplazándolo con una estructura a ridge corrugado.

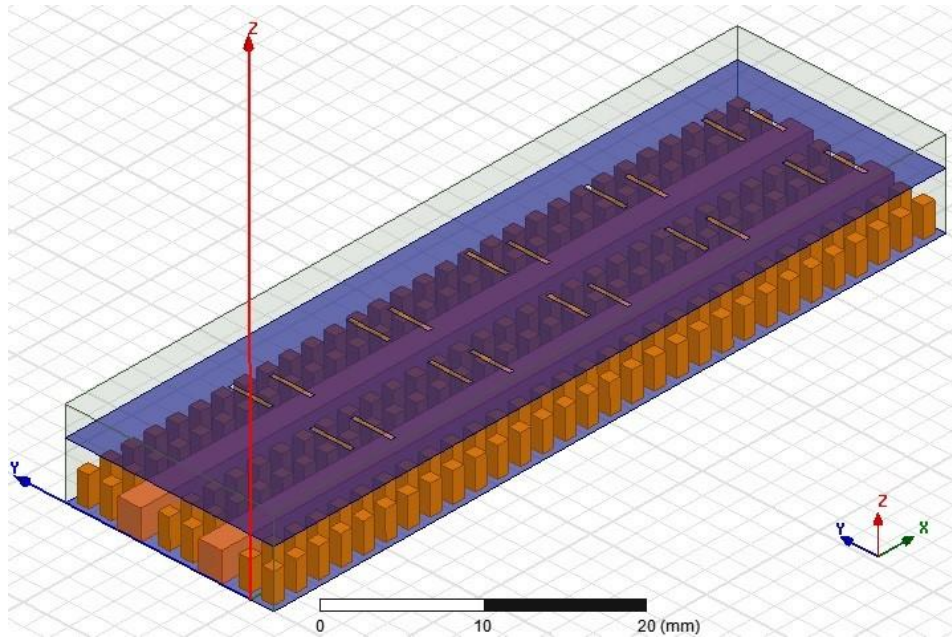


Figura 4.1.1.5 : Guía de onda a ridge gap con array de parejas de slot paralelos.

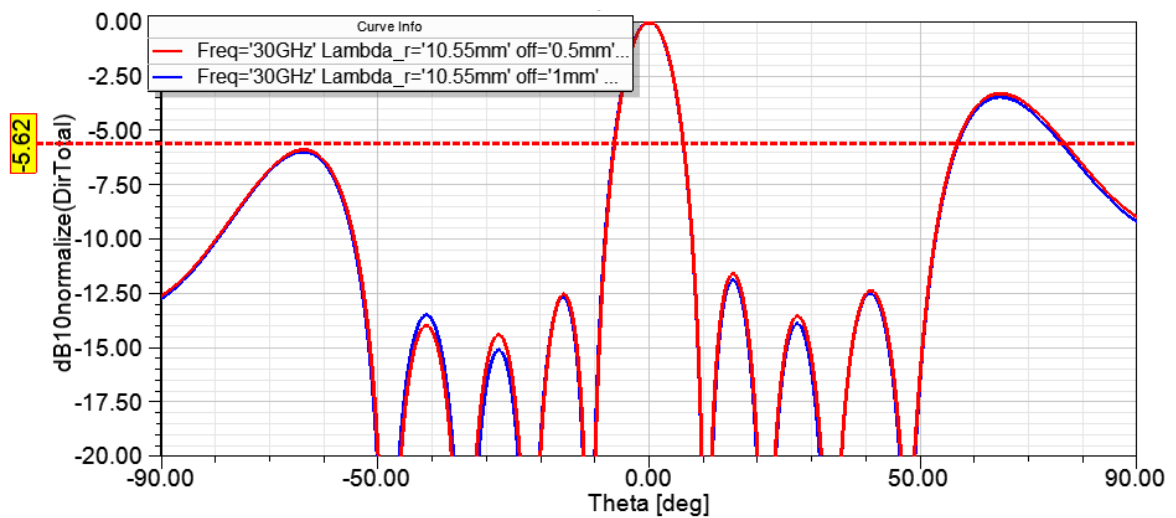


Figura 4.1.1.6 : Diagrama de la directividad en el plano ZY en array de pares de slot.

4.1.2. Optimización con ridge corrugado

Para optimizar el ridge y reducir las reflexiones hacia el puerto de alimentación, he simulado una simple guía de onda con estructura a cristales fónicos bidimensional y con dos ridge, figura 4.1.2.1.

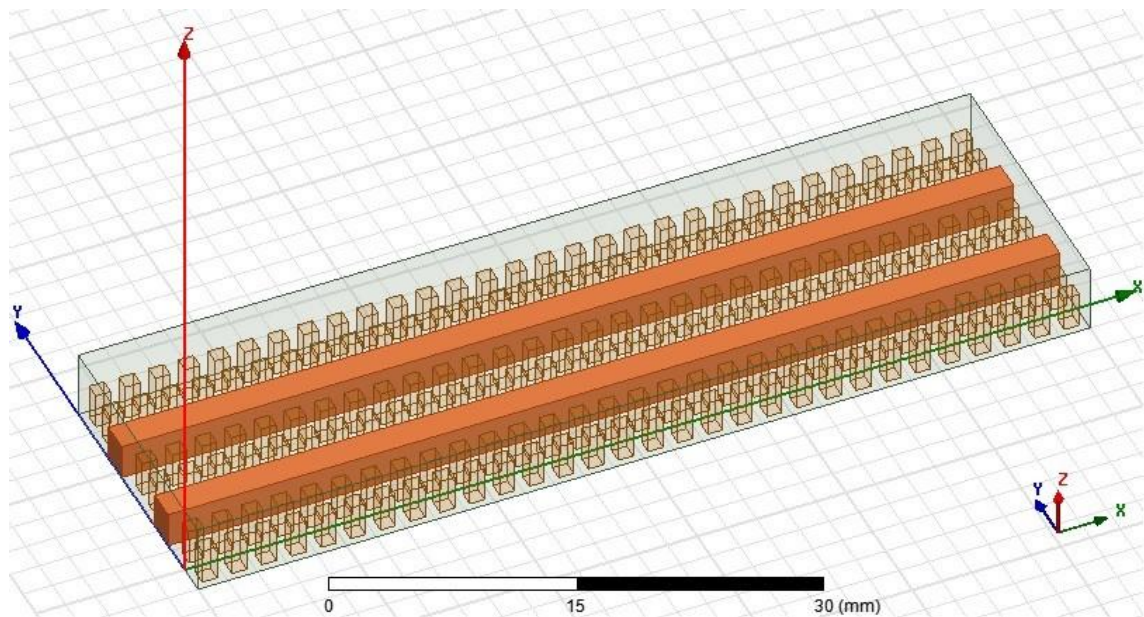


Figura 4.1.2.1 : Modelo de una guía de onda a ridge gap.

La presencia de lóbulos indeseados como los grating lobes (réplicas indeseadas del lóbulo principal) y los lóbulos laterales, o secundarios, son factores importantes para determinar el funcionamiento de una antena de tipo array. Los grating lobes son un producto de la relación entre la distancia de los array y la longitud de onda en el espacio libre, mientras los lóbulos secundarios son un producto de la iluminación del array.

Sin embargo existe una ulterior estructura a ridge corrugado para un MRW que ofrece una función para controlar la longitud de onda añadiendo una estructura slow-wave en el ridge [31]. La nueva estructura tiene dos características importantes. Primero, tiene un amplio rango de control de la región en que se pasa de fast-wave a slow-wave por la longitud de onda del modo TEM en el espacio libre, y por otro lado,

es una función de control de impedancia que es independiente de la longitud de onda.

El funcionamiento de una antena array se pueden mejorar utilizando una tal estructura. Algunas ventajas pueden ser enumeradas como sigue:

- Reduciendo la longitud de onda, con respecto de la onda TEM en el espacio libre, se puede reducir la generación de los lóbulos de difracción en antenas array por líneas de alimentación del tipo a resonancia.
- La posibilidad de variar de modo arbitrario la iluminación de excitación para las antenas array, teniendo fijo el espaciado entre elemento y la fase de excitación, puede mejorar las características del lóbulo secundario.

Para controlar los efectos de los side-lobe, la iluminación de excitación de cada elemento debería ser controlada manteniendo inalterado el espaciado elemental y la fase de excitación. Para realizar esta condición en una línea de alimentación de tipo a resonancia, la impedancia característica entre cada elemento tiene que ser controlada independientemente. La impedancia característica puede ser cambiada fácilmente cambiando el gap presente entre el ridge y la lámina superior de la guía de onda, porque la relación tensión-corriente cambia en la guía de onda. De todos modos, este método tiene inconvenientes como el hecho que también la longitud de onda varia porque el modo EM que exhibe el régimen de fast-wave cambia simultáneamente. Para solucionar esta dificultad, se puede utilizar un MRW que incorpora el modo combinado fast-wave/slow-wave para regular la longitud de onda.

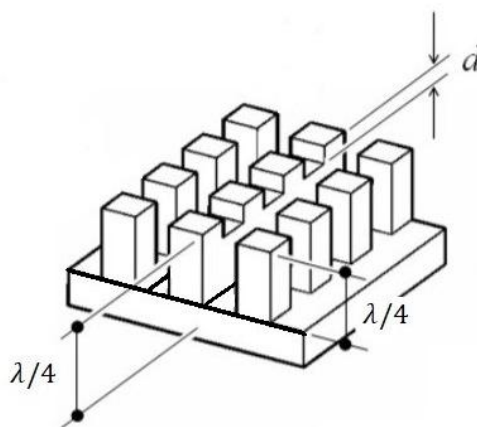
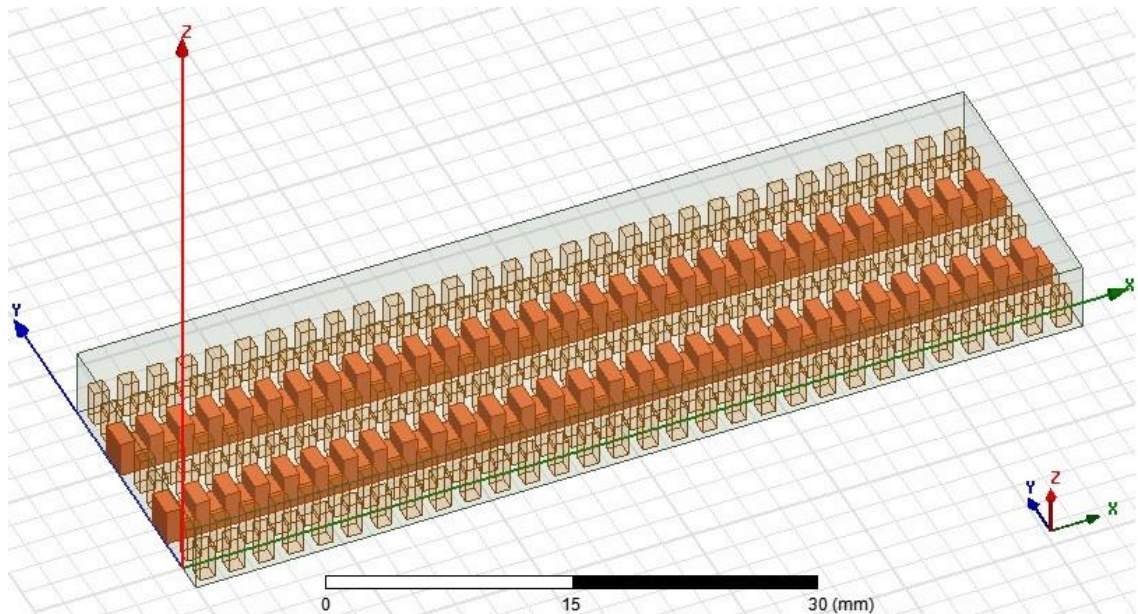
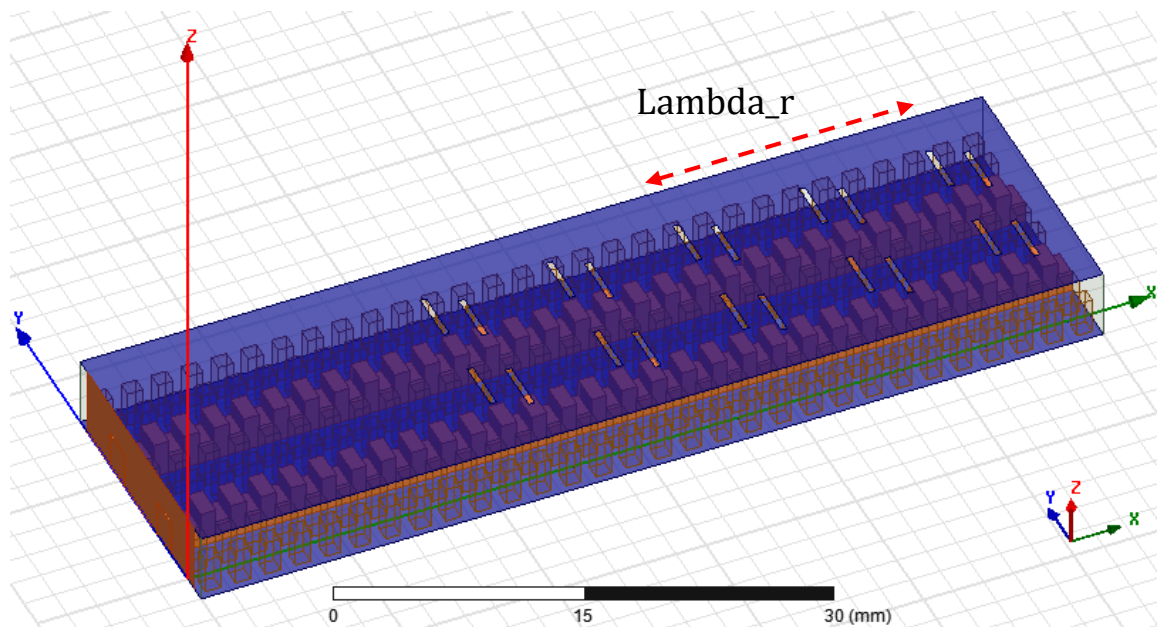


Figura 4.1.2.2: Geometría del modelo.

Para confirmar estas propiedades, ha sido ejecutada una simulación paramétrica en la que se ha variado el parámetro “d” o bien la profundidad de corrugación del ridge con respecto de la altura ($\lambda/4$) de los postes laterales, figura 4.1.2.2.



(a)



(b)

Figura 4.1.2.3 : Modelo de una guía de onda (a) a ridge gap corrugado, (b) slot de radiación

En figura 4.1.2.4 muestro el gráfico del directividad por valores de "d" 0mm, 1.2mm y 1.4mm. Para cada caso ha sido sacado el valor del parámetro "Lambda_r" o bien la posición óptima de las ranuras para conseguir máxima radiación. Considerando una profundidad de corrugacion de 1.4mm, la mejoría con respecto al caso de ridge normal resulta de unos 14 dB.

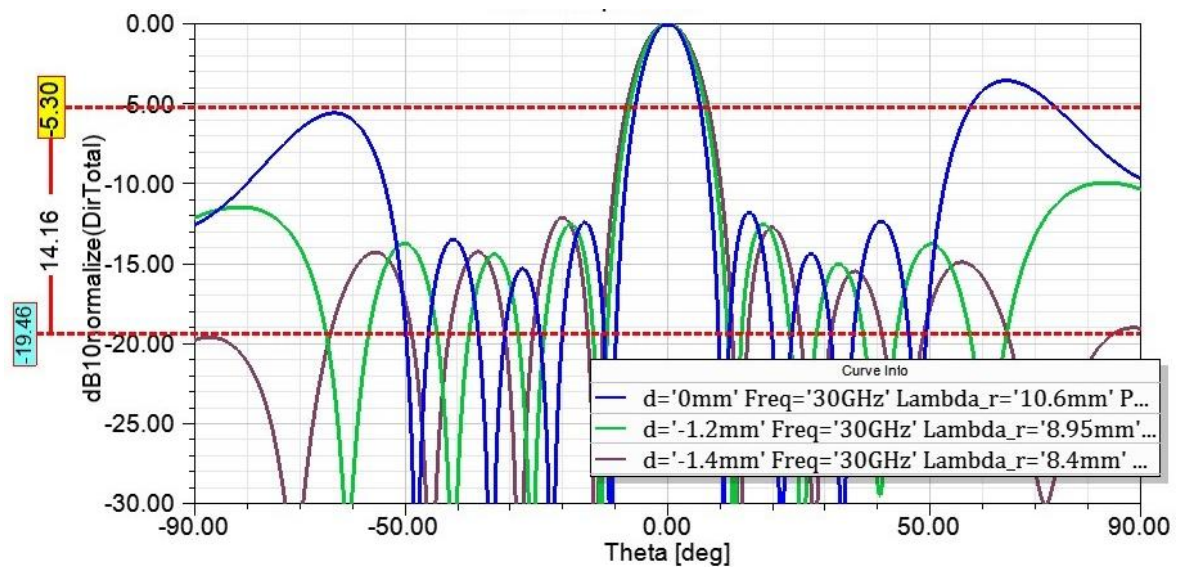


Figura 4.1.2.4 : Diagrama de la directividad en el plano XZ al variar del parámetro "d" (profundidad de corrugación).

4.1.3. Optimización de la rampa de acceso al ridge

Para optimizar ulteriormente el ridge y entonces la entrada de la onda en la estructura guidante, se ha elegido de realizar una rampa de ancho $W_{\text{rampa}}=6.8\text{mm}$ de modo que toda la onda confluya sobre el ridge para ser irradiada luego por las ranuras.

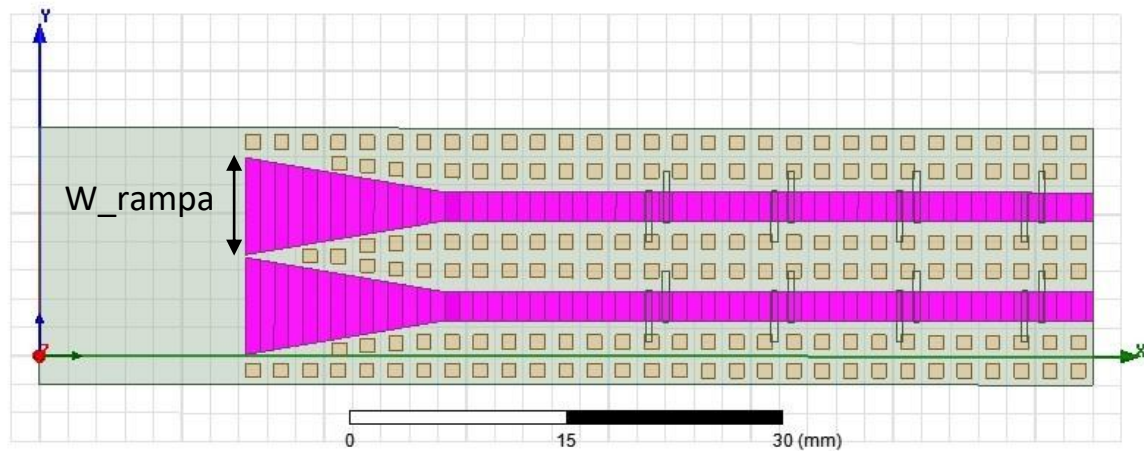


Figura 4.1.3.1 : Guía de onda a ridge gap, plano horizontal.

La rampa también tiene que ser optimizada a lo largo del eje Z de para conseguir un paso gradual entre la superficie estructurada donde la onda cambia la dirección de propagación y la región de radiación. En figura 4.1.3.2 se puede notar la variación de la altura de la rampa que crece a partir de la altura de los postes metálicos de izquierda hasta la altura de $\lambda/4$. Además también la corrugacion tiene que crecer de modo gradual para no perturbar demasiado el campo en la conexión de las dos regiones. En figura 4.1.3.3 se enseña el proyecto final de la rampa y también la estructura general de nuestro modelo de antena.

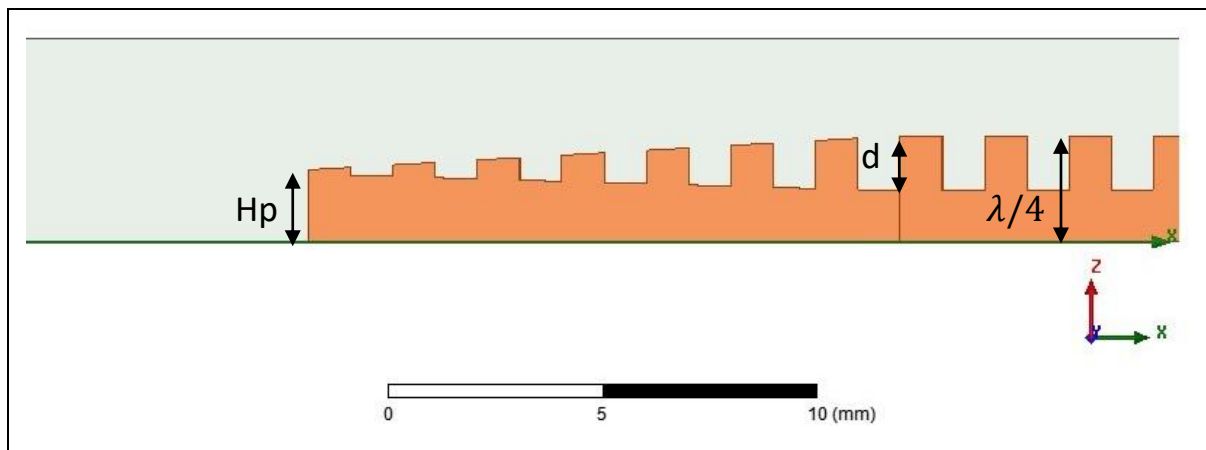


Figura 4.1.3.2 : Sección longitudinal de la rampa de acceso al ridge.

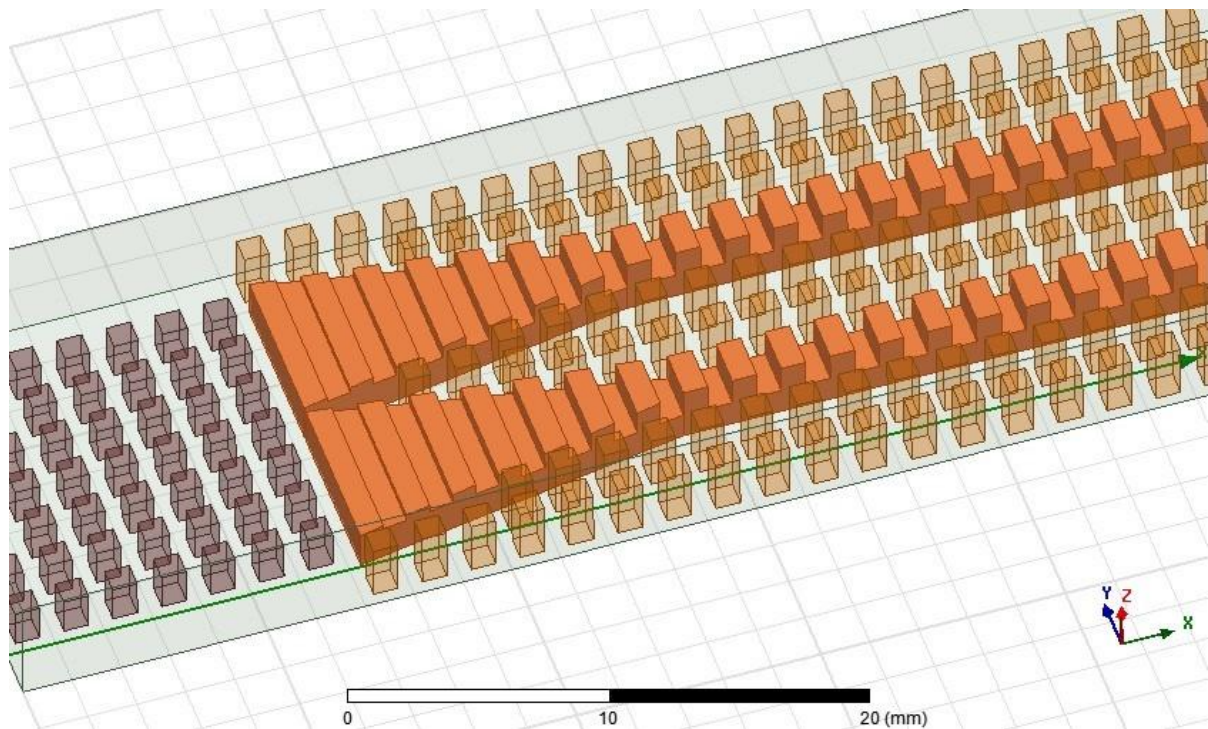


Figura 4.1.3.3 : Modelo optimizado de una guía de onda a ridge gap.

4.2. Alimentación

Por cuánto concierne la alimentación, ha sido elegida una alimentación por el bajo en guía de onda rectangular, con 4 ranuras longitudinales, figura 4.2.1. Ha sido necesario adaptar separadamente la alimentación para garantizar un S_{11} suficientemente bajo. Las simulaciones han sido ejecutadas asumiendo que se alimentaba una guía de onda de dimensiones $W=36\text{mm}$ (ancho), $L=35\text{mm}$ (longitud) y $H=4.8\text{mm}$ (altura). Las dimensiones de la guía de alimentación son $W_{\text{alim}}=7.15\text{mm}$, $L_{\text{alim}}=34\text{mm}$ y $H_{\text{alim}}=3.58\text{mm}$, figura 4.2.2. La lámina inferior, de material PEC, tiene un espesor "S" de 0.5mm , mientras las ranuras tienen respectivamente valores de las longitudes iguales a $[0.4355 \ 0.4272 \ 0.4272 \ 0.4372]$ cm y de offset (parametro OFF) igual a $[0.0674 \ 0.0623 \ 0.0623 \ 0.0674]$ cm, en orden desde la ranura más cerca del puerto a la más cerca del corto.

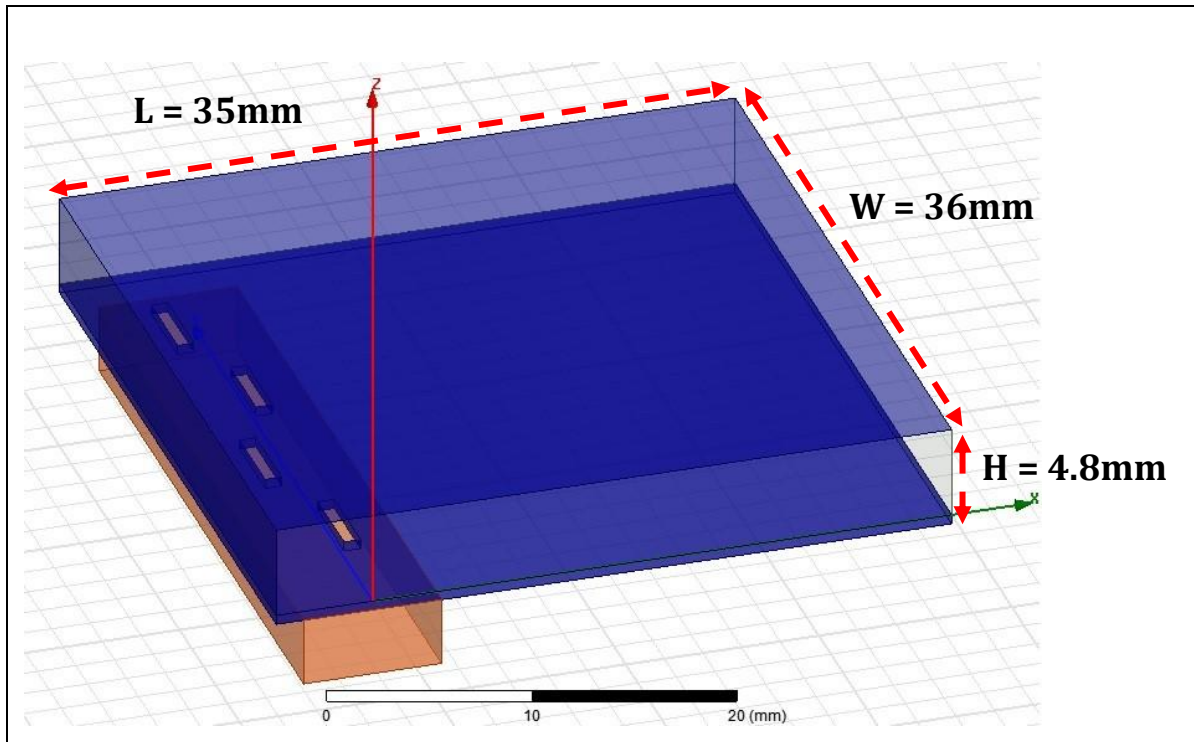


Figura 4.2.1: Modelo de una guía de onda con alimentación.

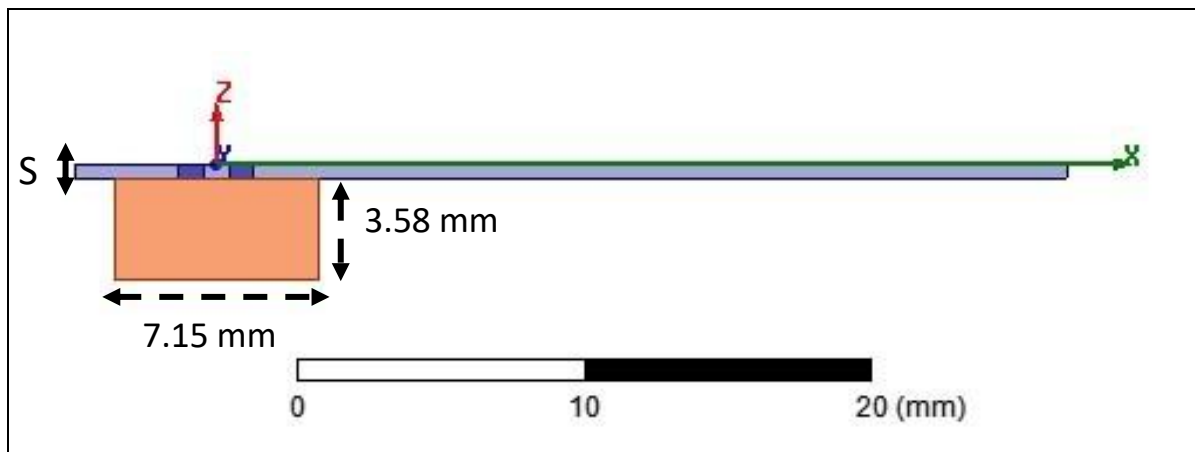


Figura 4.2.2: Sección longitudinal del modelo.

La guía ha sido llenada de aire y por tres paredes sobre cuatro ha sido impuesta la condición de "radiation." En figura 4.2.3 se enseña las superficies en las que ha sido impuesta la condición de superficie perfectamente conductora, PEC.

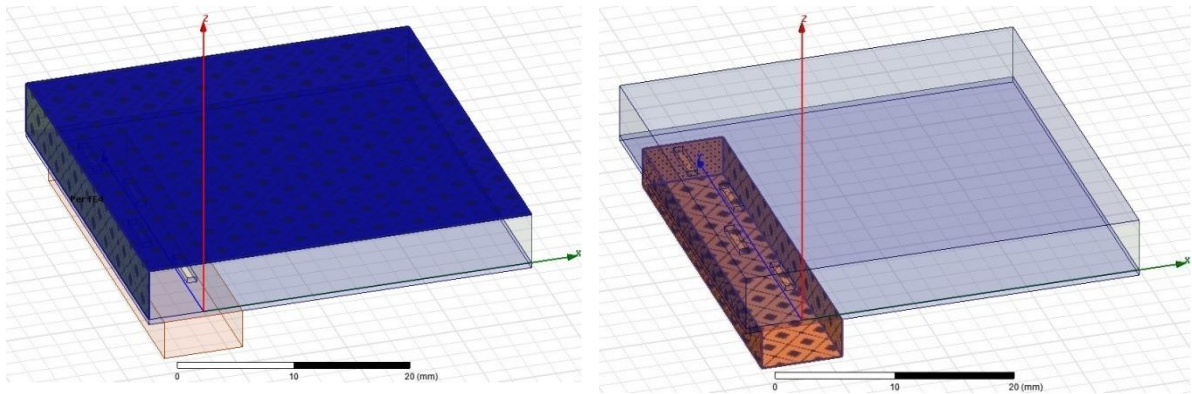


Figura 4.2.3: Boundary condition; superficies PEC del modelo.

Las simulaciones han sido ejecutadas variando tres parámetros: el ancho de las ranuras " W_f ", la distancia longitudinal entre estas " λ_{alim} ", y el offset "OFF" con respecto el eje central de la guía. En figura 4.2.5 se enseña el coeficiente de reflexión S11 al variar de la frecuencia por diferentes valores de " W_f ", " λ_{alim} " y "OFF" que mejor adaptan el modelo.

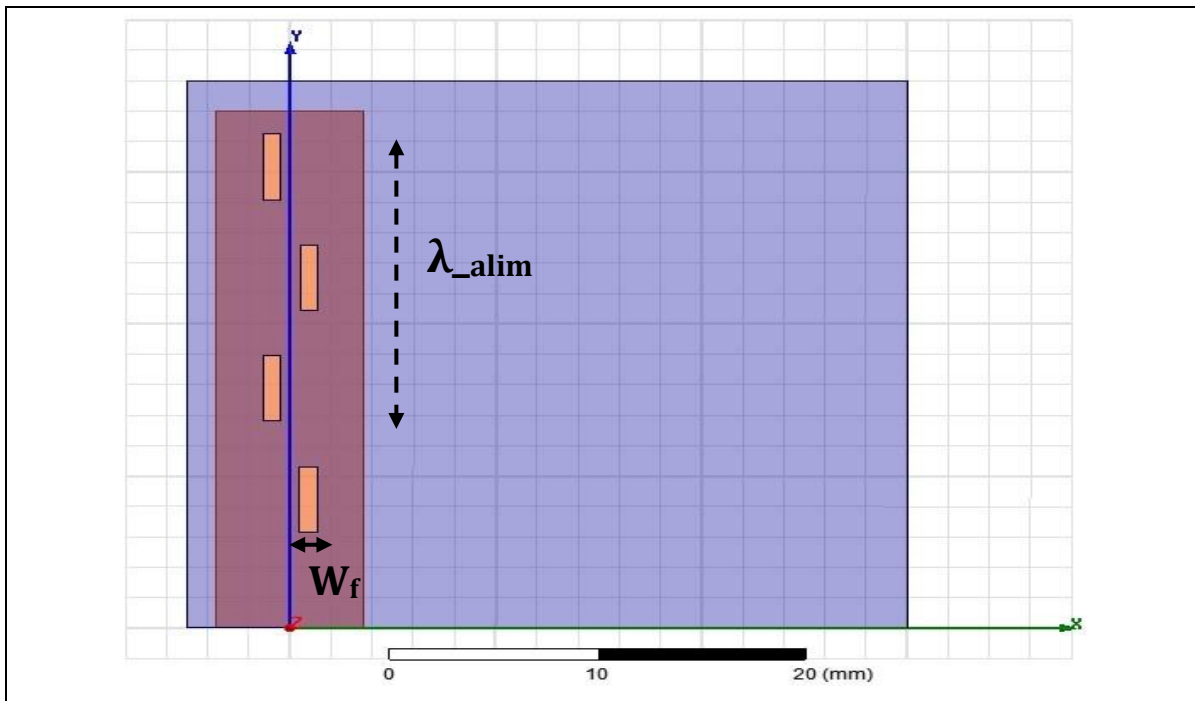


Figura 4.2.4: Sección horizontal del modelo.

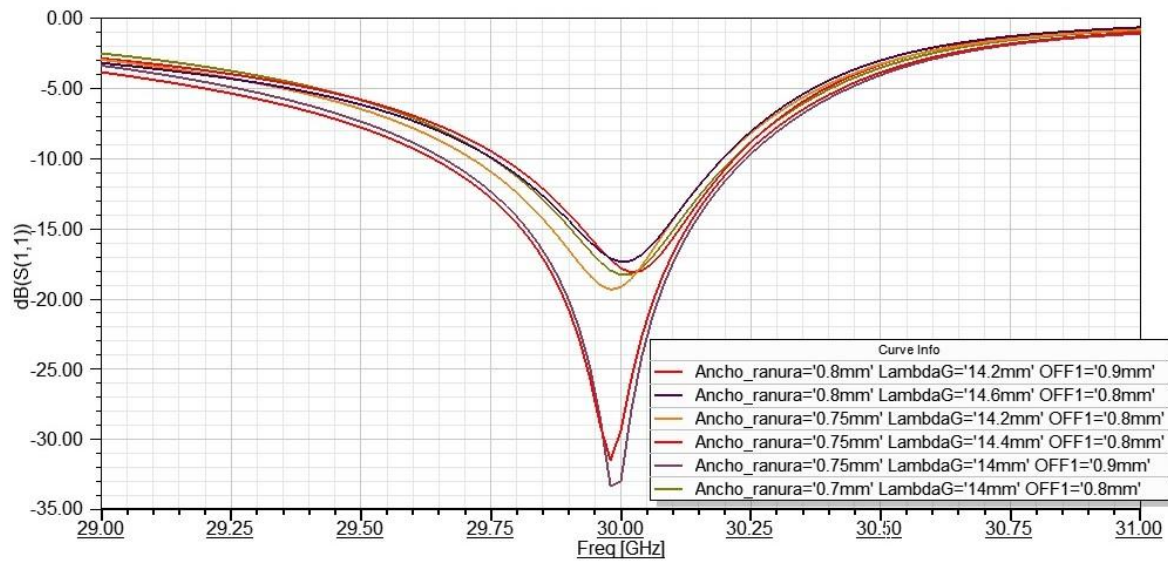


Figura 4.2.5 : Evolución del parametro S11

En particular los valores que mejor adaptan la alimentación figuran en la siguiente tabla 4.2.1, donde también se muestra el máximo ancho de banda conseguible.

Wf	λ_{alim}	OFF	Larghezza di banda
0.7 mm	14 mm	0.8 mm	0.47 GHz
0.75 mm	14 mm	0.9 mm	0.58 GHz
0.75 mm	14.4 mm	0.8 mm	0.45 GHz
0.75 mm	14.2 mm	0.8 mm	0.49 GHz
0.8 mm	14.6 mm	0.8 mm	0.45 GHz
0.8 mm	14.2 mm	0.9 mm	0.59 GHz

Tabla 4.2.1

Una vez adaptada la alimentación, procedemos conectando la alimentación a nuestro modelo de antena para ejecutar las últimas simulaciones. Para un resultado aún más preciso será necesario comprobar ulteriormente la adaptación una vez completado el modelo final de nuestra antena.

4.3. Modelo de antena sin postes laterales

Nuestro modelo de antena consta por tres bloques o regiones principales. Una alimentación en guía de onda rectangular con ranuras longitudinales, (región 1); una superficie estructurada de postes metálicos para simular la presencia de un dieléctrico (región 2); cuatro guías de onda ridge gap corrugados con parejas de ranuras paralelas para irradiar la onda en dirección boresight (región 3). Cada bloque necesita una precisa optimización para limitar las reflexiones en dirección opuesta y en dirección transversal con respecto de la dirección de propagación de la onda. La figura enseña el primer diseño de nuestro modelo de antena.

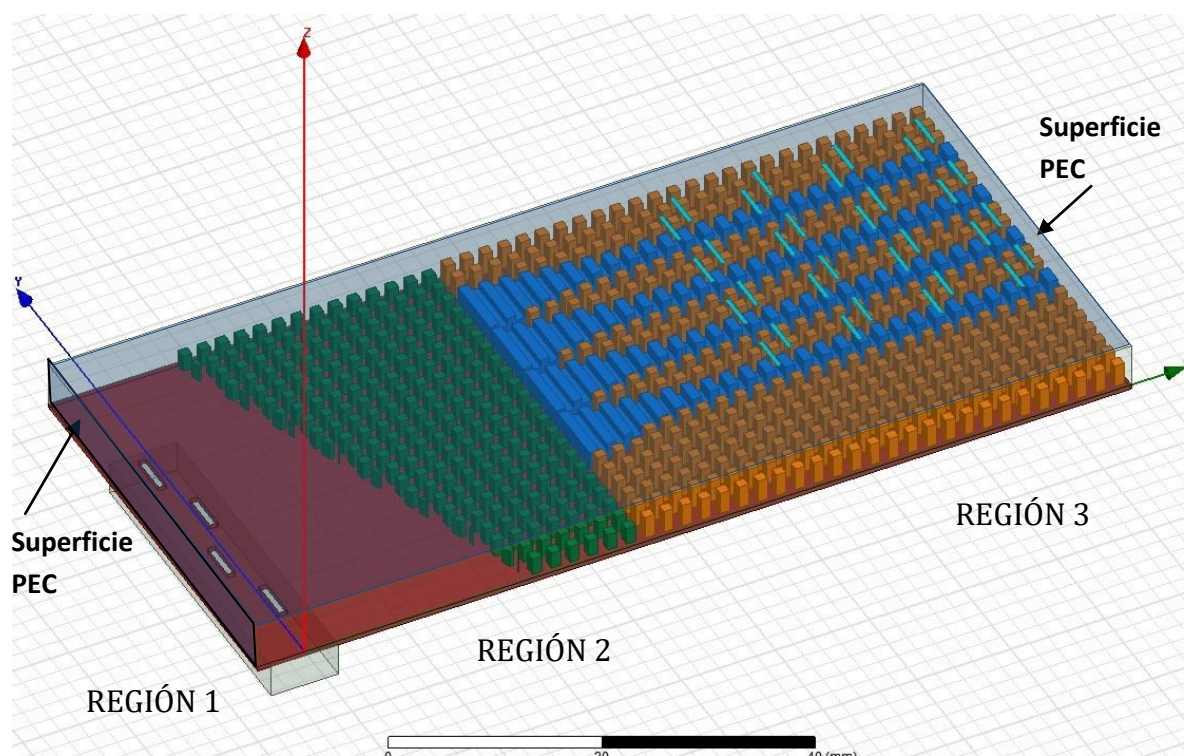


Figura 4.3.1 : Primer modelo de antena. Alimentación (región 1), superficie de textura variable (región 2), guías de onda ridge gap (región 3).

El primer modelo de simulación se ha realizado con la “región 1” sin paredes laterales para disminuir los tiempos de simulación. se ha inicializado una simulación paramétrica variando la altura de los post metálicos de la superficie estructurada con

el fin de cambiar el valor de la constante dieléctrica relativa. El espaciado " λ_r " entre las parejas de ranuras de radiación es de 8.65mm. En figura 4.3.2 se muestran las dimensiones detalladas del modelo realizado.

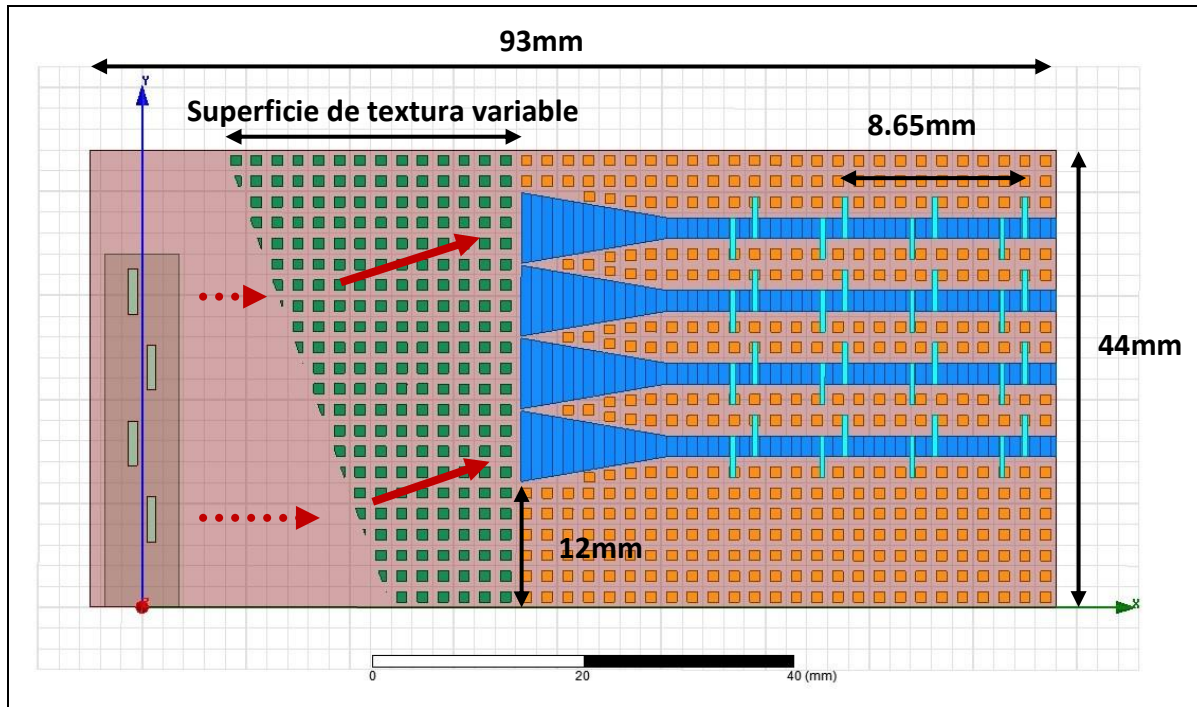
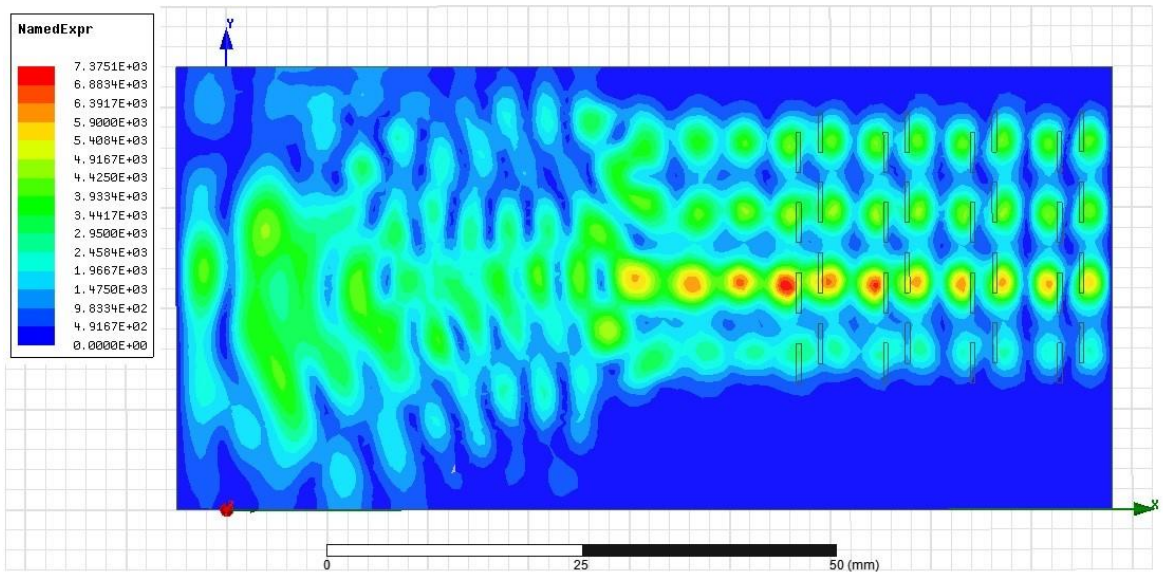
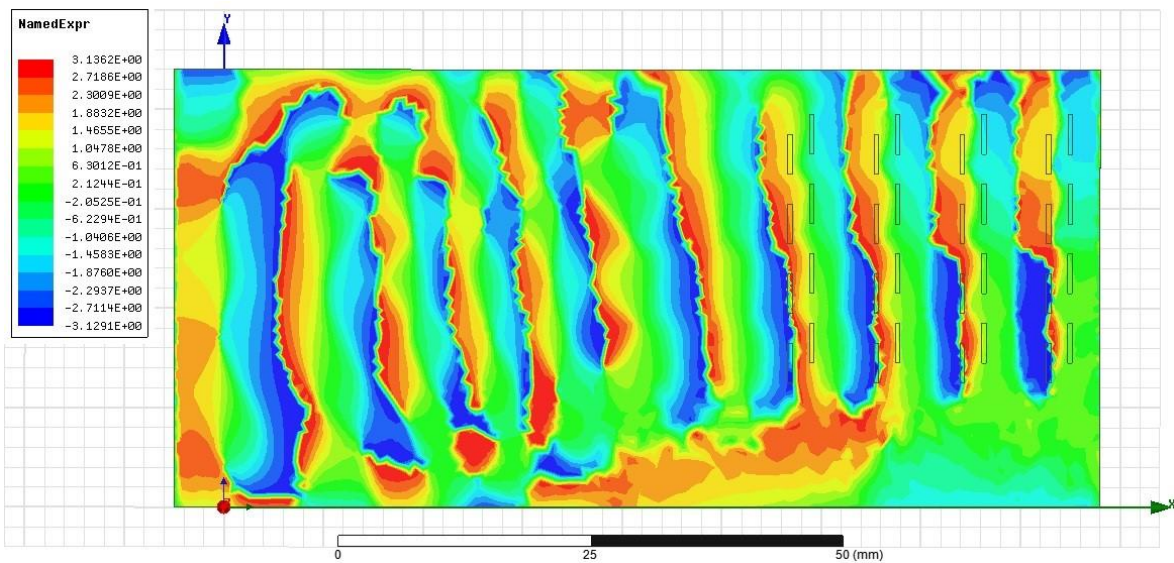


Figura 4.3.2: Dimensiones del modelo.

Para garantizar que toda la onda llegue a los ridge metálicos, estos últimos han sido trasladados de una cantidad que tenemos que cambiar según el ángulo de desviación de la onda que deseamos. Variando la altura " H_{p2} " de los postes metálicos de la superficie de textura variable cambia el apuntamiento del haz de la onda. En la figura 4.3.3 se muestra la representación del módulo y de la fase de la componente E_z del campo eléctrico en un plano horizontal dentro de la estructura. La altura de los postes metálicos es de 1.68mm.



(a)



(b)

Figura 4.3.3 : Representación del **(a)** Modulo y **(b)** fase de la componente E_z del campo electric ($H_p2=1.68\text{mm}$).

El la figura 4.3.4 se muestra el Radiation Pattern por distintas alturas de los postes metálicos, mientras en la tabla se muestran los valores de apuntamiento conseguidos.

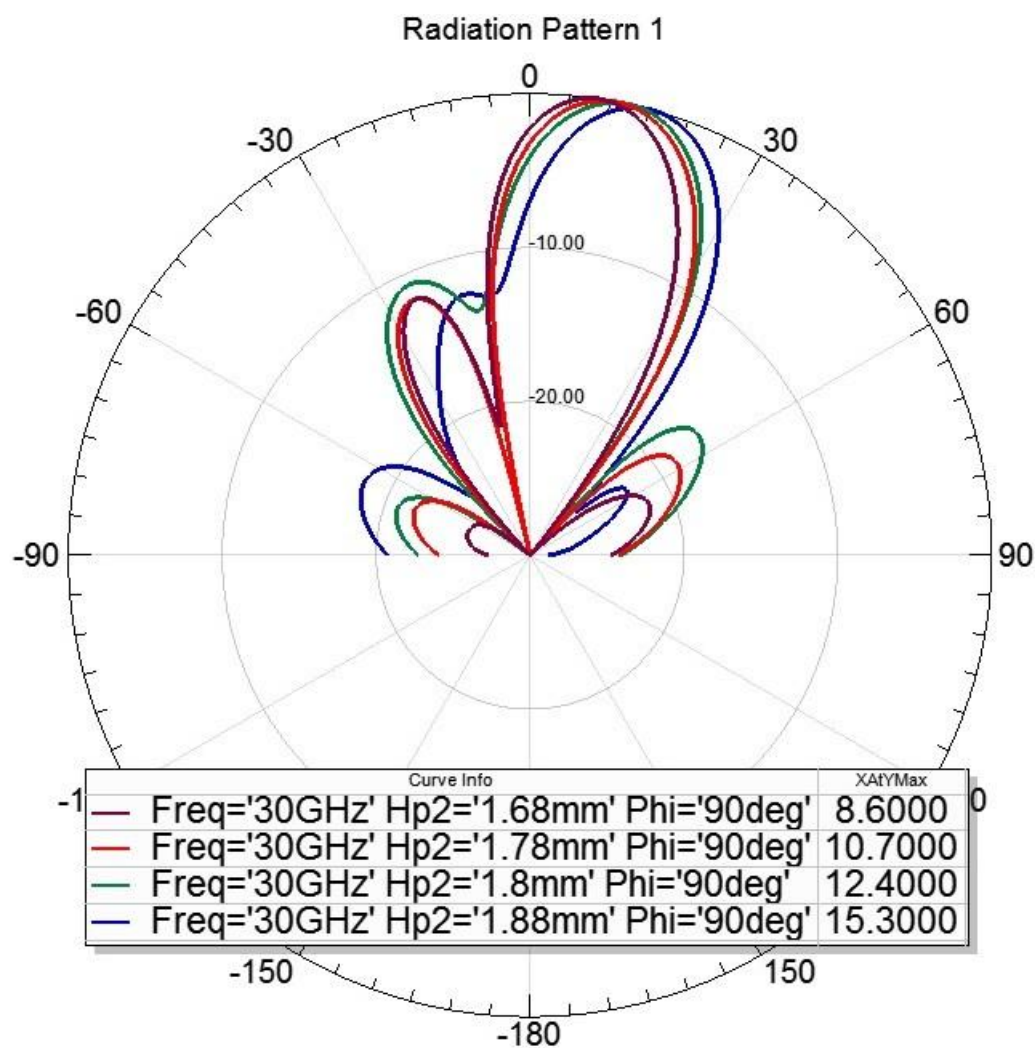


Figura 4.3.4 : Radiation Pattern.

Altura postes metallicos, Hp2	Apuntamiento del haz
1.68 mm	8.6°
1.78 mm	10.7°
1.8 mm	12.4°
1.88 mm	15.3°

Tabla 4.3.1 : Valores de apuntamiento del haz.

En la figura 4.3.5 se enseñan los parametros de la antenna que han salidos. Se puede leer una eficiencia de radiación de las ranuras del 72% .

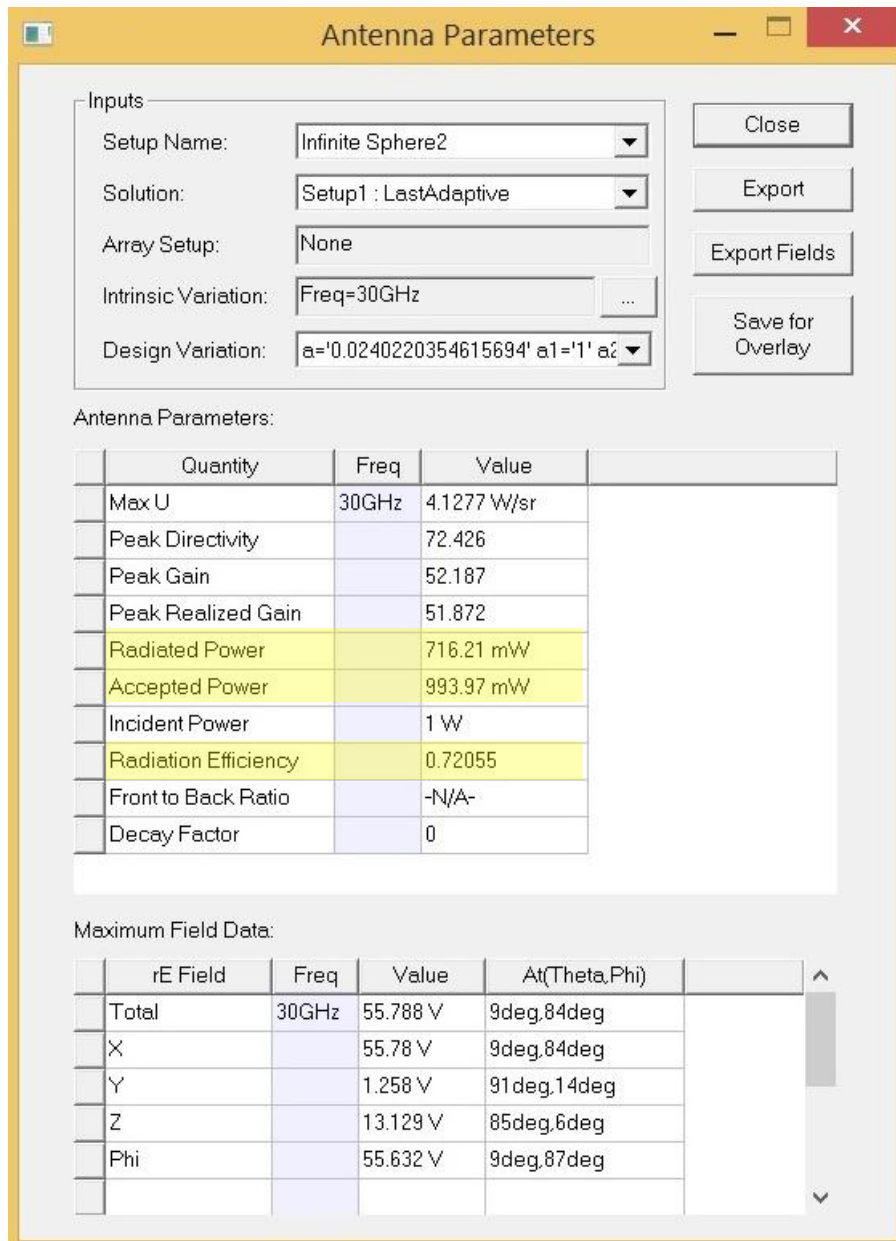


Figura 4.3.5 : Parametros de la antenna.

Los parámetros relativos a la eficiencia de la antenna no son optimales por lo tanto se ha elegido un caso específico de altura de los postes para adaptar la antenna lo mejor posible.

4.4. Modelo de antena con postes laterales

Para mejorar la eficiencia de radiación y el coeficiente de reflexión se ha elegido de encerrar la estructura con postes laterales de altura $\lambda/4$ para simular las paredes laterales de conducción (en verde claro en la figura 4.4.1). Hemos ejecutado una simulación con altura de los postes 1.7mm. En figura 4.4.2 se enseña la representación del módulo y de la fase de la componente Ez del campo eléctrico en un plano horizontal dentro de la estructura. En Figura 4.4.3 se muestra el diagrama de radiación con el valor de apuntamiento conseguido. Para comprobar el confinamiento de la onda dentro de la estructura, de modo que irradie sólo de las ranuras superiores, hemos sacado los parámetros de la antena en proximidad de las ranuras de la lámina superior, y también de las superficies laterales.

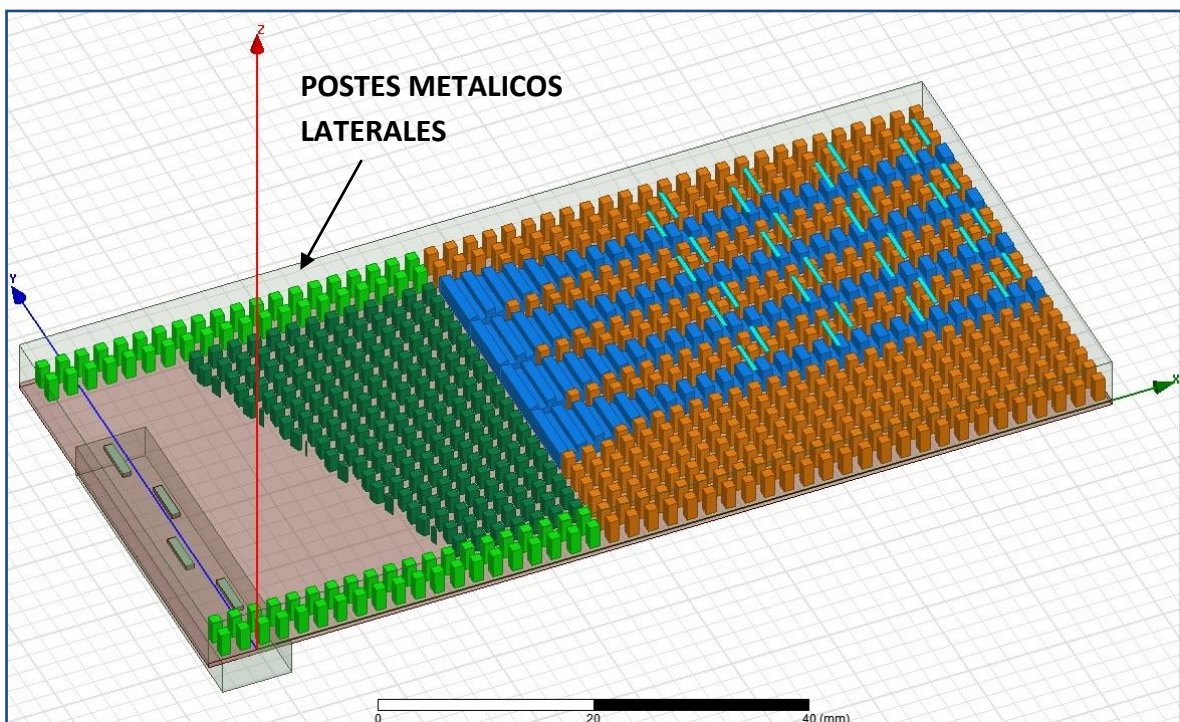
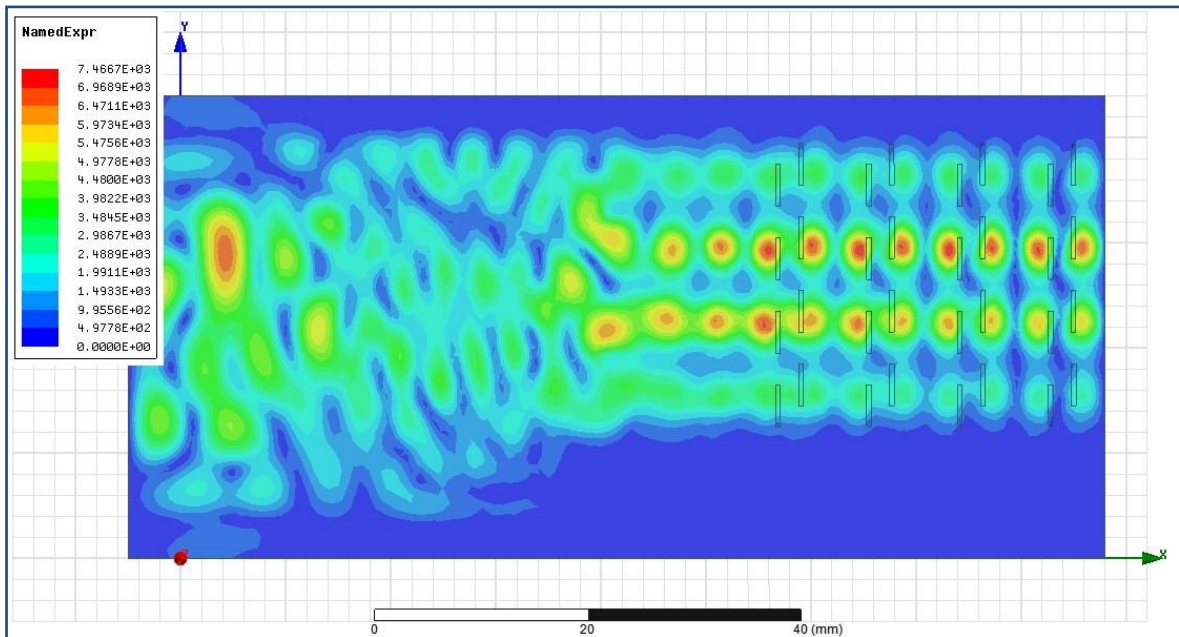
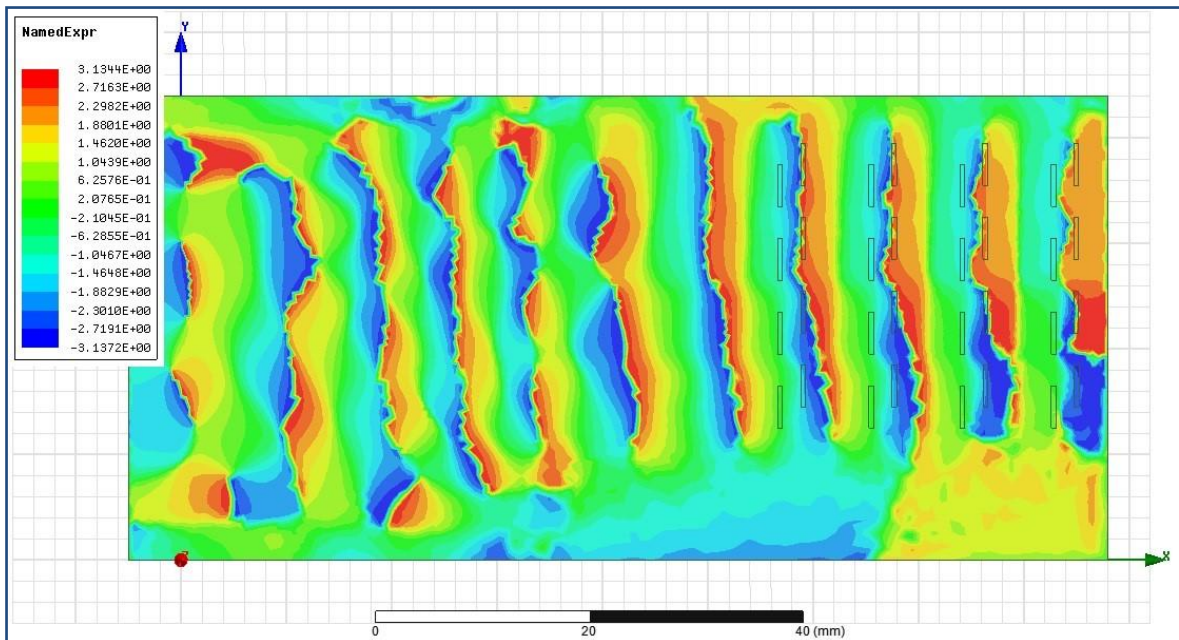


Figura 4.4.1 : Modelo final de antena.



(a)



(b)

Figura 4.4.2 : Representación del (a) modulo y (b) fase de la componente E_z del campo electrico ($H_p2=1.7\text{mm}$).

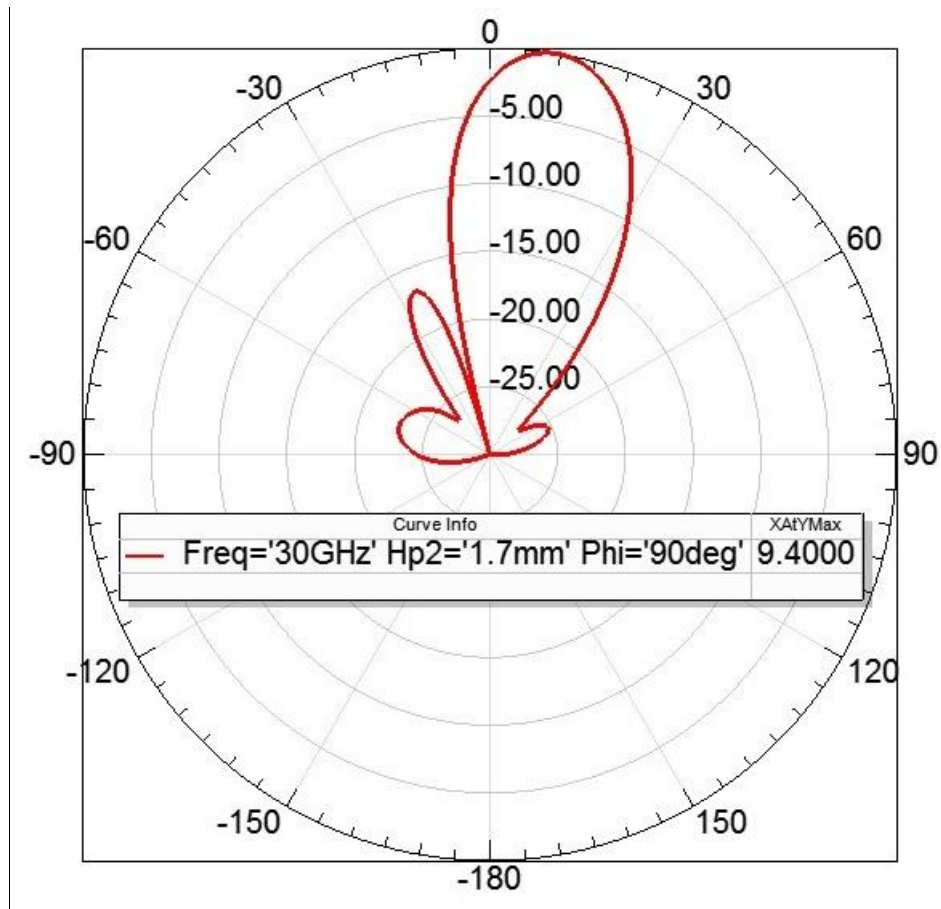


Figura 4.4.3 : Diagrama de radiación.

Antenna Parameters:			
Quantity	Freq	Value	
Max U	30GHz	5.3085 W/sr	
Peak Directivity		71.432	
Peak Gain		66.743	
Peak Realized Gain		66.71	
Radiated Power		933.89 mW	
Accepted Power		999.5 mW	
Incident Power		1 W	
Radiation Efficiency		0.93435	
Front to Back Ratio		-N/A-	
Decay Factor		0	

(a)

Antenna Parameters:			
Quantity	Freq	Value	
Max U	30GHz	57.785 mW/sr	
Peak Directivity		8.3685	
Peak Gain		0.72652	
Peak Realized Gain		0.72616	
Radiated Power		86.774 mW	
Accepted Power		999.5 mW	
Incident Power		1 W	
Radiation Efficiency		0.086817	
Front to Back Ratio		-N/A-	
Decay Factor		0	

(b)

Figura 4.4.4 : Parametros de la antena; **(a)** en la ranuras de radiación, **(b)** en las superficies laterales.

De la figura 4.4.4 se puede leer una eficiencia de radiación, relativa a las ranuras de la lámina superior, del 93%. En figura 4.4.5 se enseña el diagrama de radiación 3-D. Por fin las últimas figuras enseñan el Radiation Pattern relativo por dos casos distintos de altura de los postes metálicos, 1.7mm y 1.8mm.

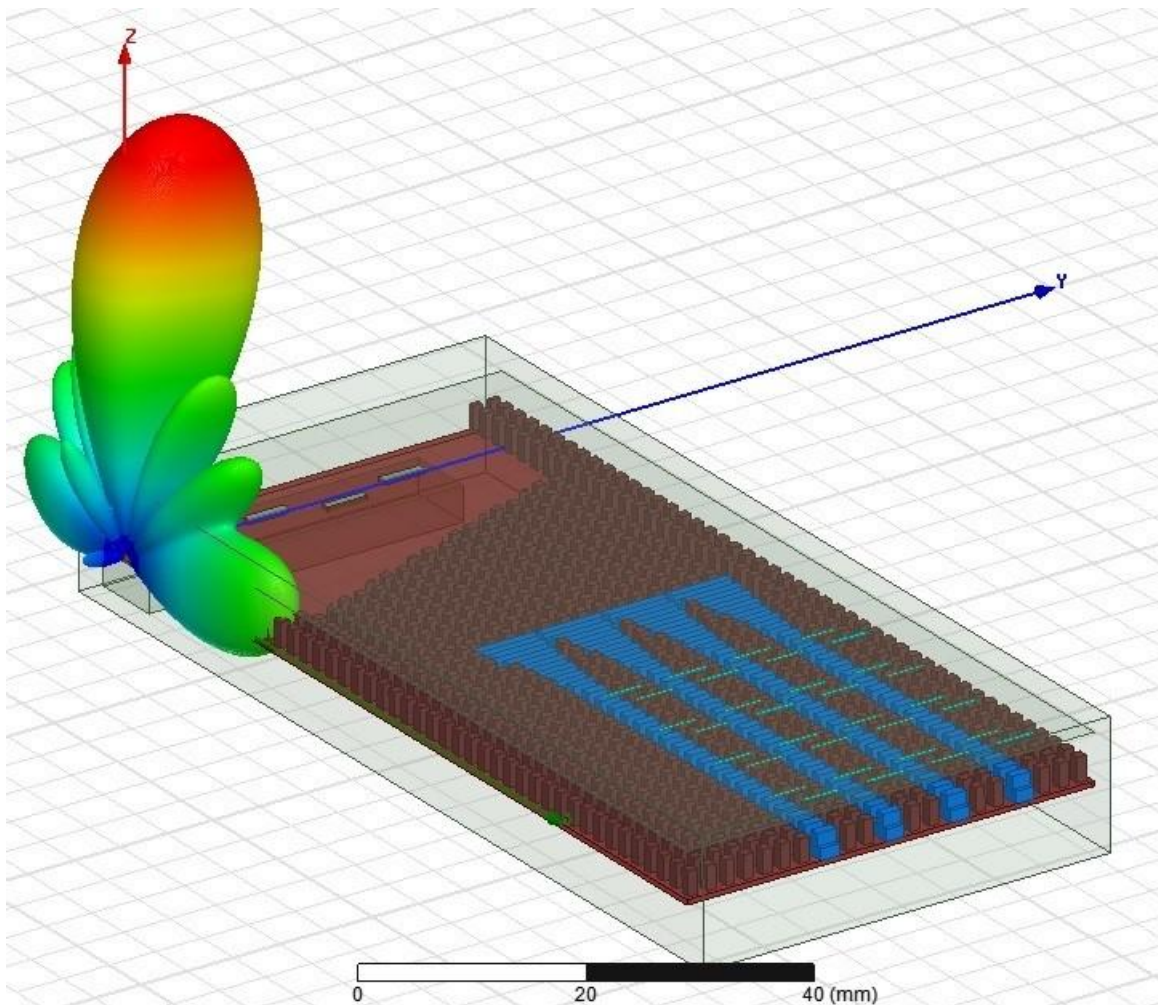


Figura 4.4.5 : Diagrama de radiación 3-D ($H_{p2} = 1.7\text{mm}$).

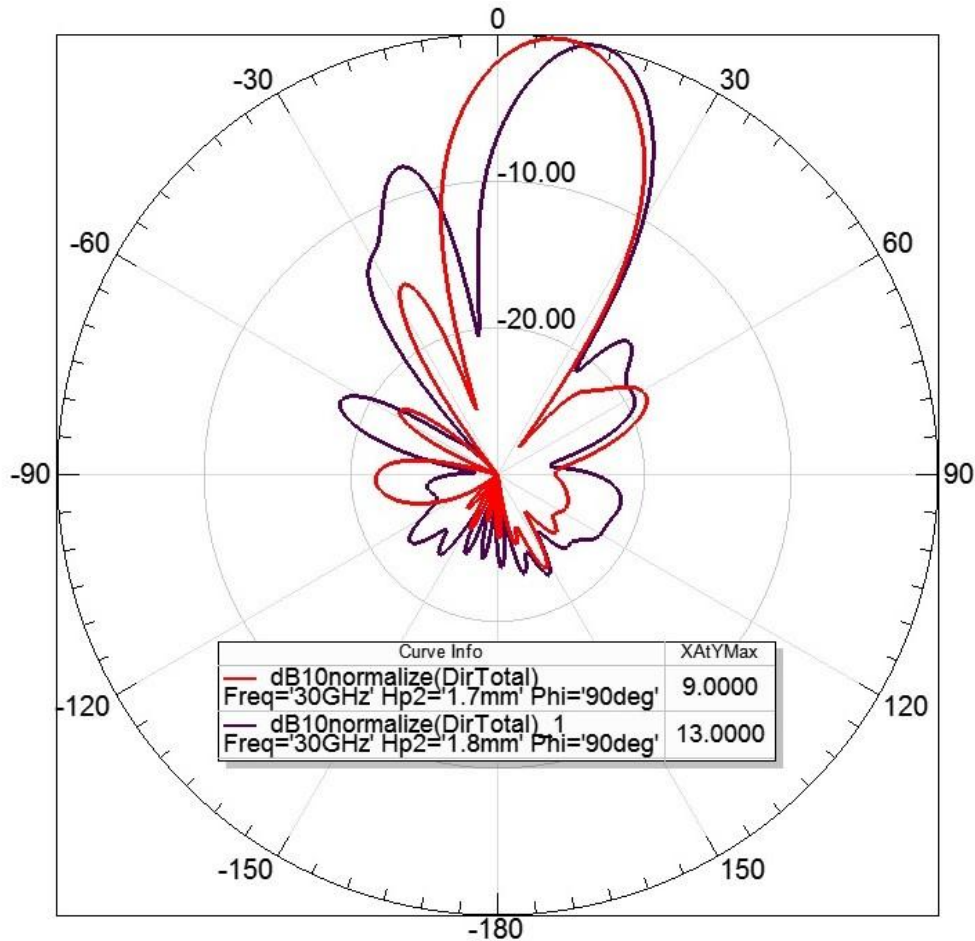


Figura 4.4.6 : Radiation Pattern (Hp2 = 1.7mm, 1.8mm).

En figura 4.4.7 se enseña el coeficiente de reflexión S11 al variar de la frecuencia. El ancho de banda conseguido resulta ser de de 0.4 GHz. Para conseguir un ancho de banda mayor se puede trabajar sobre la adaptación de la alimentación. Se ha notado que por pequeñas variaciones del ancho de las ranuras de alimentación (W_f), del espaciado longitudinal entre ranuras (λ_{alim}) o del offset (OFF) con respecto del centro de la guía de alimentación, se puede conseguir un ancho de banda de 0.5 GHz, figura 4.4.8.

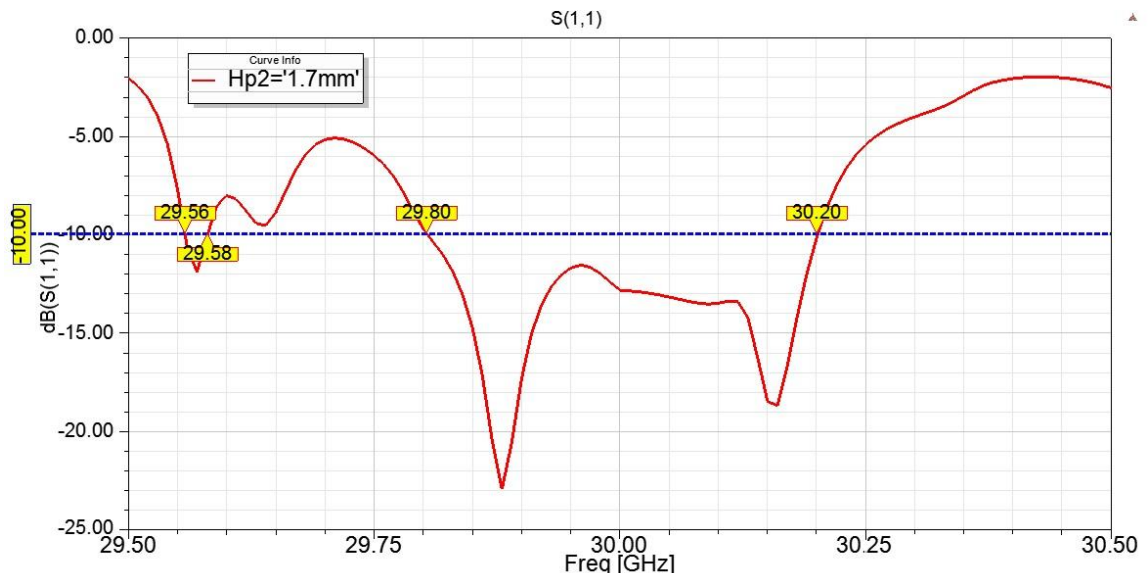


Figura 4.4.7 : Coeficiente de reflexión S11 ($Hp2=1.7mm$, $Wf=0.85mm$, $\lambda_{alim}=14.6mm$, $OFF=0.9mm$)

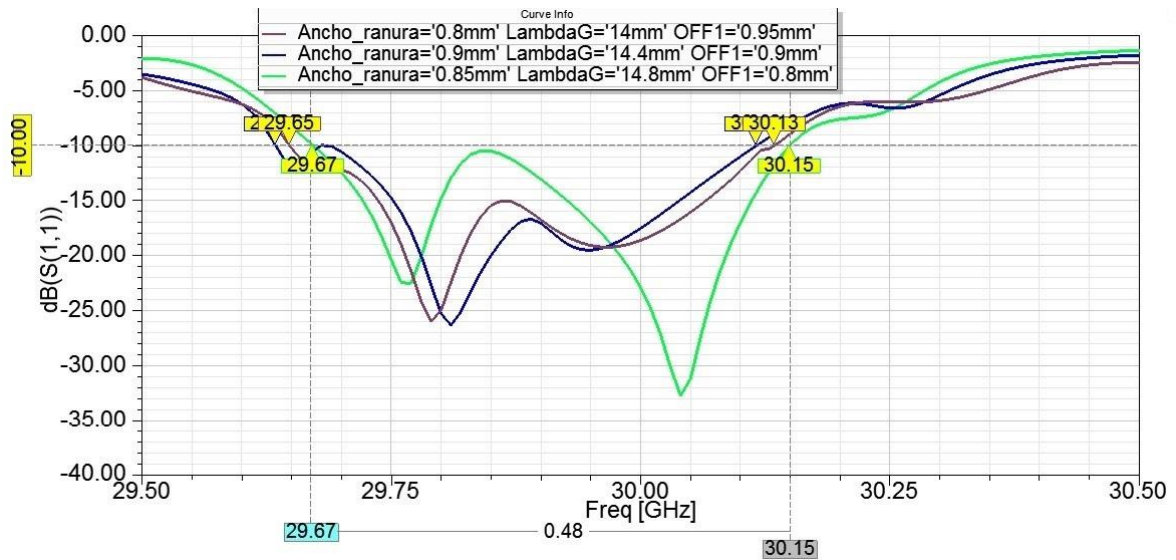


Figura 4.4.8 : Coeficiente de reflexión S11.

4.5. Conclusiones

Durante la realización de este proyecto, se han estudiado las propiedades ópticas de los cristales fotónicos, así como los mecanismos que permiten el control y el diseño de una respuesta frecuencial prediseñada. El estudio de los cristales fotónicos ha permitido la investigación de nuevos campos para la realización de antenas por el control dinámico del apuntamiento, con una mejor repetibilidad de las medidas y por supuesto una disminución del tamaño, considerable frente a las antenas actuales. A lo largo de esta revisión se ha mostrado que los Cristales Fotónicos presentados como una de las aplicaciones de la Fotónica, hacen parte de mecanismos o estructuras tecnológicas usadas en las Telecomunicaciones y en la industria en general, ya que del tipo de fabricación o condiciones iniciales, bajo las cuales se obtienen los cristales fotónicos, depende su campo de acción.

Del estudio de una estructura a cristales fónicos bidimensional hemos sacado una tabla de correspondencia entre altura de los postes metálicos y la constante dieléctrica relativa. Inicialmente se ha estudiado una guía de onda con una capa de material dieléctrico en el interior y con un cierto ángulo de inclinación. Después, hemos reemplazado el dieléctrico con una superficie estructurada de postes metálicos y hemos confrontado los resultados relativos a los diagramas de directividad. Se puede afirmar que se ha conseguido a una casi total correspondencia.

Para irradiar la onda se ha realizado y simulado una estructura en guía de onda ridge gap entre dos superficies metálicas paralelas. Las ondas casi-TEM siguen el ridge metálico sobre una de las superficies, mientras se prohíbe la propagación en las otras direcciones. Eso se ha conseguido estructurando la superficie metálica en ambos lados del ridge para conseguir una elevada impedancia superficial y ofrecer un cut-off por los modos globales a láminas paralelas dentro de una cierta banda de frecuencia. La tecnología a guía de onda ridge gap es una propuesta prometedora por la fácil integración de componentes activos y pasivos y eventualmente puede reemplazar las técnicas de packaging convencionales. Los filtros en guía ridge son

utilizados ampliamente en aplicaciones por satélite por sus ventajas en términos de ocupación de espacio y reducción del tamaño total.

Además ha sido propuesta una nueva estructura a ridge gap corrugado con la habilidad de controlar la longitud de onda y la impedancia de la guía de onda. Los resultados muestran un amplio rango de control de la región en que se pasa de *fast-wave* a *slow-wave* por la longitud de onda del modo TEM en el espacio libre, y por otro lado una función de control de impedancia que es independiente de la longitud de onda. Adoptando la estructura propuesta se ha demostrado que se puede reducir la generación de los lóbulos de difracción y de los lóbulos secundarios en antenas array.

Por último, cabe precisar que para este trabajo se ha estudiado una estructura con postes metálicos fijos cuya altura se ha ido cambiando de forma manual. Sin embargo, la idea es que, en un futuro, cuando avance la tecnología, estos postes puedan modificar su altura dinámicamente de modo que se pueda realizar una superficie de textura variable. A partir de los estudios teóricos efectuados en este proyecto, y la tecnología apropiada, será posible realizar un único dispositivo capaz de desempeñar diferentes funciones actuando tan solo sobre la altura de los postes metálicos.

Referencias

- [1] Erik P. Navarro-Barón, Diego N. Bernal-García, Herbert Vinck-Posada. (2014). ***“Estudio de la estructura de bandas de cristales fotónicos bidimensionales con geometría triangular”***, Revista de Física, pp. 77-89.
- [2] Yablonovitch, E. (2007). ***“Photonic Crystals What's in a Name?”***, Optics Light Touch , pp. 12-13.
- [3] Domingo, P. (2010) ***“La nanotecnología”***. s.l. : CSIC.
- [4] Alivisatos, P. (2004) ***“The use of nanocrystals in biological detection”***. Nature Publishing Group.
- [5] Cervelló, A. M. (2008). ***“Preparación, caracterización y modelización de cristales fotónicos coloidales para aplicaciones en células solares”***. Sevilla : s.n.
- [6] Ibisate, M. (2003). ***“Cristales fotónicos basados en ópalo”***. Madrid: s.n., pp. 5- 17.
- [7] De la Rosa, E. C. (2007). ***“Nanofotónica:luz + nanopartículas”***. 24, CONCYTEG.
- [8] Lidón, E. P. (2004). ***“Propiedades ópticas de sistemas fotónicos basados en ópalo”***. Universidad Autónoma de Madrid.
- [9] Florez B. J., Barrios, H. G. (2009). ***“Estado del arte de la nanotecnología y su aplicación en las telecomunicaciones”***. s.l. : Universidad Pontificia Javeriana.
- [10] Monografías del SOPT. ***“Los materiales y sus aplicaciones en defensa . s.l. : Ministerio de defensa , 2011.***
- [11] Peng, L. ***“Absorption and emission properties of photonic crystals and metamaterials”***. s.l. : Iowa State University, 2007.
- [12] Tormo, A. D. (2012). ***“Diseño e implementación de sensores en cristales nanofotónicos”***. Valencia : s.n.
- [13] C. Kittel, ***“Introducción a la Física del Estado Sólido”***, Ed. Reverté, 1976.
- [14] J. D. Joannopoulos, R. D. Meade and N. J. Winn, ***“Photonic Crystals: Molding the flow of light”***, Princeton, 1995.

- [15] Hu, E. L. Brongersma, M., Baca, A.(2010) "***Advances in the last 10 years and Current Status Nanophotonics***". s.l. : cap 9.
- [16] Ioseba, N. A., and, Garde Alduncin, M. J. "***Sensores Ópticos para Caracterización de Índice de Refracción Basados en Nanolitografía UV sobre Resinas Poliméricas***". Pamplona : upna, 2010.
- [17] Karachevtseva, L., Glushko, A. (2004). "***PBG properties of three-component 2D photonic crystals***". Institute of Semiconductor Physics of NAS of Ukraine; 41 Nauki Prsp., Kiev-03028, Ukraine; , pp. 1-7.
- [18] Noda, S. Photonic Crystals---Recent Progress--. www.jsps.go.jp. [Online] 10 26, 2015. https://www.jsps.go.jp/jbilat/fos_ja/data/jishi_06/abst08.pdf.
- [19] www.uam.es. www.uam.es/docencia. [Online] 10 26, 2015. https://www.uam.es/personal_pdi/ciencias/jsoler/docencia/solido/2010/presentaciones/cristalesFotonicos.pdf
- [20] "**A Photonic Bandgap (PBG) Structure for Guiding and Suppressig Surface Waves in Millimeter-Wave Antennas**". Young-Jin Park, Student Member, IEEE, Alexander Herschlein, and Werner Wiesbeck, Fellow, IEEE.
- [21] "**Foam Based Luneburg Lens Antenna at 60 GHz**", Jonathan Bor, Olivier Lafond, Herve Merlet, Philippe Le Bars, and Mohamed Himdi.
- [22] "**Flat Luneburg Lens via Transformation Optics for Directive Antenna Applications**", Carolina Mateo-Segura, Member, IEEE, Amy Dyke, Hazel Dyke, Sajad Haq, and Yang Hao, Fellow, IEEE.
- [23] "**Design of Micromachined Ridge Gap Waveguides for Millimeter-Wave Applications**", S. Rahiminejad, A. U. Zaman, E. Pucci, H. Raza, V. Vassilev, S. Haasl, P. Lundgren, P.-S Kildal, P. Enoksson.
- [24] "**New waveguide technology for antennas and circuits**", E. Alfonso, A. Valero, J.I. Herranz, M. Baquero, M. Ferrando, V. Rodrigo, F. Vico, E. Antonino, M. Cabedo, D. Sánchez, B. Bernardo, A. Vila. Instituto de Telecomunicaciones y Aplicaciones Multimedia, Universitat Politècnica de València.
- [25] P.-S. Kildal, E. Alfonso, A. Valero-Nogueira, and E. Rajo-Iglesias, "**Local metamaterial-based waveguides in gaps between parallel metal plates**", Antennas and Wireless Propagation Letters, IEEE, vol. 8, pp. 84-87, 2009.

- [26] P.-S. Kildal, **“Waveguides and transmission lines in gaps between parallelconducting surfaces”**, European patent application EP08159791.6, July 2008.
- [27] P.-S. Kildal, **“Three metamaterial-based gap waveguides between parallel metal plates for mm/submm waves”**, in Antennas and Propagation, 2009. EuCAP 2009. 3rd European Conference on, Mar. 2009, pp. 28-32.
- [28] **“New waveguide technology for antennas and circuits”**, E. Alfonso, A. Valero, J.I. Herranz, M. Baquero, M. Ferrando, V. Rodrigo, F. Vico, E. Antonino, M. Cabedo, D. Sánchez, B. Bernardo, A. Vila. Instituto de Telecomunicaciones y Aplicaciones Multimedia, Universitat Politècnica de València.
- [29] **“Waveguide-Fed Parallel Plate Slot Array Antenna”**, Jiro Hirokawa, Member, IEEE, Makoto Ando, Member, IEEE, and Naohisa Goto, Fellow, IEEE.
- [30] **“Efficiency of 76-GHz Post-Wall Waveguide-Fed Parallel-Plate Slot Arrays”**, Jiro Hirokawa, Member, IEEE, and Makoto Ando, Member, IEEE.
- [31] **“A Fast and Slow Wave Combined-Mode Metamaterial Ridged Waveguide for Array Antenna Applications”**, Hideki Kirino and Koichi Ogawa, Panasonic Healthcare Co., Ltd., Saijo, Japan, kirino.hideki@jp.panasonic.com, Toyama University, Toyama, Japan.