

**UNIVERSIDAD AUTONOMA DE MADRID**

**ESCUELA POLITECNICA SUPERIOR**



**Grado en Ingeniería de Tecnologías y Servicios de Telecomunicación**

## **TRABAJO FIN DE GRADO**

**Estudio de redes en guía de onda tipo gap basadas en estructuras con taladros simétricos deslizados (Glide-Symmetric) y su aplicación a dispositivos 5G a 26 GHz**

**Autor: Sara Fernández Hernández**

**Tutor: José Luis Masa Campos**

**Junio 2020**



**Estudio de redes en guía de onda tipo gap basadas en estructuras con taladros simétricos deslizados (Glide-Symmetric) y su aplicación a dispositivos 5G a 26 GHz**

**AUTOR: Sara Fernández Hernández**

**TUTOR: José Luis Masa Campos**

**Grupo de la EPS (opcional)**

**Dpto. Radiofrecuencia: Circuitos, Antenas y Sistemas (RFCAS)**

**Escuela Politécnica Superior**

**Universidad Autónoma de Madrid**

**Junio 2020**





# Resumen

La quinta generación de la telefonía móvil (5G) ya está aquí y promete ofrecernos conexiones mejores y más rápidas, menor latencia y mayor número de dispositivos conectados. Para conseguir todas estas ventajas requiere el uso de frecuencias muy elevadas de operación. Tras un primer estudio en la banda de 3.5 GHz, se están analizando bandas con frecuencias más alta como 26GHz. Al trabajar con frecuencias tan altas, las longitudes de onda serán milimétricas por lo que se utilizarán tecnologías como redes de alimentación.

En estas bandas con frecuencias tan altas, la tecnología más apropiada es la guía de onda para reducir al máximo la cantidad de pérdidas que se pueden producir. Debido a su gran tamaño se opta por fabricarlas en dos mitades. Es aquí donde aparece el principal problema de esta tecnología, la mala unión entre sus placas. Esto genera pequeños mini-huecos que provocan fugas de señal.

En este trabajo de investigación se estudia la tecnología gap con una particularidad, la introducción de una cama de taladros simétricos (*Glide-Symmetric Holey Structure*) para aprovechar esos mini-huecos creados de forma indeseada y mitigar las fugas de señal.

# Abstract

The fifth generation of mobile telephony (5G) is here and promises to offer better and faster connections, lower latency and more connected devices. To achieve all these benefits, it requires the use of very high operating frequencies. After a first study in the 3.5 GHz band, higher frequency bands such as 26 GHz are being analysed. When working with such high frequencies, the wavelengths will be millimetre long and technologies such as power supply networks will be used.

In such high frequency bands, the most appropriate technology is the waveguide to minimise the amount of losses that can occur. Due to their large size, they are manufactured in two halves. This is where the main problem of this technology appears, the poor junction between its plates. This generates small mini-gaps that cause signal leakage.

In this research work, the gap technology is studied with a particularity, the introduction of a bed of symmetric holes (*Glide-Symmetric Holey Structure*) to take advantage of these unwanted mini-gaps and mitigate the signal leakage.

## **Palabras clave**

Gap Waveguide, Glide-Symmetric Holey Structure, guía de onda, taladros, red de alimentación.

## **Keywords**

Gap Waveguide, Glide-Symmetric Holey Structure, waveguide, holes, power supply network





## *Agradecimientos*

Por fin he llegado al final del viaje que emprendí hace cinco años, a pesar de que, en muchos momentos, pensé que no llegaría, hoy me siento orgullosa de haber recorrido este trayecto.

En primer lugar, quiero agradecer a mi tutor José Luis por apoyarme en la realización de este trabajo de fin de grado, por dedicarme su tiempo, su experiencia y por orientarme.

Pero este TFG se lo quiero dedicar especialmente a mi familia, empezando por mi primo Javi, con el que he compartido muchísimas horas de estudio los dos juntos codo con codo ya que hemos cursado el mismo grado y al que quiero mucho y le deseo lo mejor en su vida personal y laboral.

A mi abuela, Elia, que siempre me traía un gran bocadillo para merendar acompañado de un zumo de naranja, y siempre me decía “hija come bien que la mente tiene que estar bien alimentada”.

A mi hermana gemela que ha estado siempre ahí, apoyándome, en los momentos más duros y complicados del grado y a la que quiero con locura porque siempre me dice “Tú puedes con todo y aquí estoy yo para apoyarte”.

Y en especial a dos personas muy importantes de mi vida mi padre y mi madre. Gracias por vuestra paciencia, por aguantar mis cambios de humor cuando las cosas no salían como esperaba. Gracias por creer en mí y darme siempre fuerzas para seguir adelante.

Por último, gracias a mis amigos por compartir las alegrías y darme ánimos cuando más lo necesitaba.

# INDICE DE CONTENIDO

1	<i>Introducción</i>	1
1.1	Motivación.....	1
1.2	Objetivos.....	1
1.3	Organización de la memoria.....	2
2	<i>Estado del arte</i> .....	3
2.1	Conceptos básicos medios de transmisión.....	3
2.1.1	Guía de onda .....	3
2.1.2	Modos de propagación.....	3
2.1.3	Guía de onda rectangular .....	5
2.1.4	Parámetros de dispersión .....	7
2.2	Tecnología Gap Waveguide .....	8
3	<i>Diseño</i> .....	11
3.1	Consideraciones previas .....	11
3.2	Estudio celda base de la estructura Glide-Symmetric .....	11
3.3	Estudio guía rectangular con Glide-Symmetric.....	17
3.4	Estudio de acoplo entre guías paralelas.....	21
3.5	Diseño de estructura divisora y componentes asociados.....	23
3.5.1	Diseño divisor 1-2 en T.....	23
3.5.2	Codo.....	31
3.5.3	Divisor de potencia 1-4.....	34
4	<i>Conclusiones y trabajo futuro</i> .....	41
4.1	Conclusiones.....	41
4.2	Trabajo futuro.....	42
	<i>Referencias</i> .....	43
	<i>Anexos</i> .....	46
A	CST Studio Microwave.....	46
A.1	Eigen-mode solver .....	46
A.2	Time Domain solver .....	47
A.3	Criterios de diseño para estructuras periódicas.....	47

## INDICE DE TABLAS

TABLA 1. GUÍA ESTÁNDAR WR-28. ....	6
TABLA 2. MODOS TE, TM EN SUPERFICIES SOFT Y HARD. ....	9
TABLA 3. DIMENSIONES GUÍA DE ONDA RECTANGULAR. ....	11
TABLA 4. DIMENSIONES CELDA BASE. ....	16
TABLA 5. DIMENSIONES DISCONTINUIDADES DIVISOR 1-2. ....	26

## INDICE DE GRÁFICAS

GRÁFICA 1.EFECTO DEL RADIO RESPECTO AL PERIODO (R/A) EN LA STOPBAND.....	14
GRÁFICA 2. ANCHO DE BANDA DE LA STOPBAND EN FUNCIÓN DE R/A.....	15
GRÁFICA 3.EFECTO DE LA PROFUNDIDAD DE LOS TALADROS EN LA STOPBAND EN FUNCIÓN DE A. 15	
GRÁFICA 4.EFECTO DEL GAP EN LA STOPBAND EN FUNCIÓN DE A. ....	16
GRÁFICA 5.DIAGRAMA DISPERSIÓN CELDA BASE.....	17
GRÁFICA 6. COMPARACIÓN PARÁMETRO $S_{21}$ .....	18
GRÁFICA 7.COMPARACIÓN PARÁMETRO $S_{21}$ PARA 1 FILA DE TALADROS Y DIFERENTES VALORES DE DG. ....	19
GRÁFICA 8. COMPARACIÓN PARÁMETROS $S_{21}$ PARA 1, 2 Y 3 FILAS DE TALADROS. ....	19
GRÁFICA 9. COMPARACIÓN PARÁMETROS $S_{11}$ . ....	20
GRÁFICA 10. COEFICIENTES $S_{11}$ PARA LAS ESTRUCTURAS DE LA FIGURA 20. ....	21
GRÁFICA 11. PARÁMETROS $S_{21}$ DE LAS ESTRUCTURAS DE LA FIGURA 20.....	22
GRÁFICA 12. PARÁMETRO $S_{31}$ DE LAS ESTRUCTURAS DE LA FIGURA 20. ....	22
GRÁFICA 13. PARÁMETROS $S_{11}$ . ....	25
GRÁFICA 14. PARÁMETROS $S_{21}$ , $S_{31}$ .....	25
GRÁFICA 15. PARÁMETRO $S_{11}$ DIVISOR 1-2 CON DISCONTINUIDADES. ....	26
GRÁFICA 16.PARÁMETRO $S_{21}$ , $S_{31}$ DIVISOR 1-2 CON DISCONTINUIDADES. ....	26
GRÁFICA 17. FASE PARÁMETROS $S_{21}$ , $S_{31}$ DIVISOR 1-2 CON DISCONTINUIDADES.....	27

GRÁFICA 18. PARÁMETROS $S_{11}$ .	28
GRÁFICA 19. PARÁMETROS $S_{21}$ .	28
GRÁFICA 20. PARÁMETRO $S_{11}$ .	29
GRÁFICA 21. PARÁMETRO $S_{21}$ .	30
GRÁFICA 22. PARÁMETRO $S_{11}$ .	31
GRÁFICA 23. PARÁMETRO $S_{21}$ .	31
GRÁFICA 24. PARÁMETRO $S_{11}$ .	32
GRÁFICA 25. PARÁMETRO $S_{11}$ .	33
GRÁFICA 26. PARÁMETRO $S_{21}$ .	33
GRÁFICA 27. PARÁMETRO $S_{11}$ . COMPARACIÓN CODO SOLO CON GAP Y CODO CON GAP Y TALADROS. .....	34
GRÁFICA 28. PARÁMETRO $S_{21}$ . COMPARACIÓN CODO SOLO CON GAP Y CODO CON GAP Y TALADROS. .....	34
GRÁFICA 29. PARÁMETRO $S_{11}$ .	35
GRÁFICA 30. PARÁMETROS $S_{21}$ , $S_{31}$ , $S_{41}$ , $S_{51}$ , AMPLITUD Y FASE.	36
GRÁFICA 31. PARÁMETRO $S_{21}$ .	37
GRÁFICA 32. PARÁMETRO $S_{11}$ .	37
GRÁFICA 33. PARÁMETRO $S_{11}$ .	37
GRÁFICA 34. PARÁMETRO $S_{21}$ .	38
GRÁFICA 35. FASE $S_{21}$ .	38
GRÁFICA 36. PARÁMETROS $S_{11}$ .	39

## INDICE DE FIGURAS

FIGURA 1. SEÑAL EN EL INTERIOR DE UNA GUÍA DE ONDA.	3
FIGURA 2. SECCIÓN TRANSVERSAL RECTANGULAR GUÍA DE ONDA.	5
FIGURA 3. ANCHO DE BANDA MONOMODO.	6

FIGURA 4. ONDAS EN LOS TERMINALES DE UN CIRCUITO.....	7
FIGURA 5. GUÍA DE ONDA FABRICADA EN DOS MITADES.....	8
FIGURA 6. MINI-HUECOS EN LA UNIÓN DE LA GUÍA DE ONDA. ....	8
FIGURA 7. SUPERFICIES SOFT Y HARD.....	9
FIGURA 8. PROPAGACIÓN ENTRE SUPERFICIES PEC Y PMC.....	9
FIGURA 9. A) CAMA DE PINES. B) CAMA DE TALADROS.....	10
FIGURA 10. DIMENSIONES GUÍA DE ONDA. ....	11
FIGURA 11. A) AGRUPACIÓN PINES, B) AGRUPACIÓN TALADROS FORMANDO UNA GUÍA DE ONDA, C) CAPA SUPERIOR E INFERIOR DE TALADROS. ....	12
FIGURA 12. POSICIÓN TALADROS CAPA SUPERIOR E INFERIOR.....	12
FIGURA 13. CELDA BASE, A) TOP, B) BOTTOM. ....	13
FIGURA 14. CONDICIONES PERIÓDICAS CELDA BASE.....	13
FIGURA 15. DIMENSIONES CELDA BASE.....	14
FIGURA 16. GUÍAS RECTANGULARES CON TECNOLOGÍA GLIDE-SYMMETRIC. ....	17
FIGURA 17. DIMENSIONES GUÍA RECTANGULAR GLIDE-SYMMETRIC.....	18
FIGURA 18. PARÁMETRO DISTANCIA ENTRE LA GUÍA Y LA PRIMERA FILA DE TALADROS, DG.....	18
FIGURA 19. CAMPO E SOBRE DIFERENTES ESTRUCTURAS. ....	20
FIGURA 20. GUÍAS PARALELAS. ....	21
FIGURA 21. DIVISOR 1-4 3D.....	23
FIGURA 23. DIVISOR 1-2, 3D Y VISTA FRONTAL. ....	24
FIGURA 24. DIVISOR 1-2 CON DISCONTINUIDADES.....	25
FIGURA 25. DIVISOR 1-2 CON GAP. ....	27
FIGURA 26. DIVISOR 1-2 CON DIFERENTES FILAS DE TALADROS.....	29
FIGURA 27. DIVISOR 1-2 SIN HUECO EN LA ZONA DE UNIÓN. ....	30
FIGURA 28. CODO, VISIÓN 3D Y VISTA FRONTAL. ....	32
FIGURA 29. CODO CON GAP.....	32
FIGURA 30. CODO CON TALADROS GLIDE. ....	33

FIGURA 31. DIVISOR 1-4. ....	35
FIGURA 32. DIVISOR 1-4 CON GAP. ....	36
FIGURA 33. DIVISOR 1-4 CON TALADROS. ....	37
FIGURA 34. CAMPO E DIVISOR 1-4 CON TALADROS.....	37
FIGURA 35. DIVISOR 1-4 CON 2 FILAS DE TALADROS.....	39
FIGURA 36. COMO E DIVISOR 1-4 CON 2 FILAS DE TALADROS.....	44
FIGURA 37. DIAGRAMA DE DISPERSIÓN. ....	46
FIGURA 38. CONDICIONES PERIÓDICAS CELDA BASE.....	46
FIGURA 39. BARRIDO PARAMÉTRICO.....	47
FIGURA 40. DIVISOR 1-2 SIMULADO CON TIME DOMAIN.....	47
FIGURA 41. MALLADO GAP. ....	48
FIGURA 42. ESTRUCTURA CON MATERIAL ABSORBENTE.....	48

# 1 Introducción

---

## 1.1 Motivación

La quinta generación de telefonía móvil (5G) requiere del uso de frecuencias de operación muy elevadas para alcanzar sus máximas tasas de transmisión de datos y baja latencia. Tras el primer despliegue en la banda de 3.5 GHz, se prevé una segunda fase en la banda de 26 a 28 GHz para tal fin. En ellas, las pérdidas asociadas a los sistemas de distribución de señal son mucho mayores, por lo que deben utilizarse tecnologías apropiadas para reducirlas al máximo. En este sentido, la guía de onda es el medio de transporte más adecuado por sus bajas pérdidas, aunque resulta más voluminoso que el uso de la tecnología impresa.

Así mismo, desde el punto de vista de su fabricación por métodos tradicionales de mecanizado, es habitual llevarla a cabo en dos mitades que se unen posteriormente mediante elementos de fijación. Esto puede presentar problemas de fugas por la imposibilidad de generar contactos superficiales homogéneos, lo que se traduce en pérdidas indeseadas. Por esa razón, se han venido proponiendo en los últimos años estructuras en guía de onda tipo gap o hueco, las cuales, generan meta-superficies alrededor de la guía de onda tradicional, que bloquean la propagación de las ondas de escape sin necesidad de forzar el contacto físico entre las dos mitades referidas.

En este TFG, se pretende estudiar una de estas estructuras gap, en la que mediante la introducción de una cama de taladros simétricamente (*Glide-Symmetric Holey Structure*) dispuestos alrededor de las paredes laterales de la guía de onda, generan una banda de rechazo que impide la propagación de la onda que se escapa ante la imposibilidad de generar un perfecto contacto entre las mitades que conforman la guía.

## 1.2 Objetivos

El objetivo de este TFG es estudiar las condiciones geométricas y su correspondencia electromagnética para generar la estructura de camas de taladros simétricos (*Glide-Symmetric Holey Structure*) de guiado de señales antes mencionada en la futura banda 5G de muy alta velocidad en el entorno de los 26 GHz. Una vez analizada dicha tecnología se realizará el diseño de una red divisora para alimentar una agrupación de antenas.

Los retos que plantea este trabajo de fin de grado son:

- Investigar y comprender el funcionamiento de la tecnología *glide-symmetric holey*. El presente TFG es el primero que utiliza dicha tecnología en el grupo de investigación Radio Frecuencia: Circuitos, Antenas y Sistemas (RFCAS).
- Diseñar una red divisora aplicando la tecnología bajo estudio.

### 1.3 Organización de la memoria

La memoria de este trabajo de fin de grado consta de los siguientes capítulos:

- Capítulo 1: Introducción, motivación, objetivos y estructuración de la memoria.
- Capítulo 2: Estado del arte.
- Capítulo 3: Estudio y diseño de una red divisora en guía de onda tipo gap *glide-symmetric holey*. Diseño de la red divisora por partes, se dividirá en estructuras sencillas y por último se analizará la estructura completa.
- Capítulo 4: Conclusiones y trabajo futuro



## 2 Estado del arte

---

### 2.1 Conceptos básicos medios de transmisión

#### 2.1.1 Guía de onda

La guía de onda es una estructura conductora cerrada que permite la propagación de ondas electromagnéticas a través de ellas. Dicha estructura está formada por paredes metálicas que confinan completamente a la señal para que no haya pérdidas por radiación y además las pérdidas en el dieléctrico son muy bajas debido a que el elemento empleado en su interior suele ser aire.

En el interior de una guía de onda, la señal se refleja en sus paredes y se propaga a lo largo de ella [1], como se muestra en la Figura 1.

La guía de onda permite operar en frecuencias muy altas, del orden de GHz, las llamadas frecuencias microondas.

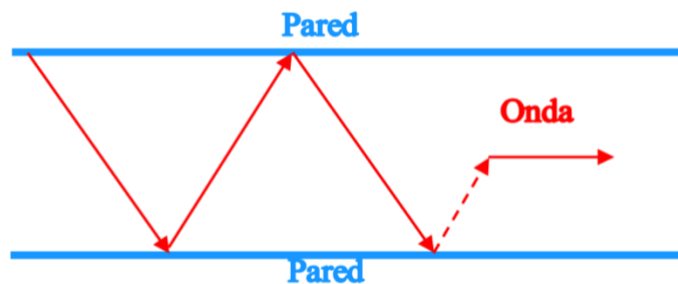


Figura 1. Señal en el interior de una guía de onda.

#### 2.1.2 Modos de propagación

Las ondas electromagnéticas viajan en las guías por medio de modos de propagación. Se designa modo de propagación a la forma en la que la energía de la onda se propaga por toda la guía de onda.

La onda que recorre la guía se puede descomponer principalmente en dos componentes:

-*Transversal*, es aquella que viaja perpendicularmente a la onda.

-*Longitudinal*, es la que viaja en la dirección de la onda.

Suponiendo que la onda se desplaza en la dirección Z, consideraremos esa la componente longitudinal. Los ejes X e Y serán la componente perpendicular (transversal).

La ecuación de la onda que atraviesa la guía de onda se puede expresar a partir del campo eléctrico y magnético de dicha onda mediante la siguiente ecuación:

$$\vec{E}(x, y, z) = \vec{E}(x, y) \cdot e^{j(\omega t - \beta z)} \quad \vec{H}(x, y, z) = \vec{H}(x, y) \cdot e^{j(\omega t - \beta z)} \quad (2.1)$$

Donde  $\beta$  (2.1) se denomina constante de fase y regula la propagación de la en la guía.

Teniendo en cuenta la componente longitudinal ( $\vec{E}_z(x, y)$ ) y transversal ( $\vec{E}_t(x, y)$ ) de la onda viajera, las ecuaciones anteriores del campo magnético y eléctrico se pueden expresar de la siguiente forma:

$$\vec{E}(x, y) = \vec{E}_t(x, y) + \vec{E}_z(x, y) \quad \vec{H}(x, y) = \vec{H}_t(x, y) + \vec{H}_z(x, y) \quad (2.2)$$

,siendo  $\vec{E}_t(x, y) = \vec{E}_x(x, y) + \vec{E}_y(x, y)$  y  $\vec{H}_t(x, y) = \vec{H}_x(x, y) + \vec{H}_y(x, y)$ .

Dichas ecuaciones pueden ser utilizadas junto con las ecuaciones de Maxwell (2.3) dando como resultado diferentes soluciones a las que se les atribuye diversos modos de propagación de una onda a través de una guía de onda [1].

$$\left. \begin{aligned} \nabla \times \vec{E} &= -j\omega\mu\vec{H} = -j\omega\varepsilon\vec{E} \\ \nabla \cdot \vec{E} &= 0 \quad \nabla \cdot \vec{H} = 0 \end{aligned} \right\} \quad (2.3)$$

Se pueden distinguir los siguientes modos de propagación en una guía de onda en función de los valores de sus componentes longitudinales:

-Modo TE (modo transversal eléctrico):  $\vec{H}_z \neq 0$  y  $\vec{E}_z = 0$ . El campo eléctrico no presenta componente en la dirección de propagación z.

-Modo TM (modo transversal magnético):  $\vec{H}_z = 0$  y  $\vec{E}_z \neq 0$ . El campo magnético no presenta componente en la dirección de propagación z.

-Modo TEM (transversal electromagnético):  $\vec{H}_z = 0$  y  $\vec{E}_z = 0$ . Ninguno de los dos campos presenta componente en la dirección de propagación z. Esto solo ocurre en guías de onda con varios conductores.

-Modo Híbrido:  $\vec{H}_z \neq 0$  y  $\vec{E}_z \neq 0$ . Tanto el campo magnético como el campo eléctrico tienen componente en la dirección de propagación z. Característico en fibras ópticas.

Debido a las diversas soluciones de las ecuaciones de Maxwell, los modos de propagación irán acompañados de unos subíndices ( $m, n$ ) que indicarán de forma más precisa que tipo de modo se propaga por la guía de onda.

Las ondas electromagnéticas se pueden propagar de diversos modos dentro de una guía de onda y, como se verá en más detalle en el punto 2.1.3, cada modo tiene una frecuencia de corte asociada, es decir, que, si la frecuencia transmitida es mayor que la de corte, la energía se propagará sin atenuarse en el interior de la guía, siempre que el metal y el dieléctrico no introduzcan pérdidas disipativas. Por el contrario, si la frecuencia de la señal es menor que la de corte, no habrá propagación alguna. Esto se observa y se explica a partir de la constante de propagación de una guía de onda que viene dada por la siguiente expresión:

$$\gamma = \sqrt{k_c^2 - k^2} \quad \left\{ \begin{aligned} k &= \frac{2\pi f}{c} \\ k_c &= \frac{2\pi f_c}{c} \end{aligned} \right. \quad (2.4)$$

Por debajo de la frecuencia de corte  $f < f_c$  la constante de propagación queda con un valor real que produce la atenuación de la señal (2.5).

$$\gamma = \alpha \quad (2.5)$$

Sin embargo, por encima de la frecuencia de corte  $f > f_c$  la constante de propagación obtiene un valor imaginario puro que produce la propagación de la señal (2.6).

$$\gamma = j\beta \quad (2.6)$$

Otra característica importante de los modos de propagación es el modo fundamental, específico para cada tipo de guía, y que corresponde a la frecuencia de corte más baja. Este tipo de modo garantiza que solo habrá un único modo propagándose en la guía. Por encima de él, existe una frecuencia de corte superior, a partir de la cual aparecen otros modos de propagación dentro de la guía, por eso no es aconsejable superarla. Dichas frecuencias determinan un rango de operación en el cual se debe trabajar para evitar la aparición de modos no deseados.

### 2.1.3 Guía de onda rectangular

Existen diversos tipos de guías de ondas (rectangulares, circulares, elípticas...). Aunque la guía más común y la que se empleará en este TFG es la guía de onda rectangular, ya que es un tipo de guía de onda que presenta ventajas como escasas pérdidas, y una fabricación más sencilla, Figura 2.

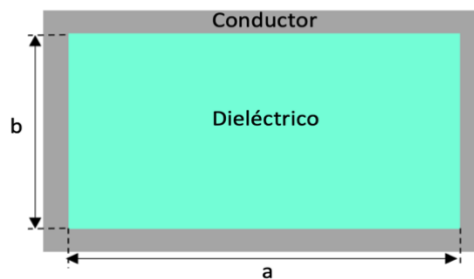


Figura 2. Sección transversal rectangular guía de onda.

En el interior de la guía de onda rectangular solo se propagan modos TE (modo transversal eléctrico) y TM (modo transversal magnético). No existirán modos de propagación TEM ya que para ellos se requieren al menos dos conductores separados por un dieléctrico, y en este tipo de guía de onda solo hay un conductor.

La frecuencia de corte de una guía de onda rectangular dependerá de los subíndices  $m, n$  y seguirá la siguiente fórmula (2.7):

$$f_{c_{m,n}} = \frac{c}{2\pi\sqrt{\epsilon_r}} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2} \quad (2.7)$$

El modo dominante, es decir, el modo con menor frecuencia de propagación de una guía rectangular corresponde con el modo TE<sub>10</sub>.

Dicha frecuencia de corte también dependerá de parámetros como las dimensiones  $a$  y  $b$  de la guía rectangular y del dieléctrico de su interior.

Una vez identificada la frecuencia de corte se puede conocer la longitud de onda para cada uno de los modos de propagación generados en la guía de onda rectangular a través de la siguiente fórmula (2.8):

$$\lambda_{g_{m,n}} = \frac{\lambda}{\sqrt{1 - \left(\frac{f_{c_{m,n}}}{f_0}\right)^2}}, \text{ donde } \lambda = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_r}} \text{ y } \lambda_0 = \frac{c_0}{f_0} \quad (2.8)$$

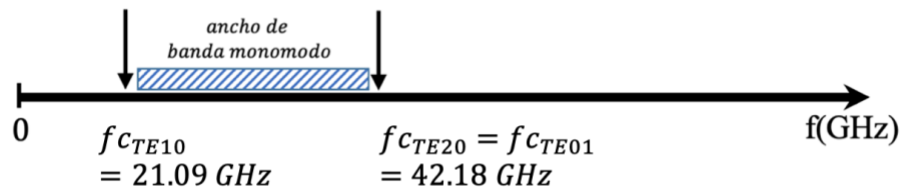
La constante de fase definida anteriormente,  $\beta$  (2.1) se puede particularizar para cada uno de los modos propagados por la guía (2.9):

$$\beta_{m,n} = k \sqrt{1 - \left(\frac{f_{c_{m,n}}}{f}\right)^2} \quad (2.9)$$

Debido a la dependencia de las dimensiones de la guía que definen la sección transversal rectangular, se han diseñado unos estándares de guías de onda rectangulares que facilitan su identificación y definen el rango de frecuencias en el que trabajan.

Como se deduce de la ecuación (2.1), la guía de onda puede soportar numerosos modos de propagación, pero conviene operar en el rango de frecuencias donde solo se propague uno de ellos, el denominado modo fundamental (el de menor frecuencia de corte), para evitar que la energía electromagnética de la onda se comparta entre todos los modos de la guía de onda y se produzca distorsión.

Para la guía de onda rectangular WR-28 este ancho de banda viene definido por la frecuencia de corte del modo fundamental ( $TE_{10}$ ) y la del primer modo superior ( $TE_{20} = TE_{01}$ ):



**Figura 3. Ancho de banda monomodo.**

De esta forma se puede ver que el ancho de operación recomendado para la guía WR-28 es menor que el ancho de banda monomodo por seguridad de operación, tabla 1:

Banda de frecuencia	Estándar de la guía de onda	Límites de frecuencia (GHz)	Dimensiones (mm)
Banda Ka	WR-28	26.5 - 40.0	7.112x3.556

**Tabla 1. Guía estándar WR-28.**

## 2.1.4 Parámetros de dispersión

Los circuitos que trabajan con frecuencias microondas, en especial aquellos que no presentan modos de propagación TEM, muestran dificultades a la hora de definir características como el voltaje, la impedancia y la corriente que circula por ellos. Es aquí donde aparecen los parámetros de dispersión S.

Estos parámetros miden los niveles de potencia de las ondas incidentes, reflejadas y transmitidas en los terminales del circuito analizado, Figura 4.



Figura 4. Ondas en los terminales de un circuito.

En la Figura 4 las ondas de potencia entrantes al circuito por el puerto  $i$  están representadas como  $a_i$ , mientras que las ondas salientes del circuito por el mismo puerto  $i$  se identifican como  $b_i$ .

Dichas ondas, entrantes y salientes, se relacionan entre ellas a través de la matriz de parámetros S:

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ \dots \\ b_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & \dots & S_{1n} \\ S_{21} & S_{22} & \dots & S_{2n} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ S_{n1} & S_{n2} & \dots & S_{nn} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ \dots \\ a_n \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

A partir de la matriz anterior, se pueden obtener los diferentes parámetros S:

$$S_{ji} = \left. \frac{b_j}{a_i} \right|_{a_k=0, k \neq i} \quad (2.11)$$

El parámetro  $S_{ji}$  representa la relación entre la onda saliente de potencia por el puerto  $j$  y la onda de potencia entrante por el puerto  $i$  cuando no existe onda entrante en ningún otro puerto.

Se pueden distinguir dos tipos de parámetros de dispersión:

-*Coefficientes de transmisión.* Son aquellos coeficientes  $S_{ji}$  donde  $i \neq j$ . A través de estos coeficientes se puede estudiar la potencia que se transmite de un puerto a otro.

-*Coefficientes de reflexión.* Son aquellos coeficientes  $S_{ji}$  donde  $i=j$ . A través de estos coeficientes se puede analizar la cantidad de onda reflejada en el puerto  $i$ . Permite comprobar como de bien adaptada está la entrada del puerto  $i$ .

## 2.2 Tecnología Gap Waveguide

Las guías de ondas pueden ser muy voluminosas y a la ahora de su fabricación se opta por realizarlas en dos mitades, Figura 5. El mayor problema que se presenta son las considerables pérdidas producidas por la mala unión de ambas superficies. La unión de ambas superficies no es lisa, aparecen mini-huecos por los que se escapa señal, Figura 6. Estos escapes producidos por los huecos se hacen especialmente notables cuando las frecuencias de operación son muy elevadas, como sucede en el caso de la banda del 5G a 26 GHz. Este es uno de los motivos por los cuales se emplea la tecnología Gap Waveguides (GW) en este tipo de estructuras.

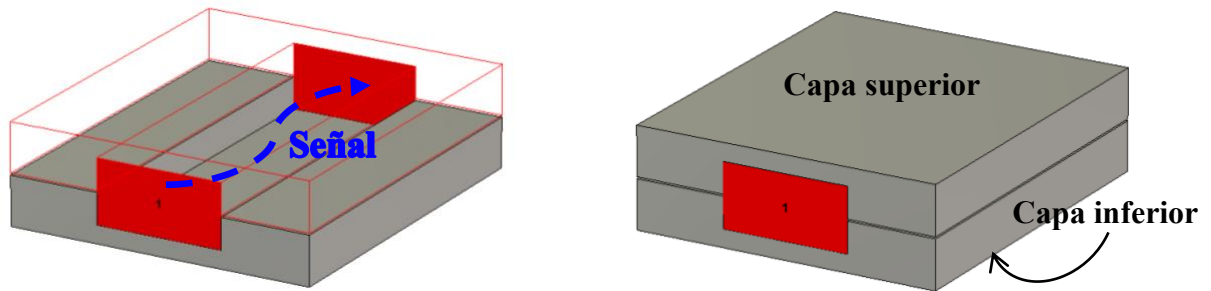


Figura 5. Guía de onda fabricada en dos mitades.

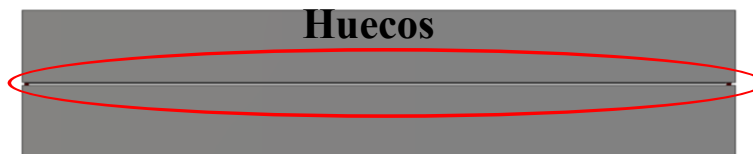


Figura 6. Mini-huecos en la unión de la guía de onda.

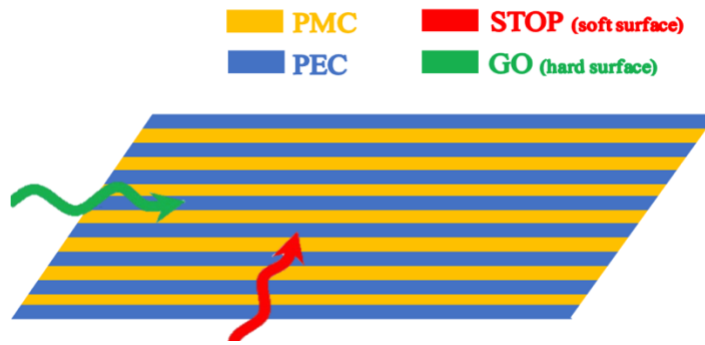
En español este tipo de tecnología recibe el nombre de “guías de onda de separación” o “guías hueco”. Sabiendo que se producen huecos por la mala unión entre piezas, se pretende aprovechar esa separación indeseada para evitar escapes de señal, por eso se denominan guía hueco.

Esta tecnología es una invención desarrollada por el profesor Per-Simon Kildal y se basa en las denominadas superficies duras (*hard*) y blandas (*soft*) [2]-[4]. Estas superficies son meta-materiales, es decir, materiales artificiales con características electromagnéticas diferentes a las que pueden proporcionar elementos que se encuentran en la naturaleza.

La propiedad más importante de dichos materiales es la anisotropía, por la cual distintas propiedades físicas de la materia cambian de acuerdo con la dirección en las que se son examinadas. Esta propiedad afecta a la propagación de ondas electromagnéticas a través de este tipo de materiales.

Las superficies hard (duras) permiten la propagación de ondas electromagnéticas sobre ellas. Sin embargo, las superficies soft (blandas) prohíben la propagación a lo largo de ellas, es decir, cancelan la propagación de ondas electromagnéticas en la dirección perpendicular a las superficies hard.

Se trata de superficies ideales que se representan mediante tiras paralelas formadas por conductor eléctrico perfecto (PEC) y conductor magnético perfecto (PMC), Figura 7.



**Figura 7. Superficies soft y hard.**

Se empleará el termino GO para aquellas superficies donde hay propagación de ondas electromagnéticas y STOP para las superficies donde existe propagación [4].

La siguiente tabla muestra el estado de propagación para los modos TE y TM de un conjunto de superficies soft y hard.

Surface	E-field Polarization	
	TM	TE
PEC	GO	STOP
PMC	STOP	GO

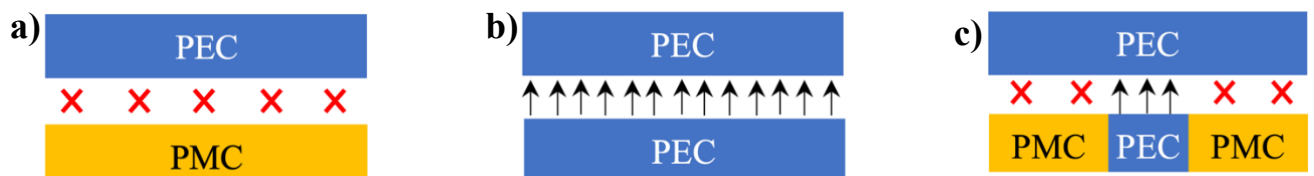
**Tabla 2. Modos TE, TM en superficies soft y hard.**

Debido a las características antes mencionadas, se emplearán dichas superficies para evitar la propagación de ondas en cualquier banda de frecuencia deseada.

Lo ideal de acuerdo con la teoría presentada sería que ambas superficies (PEC y PMC) se colocaran paralelas entre sí, separadas una distancia  $d$ , siendo fundamental esta separación o hueco (gap) entre ellas “gap” sea inferior a  $\frac{\lambda}{4}$  [2]-[6]. Así aparecería una banda de rechazo (stopband) entre ellas, Figura 8a).

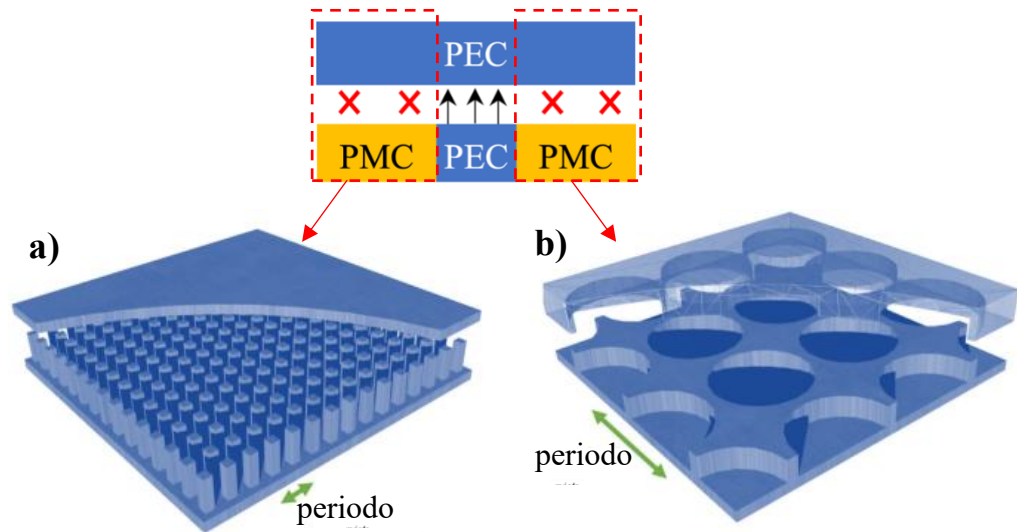
Por el contrario, si situáramos dos placas paralelas, ambas de PEC, habría propagación en toda la banda de frecuencia, Figura 8b).

Combinando ambas placas se podrá elegir el rango de frecuencia donde se quiere que haya o no propagación, Figura 8c).



**Figura 8. Propagación entre superficies PEC y PMC.**

Sin embargo, la dificultad de encontrar PMC en la naturaleza nos lleva a la utilización de un método que consiste en formar una capa de pines denominada *bed of nails*, Figura 9a).



**Figura 9. a) Cama de pines. b) Cama de taladros**

El presente trabajo consiste en investigar una nueva tecnología donde en lugar de usar la cama de pines, esta va a ser sustituida por una cama de taladros simétricos (*Glide-Symmetric Holey Structure*), Figura 9b). Con ella se trata de crear taladros simétricos a partir de una traslación y reflexión con la que se conseguirá una serie de ventajas respecto a las estructuras periódicas convencionales, que son:

- Una mayor *stopband*.
- Una fabricación a menor coste ya que al tener mayor superficie los taladros que los pines, el fresado será mucho más sencillo.

Otra de las principales diferencias respecto a una estructura periódica convencional como la tecnología *bed of nails* es que las estructuras con taladros no necesitan que la distancia entre las dos placas sea obligatoriamente menor a  $\frac{\lambda}{4}$ ; no se fuerza la separación entre placas, se halla el gap máximo a partir del cual la estructura deja de funcionar.



## 3 Diseño

### 3.1 Consideraciones previas

En este trabajo de fin de grado se trabaja en la segunda banda asignada para la nueva generación de comunicaciones móviles 5G, ya que, el primer despliegue actualmente en marcha en la banda de 3.5 GHz no consigue alcanzar todas las posibilidades de este nuevo sistema. Con la tecnología 5G se conseguirá un gran cambio con multitud de ventajas como son: una mayor velocidad, una disminución de la latencia y una multiplicación de la conectividad de los dispositivos en un mismo espacio. Esta segunda banda que se explotará en un futuro próximo se sitúa en el entorno de los 26 GHz. A frecuencias tan elevadas, la tecnología impresa o microstrip, ampliamente utilizada para la implementación de circuitos y antenas, presenta pérdidas bastante elevadas. Por ello, se están estudiando tecnologías más adecuada, como es el caso de la guía de onda, para reducir estas pérdidas lo máximo posible. Dentro de las guías estándar que existen emplearemos la guía WR-28, ya que, su rango de operación coincide con la frecuencia de trabajo objetivo del presente trabajo, 26 GHz.

En la investigación y análisis del trabajo desarrollado, se incorporará la novedosa tecnología *Glide-Symmetric Hole Structure* (cama de taladros simétricos deslizados, Figura 9 del capítulo 2) en los laterales de guías rectangulares WR-28. Esta guía estándar presenta las siguientes características:

a (mm)	b (mm)	$f_{c_{TE_{10}}}$ (GHz)	$f_{trabajo}$ (GHz)	$\lambda_g$ (mm)	$\lambda_0$ (mm)
7.112	3.556	21.09	26	19.7	11.5

Tabla 3. Dimensiones guía de onda rectangular.

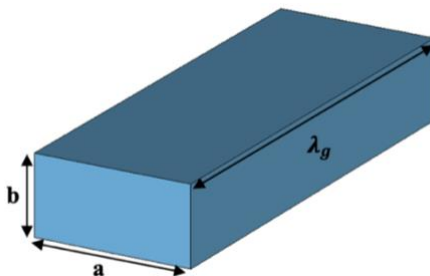
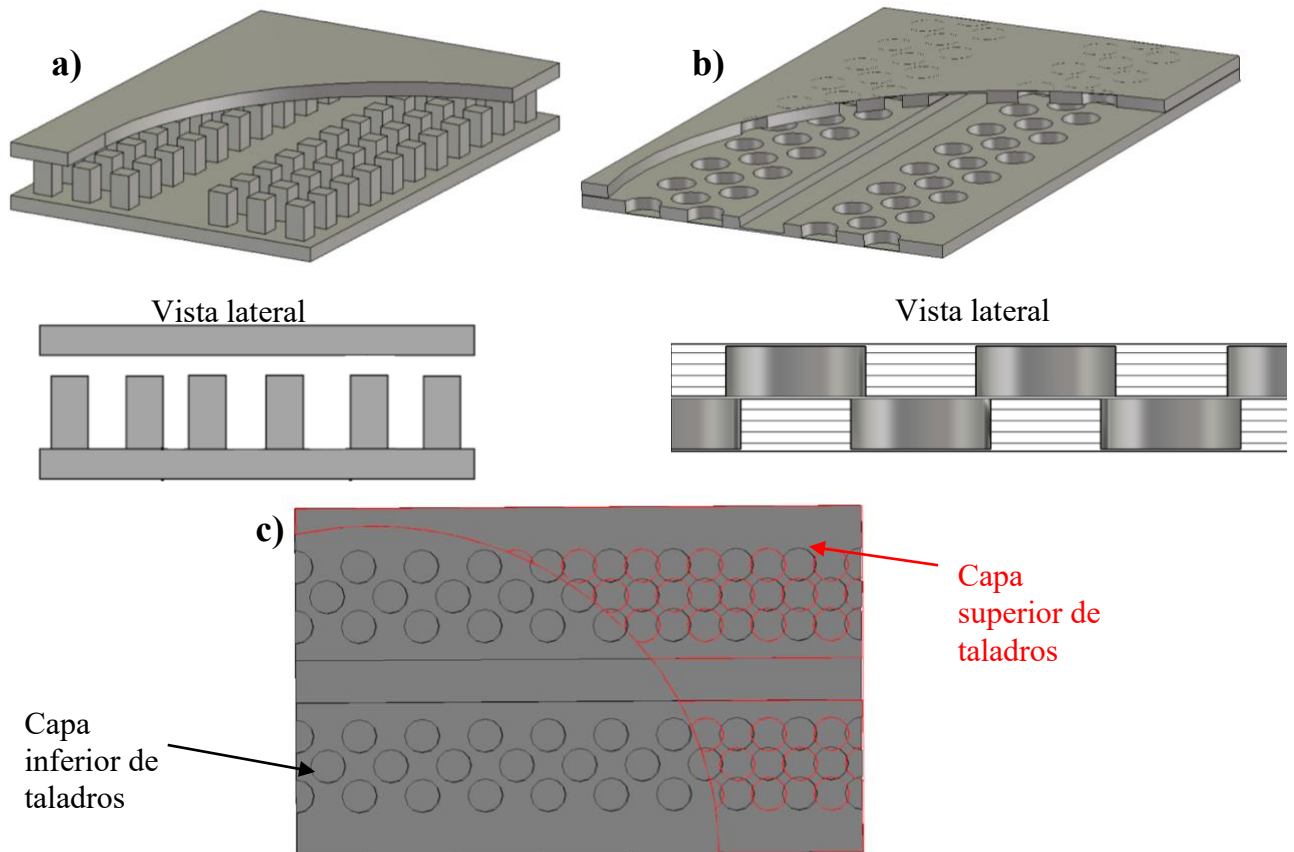


Figura 10. Dimensiones guía de onda.

La guía de onda rectangular WR-28 presenta un ancho de banda definido en el apartado 2.1.3 delimitado por la frecuencia de corte del modo fundamental ( $TE_{10}$ ) y la del primer modo superior ( $TE_{20} = TE_{01}$ ).

### 3.2 Estudio celda base de la estructura *Glide-Symmetric*

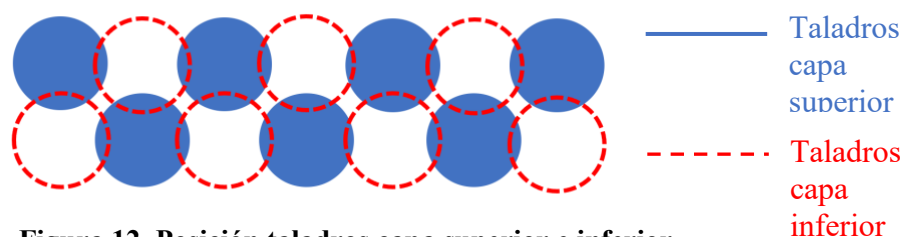
El objetivo es crear una estructura a partir de la tecnología *Glide-Symmetric* con taladros que se comporte lo más parecido a una guía de onda rectangular, Figura 11. Los taladros se agrupan de tal manera que forman un hueco o cavidad a través de la cuál viaja la señal, imitando a una guía de onda rectangular.



**Figura 11. a) agrupación pines, b) agrupación taladros formando una guía de onda, c) capa superior e inferior de taladros.**

La vista lateral de la Figura 11 muestra que la tecnología *bed of nails* esta compuesta por pines, un gap que debe aparecer siempre y una capa metálica. Por el contrario, la tecnología *Glide-Symmetric Holey* presenta dos capas metálicas con taladros deslizados y un gap que puede producirse de forma indeseada.

Antes de diseñar dicha estructura se analiza previamente una cama de taladros deslizados infinita, Figura 13. Como es imposible diseñar una estructura infinita se crear una parte de ella que denominaremos celda base a partir de una traslación y una reflexión (tecnología *glide symmetric*). Los taladros de la capa superior deben estar contrapeados respecto a los de la capa inferior, Figura 12.



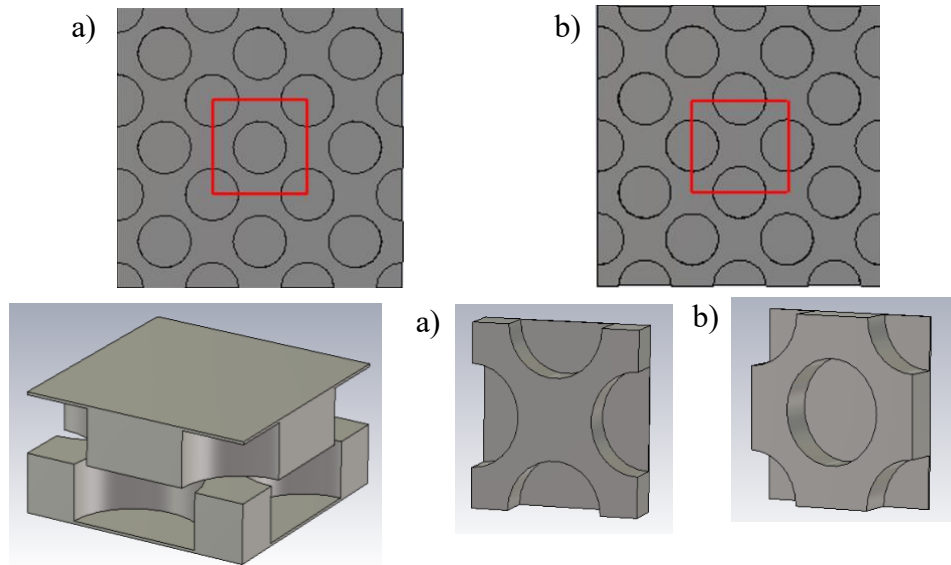
**Figura 12. Posición taladros capa superior e inferior.**

El proyecto consistirá en analizar los diagramas de dispersión de dicha estructura para así obtener las dimensiones óptimas de los parámetros que la componen.

Al igual que en la guía de onda existen modos que se propagan a partir de unas determinadas frecuencias obtenidas mediante la fórmula (2.7), en esta estructura gap ocurre lo mismo. El diagrama de dispersión es empleado para obtener la constante de propagación de cada uno de los modos propagados (constante beta, 2.6). Dicho diagrama permite conocer tanto la frecuencia a partir de la cual comienza a propagarse un modo como aquellas donde no hay propagación alguna. El objetivo del análisis de estos

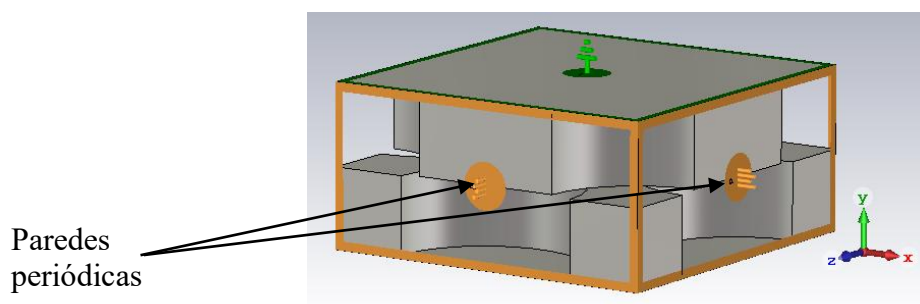
diagramas es encontrar las frecuencias donde no existe propagación. La banda de no propagación se denomina *stopband*. Este rango de frecuencias donde no se produce propagación de ningún modo debe cubrir la banda de trabajo de 24 a 28 GHz para evitar las fugas o pérdidas de señal en la frecuencia de operación (26GHz).

Este estudio comienza por diseñar una estructura periódica con el fin de conseguir una *stopband*, [7]-[13]. Se esboza una parte de la estructura periódica infinita de taladros, celda base, Figura 13.



**Figura 13. Celda base, a) Top, b) Bottom.**

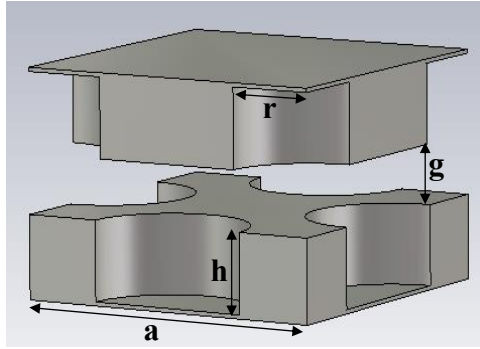
La representación de la cama infinita de taladros se obtiene definiendo condiciones de contorno periódicas alrededor de la celda base de la Figura 14. Dichas condiciones periódicas se consiguen utilizando el modo de simulación Eiden-Mode que ofrece CST Studio Microwave. Es importante destacar que a lo largo de los ejes X, Z es el lugar apropiado donde se deben aplicar las condiciones de contorno periódicas, Figura 14.



**Figura 14. Condiciones periódicas celda base.**

La simulación correcta de este tipo de estructuras requiere seguir una serie de pasos. Este proceso se detalla en el Anexo A.1.

La celda base representada en el software CST presenta los siguientes parámetros de diseño: radio de los taladros ( $r$ ), periodicidad ( $a$ ), profundidad de estos ( $h$ ) y gap ( $g$ ), Figura 15.



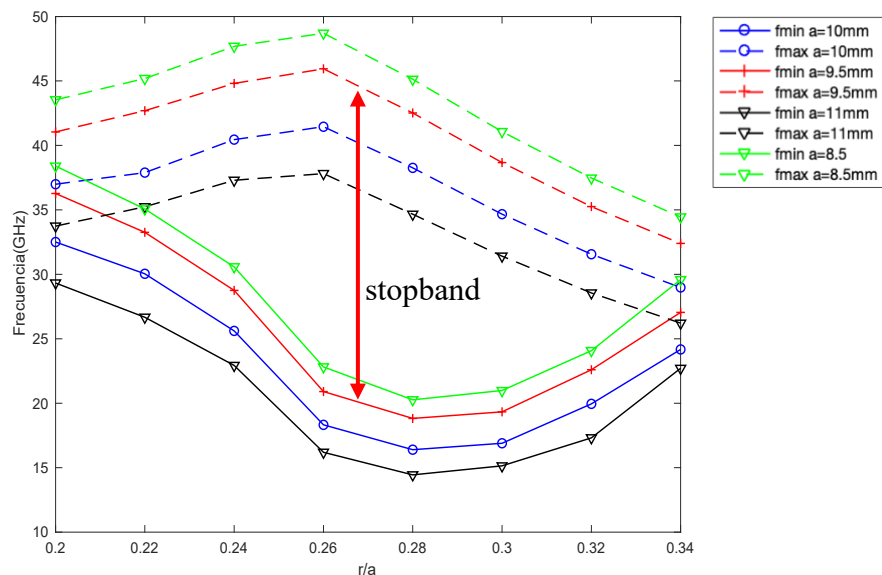
**Figura 15. Dimensiones celda base.**

Aclarar que en este tipo de tecnología no es necesario que la distancia entre la placa superior e inferior sea menor a  $\frac{\lambda}{4}$  como ocurría con la tecnología *bed of nails*. Este gap no se fuerza, se estudia dicho parámetro hasta encontrar el hueco máximo que puede soportar la estructura.

Se analizará el impacto de los diferentes parámetros de diseño sobre la *stopband* uno a uno. Para poder ver este efecto se deberán fijar las dimensiones del resto de variables. Primero se estudia el efecto del radio de los taladros sobre diferentes periodicidades ( $a$ ) en la *stopband*.

A partir de [7]-[9], se han elegido periodicidades ( $a$ ) entre 8 y 11 mm para trasladar la *stopband* a nuestra frecuencia de trabajo (26GHz). Para el estudio del diagrama de dispersión de la celda base, inicialmente se fijó un valor de  $g=0.05\text{mm}$  y  $h=2\text{mm}$ . Posteriormente se analizarán dichas dimensiones.

La frecuencia mínima representa el punto a partir del cual deja de propagarse un modo y la frecuencia máxima indica donde empieza a propagarse otro modo diferente. De esta forma se puede definir un rango en el cuál no existirá propagación de modos, denominado *stopband*.



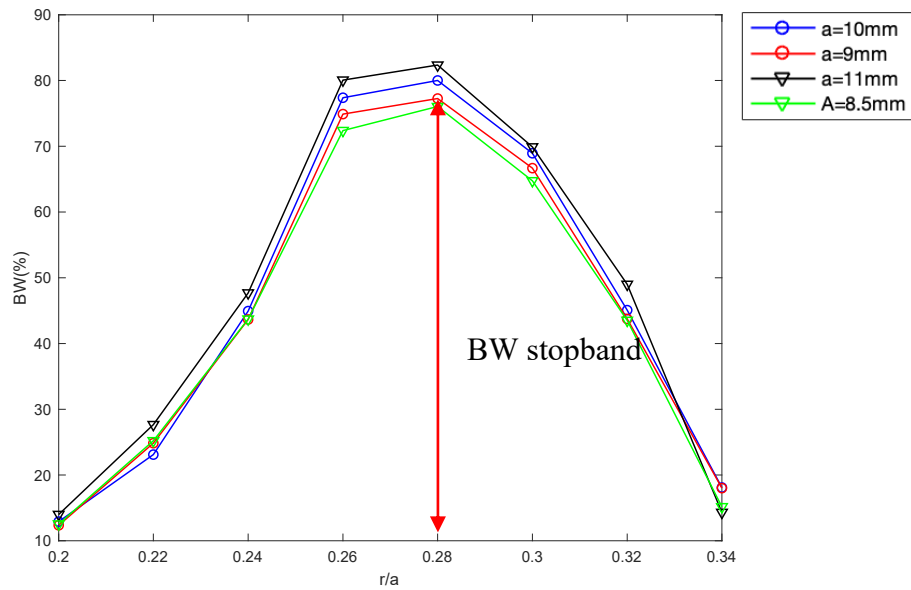
**Gráfica 1. Efecto del radio respecto al periodo ( $r/a$ ) en la *stopband*.**

Los resultados de la Gráfica 1 demuestran que el centro de la *stopband* está relacionado con la periodicidad  $a$  de los taladros. Eligiendo correctamente el valor de  $a$  podremos conseguir que la frecuencia de trabajo corresponda con la frecuencia central de la *stopband* generada por glide-symmetric.

A continuación, se trató de encontrar los valores de  $r$  y  $a$  óptimos que maximizasen el valor de la *stopband* y se simuló una nueva representación de los resultados anteriores, pero en términos de ancho de banda. El ancho de banda de no propagación de la onda se define mediante la siguiente ecuación:

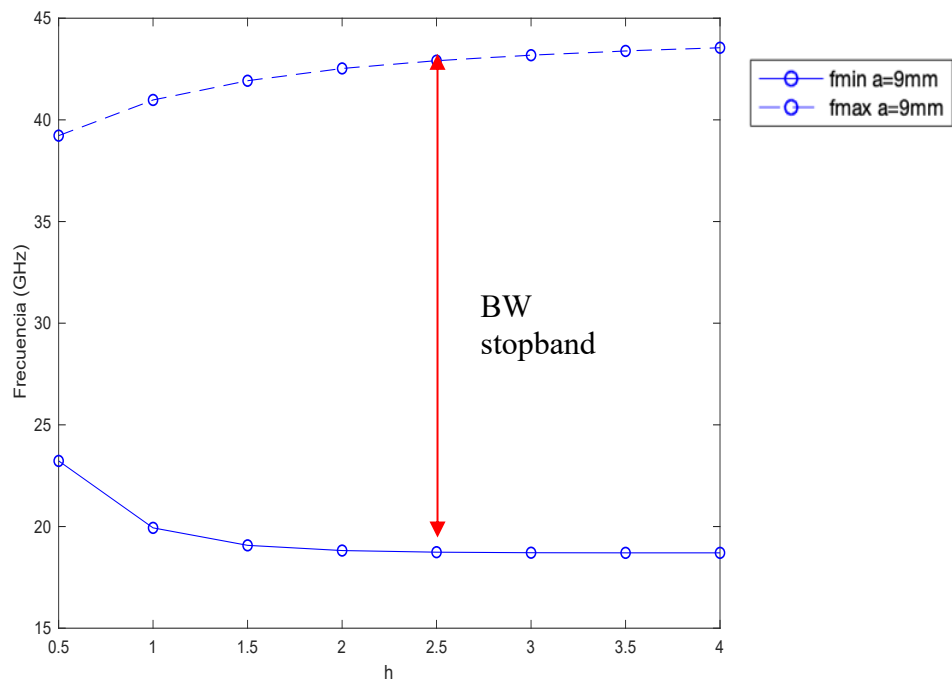
$$BW(\%) = \frac{f_{max} - f_{min}}{f_{trabajo}} \times 100 \quad (2.11)$$

La Gráfica 2 demuestra que a través de la relación  $r/a$  se puede regular el ancho de banda, en torno a un valor  $r/a$  de 0.28 el ancho de banda es máximo. Es este valor el que se utilizará para el estudio del resto de parámetros.



**Gráfica 2.** Ancho de banda de la stopband en función de  $r/a$ .

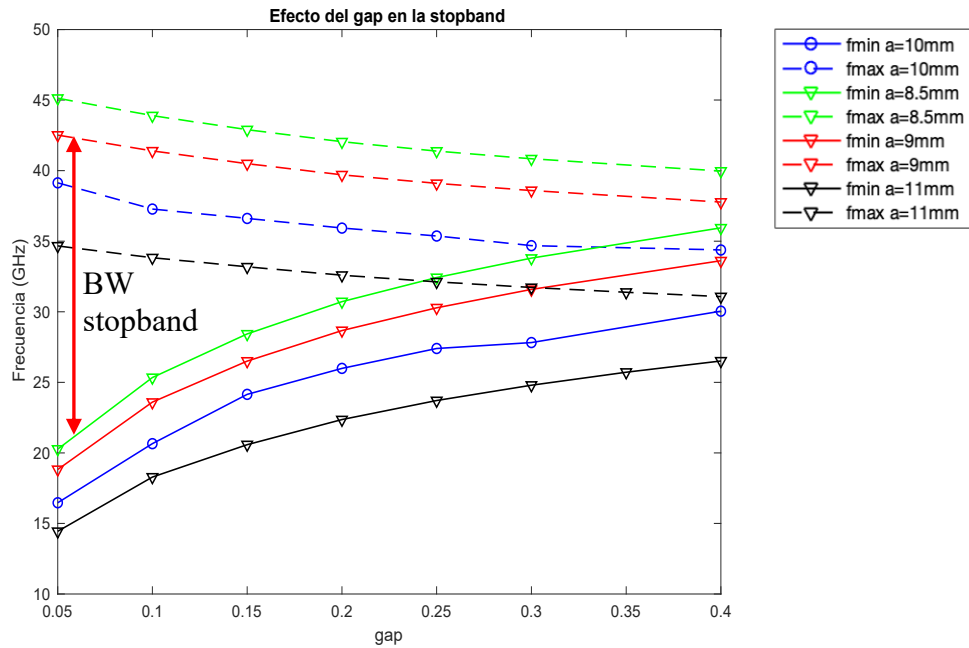
Además, a este estudio se añadió el análisis del efecto de la profundidad de los agujeros ( $h$ ).



**Gráfica 3.** Efecto de la profundidad de los taladros en la stopband en función de  $a$ .

Analizando la Gráfica 3, existe una profundidad a partir de la cual apenas cambian los extremos de la *stopband*. Esta profundidad mínima es aproximadamente de 2mm.

Por último, se estudió el efecto del gap ( $g$ ) entre las placas para distintos valores de periodicidad ( $a$ ):



**Gráfica 4. Efecto del gap en la stopband en función de a.**

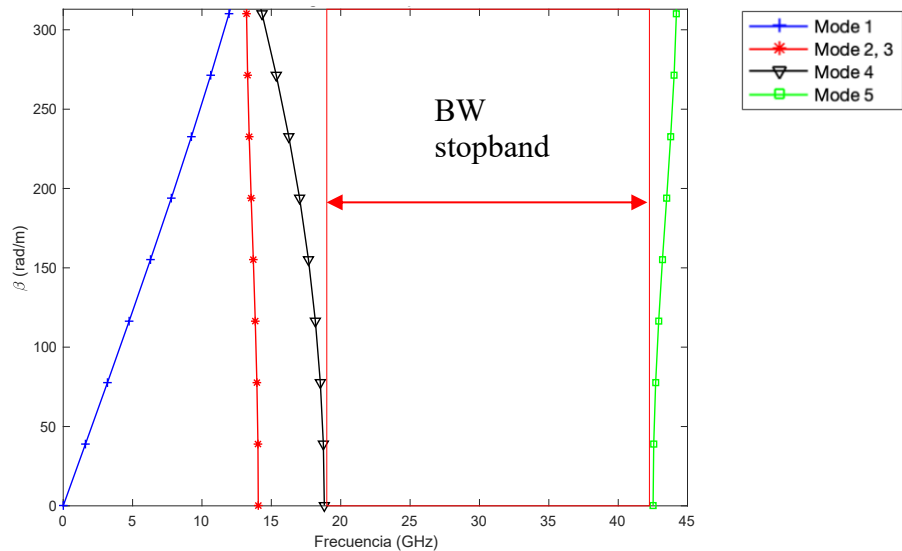
Con los resultados obtenidos se puede apreciar que cuanto más pequeña es la separación entre las placas ( $g$ ), más amplia será la *stopband*. A partir de estos resultados se obtiene una primera aproximación del gap que puede soportar esta estructura glide. Si el hueco entre las placas es excesivamente grande la fuga de señal no se podrá cancelar, la *stopband* generada disminuye a medida que aumenta dicha distancia

Finalmente, tras numerosas simulaciones y el posterior análisis de los valores asignados a los parámetros que componen la estructura con taladros y sus efectos en la *stopband*, se llega a la conclusión que los resultados que mejor se ajustan al objetivo inicial que definen la estructura son:

$a$	$r$	$r/a$	$g$	$h$
9 mm	2.52 mm	0.28	0.05 mm	2mm

**Tabla 4. Dimensiones celda base.**

Una vez elegidas las dimensiones de la celda base, se representa el diagrama de dispersión de la estructura periódica de taladros. En dicho diagrama de dispersión aparecen los 5 primeros modos de propagación. Se puede observar que con las dimensiones seleccionadas se consigue una *stopband* de 18.8GHz a 42.5 GHz, que cubre totalmente la banda de trabajo objetivo de aplicaciones 5G de muy alta tasa binaria (24-28GHz).



Gráfica 5. Diagrama dispersión celda base.

### 3.3 Estudio guía rectangular con Glide-Symmetric

La fabricación de guías de onda en dos piezas y la aparición de mini-huecos producidos por la mala unión entre ambas han provocado que este tipo de estructuras dejen de funcionar por las fugas de señal a través de esos huecos indeseados. Aprovechando dicha separación no deseada entre placas se añaden taladros simétricos deslizados para minimizar las fugas de señal. Esta es la denominada tecnología *glide-symmetric holey structure*.

Antes de construir una red de alimentación en guía con taladros simétricos deslizados, se hará un estudio de diferentes estructuras más sencillas para ver el efecto de la tecnología *glide-symmetric* [8], [9], [14],[15].

Tras determinar las dimensiones de los taladros de la celda base, se ha realizado un estudio del efecto que generan al incorporarlos en los laterales de estructuras de guías de onda rectangulares.

Se elabora una comparativa de 4 tipos de guías de ondas tipo gap. Una de ellas representa el caso peor de una guía de onda con un hueco o gap sin ningún tipo de estructura que mitigue la fuga de señal, y a las otras guías restantes se les adicionarán una, dos y tres filas de taladros para ver su efecto, Figura 16.

La guía de onda empleada es una guía de onda rectangular estándar WR-28, de dimensiones  $a=7.112\text{mm}$  y  $b=3.556\text{mm}$ .

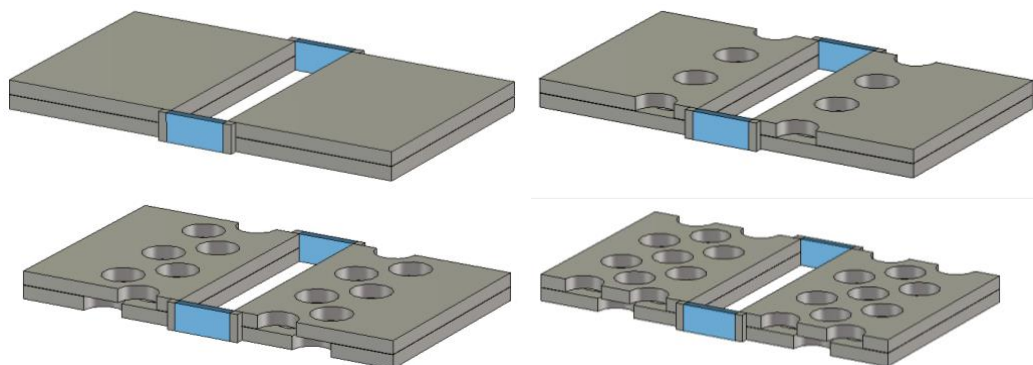
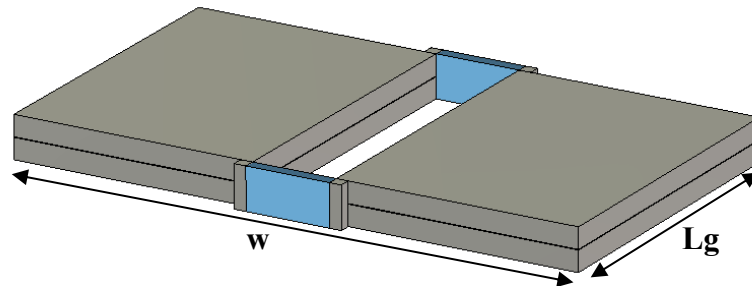


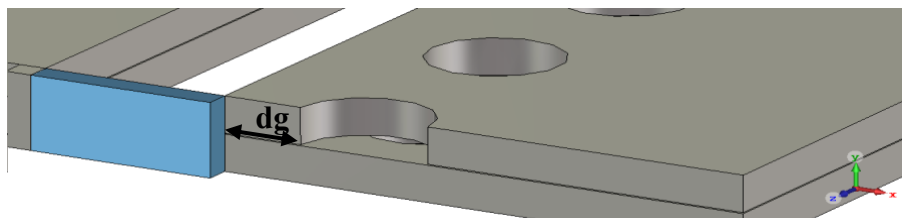
Figura 16. Guías rectangulares con tecnología Glide-symmetric.

Para el estudio de estas estructuras se ha elegido una guía de longitud  $L_g = 27\text{mm}$  donde se insertarán al menos 3 taladros y de ancho  $w = 48\text{mm}$  donde se introducirán hasta tres filas de taladros, Figura 17.



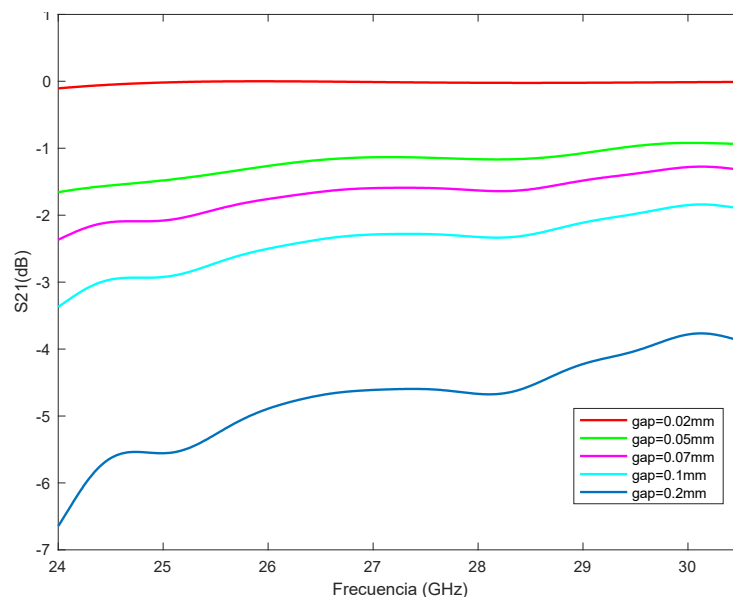
**Figura 17. Dimensiones guía rectangular Glide-Symmetric.**

Un parámetro significativo en el diseño de las estructuras es la distancia entre la guía y la primera fila de taladros ( $d_g$ ), Figura 18. Se ha escogido un valor a partir del cual no aparezcan resonancias con la posición del primer taladro. Para ello, se estudia el parámetro de transmisión  $S_{21}$ , para determinar que estructura permite una mayor transmisión de señal de la puerta 1 a la 2 y así mitigar la fuga de señal.



**Figura 18. Parámetro distancia entre la guía y la primera fila de taladros,  $d_g$ .**

En la Gráfica 6 se representa el coeficiente de transmisión  $S_{21}$  para distintos valores de gap (0.02mm, 0.05mm, 0.07mm, 0.1mm, 0.2mm) para la estructura sin taladros, Figura 16. Se aprecia a menor hueco de aire entre las dos placas, más se asemeja a una guía de onda convencional y, por lo tanto, la transmisión será total. Por el contrario, huecos indeseados de tan solo 0.1 mm generan hasta 3 dBs de pérdidas en un tramo tan corto de guía como el aquí analizado. Estas pérdidas por fuga suben a entre 4 y 6 dB con un hueco de 0.2 mm.



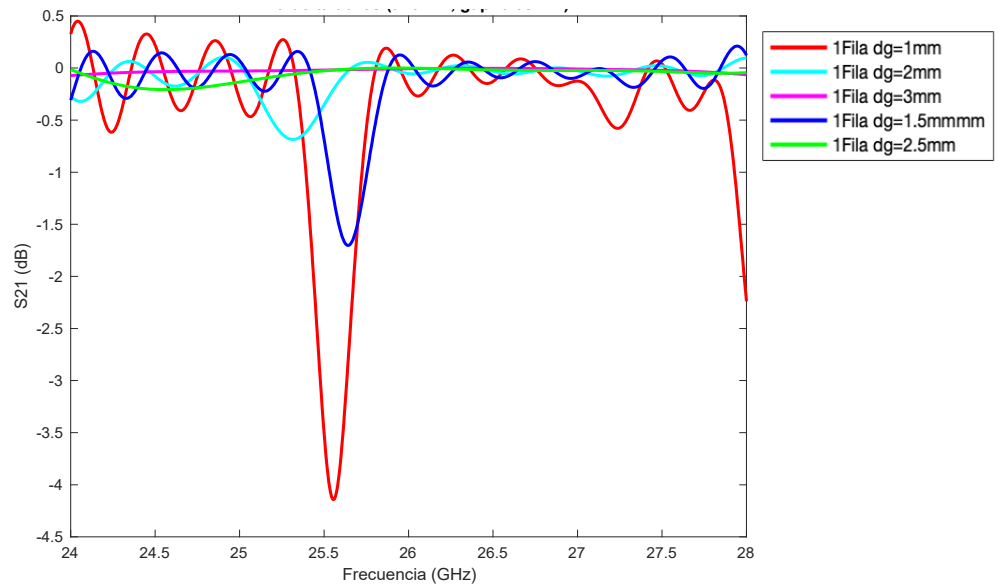
**Gráfica 6. Comparación parámetro  $S_{21}$ .**



Tras estudiar que ocurre con diferentes huecos entre las dos placas, Gráfica 6, se incluyen taladros glide para mostrar como se corrige la pérdida de transmisión.

Como se ha señalado anteriormente, en el análisis de la celda base, se emplea un gap de 0.05mm entre placas, ya que, es el que permite obtener mayor ancho de banda para la *stopband*.

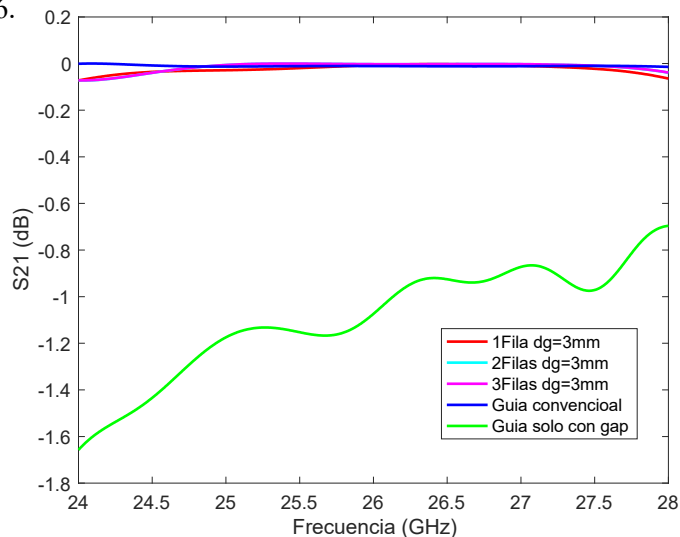
Se comienza estudiando como se mitiga esa fuga al introducir una sola fila de taladros, Figura 16, donde además se analiza el efecto de la distancia  $d_g$  al primer taladro. La Gráfica 7 muestra el coeficiente de transmisión  $S_{21}$ , las pérdidas de inserción, para diferentes valores de  $d_g$ .



**Gráfica 7. Comparación parámetro  $S_{21}$  para 1 fila de taladros y diferentes valores de  $d_g$ .**

Se observa que para valores de 3 mm no se producen resonancias entre la primera fila de taladros y la pared de la guía. El parámetro  $S_{21}$  toma valores cercanos a 0 dB. En cambio, si la distancia entre taladro y pared es menor, aparecerán resonancias, Gráfica 7. Por lo tanto, se empleará una distancia entre la guía y la primera fila de taladros de 3 mm como mínimo.

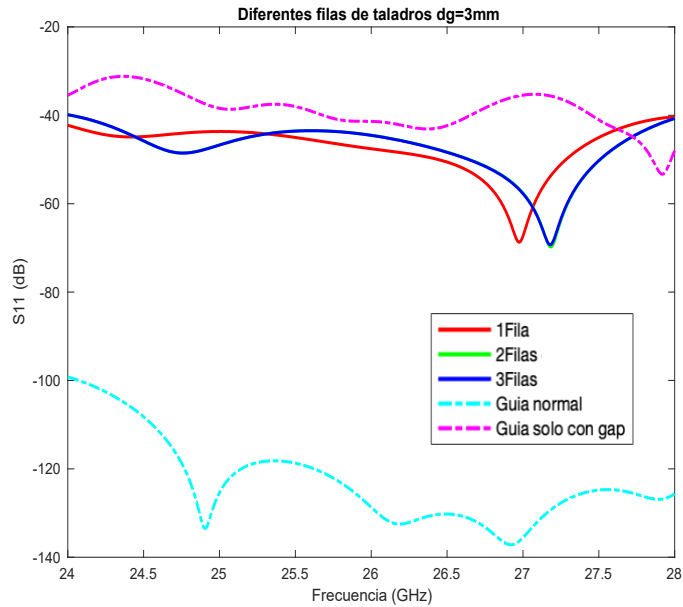
Una vez determinado el valor de  $d_g$  se estudia el efecto de varias filas de taladros alrededor de la guía de onda tipo gap, Figura 16.



**Gráfica 8. Comparación parámetros  $S_{21}$  para 1, 2 y 3 filas de taladros.**

En la Gráfica 8 se describe de nuevo el parámetro  $S_{21}$  para mostrar las pérdidas de transmisión con 1, 2 y 3 filas de taladros. También se representa el parámetro  $S_{21}$  de la guía de onda convencional y la de guía de onda con gap indeseado.

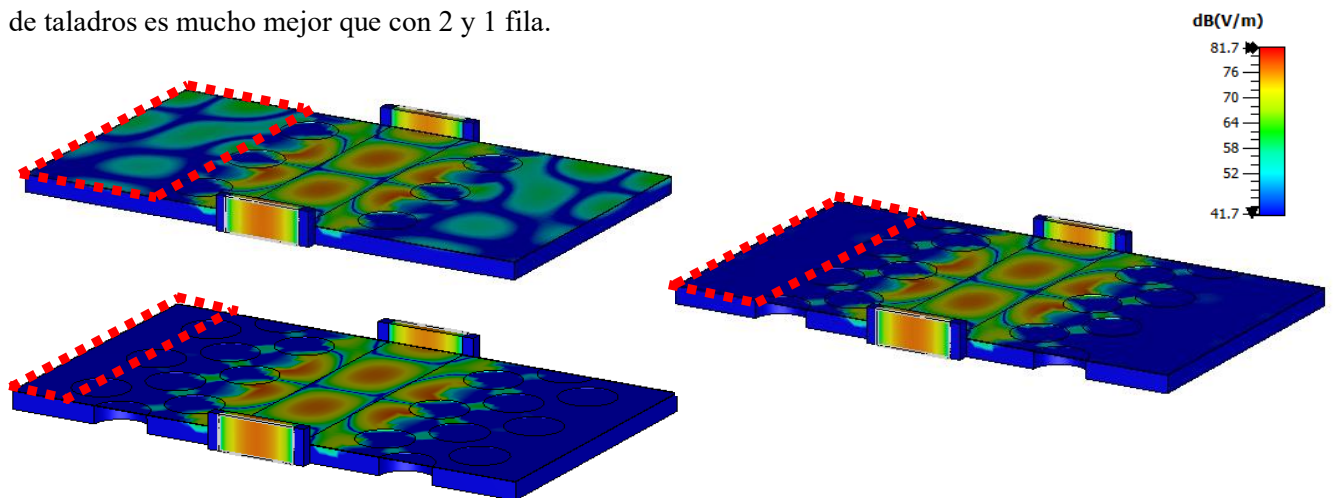
Comparando el parámetro  $S_{11}$  de las diferentes estructuras de la Figura 16, se puede observar que al añadir 2 y 3 filas de taladros la adaptación se mantiene prácticamente igual que solo añadiendo una única fila.



**Gráfica 9. Comparación parámetros  $S_{11}$ .**

Tanto en términos de pérdidas ( $S_{21}$ ) como en desadaptación ( $S_{11}$ ) añadiendo una fila de taladros se consigue mitigar los problemas introducidos por los huecos indeseados.

Otro parámetro que prueba la utilidad de añadir filas de taladros junto a la guía de onda tipo gap es observar la magnitud del campo eléctrico que se escapa por los bordes laterales de la guía, según el número de filas de taladros glide incluidos. En la Figura 19 se puede observar que la atenuación del campo con 3 filas de taladros es mucho mejor que con 2 y 1 fila.



**Figura 19. Campo E sobre diferentes estructuras.**

### 3.4 Estudio de acoplo entre guías paralelas

Finalmente estudiaremos el acoplamiento que se produce al juntar dos guías rectangulares paralelas con huecos indeseados y cómo solventarlo insertando filas de taladros entre medias [8]. El objetivo de este análisis es localizar la distancia mínima entre las dos guías a partir de la cuál el acoplamiento es despreciable.

Al igual que en el apartado anterior se estudiarán 3 casos: a) guías paralelas con hueco indeseado, b) guías paralelas con 1 fila de taladros, c) guías paralelas con 2 filas de taladros, Figura 20.

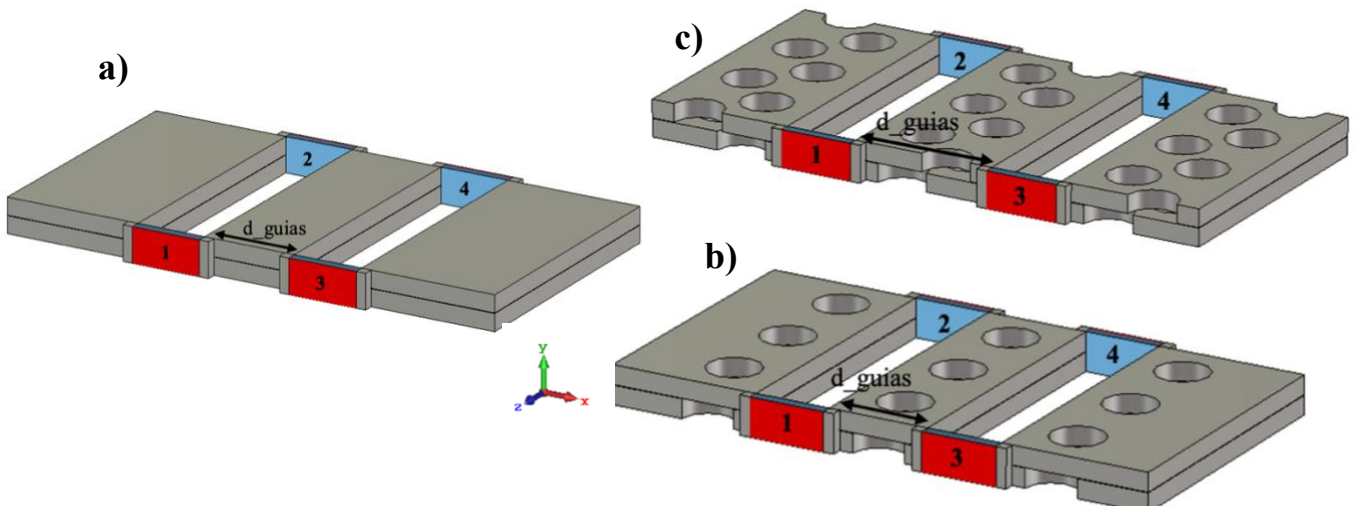
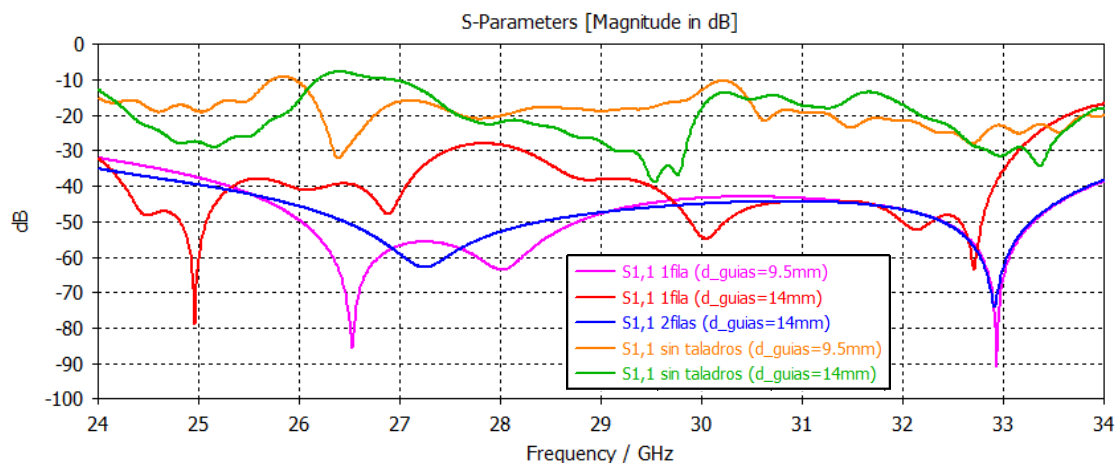


Figura 20. Guías paralelas.

Se diseñan y analizan dos simulaciones, la primera con una distancia entre guías  $d_{guías}=9.5\text{mm}$  y la segunda con  $d_{guías}=14\text{mm}$ .

En la Gráfica 10 se presentan los parámetros  $S_{11}$  de las estructuras de la Figura 20. Este parámetro representa la cantidad de señal que vuelve a la puerta 1. Cuanto menor sea el valor del coeficiente, menos señal rebota en la puerta 1, es decir, mejor adaptada estará la estructura.

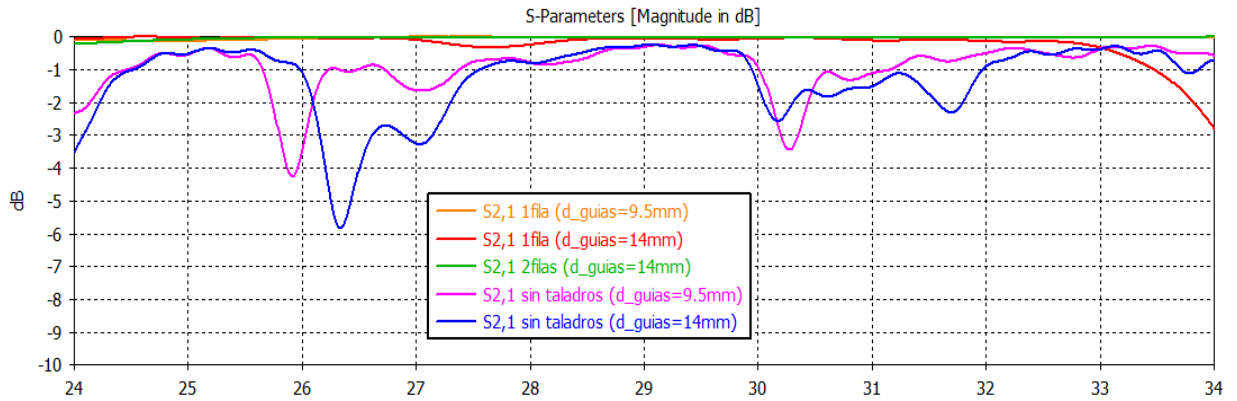
Para el caso de las guías paralelas con huecos indeseados, la reflexión en la puerta 1 es muy alta, sus parámetros  $S_{11}$  toman valores en torno a  $-15\text{ dB}$ . Sin embargo, cuando se insertan 1 y 2 filas de taladros la reflexión disminuye hasta  $-30\text{ dB}$  aproximadamente, la adaptación mejora considerablemente.



Gráfica 10. Coeficientes  $S_{11}$  para las estructuras de la figura 20.

A continuación, se analiza el coeficiente de transmisión entre la puerta 1 y 2 ( $S_{21}$ ) de las diferentes estructuras de la Figura 20.

En las estructuras con gap indeseado se producen fugas de señal en la transmisión del puerto 1 al 2 produciendo pérdidas en la banda de interés que pueden llegar a ser desde 1dB hasta 4dB, mientras que con 1 y 2 filas de taladros la transmisión es total, el parámetro  $S_{21}$  toma un valor de 0 dB, no hay pérdidas de señal, Gráfica 11.

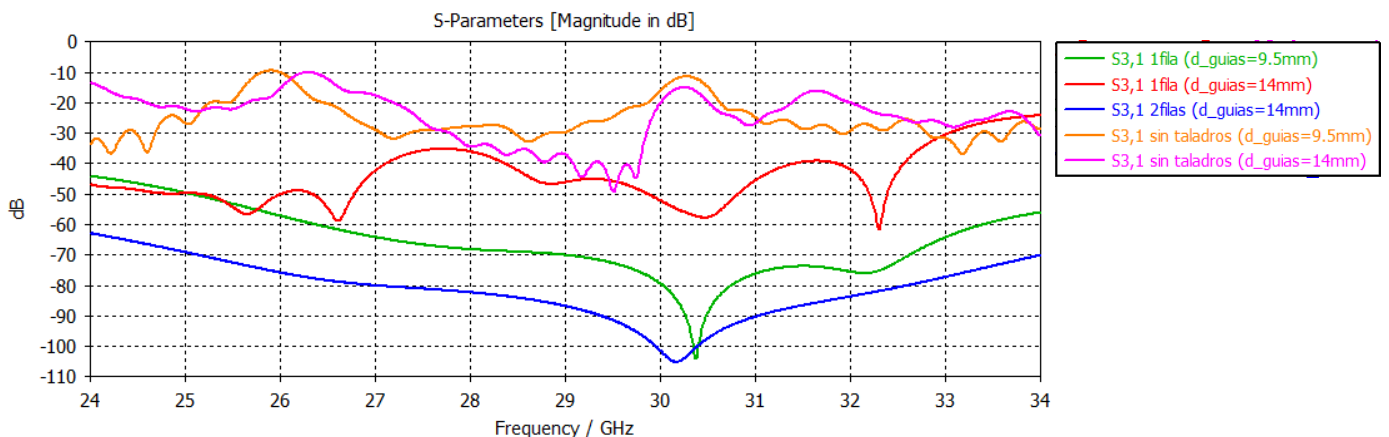


**Gráfica 11. Parámetros  $S_{21}$  de las estructuras de la figura 20.**

Por último, se estudia el acoplo entre ambas guías paralelas a través del coeficiente  $S_{31}$ . Este parámetro determina la cantidad de señal que entra por la puerta 1 y sale por la puerta 3, Gráfica 12.

En el caso de las estructuras sin taladros, el coeficiente  $S_{31}$  toma un valor por debajo de -10 dB. Es decir, el 10% de la señal que entra por el puerto 1 se cuela en el puerto 3. La cantidad de señal acoplada entre las guías paralelas es demasiado alta.

Sin embargo, con la adicción de taladros entre ambas guías, este valor se reduce hasta tener muy poca señal en el puerto 3 proveniente del 1, en torno a -50dB.



**Gráfica 12. Parámetro  $S_{31}$  de las estructuras de la figura 20.**

### 3.5 Diseño de estructura divisora y componentes asociados

Tras analizar una guía de onda con huecos indeseados y como se consigue arreglar mediante taladros glide, se estudia el diseño de un circuito concreto, un divisor con 1 entrada y 4 salidas, Figura 21.

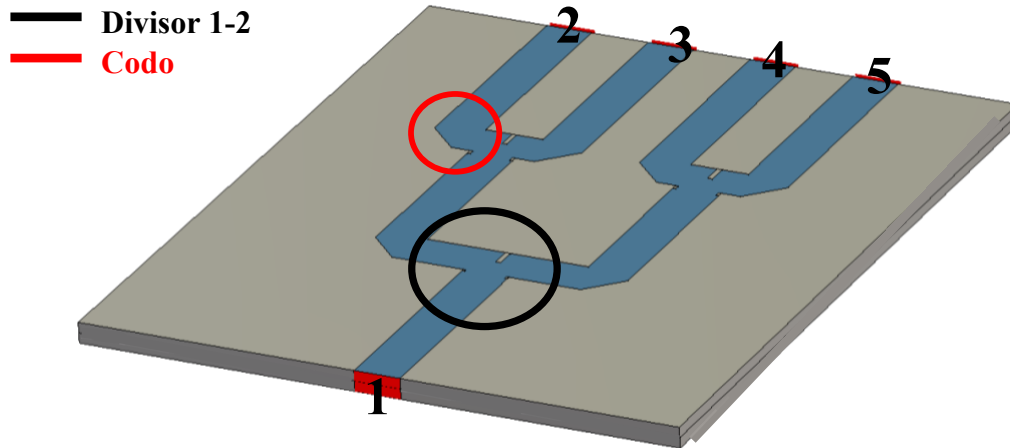


Figura 21. Divisor 1-4 3D.

Se trata de la estructura más habitual para alimentar una agrupación de cuatro antenas radiantes, situadas en las salidas 2 a 5. Se ha diseñado un divisor uniforme, es decir, cuya amplitud y fase en las cuatro salidas es la misma para el conjunto de antenas, obteniendo la máxima ganancia o directividad, pero a la vez introduce unos lóbulos secundarios altos (alrededor de -12 dB por debajo del lóbulo principal de radiación). Además, desde el punto de vista de la adaptación esta ley de alimentación uniforme es la más complicada a la hora de diseñar circuitualmente. Las diferentes reflexiones internas que se produzcan en la estructura por los huecos indeseados se suman acumulativamente en fase y se ven reflejadas de forma más destructiva en la entrada.

El divisor 1-4 está compuesto por dos componentes base, un codo y un divisor 1 a 2, que se analizarán uno a uno, Figura 21.

#### 3.5.1 Diseño divisor 1-2 en T

El componente asociado del divisor 1-4 más importante es otro divisor con una puerta de entrada y dos de salida en forma de T. Esta estructura aparece en 3 puntos del divisor global, aunque bien es cierto que el primer divisor más próximo a la entrada 1 tiene separados sus correspondientes codos una distancia mayor con respecto a la discontinuidad de intersección de la T que en el caso de los otros dos divisores más próximos a las salidas 2 a 5. Esta red divisora en T reparte la señal desde una entrada común a dos salidas de forma equitativa en amplitud, generando un desfase relativo entre ambas salidas de 0 grados.

En este subapartado se aborda el diseño de un divisor en T para la futura red de alimentación:

- Diseñar un divisor en T en guía de onda WR28 convencional sin huecos de escape.
- Analizar el efecto que produce la generación de un hueco o gap entre las dos placas que conforman el divisor en T en guía de onda antes diseñado.
- Insertar taladros alrededor del divisor en T con guía de onda tipo gap para corregir los efectos indeseados del hueco o gap generado entre las placas de los tramos en guía del divisor

### 3.5.1.1 Divisor en T con guía de onda WR-28

En primer lugar, se diseña un divisor en guía de onda WR28 para definir las dimensiones adecuadas que permita obtener un reparto equitativo entre ambos puertos de salida. Posteriormente se añadirán taladros para analizar de nuevo el efecto de estos.

El divisor consta de tres guías de onda de longitud  $19.7\text{ mm}$ , que corresponde con la longitud de guía de onda de la guía WR-28. Se pueden definir otras dimensiones para la longitud de cada uno de los brazos del divisor ya que una vez que esté adaptado ese valor no influirá en el reparto de señal hacia las dos salidas, Figura 23.

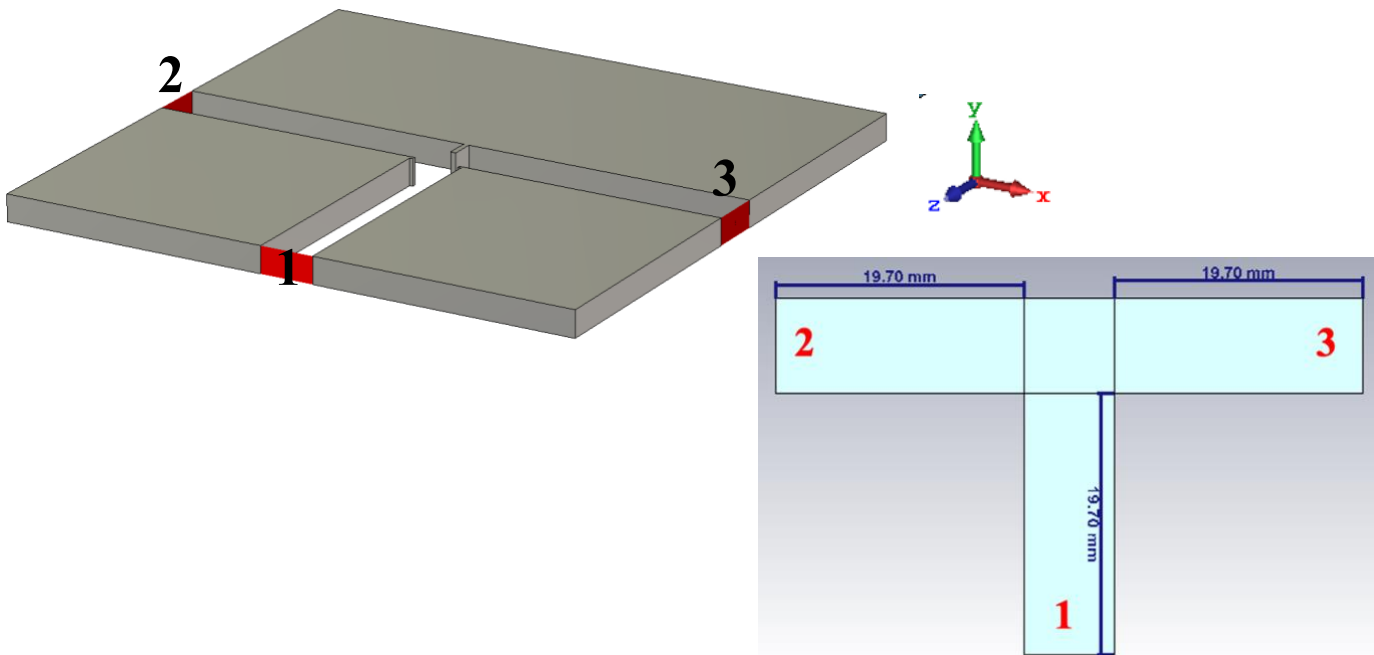
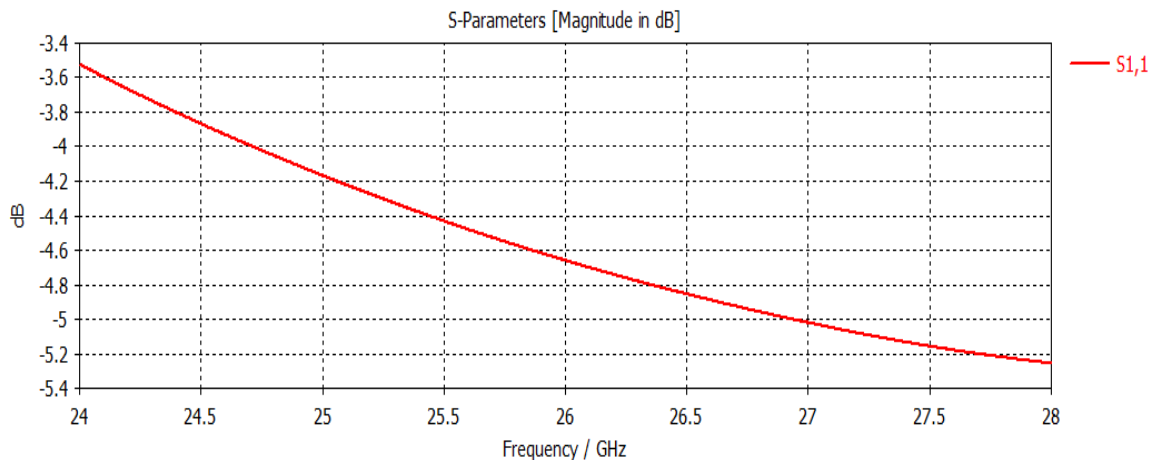


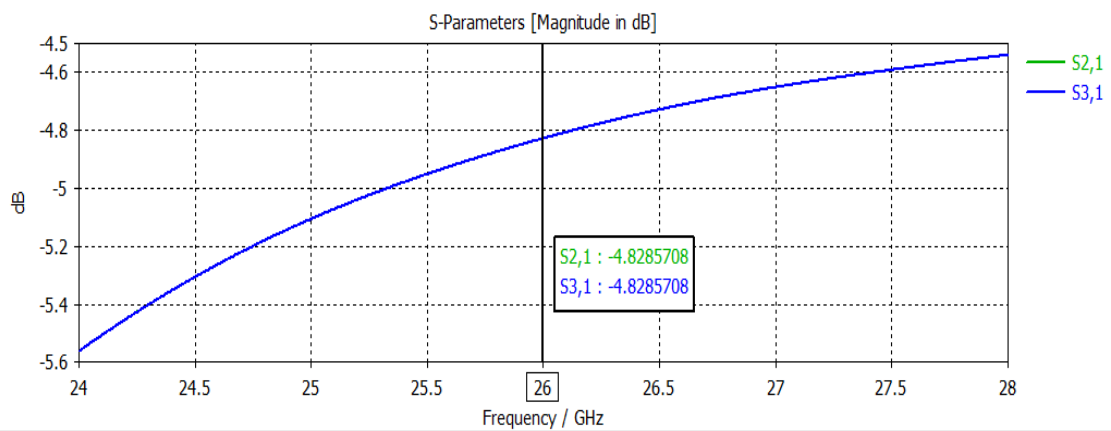
Figura 22. Divisor 1-2, 3D y vista frontal.

Al simular una estructura uniendo 3 tramos en guía de onda sin prestar atención a la zona más importante, la discontinuidad (unión de las 3 guías). Esta discontinuidad produce un desajuste en la adaptación muy notorio, como demuestra la primera Gráfica con un  $S_{11}$  de  $-3.5\text{ dB}$ , es decir, que prácticamente el 50% de la señal introducida por la entrada del divisor es reflejada y no transmitida a las salidas.

Idealmente, un divisor de potencia en T adaptado reparte el 50% de la señal introducida por el puerto 1 a cada una de las dos salidas (puertos 2 y 3), es decir, los dos parámetros de transmisión de señal tendrán un valor de  $-3\text{ dB}$  ( $10\log_{10}(0.5)$ )



Gráfica 13. Parámetros  $S_{11}$ .



Gráfica 14. Parámetros  $S_{21}$ ,  $S_{31}$ .

Para poder corregir esta desadaptación que se produce en la discontinuidad de unión entre guías, se introducen dos discontinuidades nuevas metálicas:

- La primera discontinuidad se trata de un *septum* en la unión de las guías de salida. Insertándolo en el centro se consigue un reparto de potencia equitativo entre las dos salidas, Figura 24.
- La segunda discontinuidad se trata de un estrechamiento en la entrada de la guía en la parte más cercana a la unión (estrechamiento 2 y 3), Figura 24.



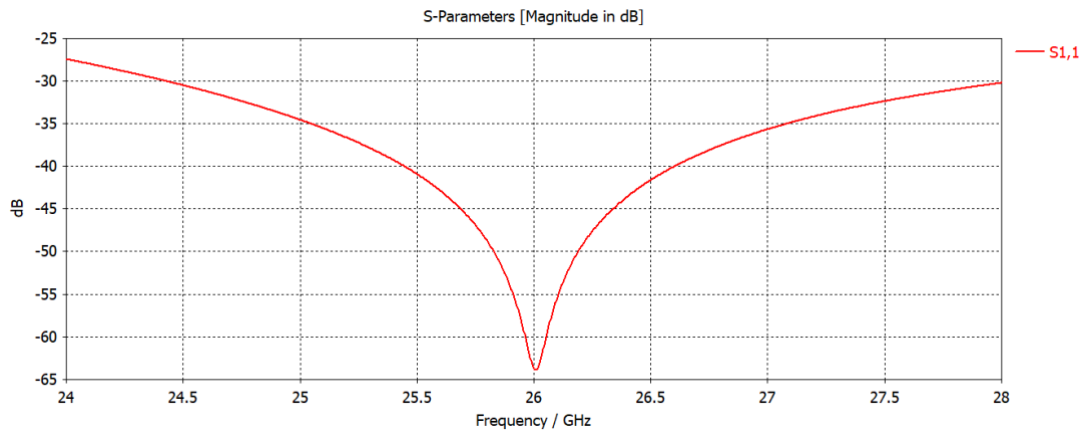
Figura 23. Divisor 1-2 con discontinuidades.

Ajustando poco a poco las dimensiones de las diferentes discontinuidades con los valores indicados en la Tabla 5 se consigue adaptar el divisor en T.

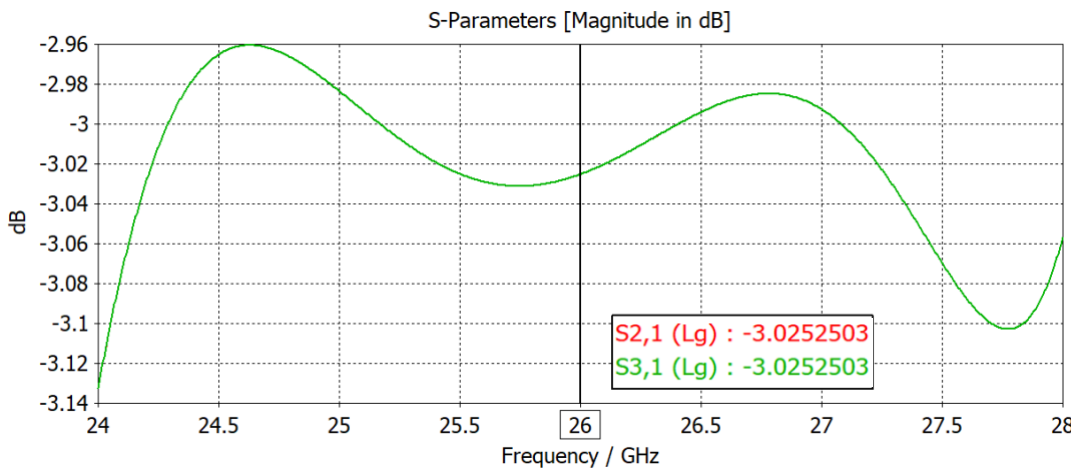
	Septum	Ranura 2	Ranura 3
Profundidad (mm)	3.2	0.435	0.435
Anchura (mm)	0.73	0.435	0.435

**Tabla 5. Dimensiones discontinuidades divisor 1-2.**

Con las nuevas discontinuidades la adaptación mejora considerablemente, el coeficiente de reflexión  $S_{11}$  se encuentra por debajo de -25 dB, Gráfica 15, y el reparto de potencias es equitativo en las dos salidas e igual a -3.025 dB, Gráfica 16. De esta forma obtenemos las prestaciones teóricas que se requieren para este elemento divisor de una entrada a dos salidas en una guía convencional ideal WR-28 en la que no se ha generado ningún tipo de hueco o gap que produzca escape.

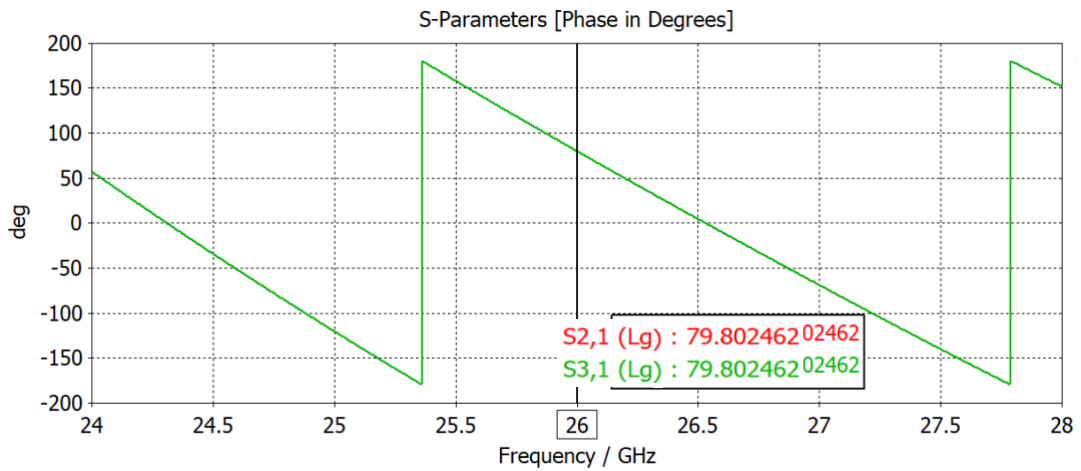


**Gráfica 15. Parámetro  $S_{11}$  divisor 1-2 con discontinuidades.**



**Gráfica 16. Parámetro  $S_{21}$ ,  $S_{31}$  divisor 1-2 con discontinuidades.**





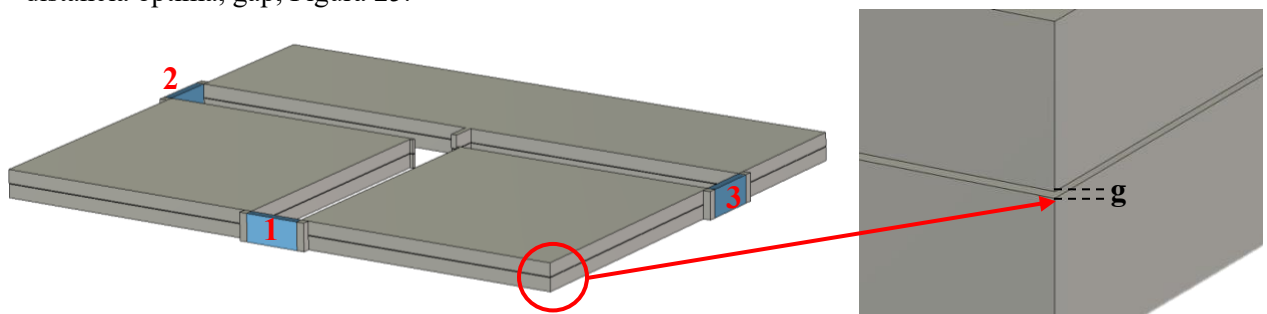
**Gráfica 17. Fase parámetros  $S_{21}$ ,  $S_{31}$  divisor 1-2 con discontinuidades.**

Como es una estructura absolutamente simétrica, los parámetros  $S_{21}$  y  $S_{31}$  presentan la misma respuesta.

### 3.5.1.2 Divisor en T con gap indeseado

Una vez adaptado el divisor en T, se procede a simularlo, pero con una importante diferencia. Se implementa el divisor en dos piezas, tal y como se suelen fabricar las guías de ondas. Esas dos piezas corresponden a dos mitades iguales de la guía de onda, implementando en fases venideras una estructura del tipo *gap waveguide*, Figura 25. Se trata de un paso intermedio para el posterior análisis de la eficacia de los taladros simétricos deslizados. El divisor presenta las mismas dimensiones que en el apartado anterior (Tabla 5).

En este proyecto no se fuerza el hueco de aire, se analizan diferentes opciones para encontrar la distancia óptima, gap, Figura 25.

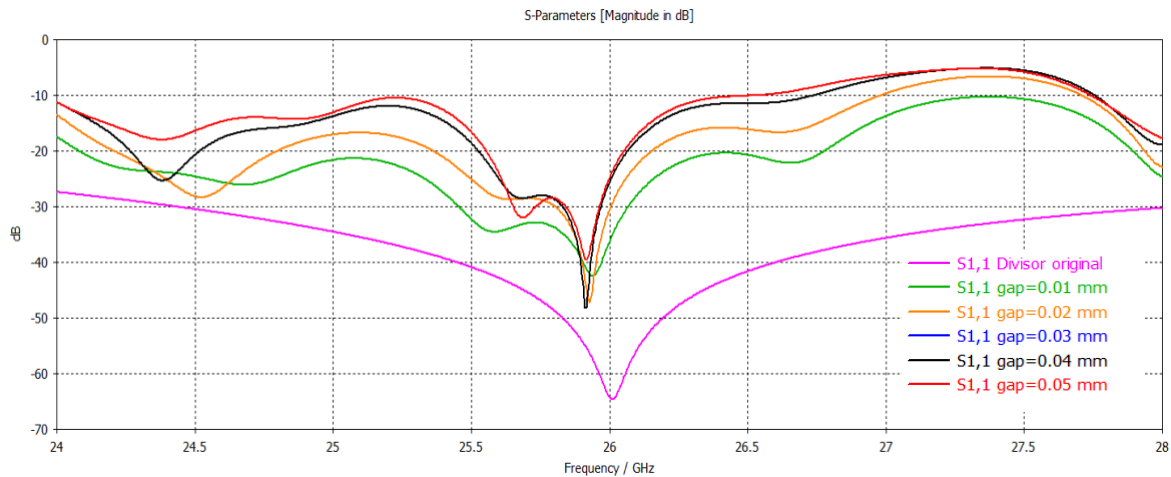


**Figura 24. Divisor 1-2 con gap.**

Se ha analizado la estructura con diferentes dimensiones del hueco de aire entre la placa superior e inferior, estos valores están comprendido entre  $g = 0.01$  mm y  $0.05$  mm.

Una vez obtenidos los resultados se ha hecho una comparación con los resultados del divisor en T en guía de onda, sin ningún hueco de aire.

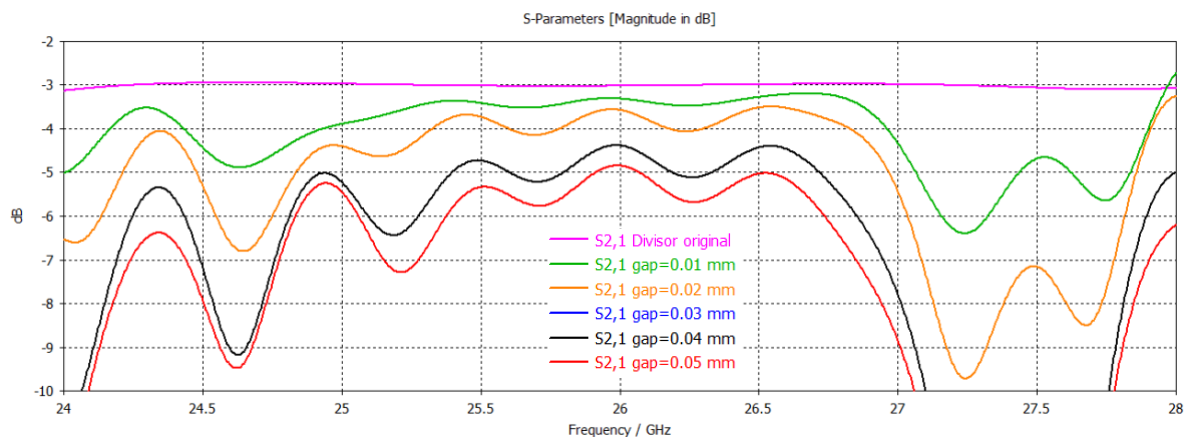
Analizando el coeficiente de reflexión  $S_{11}$  (Gráfica 18), se puede observar que el ancho de banda por debajo de  $-25$  dB al introducir un hueco de aire en la estructura disminuye considerablemente.



**Gráfica 18. Parámetros  $S_{11}$ .**

Para un divisor en T normal, sin hueco de aire, el ancho de banda por debajo de -25 dB es mayor que el rango de operación de 24 GHz a 28 GHz, concretamente de 6GHz, lo que supone un 30%. Al introducir un gap de tan solo 0.01 mm, este ancho de bando solo está comprendido entre 25.3 GHz y 26.17 GHz, se reduce hasta obtener solo un 3.4% de ancho de banda. A medida que el gap aumenta, el ancho de banda se reduce. Se pasa de tener un ancho de banda de mas 4 GHz a uno que apenas llega a 1 GHz. Además, existen zonas en las que la adaptación se encuentra por encima de -10 dB, que para un divisor simple de 2 salidas como éste es un valor bastante pobre.

Respecto al reparto de potencias (Gráfica 19), ocurre lo mismo. Al insertar un hueco de aire en la estructura, la transmisión se va alejando del valor ideal de -3dB teórico para un divisor equilibrado que reparte el 50% de la señal de entrada a cada una de sus dos salidas. A medida que el hueco es mayor las pérdidas por la fuga de señal a través de él es mayor, llegando a alcanzar 2 dB de pérdidas en la frecuencia de diseño (26 GHz), e incluso superiores a 5 dBs en frecuencias alrededor de 24 y 27.5 GHz, en todos los casos para el hueco de 0.05mm



**Gráfica 19. Parámetros  $S_{21}$ .**

A continuación, analizaremos que ocurre al introducir diferentes filas de taladros alrededor de la estructura con hueco de aire, con el fin último de tratar de mitigar esta situación producida por la aparición de huecos de aire indeseados en la superficie de unión entre las dos mitades que conforman la guía de onda.

### 3.5.1.3 Divisor en T con filas de taladros

Teniendo en cuenta los buenos resultados obtenidos en el caso de la guía de onda del apartado 3.3 que incluían filas de taladros glide para mitigar las fugas de señal producidas por los huecos indeseados, alrededor del divisor en T se insertan también taladros. El objetivo es recuperar el ancho banda perdido por los huecos indeseados entre las placas metálicas que conforman la estructura.

En este apartado se estudiarán 3 casos diferentes: a) divisor en T con 1 fila de taladros, b) divisor en T con 2 filas de taladros y c) divisor en T con 3 filas de taladros, Figura 26.

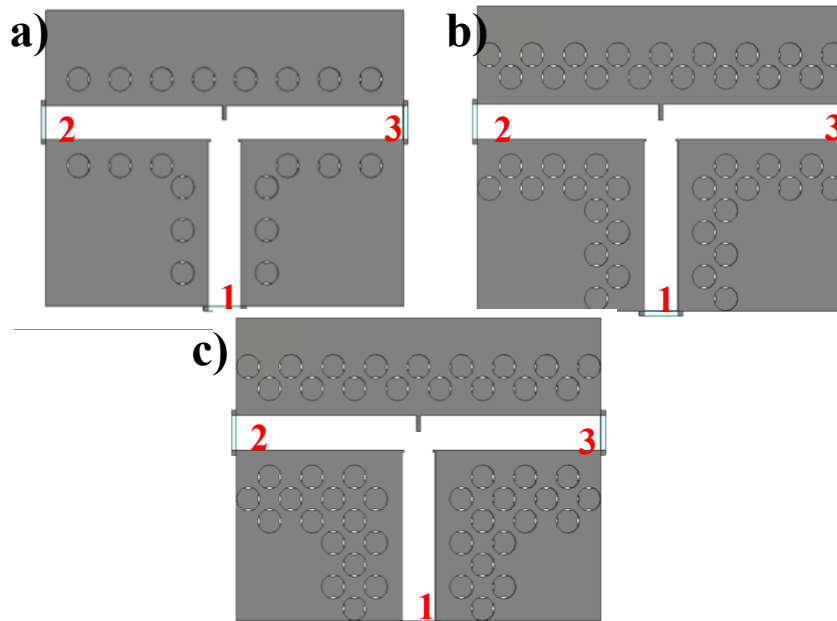
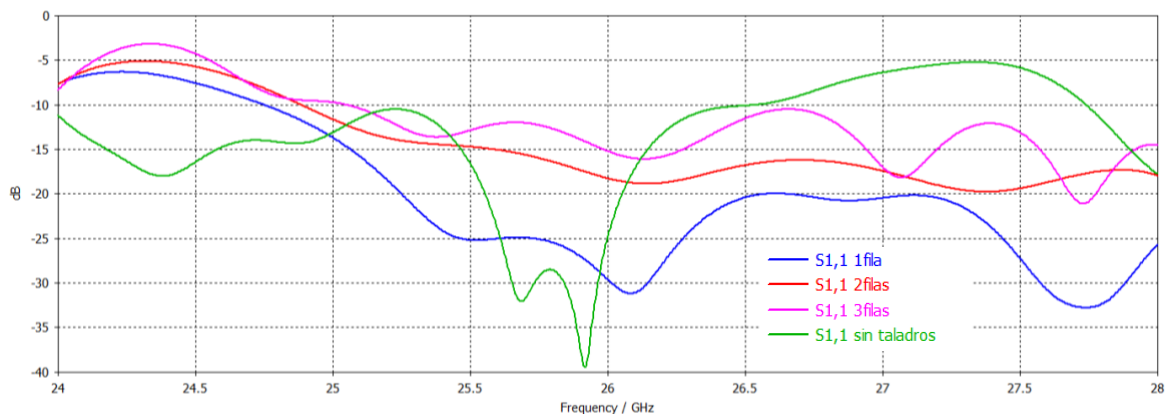


Figura 25. Divisor 1-2 con diferentes filas de taladros.

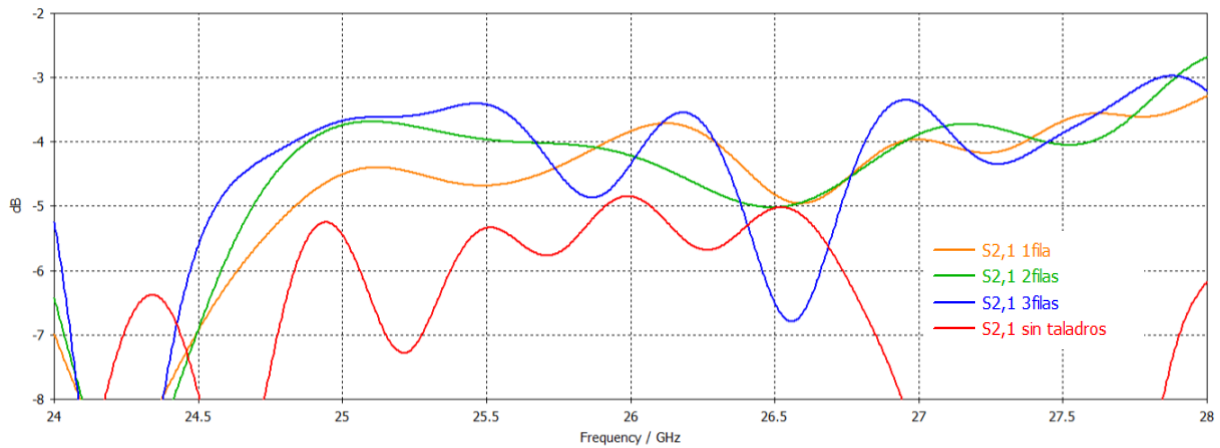
Se insertan diferentes números de filas de taladros alrededor del divisor. Los taladros se encuentran a una distancia de 3mm de las guías que forman el divisor como se estudió en el capítulo 3.3. Todas las estructuras analizadas a continuación presentan un gap entre la placa superior e inferior de  $g=0.05\text{mm}$ , que corresponde con el peor caso que se daría en una implementación práctica.

Estudiando el coeficiente de reflexión  $S_{11}$  de las estructuras de la Figura 26, se observa que introduciendo una fila de taladros el ancho de banda por debajo de -25 dB aumenta respecto a la estructura con solo hueco de aire indeseado analizada en el apartado 3.5.1.2.



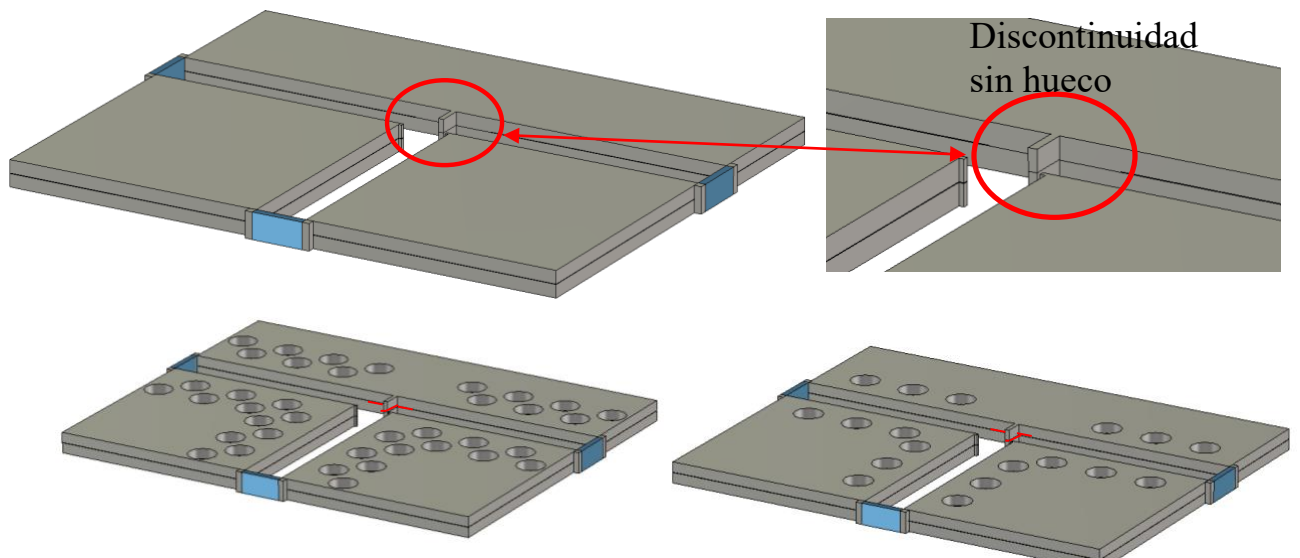
Gráfica 20. Parámetro  $S_{11}$ .

Respecto al parámetro  $S_{21}$ , al introducir los taladros glide se consigue recuperar el nivel de potencia en las salidas, este valor se acerca a los -3dB teóricos que debería tener el divisor, especialmente en la zona alrededor de 27.5GHz donde dichas pérdidas por escape se habían mostrado especialmente altas.



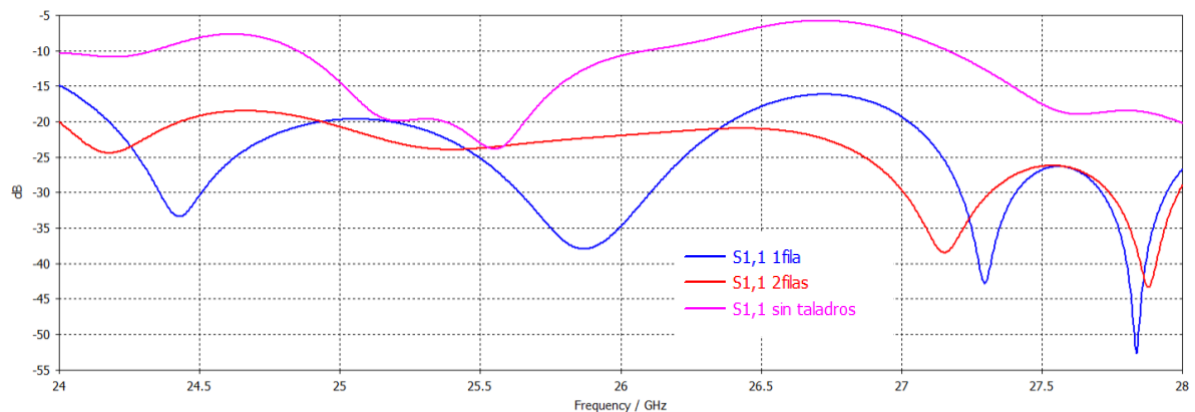
**Gráfica 21. Parámetro  $S_{21}$ .**

Sin embargo, con la inserción de 2 y 3 filas de taladros no se consigue mejorar el ancho de banda del coeficiente de reflexión  $S_{11}$ . Esto se debe a que la zona de discontinuidad es una zona muy sensible al hueco entre la placa superior e inferior, y los taladros no son capaces de corregir los escapes producidos por esa ranura de aire. Por ello, se van a analizar las estructuras de la Figura 25 pero eliminando el hueco de aire en esa zona crítica, pero manteniendo dicho hueco en los tres tramos de guía que confluyen en dicha discontinuidad, Figura 27.



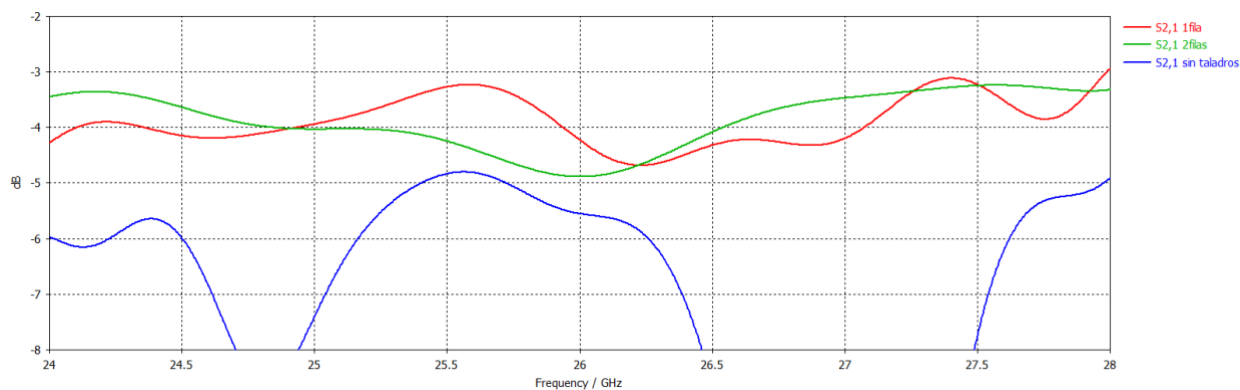
**Figura 26. Divisor 1-2 sin hueco en la zona de unión.**

Dejando la zona de unión del divisor unida, sin hueco de aire, se obtienen las siguientes respuestas de reflexión, Gráfica 22. En la estructura con solo hueco de aire, se observa que la adaptación se pierde por completo, el coeficiente  $S_{11}$  se encuentra por encima de -10 dB. Sin embargo, al introducir una fila de taladros esta adaptación consigue mejorar, el coeficiente toma valores por debajo de -15 dB.



**Gráfica 22. Parámetro  $S_{11}$ .**

Analizando el parámetro  $S_{21}$ , al introducir una fila de taladros glide se consigue recuperar el nivel de potencia en las salidas, este valor se acerca a los -3dB teóricos que debería tener el divisor.



**Gráfica 23. Parámetro  $S_{21}$ .**

Al tratarse de una zona tan sensible, si no existe un gap en esa área, los taladros pueden mitigar las fugas de señal producidas por el hueco de aire en el resto de la estructura. Sin embargo, al añadir gap en toda la estructura, estos taladros glide no son capaces de corregir estas fugas en zonas tan concentradas.

### 3.5.2 Codo

En este apartado se analiza la última estructura sencilla antes de diseñar la red de alimentación. Se trata de un codo, Figura 28. Primero se diseña en guía de onda WR28 para obtener las dimensiones que adapten la estructura. La finalidad del codo es girar la dirección de la señal  $90^\circ$  para poder insertar un nuevo divisor. El codo consiste en la unión de dos guías cuadradas formando un “L”. En la unión exterior se introduce una discontinuidad para adaptar la estructura.

Para el estudio del codo se sigue el siguiente procedimiento:

- Primero se diseña la estructura ideal con conexiones perfectas.
- Segundo se introduce el gap indeseado
- Tercero se añaden los taladros glide.

### 3.5.2.1 Codo con conexiones perfectas

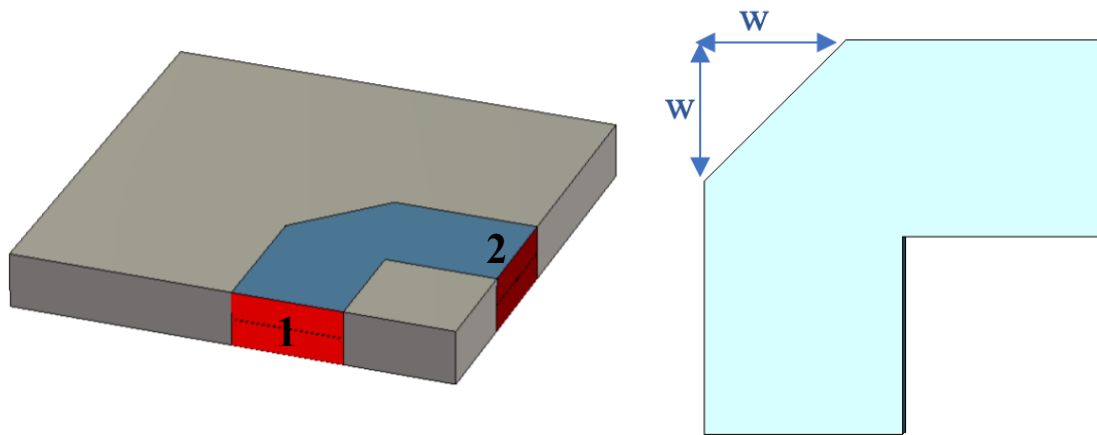
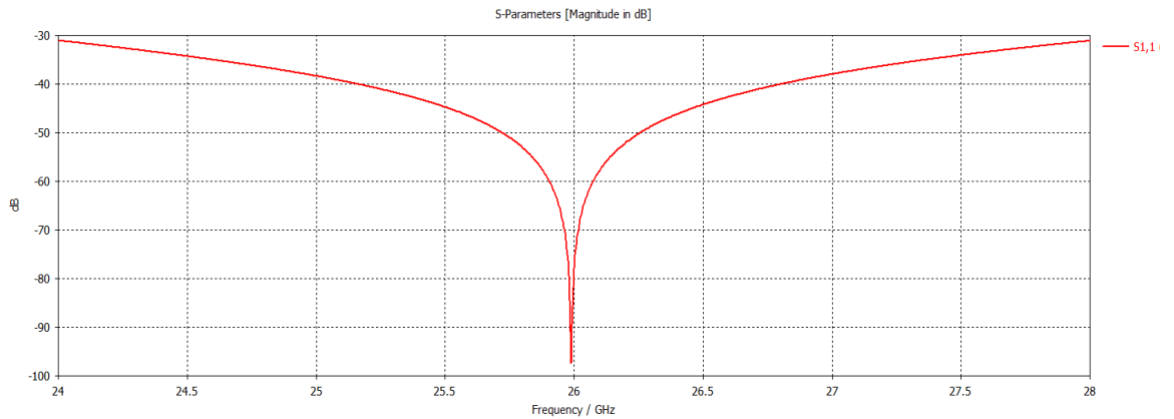


Figura 27. Codo, visión 3D y vista frontal.

Ajustando la dimensión  $w$  del codo hasta un valor de 5.1 mm se obtiene la siguiente adaptación, Gráfica 24. El parámetro de reflexión está por debajo de -30 dB en toda la banda de trabajo.



Gráfica 24. Parámetro  $S_{11}$ .

Se produce una transmisión de 0dB, es decir, la transmisión entre el puerto 1 y 2 es total, por lo que el codo funciona correctamente.

### 3.5.2.2 Codo con hueco de aire indeseado

Una vez adaptado el codo, se procede a simularlo en dos mitades, Figura 29. Se trata de un paso intermedio para el posterior análisis de la eficacia de los taladros simétricos deslizados, como se hizo con el divisor en T. El hueco de aire entre las placas es de 0.05mm, analizamos el peor caso.

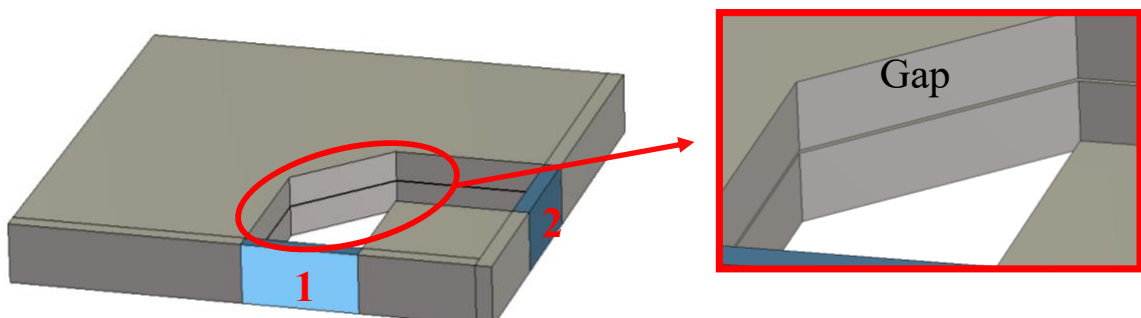
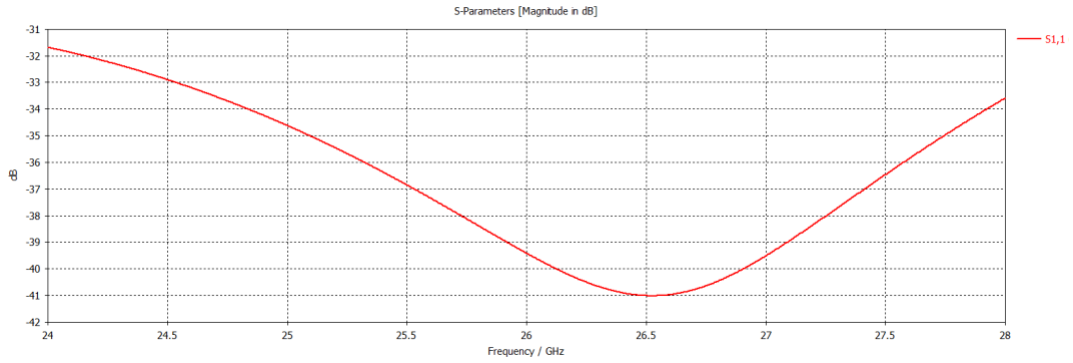
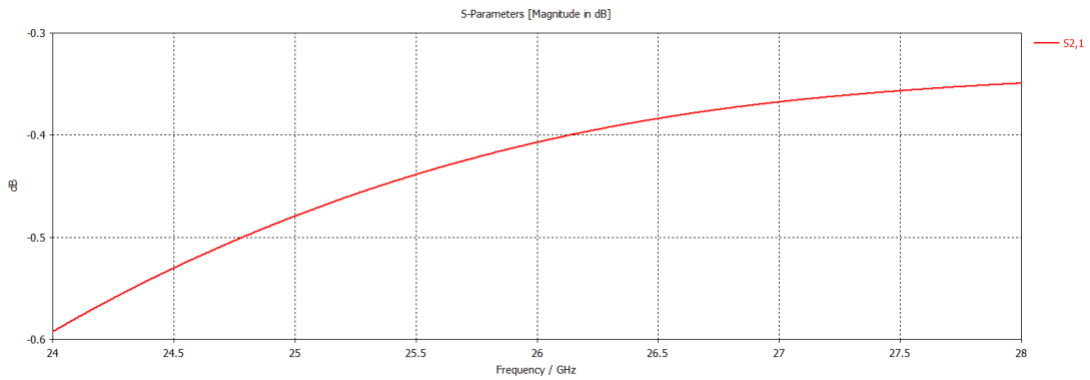


Figura 28. Codo con gap.

Observando la Gráfica 25, al separar la estructura en dos mitades insertando un hueco de aire de 0.05mm la adaptación empeora un poco respecto a la estructura original, aunque el parámetro de reflexión sigue estando por debajo de -30 dB. La transmisión, Gráfica 26, no es con exactitud cero como ocurría anteriormente, a la frecuencia central (26 GHz) la transmisión es de -0.4 dB. En una zona tan pequeña se produce bastante degradación por el hueco de aire entre las dos placas.



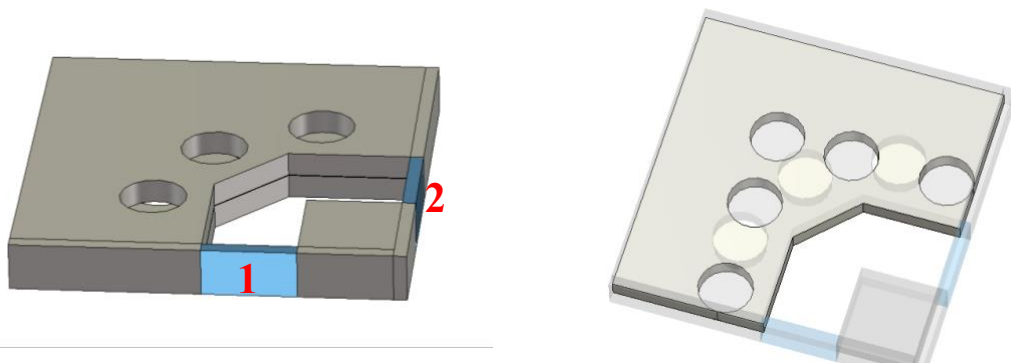
**Gráfica 25. Parámetro S<sub>11</sub>.**



**Gráfica 26. Parámetro S<sub>21</sub>.**

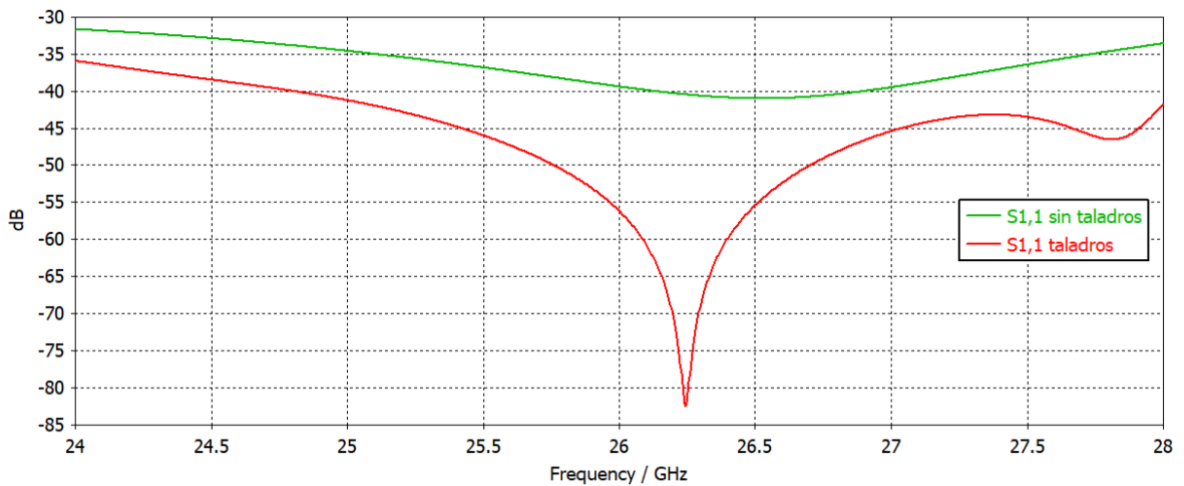
### 3.5.2.3 Codo con taladros glide

Teniendo en cuenta los resultados anteriores, se insertan taladros alrededor de la guía de onda que forma el codo con el objetivo de conseguir una adaptación lo más parecida a la obtenida con la guía de onda convencional WR28.

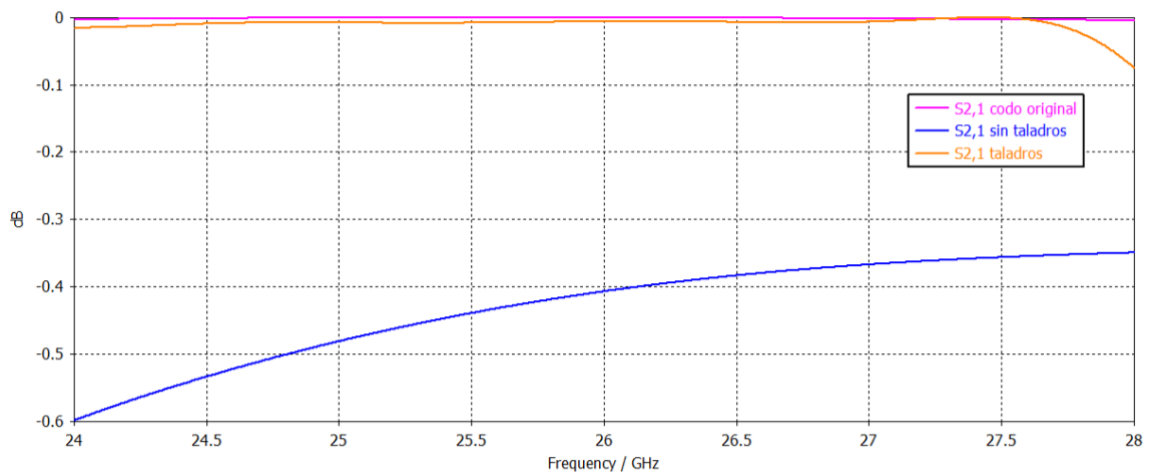


**Figura 29. Codo con taladros glide.**

Mediante la inserción de taladros se consigue mejorar la adaptación, el parámetro de reflexión se encuentra por debajo de -35 dB, Gráfica 27. A la frecuencia central, 26 GHz, la transmisión es prácticamente 0 dB. El codo rodeado de taladros se comporta igual que el codo convencional.



**Gráfica 27. Parámetro  $S_{11}$ . Comparación codo solo con gap y codo con gap y taladros.**



**Gráfica 28. Parámetro  $S_{21}$ . Comparación codo solo con gap y codo con gap y taladros.**

### 3.5.3 Divisor de potencia 1-4

Por último, se aborda el diseño del divisor completo 1-4 presentado en la Figura 21 del apartado 3.5 pero ahora juntando los componentes individuales que se han diseñado anteriormente. Se analizarán 3 tipos de estructuras:

- Primera estructura: divisor 1-4 con guía de onda WR28 y contactos ideales en las paredes
- Segunda estructura: divisor 1-4 con hueco o gap en las paredes laterales entre las dos placas de la guía de onda.
- Tercera estructura: divisor 1-4 con taladros glide.



### 3.5.3.1 Divisor 1-4 con guía de onda WR28

Partiendo del diseño del divisor en T y el codo, se ha creado un divisor de potencia 1 a 4. En esta estructura la distancia entre las ramas de salida es de  $d=16.31mm$ . A pesar de ser mayor a  $\lambda_0$ , si se alimentan antenas muy directivas (como bocinas), la aparición de lóbulos réplicas queda en gran parte mitigada. El problema de esos lóbulos réplica es que reduce significativamente la ganancia de la agrupación de antenas, ya que, genera varios haces muy potentes en los que se reparte la potencia entregada, con la consiguiente reducción de ganancia.

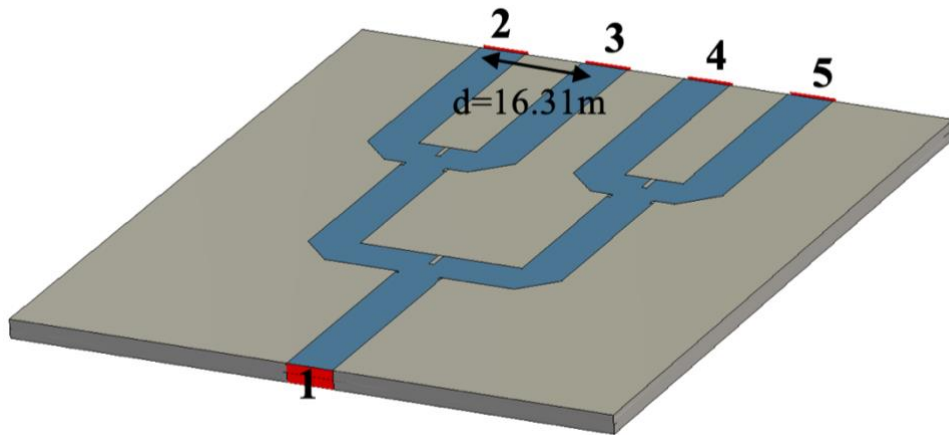
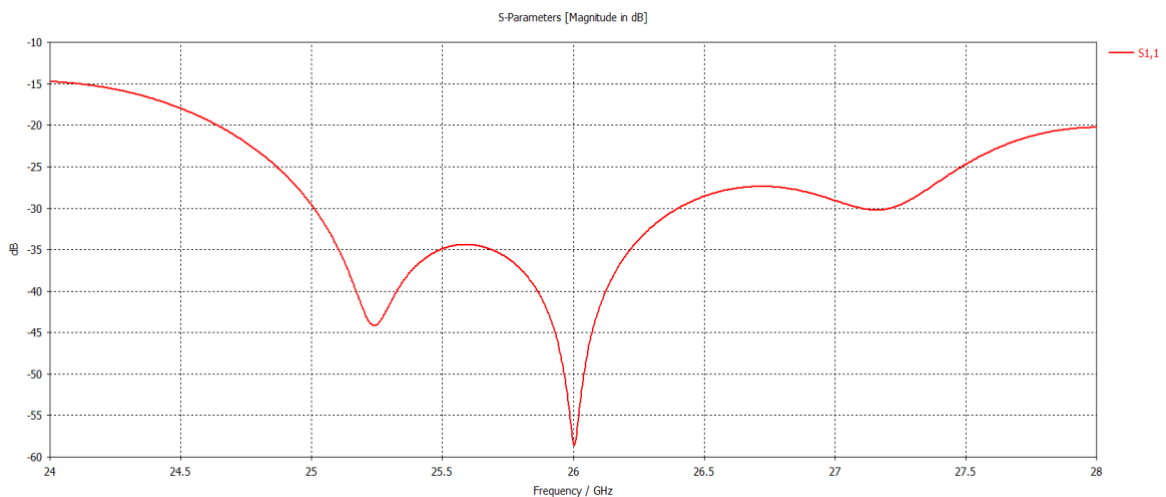


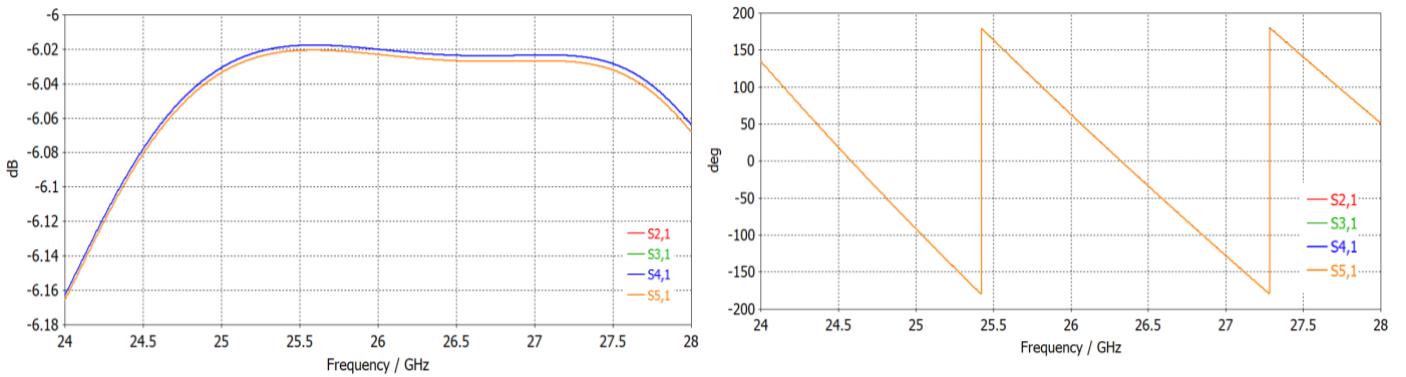
Figura 30. Divisor 1-4.

En la Gráfica 29 el ancho de banda por debajo de -25dB es del 10.4%, es menor que el ancho de banda obtenido en el divisor en T ya que se trata de una estructura más compleja y es lógico que se reduzca la banda.



Gráfica 29. Parámetro S<sub>11</sub>.

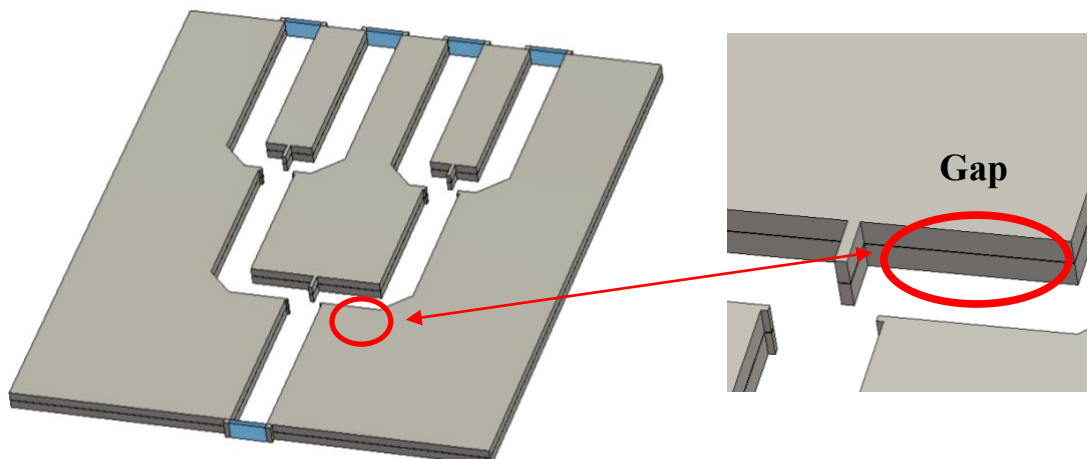
Idealmente, el divisor de potencia adaptado 1-4 tendrá que repartir a cada salida un 25% de la señal introducida por el puerto 1. Por lo tanto, a cada salida (puerto 2,3,4,5) llegarán aproximadamente -6 dB ( $10\log_{10}(0.25)$ ), Gráfica 30.



**Gráfica 30. Parámetros  $S_{21}$ ,  $S_{31}$ ,  $S_{41}$ ,  $S_{51}$ , amplitud y fase.**

### 3.5.3.2 Divisor 1-4 con hueco de aire indeseado

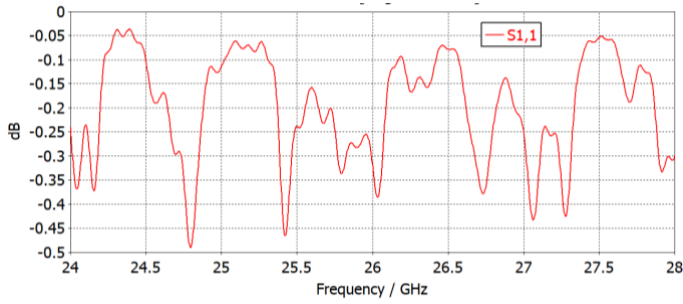
Una vez adaptado el divisor 1-4, se procede a simularlo en dos mitades con un hueco de aire de 0.05mm, Figura 32. Se trata de un paso intermedio para el posterior análisis de la eficacia de los taladros simétricos deslizados.



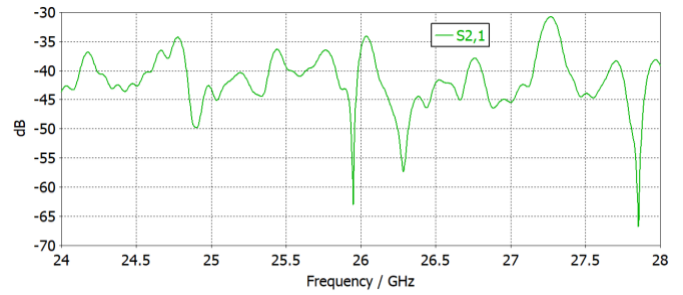
**Figura 31. Divisor 1-4 con gap.**

Analizando el coeficiente de reflexión  $S_{11}$  (Gráfica 32), se puede observar que se ha perdido toda la adaptación conseguida con una guía convencional al introducir un gap, el parámetro  $S_{11}$  toma valores cercanos a 0dB. Un coeficiente  $S_{11}$  de 0 dB implica que toda la potencia de entrada se refleja, no llega nada a las salidas. Esto se observa también en el coeficiente de transmisión  $S_{21}$  (Gráfica 31), donde tener un valor de -40 dB implica que lo que entró por la puerta 1 apenas llega a la puerta 2.

El efecto del gap en una estructura tan compleja como es este divisor 1-4 es demoledor. La señal que se escapa por el hueco se realimenta en las diversas secciones en guía que hay provocando que la red divisora deje de funcionar.



Gráfica 32. Parámetro  $S_{11}$ .



Gráfica 31. Parámetro  $S_{21}$ .

### 3.5.3.3 Divisor 1-4 con taladros

Teniendo en cuenta los resultados anteriores (apartado 3.6.2), se inserta una fila de taladros alrededor de la guía de onda que forma el divisor 1-4 con el objetivo de mejorar tanto la adaptación como el reparto de potencias, Figura 33.

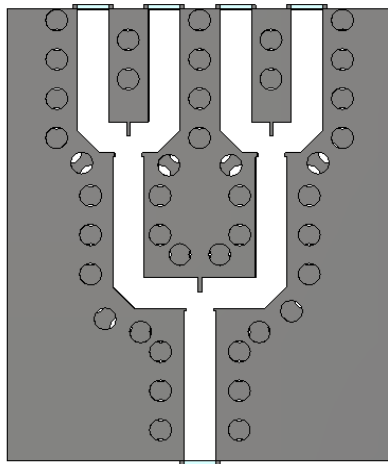


Figura 33. Divisor 1-4 con taladros.

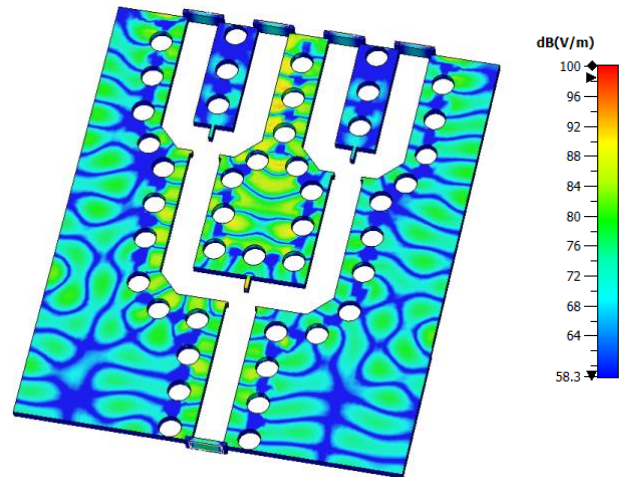
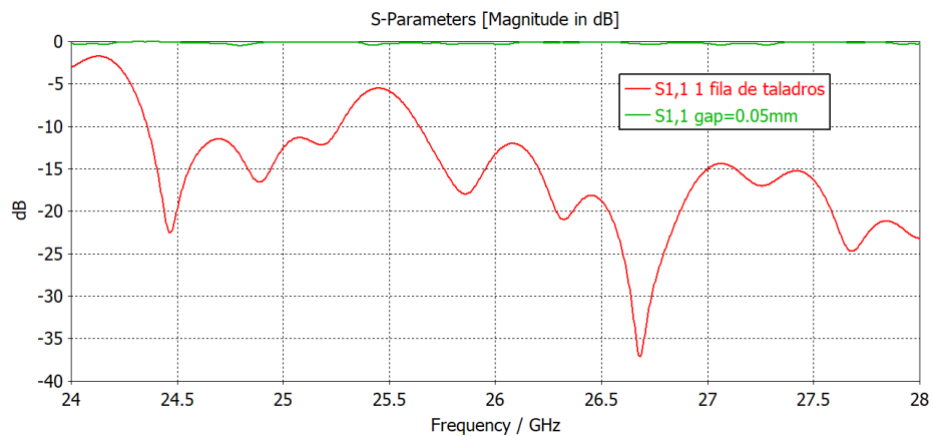


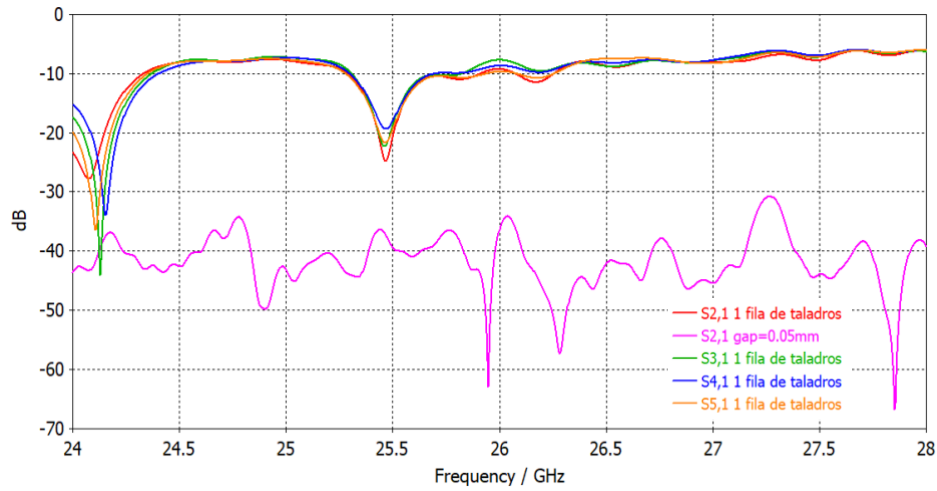
Figura 32. Campo E divisor 1-4 con taladros.

Analizando el coeficiente de reflexión  $S_{11}$  de la Figura 33, se observa que introduciendo una fila de taladros la adaptación mejora respecto a la estructura con solo hueco de aire.

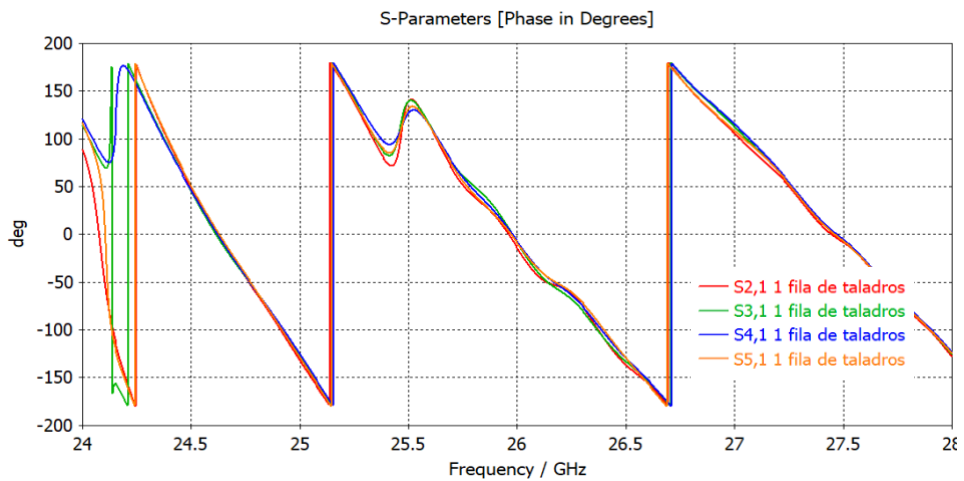


Gráfica 33. Parámetro  $S_{11}$ .

Respecto al parámetro  $S_{21}$ , conseguimos que el reparto de potencias mejore respecto al diseño solo con gap. En el caso del divisor con taladros glide, las pérdidas de potencia son de -3dB respecto a la respuesta ideal.



**Gráfica 34. Parámetro  $S_{21}$ .**



**Gráfica 35. Fase  $S_{21}$ .**

Aunque la adaptación del divisor 1-4 y su reparto de potencia en las 4 salidas mejore respecto a una estructura con un gap de 0.05mm, está lejos de poder ser comparado con el divisor 1.4 convencional, con guía de onda WR28. Al poder poner solo una fila de taladros entre las guías de salida, la atenuación del campo puede que no sea suficiente y se cuele señal de una a otra, especialmente en las discontinuidades que son las zonas más sensibles al gap, Figura 34.

Se añaden más filas de taladros para estudiar si se pueden mitigar las fugas de señal y las resonancias, Figura 35:

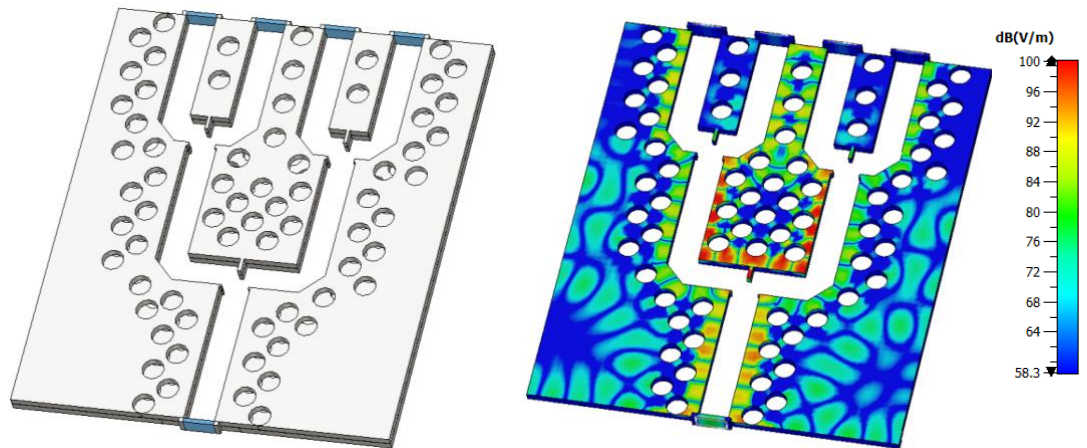
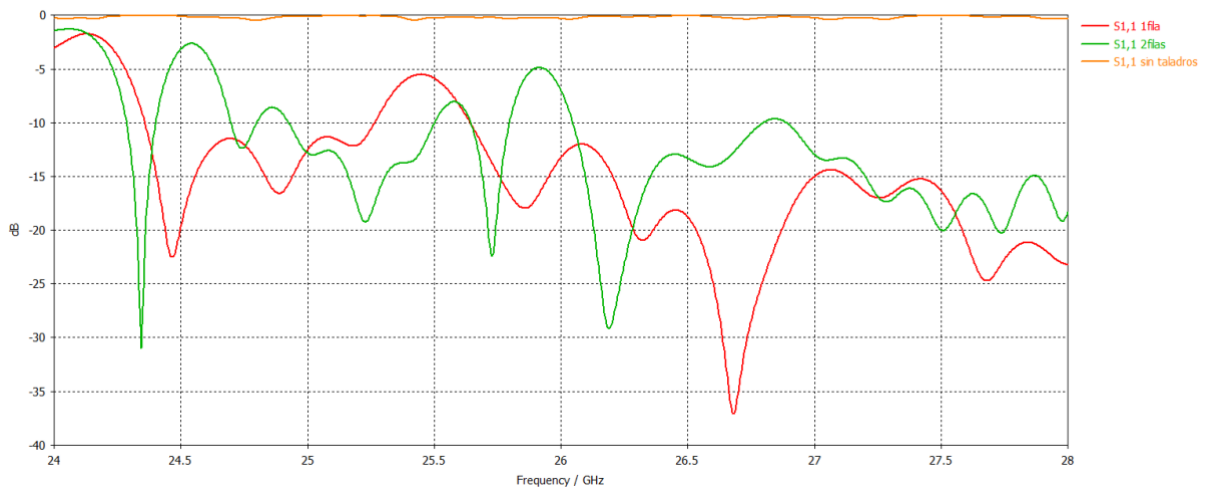


Figura 34. A) Divisor 1-4 con 2 filas de taladros. B) Como E

Comparando el parámetro  $S_{11}$  respecto al obtenido en la estructura con una única fila de taladros, no se observa mejora alguna con más densidad de taladros, Gráfica 36.



Gráfica 36. Parámetros  $S_{11}$ .

Observando el campo E sobre toda la estructura con taladros, en la parte central aparecen resonancias, Figura 35.



## 4 Conclusiones y trabajo futuro

---

### 4.1 Conclusiones

En este TFG, se ha investigado y analizado las prestaciones de la tecnología *Glide-Symmetric Holey Structure*, estructura gap con una cama de taladros simétricamente dispuestos alrededor de las paredes laterales de la guía de onda, que generan una banda de rechazo que impide la propagación de la onda que se escapa ante la imposibilidad de generar un perfecto contacto entre las mitades que conforman la guía.

En primer lugar, se estudiaron las condiciones geométricas, los parámetros de dicha estructura de taladros simétricos deslizados para obtener una *stopband* que coincidiera con la banda de trabajo bajo estudio (24-28GHz). Se comprobó que podía obtenerse dicha banda prohibida con taladros simétricos.

Para el estudio de una red divisora que alimente una agrupación de antenas en guía de onda tipo gap *glide-symmetric holey*, se han analizado estructuras más sencillas que al unir las forman dicha red divisora. Estas estructuras son: tramos rectos de guía rectangular con gap indeseado y taladros glide, dos guías paralelas acopladas, codo, divisor de potencia 1-2 y divisor de potencia 1-4.

En el análisis de los tramos rectos de guía de onda rectangular tipo gap con taladros simétricos se ha comprobado que pueden sustituir a un tramo recto de una guía de onda convencional. Lo mismo ocurre con los tramos rectos con doble guía de onda tipo gap. Ambas estructuras son equivalentes a una estructura compuesta con guía de onda estándar.

Respecto a los codos, tras su estudio, se puede decir que la estructura con guía de onda tipo gap y taladros es equivalente a la estructura con guía de onda convencional.

Sin embargo, en la investigación con estructuras más complejas que un simple tramo recto como un divisor de potencia 1-2 o 1-4, los resultados no cumplían completamente con las expectativas deseadas. Se intentó cubrir las estructuras con más densidad de taladros, reforzar las zonas de giro, variar la distancia entre los taladros y la guía de onda, pero no se llegaban a cancelar los escapes de señal producidos por el hueco de aire entre las placas.

Por lo tanto, el divisor de potencia 1-2 o 1-4 con guía de onda tipo gap y taladros simétricos deslizados no reemplazarían completamente a un divisor de potencia o red divisora construida con una guía de onda convencional.

Al comparar los resultados obtenidos para las diferentes estructuras estudiadas, se aprecia que la tecnología *gap waveguide* y taladros simétricos deslizados funciona correctamente en tramos rectos y codo. En estructuras más complejas los taladros no son capaces de recuperar el comportamiento ideal, aunque si se pueden atenuar sus efectos. Este tipo de estructura sería una buena medida preventiva, en especial cuando la frecuencia es muy alta y esos huecos de aire producidos por la mala unión entre capas son más visibles.

Unos de los muchos problemas a los que nos enfrentamos fue al correcto modelado de dichas estructuras en el software CST Microwave Studio, ya que, se trata de estructuras muy periódicas, que si no se consiguen simular correctamente se obtiene resultados que no corresponden con la realidad. Se tuvo que prestar especial atención al mallado en la zona del gap, para comprobar que era suficientemente pequeño en esa zona para que a la hora de simularlo lo tuviese en cuenta el programa. Además, alrededor de todas las estructuras se tuvo que colocar material absorbente para simular un circuito abierto perfecto para evitar reflexiones de señal no deseadas. Estos criterios de modelado se especifican más en detalle en el anexo A.2

También cabe destacar la alta carga de investigación de este trabajo debido a la falta de documentación encontrada sobre la tecnología *Glide-Symmetric Holey Structure* en estructuras como redes divisoras.

## 4.2 Trabajo futuro

Tras los resultados de este Trabajo de Fin de Grado, surgen nuevas mejoras y líneas de investigación:

- Investigar la posibilidad de combinar taladros simétricos deslizados y pines en aquellas zonas críticas donde la tecnología con taladros no ha sido útil.
- Simular y corroborar que los resultados simulados frente a los empíricos para determinar si los criterios de modelado elegidos han sido correctos
- Estudiar posibles modificaciones en las zonas de discontinuidad como por ejemplo el septum, para ver si se puede emplear algo más a parte de taladros glide para evitar esas fugas de señal.



# Referencias

---

- [1] D. M. Pozar, "Microwave Engineering", 4a ed., John Wiley & Sons, 2011.
- [2] Stefano Maci and Per-Simon Kildal, "Hard and soft surfaces realized by FSS printed on a grounded dielectric slab," IEEE Antennas and Propagation Society Symposium, 2004., 2004, pp. 285-288 Vol.1.
- [3] Per-Simon 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.
- [4] E. Rajo-Iglesias, M. Ferrando-Rocher, A. U. Zaman, "Gap Waveguide Technology for Millimeter Wave Antenna Systems, in IEEE Communications Magazine," vol. 56, no. 7, pp. 14-20, July 2018.
- [5] Valero-Nogueira, M. Baquero, J. I. Herranz, J. Domenech, E. Alfonso, and A. Vila, "Gap waveguides using a suspended strip on a bed of nails," IEEE Antennas Wireless Propag. Lett., vol. 10, pp. 1006–1009, 2011.
- [6] P.-S. Kildal, E. Alfonso, A. Valero-Nogueiro, E. Rajo-Iglesias, "Local metamaterial based waveguides in gaps between parallel metal plates," IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, Vol. 8 pp. 84-89, 2009.
- [7] Mahsa Ebrahimpouri, O. Quevedo-Teruel, and Eva Rajo-Iglesias, "Design guidelines for gap waveguide technology based on glide-symmetric holey structures," IEEE Microwave and wireless Components Letters, vol. 27, no. 6, pp. 542–544, June 2017.
- [8] Mahsa Ebrahimpouri, Eva Rajo-Iglesias, Zvonimir Sipus, and Oscar Quevedo-Teruel, "Cost-effective gap waveguide technology based on glide-symmetric holey EBG structures," IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques., vol. 66, no. 2, pp. 927–934, February 2018.
- [9] Zvonimir Sipus, Katarina Cavar, Marko Bosiljevac and Eva Rajo-Iglesias, "Glide-Symmetric Holey Structures Applied to Waveguide Technology: Design Considerations", Article, pp.1-15, December 2020.
- [10] G. Valerio, Z. Sipus, A. Grbic, and O. Quevedo-Teruel, "Accurate equivalent-circuit descriptions of thin glide-symmetric corrugated meta-surfaces," IEEE Trans. Antennas Propag., vol. 65, no. 5, pp. 2695–2700, May 2017.

- [11] P. Padilla, Á. Palomares-Caballero, A. Alex-Amor, J. Valenzuela-valdés, J. M. Fernández-González and O. Quevedo-Teruel, "Broken Glide-Symmetric Holey Structures for Bandgap Selection in Gap-Waveguide Technology," in *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 29, no. 5, pp. 327-329, May 2019.
- [12] O. Quevedo-Teruel, M. Ebrahimpouri, and M. N. M. Kehn, "Ultrawideband metasurface lenses based on off-shifted opposite layers," *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 15, pp. 484–487, 2016.
- [13] Ghasemifard, F.; Norgren, M.; Quevedo-Teruel, O.; Valerio, G. "Analyzing Glide-Symmetric Holey Metasurfaces Using a Generalized Floquet Theorem." *IEEE Access* 2018, 6, 71743–71750.
- [14] Eva Rajo-Iglesias, Mahsa Ebrahimpouri and Oscar Quevedo-Teruel, "Wideband Phase Shifter in Groove Gap Waveguide Technology Implemented With Glide-Symmetric Holey EBG," in *IEEE Microwave and wireless Components Letters*, vol. 28, no. 6, pp. 476-478, June 2018.
- [15] Luis Fernando Herran, Astrid Algaba Brazalez, Malcolm Ng Mou Kehn and Eva Rajo-Iglesias, "Design of antenna arrays using groove gap waveguide technology implemented with glide symmetric holes," *2020 14th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, 2020, pp. 1-4.



# Anexos

## A CST Studio Microwave

CST es el software de análisis de componentes y sistemas electromagnéticos utilizado entre proyecto. Este programa permite simular estructuras en 3D de componentes de alta frecuencia como redes de alimentación, antenas, filtros, e infinidad de estructuras más.

Presenta una gran variedad de dominios de simulación, en este trabajo de fin de grado se han empleado 2 tipos de dominios: *Eigen-mode Solver*, *Time Domain Solver*.

### A.1 Eigen-mode solve

El dominio de simulación *Eigen-mode Solver* se emplea para el análisis de estructuras resonantes y periódicas como es el caso del estudio de la celda base de este TFG (capítulo 3.2). Este simulador permite obtener de forma sencilla el diagrama de dispersión de la estructura bajo estudio, representa los modos de propagación, Figura 37.

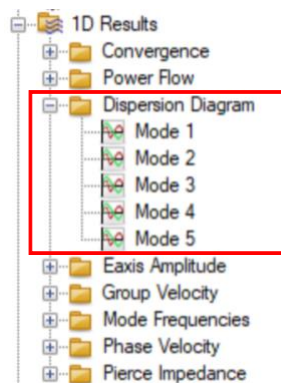


Figura 35. Diagrama de dispersión.

Presenta dos características fundamentales que le diferencia del resto de simuladores:

- No emplea puertos.
- Requiere la definición de condiciones periódicas de la estructura, Figura 38, para así poder modelar una estructura infinita.

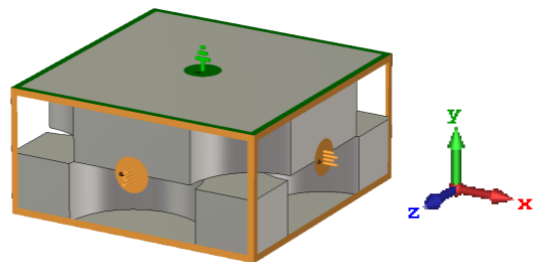
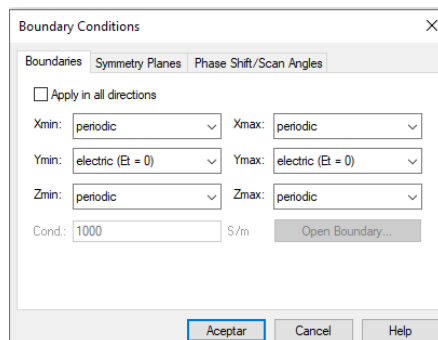


Figura 36. Condiciones periódicas celda base.

En la frontera o ejes con condición periódica se asigna un barrido paramétrico en fase de 0 a 180° para medir el comportamiento de dispersión de frecuencias de la estructura, Figura 39.

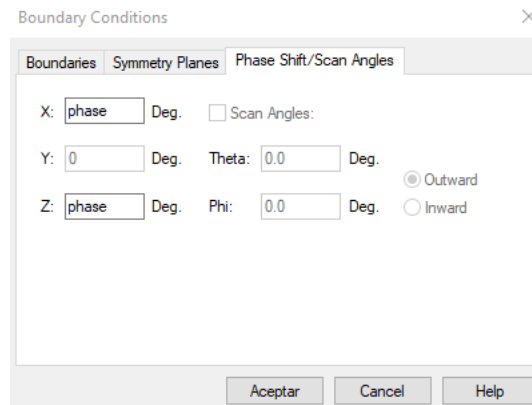


Figura 37. Barrido paramétrico.

## A.2 Time Domain solver



Este tipo de simulador trabaja en el dominio del tiempo. Es el más utilizado en radiofrecuencia. A diferencia del *Eigen-mode solver* requiere de puertos de simulación, Figura 40.

Además, permite obtener diferentes resultados como parámetros S, el campo eléctrico en cualquier parte de la estructura a través de monitores de campo.

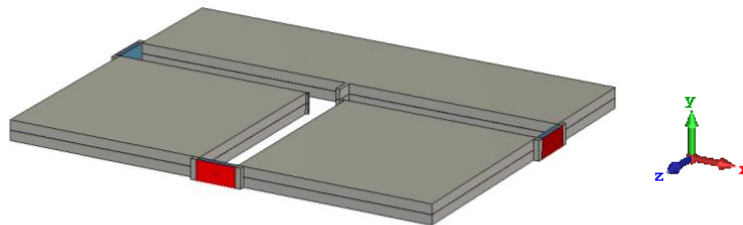


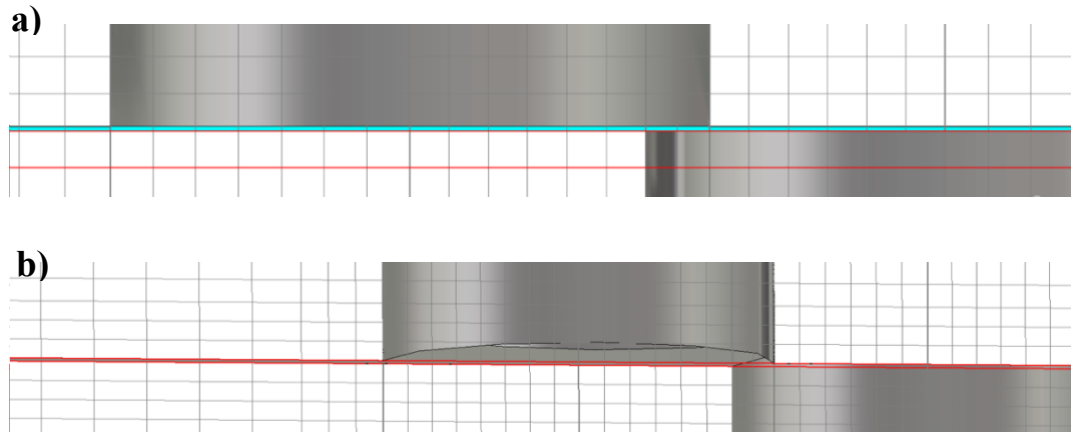
Figura 38. Divisor 1-2 simulado con Time Domain.

## A.3 Criterios de diseño para estructuras periódicas

En este TFG se simulan estructuras muy periódicas por la presencia de huecos y por la disposición de los taladros glide. Uno de los retos de este trabajo de investigación ha sido elegir los criterios de diseño correctamente para evitar obtener resultados que no corresponden con la realidad.

En este tipo de estructuras periódicas con huecos entre placas es fundamental controlar las celdas del mallado que establece CST en la zona del gap (Figura 40). Si no se simula con al menos una celda en esa zona, el simulador puede interpretar que no existe dicho hueco (Figura 41), o por el contrario si la celda en esa zona es demasiado grande que incluye hueco y metal, los resultados obtenidos serán erróneos.

A continuación, se muestran dos mallados diferentes en la zona del gap, Figura 41:



**Figura 39. Mallado gap.**

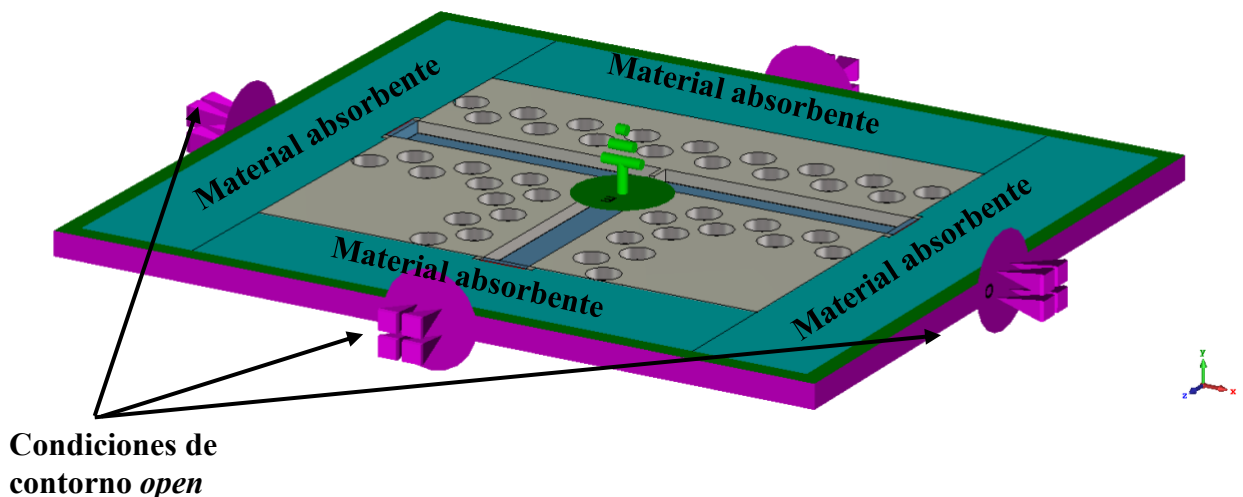
La Figura a) representa un mallado erróneo, el simulador no tiene en cuenta el gap y los resultados obtenidos son erróneos.

La Figura b) por el contrario, muestra un mallado correcto del gap. Existe una celda que cubre completamente ese hueco. Los resultados con este tipo de mallado son correctos.

Otro punto a tener en cuenta en este tipo de estructuras tan resonantes, son los bordes finales de ésta. Para evitar la reflexión indeseada de señal que llega al borde se ha colocado un material absorbente alrededor de toda la estructura para que cuando la señal rebote en ese material no vuelva hacia atrás y sea absorbida.

Este material absorbente se creo a través de la tangente de conductividad, con un valor de 0.5 las señales que choquen con este material serán absorbidas y no se quedarán circulando por la estructura generando resultados erróneos, Figura 42.

Por último, se deben añadir condiciones de contorno *open* en los bordes donde se ha añadido el material absorbente para que simule un circuito abierto, en las palcas superior e inferior se establece como condición de contorno circuito cerrado para indicar que se trata de una placa metálica.



**Figura 40. Estructura con material absorbente.**