



## **ELEMENTOS RADIANTES PARA ANTENAS DESARROLADAS EN TECNOLOGÍA GAP WAVEGUIDE**

**Autor: Ignacio Torres Guaita**

**Tutor: Alejandro Valero Nogueira**

**Cotutor 1: Daniel Sánchez Escuderos**

**Cotutor 2: José Ignacio Herranz Herruzo**

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 Telecomunicación.

Curso 2019-20

Valencia, 7 de abril de 2020

## Resumen

Cómo parte de todos los avances tecnológicos en el ámbito de las telecomunicaciones y la quinta generación de telefonía móvil (5G), están surgiendo nuevas mejoras en torno a las comunicaciones por satélite. Una de ellas es SOTM (de las siglas en inglés *satellite-on-the-move*), que permite a un usuario en movimiento situado en tierra comunicarse con la estación situada en el satélite. Esto significa que la estación en tierra debe ser capaz de apuntar en todo momento al satélite en cuestión.

El presente trabajo busca diseñar nuevos elementos radiantes de tipo ranura que se acoplen de forma efectiva a las guías construidas siguiendo la tecnología Gap Waveguide. Con esto se busca conseguir agrupaciones de ranuras más compactas y ligeras, lo que redundaría en mejores prestaciones para dichas agrupaciones como antenas de barrido de haz, con el objetivo de poder satisfacer las necesidades de las aplicaciones SATCOM en movimiento (SOTM).

Para ello, se revisarán las diferentes configuraciones basadas en tecnología Gap Waveguide, de modo que sea posible elegir la mejor solución entre todas las opciones disponibles. Además, se recogerá una breve introducción teórica de los conceptos más importantes en torno a las agrupaciones uniformes de antenas.

## Resum

Com part de tots els avanços tecnològics en l'àmbit de les telecomunicacions i la quinta generació de telefonia mòbil (5G), estan sorgint noves millores entorn de les comunicacions per satèl·lit. Una d'elles és SOTM (de les sigles en anglés *satellite-on-the-move*), que permet a un usuari en moviment situat en terra comunicar-se amb l'estació situada al satèl·lit. Açò significa que l'estació en terra ha de ser capaç d'apuntar en tot moment al satèl·lit en qüestió.

El present treball busca dissenyar nous elements radiants de tipus ranura que s'acoblen de forma efectiva a les guies construïdes seguint la tecnologia Gap Waveguide. Amb açò es busca aconseguir agrupacions de ranures més compactes i lleugeres, la qual cosa redundaria en millors prestacions per a dites agrupacions com a antenes d'agranat de feix, amb l'objectiu de poder satisfer les necessitats de les aplicacions SATCOM en moviment (SOTM).

Per a obtenir això, es revisaran les diferents configuracions basades en tecnologia Gap Waveguide i d'aquesta manera poder triar la millor solució entre totes les opcions disponibles. A més, s'arreglega una breu introducció teòrica dels conceptes més importants entorn de les agrupacions uniformes d'antenes.

## **Abstract**

As part of all the technological advances in the field of telecommunications and the fifth generation of wireless communications (5G), new improvements are emerging around satellite communications. One of them is SOTM (satellite-on-the-move), which allows a user on the move to communicate with the satellite station. This means that the ground station must be able to point to the satellite station all the time.

The present work seeks to design new radiant slot-type elements that effectively couple to the guides built following the Gap Waveguide technology. This seeks to achieve more compact and lighter slot groups, which results in better benefits for these arrays such as beam sweep antennas, and in order to satisfy the needs of SATCOM applications in motion (SOTM).

In order to get this, the different configurations based on Gap Waveguide technology will be reviewed and thus be able to choose the best solution among all the available options. In addition, a brief theoretical introduction of the most important concepts around uniform antenna arrays is collected.

# Índice

Capítulo 1. Introducción .....	2
1.1 SOTM, ESOMPs y Comunicaciones Móviles. ....	2
1.2 Tecnología Gap. ....	3
1.3 Dispositivo Desfasador Mecánico basado en Tecnología Gap. ....	4
Capítulo 2. Objetivos. ....	6
Capítulo 3. Introducción teórica.....	7
3.1 Tipos de Guías de onda basadas en tecnología Gap.....	7
3.2 Guías de Onda Ranuradas. ....	9
3.3 Distribución uniforme de antenas.....	12
Capítulo 4. Metodología. ....	22
4.1 Cálculo de $\lambda_g$ y posición relativa entre slots.....	22
4.2 Caracterización de la ranura y cálculo de parámetros. ....	23
4.3 Diseño de la agrupación: 1 guía. ....	26
4.4 Diseño de la agrupación: 2 guías.....	28
4.5 Diseño de la agrupación completa con 4 guías. ....	29
4.6 Flujograma metodológico. ....	32
Capítulo 5. Desarrollo de prototipos. ....	33
5.1 RGW .....	33
5.2 GGW vertical. ....	35
5.2.1 Resonancia en anillo mediante pin rebajado. ....	36
5.2.2 Inserciones metálicas simétricas a cada lado de la ranura.....	44
Capítulo 6. Resultados y diseño final.....	50
Capítulo 7. Conclusiones y propuesta de trabajo futuro. ....	52
AGRADECIMIENTOS .....	53
BIBLIOGRAFÍA.....	54

# Capítulo 1. Introducción

## 1.1 SOTM, ESOMPs y Comunicaciones Móviles.

Los sistemas de comunicaciones móviles por satélite (SOTM, de las siglas en inglés *satellite-on-the-move*) son la nueva generación de comunicaciones por satélite basadas en una tecnología capaz de proporcionar servicios de banda ancha en cualquier momento, en cualquier lugar y en movimiento [1].

Este mayor ancho de banda viene determinado por la necesidad de una mayor velocidad y de la mayor cantidad de información necesaria para desarrollar las nuevas mejoras tecnológicas. Los sistemas SOTM se utilizan en diferentes campos, desde el campo militar al campo comercial; y en diferentes medios, cómo vehículos terrestres, aviones, trenes de alta velocidad, etc.

Los sistemas SOTM se han ido implementando en bandas de frecuencias de microondas cada vez más altas (C, X, Ku, K, Ka), con el objetivo de proporcionar dichos servicios de banda ancha satélite-tierra en los que la antena del terminal de tierra debe ser capaz de rastrear y apuntar en todo momento hacia el satélite.

Las estaciones de tierra sobre plataformas móviles (ESOMPs, de las siglas en inglés *Earth stations on moving platforms*) son el componente crucial de los sistemas SOTM y han sido el centro de estudio a lo largo de los últimos años [2], desarrollándose diferentes soluciones comerciales. Actualmente, las ESOMPs comerciales utilizan un reflector parabólico montado sobre el vehículo con la capacidad de variar el apuntamiento del haz principal hacia el satélite gracias al uso de varios motores móviles [3]-[8]. También se ha propuesto una solución de bajo coste basada en agrupaciones de ranuras, pero esta sigue empleando motores giratorios [9].

Este tipo de estructuras, a pesar de ofrecer un apuntamiento preciso y unas buenas prestaciones generales, tienen varios inconvenientes. El primero de ellos es que se trata de estructuras muy voluminosas y pesadas, lo que implica un alto consumo de energía, ya que los motores mecánicos tienen que estar girando la estructura cuando el vehículo está en movimiento. Esto puede suponer problemas para vehículos militares con energía limitada, así como para aviones o trenes de uso comercial, debido a que suelen tener un espacio muy limitado. El segundo, es la posibilidad de avería de dichos motores giratorios cómo consecuencia de tener que mover estas estructuras tan pesadas.

Por estos motivos han ido surgiendo diferentes alternativas a lo largo de los últimos años, basadas en desfases electrónicos, capaces de variar el apuntamiento del haz principal variando el desfase aplicado a cada una de antenas de la estación en tierra. La desventaja de esta propuesta son las enormes pérdidas introducidas por dichos desfases electrónicos, que en este tipo de sistemas no pueden permitirse [10]-[11].

La última alternativa propuesta en [12] ofrece un método híbrido de los métodos anteriores, incluyendo un desfase progresivo en una agrupación uniforme de ranuras gracias al movimiento mecánico de un rotor móvil circular. Esto permite que, al rotarse, las ondas que viajen a lo largo de las guías situadas en los radios mayores estén desfasadas respecto a las de las guías situadas en los radios menores. De tal forma que si dichas guías se sitúan de manera equidistante, se consigue un desfase progresivo en la alimentación de las agrupaciones de ranuras. Todo este proceso permite variar el apuntamiento del haz principal.

Esta reciente propuesta incorpora nuevas ventajas respecto a las anteriores. La principal ventaja es el reducido tamaño y peso de la estructura respecto al método únicamente mecánico. Además, el motor rotatorio sólo actúa sobre la base de la estructura sin necesidad de girar la agrupación de antenas, por lo que el consumo de energía y el riesgo de averías se reducen de manera significativa. En cuanto a las prestaciones del sistema, estas mejoran considerablemente respecto al método únicamente electrónico.

La gran desventaja de esta propuesta es debida a la utilización de guías de onda tradicionales, ya que los giros que deben realizarse requieren de una fabricación compleja. De aquí surge la motivación del método basado en tecnología *Gap* (comentado a continuación), sobre el que se realizará el diseño del elemento radiante propuesto en el presente trabajo.

## 1.2 Tecnología Gap.

En los últimos años, la tecnología de guía de onda *Gap* o *Gap Waveguides*, ha atraído el interés general debido a su potencial uso en aplicaciones en el espectro de las ondas milimétricas. Esta aparición viene motivada por la dificultad de fabricación de guías de onda capaces de funcionar en este rango de frecuencias, siendo cada vez más complicada con el aumento de la frecuencia. A En caso de conseguir fabricarlas, a dicha dificultad se añaden las imperfecciones de los blindajes en las uniones metálicas, que pueden ocasionar fugas de campo indeseadas.

La tecnología *Gap* fue presentada por primera vez en [13] y basada en la teoría de *hard and soft surfaces* surgida en [14]-[15]. Idealmente, esta teoría viene dada por una superficie PEC (de las siglas en inglés *Perfect Electric Conductor*) a una distancia 'd' en paralelo de una superficie PMC (de las siglas en inglés *Perfect Magnetic Conductor*). De manera que las ondas con una longitud de onda ' $\lambda/4$ ' mayores a 'd', no pueden propagarse entre dichas superficies.

Para conseguir una superficie PMC en la práctica, se utiliza una cama de pines metálicos o *bed of nails*, que actúan como un AMC (de las siglas en inglés *Artificial Magnetic Conductor*). En este caso, la altura de los pines ' $H_{pin}$ ' es la que controla la banda de paso. De igual manera que el caso anterior, las ondas con una longitud de onda ' $\lambda/4$ ' mayores a ' $H_{pin}$ ', no pueden propagarse a través de esta superficie, debido a que la superficie se comporta como un conductor magnético.

Con esta tecnología, no es necesario que las superficies PEC/PMC estén en contacto (Fig. 1), basta con que la separación entre ellas 'gap' no supere ' $\lambda_0/4$ ', donde ' $\lambda_0$ ' es la longitud de onda a la frecuencia de trabajo en el vacío, de forma que el conjunto de ondas mencionado anteriormente no se propaguen. En la Fig. 2 puede verse una guía en 3D, dónde se ha marcado en verde la dirección de propagación de las ondas a través de dicha guía, y en rojo la dirección de propagación en la que las ondas se atenúan y no llegan a propagarse.

El hecho de permitir la propagación de la onda sin necesidad de contacto entre la estructura y la tapa proporciona una serie de ventajas respecto a las guías de onda convencionales. Desde evitar los problemas de fabricación comentados anteriormente, hasta permitir diseñar partes móviles que por ejemplo, puedan controlar la fase de las ondas.

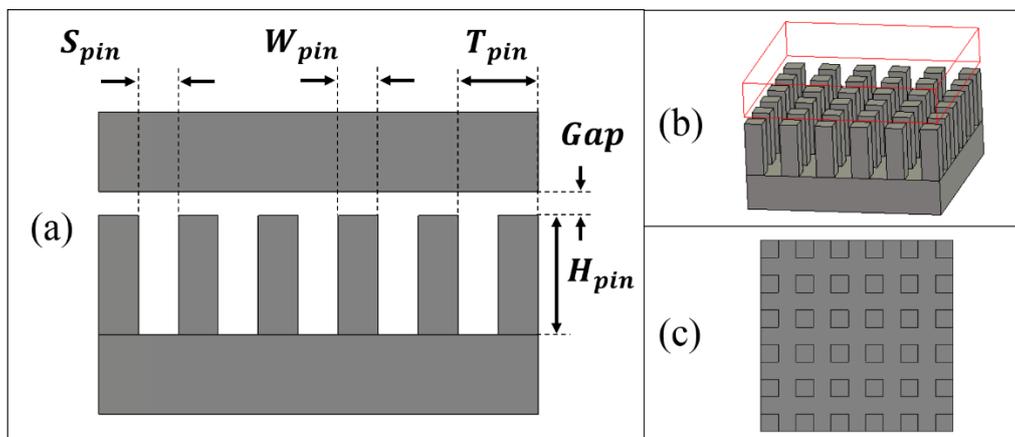


Fig. 1. Cama de pines metálicos. (a) Vista lateral con dimensiones. (b) Vista en 3D, con la superficie superior oculta. (c) Vista en planta, con la superficie superior oculta.

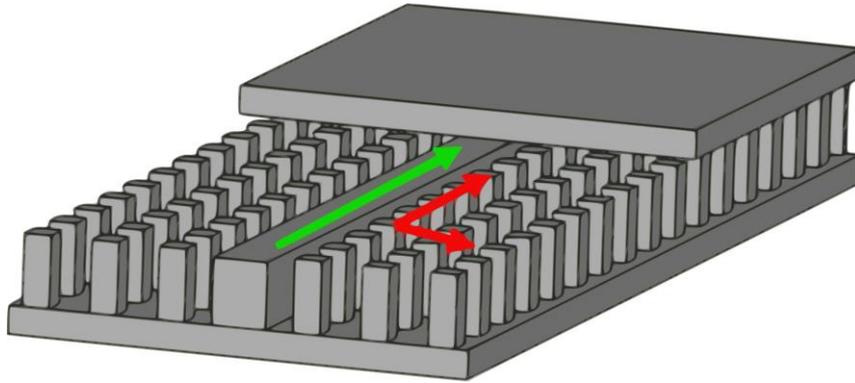


Fig. 2. Vista 3D de una guía basada en tecnología Gap (destapando una parte de ella para poder mostrar el interior).

### 1.3 Dispositivo Desfasador Mecánico basado en Tecnología Gap.

La dificultad de implementación y fabricación de [12], es la motivación del último método propuesto para las estaciones de tierra en los sistemas SOTM [16]. Esta implementación está basada en la idea de [9], pero haciendo uso de la tecnología Gap. Esto permite realizar los giros sin ningún tipo de inconveniente, ya que la parte superior de la estructura no necesita estar en contacto con la cama de pines mencionada anteriormente.

Este dispositivo ha sido diseñado y fabricado en el iTeam de la UPV (Universidad Politécnica de Valencia), cuyos esquemas e imágenes corresponden a dicho trabajo [16]. El esquema de funcionamiento puede verse en la Fig. 3, un vista del diseño realizado se muestra en la Fig. 4, y el primer diseño fabricado de este dispositivo en la Fig. 5.

Este dispositivo puede conseguir aplicar un desfase progresivo y variable desde una única entrada hasta el número de salidas que sea necesario, siendo en este caso 4. Esto se consigue gracias al movimiento de una parte móvil, la cual se compone de una estructura circular con 4 guías concéntricas, de manera que dependiendo del ángulo de rotación de esta, se obtiene un desfase progresivo mayor o menor. Estas 4 señales de salida serán las encargadas de alimentar una serie de elementos que serán los artífices del apuntamiento al satélite. El movimiento de esta estructura se podrá realizar sin ningún problema, ya que al estar basada en tecnología Gap, tal y como se comentó anteriormente, no necesitará estar en contacto con la parte fija radiante.

En la Fig. 4 puede verse el tramo desfasador, donde las entradas tendrán la misma fase y las salidas tendrán un desfase progresivo relativo entre ellas dependiente del giro de la rotación ' $\beta$ '. Este desfase será progresivo gracias a que tanto las entradas como las salidas se encuentran equiespaciadas unas de otras.

Esta propuesta [16], también contiene la fabricación del dispositivo realizado tal y como puede verse en la Fig. 5. Este dispositivo incluye una parte fija radiante que se analizará a continuación, cuya caracterización y mejora es la motivación del presente trabajo.

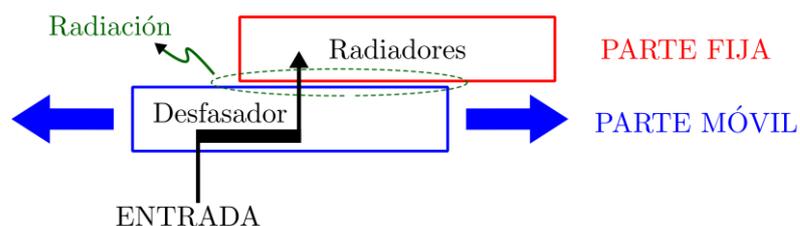


Fig. 3. Esquema de funcionamiento del desfasador propuesto en [16].

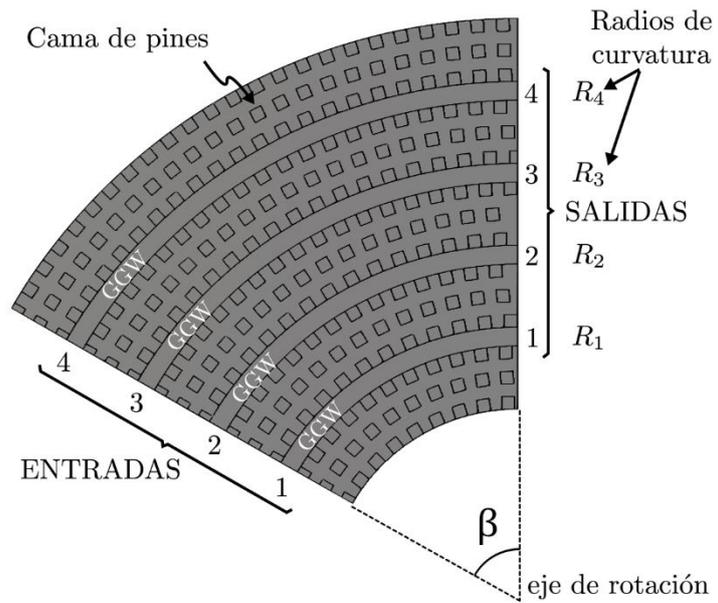


Fig. 4. Vista en planta del tramo desfasador del dispositivo propuesto en [16].

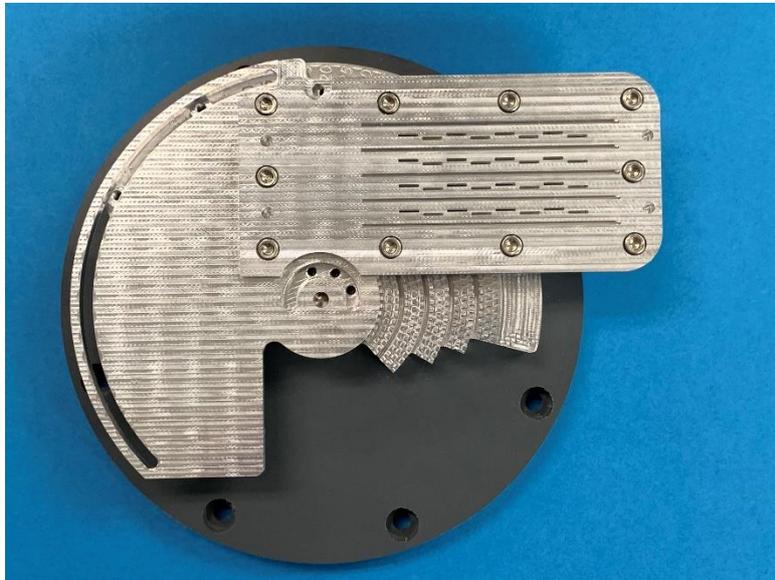


Fig. 5. Primer diseño fabricado de Dispositivo Desfasador Mecánico basado en tecnología Gap [16].

## Capítulo 2. Objetivos.

El objetivo del presente trabajo consiste en el diseño de un elemento radiante que suponga una mejora respecto al empleado en [16], por lo que únicamente se diseñará la parte fija de dicha estructura, vista en la Fig. 3. Con ello se pretende conseguir mejorar las prestaciones de las estructuras ESOMPs utilizadas actualmente para los sistemas SOTM, principalmente reduciendo su tamaño y peso, algo crucial para este tipo de estructuras debido a los campos en los que se utiliza esta tecnología.

Este elemento radiante consistirá en una agrupación de guías de onda ranuradas, cuyos principios teóricos también vendrán recogidos en el presente trabajo, y con las siguientes especificaciones iniciales:

- Ancho de banda de 1 GHz a la frecuencia central de trabajo de 30 GHz.
- Variación en el apuntamiento del haz principal mayor al del diseño propuesto en [16], estudiado a continuación.

Para ello se realizará un repaso de la bibliografía disponible respecto a la tecnología Gap y a su integración con las antenas basadas en guías de onda ranuradas. Explorando todas las posibilidades disponibles mediante el diseño y estudio de su comportamiento y prestaciones, tanto del ancho de banda cómo de la variación máxima en el apuntamiento de dicho haz principal.

### Capítulo 3. Introducción teórica.

A lo largo de este apartado se han utilizado diferentes referencias como artículos o investigaciones, pero principalmente se han revisado varios capítulos de los libros de texto más citados en este campo [17]-[18].

#### 3.1 Tipos de Guías de onda basadas en tecnología Gap.

Es necesario conocer los tipos de guías de onda basadas en tecnología Gap, con el objetivo de ampliar el abanico de posibilidades de estudio, para así obtener el mejor diseño posible.

Existen dos tipos principales de guías de onda basadas en tecnología Gap o *Gap Waveguides*, uno de ellos ya viene mencionado y diseñado en [13], mientras que el segundo tipo viene presentado por primera vez en [19] y analizado en profundidad en [20]. Estos dos tipos son la RGW (de sus siglas en inglés *Ridge Gap Waveguide*) y la GGW (de sus siglas en inglés *Groove Gap Waveguide*). En este último, el surco o *Groove*, puede colocarse horizontal o verticalmente, dependiendo de las necesidades del diseño.

Estas tres configuraciones pueden verse respectivamente en las Fig. 6, Fig. 7 y Fig. 8. Asimismo, se ha representado el valor absoluto del campo eléctrico en la vista en planta de estas tres configuraciones con el objetivo de visualizar su confinamiento en el interior de la guía, gracias a la actuación de la cama de pines.

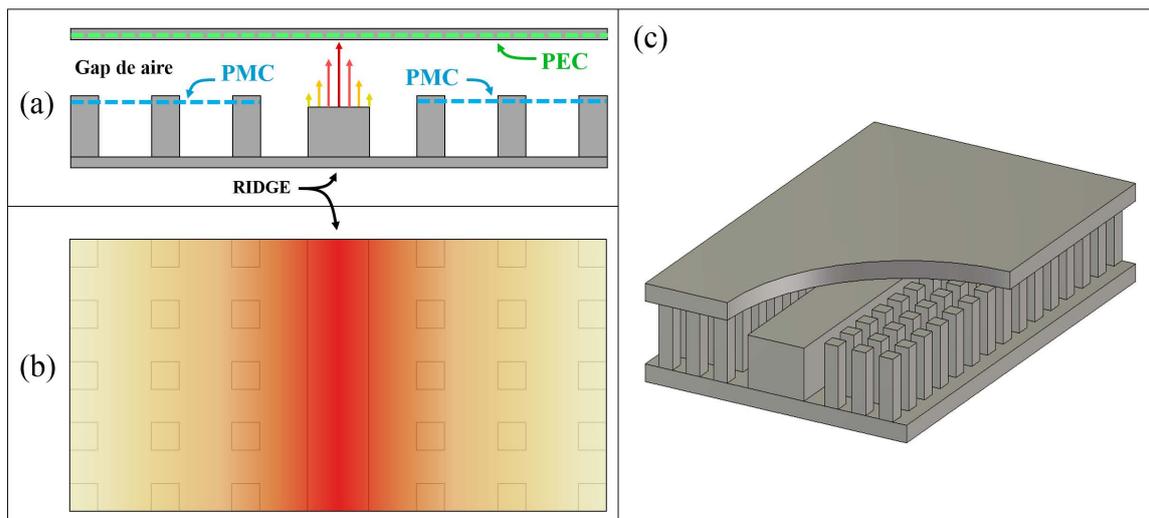
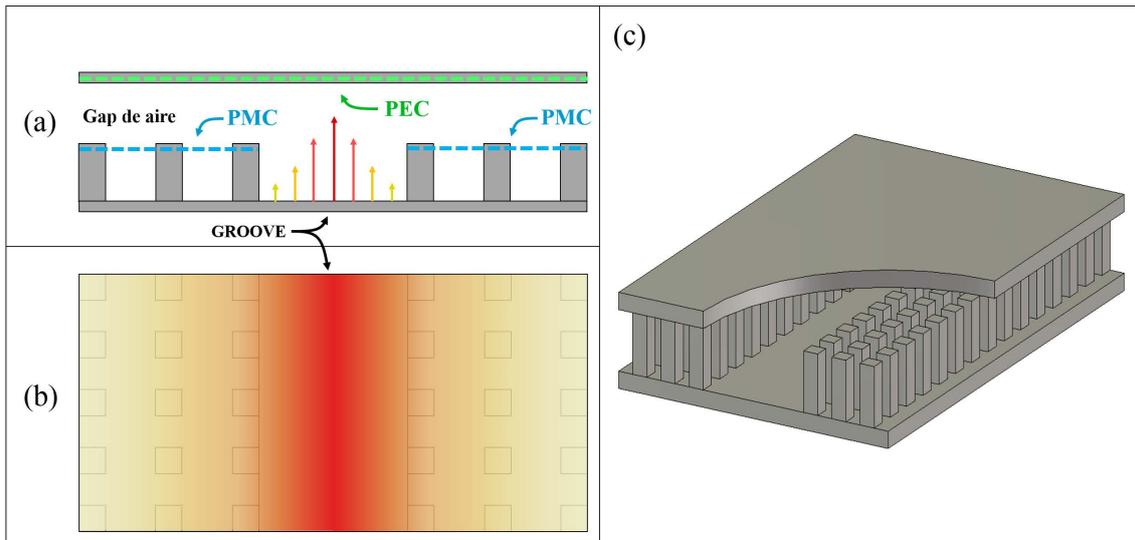
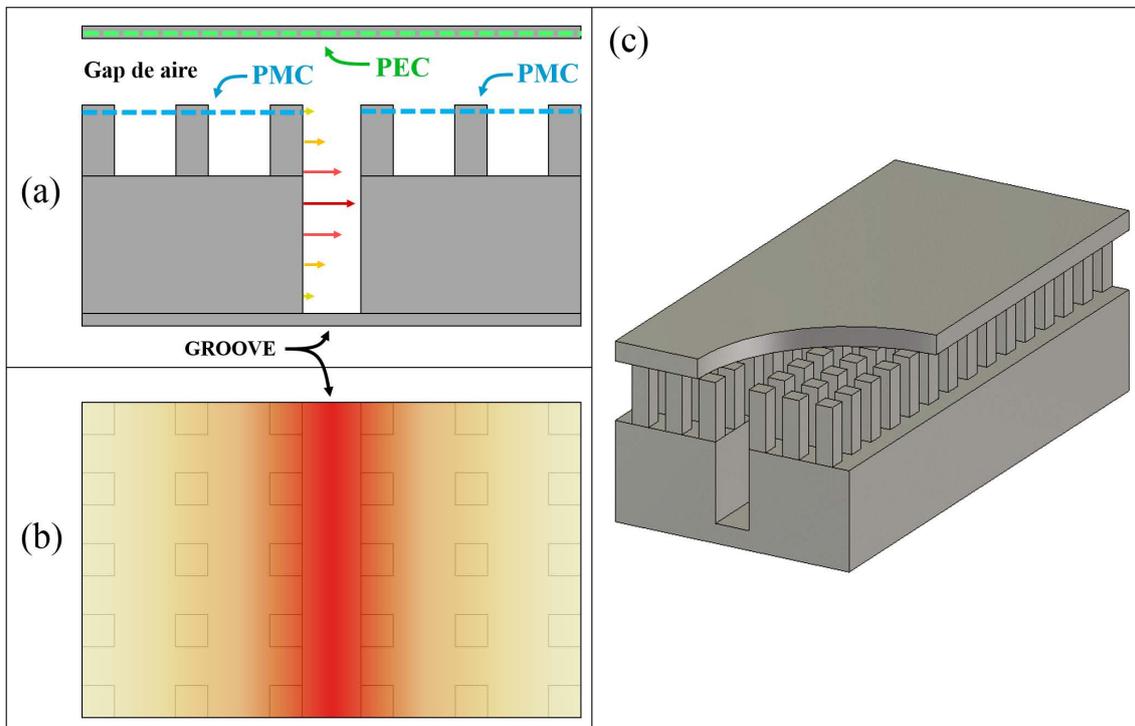


Fig. 6. *Ridge Gap Waveguide* (RGW). (a) Vista frontal. (b) Vista en planta, ocultando la tapa. (c) Vista en 3D.



**Fig. 7. Groove Gap Waveguide (GGW) en posición horizontal. (a) Vista frontal. (b) Vista en planta, ocultando la tapa. (c) Vista en 3D.**



**Fig. 8. Groove Gap Waveguide (GGW) en posición vertical. (a) Vista frontal. (b) Vista en planta, ocultando la tapa. (c) Vista en 3D.**

Tanto la RGW cómo la GGW, guían las ondas a la frecuencia de trabajo a lo largo de la guía Gap, mientras que la cama de pines impide que existan grandes fugas. De esta manera, el campo se confina en el interior, mientras que el campo que consigue atravesar las filas de pines se va atenuando cada vez más y más, tal y como puede verse en las vistas en planta de las Fig. 6, Fig. 7 y Fig. 8.

En la última década, esta tecnología ha permitido desarrollar multitud de diseños con aplicación en el campo del electromagnetismo. Los más revisados contienen desde diferentes configuraciones para aplicar filtros frecuenciales [21]-[23], giros de guía de onda [24]-[25], conexiones compactas entre guías de onda [26], hasta diseños de transición entre los diferentes tipos de guías utilizadas [27]-[35].

En el presente trabajo, como se comentó anteriormente, se realizará el diseño de una antena (parte fija) que irá sobre el desfasador mecánico en tecnología de guía de onda Gap [16]. Esta propuesta utiliza la configuración RGW como elemento de radiación en las guías ranuradas, esto podrá verse en el siguiente capítulo (metodología). En el presente trabajo se incluirá un estudio de diferentes configuraciones, en comparación a la propuesta inicial de [16].

### 3.2 Guías de Onda Ranuradas.

El diseño de la antena se realizará mediante la incorporación de pequeñas ranuras o *slots*, colocados de manera estratégica a lo largo de la guía de onda. Esta colocación depende de los campos eléctricos y magnéticos existentes en el interior de la guía. Para comprender este proceso conviene repasar los conceptos teóricos del comportamiento de las ondas dentro de una guía de ondas rectangular típica. Estos resultados podrán extrapolarse de manera aproximada a las ondas guiadas dentro de las guías de onda basadas en tecnología Gap.

Las dimensiones de una guía de onda rectangular vienen dadas únicamente por dos parámetros, su anchura 'a' y su altura 'b', tal y cómo puede verse en la Fig. 9.

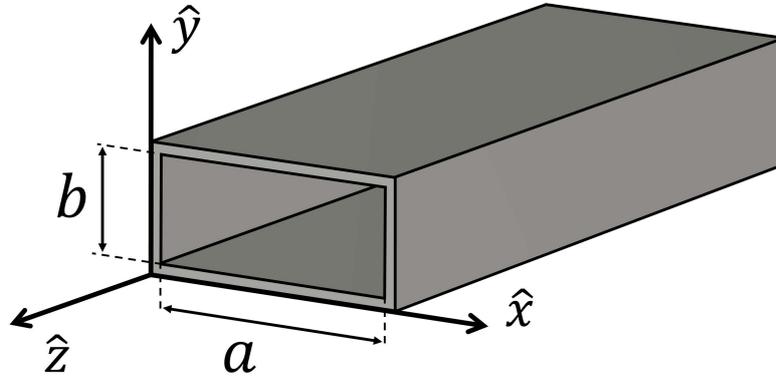


Fig. 9. Dimensiones de una guía de onda rectangular.

Con el fin de controlar la excitación de las diferentes ranuras colocadas a lo largo de la guía de onda, suele trabajarse únicamente con el modo fundamental, llamado TE<sub>10</sub>. Los campos eléctricos y magnéticos del modo TE<sub>10</sub> vienen dados por las siguientes ecuaciones (1)-(4). Dónde 'E' y 'H' son los campos eléctricos y magnéticos, 'β' es la constante de propagación de la onda dentro de la guía, 'f<sub>c</sub>' es la frecuencia de corte del modo fundamental TE<sub>10</sub> y 'λ<sub>g</sub>' es la longitud de onda de la guía.

$$E_y = -j \frac{\omega \mu}{k_x} A_0 \sin(k_x x) \cdot e^{-j\beta z} \quad (1)$$

$$\vec{E} = E_y \cdot \hat{y}$$

$$H_x = j \frac{\beta}{k_x} A_0 \sin(k_x x) \cdot e^{-j\beta z}$$

$$H_z = A_0 \cos(\beta_x x) \cdot e^{-j\beta z} \quad (2)$$

$$\vec{H} = H_x \cdot \hat{x} + H_z \cdot \hat{z}$$

$$k_x = \frac{\pi}{a}; \quad k = \frac{2\pi}{\lambda}; \quad \beta = \sqrt{k^2 - k_x^2} = \frac{2\pi}{\lambda_g} \quad (3)$$

$$f_c = \frac{c}{2a} = \frac{c}{\lambda_c}; \quad \lambda_g = \frac{\lambda_c \cdot \lambda}{\sqrt{\lambda_c^2 - \lambda^2}} = \frac{c}{\sqrt{f^2 - f_c^2}} = \frac{2\pi}{\beta} \quad (4)$$

También conviene plasmar visualmente estas ecuaciones (1)-(4) sobre la Fig. 9 anterior. Estas representaciones de los campos eléctricos y magnéticos dentro de la guía de onda cuando se propaga únicamente el modo TE<sub>10</sub> a lo largo de ella, pueden verse en las Fig. 10 y Fig. 11.

En el caso del campo eléctrico se puede ver una periodicidad similar en la Fig. 10 (b), tanto en  $x = 0$ , cómo en  $x = a$ . En cambio, en el campo magnético, mostrado en la Fig. 11 (b), la representación corresponde al caso de  $x = a$ , ya que en el caso de  $x = 0$ , las líneas de campo estarán invertidas respecto a este.

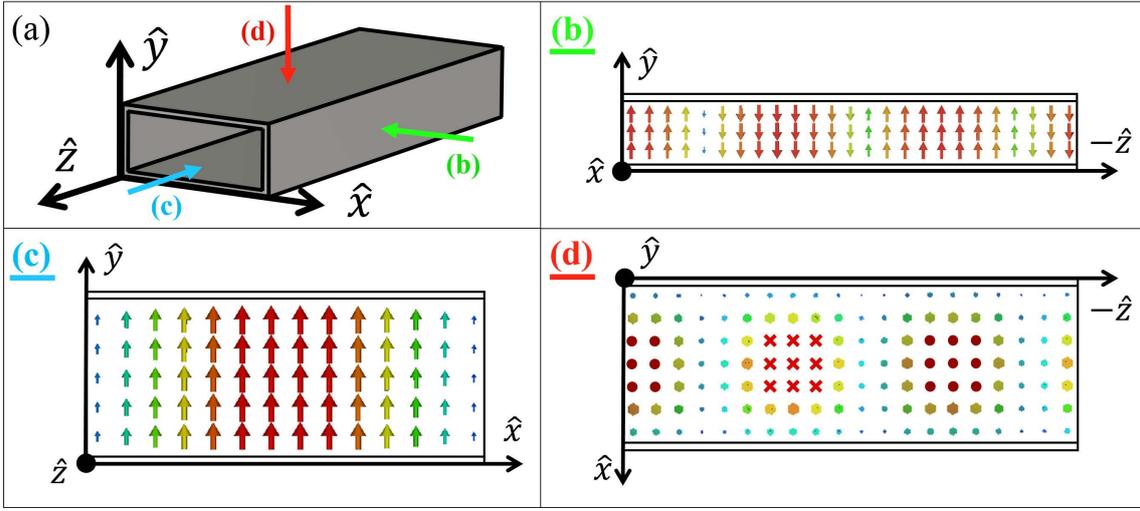


Fig. 10. Campo eléctrico del modo TE<sub>10</sub> en cada una de las paredes de la guía de onda. (a) Esquema de representación. (b)  $x = 0$ ,  $x = a$ . (c)  $y = 0$ . (d)  $y = 0$ ,  $y = b$  (donde (• rojos) significa que el vector sale del papel hacia el lector y (× rojas) entra en el papel desde el lector).

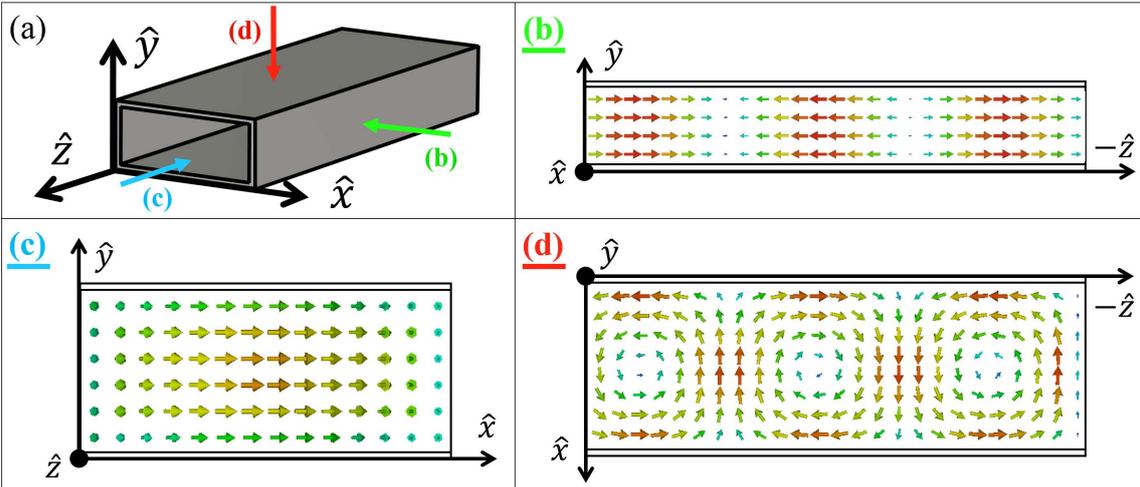


Fig. 11. Campo magnético del modo TE<sub>10</sub> en cada una de las paredes de la guía de onda. (a) Esquema de representación. (b)  $x = a$ . (c)  $y = 0$ . (d)  $y = 0$ ,  $y = b$ .

Para decidir la posición de las ranuras, deberá tenerse en cuenta la corriente de superficie 'J', ya que la potencia radiada será máxima cuando la ranura se coloque perpendicularmente a las corrientes de superficie (o en paralelo al campo magnético) y será nula cuando se coloque en paralelo a estas (o perpendicular al campo magnético). Estas corrientes de superficie dependen

directamente de los campos magnéticos generados en las superficies de la guía de onda, cuya relación viene dada por la ecuación (5) y representada en la Fig. 12.

$$\vec{j} = \hat{n} \times \vec{H} \quad (5)$$

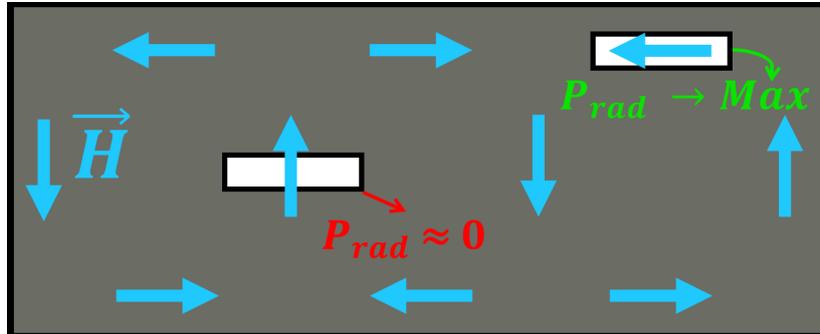


Fig. 12. Representación del campo magnético de la Fig. 11(d) con dos ranuras en posiciones extremas (potencia radiada nula en rojo y máxima verde).

Las guías serán alimentadas por uno de los extremos, mientras que el otro extremo permanecerá cerrado, esto formará la onda estacionaria que alimentará la agrupación de ranuras. Para conocer la posición respecto al final de la guía donde deben colocarse dichas ranuras, tiene que verse que condiciones de contorno se cumplen cuando las guías están cerradas por uno de los extremos. Las condiciones de contorno pueden ser o bien de circuito cerrado (PEC) o bien de circuito abierto (PMC). Estas condiciones pueden verse en la Fig. 13.

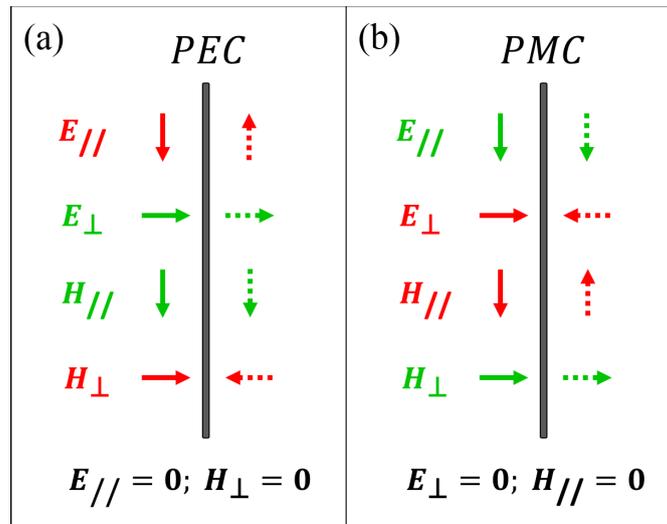


Fig. 13. Campos eléctricos y magnéticos; paralelos y perpendiculares para las condiciones de contorno: (a) PEC y (b) PMC. (Nota: en verde se suman en fase y en rojo se anulan).

Para el caso de la guía rectangular cerrada, la condición de contorno es PEC (cortocircuito), y al tener una distribución de campo eléctrico perpendicular a la propagación, este será nulo en el final de la guía. Esto significa que el máximo de campo eléctrico se encontrará a  $\lambda_g/4$  del final de la guía. Por otro lado y al no ser tan evidente, se han simulado los dos tipos de guías de onda Gap (RRG y GGW), con el objetivo de observar a que distancia del final de la guía están los máximos de campo eléctrico.

En estas simulaciones (Fig. 14), puede verse cómo cada una de las configuraciones en tecnología Gap tiene un comportamiento distinto. En el caso de la GGW vertical (Fig. 14(b)), el comportamiento es similar al de la guía rectangular, es decir, comportándose como un PEC (cortocircuito) en el extremo cerrado. Mientras que en el caso de la RGW, el comportamiento es

justo el contrario, comportándose como un PMC (circuito abierto) en el extremo final del Ridge. Esto significa que para que la última ranura caiga en un máximo de campo, deberá colocarse aproximadamente a una distancia de  $\lambda_g/4$  en el caso de la GGW vertical y a una distancia de  $\lambda_g/2$  en el caso de la RGW.

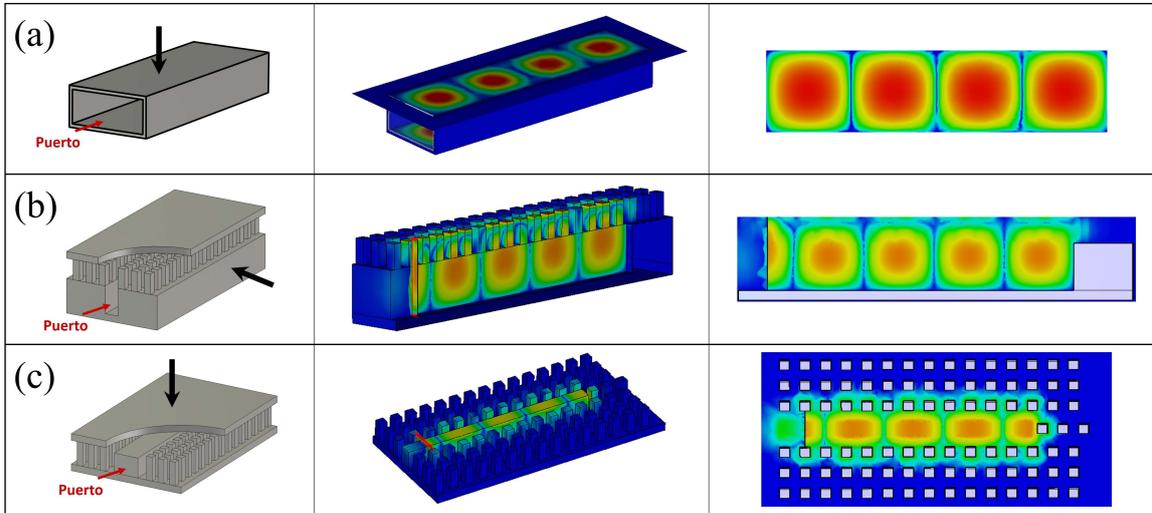


Fig. 14. Simulación del campo eléctrico en guías alimentadas por un extremo. (a) Guía rectangular (corte en planta). (b) GGW vertical (corte frontal). (c) RGW (corte en planta).

### 3.3 Distribución uniforme de antenas

Es necesario conocer los fundamentos del diseño de agrupaciones o *arrays* uniformes de antenas, ya que la antena del diseño propuesto está basado en una doble agrupación uniforme (agrupación 2D de ranuras). La primera agrupación uniforme está formada por las ranuras de la guía de onda, mientras que la segunda agrupación está formada por las propias guías de onda ranuradas (en este caso cuatro), y esta será la encargada de desapuntar el haz principal en el plano E de dicha agrupación.

Por ello, las cuatro guías del diseño formarán una agrupación lineal y estarán separadas a la misma distancia y serán alimentadas con la misma amplitud de corriente ( $a_n = 1$ ), y con un desfase progresivo  $\alpha$ . Por lo que la corriente compleja de la guía 'n' (con  $n = 0, 1, 2, 3$ ) viene dada por la ecuación (6), y en la Fig. 15 pueden verse la alimentación de las 4 guías equiespaciadas.

$$I_n = a_n \cdot I_0 \cdot e^{jn\alpha} = I_0 \cdot e^{jn\alpha} \quad (6)$$

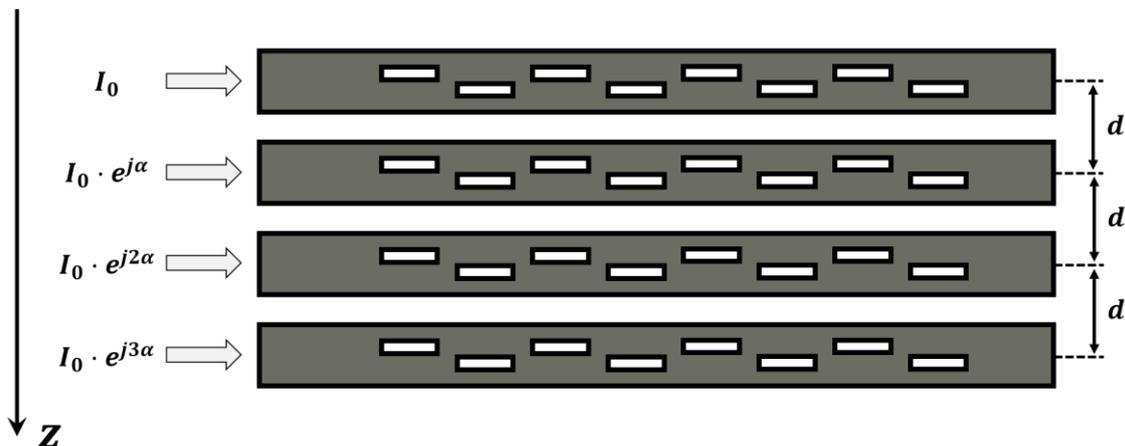


Fig. 15. Corriente aplicada con una distribución uniforme (desfase progresivo).

Además de este desfase progresivo ‘ $\alpha$ ’, debe tenerse en cuenta también el desfase debido a la diferencia de caminos entre las ondas emitidas por cada una de las antenas. En este caso se ha dispuesto la agrupación a lo largo del eje ‘z’ y se ha utilizado un sistema de coordenadas esféricas, con el objetivo de simplificar los cálculos.

Cómo puede verse en la Fig. 16, la diferencia de caminos es el producto entre el coseno de la colatitud o ángulo theta en la dirección del máximo de propagación en coordenadas esféricas ‘ $\theta_{max}$ ’ y de la separación entre las antenas ‘d’. Conocida esta diferencia de caminos en términos de la distancia, puede obtenerse el desfase que esto producirá entre dos antenas consecutivas sabiendo que en cada distancia igual a la longitud de onda ‘ $\lambda$ ’ se produce un desfase de  $2\pi$  radianes, ya definido por la constante de fase ‘k’. Este desfase de separación viene dado en la siguiente ecuación (7).

$$k = \frac{2\pi}{\lambda}; \quad \text{desfase\_dif\_caminos} = k \cdot d \cdot \cos(\theta_{max}') \quad (7)$$

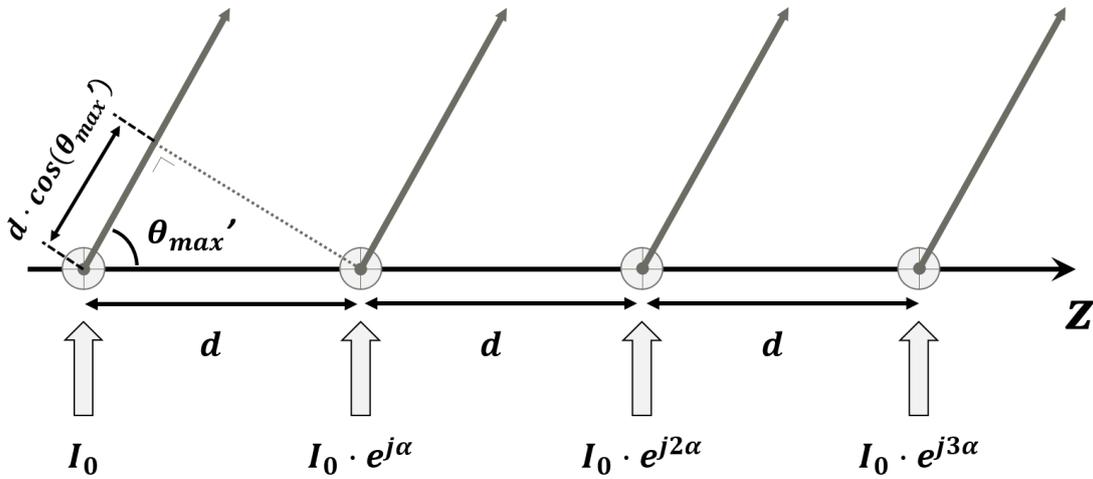


Fig. 16. Diferencia de caminos en una distribución uniforme.

Estos dos desfases pueden juntarse en el ángulo eléctrico ‘ $\Psi$ ’, dado por la ecuación (8), con el cual se obtienen los vectores de radiación de cada una de las antenas ‘ $\vec{N}_n$ ’ y el vector de radiación ‘ $\vec{N}$ ’ de la agrupación formada por ‘N’ antenas. Con estos se puede obtener el Factor de Array ‘FA’ de una agrupación uniforme de antenas (ecuación (13)), a partir del desarrollo de la suma de dicha serie geométrica de la ecuación (10)-(11) y la Fórmula de Euler del seno de la ecuación (12).

$$\Psi = k \cdot d \cdot \cos(\theta) + \alpha \quad (8)$$

$$\vec{N}_n = \vec{N}_0 \cdot e^{jn\Psi} \quad (9)$$

$$\begin{aligned} \vec{N} &= \vec{N}_0 + \vec{N}_1 + \vec{N}_2 + \dots + \vec{N}_{N-1} = \vec{N}_0 \cdot (1 + e^{j\Psi} + e^{j2\Psi} + \dots + e^{j(N-1)\Psi}) = \\ &= \vec{N}_0 \cdot \sum_{n=0}^{N-1} e^{jn\Psi} = \vec{N}_0 \cdot FA(\Psi) \end{aligned} \quad (10)$$

$$s_n = \sum_{k=0}^n A \cdot r^k = A \frac{1 - r^{n+1}}{1 - r} \quad (11)$$

$$\text{sen}(x) = \frac{e^{jx} - e^{-jx}}{2} \quad (12)$$

$$FA(\Psi) = \sum_{n=0}^{N-1} e^{jn\Psi} = \frac{1 - e^{jN\Psi}}{1 - e^{j\Psi}} = \frac{(e^{-j\frac{N\Psi}{2}} - e^{j\frac{N\Psi}{2}}) \cdot e^{j\frac{N\Psi}{2}}}{(e^{-j\frac{\Psi}{2}} - e^{j\frac{\Psi}{2}}) \cdot e^{j\frac{\Psi}{2}}} = e^{j\frac{(N-1)\Psi}{2}} \cdot \frac{\text{sen}(\frac{N\Psi}{2})}{\text{sen}(\frac{\Psi}{2})} \quad (13)$$

$$|FA(\Psi)| = \left| \frac{\text{sen}(\frac{N\Psi}{2})}{\text{sen}(\frac{\Psi}{2})} \right| \rightarrow |FA(\Psi, N = 4)| = \left| \frac{\text{sen}(2\Psi)}{\text{sen}(\frac{\Psi}{2})} \right|$$

El módulo del Factor de Array para ‘N’ elementos viene representado en la Fig. 17, teniendo en cuenta que el intervalo  $[0, 2\pi]$  se repite de manera periódica en todo el dominio de la función. En ella puede verse que el SLL (de las siglas en inglés, *Side Lobe Level*) o NLPS (Nivel Lóbulo Principal a Secundario) es de 13.46 dB. El SLL puede calcularse a partir de la ecuación (13), y conociendo el valor ‘ $\Psi$ ’ en el lóbulo principal y secundario. Este cálculo puede verse en la siguiente ecuación (14).

También se ha representado en la Fig. 18, el módulo del Factor de Array para el caso del diseño de 4 elementos, obteniendo además que el valor SLL en este caso es de 11.35 dB.

$$SLL = \frac{|FA(\Psi = 0)|}{|FA(\Psi = \frac{3\pi}{N})|} = \frac{N}{\left| \frac{\text{sen}(\frac{N \cdot \frac{3\pi}{N}}{2})}{\text{sen}(\frac{\frac{3\pi}{N}}{2})} \right|} = N \cdot \left| \frac{\text{sen}(3\pi/2N)}{\text{sen}(\frac{3\pi}{2N})} \right| \quad (14)$$

$$SLL(dB) = 20 \cdot \log \left( N \cdot \left| \frac{\text{sen}(\frac{3\pi}{2N})}{\text{sen}(\frac{3\pi}{2N})} \right| \right) \begin{cases} N = 4 \rightarrow SLL(dB) = 11'35 \text{ dB} \\ N \rightarrow \infty \rightarrow SLL(dB) = 13'46 \text{ dB} \end{cases}$$

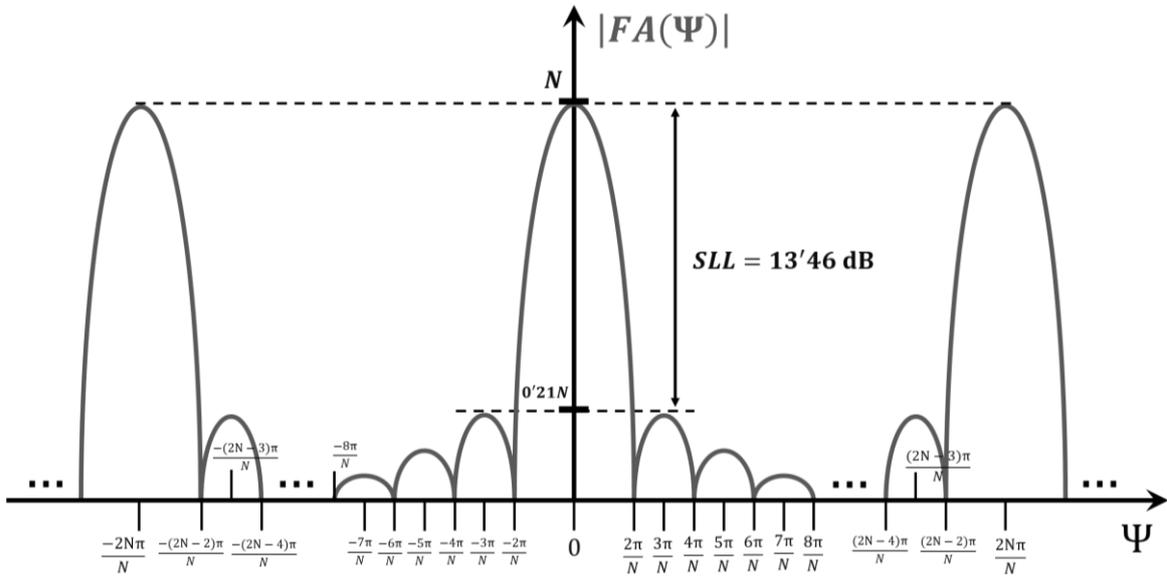


Fig. 17. Representación del módulo del Factor de Array para ‘N’ antenas.

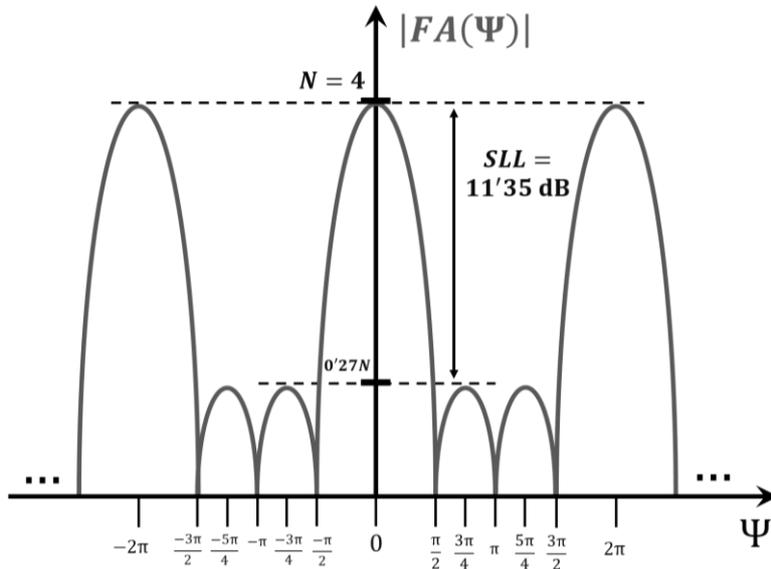


Fig. 18. Representación del módulo del Factor de Array para 4 antenas.

Sólo una parte de la representación del módulo del Factor de Array tiene sentido físico, y al haber escogido el eje 'z' como eje del array, el margen en el que esta representación tiene sentido físico es entre los valores  $[0, \pi]$  radianes del parámetro angular ' $\theta$ '. A este margen de valores se le denomina margen visible y puede obtenerse conociendo su relación con ' $\Psi$ ', dada por la ecuación (8). Esta expresión (15), es conveniente expresarla en función de la separación de las antenas en longitudes de onda a la frecuencia de trabajo ' $D$ ', en vez de en su valor absoluto ' $d$ ', tal y cómo puede verse en la ecuación (16).

$$\Psi \in [\alpha - k \cdot d, \alpha + k \cdot d] \quad (15)$$

$$\begin{cases} \Psi \in [\alpha - k \cdot d, \alpha + k \cdot d] \\ k = 2\pi/\lambda \\ d = D \cdot \lambda \end{cases} \begin{cases} \Psi \in [\alpha - 2\pi D, \alpha + 2\pi D] \end{cases} \quad (16)$$

A partir del Factor de Array y dadas la separación entre antenas ' $D$ ' y el desfase progresivo ' $\alpha$ ', podrá obtenerse el diagrama de radiación, que tendrá simetría de revolución. Para visualizar y entender la formación de los lóbulos de difracción dentro del margen visible, se han puesto dos ejemplos representados en la Fig. 19. En ambos se tiene una agrupación de 4 antenas alimentadas con la misma fase ( $\alpha=0^\circ$ ) pero con una separación distinta entre ellas. La primera tiene una separación de  $0.5\lambda$  y la segunda de  $0.625\lambda$ . Aquí puede observarse cómo el tamaño del margen visible depende únicamente de la separación entre las antenas de la agrupación, siendo mayor cuando este aumenta. Mientras que el desfase progresivo controla el desplazamiento de dicho margen visible, pero sin modificar su tamaño.

Con esto puede llegarse a la conclusión de que cuánto más juntas se encuentren las antenas de la agrupación, más se podrá aumentar el desfase progresivo sin que aparezcan los lóbulos traseros de difracción, pudiendo aumentar también su apuntamiento máximo.

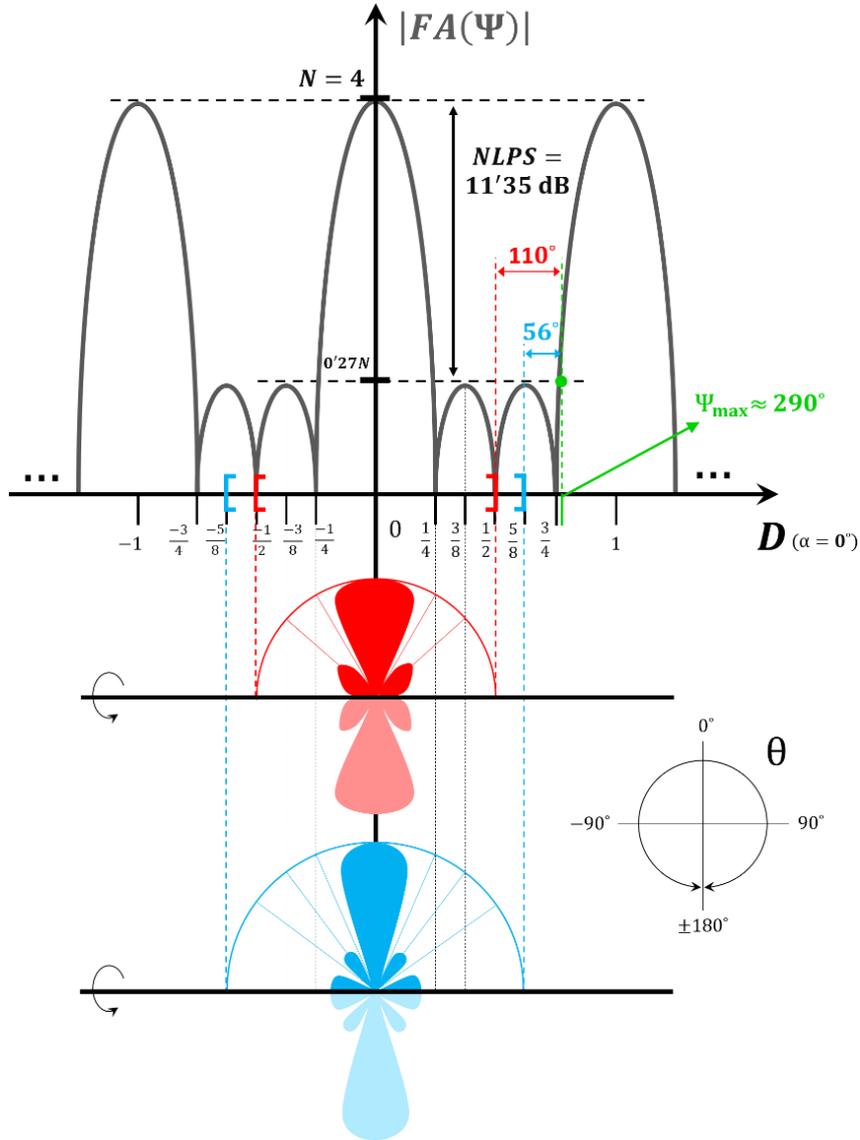


Fig. 19. Representación del módulo del Factor de Array para 4 antenas.

Pero antes de nada, es necesario aclarar la notación y el sistema de referencia con la que se referirá a lo largo del trabajo a cada una de las variables respectivas a dicho apuntamiento. El sistema de referencia puede verse en la Fig. 20, en la que se ha representado un diagrama de radiación en coordenadas polares ( $N = 4$ ,  $d = 0.5\lambda$  y  $\alpha = 110^\circ$ ). En esta puede verse que el apuntamiento de partida ( $\theta_{max}'$ ), utilizado en la ecuación (7), está referido respecto al eje horizontal. Para la aplicación en la que se requiere este análisis, interesa que dicho apuntamiento este referenciado respecto a la vertical. Por lo que se define un nuevo parámetro de apuntamiento ( $\theta_{max}$ ), que coincide con el apuntamiento broadside, y que se obtiene sin aplicar ningún desfase entre las antenas ( $\alpha = 0^\circ$ ). Por otro lado, la variación del apuntamiento o barrido ( $\Delta\theta$ ), que comprende todo el rango de funcionamiento de la estructura, equivale al doble de este último parámetro. Debe recordarse que todos estos parámetros están referidos al apuntamiento máximo de funcionamiento, que es el límite en el que el nivel del lóbulo trasero iguala al nivel de los lóbulos secundarios, tal y cómo puede verse en dicho ejemplo. La relación entre estos parámetros puede verse en las siguientes ecuaciones (17).

$$\theta_{max} = 90^\circ - \theta_{max}' = 90^\circ - \cos^{-1}\left(\frac{\alpha(\circ)}{360^\circ \cdot D}\right) \quad (17)$$

$$\Delta\theta = 2 \cdot \theta_{max}$$

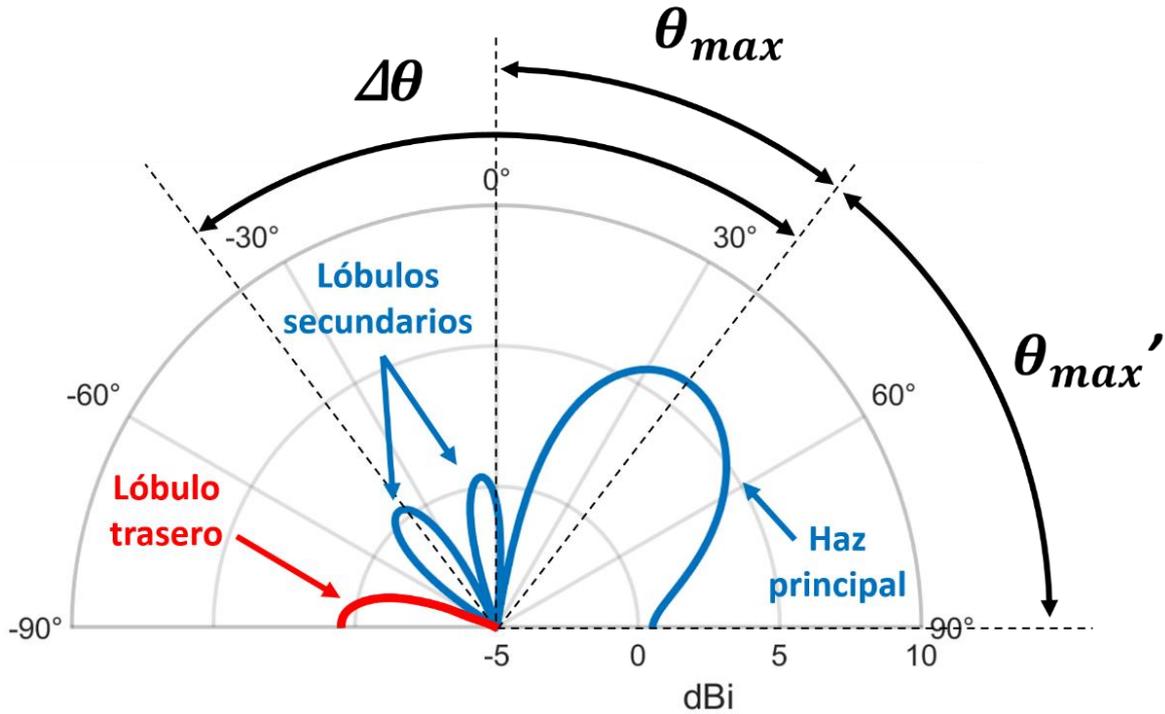


Fig. 20. Sistema de referencia y notación ( $\Delta\theta$ ,  $\theta_{max}$  y  $\theta_{max}'$ ) de los diagramas de radiación, utilizando el ejemplo:  $N = 4$ ,  $d = 0.5\lambda$  y  $\alpha = 110^\circ$ .

Dado el margen visible, el diagrama de radiación se obtiene abatiendo el Factor de Array sobre un sistema de referencia polar, tal y cómo puede verse en los dos ejemplos representados en la Fig. 19. Por lo que en estos ejemplos, puede comprobarse cómo se van proyectando los valores de ' $\Psi$ ' para obtener los valores en función del apuntamiento ' $\theta$ ', hasta los valores extremos del margen visible en ' $\Psi$ ' que corresponden a los valores en ' $\theta$ ' de  $\pm 90^\circ$ . Una vez obtenido el diagrama de radiación en este margen de valores (parte superior), se aplica simetría de revolución para obtener la parte inferior del diagrama.

En el primer ejemplo (en rojo), el margen visible podrá desplazarse  $\pm\pi/2$  ( $\pm 90^\circ$ ) hasta que empiece a aparecer el lóbulo de difracción dentro de este, mientras que en el segundo ejemplo (en azul) sólo podrá desplazarse  $\pm\pi/4$  ( $\pm 45^\circ$ ). En este punto aparecerá el lóbulo de difracción, aunque aún podrá desplazarse  $20^\circ$  más (hasta  $290^\circ$ ) cómo puede verse en la Fig. 19, que será el punto en el que el valor del lóbulo de difracción ya ha igualado el valor del lóbulo secundario. Este valor máximo de ' $\alpha$ ' se puede calcular de manera numérica utilizando la ecuación (8), tal y cómo puede verse en el siguiente desarrollo (18).

$$290^\circ > \alpha(^{\circ}) + 360^\circ \cdot D \rightarrow \alpha(^{\circ}) < 290^\circ - 360^\circ \cdot D \rightarrow \begin{cases} D = 0.5 \rightarrow \alpha < 110^\circ \\ D = 0.65 \rightarrow \alpha < 56^\circ \end{cases} \quad (18)$$

De la misma manera que lo ideal es conseguir un espaciado entre guías de cómo máximo  $0.5\lambda$  a la frecuencia de trabajo, también debe haber un espaciado de cómo máximo  $0.5\lambda_g$  entre las ranuras de la misma guía (siendo  $\lambda_g$ , la longitud de onda de la guía a la frecuencia de trabajo, vista en la ecuación (4)), para que tampoco existan lóbulos de difracción en este plano.

La configuración propuesta en [16] es del tipo RGW y por tanto las ranuras deben colocarse en la cara ancha de la guía, en la que se tiene el campo magnético visto en la Fig. 12. Para que las ranuras estén separadas a una distancia de  $0.5\lambda_g$  y que las ondas que radian se sumen en fase, deberán colocarse en paralelo a la guía y de manera alternada, tal y cómo puede verse ejemplificado en la Fig. 21.

Esta es la única solución posible con una separación de  $0.5\lambda_g$  para la posición de las ranuras en la guía del tipo RGW sin la aparición de lóbulos de difracción. Para colocarlas en otra posición relativa y que las guías sigan sumándose en fase tendrían que estar a una separación de  $\lambda_g$ , por ejemplo colocadas perpendicularmente en el centro de la guía. Pero esta solución no sería válida ya que aparecerían lóbulos de difracción en este plano.

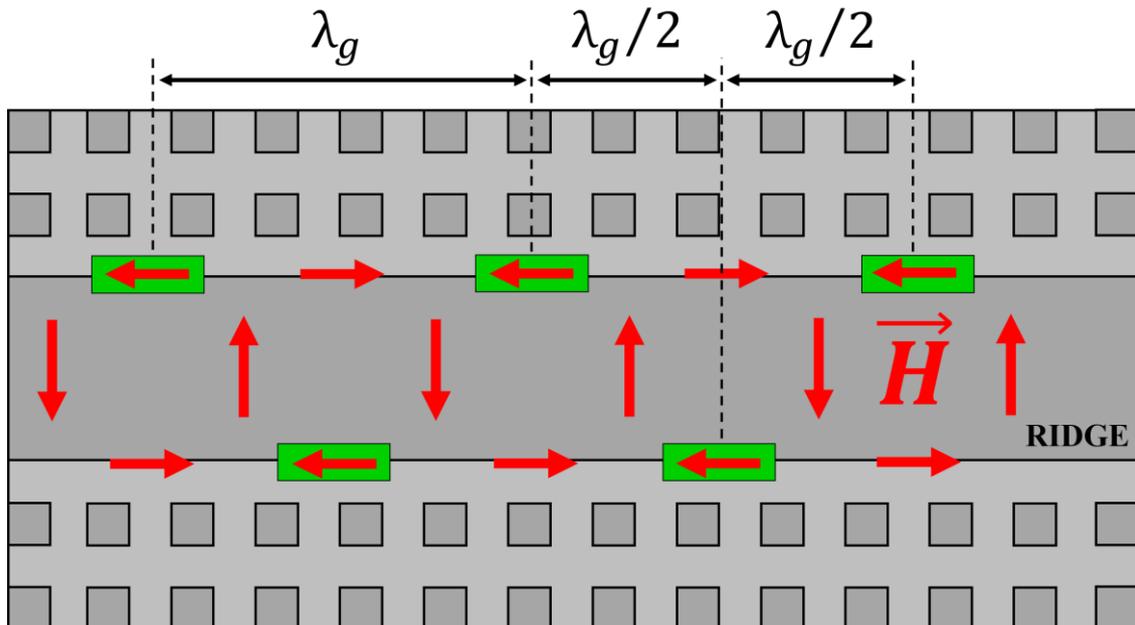


Fig. 21. Vista en planta de la configuración tipo Ridge con la posición relativa de las ranuras (en verde) respecto al campo magnético (en rojo).

En el caso de que la agrupación de antenas estuviera formada por 4 antenas isotrópicas (que radian por igual en todas las direcciones del espacio), el diagrama de la agrupación resultante vendría dado por el de la misma agrupación uniforme, visto en la Fig. 19. Como se comentó anteriormente, esto significa que una vez el margen visible incluyera valores de  $\Psi > 290^\circ$ , el nivel del lóbulo trasero superará el nivel del lóbulo secundario, tal y como puede verse en la Fig. 19 y viene calculado en el desarrollo anterior (18).

Con esta lógica y siguiendo estas ecuaciones (18), se ha esquematizado en la Fig. 22, la región de funcionamiento (en la que el nivel del lóbulo trasero es menor al del secundario) para el par de valores  $D-\alpha$ . Aquí puede verse cómo el SLL se mantiene en 11.35 dB en la región de funcionamiento óptimo (en amarillo), y cómo este va degradándose rápidamente al pasar a la otra región determinada por la inecuación (18), que es cuando el lóbulo trasero aparece y supera al nivel del lóbulo secundario. En esta representación puede comprobarse cómo el par de valores anteriormente citados (de  $\alpha = 110^\circ$  cuando  $d = 0.5\lambda$ , y de  $\alpha = 56^\circ$  cuando  $d = 0.65\lambda$ ) se encuentran en el límite de funcionamiento.

Por otro lado, en la Fig. 23 se ha representado el diagrama de radiación en coordenadas polares para estos dos casos límite. Puede verse cómo en el caso con separación de  $0.5\lambda$  (Fig. 23(a)), no aparece el lóbulo trasero aun llegando a tener un  $\alpha = 90^\circ$ , pero ya aparece al tener  $\alpha = 135^\circ$ . Para el caso con separación de  $0.65\lambda$  (Fig. 23(b)), el lóbulo trasero ya supera ligeramente al secundario al tener  $\alpha = 60^\circ$ , tal y como se previó anteriormente.

Además, comparando ambos casos, puede verse que para el mismo valor de desfase progresivo ( $\alpha = 90^\circ$ ), se obtiene un mayor apuntamiento en el caso donde las antenas están más juntas. El valor exacto de dicho apuntamiento puede calcularse utilizando la ecuación (17), obteniendo  $\theta_{\max} = 37.66^\circ$  ( $\Delta\theta = 75.32^\circ$ ) para el caso de una separación de  $0.5\lambda$  y  $\theta_{\max} = 28.03^\circ$  ( $\Delta\theta = 56.06^\circ$ ) para el caso de una separación de  $0.5\lambda$ .

Este mapeo de valores entre separación de antenas 'd' y variación máxima del apuntamiento ' $\Delta\theta$ ', puede verse en la Fig. 24, en la que pueden comprobarse el cálculo de los ejemplos anteriores. Aquí también puede apreciarse que no tiene sentido buscar una separación menor a  $0.4\lambda$ , ya que con esta separación ya se puede realizar un barrido del apuntamiento en todas las direcciones.

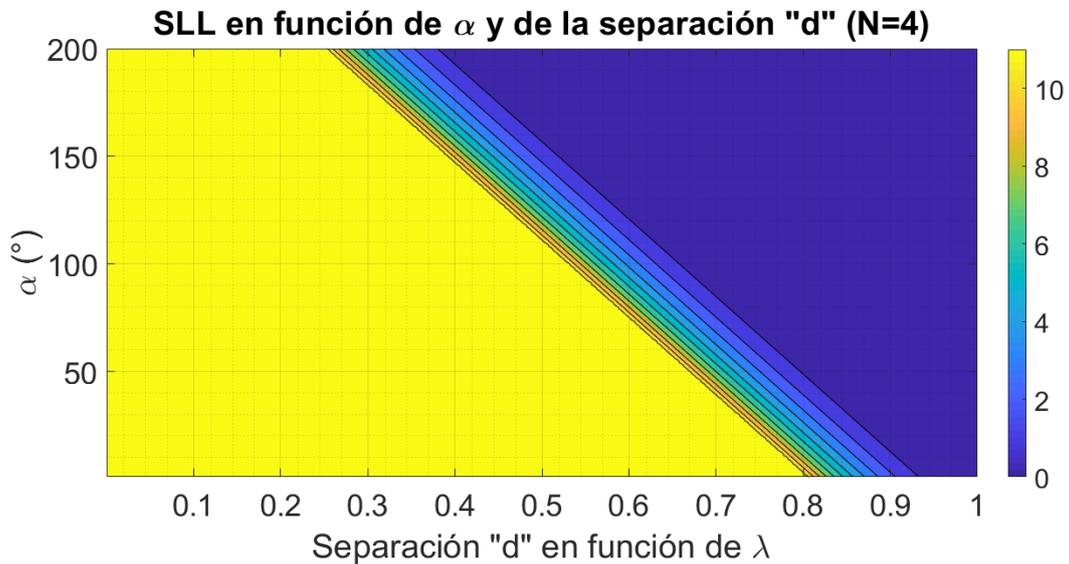


Fig. 22. Región de funcionamiento para el par de valores d- $\alpha$  de la distribución uniforme con N=4.

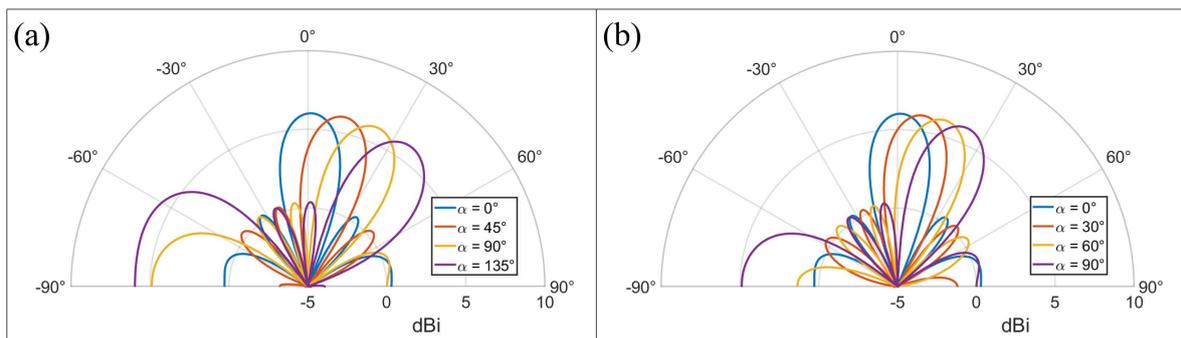


Fig. 23. Representación en coordenadas polares ( $\theta$ -dBi) del diagrama de radiación de la distribución uniforme con N=4, variando el desfase progresivo. (a)  $d=0.5\lambda$ . (b)  $d=0.65\lambda$ .

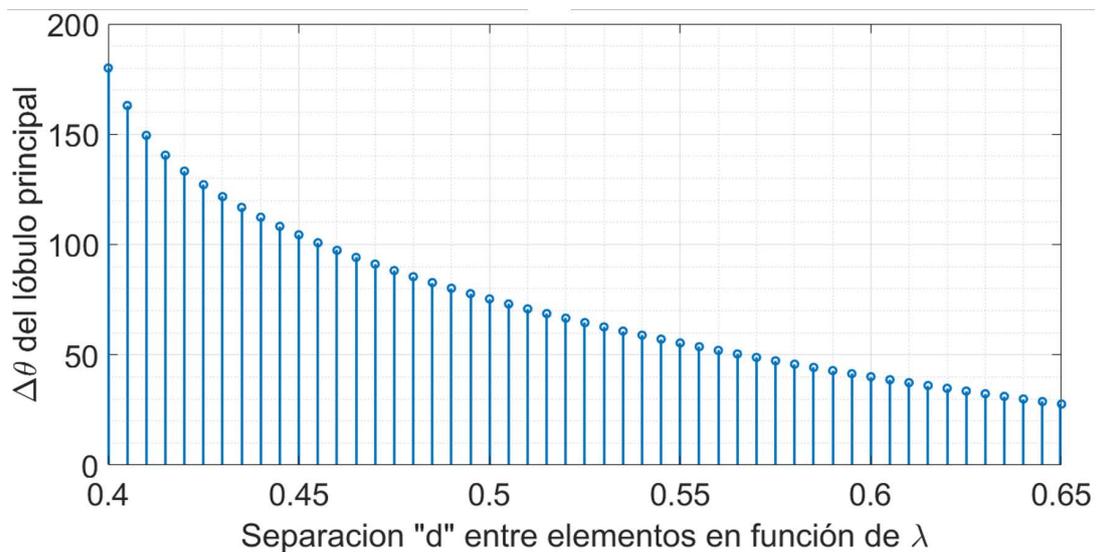


Fig. 24. Mapeo de valores d- $\Delta\theta$  para una distribución uniforme con N=4.

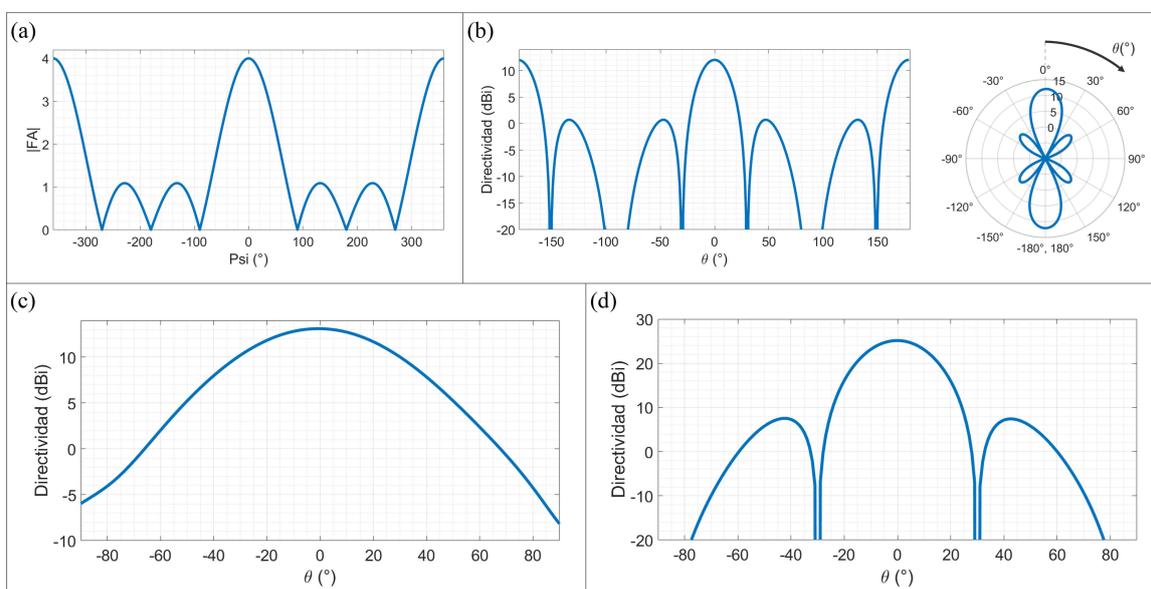
Cómo se comentó, todo el proceso anterior se ha realizado suponiendo que los 4 elementos de la agrupación uniforme son isotrópicos. En cambio, esto no será así en el caso real, ya que los 4 elementos de la agrupación serán las guías de onda ranuradas, cuya radiación no es ni mucho menos similar a una radiación isotrópica.

El diagrama de radiación resultante de una agrupación uniforme de 4 guías ranuradas vendrá dado por el producto lineal del diagrama de la agrupación uniforme ideal de 4 elementos, por el diagrama de radiación de la ranura, tal y cómo puede verse en la ecuación (19). Este proceso también puede observarse en la Fig. 25, donde el diagrama final (Fig. 25(d)), es el resultado del producto entre el factor de array para  $N=4$  (Fig. 25(b)) y el diagrama de radiación del elemento, en este caso la RGW ranurada (Fig. 25(c)).

El hecho de tener un elemento directivo por sí mismo (aproximadamente  $D = 13$  dBi), hace que el diagrama total resultante tenga un SLL mayor (aproximadamente  $SLL = 18$  dBi), por lo que mejora el resultado de la agrupación ideal de elementos isotrópicos ( $SLL = 11.35$  dBi). Esto significa que en el caso real, el límite superior de desfase progresivo será mayor, por lo que podrá aumentarse ligeramente el apuntamiento máximo.

Por otro lado, debe tenerse en cuenta que mientras se va aumentando el desfase progresivo sólo varía el diagrama de la agrupación, en cambio, el diagrama del elemento aislado se mantiene centrado. Esto hace que esta pequeña ventaja inicial en el SLL, vaya degradándose poco a poco de la misma manera en la que disminuye la directividad del elemento aislado (Fig. 25(c)). Además y cómo se verá a continuación, el caso real presenta otro tipo de problemas que hará que el SLL sea inferior al aproximado en este modelo teórico.

$$E_{total}(\theta) = FA(N = 4) \cdot E_{elemento}(\theta) \quad (19)$$



**Fig. 25. Proceso en el cálculo del diagrama de radiación real de la agrupación de guías ranuradas. (a)  $FA(N=4)$  en escala lineal. (b)  $FA(N=4)$  en escala logarítmica (coordenadas cartesianas y polares). (c)  $E_{elemento}(\theta)$ . (d)  $E_{total}(\theta)$ .**

Por último, una vez conocido el comportamiento de los diagramas de radiación y cómo se afectan entre ellos, conviene observar los casos límites en el diagrama de radiación completo para los dos casos vistos a lo largo de este apartado ( $d = 0.5\lambda$ ,  $d = 0.65\lambda$ ). Esto puede visualizarse en la Fig. 26. Para el caso con la separación de  $0.65\lambda$ , puede observarse que el valor límite de ' $\alpha$ ' (momento en el que  $BLL = SLL$ ) es de  $130^\circ$ , siendo muy superior al visto para la agrupación ideal ( $56^\circ$ ) que fue calculado en la ecuación (18). Esto es debido a lo mencionado anteriormente, y es que el diagrama del factor de array se multiplica por el del elemento. Por otro lado, para una separación

de  $0.5\lambda$  puede verse que el diagrama de radiación se deteriora (SLL muy bajo) antes de que el BLL llegue a igualar al SLL. Esto significa que posiblemente, no tenga sentido buscar una separación menor a  $0.5\lambda$ , ya que para este valor de separación el diagrama de radiación no se ve afectado por el lóbulo trasero. A pesar de ello, en los próximos apartados podrá verse si esto es así o no, ya que en este caso no se tienen en cuenta los acoplos e interacciones entre las guías.

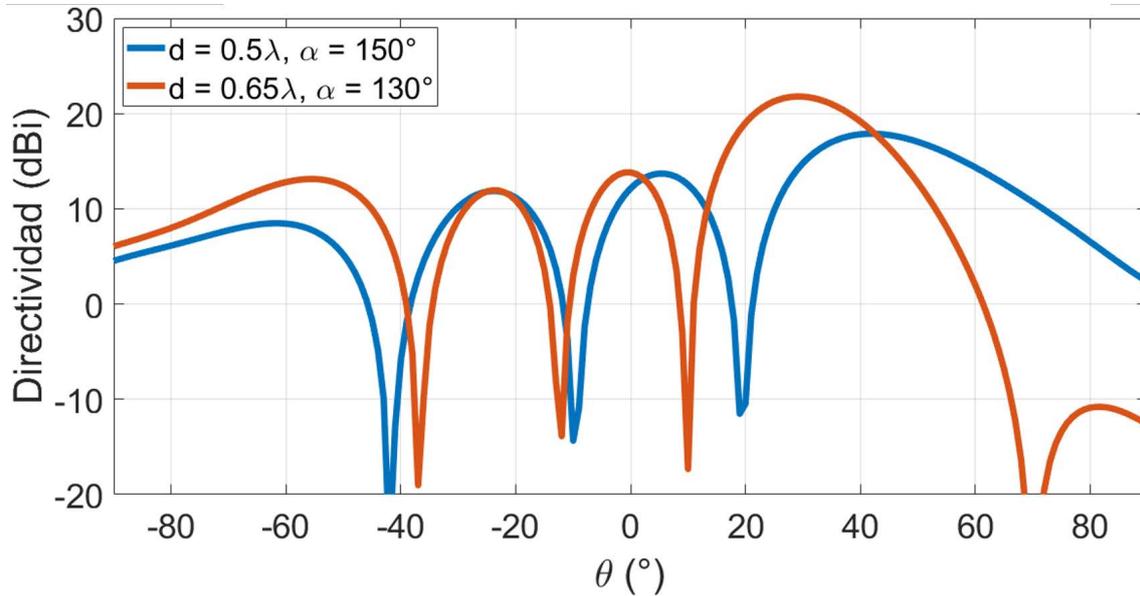


Fig. 26. Diagrama de radiación completo (FA y elemento) para los casos límite ejemplificados.

## Capítulo 4. Metodología.

Cómo se introdujo anteriormente, la antena o elemento radiante consistirá en una agrupación uniforme de 4 guías de onda ranuradas. La metodología empleada tiene como objetivo caracterizar el funcionamiento de este elemento radiante respecto a sus especificaciones de ancho de banda y máxima variación en el apuntamiento del haz principal. Para ejemplificar dicha caracterización se realizará este proceso utilizando el diseño propuesto en [16].

Para la simulación electromagnéticamente todas estas estructuras, se ha utilizado el software CST (de las siglas en inglés *Computer Simulation Technology*), uno de los simuladores de ondas electromagnéticas más utilizados y potentes del mercado [36].

El primer paso en el diseño de cualquier estructura basada en tecnología Gap, es el modelado de la cama de pines comentada en la introducción del presente trabajo. El comportamiento elimina banda de esta cama de pines viene dado por los parámetros de altura, anchura y separación de los pines ( $H_{pin}$ ,  $W_{pin}$  y  $S_{pin}$  respectivamente), además de por la separación (gap) entre la cama de pines y la parte superior o tapa de dicha estructura. Estos parámetros pueden verse en la Fig. 1, siendo la altura del pin y el gap de aire los parámetros de control de la frecuencia central del paso elimina banda. Esta caracterización viene explicada por primera vez aplicada a una guía basada en tecnología Gap en [37]

En este caso, se utilizará la misma cama de pines que la empleada en [16] debido a que el comportamiento elimina banda debe ser el mismo. Este rango es el comprendido aproximadamente entre las frecuencias de funcionamiento de la estructura (29.5 y 30.5 GHz), ya que a dichas frecuencias las ondas deben ser guiadas a lo largo de la guía. Esto significa que la altura de los pines será de 2.5mm y el gap de separación de la cama de pines con la parte superior de 0.2mm, mientras que los parámetros de anchura y separación entre pines podrán modificarse debido a que su implicación es respecto al ancho de banda eliminada.

### 4.1 Cálculo de $\lambda_g$ y posición relativa entre slots.

El primer paso en el diseño de la guía de onda ranurada es realizar el cálculo de la longitud de onda de la propia guía ' $\lambda_g$ ' a la frecuencia de trabajo, en este caso a 30 GHz. Cómo pudo verse en el capítulo anterior, su valor no puede calcularse de manera teórica tal y cómo si podría calcularse en el caso de la guía de onda rectangular estándar en la ecuación (4).

La manera de calcular este valor de manera exacta, es realizando la simulación de un tramo de longitud dada de la guía. Este tramo de guía se simulará con unas condiciones de contorno periódicas en el plano de la cama de pines, y condiciones de contorno PEC (campo eléctrico tangencial nulo) para la tapa y suelo de la cama de pines, tal y cómo viene descrito en la Fig. 27.

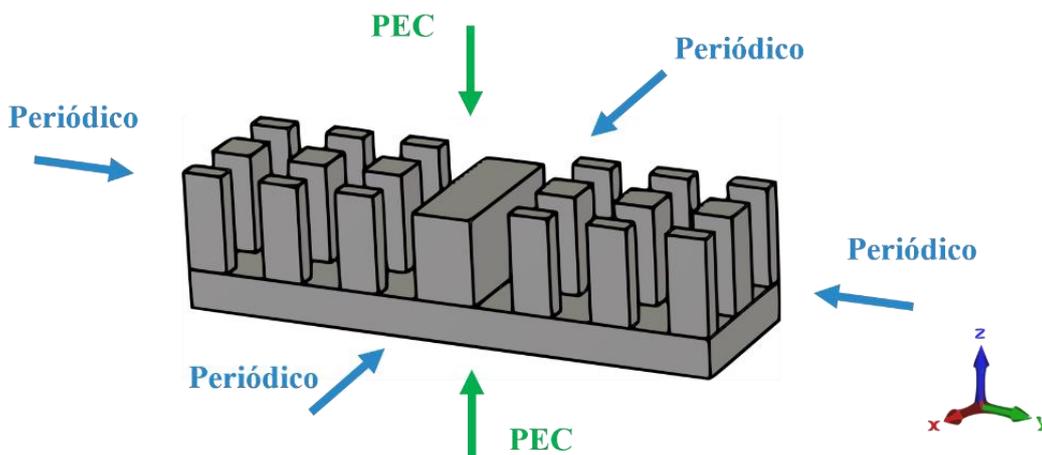


Fig. 27. Estructura simulada para el cálculo exacto de  $\lambda_g$ .

Esta estructura se caracteriza mediante el uso del simulador de modos propios (*Eigenmode Solver*), capaz de calcular los primeros modos que se propagan a través de la estructura por encima de la frecuencia dada. En este caso se han buscado los 5 primeros modos en propagarse por encima de 22.5 GHz. En la Fig. 28 puede verse cómo únicamente se propaga un modo por la guía, sufriendo un desfase de  $121.24^\circ$  a lo largo de este tramo de guía.

El cálculo de la constante de propagación ' $\beta$ ' y de ' $\lambda_g$ ' puede obtenerse directamente a partir del desfase sufrido por este modo a lo largo de dicho tramo de guía de longitud conocida. Este cálculo viene dado en la siguiente ecuación (20).

$$\beta = \frac{\Delta\phi}{L} = \frac{121.24^\circ \cdot \frac{\pi \text{ rad}}{180^\circ}}{4 \text{ mm}} = 0.53 \text{ rad/mm} \rightarrow \lambda_g = \frac{2\pi}{\beta} = \frac{2\pi \text{ rad}}{0.53 \text{ rad/mm}} = 11.85 \text{ mm} \quad (20)$$

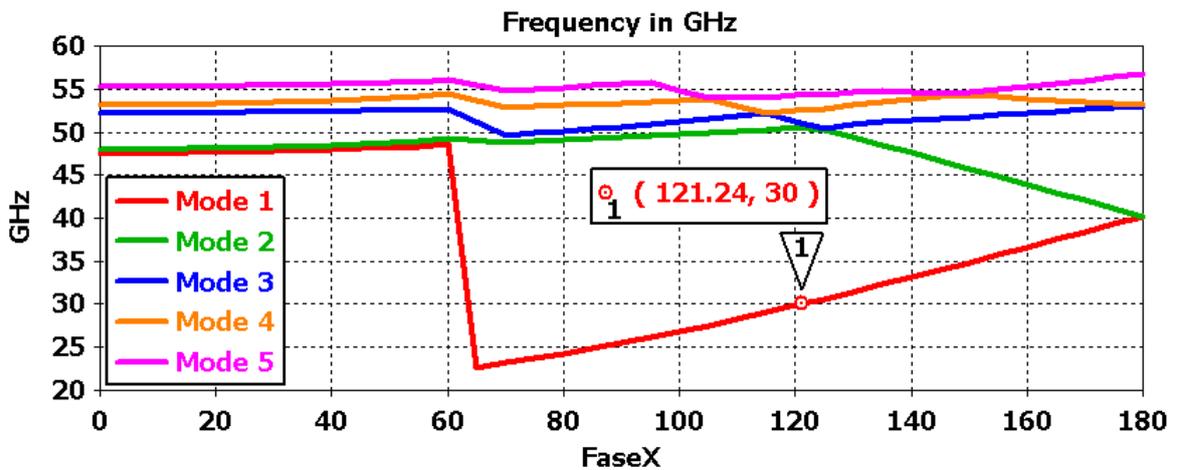


Fig. 28. 5 primeros modos propagados en la Fig. 27.

#### 4.2 Caracterización de la ranura y cálculo de parámetros.

En este paso se tiene como objetivo obtener unas dimensiones iniciales de ranura que hagan dicha estructura resonante a la frecuencia de trabajo de 30 GHz. Para ello se utiliza el método expuesto en [38], en el que se utiliza el equivalente circuital de la ranura. En el caso de ranuras colocadas de manera longitudinal a la guía, al tener un equivalente circuital en paralelo y para facilitar los cálculos, se obtiene la admitancia de la ranura tal y como puede verse en la Fig. 29.

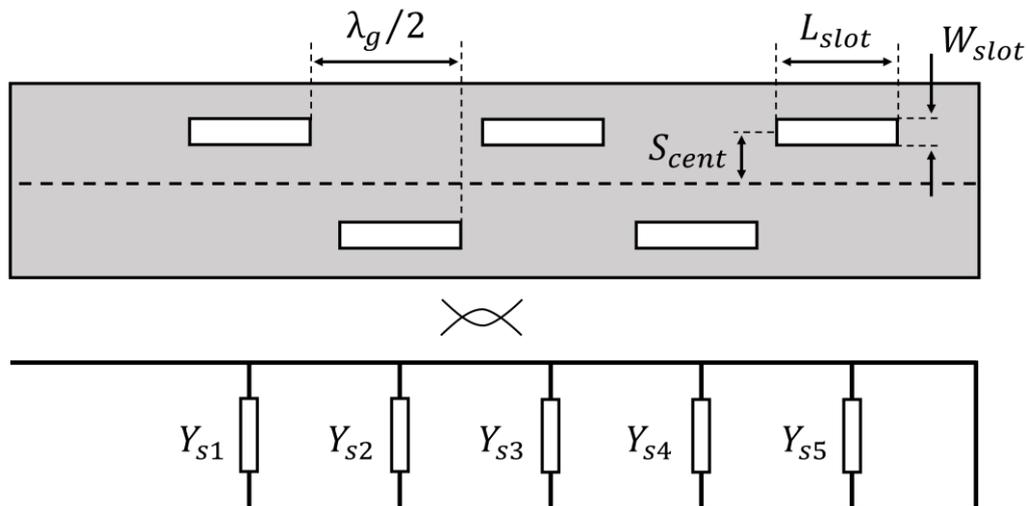


Fig. 29. Equivalente circuital de la estructura tipo RGW propuesta en [16].

Los parámetros de diseño buscados: longitud de la ranura ( $L_{\text{slot}}$ ), ancho de la ranura ( $W_{\text{slot}}$ ) y separación al centro de la ranura ( $S_{\text{cent}}$ ); serán los que controlen la resonancia de la ranura, esto ocurre cuando la parte imaginaria o susceptancia 'B' de dicha admitancia equivalente sea nula.

Una vez se tiene el valor de admitancia y se sabe que es resonante, el valor de la conductancia coincidirá con el de la admitancia. Para saber cuántas ranuras se necesitan se tiene la condición de que la suma de conductancias deba ser 1, tal y cómo puede verse en la siguiente ecuación (21).

$$\begin{aligned} \overline{Y}_{sl} &= G_i + jB_i \rightarrow B_i = 0; \overline{Y}_{sl} = G_i \\ \sum_i G_i &= 1 \rightarrow \text{ranuras iguales: } G_i = \frac{1}{N} \end{aligned} \quad (21)$$

Para obtener el valor de admitancia de la ranura, debe caracterizarse de manera aislada. Para ello se simula un tramo de RGW con una ranura de dimensiones parametrizadas y con dos puertos, uno a cada lado del tramo. Estos puertos deben tener el plano de referencia en el centro de la ranura, de manera que al calcular el parámetro de reflexión  $S_{11}$  y  $S_{22}$ , la fase de dicha onda sea la correcta. Esta configuración puede verse en la Fig. 30.

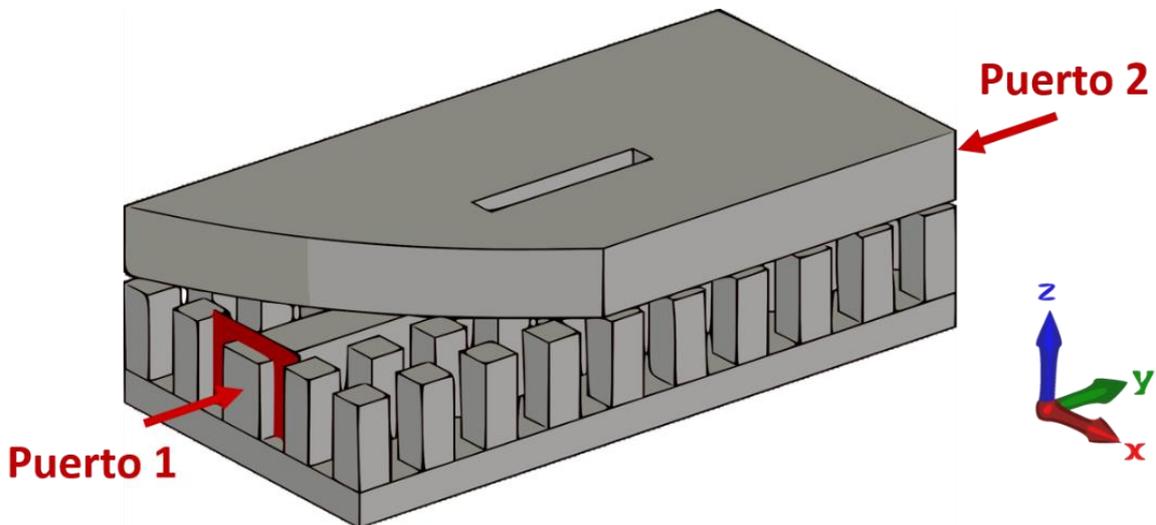


Fig. 30. Caracterización de la ranura en la guía Ridge propuesta en [16].

El cálculo de la admitancia normalizada (y también de la impedancia normalizada) puede realizarse de manera directa a partir del parámetro de reflexión  $S_{11}$  o  $S_{22}$ , mediante teoría de líneas de transmisión. Este cálculo viene dado por la ecuación (22), y representado en la Fig. 31.

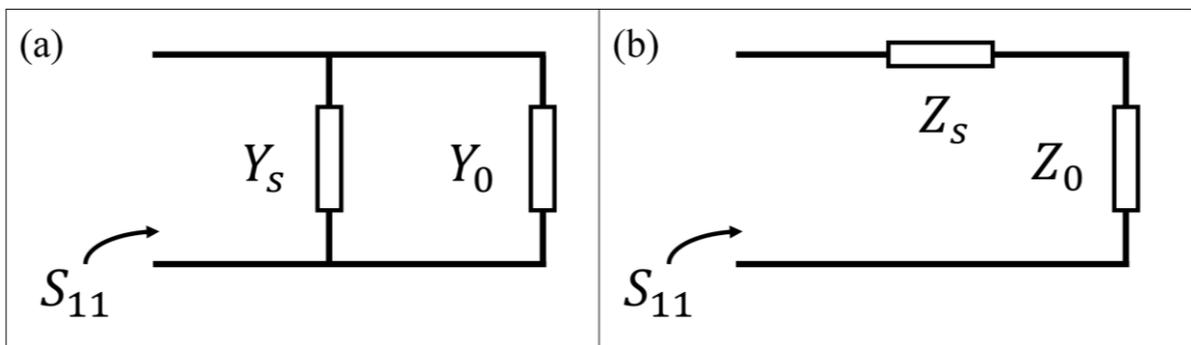


Fig. 31. Línea de transmisión equivalente para el cálculo de  $Y_s/Z_s$ .

$$S_{11} = \frac{Y_0 - (Y_S + Y_0)}{Y_0 + (Y_S + Y_0)} = \frac{-Y_S}{2Y_0 + Y_S} = \frac{-\bar{Y}_S}{2 + \bar{Y}_S} \rightarrow \bar{Y}_S = \frac{-2S_{11}}{1 + S_{11}} \quad (22)$$

$$S_{11} = \frac{(Z_S + Z_0) - Z_0}{(Z_S + Z_0) + Z_0} = \frac{Z_S}{2Z_0 + Z_S} = \frac{\bar{Z}_S}{2 + \bar{Z}_S} \rightarrow \bar{Z}_S = \frac{2S_{11}}{1 - S_{11}}$$

Al mismo tiempo, también se aprovecharán los parámetros de reflexión  $S_{11}$  y  $S_{21}$  para calcular la potencia normalizada radiada por la ranura, tal y cómo viene dado en la siguiente ecuación (23).

$$P_{rad} = 1 - |S_{11}|^2 - |S_{21}|^2 \quad (23)$$

Tanto la ecuación (22), como la ecuación (23), se han calculado respecto a una simulación paramétrica de los valores  $L_{slot}$  y  $S_{cent}$ , fijando el parámetro  $W_{slot}$  en 0.6mm (Fig. 32). Para el diseño propuesto en [16], formado por 8 ranuras ( $N_{slot}$ ), será necesaria una  $Y_S$  de  $1/8=0.125$ . Para obtener esta admitancia puede verse en la Fig. 32(a), que pueden existir varias soluciones, todas ellas en torno a unos valores de longitud de ranura de 5 y 5.2mm y separación al centro entre 0.4 y 0.5mm.

Por otro lado, en la Fig. 32(b) puede comprobarse que este resultado coincide ya que para estos valores existe una potencia radiada bastante notable, mientras que para el resto de valores de  $L_{slot}$  la ranura no resuena.

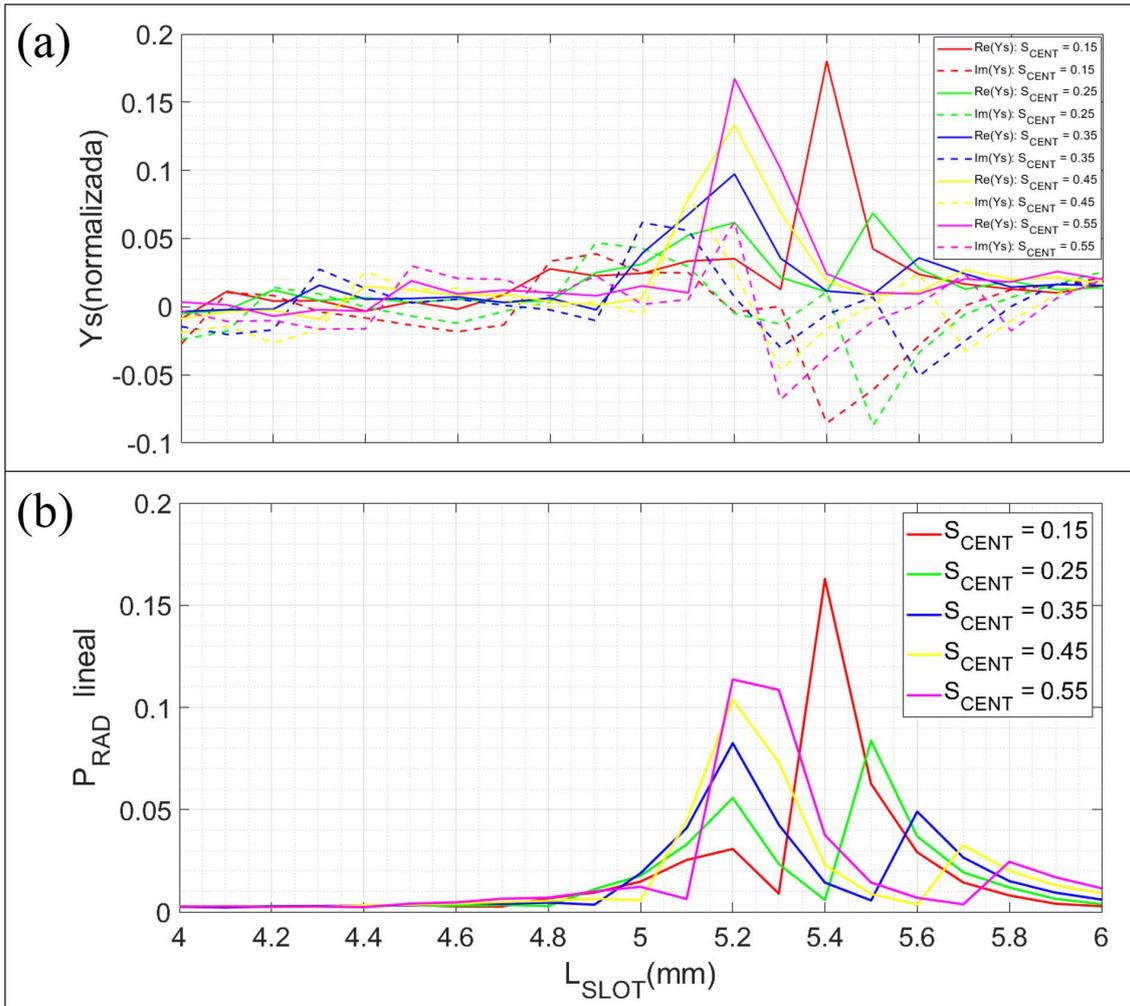


Fig. 32. Simulación paramétrica de la estructura mostrada en la Fig. 30 en función de  $L_{slot}$ ,  $S_{cent}$  y para un valor fijo de  $W_{slot} = 0.6$ mm (a)  $Y_S$  normalizada (parte real e imaginaria). (b)  $P_{rad}$ .

### 4.3 Diseño de la agrupación: 1 guía.

Una vez se han obtenido los parámetros iniciales de las dimensiones de las ranuras ( $L_{slot}$ ,  $W_{slot}$ ,  $S_{cent}$ ) y la posición relativa entre ellas ( $S_{long}$ ), puede pasarse a una optimización más precisa para el diseño de la agrupación con 1 única guía. Aunque se podría pasar directamente al diseño de la agrupación completa (con 4 guías), se opta por diseñar una guía primero, con el objetivo de comprobar que radia como una agrupación de manera correcta y para tener una menor carga computacional en dicha optimización.

Debe tenerse en cuenta que en este caso aparece un parámetro adicional, y es la separación entre la última ranura de la guía y el extremo final de la RGW ( $S_{fin}$ ). Como se explicó anteriormente para la RGW, esta separación será de aproximadamente  $\lambda_g/2$ , que para este caso en concreto (ecuación (4)) será de 5.92mm.

También deben tenerse en cuenta los parámetros fijos siguientes:  $H_{ridge} = 2.2\text{mm}$ ,  $W_{ridge} = 1.5\text{mm}$ ,  $H_{pin} = 2.5\text{mm}$ ,  $W_{pin} = 1\text{mm}$ ,  $S_{pin} = 1\text{mm}$ ,  $S_{rp} = 1\text{mm}$ ,  $Gap = 0.2\text{mm}$ ,  $H_{tapa} = 3.5\text{mm}$  y  $H_{suelo} = 1\text{mm}$ . Además, como se ha calculado anteriormente se necesitarán  $N_{slot} = 8$  ranuras. Todas estas dimensiones pueden verse en la Fig. 33.

Aquí puede verse un último parámetro que toma valores enteros denominado  $N_{pin}$ , el cual indica el número de filas de pines a cada uno de los lados de la guía. Este parámetro no tiene apenas importancia en la simulación de una guía a partir de 2 o más filas de pines, pero tendrá una mayor importancia cuando se coloquen 2 o más guías, ya que cuantas menos filas de pines haya, mayor será el acoplo entre guías.

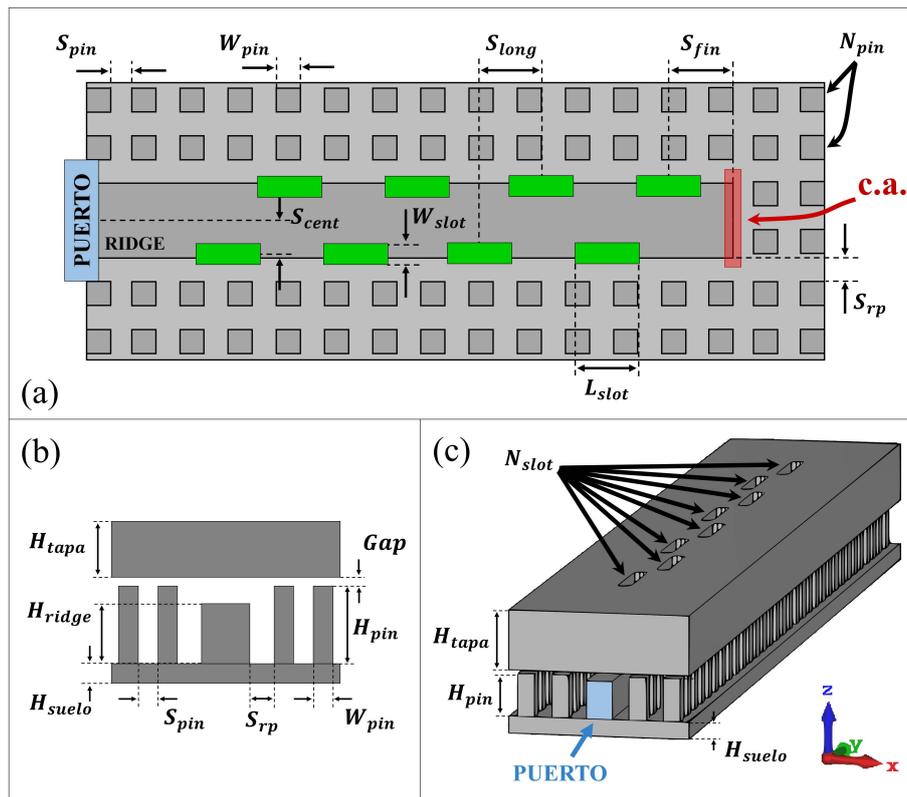


Fig. 33. Dimensiones de la RGW con la configuración propuesta en [16]. (a) Vista en planta (ranuras en verde). (b) Vista lateral. (c) Vista en 3D.

Las simulaciones para esta estructura (Fig. 33) desprenden unos resultados positivos, ya que el resultado de mejor adaptación está alrededor de los valores iniciales. El mejor resultado se obtiene para los valores de:  $L_{slot} = 5\text{mm}$ ,  $W_{slot} = 0.75\text{mm}$  y  $S_{cent} = 0.45\text{mm}$ ; cuyo parámetro de reflexión ( $S_{11}$ ) se comprueba con la Fig. 34 que tiene un ancho de banda de 1.08 GHz por debajo de -15 dB y de 1.45 GHz por debajo de -10 dB.

Esta variación respecto a los valores iniciales corresponde a las aproximaciones supuestas en el estudio de una única ranura de manera aislada, que son varias.

Lo primero es que se realiza el estudio de una única ranura y se extrapola para un número superior de ranuras (en este caso 8). En el caso real, la onda no conserva exactamente las mismas características a lo largo de su recorrido por la guía. Esto hace necesario un diseño en el que cada una de las ranuras tenga unas dimensiones ligeramente diferentes, algo que es inviable para un diseño que no sólo está formado por una única guía.

Además de todo ello, existen acoplos mutuos de campos entre las ranuras cuando estas resuenan, causando ligeras variaciones en la banda frecuencial donde estas ranuras resuenan.

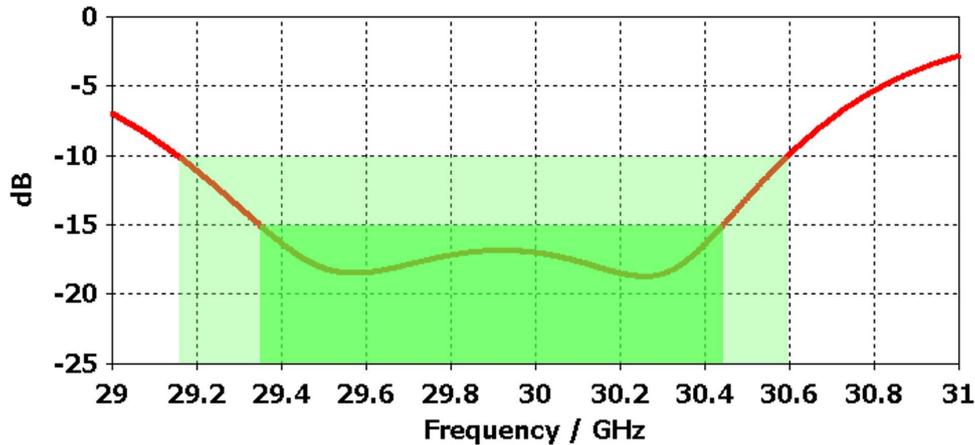


Fig. 34.  $S_{11}$  de la estructura de la Fig. 33 ( $N_{\text{slot}} = 8$ ) para los valores de:  $L_{\text{slot}} = 5\text{mm}$ ,  $W_{\text{slot}} = 0.75\text{mm}$  y  $S_{\text{cent}} = 0.45\text{mm}$ .

Una vez comprobado que la adaptación es correcta, también es interesante ver el diagrama de radiación tanto en el plano de la agrupación, como en el plano de radiación de la ranura aislada (YZ y XZ respectivamente en la Fig. 33(c)), cuyos diagramas pueden verse en la Fig. 35. Se puede afirmar que la estructura funciona correctamente ya que en el plano de la agrupación, puede verse un factor de array de 8 elementos, mientras que en el plano de la ranura aislada se ve el diagrama de radiación horizontal de la propia ranura. Este diagrama es el que se utilizará como elemento de la agrupación uniforme formado por las 4 guías.

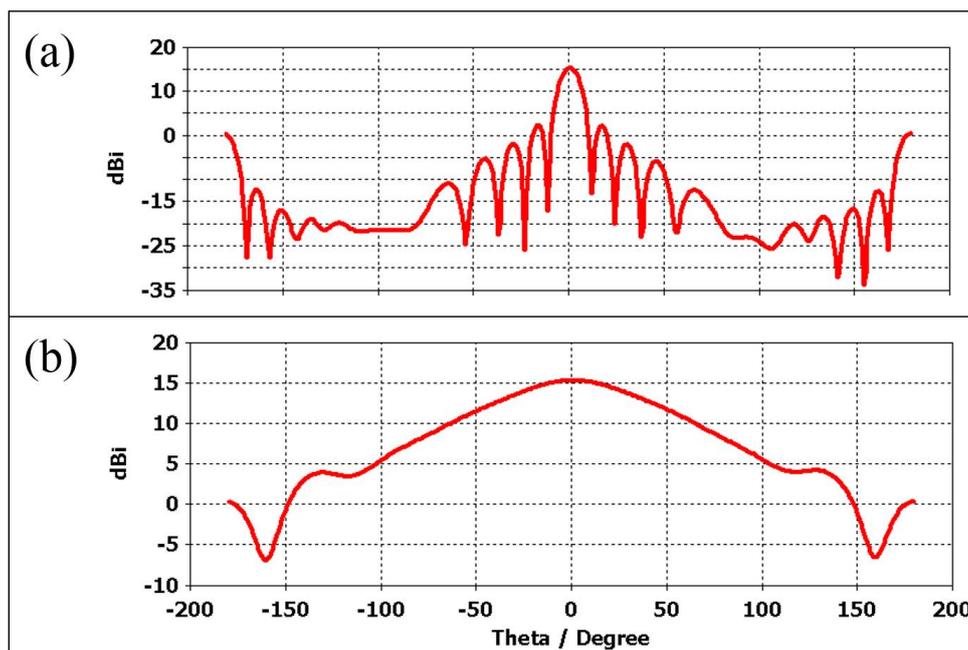


Fig. 35. Diagramas de radiación de la estructura de la Fig. 33. (a) Plano YZ. (b) Plano XZ.

#### 4.4 Diseño de la agrupación: 2 guías.

Una vez se tiene un diseño funcional con una única guía se realiza el diseño utilizando 2 guías. Aunque podría pasarse directamente al diseño con 4 guías, primero conviene comprobar con simulaciones de menor carga computacional si los acoplos entre guías son o no reducibles manteniendo la separación requerida.

En este punto, los parámetros clave de control del acoplo son el número de filas de pines entre guías ( $N_{pin}$ ) y las dimensiones de altura y anchura de los propios pines ( $H_{pin}$  y  $W_{pin}$ ). Con ello debe conseguirse una separación entre guías lo menor posible de como máximo  $0.65\lambda$  (este es el caso del modelo propuesto en [16]) y con un acoplo o parámetros S activos por debajo de -10 dB como máximo.

En el caso anterior se ha realizado la medida del parámetro de reflexión  $S_{11}$ , esto significa que se realiza la medida de potencia en el mismo puerto donde se inyecta la señal de entrada. En este caso, para la medida de por ejemplo el parámetro  $S_1$  activo, se realizará la medida de potencia en el puerto 1, cuando se inyecta señal tanto por el puerto 1 como por el puerto 2. El esquema de esta medida puede verse en la Fig. 36.

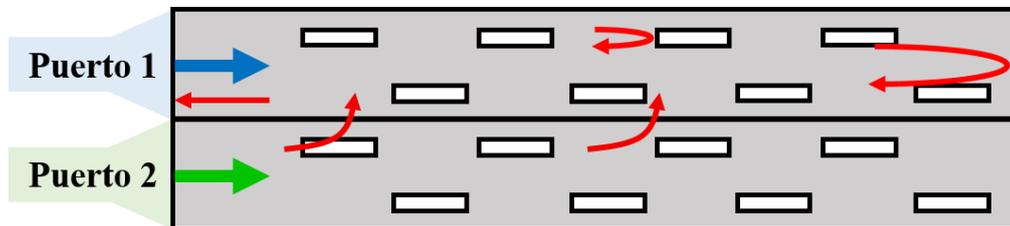


Fig. 36. Esquema de medida del parámetro  $S_1$  activo, inyectando señal en ambos puertos al mismo tiempo.

Por otro lado, la diferencia de fases entre estas equivaldrá al desfase progresivo de la agrupación que resultará en una variación del apuntamiento del haz principal. En el caso de la simulación con 2 guías se tomará la misma fase en ambas señales, ya que lo único que se desea es comprobar el correcto funcionamiento respecto a los parámetros S activos. Será en el siguiente apartado (diseño completo con 4 guías), en el que se observará el comportamiento tanto del diagrama de radiación, como de los parámetros S activos, con la variación de dicho desfase progresivo ' $\alpha$ '.

Para ello se ha realizado una pequeña optimización respecto a los valores obtenidos en el modelo con una única guía (apartado anterior), esta estructura puede verse en la Fig. 37(a), cuyos resultados vienen dados en la Fig. 37(c) ( $S_{11}$  en rojo y  $S_{21}$  en verde). Esta estructura proporciona buenos resultados de adaptación, funcionando en un ancho de banda de 1.4 GHz por debajo de los -10 dB.

Para mejorar el resultado del parámetro  $S_{21}$ , es decir, disminuir la potencia acoplada del puerto 1 al puerto 2, el artículo propuesto [16] añade un pequeño surco o *groove* en la tapa de una altura de 2.5mm, con el objetivo de generar un circuito abierto a la frecuencia de trabajo de 30 GHz. Esta estructura puede verse en la Fig. 37(b), cuyo resultado viene dado en la Fig. 37(c) en azul. Puede verse cómo disminuye notablemente la potencia acoplada ( $S_{21}$ ) en 8 dB de media.

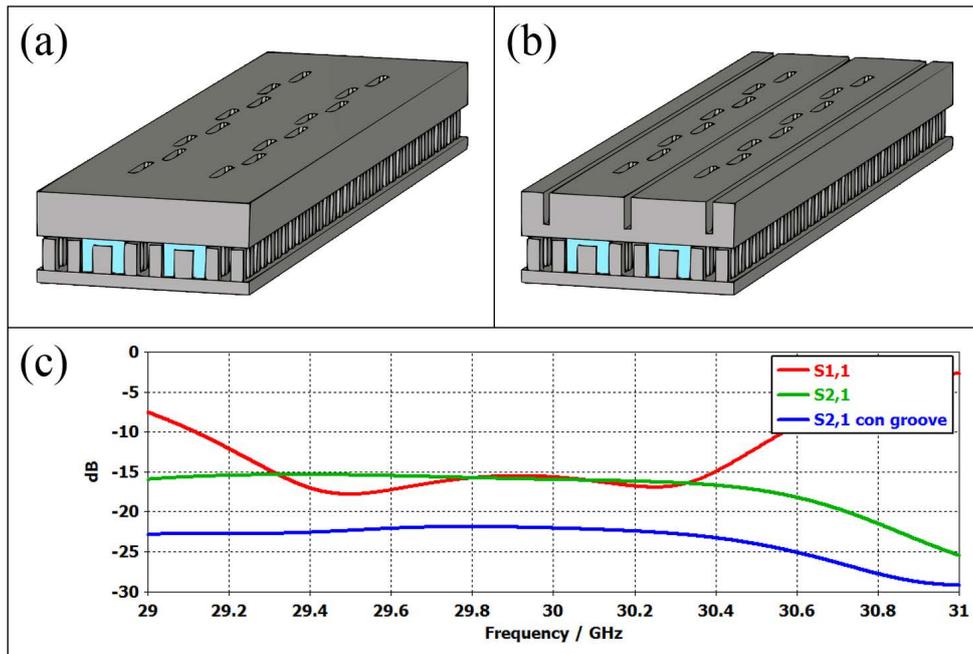


Fig. 37. Medidas de los parámetros S en un Ridge de 2 puertos. (a) Vista 3D: sin Groove en la tapa. (b) Vista 3D: con Groove en la tapa. (c) Medidas de los parámetros S.

#### 4.5 Diseño de la agrupación completa con 4 guías.

Una vez se tiene un diseño funcional con una única guía, o con 2 guías en caso de querer calcular los parámetros activos con menor carga computacional, se puede pasar a realizar el diseño completo con 4 guías.

Al igual que en el diseño para 2 guías, los parámetros clave de control del acoplo, siguen siendo el número de filas de pines entre guías ( $N_{pin}$ ) y en menor medida, las dimensiones de separación y anchura de los propios pines ( $S_{pin}$  y  $W_{pin}$ ). Con estos se debe conseguir una separación entre guías lo menor posible, marcando el máximo de  $0.65\lambda$  utilizado en el modelo propuesto en [16].

En el diseño completo, no sólo se comprobará el funcionamiento de los parámetros S activos, sino que deberá garantizarse el funcionamiento del apuntamiento variable obtenido a partir del desfase progresivo de las señales aplicadas en las guías.

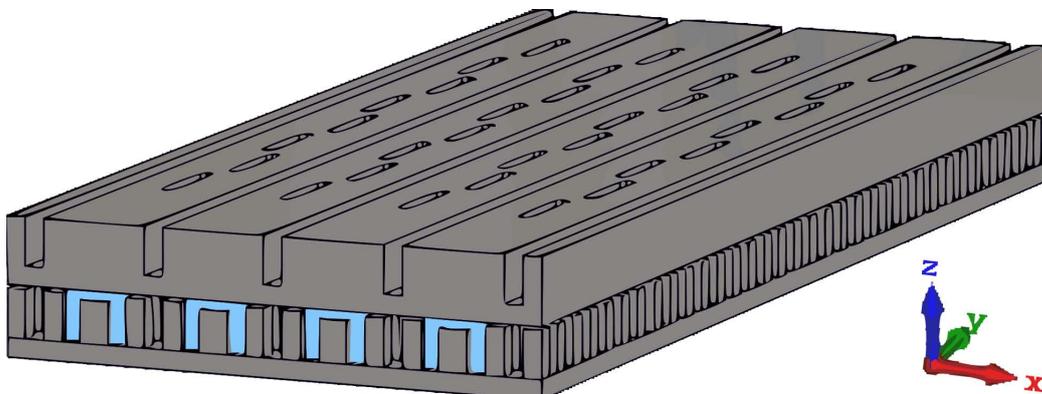


Fig. 38. Vista 3D de la estructura completa (Ridge de 4 guías).

Realizando la simulación completa de dicha estructura tal y cómo se explicó anteriormente y se puede ver en la Fig. 15, se comprueba su correcto funcionamiento. En la Fig. 39 puede verse cómo el apuntamiento varía cuando el desfase progresivo aumenta de  $40^\circ$  en  $40^\circ$ . Con este aumento del desfase progresivo, la directividad del haz principal disminuye ligeramente, mientras que el nivel del lóbulo secundario aumenta al mismo ritmo. También puede apreciarse cómo el nivel del lóbulo trasero va aumentando, hasta que este supera al lóbulo secundario para  $\alpha = 120^\circ$ .

Para buscar el límite de funcionamiento (momento en el que el nivel del lóbulo trasero supera al nivel del lóbulo secundario), se realiza un barrido con aumentos menores de  $\alpha$ . Esto puede verse en la Fig. 40, encontrando el límite de funcionamiento para  $\alpha = 110^\circ$ , cuyo valor es algo inferior al visto en el caso ideal (Fig. 16). Esto se debe a que ahora se tiene en cuenta el acoplo entre guías, afectando ligeramente a los diagramas de radiación de cada una de las guías por separado.

A pesar de ello y de estar en el límite máximo dado de  $0.65\lambda$  se puede garantizar un apuntamiento máximo de  $\theta = 25^\circ$ , por lo que el posible barrido, cómo se vio en la Fig. 20, será en total de  $\Delta\theta = 50^\circ$ . También pueden verse los valores de  $\theta$ , SLL y BLL, para cada uno de los casos alrededor de este límite de funcionamiento (Fig. 40). Todos estos valores aumentan con el aumento de  $\alpha$ , pero siendo BLL el que lo hace a mayor ritmo, debido a que se trata del lóbulo trasero entrando al margen visible de la agrupación.

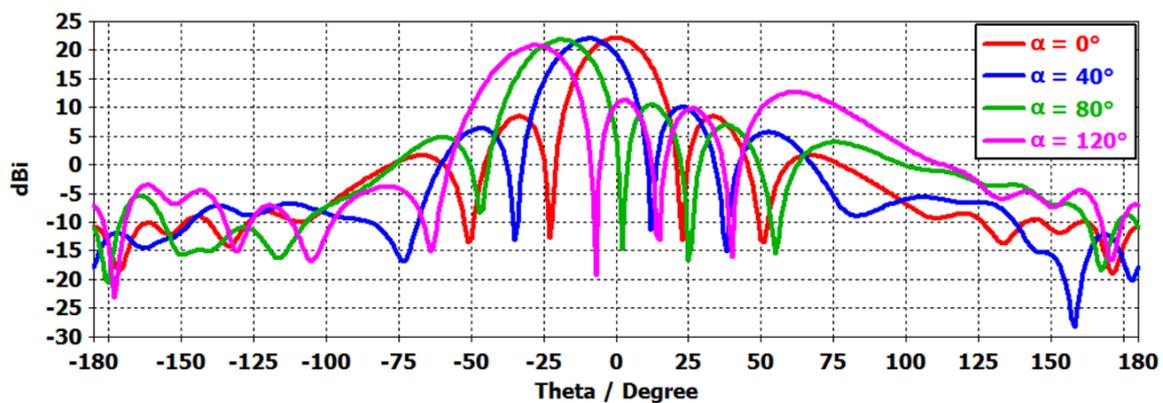


Fig. 39. Diagrama de radiación variando el desfase progresivo de  $40^\circ$  en  $40^\circ$ .

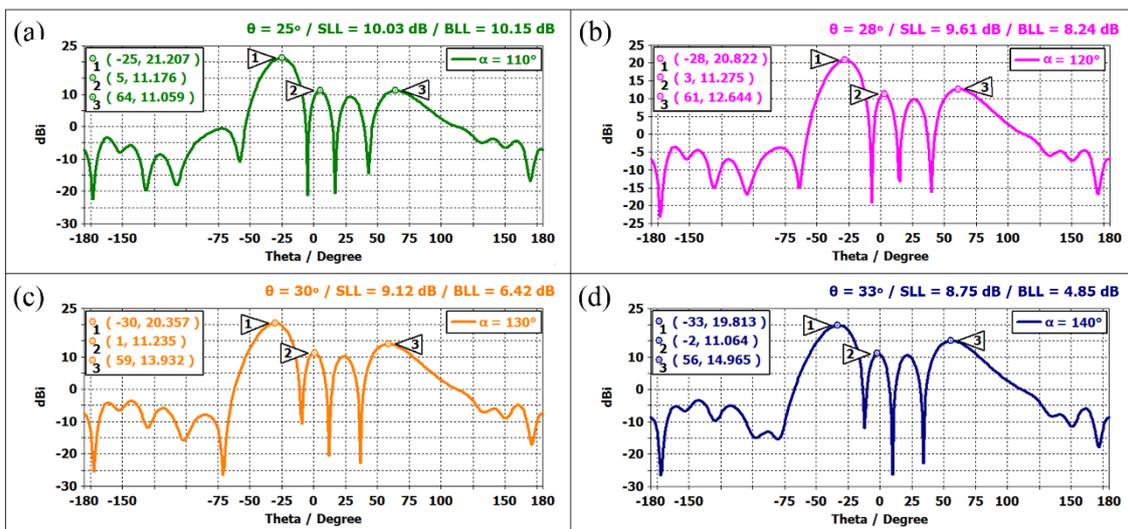


Fig. 40. Diagramas de radiación en el límite máximo de apuntamiento que puede proporcionar la estructura, con los valores de apuntamiento, SLL y BLL. (a)  $\alpha = 110^\circ$ . (b)  $\alpha = 120^\circ$ . (c)  $\alpha = 130^\circ$ . (d)  $\alpha = 140^\circ$ .

Una vez conocido que el límite de funcionamiento de la agrupación se da para  $\alpha = 110^\circ$ , deben valorarse los parámetros S activos hasta dicho límite. En la Fig. 41 se pueden ver los parámetros

S activos de los 4 puertos sin aplicarse desfase progresivo ( $\alpha = 0^\circ$ ). El ancho de banda para este caso inicial es de 1.15 GHz por debajo de -10 dB, mientras que por debajo de -15 dB no hay ninguna frecuencia en la que los 4 parámetros S activos funcionen a la vez. A continuación, en la Fig. 42 se pueden ver todas las simulaciones de los parámetros S activos desde  $\alpha = 0^\circ$  hasta  $\alpha = 110^\circ$ , con aumentos de  $10^\circ$  en  $10^\circ$ . A pesar de existir una gran variación en el desfase progresivo, el ancho de banda por debajo de -10 dB sigue existiendo, aunque viendo su valor reducido hasta 0.5 GHz.

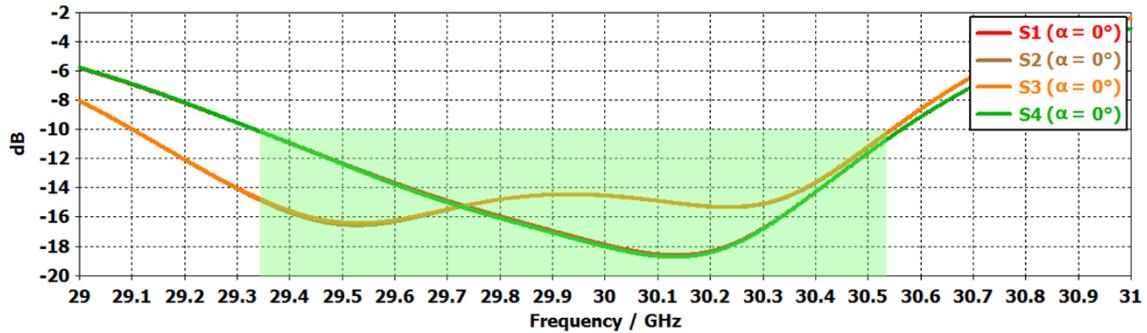


Fig. 41. Parámetros S activos para  $\alpha = 0^\circ$ .

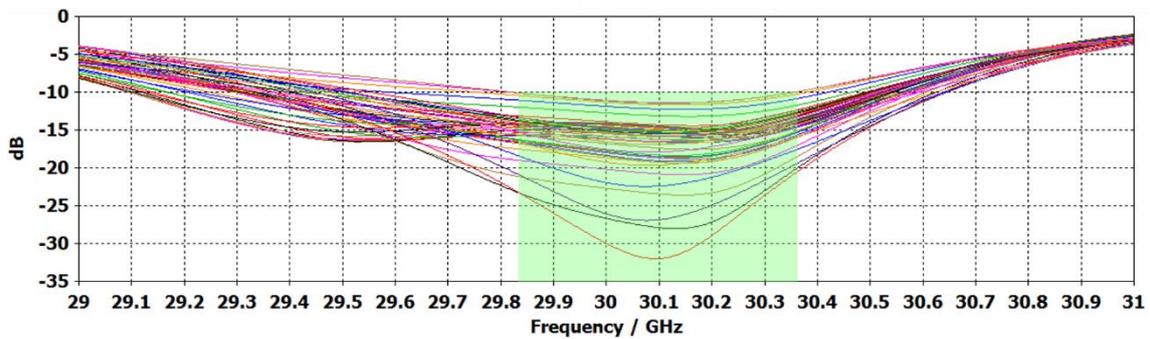


Fig. 42. Parámetros S activos desde  $\alpha = 0^\circ$  hasta  $\alpha = 110^\circ$ , con saltos de  $10^\circ$  en  $10^\circ$ .

#### 4.6 Flujograma metodológico.

El proceso explicado a lo largo de este apartado, es el proceso metodológico que se seguirá en el desarrollo y comprobación de las diferentes estructuras presentadas en el presente trabajo. Para facilitar su comprensión, este proceso se ha esquematizado cómo un diagrama de flujo en la Fig. 43.

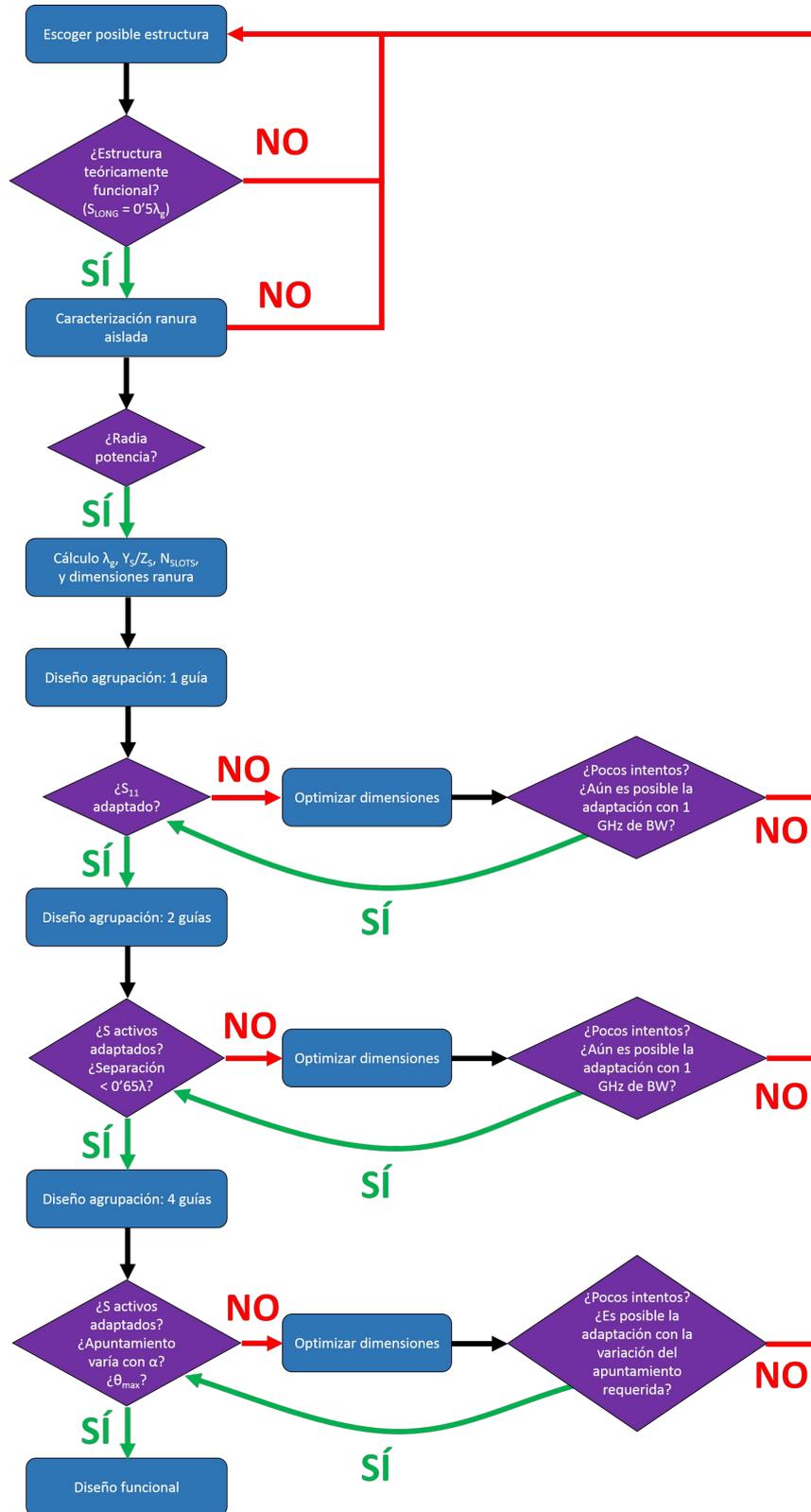


Fig. 43. Flujograma metodológico.

## Capítulo 5. Desarrollo de prototipos.

A lo largo de este capítulo se mostrará el desarrollo de cada una de las diferentes alternativas exploradas en el presente trabajo, tanto del tipo RGW, cómo del GGW. Además, se mostrará el funcionamiento de estos y unos resultados parciales de dichos modelos. Los resultados finales y la comparativa de modelos quedan reservados para el siguiente capítulo.

### 5.1 RGW

En este apartado se buscará mejorar el diseño en RGW propuesto en [16]. Para ello simplemente se ha utilizado un menor tamaño en la anchura de los pines y una menor separación entre ellos. Para comenzar, se ha repetido el mismo proceso de caracterización detallado en el apartado anterior. Los únicos parámetros que han cambiado significativamente y que reducen la separación entre puertos hasta  $0.5\lambda$ , son la anchura del pin (reduciéndola de 1mm a 0.5mm) y la separación entre pines (reduciéndola también de 1mm a 0.5mm). Por otro lado, se han mantenido las 2 filas de pines entre puertos, las dimensiones del Ridge y la separación del Ridge a la primera fila de pines. Esta estructura puede verse en la Fig. 44.

A diferencia de las estructuras GGW que se explicarán en el siguiente apartado, la obtención de unos buenos resultados ha sido relativamente sencilla por varios motivos. El primero de ellos es que esta estructura se alimenta del campo existente de manera “natural” dentro de las guías, es decir, que no necesita ser modificado por ningún elemento adicional cómo sí será necesario en las GGW. El segundo motivo es que este modelo ya parte de un diseño que, aunque tenga una separación entre puertos bastante mayor ( $0.65\lambda$ ), ya es perfectamente funcional.

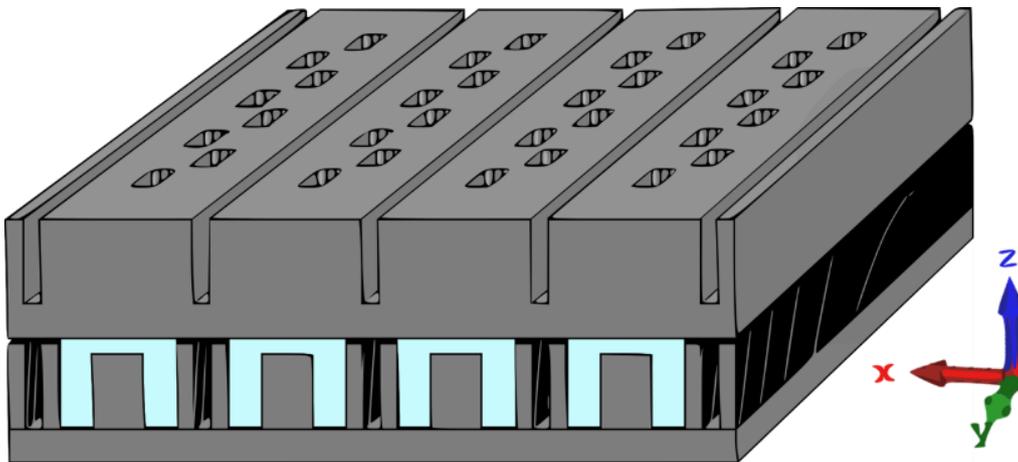


Fig. 44. Vista 3D de la RGW con una separación entre puertos de  $0.5\lambda$ .

Esta estructura se optimizó respecto a los valores de separación al centro de la guía ( $S_{\text{cent}} = 0.5\text{mm}$ ), longitud de la ranura ( $L_{\text{slot}} = 5.1\text{mm}$ ) y anchura de la ranura ( $W_{\text{slot}} = 0.77\text{mm}$ ) vistos en la Fig. 33. Todos los demás parámetros se mantienen idénticos al propuesto en [16].

Puede observarse un buen resultado respecto al aumento del desfase progresivo en la Fig. 45, mejorando los resultados propuestos en [16], aunque esta comparativa se realizará detalladamente en el siguiente capítulo con todas las alternativas disponibles. Asimismo, el nivel del lóbulo trasero no llega a igualar el del lóbulo secundario aún con valores de desfase progresivo de  $150^\circ$ , valor para el cual se obtiene un apuntamiento máximo de  $46^\circ$  con un SLL de 7.7 dB.

Una vez comprobado el funcionamiento del diagrama de radiación, debe verse el ancho de banda dado por los parámetros S activos y cómo varían éstos respecto al desfase progresivo. La Fig. 46 muestra que para una alimentación sin desfase progresivo se tiene un ancho de banda de 1.15 GHz por debajo de -15 dB y de 1.48 GHz por debajo de -10 dB. Del mismo modo, se observa

cómo el parámetro  $S_1$  activo es equivalente al  $S_4$ , y el  $S_2$  es equivalente al  $S_3$ . Esto se debe a la simetría de la estructura, la cual permite que con el aumento del desfase progresivo baste con mostrar los resultados del  $S_1$  y el  $S_2$  de la Fig. 47, donde el desfase progresivo aumenta de  $50^\circ$  en  $50^\circ$ . Aquí puede observarse cómo el parámetro de reflexión  $S_2$  empeora más rápido que el  $S_1$  con el incremento de  $\alpha$ . Esto es debido a que el puerto 2 está situado en una de las guías centrales, acoplándose con los puertos 1 y 3, mientras que el puerto 1, al estar situado en el exterior, sólo está siendo acoplado por la segunda guía. Por este motivo, serán los parámetros de reflexión  $S_2$  y  $S_3$  los que limiten el funcionamiento de la estructura y con los que debe determinarse el desfase progresivo máximo aplicable.

Al igual que en el capítulo anterior, para determinar este límite de funcionamiento deberán verse los resultados aplicando desfases progresivos cada vez mayores, que como muestra la Fig. 48, se encuentra en  $\alpha = 120^\circ$ . Aquí queda demostrado que el parámetro que limita el funcionamiento es el  $S_2$  activo, ya que para  $\alpha = 130^\circ$  no existe adaptación para  $S_2$  por debajo de  $-10$  dB, mientras que sí la hay para  $S_1$ . También puede verse que para  $\alpha = 120^\circ$  aún existe un ancho de banda de  $0.6$  GHz por debajo de  $-10$  dB.

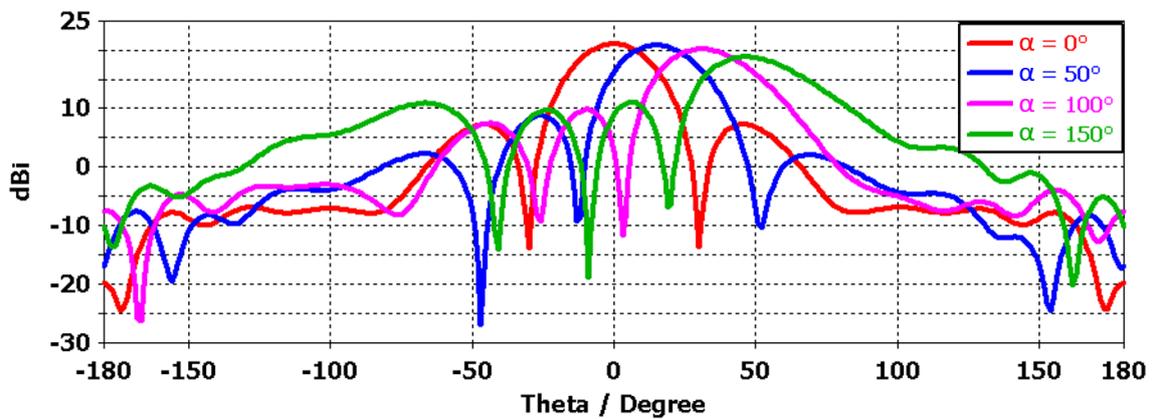


Fig. 45. Diagrama de radiación variando el desfase progresivo de  $50^\circ$  en  $50^\circ$ .

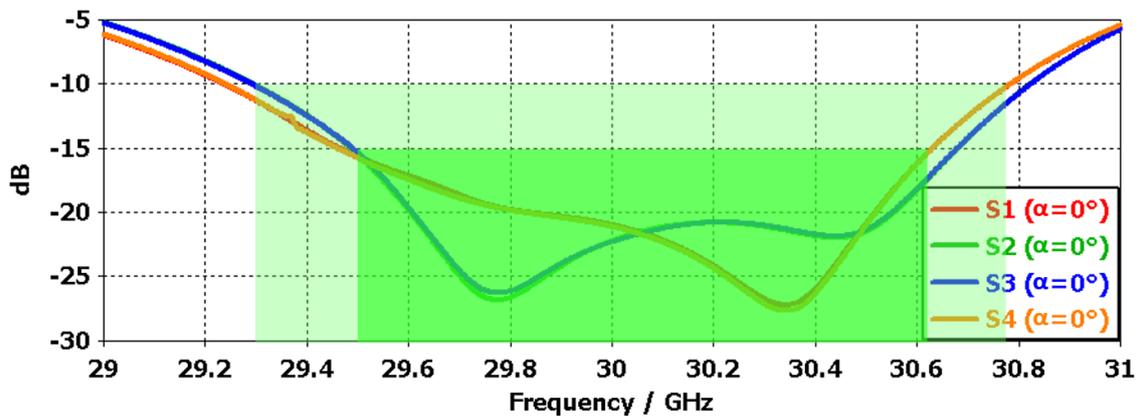


Fig. 46. Parámetros S activos para  $\alpha = 0^\circ$ .

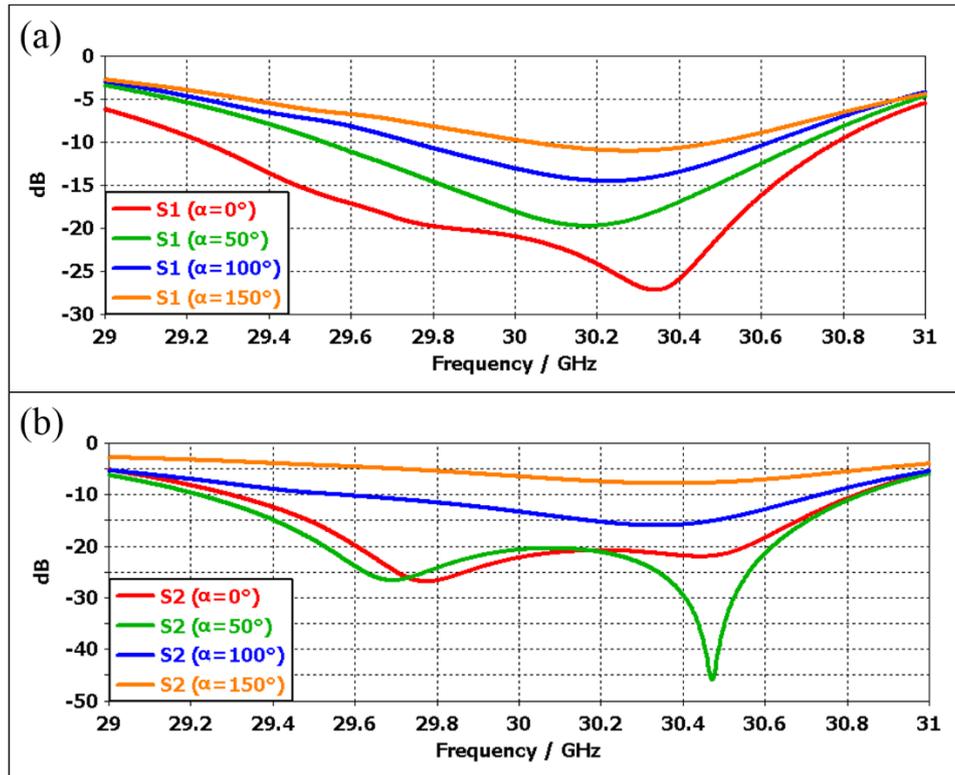


Fig. 47. Parámetros S activos con saltos en  $\alpha$  de  $50^\circ$  en  $50^\circ$ . (a)  $S_1$ . (b)  $S_2$ .

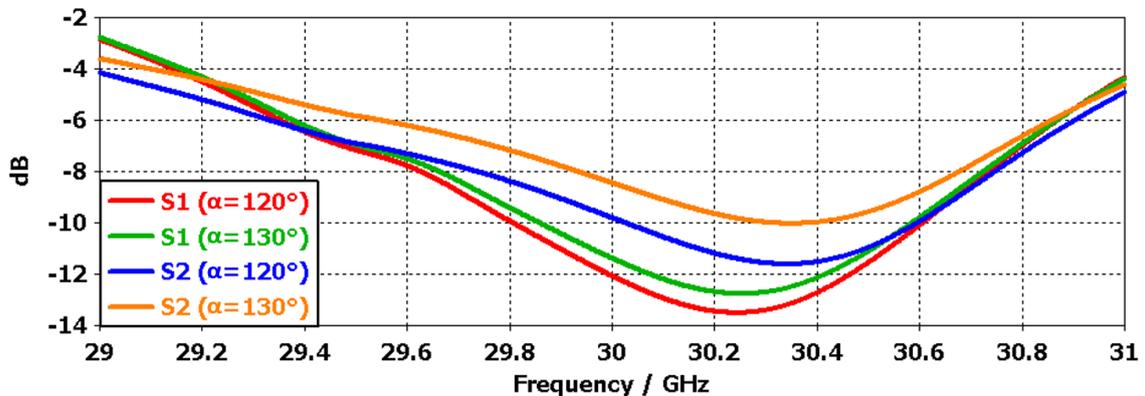


Fig. 48. Parámetros de reflexión  $S_1$  y  $S_2$  en el límite máximo de funcionamiento ( $S < -10$ dB).

## 5.2 GGW vertical.

Aunque la solución con RGW obtenida en el apartado anterior ya ofrece unos resultados óptimos, conviene explorar otros métodos con el objetivo de poder escoger la mejor solución posible entre las diferentes alternativas disponibles. Para ello se ha elegido el tipo de guía en tecnología Gap denominado GGW vertical, visto anteriormente en las Fig. 8 y Fig. 14(b). Esta elección está basada en el principal objetivo de hacer más estrecha la estructura en el eje donde se sitúan las 4 guías, consiguiendo una separación menor entre puertos. Además, como se explicará a continuación, las ranuras estarán dispuestas en posición transversal a las guías, por lo que es previsible que los acoplos mutuos entre guías sean menores con la variación del apuntamiento en comparación con el caso anterior, el cual disponía de ranuras paralelas a la dirección de las guías. Es decir, el empeoramiento de los parámetros S activos será menor en el caso con guías colocadas en posición transversal respecto a las colocadas en posición paralela.

Si se eligiese la GGW horizontal, se tendría la misma distribución de campo que en el caso de la RGW y ocuparía el mismo espacio horizontal aproximadamente, por lo que no existiría mejora respecto a dicho diseño, motivo por el cual se escoge utilizar la GGW vertical.

En la GGW vertical, las ranuras deberán colocarse en la cara estrecha de la guía, y como se puede ver en la Fig. 11, la separación para que las ondas se sumen en fase deberá ser de  $\lambda_g$ . Esto significa que deberá buscarse algún tipo de elemento que modifique el campo en el interior de la guía de tal forma que las ranuras puedan colocarse cada  $0.5\lambda_g$ .

Para ello se analizarán los dos tipos de configuración propuestos en [39] y [43], los cuales disponen de diferentes elementos que proporcionan una modificación de los campos guiados dentro de la guía, permitiendo una separación entre ranuras de  $0.5\lambda_g$ .

### 5.2.1 Resonancia en anillo mediante pin rebajado.

Este tipo de configuración fue propuesta por primera vez en [39] y ha sido utilizada para otro tipo de aplicaciones en [40]-[42]. Está basada en el acortamiento de uno de los pines de la primera fila de la GGW vertical, con el que se consigue una resonancia en anillo alrededor del pin rebajado similar a la creada alrededor de un cable coaxial, tal y cómo muestra la Fig. 49.

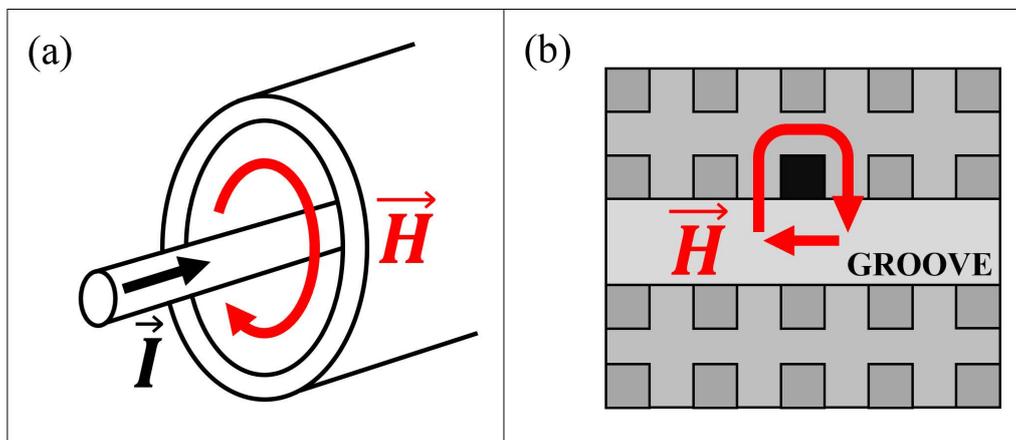


Fig. 49. Símil de la resonancia magnética entre: (a) Cable coaxial. (b) Pin rebajado.

Esta resonancia en forma de anillo se puede utilizar para alimentar las ranuras de la agrupación, permitiendo una separación de  $\lambda_g/2$  en el eje de la propia guía. Esto está presente en la Fig. 50, donde el campo magnético (en rojo) se alterna de dirección cada  $\lambda_g/2$ , coincidiendo con los resultados de la Fig. 11(b). Con esta disposición del campo magnético y colocando los pines rebajados cada  $\lambda_g/2$  de manera alternada, se pueden conseguir 3 posiciones diferentes de ranuras para que las ondas radiadas se sumen en fase (marcadas con los colores azul, amarillo y verde).

Las ranuras azules tienen una colocación paralela a la dirección de las guías, esto hace que la solución no sea atractiva, debido a que el modelo RGW ya tiene este tipo de disposición.

Las ranuras colocadas en posición amarilla y verde son equivalentes, por lo que el resultado será el mismo en ambos casos. Debe tenerse en cuenta que la posición de cada una de ellas varía ligeramente, en la primera está en el primer lado del cuadrado, mientras que en la siguiente está en el último lado del cuadrado y el campo magnético debe dar toda la vuelta al pin rebajado. A pesar de ello, se comprueba en la Fig. 51(c) que el campo magnético se mantiene con un nivel uniforme alrededor de todo el pin rebajado.

La comprobación del funcionamiento de la GGW vertical con el pin rebajado puede verse en la Fig. 51, en la que se ha tomado una anchura de Groove de 2.5mm y una altura de 7.5mm, obteniendo así una  $\lambda_g = 13.4$ mm. Asimismo, se ha simulado un pequeño tramo de GGW en el que se ha colocado un pin rebajado a  $\lambda_g/2$  del cortocircuito con una ranura en uno de sus lados situada en posición perpendicular a la dirección de la guía (colores amarillo o verde en la Fig. 50). El

resultado de reflexión de esta simulación es positivo, ya que se encuentra adaptado a la frecuencia de 30 GHz, de forma que la ranura está radiando la potencia al exterior de la GGW.

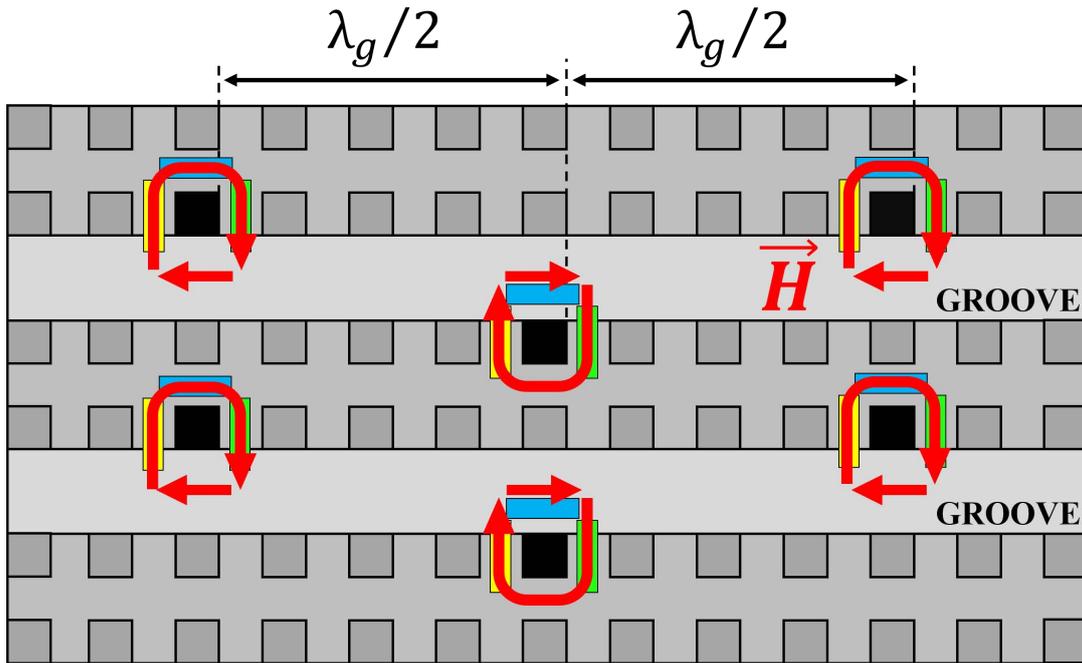


Fig. 50. Separación de  $\lambda_g/2$  obtenida gracias a las resonancias en anillo de los pines rebajados.

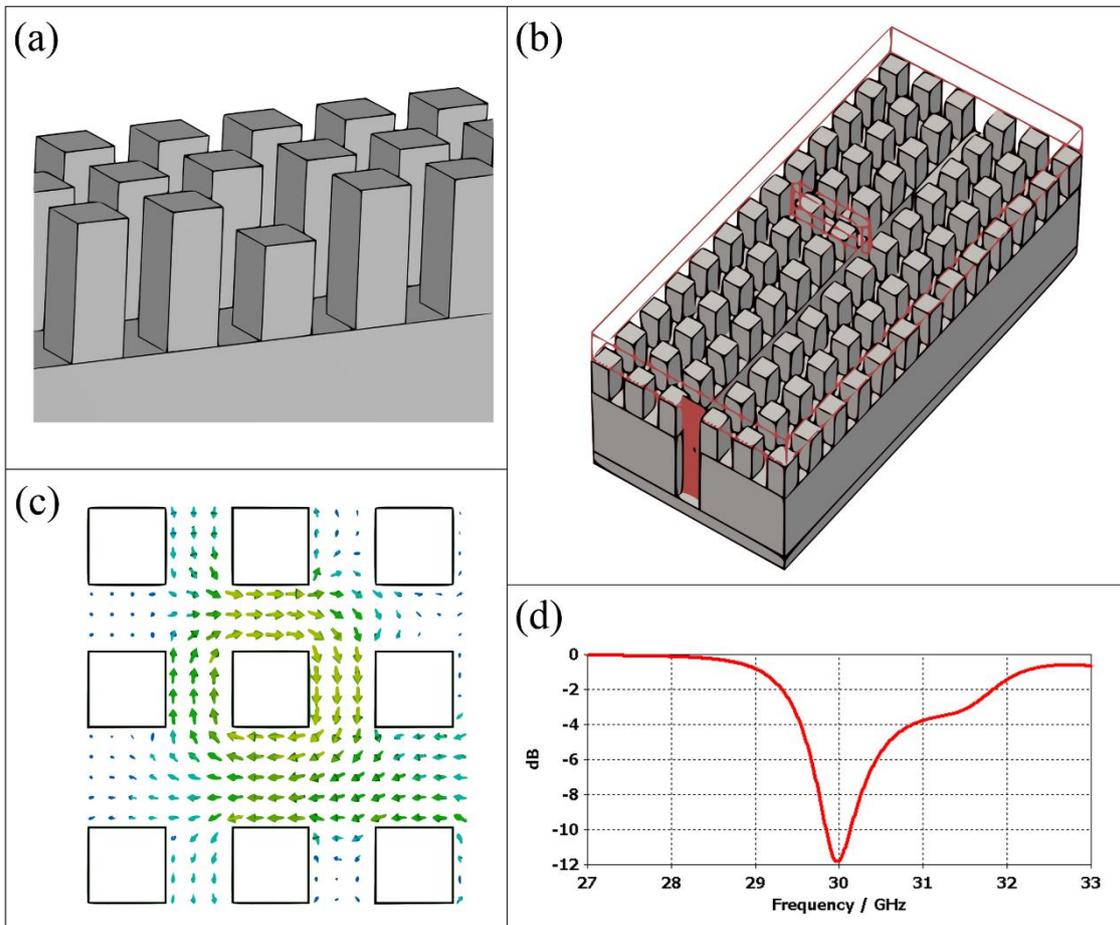


Fig. 51. Simulación del funcionamiento del método con pin rebajado. (a) Vista 3D con zoom en el pin rebajado. (b) Vista 3D de la estructura completa simulada. (c) Vista en planta del campo magnético alrededor el pin rebajado. (d) Resultado del parámetro de reflexión  $S_{11}$ .

Una vez comprobado el funcionamiento de la GGW con pin rebajado, esta debe caracterizarse respecto a las dimensiones de la ranura y la altura del pin rebajado, de tal manera que se consiga un número de elementos que hagan la conductancia igual a la unidad.

Sin embargo, primero se debe garantizar que la separación entre puertos sea de  $0.5\lambda$  o inferior para poder mejorar los resultados del modelo RGW anterior. Para conseguirlo debe tenerse en cuenta que, al utilizar el pin rebajado con la ranura colocada justo antes o después de éste, y teniendo una separación entre ranuras fija, la anchura y separación de los pines no puede tomar cualquier valor. En concreto, sólo podrá tomar aquellos valores que hagan coincidir un número entero de pines entre dos ranuras consecutivas, ya que el resultado de estas dimensiones vendrá determinado por la separación entre ranuras y por el número de pines colocados en ésta separación. Esto puede verse mejor en la Fig. 52, que muestra el mismo ejemplo que el representado en la Fig. 50.

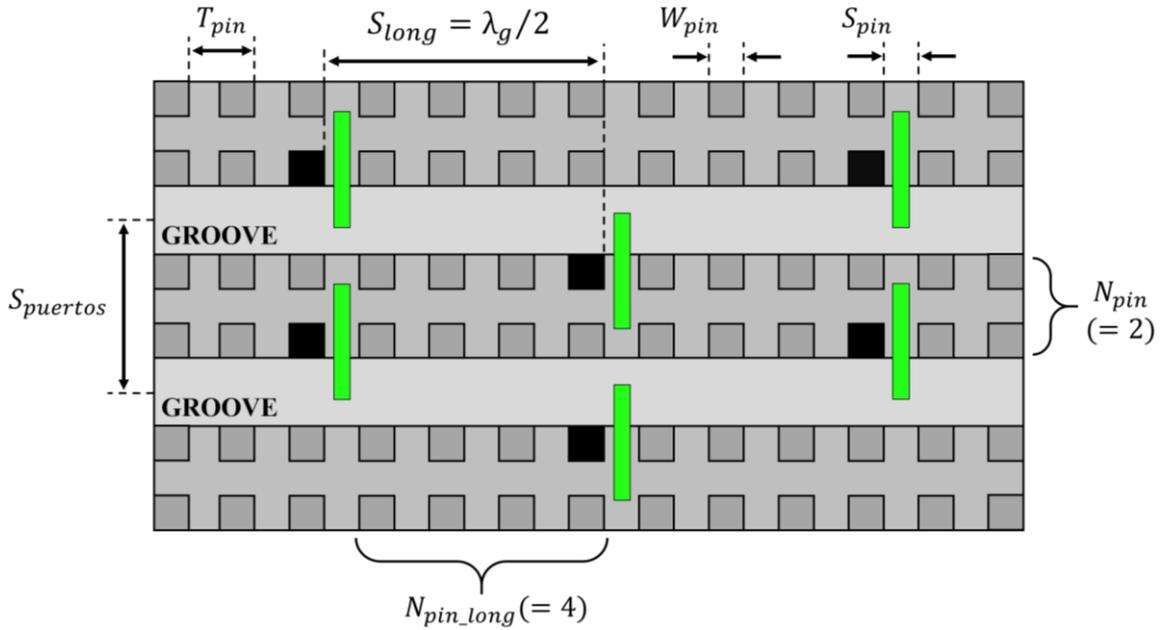


Fig. 52. Dimensiones en planta de la estructura GGW vertical con pines rebajados.

La relación entre todos estos parámetros puede verse en la ecuación (24). Ésta puede aplicarse al ejemplo de esta estructura ( $N_{pin} = 2$ , y  $N_{pin\_long} = 4$ ), tomando la anchura de los pines y su separación iguales, una anchura del Groove de 2.5mm, y una separación entre ranuras de 6.7mm, la separación entre puertos será de 3.76mm.

Como se verá a continuación, el número de filas mínimo será de 3 ya que si se utilizasen únicamente 2 filas de pines ( $N_{pin}$ ) el acoplo entre guías sería demasiado grande. Por ello, se han tomado 3 y 4 filas de pines ( $N_{pin}$ ) con el objetivo de observar la variación de  $S_{puertos}$  en función del número de pines entre ranuras ( $N_{pin\_long}$ ). De esta manera se podrá determinar con qué valores se consigue una separación de puertos menor a  $0.5\lambda$  (Tabla 1). Con esta información, se decide fijar  $N_{pin\_long} = 7$  pines entre ranuras, de manera que se tenga la separación entre puertos requerida usando tanto 3 como 4 filas de pines entre guías y obteniendo así una separación entre puertos de  $0.389\lambda$ , o de  $0.485\lambda$  respectivamente.

$$T_{pin} = S_{pin} + W_{pin} = \frac{S_{long}}{N_{pin\_long}} \quad (24)$$

$$S_{puertos} = W_{groove} + W_{pin} \cdot N_{pin} + S_{pin} \cdot (N_{pin} - 1)$$

$N_{pin}$	$N_{pin\_long}$	$W_{pin}=S_{pin}$ (mm)	$S_{puertos} / \lambda$
3	3	1,12	0,708
3	4	0,84	0,569
3	5	0,67	<b>0,485</b>
3	6	0,56	<b>0,429</b>
<b>3</b>	<b>7</b>	<b>0,48</b>	<b>0,389</b>
3	8	0,42	<b>0,359</b>
4	3	1,12	0,932
4	4	0,84	0,736
4	5	0,67	0,619
4	6	0,56	0,541
<b>4</b>	<b>7</b>	<b>0,48</b>	<b>0,485</b>
4	8	0,42	<b>0,443</b>

Tabla 1. Variación de dimensiones con el número de pines entre ranuras y las filas de pines entre guías.

De la misma manera que en los casos anteriores, se ha caracterizado la ranura aislada con la finalidad de disponer de una estima inicial para las primeras simulaciones en una guía (Fig. 53). A diferencia del caso RGW, se utilizará el equivalente circuital de impedancia visto en la ecuación (22) y en la Fig. 31.

En esta caracterización se muestra que para un  $H_{pin}$  de entre 1.9mm y 2mm, se obtiene una resonancia alrededor de  $L_{slot} = 5.1mm$  y otra alrededor de  $L_{slot} = 5.7mm$  (Fig. 53(a)). El valor de  $Z_S$  en estas resonancias es de aproximadamente 0.25, por lo que serán necesarias 4 ranuras para cumplir la condición vista en (21). Además, puede comprobarse en la Fig. 53(b), cómo existe una potencia radiada bastante notable alrededor de estos valores de longitud de ranura.

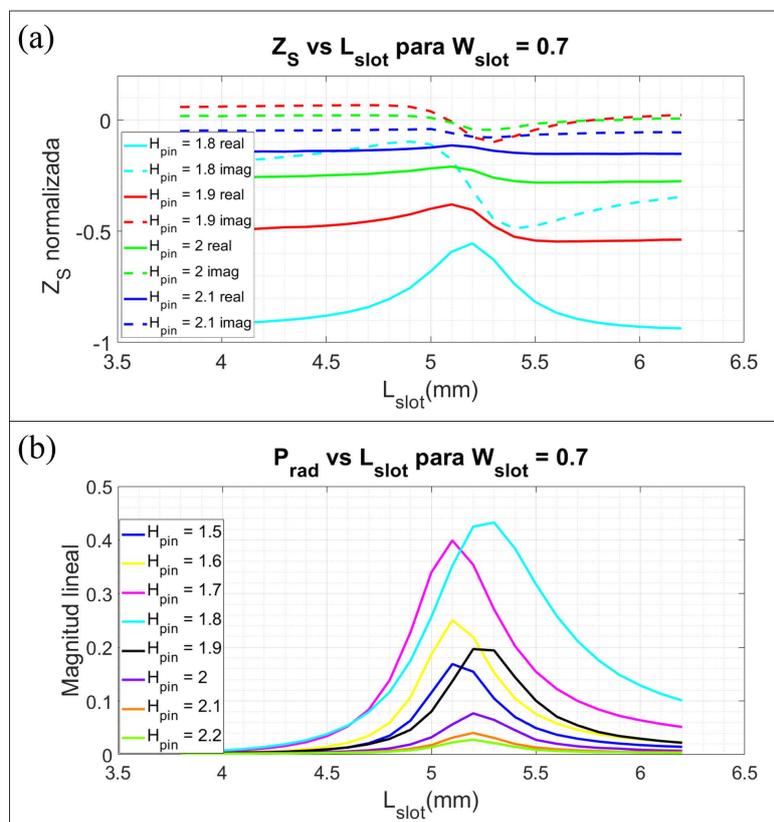


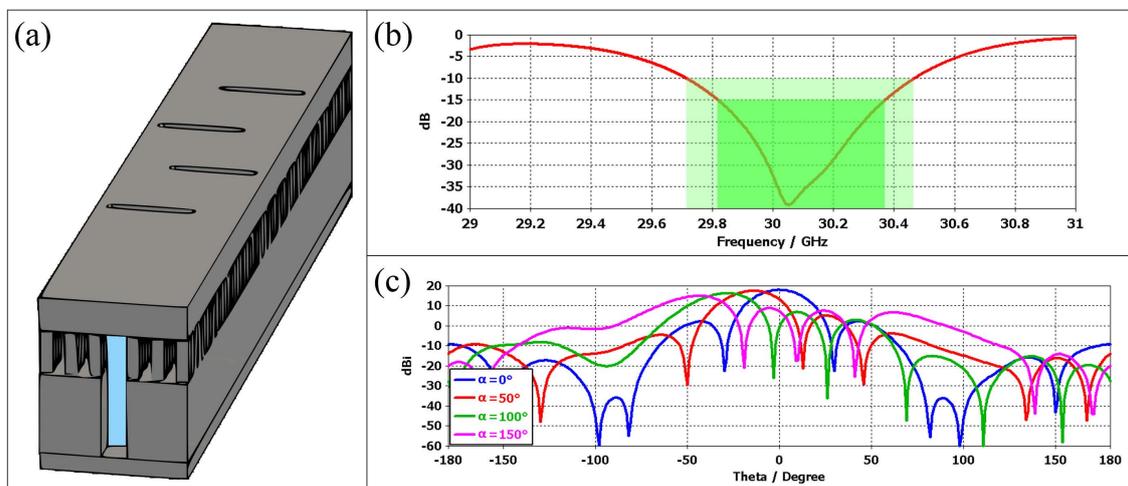
Fig. 53. Caracterización de la ranura aislada con el pin rebajado: (a)  $Z_S$ . (b)  $P_{rad}$ .

Una vez conocida esta estima inicial para las dimensiones de la ranura y del pin rebajado, se pasa a realizar la optimización del diseño de 1 guía con 4 ranuras (Fig. 54(a)). En dicha optimización, se ha permitido una ligera variación en la separación entre ranuras, ya que ésta no tiene porque ser idéntica a la calculada teóricamente, pasando de 6.7mm de separación a 7.1mm.

Los resultados de adaptación vienen descritos en la Fig. 54(b), obteniendo un ancho de banda de 0.75 GHz por debajo de -10 dB y de 0.55 GHz por debajo de -15 dB.

Por otro lado, al utilizar 5 pines entre ranuras y 3 filas de pines entre guías, la separación entre puertos será de  $0.509\lambda$ . Utilizando dicha separación, se han simulado los diagramas de radiación de una distribución uniforme ideal formada por 4 de estas guías (Fig. 54(c)). El límite de funcionamiento en el que el nivel del lóbulo principal al secundario empieza a ser demasiado grande ( $SLL > -6$  dB) se consigue con un desfase progresivo de  $150^\circ$ , obteniéndose un apuntamiento máximo de  $44^\circ$  ( $\Delta\theta=88^\circ$ ).

De igual modo, la longitud de la ranura pasa de 5.1mm correspondiente a la estima anterior al valor de 5.2mm optimizado. Esto hace imposible este diseño para más de 1 guía, ya que el valor de la longitud de la ranura es superior a la separación entre puertos, provocando así la superposición de las ranuras.



**Fig. 54. Simulación con ranuras rectas en 1 guía: (a) Vista 3D. (b)  $S_{11}$ . (c) Diagrama de radiación variando  $\alpha$  y suponiendo una distribución uniforme ideal con:  $N=4$ ,  $d=0.509\lambda$ .**

Para conseguir el tamaño necesario de ranura, se utilizan ranuras en “forma de H”. Este pequeño incremento en los extremos de las ranuras equivale a un aumento en su longitud efectiva, por lo que la longitud de las ranuras puede compactarse al mismo tiempo que se mantiene la misma frecuencia de resonancia. Esto es posible gracias a que el campo eléctrico se concentra en el centro de las ranuras, por lo que esta pequeña variación en sus extremos no afectará en el diagrama de radiación de la propia ranura.

Estas variaciones en las dimensiones de la ranura conseguidas mediante la optimización de dichos parámetros pueden verse en la Fig. 55, donde ahora se tienen dos parámetros variables más que en el caso anterior ( $L_2$  y  $W_2$ ). Para este ejemplo concreto, se ha pasado de una longitud total de 5.2mm a una de 3.7mm ( $L_1+W_2$ ), por lo que el diseño se ha compactado en 1.5mm. Esto permitirá realizar el diseño completo con 4 guías sin que las ranuras se superpongan o colapsen entre sí.

El resultado de la simulación de 1 guía con las ranuras en forma de H se muestra en la Fig. 56. El ancho de banda ha pasado a valer 0.9 GHz por debajo de -10 dB y 0.65 GHz por debajo de -15 dB (Fig. 56(b)), de forma que, además del objetivo de compactación anterior, se ha conseguido una notable mejora en el ancho de banda. En cuanto a los resultados respectivos al apuntamiento en los diagramas de radiación (Fig. 56(c)), son idénticos a los obtenidos con la ranura recta.

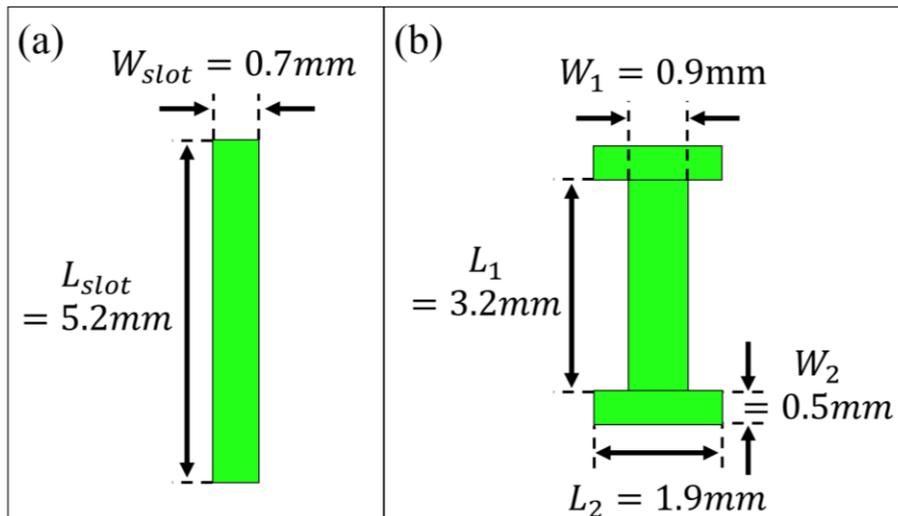


Fig. 55. Dimensiones de las ranuras: (a) Ranura recta (Fig. 54). (b) Ranura en forma de H (Fig. 56).

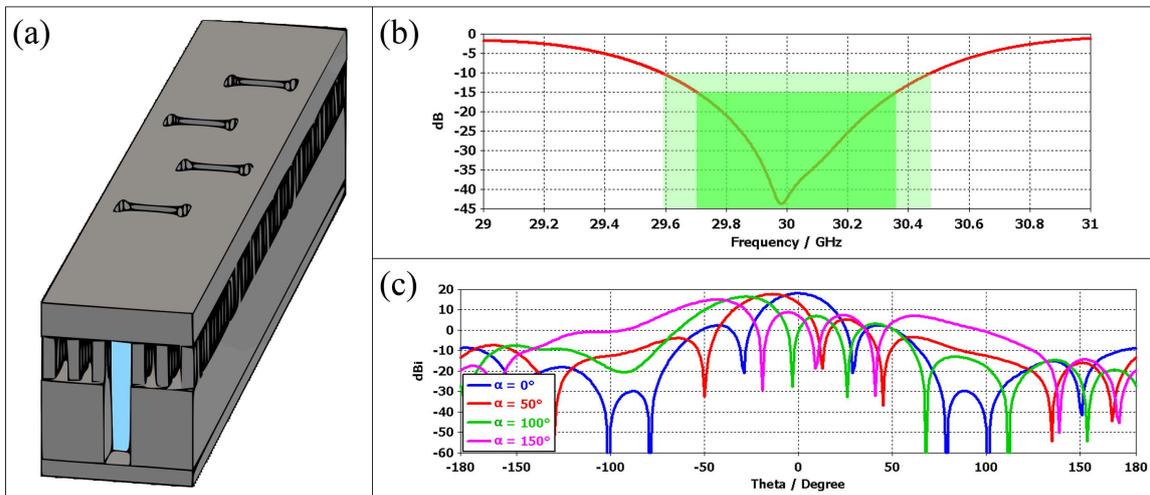


Fig. 56. Simulación con ranuras en H con 1 guía: (a) Vista 3D. (b)  $S_{11}$ . (c) Diagrama de radiación variando  $\alpha$  y suponiendo una distribución uniforme ideal con:  $N = 4$ ,  $d = 0.509\lambda$ .

Una vez llegados a este punto, al haber conseguido una compactación de 1.5mm, aún se tiene algo de margen para juntar más las guías. Para ello se toman 6 pines entre ranuras en vez de los 5 del caso anterior. Con esto se reducen las dimensiones de los pines de 0.7mm a 0.59mm, por lo que la separación entre puertos pasa a ser de  $0.446\lambda$ , lanzándose así una nueva optimización de los parámetros cuyo resultado se muestra en las Fig. 57 y Fig. 58.

El ancho de banda pasa a ser bastante menor en comparación con los casos anteriores (Fig. 57), teniendo 0.71 GHz por debajo de -10 dB y 0.45 GHz por debajo de -15 dB.

Además de esto, el hecho de reducir todavía más la separación entre puertos hace que el diagrama de radiación empeore más rápido con el aumento de  $\alpha$  (Fig. 58), llegando hasta un apuntamiento máximo de  $41^\circ$  ( $\Delta\theta=82^\circ$ ) respecto al mismo límite tomado anteriormente de nivel relativo entre lóbulo principal y secundario ( $SLL > -6$  dB).

Estos resultados chocan con el principio teórico expuesto en el presente trabajo, pero tienen una explicación lógica, se deben a que el diagrama de radiación total es el resultante entre el conjunto del diagrama de radiación de la distribución uniforme y el del elemento. En este caso, al tener las guías tan juntas existe bastante acoplo entre ellas, por lo que la superposición de estos diagramas no es completamente predecible. Esto significa que basta con tener una separación de  $0.5\lambda$  para alcanzar un funcionamiento óptimo respecto al apuntamiento máximo.

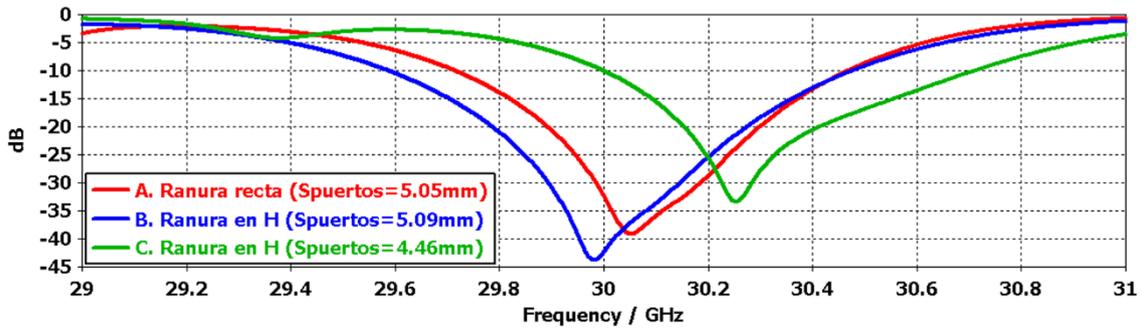


Fig. 57. Comparativa del parámetro  $S_{11}$  para las tres estructuras: ranura recta, ranura en H y ranura en H con un pin más que las anteriores entre ranuras.

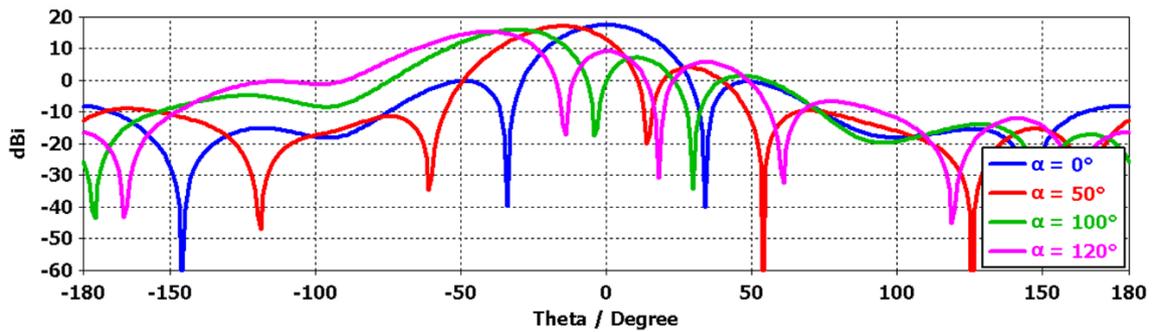


Fig. 58. Diagrama de radiación variando  $\alpha$  y suponiendo una distribución uniforme ideal con:  $N=4$ ,  $d=4.45\lambda$ ; en el caso de la ranura en forma de H y con 6 pines entre ranuras.

A continuación, se realiza la simulación de 2 guías con el objetivo de comprobar que la estructura funciona respecto a los parámetros S activos. Para conseguirlo se utiliza el modelo que más ancho de banda ha proporcionado en el caso de 1 guía, a partir del cual se ha realizado una pequeña optimización con respecto a los parámetros S activos, teniendo así en cuenta el acoplo entre guías. Esta estructura, junto con sus resultados, se presentan en la Fig. 59, pudiendo afirmar que hasta el momento ésta funciona relativamente bien respecto al acoplo entre guías.

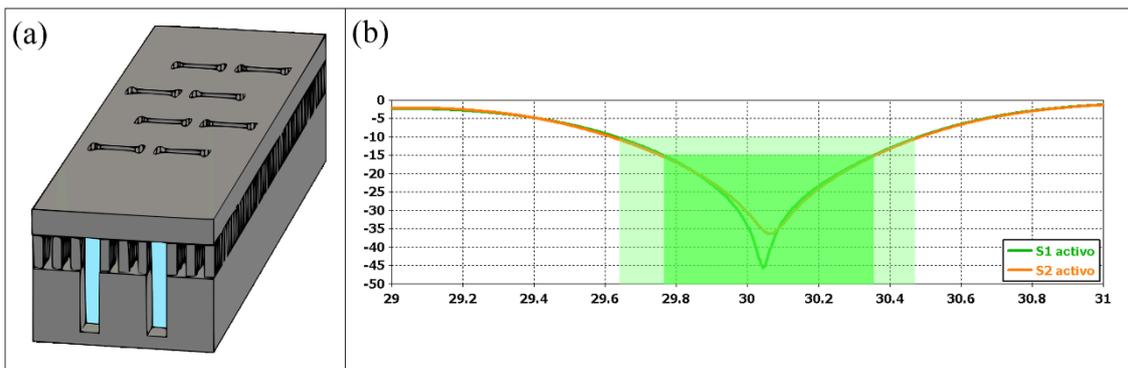


Fig. 59. Simulación con 2 guías. (a) Vista 3D. (b) Parámetros S activos.

Por último, se pasa a realizar la simulación de la estructura completa con 4 guías. Optimizando de nuevo los parámetros variables, el mejor resultado obtenido es el mostrado en la Fig. 60. Aquí puede verse cómo a pesar de que la variación del apuntamiento es óptima (Fig. 60(c)), obteniendo hasta  $43^\circ$  (con el límite dado de  $SLL > -6$  dB), la adaptación de las guías centrales es insuficiente (Fig. 60(b)). Esto se debe a que las guías centrales, como se comentó anteriormente, les afecta un acoplo mucho mayor al estar rodeadas por otras dos guías. En la Fig. 61 se comprueba cómo la reflexión propia ( $S_{11}$  y  $S_{22}$ ) es idéntica, pero el acoplo sufrido no, ya que el puerto 1 únicamente se ve afectado por el acoplo del puerto 2 ( $S_{12}$ ), mientras que al puerto 2 le afecta de la misma manera el acoplo con el puerto 1 ( $S_{21}$ ) que el acoplo con el puerto 3 ( $S_{23}$ ).

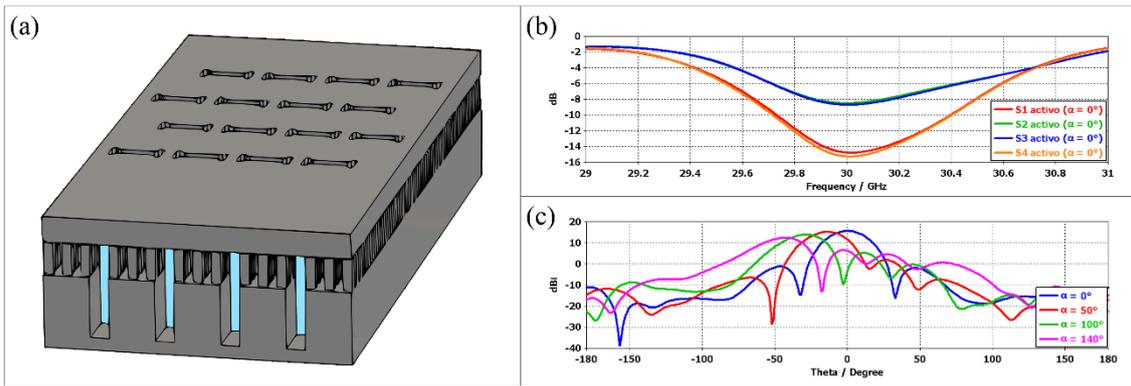


Fig. 60. Simulación con ranuras en H con 4 guías: (a) Vista 3D. (b) S activos con  $\alpha = 0^\circ$ . (c) Diagrama de radiación variando  $\alpha$  hasta el límite de funcionamiento ( $\alpha = 140^\circ$ ).

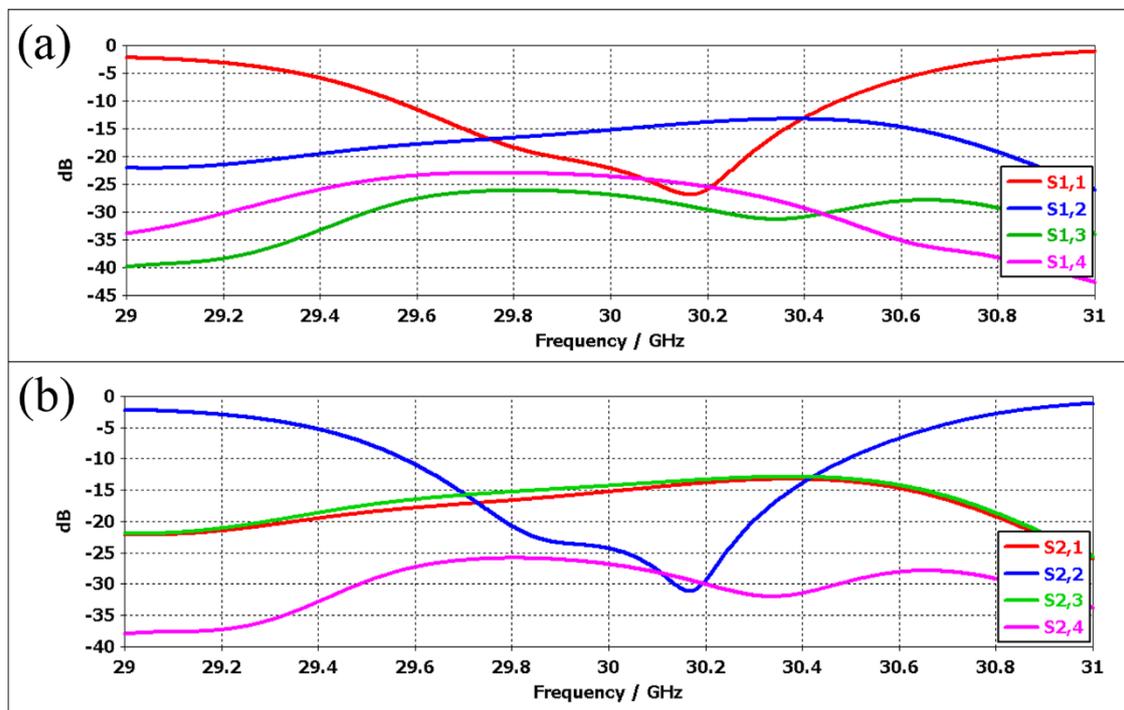


Fig. 61. Parámetros S de la: (a) Guía 1 (guía del extremo). (b) Guía 2 (guía central).

A pesar de que esta configuración no es completamente funcional, es necesario mencionar una forma diferente de compactación para este tipo de aplicación concreta (agrupación uniforme de guías alimentadas con un desfase progresivo).

En el caso anterior, ha bastado con modificar ligeramente la forma de la ranura, pasándola de una forma recta a forma de H, pero es posible que la forma de H no sea una opción o no sea suficiente. Para poder compactar la estructura aún más se pueden poner las ranuras de manera escalonada, tal y cómo muestra la Fig. 62. Esto es posible gracias a que el desfase progresivo sigue manteniéndose, debido a que el tamaño de los 3 escalones es el mismo. Puede comprobarse en la Fig. 62(b) cómo los resultados son idénticos a los anteriores (Fig. 60(b)), donde las guías no estaban escalonadas.

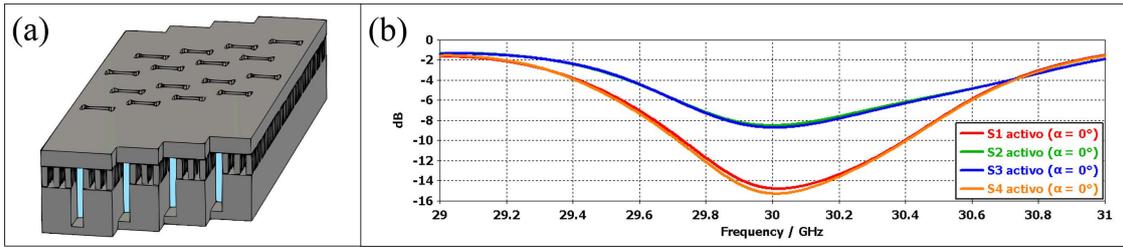


Fig. 62. Simulación con ranuras en H con 4 guías escalonadas: (a) Vista 3D. (b) S activos con  $\alpha = 0^\circ$ .

Para finalizar, mencionar de manera anecdótica que los parámetros S activos no empeoran con el aumento de  $\alpha$ , es decir, el peor resultado de adaptación se tiene cuando no se aplica desfase progresivo ( $\alpha = 0^\circ$ ). Esto puede verse claramente en la Fig. 63, en la que el nivel limitante es aproximadamente de -8 dB, el mismo que se tiene tanto en la Fig. 60(b) como en la Fig. 62(b).

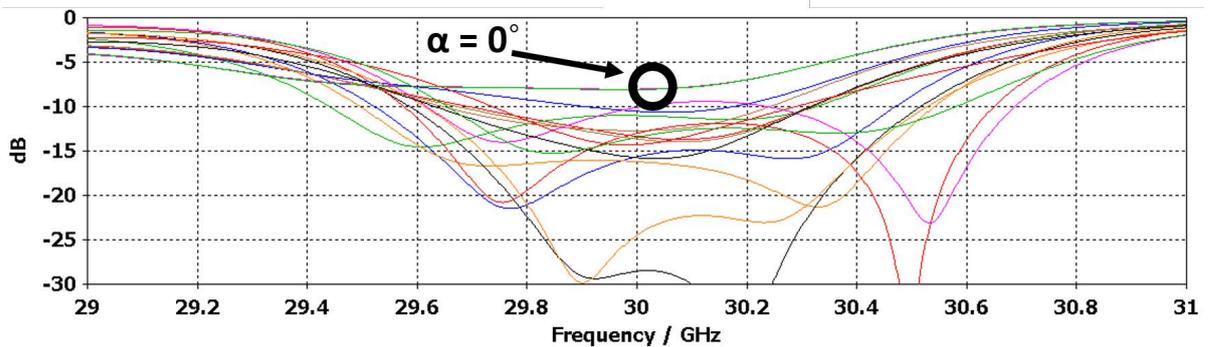


Fig. 63. Variación de los parámetros S activos con el aumento de  $\alpha$  hasta  $140^\circ$ .

### 5.2.2 Inserciones metálicas simétricas a cada lado de la ranura

Este tipo de configuración fue propuesta por primera vez en [43], utilizando una ranura situada en la cara estrecha de la guía rectangular, excitada gracias a dos inserciones metálicas ubicadas a cada uno de los lados de esta ranura. En esta propuesta, la ranura llega a los bordes de la cara estrecha y se extiende un poco por la cara ancha. Al utilizar guías de onda basadas en tecnología Gap, esto es equivalente a que la ranura se extienda aun estando en la parte de la tapa encima de los pines, tal y como puede verse en la Fig. 64. Es aconsejable que la ranura se sitúe justo en la separación entre los dos pines, ya que el campo tiende a propagarse rodeando a los pines y no por encima de ellos, por lo que si se sitúa encima, la radiación obtenida sería inferior.

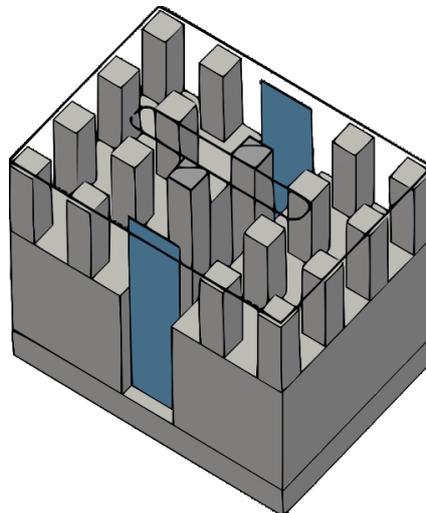


Fig. 64. Método utilizando inserciones metálicas simétricas a cada uno de los lados de la ranura.

Con estas dos inserciones, que van desde el techo hasta el suelo del Groove, se consigue modificar el campo magnético, de tal manera que puede utilizarse una separación entre ranuras de  $\lambda_g/2$ . Para ello, las inserciones deberán colocarse de manera alternada en cada una de las ranuras, obteniendo así una fase constructiva de las ondas radiadas. Para una rápida comprensión, esto puede comprobarse visualmente en la Fig. 65, en la que para un momento de fase concreto el campo magnético se acopla con la ranura apuntando hacia la parte baja del esquema. En este método, el parámetro variable, además de las dimensiones de la ranura ( $L_{slot}$  y  $W_{slot}$ ), es la anchura de esta inserción metálica ( $W_{pal}$ ).

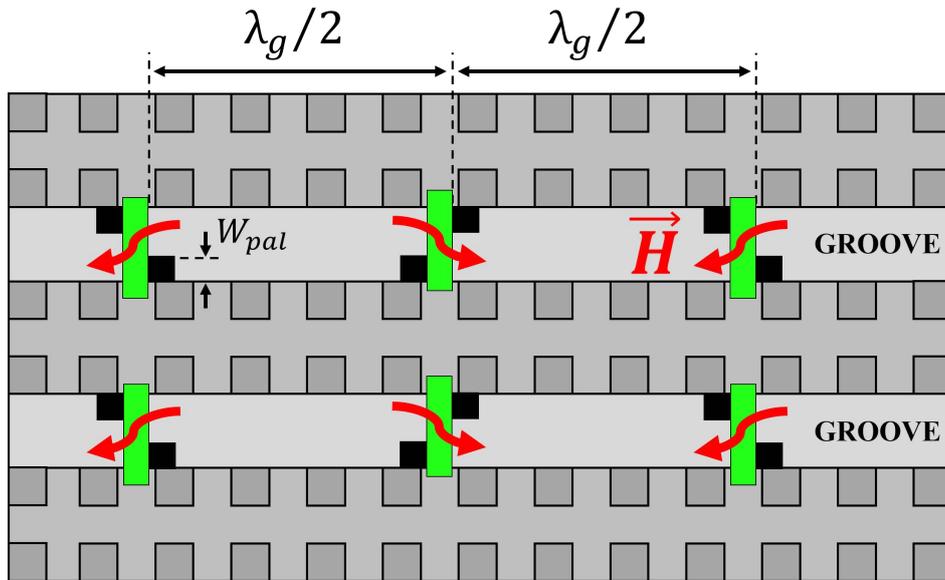


Fig. 65. Campo magnético modificado gracias al método propuesto.

Realizando el proceso de caracterización de la ranura aislada, mostrada en la Fig. 66, se puede ver que no existe resonancia ya que la parte imaginaria de la impedancia equivalente  $Z_S$  no llega a ser nula en ningún momento, por lo que no puede usarse este tipo de configuración.

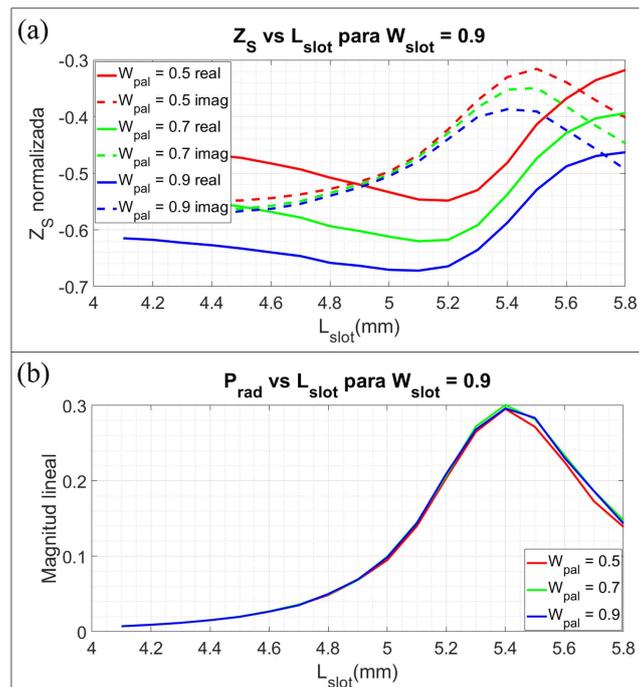


Fig. 66. Caracterización de la ranura aislada con la inserción metálica: (a)  $Z_S$ . (b)  $P_{rad}$ .

Realizando diferentes pruebas, variando parámetros e insertando nuevos elementos, se ha llegado a un diseño evolucionado del anterior donde se ha añadido un nuevo par de inserciones metálicas. De este modelo surge un nuevo parámetro, que es la separación a las inserciones anteriores ( $S_{pal}$ ). Esto puede verse claramente en la Fig. 67. De nuevo, se realiza la caracterización de la ranura aislada vista en Fig. 67(a), cuyos resultados se muestran en la Fig. 68. En este caso puede verse cómo sí existen resonancias para el caso de  $S_{pal} = 1.1\text{mm}$ , ya que la parte imaginaria de la impedancia equivalente  $Z_S$ , pasa de tomar valores negativos a tomar valores positivos de manera repetida (Fig. 68(a)). Por ejemplo, para un tamaño de ranura de  $L_{slot} = 4.9\text{mm}$ , se tiene un valor de impedancia de  $Z_S = 0.12 \Omega$ , por lo que el número de ranuras necesarias para conseguir una buena adaptación es de aproximadamente 8.

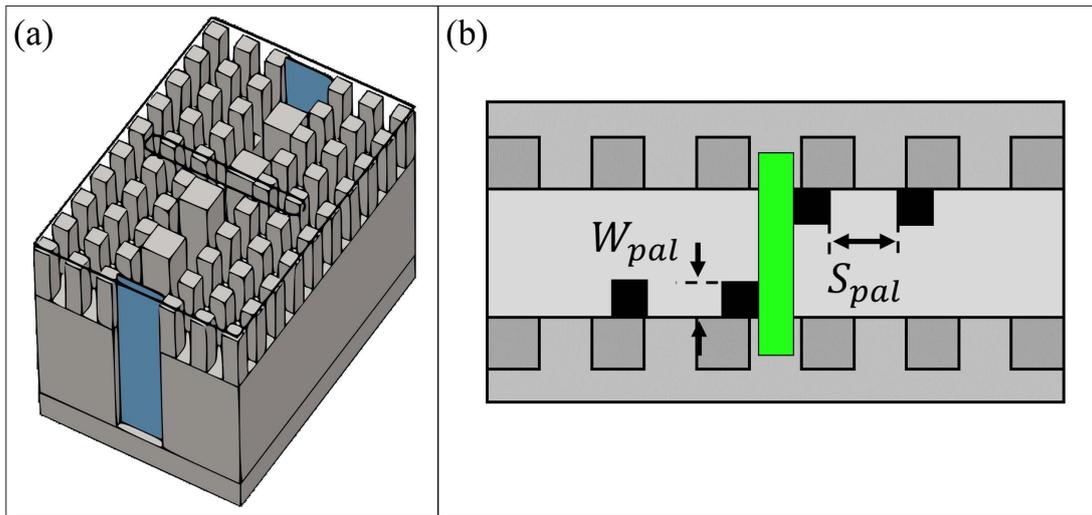


Fig. 67. Método evolucionado: doble inserción metálica simétrica. (a) Vista 3D. (b) Vista en planta con las dimensiones  $W_{pal}$  y  $S_{pal}$ .

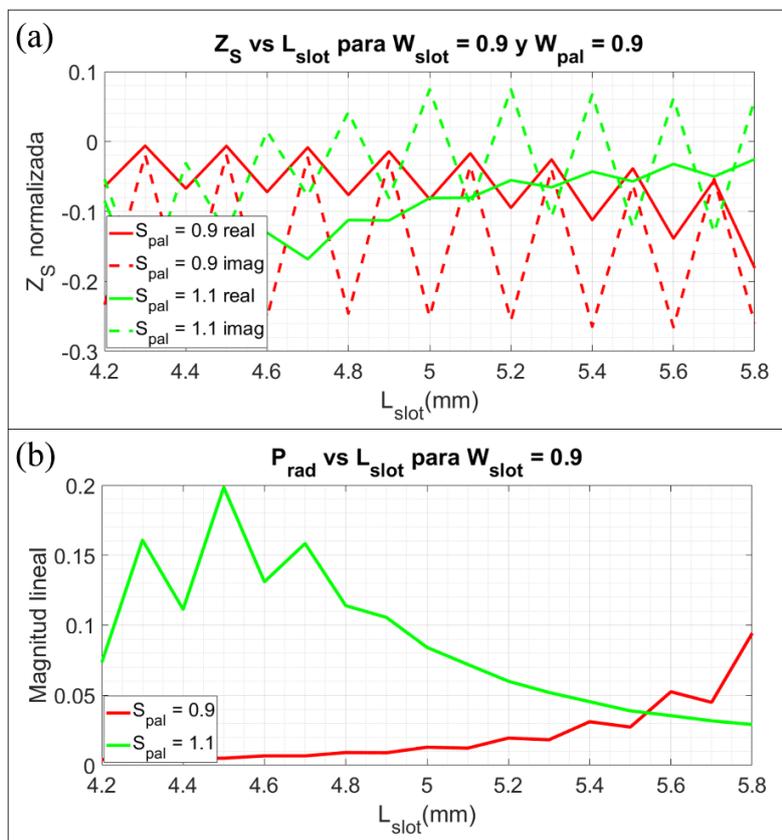


Fig. 68. Caracterización de la ranura aislada con la doble inserción metálica: (a)  $Z_S$ . (b)  $P_{rad}$ .

Partiendo de la estima anterior ( $N_{\text{slot}} = 8$ ,  $L_{\text{slot}} = 4.9\text{mm}$ ,  $W_{\text{slot}} = 0.9\text{mm}$ ,  $W_{\text{pal}} = 0.9\text{mm}$  y  $S_{\text{pal}} = 1.1\text{mm}$ ), se realiza una optimización respecto al parámetro de reflexión  $S_{11}$ , manteniendo fija la separación entre ranuras y al final de la guía Groove (cortocircuito) en  $6.7\text{mm}$  ( $\lambda_g/2$ ) y  $10.05\text{mm}$  ( $3\lambda_g/2$ ) respectivamente. Este resultado de reflexión puede verse en la Fig. 69, obteniéndose un ancho de banda de  $0.7\text{ GHz}$  por debajo de  $-10\text{ dB}$  y de  $0.5\text{ GHz}$  por debajo de  $-15\text{ dB}$ .

Cómo el principal problema del diseño anterior (con pin rebajado) fue la adaptación, se realizará el diseño con 4 filas de pines entre guías, por lo que según la Tabla 1, para mantener una separación menor de  $0.5\lambda$  se necesitarán 7 pines entre ranuras. Esto da como resultado un periodo de pin de  $0.96\text{mm}$  ( $6.7\text{mm}/7$ ) y una separación entre puertos de  $0.48\lambda$ .

Además, respecto al diseño de una única guía, el diagrama de radiación es perfecto, por lo que las ranuras están radiando en fase, tal y como muestra la Fig. 70(a). Por otro lado, en la Fig. 70(b) se ve el producto del diagrama de radiación de 1 guía por el diagrama obtenido de una distribución uniforme ideal formada por 4 antenas separadas a una distancia de  $0.48\lambda$ . Puede verse cómo se obtiene hasta un apuntamiento máximo de  $52^\circ$  ( $\Delta\theta=104^\circ$ ) con un  $\alpha = 140^\circ$ .

Para terminar, con el fin de observar el comportamiento del diagrama de radiación, también se ha simulado el modelo con una separación entre guías de  $0.39\lambda$  (Fig. 70(c)), correspondiente a utilizar 3 filas de pines entre guías en vez de 4. Esto resulta interesante para observar que, a pesar de haber reducido la distancia entre guías, no se ha conseguido mejorar el apuntamiento máximo, de hecho es ligeramente inferior ( $51^\circ$ ). Este comportamiento se debe a que el diagrama de radiación del elemento ya es bastante directivo, como se ha comentado en modelos anteriores. Esto significa que basta con tener una separación de  $0.5\lambda$  entre guías para conseguir unos resultados óptimos.

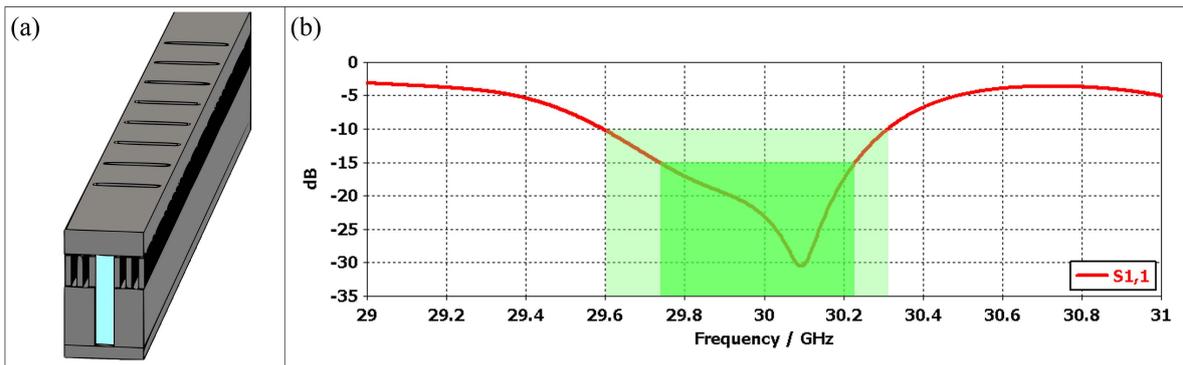


Fig. 69. Simulación en 1 guía: (a) Vista 3D. (b)  $S_{11}$ .

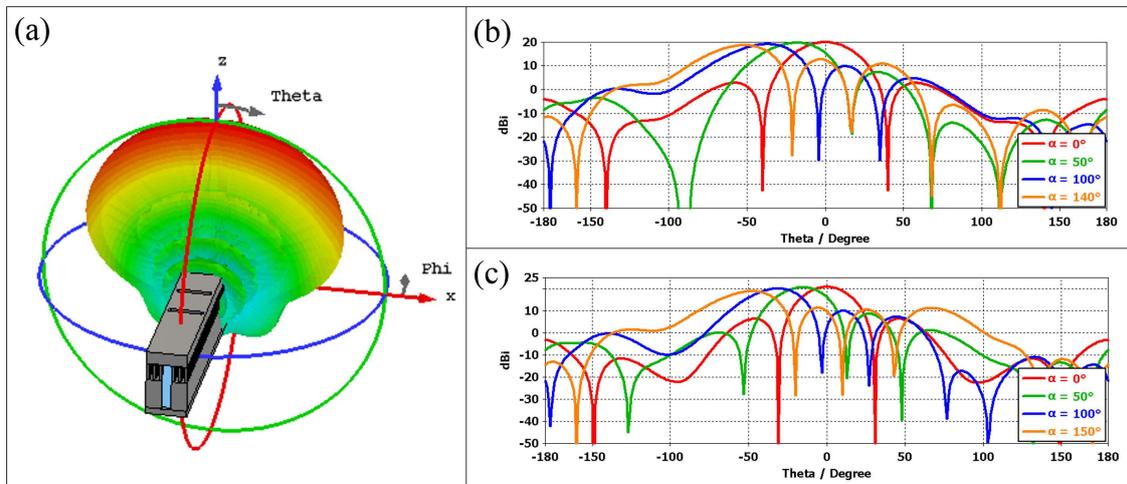
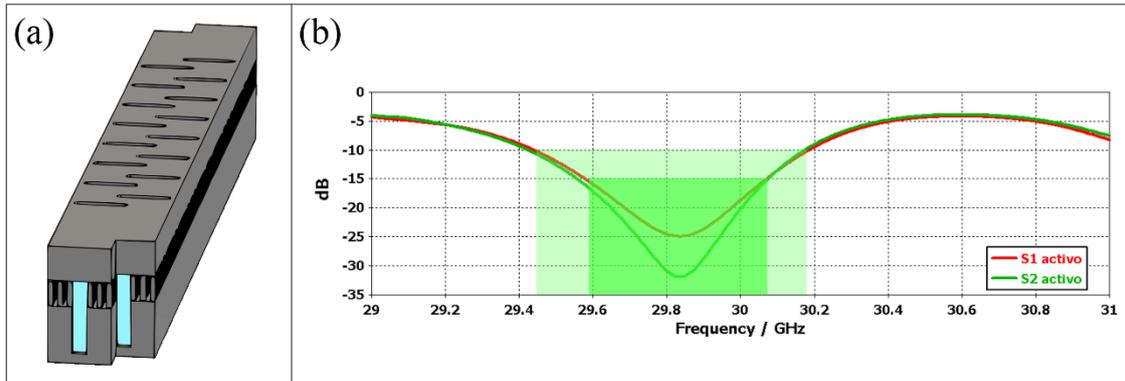


Fig. 70. Diagramas de radiación. (a) Vista en 3D del diagrama de radiación. (b) Suponiendo una distribución uniforme ideal con:  $N=4$ ,  $d=0.48\lambda$ . (c) Suponiendo una distribución uniforme ideal con:  $N=4$ ,  $d=0.39\lambda$ .

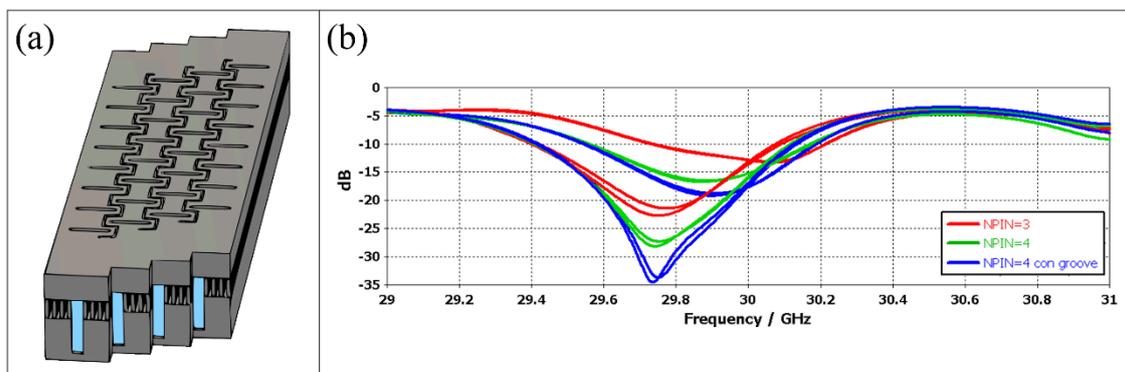
A continuación, se realiza una nueva optimización en la estructura formada por 2 guías respecto a los parámetros S activos, con el objetivo de comprobar que funciona antes de pasar al diseño completo con 4 guías. En este caso, al tener una longitud de ranura superior a la separación entre puertos es necesario escalonar las guías para que las ranuras no se solapen, tal y como puede verse en la Fig. 71(a). Con esta optimización se obtienen unos buenos resultados de ancho de banda (0.7 GHz por debajo de -10 dB y de 0.5 GHz por debajo de -15 dB). El hecho de haber obtenido unos resultados ligeramente mejores que en el caso de una única guía es completamente anecdótico, ya que en este caso se permitió una repetitividad mayor en la optimización.



Una vez comprobada la bondad del diseño formado por 2 guías se pasa al diseño completo de 4 guías. Este diseño comenzó simulándose utilizando 3 filas de pines entre guías (resultado rojo en la Fig. 72(b)), en el que los resultados de adaptación están al límite del funcionamiento. Para comprobar que la adaptación mejora al añadir una nueva fila de pines se simuló la estructura utilizando 4 filas de pines (resultado verde de la Fig. 72(b)).

A pesar de ello, al no ser suficiente este resultado de adaptación, se realiza un pequeño surco o Groove de 2.5mm de profundidad en la tapa, tal y como se hizo en el diseño propuesto en [16]. Esta nueva estructura puede verse en la Fig. 72(a), cuyo resultado viene representado en azul en la Fig. 72(c), comprobándose que existe cierta mejoría, aunque no la requerida para mejorar el diseño de la RGW.

Para ver claramente los resultados de esta estructura se han vuelto a representar en la Fig. 73(a), obteniendo un ancho de banda de 0.65 GHz por debajo de -10 dB y de 0.35 GHz por debajo de -15 dB. Por otro lado, en la Fig. 73(b), se ha representado cómo varía el diagrama de radiación con el aumento de  $\alpha$ . Puede verse cómo se llega a un apuntamiento máximo de  $31^\circ$  ( $\Delta\theta=62^\circ$ ) al aplicar un desfase progresivo de  $120^\circ$ , por lo que el resultado queda bastante lejos de los  $52^\circ$  obtenidos en el caso ideal anterior.



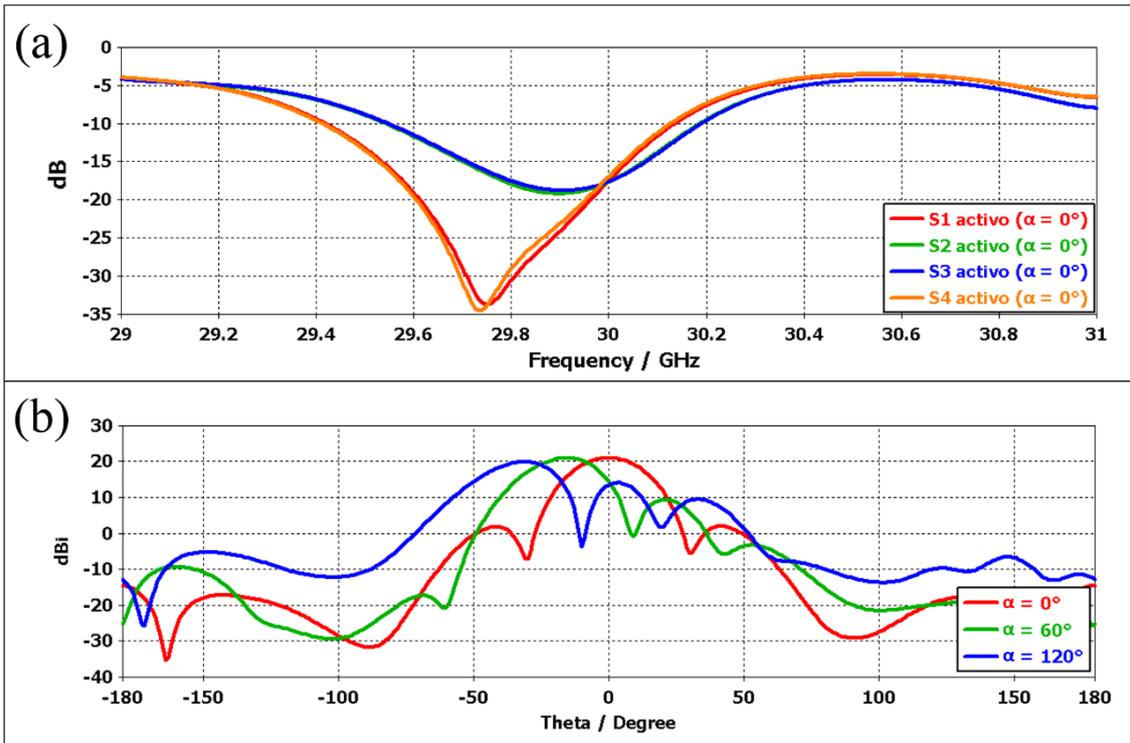


Fig. 73. Resultados de la estructura completa utilizando el método de las inserciones metálicas. (a) Parámetros S activos para una  $\alpha = 0^\circ$ . (b) Diagrama de radiación variando  $\alpha$ .

## Capítulo 6. Resultados y diseño final.

En el capítulo anterior se han desarrollado diferentes prototipos, de los cuales han surgido distintos resultados, siendo el primero de ellos el que mejores prestaciones ofrecía, además de ser el único que mejora el diseño propuesto en [16]. A pesar de esto, conviene mostrar una comparativa entre todos ellos, plasmada en la Tabla 2, que representa con claridad que el diseño RGW realizado en el presente trabajo (destacado en verde) mejora las prestaciones ofrecidas del propuesto en [16], obteniendo hasta  $14^\circ$  más de barrido. Por otro lado, ninguna de las alternativas con diseños basados en GGW exploradas en el presente trabajo, consiguen mejorar los diseños basados en RGW.

	$S_{\text{puertos}}$	BW ( $\alpha = 0^\circ$ ) (GHz)		BW ( $\alpha = \text{max}$ ) (GHz)		$\theta_{\text{max}}$ ( $^\circ$ )	$\Delta\theta$ ( $^\circ$ )
		< -10 dB	< -15 dB	< -10 dB	< -15 dB		
<b>RGW</b> $T_{\text{pin}} = 2\text{mm}$ [16]	$0.65\lambda$	1.15	-	0.5	-	30	60
<b>RGW</b> $T_{\text{pin}} = 1\text{mm}$	$0.5\lambda$	1.48	1.15	0.6	-	37	74
<b>GGW</b> Pin Rebajado	$0.51\lambda$	-	-	-	-	43	86
<b>GGW</b> Inserciones simétricas	$0.48\lambda$	0.65	0.35	0.2	-	31	62

Tabla 2. Comparativa de los resultados obtenidos en el presente trabajo y del modelo propuesto en [16].

Las dimensiones de este diseño vienen expuestas en la Fig. 74, en la que se ha obtenido finalmente una separación entre puertos de  $0.5\lambda$ . Estas dimensiones son:  $H_{\text{ridge}} = 2.2\text{mm}$ ,  $W_{\text{ridge}} = 1.5\text{mm}$ ,  $H_{\text{pin}} = 2.5\text{mm}$ ,  $W_{\text{pin}} = 0.5\text{mm}$ ,  $S_{\text{pin}} = 0.5\text{mm}$ ,  $S_{\text{TP}} = 1\text{mm}$ ,  $\text{Gap} = 0.2\text{mm}$ ,  $H_{\text{tapa}} = 3.5\text{mm}$  y  $H_{\text{suelo}} = 1\text{mm}$ ,  $H_{\text{surco}} = 2.5\text{mm}$ ,  $W_{\text{surco}} = 0.5\text{mm}$ ,  $L_{\text{slot}} = 5.1\text{mm}$ ,  $W_{\text{slot}} = 0.77\text{mm}$ ,  $S_{\text{cent}} = 0.5\text{mm}$ ,  $S_{\text{long}} = 6.1\text{mm}$ ,  $S_{\text{fin}} = 6.1\text{mm}$ .

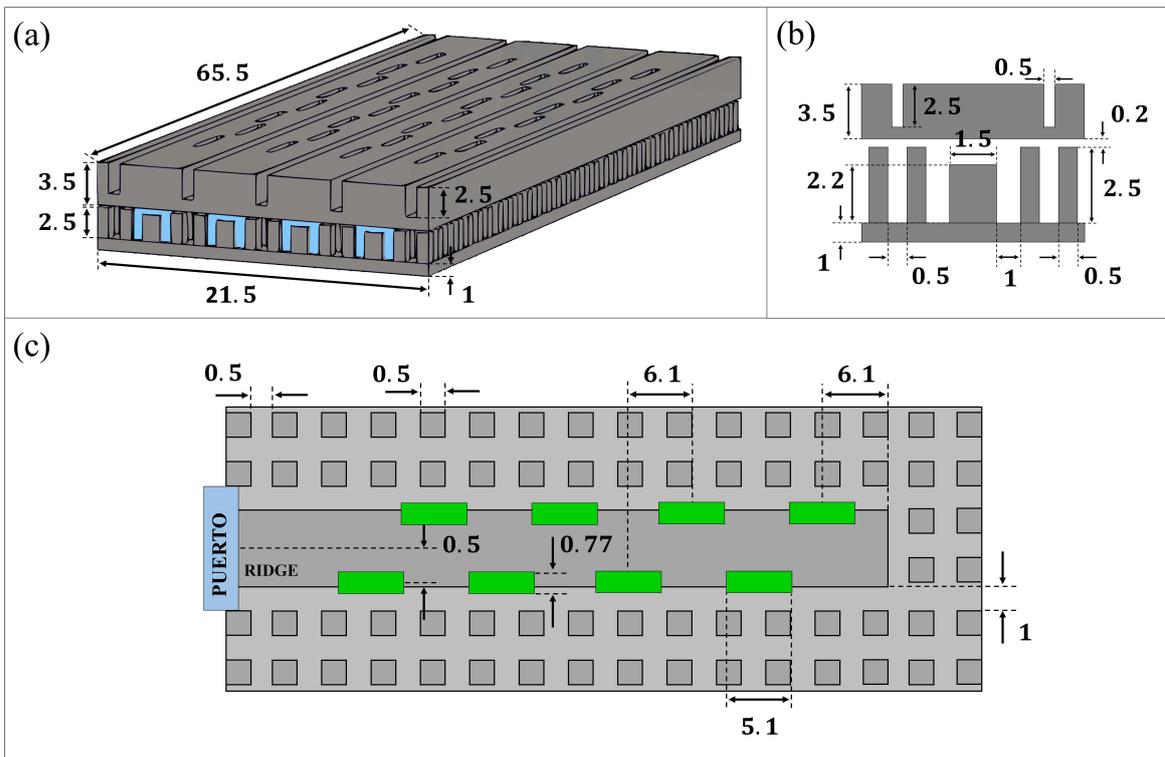


Fig. 74. Medidas (en mm) del diseño propuesto basado en RGW.

Los resultados de RGW mostrados en la Tabla 2 se pueden ver en el primer apartado del capítulo anterior: en la Fig. 45 los resultados de apuntamiento máximo, y en las Fig. 47 y Fig. 48 los resultados de adaptación.

Además de estos resultados, conviene mostrar visualmente cómo el diagrama de radiación varía su apuntamiento con el aumento del desfase progresivo ' $\alpha$ '. Esto puede verse en la Fig. 75, donde se comprueba que el límite de funcionamiento está en torno a  $\alpha = 120^\circ$ , y con el que se obtiene el apuntamiento máximo de  $37^\circ$ . También puede verse que para un salto más ( $\alpha = 150^\circ$ ), ya comienza a aparecer el lóbulo trasero.

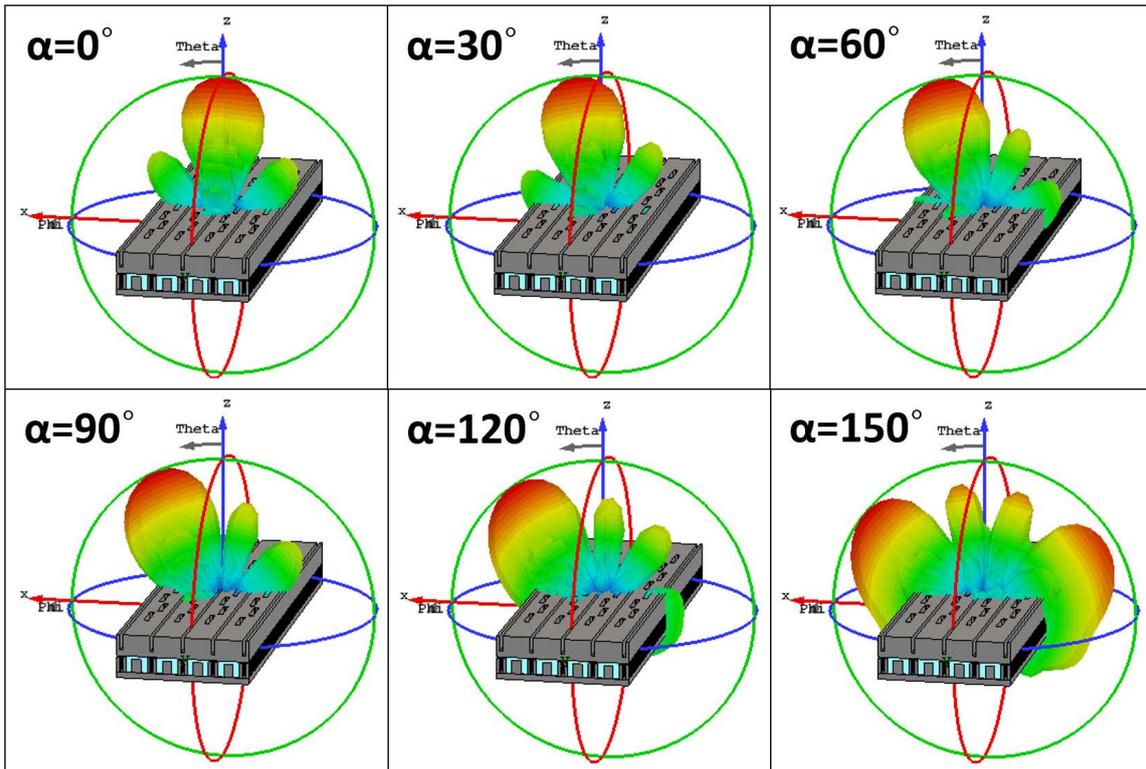


Fig. 75. Variación del diagrama de radiación en 3D con el aumento del desfase progresivo ( $\alpha$ ) de  $30^\circ$  en  $30^\circ$ .

## Capítulo 7. Conclusiones y propuesta de trabajo futuro.

Puede concluirse que, a pesar de no haber obtenido unos resultados positivos en los modelos basados en GGW, se ha conseguido mejorar los resultados del modelo de RGW propuesto en [16]. Esta mejora de prestaciones se da tanto en la adaptación cómo en el apuntamiento máximo.

En concreto, se ha obteniendo un ancho de banda de 1.48 GHz por debajo de -10 dB (respecto a los 1.15 GHz) y de 1.15 GHz por debajo de -15 dB (cuando antes no existía), todo ello con un  $\alpha = 0^\circ$ . También se ha conseguido aumentar la variación del apuntamiento en  $14^\circ$ , pasando de los  $60^\circ$  obtenidos en el diseño propuesto en [16], a los  $74^\circ$  obtenidos en el diseño propuesto en el presente trabajo.

Además de este diseño, se ha realizado una explicación teórico-práctica de las agrupaciones uniformes de guías ranuradas aplicadas a la tecnología de guía de onda Gap, explicando desde la teoría básica de agrupaciones lineales uniformes, hasta la caracterización de las ranuras para la selección del número de ranuras necesarias y de sus dimensiones.

El trabajo a realizar, una vez terminado este diseño, sería el de simular un diseño completo del desfasador mecánico, es decir, incluyendo tanto la parte fija diseñada en el presente trabajo, cómo la parte móvil propuesta en [16]. Esto no debería resultar muy complejo, aunque es posible que las dimensiones de la parte fija deban readaptarse ligeramente. A continuación de esto, debería fabricarse el modelo completo para comprobar su funcionamiento, comparándolo con los resultados de las simulaciones realizadas.

En cuanto a la posibilidad de desarrollar nuevas alternativas que usen elementos adicionales, cómo el pin rebajado o las inserciones metálicas verticales, parece bastante improbable, ya que estos modelos no están radiando el campo que se produce de manera “natural” dentro de las guías, sino que deben modificarlo “artificialmente” para conseguir el resultado buscado. En el presente trabajo esto ha resultado en peores prestaciones, tanto de adaptación cómo de barrido. A pesar de ello, siempre deben contemplarse las nuevas alternativas que vayan surgiendo para este tipo de diseños.

## **AGRADECIMIENTOS**

Me gustaría agradecer el apoyo y la confianza a lo largo de mi carrera universitaria, a mi profesor y director del presente trabajo, Alejandro Valero Nogueira. También quiero agradecer toda la ayuda prestada y todo el conocimiento que me han aportado en el día a día mis dos cotutores, Daniel Sánchez Escuderos y Ignacio Herranz Herruzo.

Este trabajo posiblemente es la conclusión de mis estudios universitarios, por eso quiero agradecer a todos aquellos que han estado conmigo, tanto en los buenos como en los malos momentos. A mi padre Enrique, a mi madre Cristina, a mi hermano Diego, a mi abuelo Herminio y a todos mis amigos: Jose, Fer, Jorge, Jaime, Jona, Javi, Marí, Guille, Rafa, Mario, Pablo...

Y sobre todo a Cristina.  
Gracias por todo.

## BIBLIOGRAFÍA

- [1] JINBO, YANG & FENGAN, ZHANG & FU, CHEN & HAO, ZHENG. (2017). Technical of Satellite Communication On-The-Move (SOTM). DEStech Transactions on Computer Science and Engineering.
- [2] E. Cuevas and V. Weerackody, "Earth stations on moving platforms," MILCOM 2015 - 2015 IEEE Military Communications Conference, Tampa, FL, 2015, pp. 1415-1420.
- [3] "ASELSAN" url<https://www.aselsan.com.tr/>, 2020.
- [4] "INDRA" url<https://www.indracompany.com/>, 2020.
- [5] "SPACEBRIDGE" url<https://www.spacebridge.com/>, 2020.
- [6] "GDMISSIONSYSTEMS" url<https://gmissionsystems.com/>, 2020.
- [7] "EM solutions" url<https://www.emsolutions.com.au/>, 2020.
- [8] "KVH" url<https://www.kvh.com/>, 2020.
- [9] J. I. Herranz-Herruzo et al., "Low cost switchable RHCP/LHCP antenna for SOTM applications in Ka-band," 2015 9th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP), Lisbon, 2015, pp. 1-4.
- [10] A. Malczewski, S. Eshelman, B. Pillans, J. Ehmke and C. L. Goldsmith, "X-band RF MEMS phase shifters for phased array applications," in IEEE Microwave and Guided Wave Letters, vol. 9, no. 12, pp. 517-519, Dec. 1999.
- [11] S. Alessandro, M. C. De Bilio, I. Pomona, S. Coco, G. Bavetta and A. Laudani, "Analog Beamforming Network for Ka band Satellite on the Move Terminal with phase shifting technique based on I/Q mixer," 2015 European Microwave Conference (EuMC), Paris, 2015, pp. 1467-1470.
- [12] X. Fang, Y. Huang and G. Wen, "A low-cost mechanical beam scanning waveguide slot antenna array," 2017 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation & USNC/URSI National Radio Science Meeting, San Diego, CA, 2017, pp. 2603-2604.
- [13] P. Kildal, E. Alfonso, A. Valero-Nogueira and E. Rajo-Iglesias, "Local Metamaterial-Based Waveguides in Gaps Between Parallel Metal Plates," in IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, vol. 8, pp. 84-87, 2009.
- [14] P. -. Kildal, "Artificially soft and hard surfaces in electromagnetics," in IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 38, no. 10, pp. 1537-1544, Oct. 1990.
- [15] P. -. Kildal, "Definition of artificially soft and hard surfaces for electromagnetic waves," in Electronics Letters, vol. 24, no. 3, pp. 168-170, 4 Feb. 1988.
- [16] D. Sanchez-Escuderos, J. I. Herranz-Herruzo, M. Ferrando-Rocher and A. Valero-Nogueira, "Dispositivo desfasador mecánico en tecnología de guía de onda gap," 2019 XXXIV Symposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio (URSI), Sevilla, 4 al 6 de septiembre de 2019.
- [17] Volakis, J. L. (2007). Antenna engineering handbook. New York: McGraw-Hill.
- [18] Pozar, David M. (2012). Microwave engineering. Hoboken, NJ :Wiley,

- [19] P. Kildal, "Three metamaterial-based gap waveguides between parallel metal plates for mm/submm waves," 2009 3rd European Conference on Antennas and Propagation, Berlin, 2009, pp. 28-32.
- [20] Rajo-Iglesias, Eva & Kildal, Per-Simon. (2010). Groove Gap Waveguide: A Rectangular Waveguide Between Contactless Metal Plates Enabled by Parallel-Plate Cut-Off. 4 pp..
- [21] D. Sun and J. Xu, "A Novel Iris Waveguide Bandpass Filter Using Air Gapped Waveguide Technology," in IEEE Microwave and Wireless Components Letters, vol. 26, no. 7, pp. 475-477, July 2016.
- [22] J. Zhang, X. Zhang, D. Shen and K. Wu, "Gap Waveguide PMC Packaging for a SIW-GCPW-Based Filter," in IEEE Microwave and Wireless Components Letters, vol. 26, no. 3, pp. 159-161, March 2016.
- [23] M. Rezaee, A. U. Zaman and P. Kildal, "V-band groove gap waveguide diplexer," 2015 9th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP), Lisbon, 2015, pp. 1-4.
- [24] J. Yang, "E-band one-step 45° double-wing gap waveguide twist for waveguide WR12," 2017 International Symposium on Antennas and Propagation (ISAP), Phuket, 2017, pp. 1-2.
- [25] D. Sun and J. Xu, "Real Time Rotatable Waveguide Twist Using Contactless Stacked Air-Gapped Waveguides," in IEEE Microwave and Wireless Components Letters, vol. 27, no. 3, pp. 215-217, March 2017.
- [26] W. Cui, X. Chen, Y. He and D. Sun, "A Compact Waveguide Connection for Space Applications Using Gap Waveguide Technology," 2019 13th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP), Krakow, Poland, 2019, pp. 1-3.
- [27] M. Ferrando-Rocher, D. Sanchez-Escuderos, J. I. Herranz-Herruzo and A. Valero-Nogueira, "Design of Broadband Gap Waveguide Transitions for Millimeter-Wave Antenna Arrays," 2018 15th European Radar Conference (EuRAD), Madrid, 2018, pp. 501-504.
- [28] A. A. Brazález, E. Rajo-Iglesias and P. Kildal, "Design of millimeter-wave wideband gap waveguide transitions considering integration into the antenna system," 2015 9th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP), Lisbon, 2015, pp. 1-5.
- [29] A. U. Zaman, E. Rajo-Iglesias, E. Alfonso and P. -. Kildal, "Design of transition from coaxial line to ridge gap waveguide," 2009 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, Charleston, SC, 2009, pp. 1-4.
- [30] A. A. Brazález, A. U. Zaman and P. Kildal, "Design of a coplanar waveguide-to-ridge gap waveguide transition via capacitive coupling," 2012 6th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP), Prague, 2012, pp. 3524-3528.
- [31] A. A. Brazález, E. Rajo-Iglesias and P. Kildal, "Design of millimeter-wave wideband gap waveguide transitions considering integration into the antenna system," 2015 9th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP), Lisbon, 2015, pp. 1-5.
- [32] A. A. Brazález, E. Rajo-Iglesias, J. L. Vázquez-Roy, A. Vosoogh and P. Kildal, "Design and Validation of Microstrip Gap Waveguides and Their Transitions to Rectangular Waveguide, for Millimeter-Wave Applications," in IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 63, no. 12, pp. 4035-4050, Dec. 2015.

- [33] U. Nandi, A. U. Zaman, A. Vosoogh and J. Yang, "Novel Millimeter Wave Transition From Microstrip Line to Groove Gap Waveguide for MMIC Packaging and Antenna Integration," in *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 27, no. 8, pp. 691-693, Aug. 2017.
- [34] M. A. Nasr and A. A. Kishk, "Vertical Coaxial-to-Ridge Waveguide Transitions for Ridge and Ridge Gap Waveguides With 4:1 Bandwidth," in *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 67, no. 1, pp. 86-93, Jan. 2019.
- [35] A. Uz Zaman, T. Vukusic, M. Alexanderson and P. Kildal, "Design of a Simple Transition From Microstrip to Ridge Gap Waveguide Suited for MMIC and Antenna Integration," in *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 12, pp. 1558-1561, 2013.
- [36] Computer Simulation Technology (Studio Suite) [Software] (2020). Retrieved from <https://www.cst.com/>
- [37] Kildal, P.S., Zaman, A.U., Rajo-Iglesias, E., Alfonso, E., & Valero-Nogueira, A. (2011). Design and experimental verification of ridge gap waveguide in bed of nails for parallel-plate mode suppression.
- [38] J. Herranz-Herruzo, A. Valero-Nogueira, M. Baquero-Escudero and R. Hernández-Murcia, "Equivalent-admittance slot representation in periodic waveguides," *Proceedings of the 2012 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation*, Chicago, IL, 2012, pp. 1-2.
- [39] A. J. Sáez, A. Valero-Nogueira, J. I. Herranz and V. M. Rodrigo, "Ring resonances in groove gap waveguides with application to slot array antennas," *2015 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation & USNC/URSI National Radio Science Meeting*, Vancouver, BC, 2015, pp. 260-261.
- [40] M. Ferrando-Rocher, A. Valero-Nogueira, J. I. Herranz-Herruzo and J. Teniente, "60 GHz Single-Layer Slot-Array Antenna Fed by Groove Gap Waveguide," in *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 18, no. 5, pp. 846-850, May 2019.
- [41] A. Jiménez Sáez, A. Valero-Nogueira, J. I. Herranz and B. Bernardo, "Single-Layer Cavity-Backed Slot Array Fed by Groove Gap Waveguide," in *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 15, pp. 1402-1405, 2016.
- [42] M. Ferrando-Rocher, A. Valero-Nogueira, J. I. Herranz-Herruzo and A. Berenguer, "V-band single-layer slot array fed by ridge gap waveguide," *2016 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation (APSURSI)*, Fajardo, 2016, pp. 389-390.
- [43] D. Dogan and Ö. A. Civi, "A novel edge wall waveguide slot antenna," *2010 IEEE International Symposium on Phased Array Systems and Technology*, Waltham, MA, 2010, pp. 453-456.