

UNIVERSIDAD MIGUEL HERNÁNDEZ DE ELCHE
ESCUELA POLITÉCNICA SUPERIOR DE ELCHE

MÁSTER EN INGENIERÍA DE TELECOMUNICACIÓN



DISEÑO DE FILTROS DE
MICROONDAS EN TECNOLOGÍA SIW
BASADOS EN ESTRUCTURAS
PERIÓDICAS

TRABAJO FIN DE MÁSTER

Febrero - 2021

AUTOR: Javier Martínez Gil

DIRECTORA: Ángela María Coves Soler

AGRADECIMIENTOS

Agradezco a toda mi familia y amigos por el apoyo recibido en la realización de este proyecto. Quiero hacer una mención especial a la profesora Ángela Coves por la implicación y dedicación que ha tenido a lo largo de tanto tiempo.



ÍNDICE

CAPÍTULO 1. INTRODUCCIÓN	1
1.1 INTRODUCCIÓN A LAS GUÍAS DE ONDA.	1
1.2 MOTIVACIÓN	3
1.3 OBJETIVOS Y ORGANIZACIÓN DE LA MEMORIA	4
1.4 HFSS	5
CAPÍTULO 2. TECNOLOGÍA SIW	6
2.1 INTRODUCCIÓN A SIW	6
2.2 PERDIDAS EN MICROSTRIP	8
CAPÍTULO 3: FILTRO DE INSERCIONES DE DIELECTRICO	10
3.1 ANÁLISIS DE LA CELDA INFINÍTAMENTE PERIÓDICA	10
3.2 SIMETRÍA GLIDE	13
3.3 FILTRO BASADO EN ESTRUCTURAS PERIÓDICAS FINITAS	16
CAPÍTULO 4. FILTRO CON CSRR ASIMÉTRICOS	23
4.1 INTRODUCCIÓN A LOS CSRR	23
4.2 DISEÑO DE FILTROS CON CSRR	25
CAPÍTULO 5. CONCLUSIONES Y TRABAJO FUTURO	29

CAPÍTULO 1. INTRODUCCIÓN

1.1 INTRODUCCIÓN A LAS GUÍAS DE ONDA.

Como bien sabemos, el espectro electromagnético abarca desde las ondas de radio hasta los rayos gamma, pasando por el infrarrojo, espectro visible y por supuesto las ondas de microondas. En la banda de microondas y ondas milimétricas, la radiación es un fenómeno muy usado en comunicaciones móviles para el desarrollo de antenas, pero también es un fenómeno a evitar en determinados sistemas si no queremos perder energía. La forma más extendida para evitar esas pérdidas de radiación, es confinando los campos dentro de estructuras metálicas muy robustas, llamadas guías de onda.



Figura 1. Imagen de una guía de onda.

Estas estructuras son tan utilizadas ya que aseguran unas pérdidas muy bajas, debido a que la estanqueidad es total. Son estructuras muy versátiles que pueden tener filtrados con anchos de banda grandes o pueden ser muy selectivos en frecuencia, además soportan señales con altos niveles de potencia. Sin embargo, no todo son ventajas, ya que son dispositivos muy pesados y de gran volumen, y su proceso de fabricación es difícil y muy costoso, debido a que los requerimientos de calidad son elevados. Por el contrario, las PCBs (Printed Circuit Board), en la que se basan las tecnologías microstrip y guías de ondas coplanares, esta tecnología tiene diferentes ventajas:

- Volumen y peso pequeños
- Alta robustez mecánica
- Simplicidad de construcción y bajo coste.
- Facilidad de producción en masa

- Posibilidad de crear estructuras adaptables a superficies curvas

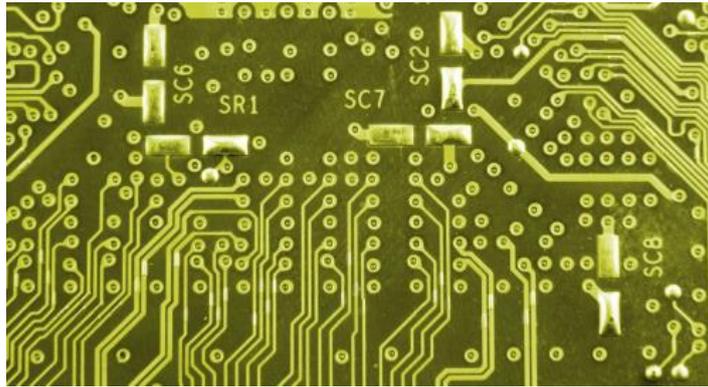


Figura 2. Imagen de un circuito PCB.

Sin embargo, no todo son ventajas en este tipo de tecnología, ya que tienen pérdidas mucho más elevadas que las guías de onda conforme aumentamos la frecuencia de las señales, tienen altas pérdidas por radiación y no pueden soportar grandes cantidades de potencia, ya que podrían sufrir grandes daños.

Por todo ello y de manera reciente, se ha desarrollado una nueva generación de circuitos integrados de alta frecuencia, conocidos como SICs (Substrate Integrated Circuits). El desarrollo de la tecnología SIC en los últimos años ha permitido la sintetización de estructuras no planares (como guías de onda) sobre un sustrato dieléctrico, esto facilita la integración de estas estructuras sin tener que usar complejos procedimientos de montaje o ensamblado típicos de las guías de onda convencionales [1]. Existen diferentes tipos de SICs, sin embargo, en este trabajo nos vamos a centrar en el uso de la tecnología SIW (Substrate Integrated Waveguide).

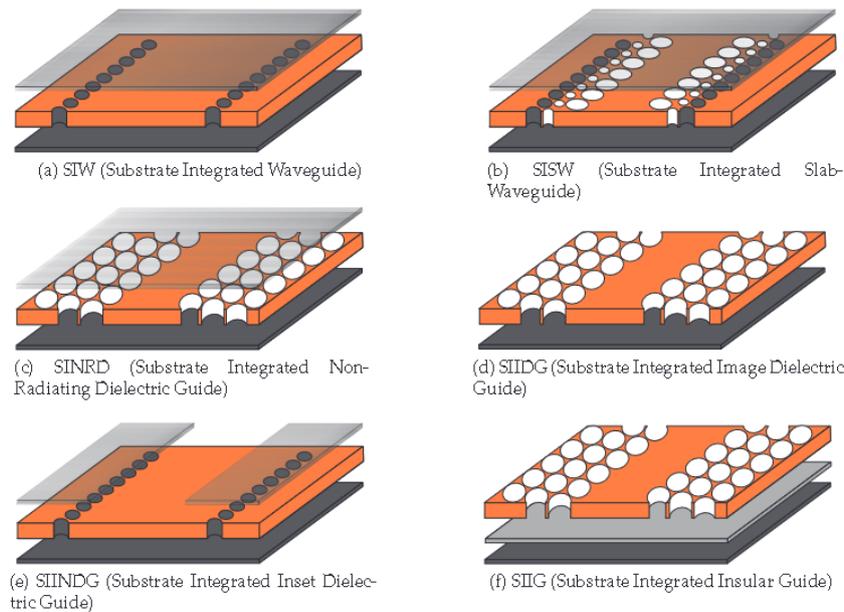


Figura 3. Tipos de SICs.

Hemos elegido usar la tecnología SIW en lugar de las otras, ya que se pueden crear guías de onda rectangulares en tecnología planar sin dificultad. La ventaja principal de la tecnología SIW es la posibilidad de integrar un sistema completo en un solo sustrato, con elementos activos, pasivos, antenas etc., por lo que no es necesario líneas que conecten los diferentes componentes, por lo que reducimos de forma considerables las pérdidas.

En este trabajo se presentará el diseño, análisis y fabricación de un filtro SIW con inserciones de dieléctrico en un rectángulo de aire en el interior de la guía, y el diseño y análisis de una modificación de uno de los filtros que se realizó el año pasado en el laboratorio de microondas de la Universidad Miguel Hernández, este segundo no se ha llegado a fabricar debido a que la respuesta no ha sido todo lo buena que se esperaba.

1.2 MOTIVACIÓN

Previamente a este proyecto, en el grupo de Sistemas de Radiofrecuencia del departamento de Ingeniería de Comunicaciones, se han realizado diferentes investigaciones las cuales estaban basadas en tecnología SIW y sus aplicaciones en el diseño de filtros de microondas, ya sea con CSRRs, con agujeros rectangulares en el interior de la guía o con inserciones metálicas en el interior de la misma.

Este proyecto se va a basar en varios proyectos que ha realizado el grupo de investigación del departamento, uno de ellos consistía en realizar perforaciones de sección cilíndrica en el sustrato, para así conseguir una permitividad relativa del sustrato más reducida en ciertas regiones de la SIW, creando filtros basados en saltos de impedancia. Otro consistía en realizar perforaciones rectangulares en el sustrato de forma periódica, para así conseguir estructuras con permitividad relativa periódica a lo largo de la dirección de propagación, dando lugar a diagramas de banda con bandas permitidas y prohibidas, creando filtros basados en estructuras análogas a los cristales fotónicos. Otro de los proyectos en los que se va a basar el estudio consistía en la aplicación de CSRRs (Complementary Split Ring Resonators) en la cara superior del sustrato para conseguir filtros muy selectivos en frecuencia, tanto en configuración normal como con simetría glide, para comparar las ventajas y desventajas de ambas implementaciones en SIWs periódicas. Ambos estudios se han realizado en banda S, donde tenemos capacidad de fabricación y caracterización de los diseños llevados a cabo.

1.3 OBJETIVOS Y ORGANIZACIÓN DE LA MEMORIA

El objetivo inicial de este proyecto es el diseño de 3 filtros paso banda en tecnología SIW, el primero de ellos con inserciones de dieléctrico en un rectángulo de aire en el interior de la guía, el segundo con aplicación de simetría glide, y el tercero con varios CSRRs periódicos modificados.

La memoria se organiza en dos bloques. En el primero se explican los aspectos teóricos tanto de las guías de onda como de la tecnología SIW, así como el por qué y sus ventajas, en el segundo bloque se desarrollarán los aspectos prácticos de los 2 filtros y los resultados obtenidos tras las simulaciones.

El trabajo se ha dividido en 5 capítulos, cuyo contenido se explica brevemente a continuación:

- En el primer capítulo se hace una breve introducción a las guías de onda, así como las diferentes alternativas de crearlas, también se introduce a HFSS, programa usado para el análisis y diseño de todas las estructuras.
- En el segundo capítulo se explica la tecnología SIW, así como sus ventajas en aplicaciones de microondas.

- En el tercer capítulo se explica el primer filtro diseñado, con y sin simetría glide, también se explican las ventajas de usar este tipo de simetría.
- En el cuarto capítulo se explican los CSRRs y el segundo tipo de filtro diseñado, también los problemas que hemos tenido con los resultados.
- En el quinto capítulo se resumen las conclusiones obtenidas en el estudio.

1.4 HFSS

HFSS (High Frequency Structure Simulator) es un software comercial, usado como simulador electromagnético para el análisis de estructuras que funcionen a altas frecuencias. Este simulador usa el método MEF (Método de Elementos Finitos), el cual permite transformar un problema diferencial con condiciones límite en un problema matricial. En este modelo, el análisis se divide en un conjunto llamado malla (agrupación de triángulos o rectángulos) que contienen el medio homogéneo, cada una de estas mallas se aproximan mediante funciones de interpolación.

Por lo tanto, HFSS permite analizar estructuras de forma arbitraria desde un punto de vista electromagnético. Al ser un simulador 3D no hay limitaciones en las geometrías, ya que los campos y corrientes varían en un espacio tridimensional y se pueden resolver las ecuaciones de Maxwell sin problemas.

HFSS proporciona diferentes tipos de análisis, en particular en este trabajo se han usado dos de ellos:

- Eigenmode: Permite realizar un análisis de los autovalores de una estructura sin excitaciones en los puertos, y extraer las frecuencias de corte de los diferentes modos de una guía.
- Driven Modal: Permite realizar un análisis de una estructura con excitación en los puertos y extraer los parámetros S de la estructura, así como visualizar los campos E y H en el interior de la misma (con y sin movimiento).

CAPÍTULO 2. TECNOLOGÍA SIW

2.1 INTRODUCCIÓN A SIW

La tecnología SIW está formada a partir de un sustrato dieléctrico metalizado en las caras superior e inferior, donde las paredes metálicas convencionales de una guía de onda se sustituyen por dos filas de cilindros metálicos llamados “vías”, para así crear una pared eléctrica. Los sustratos empleados suelen tener anchuras bastante pequeñas (alrededor de 1mm de grosor) y la permitividad eléctrica de los mismos suele ser elevada. Las ventajas que ofrecen estas estructuras son varias, ya que tienen muchas menos pérdidas de radiación que otras tecnologías planares, conservan las principales ventajas de las guías de ondas rectangulares, tienen un elevado factor de calidad, bajo coste de fabricación y permiten transiciones sencillas a cualquier tipo de tecnología planar.

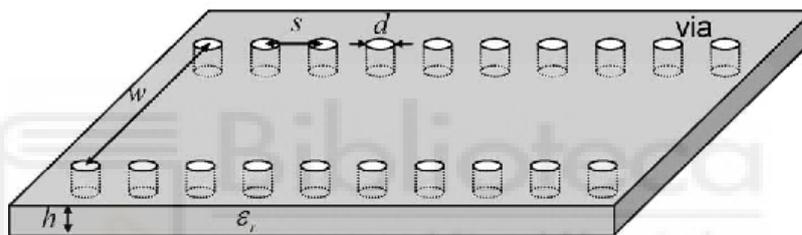


Figura 4. Estructura SIW.

Como podemos ver en la figura, 4 parámetros definen la geometría de la SIW. La altura del sustrato (h), que viene determinada por el fabricante, el ancho de la guía de onda (w), el diámetro de las vías (d) y la distancia que separa las vías (s). El diámetro y la distancia entre las vías no deben ser ni muy grandes ni muy pequeños, ya que una mala elección de estos parámetros puede hacer que el campo no esté totalmente confinado dentro de la estructura, y por tanto tengamos pérdidas por radiación. El valor mínimo de s es d , en este caso el campo está totalmente confinado dentro de la estructura, si el valor aumenta de forma excesiva, el confinamiento del campo empieza a disminuir. Existen una serie de fórmulas para el diseño de s y d que aseguran unas pérdidas de radiación nulas por los laterales de la guía:

$$d < \frac{\lambda_g}{5}$$

Fórmula 1. Diámetro de las vías.

$$s \leq 2 * d$$

Fórmula 2. Separación de las vías.

$$\lambda_g = \frac{2\pi}{\beta}$$

Fórmula 3. Longitud de onda de la guía.

Debido a la gran similitud entre las estructuras SIW con las guías de onda rectangulares (los modos tienen las mismas características dispersivas), la estructura SIW puede ser aproximada a una guía de onda rectangular.

La técnica más simple para analizar las estructuras de la SIW, es explotar la similitud entre ellas y las guías de ondas rectangulares. Dado que los modos SIW tienen las mismas características de dispersión que los modos de guía de ondas rectangulares, estas estructuras pueden ser aproximadas por una guía de ondas rectangular. La relación entre el ancho de la SIW con el de la guía de onda rectangular se puede calcular con la siguiente ecuación [2]:

$$w_{SIW} = w - \frac{d^2}{0.95 * s}$$

Fórmula 4. Relación entre el ancho de la SIW y el ancho de la guía rectangular.

Donde w es el ancho de la guía rectangular, d es el diámetro de las vías y s la separación de las vías.

Para crear una estructura SIW es necesario definir 3 parámetros fundamentales, el diámetro y el espaciado de los cilindros, para tener el campo perfectamente confinado en su interior, y el ancho de la guía de onda w . Este ancho está directamente relacionado con la frecuencia de trabajo, especialmente con la frecuencia de corte del modo fundamental de la guía. Además, también se debe elegir un sustrato dieléctrico que se adapte a las necesidades del diseño de la SIW. Usando sustratos gruesos reducimos las pérdidas del conductor, pero usando sustratos finos crearemos estructuras de menos tamaño.

Como se ha dicho anteriormente, una de las grandes ventajas que ofrece la tecnología SIW es la de crear de forma sencilla transiciones entre SIW y microstrip o guía de ondas coplanar. Existen diferentes métodos de crear transiciones, cuyos usos dependen del proceso de fabricación elegido, ancho de banda, pérdidas y de las estructuras a acoplar [1]. La geometría de la transición entre microstrip y SIW es muy sencilla, ya que se logra conectando la microstrip al metal superior de la SIW mediante un taper. Este taper tiene como objetivo reducir el efecto de la discontinuidad y asegurar una buena adaptación entre estructuras, además tiene como ventaja principal su gran sencillez y facilidad de fabricación. El taper básicamente es una estructura cónica que adapta la impedancia de la microstrip (normalmente 50 ohmios) con la impedancia de la SIW, podemos ver un esquema en la figura 5.

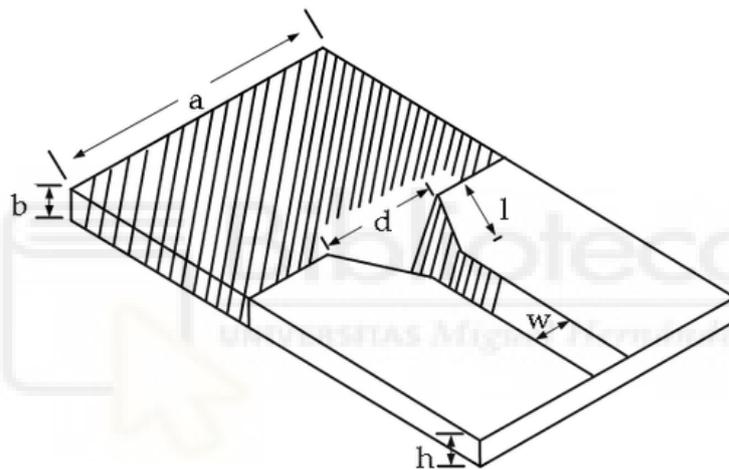


Figura 5. Esquema de taper.

2.2 PERDIDAS EN MICROSTRIP

En este estudio las transiciones se hacen de la SIW a microstrip, sin embargo, esta segunda tecnología tiene ciertas pérdidas asociadas. Hay 3 tipos principales de pérdidas en las microstrip [3]:

- En el dieléctrico
- En el conductor
- Por radiación

Por lo que:

$$\alpha_{tot} = \alpha_C + \alpha_D + \alpha_R$$

Fórmula 5. Pérdidas totales de una microstrip.

Donde alfa c representa las pérdidas del conductor, alfa d las pérdidas en el dieléctrico y alfa r representan las pérdidas por radiación.

Las pérdidas óhmicas se deben a la conductividad finita de las paredes metálicas (placas superior e inferior). Las pérdidas pueden ser calculadas con la siguiente fórmula [3]:

$$\alpha_c = \frac{R_S}{Z_0 W} Np/m$$

Fórmula 6. Pérdidas del conductor en una microstrip.

Donde $R_S = \sqrt{w\mu_0/2\sigma}$ es la resistividad de superficie del conductor, Z_0 la impedancia de la microstrip y W el grosor del sustrato. Si el grosor del sustrato aumenta, la magnitud de la densidad de la corriente eléctrica que fluye sobre los conductores disminuye y, por consiguiente, la potencia disipada por el efecto Joule disminuye [3]. Así que a medida que el grosor del sustrato aumenta, las pérdidas óhmicas disminuyen. Obviamente, el grosor máximo será dictado por razones tecnológicas prácticas.

Las pérdidas dieléctricas están relacionadas directamente con el nivel de disipación de energía $\tan\delta$. Estas pérdidas se pueden calcular de la siguiente forma [3]:

$$\alpha_D = \frac{k_0 \epsilon_r (\epsilon_e - 1) * \tan\delta}{2 * \sqrt{\epsilon_e} (\epsilon_r - 1)} Np/m$$

Fórmula 7. Pérdidas del dieléctrico de una microstrip.

Donde $\tan\delta$ es la tangente de pérdidas del dieléctrico, k_0 es el número de onda, ϵ_r es la permitividad relativa del medio, y es la ϵ_e constante dieléctrica efectiva.

Las pérdidas por radiación hacen referencia a los campos que radia la microstrip de forma intrínseca, que normalmente es un porcentaje muy pequeño de la potencia entregada, sin embargo, hay que tenerlo en cuenta.

CAPÍTULO 3: FILTRO DE INSERCIONES DE DIELECTRICO

3.1 ANÁLISIS DE LA CELDA INFINITAMENTE PERIÓDICA

A continuación, se mostrará el análisis de la celda unidad de inserciones de dieléctrico en un rectángulo de aire en el interior de la guía. Este estudio se ha llevado a cabo con el análisis de eigenmode, el cual permite estudiar la celda unidad a través de la configuración maestro-esclavo. En particular se han realizado 2 análisis variando 2 de los parámetros de la geometría.

Con el análisis de la celda periódica o celda unidad obtenemos el diagrama o curvas de dispersión. Estas son las gráficas que estudian los modos propagativos en una guía de onda. En el caso de las guías periódicas, nos sirve para ver en qué regiones del espectro nuestro filtro tendrá un comportamiento paso banda y en qué regiones se comportará como elimina banda. Como he dicho, el diagrama de dispersión se obtiene a partir de la celda unidad, la cual es una porción más simple del filtro final que vamos a diseñar (ya que estas son estructuras periódicas).

Se ha elegido esta configuración ya que, en estudios anteriores realizados por el departamento de comunicaciones, se ha demostrado la facilidad de implementar filtros en SIW jugando con la variación de la permitividad efectiva en el interior de la guía [4].

Para todos los análisis y diseños que vamos a ver a continuación se ha usado el sustrato Taconic CER-10, el cual tiene una permitividad relativa de 10.

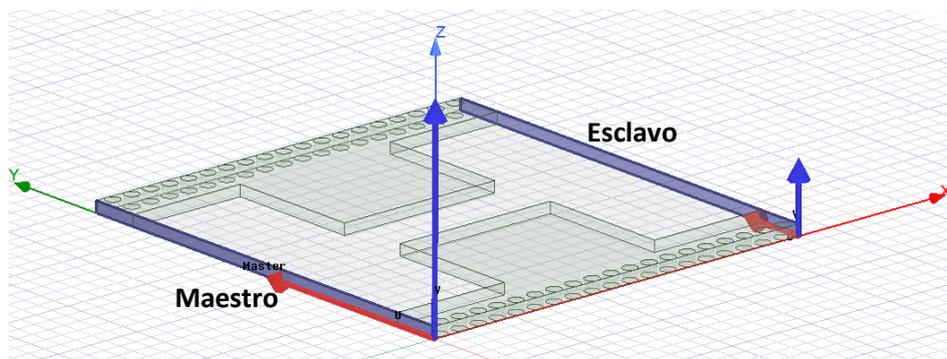


Figura 6. Configuración maestro-esclavo celda unidad.

En la figura 7 podemos ver las dimensiones principales de la celda unidad:

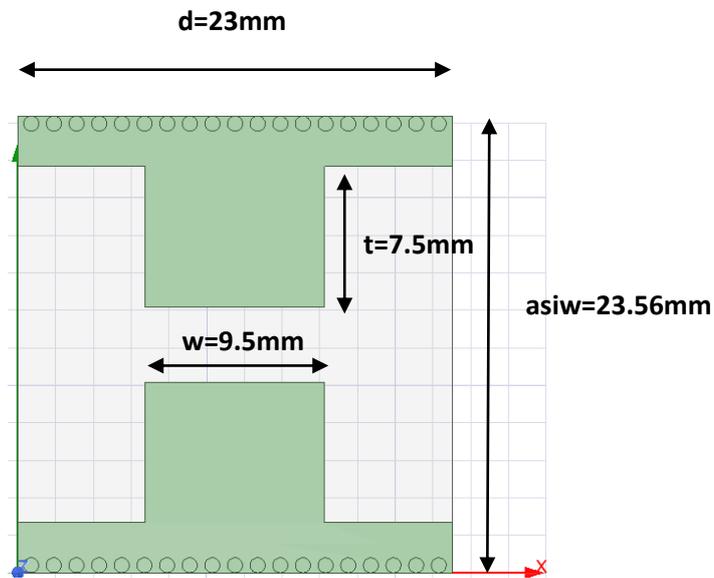


Figura 7. Principales parámetros celda unidad.

asiw tiene este valor porque los cálculos se hicieron inicialmente para una guía no SIW con $a = 23\text{mm}$ (es decir, $a=d$), pero a la hora de pasar de guía convencional a SIW, para mantener las mismas características frecuenciales, es necesario modificar la anchura, para ello usamos la fórmula 4.

Los parámetros más importantes son:

- Periodo d : Es el que va a determinar el tamaño de nuestro filtro final, hay que tener en cuenta que a mayor periodo mayor tamaño.
- Espesor del sustrato: El espesor viene determinado por el fabricante y depende de cada sustrato, en este caso tenemos un valor de 0.63mm .
- Anchura a : Su importancia viene de la relación con la frecuencia de corte de la guía:

$$a = \frac{c}{2 * f_c * \sqrt{\epsilon_r}}$$

Fórmula 8. Relación entre la anchura y la frecuencia de corte de una guía.

El primer análisis de la celda unidad se va a realizar variando el periodo d :

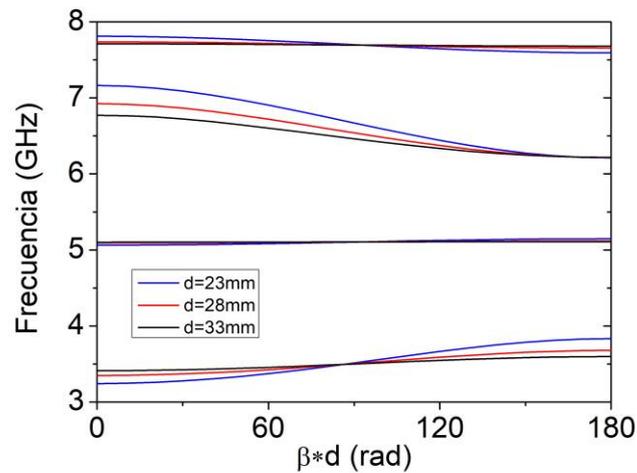


Figura 8. Diagrama de dispersión de la celda unidad variando el periodo d con $t = 7.5$ mm.

En esta imagen se puede ver cómo varían los modos propagativos al variar el periodo, se pueden ver dos cosas destacables, que al disminuir el periodo el primer modo es más propagativo que a periodos mayores, y que independientemente del periodo tenemos una resonancia en 5GHz, asociada seguramente a la guía de onda.

A continuación, se muestra una figura del diagrama de dispersión variando la variable t manteniendo el periodo de 23mm.

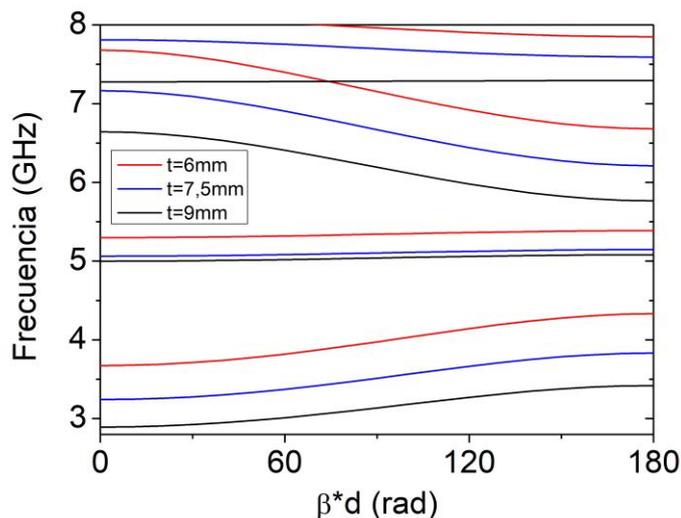


Figura 9. Diagrama de dispersión de la celda unidad variando t con $d=23$ mm.

En este caso sí vemos cambios significativos al modificar la variable t . Se puede apreciar cómo la frecuencia de corte del primer modo es inversamente proporcional al tamaño de

t, sin embargo, se puede ver cómo el tamaño y la forma del primer modo es exactamente igual en los 3 casos. Los modos superiores tienen también el mismo comportamiento, no obstante, en este trabajo no son objeto de estudio, ya que nos vamos a centrar únicamente en el primero. Volvemos a tener ese modo plano alrededor de 5GHz, el cual ahora sí que cambia con el tamaño de t.

3.2 SIMETRÍA GLIDE

Existen dos tipos de simetría de superficie: simetría glide y twist. Una celda unidad contiene simetría twist si se repite después de una translación y una rotación. Matemáticamente esto significa que para un periodo d y la dirección z, la estructura tendrá simetría twist en un periodo p si es invariante bajo la siguiente transformación [5]:

$$z \rightarrow z + d/p$$

$$\varphi \rightarrow \varphi + 2\pi p$$

$$r \rightarrow r$$

donde φ y r son coordenadas cilíndricas y p un entero. De forma contraria, una celda unidad tendrá simetría glide si se puede repetir después de aplicarle una translación y una reflexión, puede ser expresada de la siguiente forma [5]:

$$x \rightarrow x + d/2$$

$$y \rightarrow y + d/2$$

$$z \rightarrow -z$$

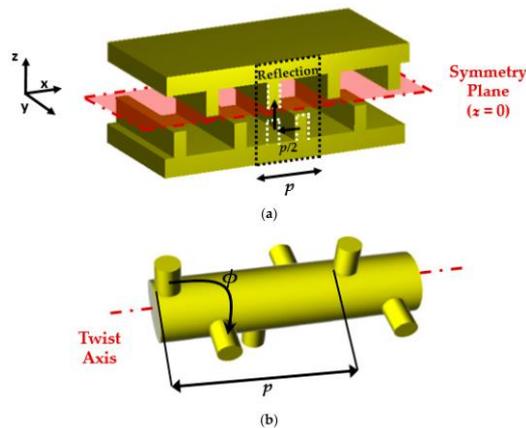


Figura 9. Simetrías glide y twist.

En este trabajo nos vamos a centrar en la aplicación de simetría glide, ya que la twists se aplica a guías cilíndricas y no rectangulares. Las propiedades electromagnéticas asociadas a la simetría glide se estudiaron por primera vez en los años 60 y 70 [6-8], sin embargo, tras estos estudios no hubo mucha más continuidad de investigación sobre este tema, la mayoría de los estudios que se realizaron durante estos años estaban enfocados en la aplicación de simetría glide en una dimensión [9]. Con la llegada del nuevo siglo y la mejora de las herramientas de simulación, se pudo realizar simulaciones de estructuras electromagnéticas más complejas, por lo que también se pudo entender mejor cómo funciona esta simetría y la cantidad de ventajas que ofrecía.

La simetría glide reduce la dispersión y aumenta el índice de refracción equivalente de las estructuras periódicas (características útiles para para diseñar lentes de banda ancha y reducir su coste). Además, la simetría glide incrementa el rango anisotrópico de las estructuras no simétricas, lo cual es beneficioso para reducir el tamaño de las lentes o producir ilusiones ópticas basadas en transformaciones ópticas. Otro de sus beneficios es la de reducir las reflexiones en las transiciones entre materiales con diferentes índices de refracción. Por último, la ventaja principal por la que decidimos usar esta simetría, es porque aumenta de forma considerable el ancho de banda de estructuras como filtros, así como la banda de rechazo de los mismos. [9].

A continuación, podemos ver la celda unidad con simetría glide:

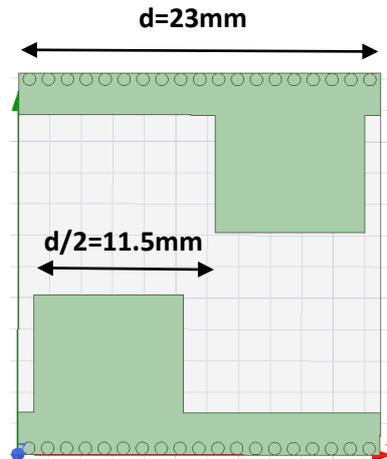


Figura 10. Celda unidad con simetría glide.

En la figura 10 se puede ver de forma clara el desplazamiento de $d/2$ entre rectángulos de dieléctrico en el eje x, tras analizar la celda unidad obtenemos el siguiente diagrama de dispersión:

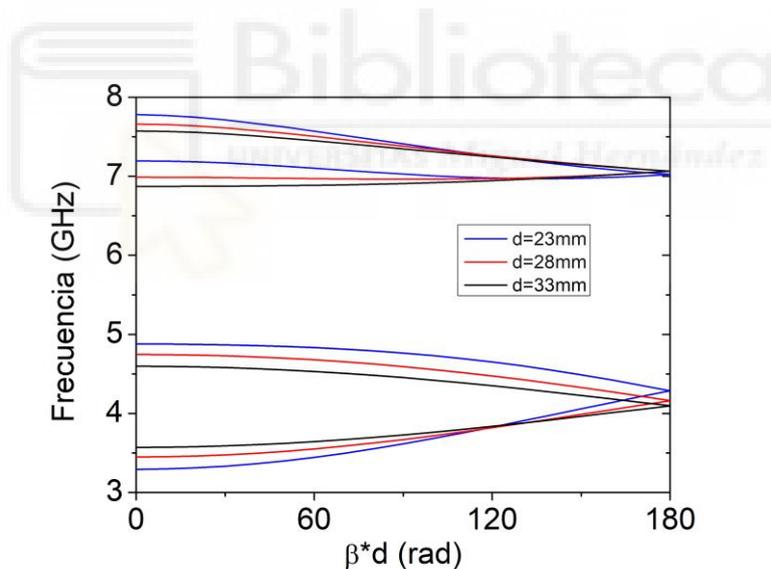


Figura 11. Diagrama de dispersión de la celda unidad con simetría glide variando d con $t = 7.5\text{mm}$.

Vemos la principal característica de la simetría glide señalada anteriormente, el primer modo forward y segundo modo backward se unen en 180° , produciendo un aumento muy considerable del ancho de banda. Algo a destacar es que no solo tenemos una mayor banda de paso, sino que la banda de rechazo también es considerablemente más grande.

Como ocurría en la celda unidad sin simetría glide, al aumentar el periodo disminuía el ancho de banda, por lo que tenemos un mecanismo de control del mismo.

A continuación (igual que se ha hecho en la celda unidad sin simetría glide), se va a variar el tamaño de t para ver el comportamiento del diagrama de dispersión.

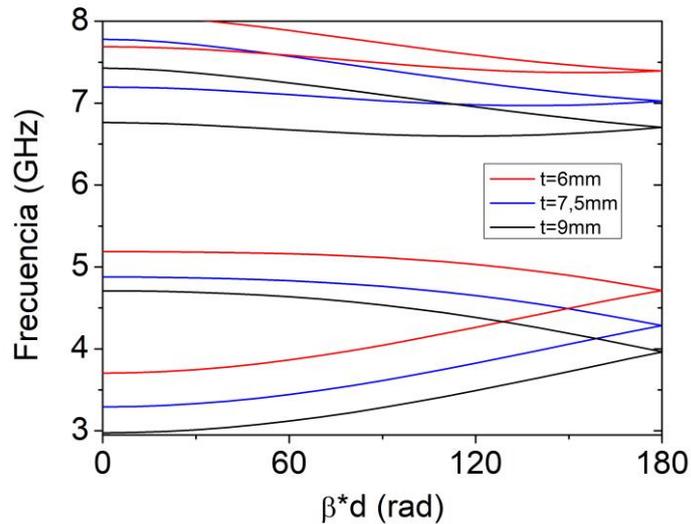


Figura 12. Diagrama de dispersión de la celda unidad con simetría glide variando t con $d=23\text{mm}$.

Como es de esperar, el comportamiento es similar al de la figura 9, ya que al aumentar t aumenta la frecuencia del primer modo propagativo. Volvemos a tener una banda de paso muy superior, pero en este caso la banda de paso no se mantiene constante, sino que, a tamaños de t mayores, esta aumenta también.

3.3 FILTRO BASADO EN ESTRUCTURAS PERIÓDICAS FINITAS

Una vez estudiado y analizado el diagrama de dispersión de las celdas unidad tanto con simetría glide como sin ella, hemos obtenido la información necesaria sobre las bandas de paso y de rechazo para poder hacer una estructura completa. Se han implementado 2 filtros paso banda en una SIW periódica finita. Para que haya una buena banda de rechazo, es necesario que haya varios periodos, pero la estructura no se puede hacer infinitamente larga, por lo que hay un compromiso entre tamaño del filtro y número de periodos. Además, al haber una desadaptación entre la impedancia de la guía y la impedancia de los puertos de acceso, ha sido necesario diseñar un taper de microstrip a SIW en los dos puertos de la estructura, para así eliminar la desadaptación y obtener unas pérdidas de

retorno e inserción aceptables. Estos tapers han sido optimizados para que la estructura tenga el mejor resultado posible.

A continuación, se muestra una figura del filtro completo con 3 periodos sin simetría glide:

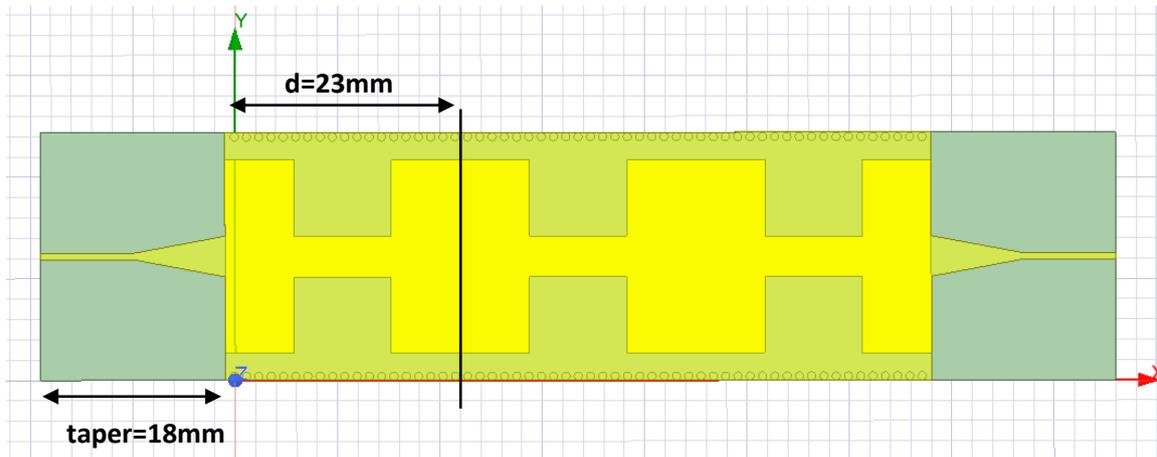


Figura 13. Filtro completo sin simetría glide.

Se pueden ver de forma clara los 3 periodos para formar el filtro completo, todos los periodos tienen el mismo tamaño, de 23mm, y el tamaño de t en este caso es 7.5mm. Se han elegido estos valores porque son los que han resultado más sencillos a la hora de adaptar impedancias. Para obtener el diseño final se han llevado a cabo numerosos análisis paramétricos y optimizaciones de los parámetros del taper, hasta conseguir una buena adaptación de los puertos de entrada y salida.

En la figura 14 se muestran los parámetros de dispersión (o parámetros S) del filtro anterior. Estos parámetros muestran el comportamiento frecuencial del filtro, en función de la relación entre la potencia de entrada y salida de cada uno de los puertos. Para un filtro de 2 puertos, existen 4 parámetros S (S_{11} , S_{21} , S_{12} y S_{22}), en este estudio nos vamos a centrar en el S_{11} y S_{21} (ya que al ser un filtro simétrico se debe cumplir la relación $S_{11}=S_{22}$ y $S_{21}=S_{12}$).

Al S_{11} se le conoce como coeficiente de reflexión a la entrada, y es la relación entre la potencia que sale del puerto 1 con la potencia que entra por el puerto 1, es decir, nos interesa que esta reflexión sea lo más pequeña posible, para que toda la potencia que entre por el puerto 1 salga por el puerto 2 y no haya reflexiones.

Al S_{22} se le conoce como ganancia de transmisión en directa, y es la relación entre la potencia que sale por el puerto 2 con la potencia que entra por el puerto 1, es decir,

queremos que esa relación sea lo más grande posible, esto indicaría que no tenemos muchas pérdidas por desadaptación.

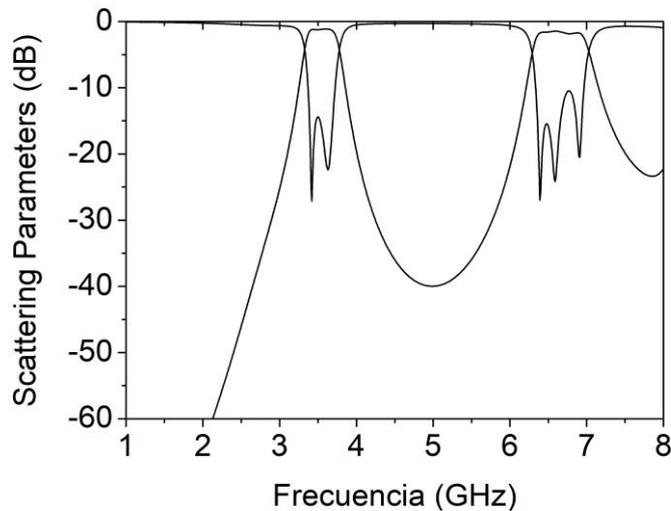


Figura 14. Parámetros S filtro sin simetría glide.

En esta figura se pueden ver los parámetros S del filtro de la figura 13. Se puede ver una banda de paso que se extiende desde 3.37 a 3.72GHz, es decir 350MHz. A lo largo de toda la banda de paso las pérdidas de inserción se mantienen constantes y siempre menores a 1.2dB, las pérdidas de retorno son superiores a 14.5dB. Se observa una banda de rechazo que se extiende hasta los 6.3GHz, y cuya profundidad llega hasta los 40dB.

Para mejorar la adaptación de la banda de paso, se han introducido unos iris en la región de entrada y salida de la SIW [11,12], como se puede apreciar en la figura 15, los cuales han sido optimizados. Con estos iris confinamos mejor el campo en los puertos de entrada y salida, haciendo que la respuesta mejore de forma considerable. En la figura 15 se puede apreciar una disminución considerable de los tapers, que han pasado de medir 18 a 13 mm, de esta forma tenemos 5 mm menos de dieléctrico, y por lo tanto menos pérdidas.

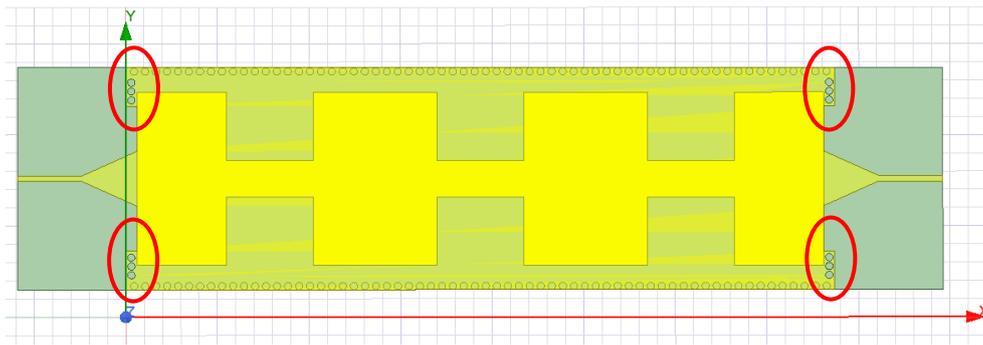


Figura 15. Filtro completo sin simetría glide con iris.

A continuación, se muestran los parámetros S del filtro anterior:

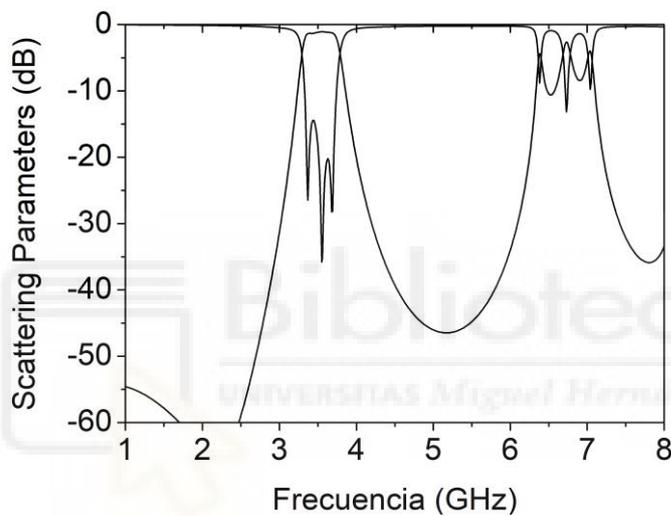


Figura 16. Parámetros S filtro sin simetría glide con iris.

Si comparamos las figuras 14 y 16 podemos ver cómo las pérdidas de retorno aumentan de forma considerable (las pérdidas de inserción se mantienen constantes ya que son debidas a las pérdidas intrínsecas de los materiales). También se puede observar cómo se obtiene una banda de rechazo casi 10 dB más profunda.

En la siguiente figura podemos ver el filtro completo con simetría glide sin iris a la entrada y salida. Se puede ver claramente el desplazamiento de $d/2$ en la dirección positiva del eje x creando la simetría glide.

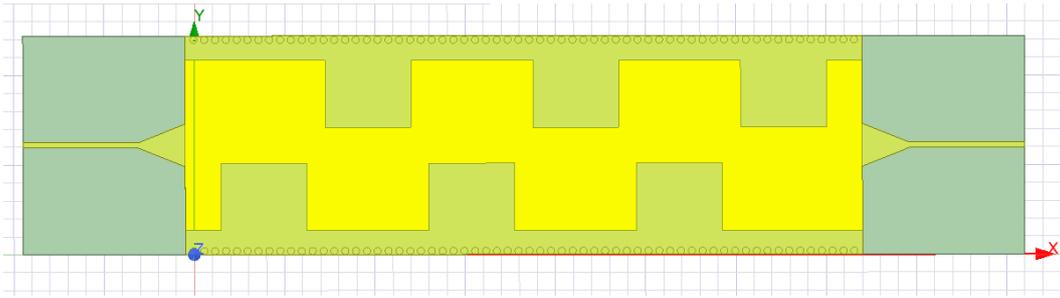


Figura 17. Filtro completo con simetría glide sin iris.

En la siguiente imagen se muestran los parámetros S:

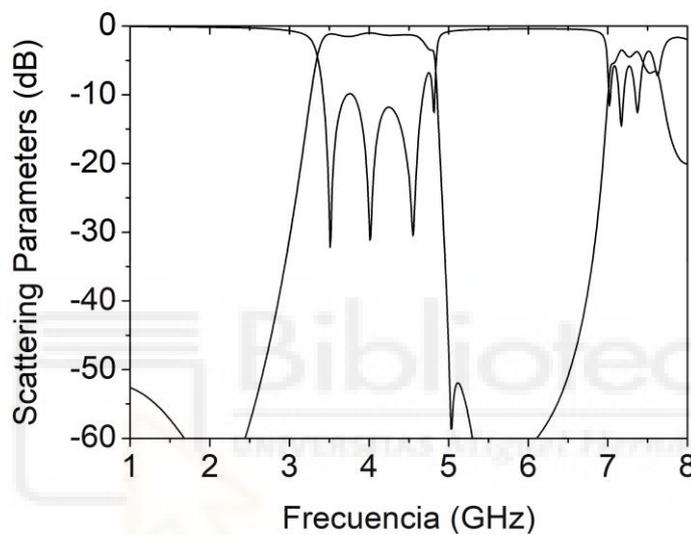


Figura 18. Parámetros S filtro con simetría glide sin iris.

Se puede ver de forma clara un aumento muy considerable de la banda de paso si la comparamos con la figura 16, además tenemos una banda de rechazo mucho más profunda. Sin embargo, la adaptación en la banda de paso es mejorable, ya que tenemos unas pérdidas de inserción que oscilan entre los 2.5 y 1.2 dB, debido a esto tenemos unas pérdidas de retorno de alrededor de 10 dB.

Para mejorar la adaptación, se ha hecho el mismo filtro, pero con los iris en ambos puertos. En la siguiente imagen podemos ver el filtro completo con simetría glide con los iris.

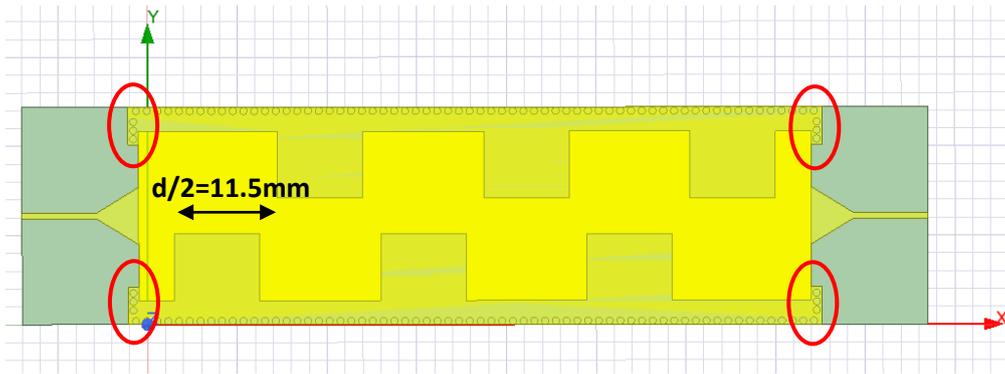


Figura 19: Filtro completo con simetría glide.

Cómo hicimos en el filtro de la figura 15, se ha reducido también el tamaño de los tapers de 18 a 13 mm. Tras las optimizaciones de los iris y los parámetros de los tapers, se ha conseguido mejorar la respuesta de forma muy considerable, cómo podemos ver en la figura 20. Esperamos poder usar este procedimiento para poder mejorar la adaptación de filtros con anchos de banda superiores a 1GHz, ya que este problema lo hemos sufrido con anterioridad.

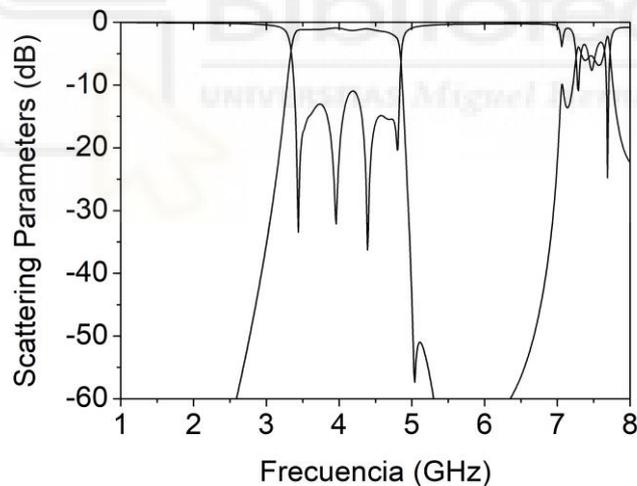


Figura 20. Parámetros de dispersión del filtro con simetría glide e iris.

La banda de paso se extiende desde 3.39 hasta 4.82GHz, es decir 1.43GHz. A lo largo de la banda de paso se mantienen casi constantes unas pérdidas de inserción inferiores a 1.4dB y unas pérdidas de retorno superiores a 11dB. Se puede ver también una muy profunda banda de rechazo, que se extiende hasta los 7.05GHz.

Para poder hacer mejor la comparativa vamos a superponer las figuras 14 y 20:

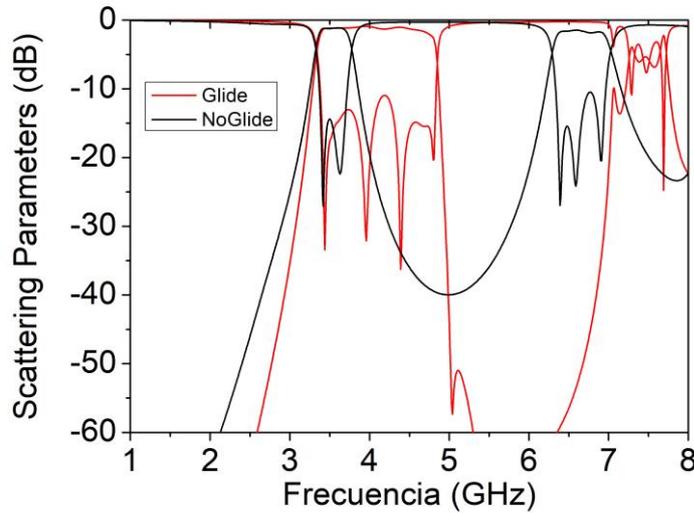


Figura 21. Comparación entre las gráficas de los filtros con y sin simetría glide.

En esta figura se puede ver la gran mejora de la simetría glide, vemos que tenemos mucho más ancho de banda y las pérdidas son prácticamente iguales. Se puede ver que la banda de rechazo es mucho más profunda (sin aumentar el número de periodos) y que se extiende casi 1GHz más. Algo también destacable es que la caída de la banda de paso es mucho más abrupta en el caso glide. Por lo que se acaba de demostrar, que con la simple aplicación de la simetría glide, se pueden conseguir mejoras de más de 1GHz en la banda de paso de filtros de microondas sin necesidad de hacer alteraciones en las dimensiones del filtro.

CAPÍTULO 4. FILTRO CON CSRR ASIMÉTRICOS

4.1 INTRODUCCIÓN A LOS CSRR

Como se ha visto en estudios anteriores [4], se puede diseñar filtros de microondas de forma muy sencilla aplicando CSRRs (Complementary Split Ring Resonators) en la cara superior de un sustrato dieléctrico.

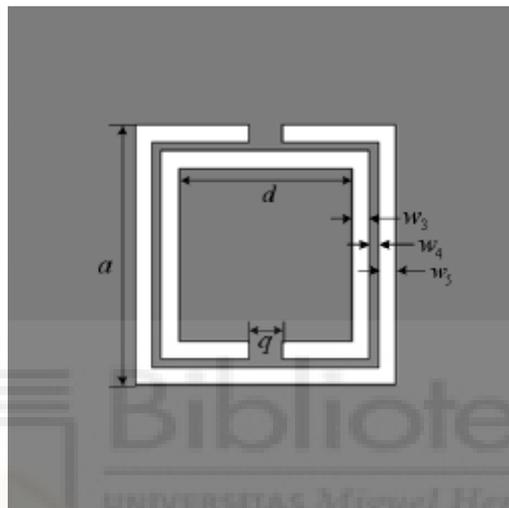


Figura 22. Esquema CSRR.

Los CSRRs se comportan como un dipolo eléctrico y son excitados por un campo electro axial, como se puede ver en la siguiente imagen:

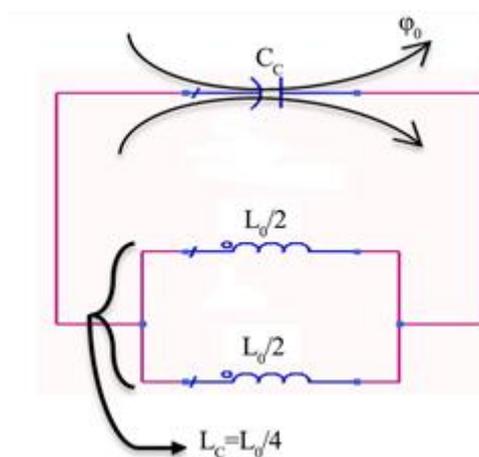


Figura 23. Modelo circuital CSRR.

Siendo C_c y L_c [12]:

$$C_c = \frac{\pi^3 \varepsilon_0}{c^2} \int_0^\infty dk \frac{[a\beta(ka) - d\beta(kd)]^2}{k^2} \left[\frac{1}{2} \left(1 + \frac{1 + \frac{\varepsilon}{\varepsilon_0} (\tanh(kh))}{1 + \frac{\varepsilon_0}{\varepsilon} (\tanh(kh))} \right) \right]$$

Fórmula 9. Capacitancia del modelo circuital de un CSRR.

$$L_c = \frac{1}{2} \pi r_0 L_{pul}$$

Fórmula 10. Inductancia del modelo circuital de un CSRR.

Siendo a y d las dimensiones del CSRR (las podemos ver en la figura 22) y L_{pul} la inductancia por unidad de longitud del CPW.

Como en cualquier resonador, la frecuencia de resonancia del mismo se puede calcular de la siguiente forma [12]:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{C_c L_c}}$$

Fórmula 11. Frecuencia de resonancia de un CSRR.

Según podemos ver en la fórmula 9, los valores del mismo están relacionados directamente con el tamaño del resonador, por lo que, a mayor tamaño, mayor capacidad, y si tenemos mayor capacidad la frecuencia de resonancia será menor (fórmula 11).

El estudio que se va a presentar a continuación, está basado en la idea de que se puede jugar con el tamaño de los resonadores para variar la frecuencia de resonancia del mismo. En el laboratorio de microondas hemos experimentado en múltiples ocasiones sobre este efecto, pero pensamos que podríamos aumentar el ancho de banda de un filtro con CSRRs, si en lugar de tener únicamente 2 resonadores (figura 22), dividiéramos esos anillos en resonadores más pequeños, y así conseguir juntar todas las frecuencias de resonancia de los diferentes resonadores para aumentar el ancho de banda.

4.2 DISEÑO DE FILTROS CON CSRR

El filtro original del que partió esta idea es el siguiente:

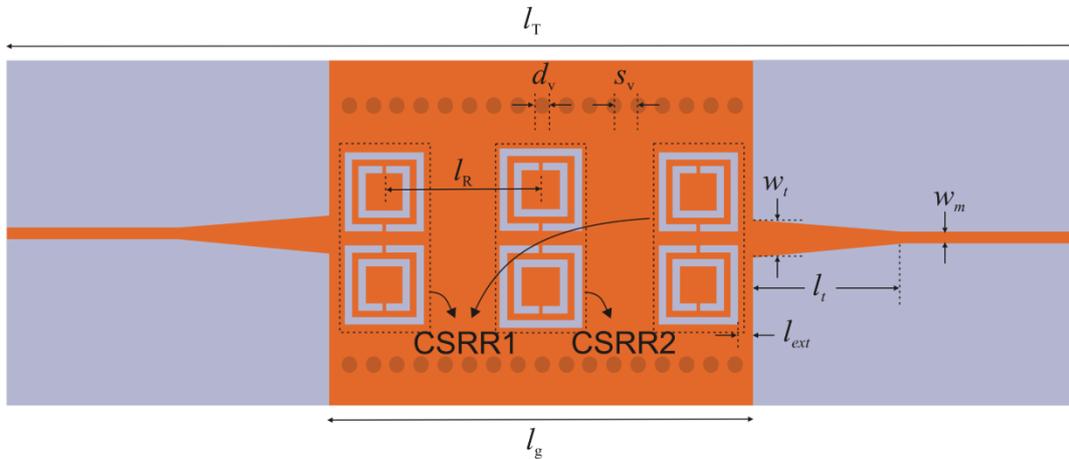


Figura 24. Filtro completo con CSRRs.

Cuya respuesta es la siguiente:

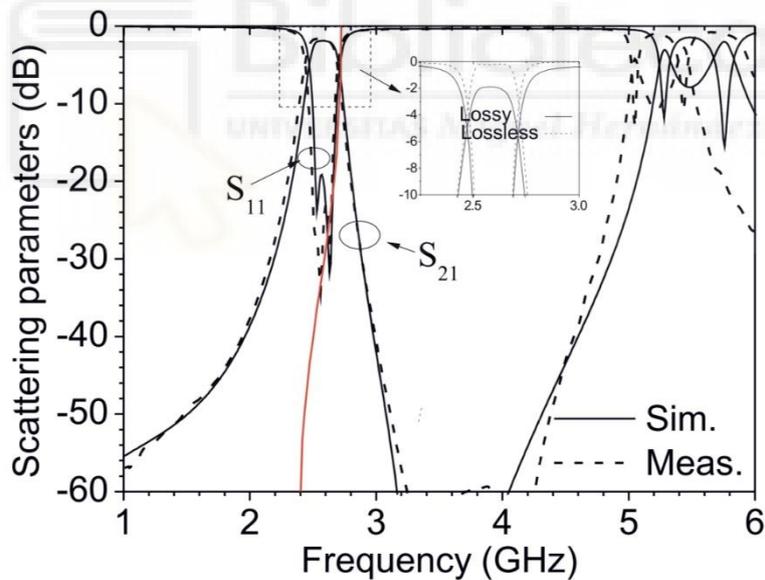


Figura 25. Parámetros S del filtro con CSRRs.

La primera idea fue la de hacer muescas en los anillos (tanto interior como exterior) en los pares de anillos laterales, y solo en el exterior en el central, para así crear una forma geométrica, esto lo podemos ver en la figura 27, donde se muestran en rojo esas muescas. Haciéndolo de esta forma se supuso que el acoplo sería máximo entre elementos, esto junto con la idea de hacer más resonadores esperábamos obtener una muy buena

respuesta. Sin embargo, la simulación de este filtro fue bastante mala, tuvimos muchísima desadaptación incluso después de optimizar.

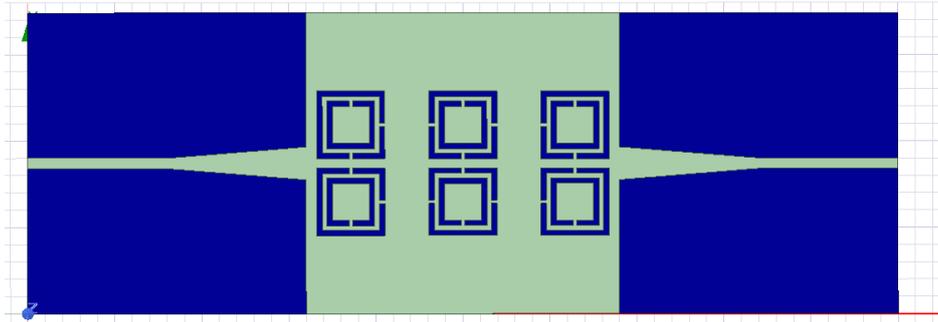


Figura 26. Filtro modificado añadiendo muescas de forma simétrica.

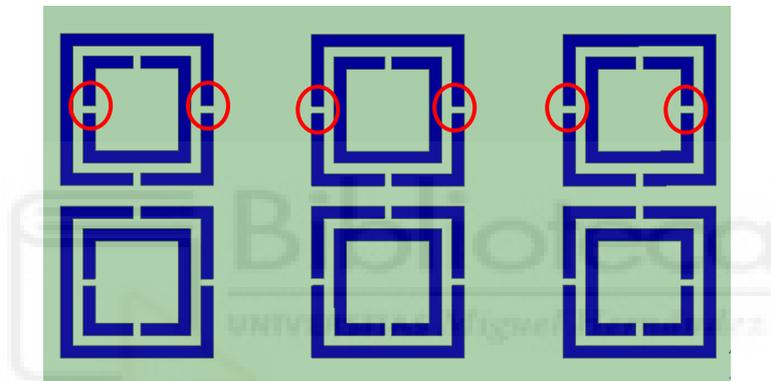


Figura 27. Zoom a los anillos del filtro anterior.

Tras ver los malos resultados, decidimos eliminar las muescas de los resonadores interiores, ya que estos perjudicaban más que beneficiaban, por lo que el siguiente paso fue mover esas muescas en el eje y de forma simétrica en todos los anillos (se movió 1 mm cada uno hacia arriba o hacia abajo).

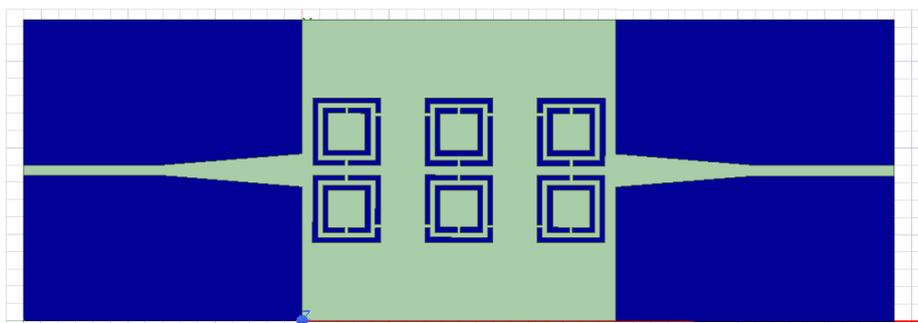


Figura 28. Filtro modificado moviendo las muescas de los CSRRs.

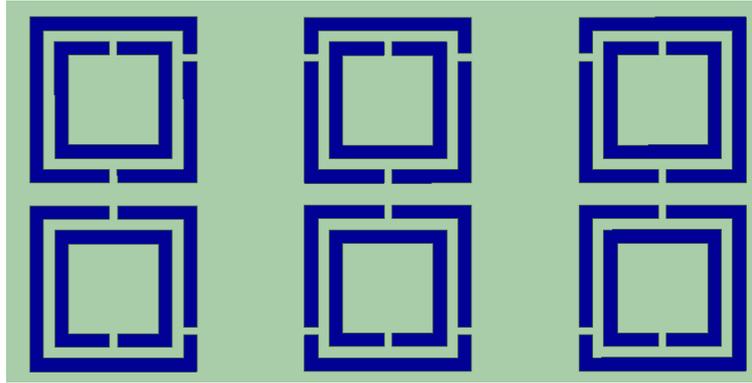


Figura 29. Zoom a los anillos del filtro anterior.

En la siguiente imagen podemos ver el resultado, efectivamente la idea que teníamos en mente de forma inicial se ve reflejada, tenemos un aumento de la banda de paso si la comparamos con a figura 25, tenemos unas muy buenas pérdidas de retorno y las pérdidas de inserción se mantienen constantes y menores a 1.5dB en toda la banda de paso, sin embargo, en 5GHz aparece una resonancia que no es nada deseable

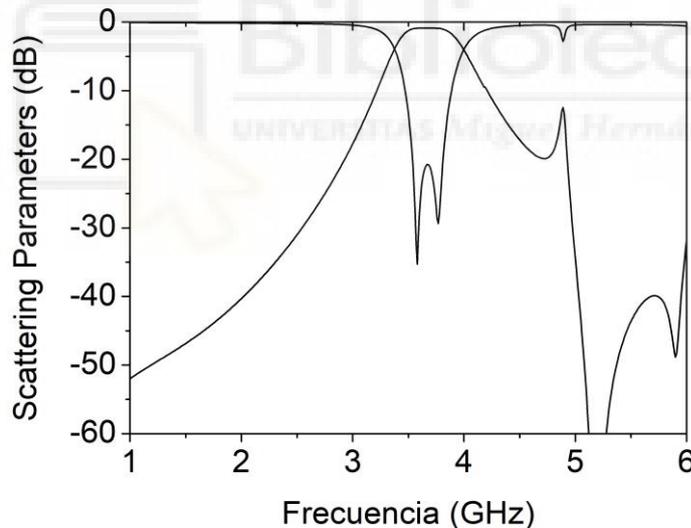


Figura 30. Parámetros S del filtro con las muescas movidas simétricamente.

Cómo la resonancia estaba a frecuencias altas, el propósito fue bajarla de frecuencia para que coincidiera con la banda de paso del filtro, y así aumentarla aún más, por lo que decidimos aumentar de tamaño los resonadores más pequeños (marcados en rojo en la figura 32), hicimos varias simulaciones paramétricas para ver cuál era el tamaño adecuado para que la resonancia cayera en la banda de frecuencias que queríamos, moviendo tanto las muescas en los anillos laterales como en los centrales.

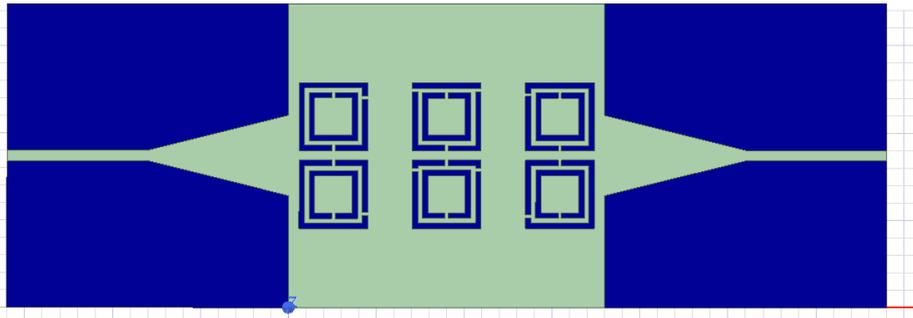


Figura 31. Filtro modificado moviendo muescas.

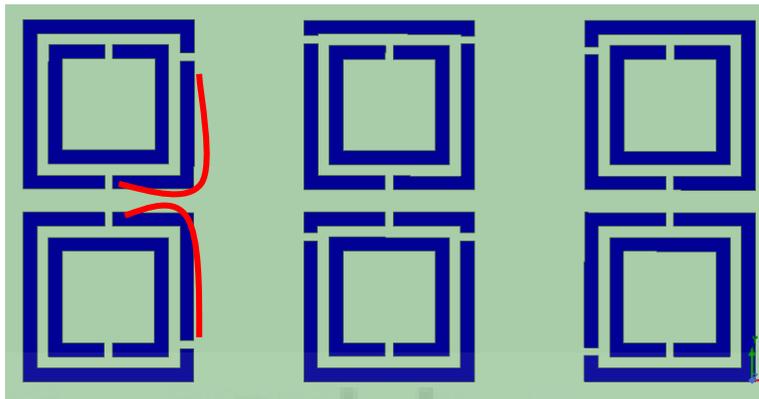


Figura 32. Zoom a los anillos del filtro anterior.

En la figura 33 podemos ver el resultado, la idea que teníamos en mente desde un principio se ve completamente reflejada, ya que tenemos 1GHz de banda de paso, sin embargo, la desadaptación es muy grande, produciendo altas pérdidas de inserción y retorno. Se intentó optimizar lo máximo posible el taper como las muescas de los CSRRs, pero el mejor resultado que se consiguió no fue el esperado.

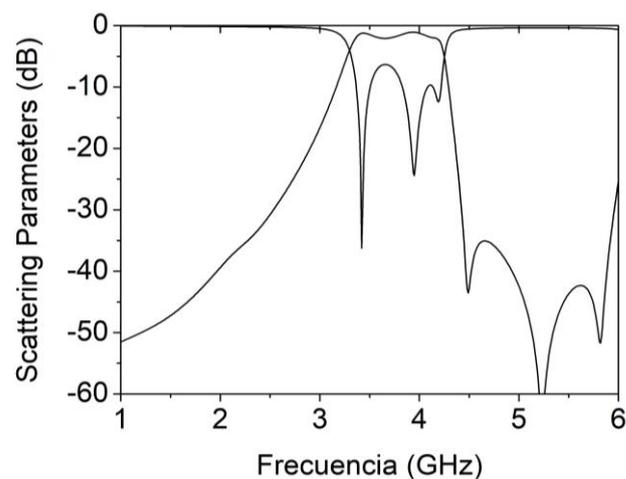


Figura 33. Parámetros S del filtro anterior.

CAPÍTULO 5. CONCLUSIONES Y TRABAJO FUTURO

El objetivo principal de este proyecto es presentar 3 topologías diferentes de filtros de microondas en tecnología SIW. Los primeros dos filtros se basaban en inserciones de dieléctrico en una región de aire en el interior de la guía, para así demostrar la sencillez de crear filtros de microondas variando la permitividad en el interior del sustrato. Con estos dos filtros se ha demostrado la enorme ventaja del uso de la simetría glide en nuestros diseños, así como su sencillez de implantación. La tercera topología era una modificación de un filtro ya creado con anterioridad por el departamento, intentando modificar el tamaño de los resonadores para aumentar la banda de paso del filtro, sin embargo, no se han podido adaptar todas las resonancias y por tanto no se ha conseguido una buena adaptación.

En cuanto al trabajo futuro, se seguirá profundizando en el uso de la simetría glide en el diseño, análisis y fabricación de filtros de microondas en tecnología SIW, además se retomará el diseño de filtros simulados con anterioridad que tenían una muy mala adaptación, ya que con los iris que hemos usado se ha conseguido mejorarla, lo que se traduce en que las pérdidas de inserción sean menores, por lo que podría ser otra línea de investigación a abrir.

REFERENCIAS

- [1] K. Wu, D. Deslandes, and Y. Cassivi, "The substrate integrated circuits - a new concept for high-frequency electronics and optoelectronics," in Proc. 6th Telecommunications in Modern Satellite, Cable and Broadcasting Services. TELSIS, vol. 1, pp. 3–10, October 2003.
- [2] A. Coves, A. San Blas, S. Marini, G. Torregrosa, A. Martellosio, "Ejemplo práctico de diseño de un filtro en iris rectangular empleando tecnología SIW para laboratorios docentes", URSI 2014.
- [3] David M. Pozar, *Microwave Engineering*, 4th edition, chapter 3.
- [4] J. Martínez, A. Coves, E. Bronchalo, A.A San Blas, M. Bozzi, "Band-pass filters based on periodic structures in SIW technology", *Int. J. Electron. Commun.*, vol. 112, October 2019.
- [5] G. Valerio, F. Ghasemifard, Z. Sipus, and O. Quevedo-Teruel, "Glide-symmetric all-metal holey metasurfaces for non-dispersive artificial materials: Modelling and properties," *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, vol. 66, no. 7, pp. 3210–3223, Jul. 2018.
- [6] P. J. Crepeau and P. R. McIsaac, "Consequences of symmetry in periodic structures," *Proceedings of the IEEE*, vol. 52, no. 1, pp. 33–43, Jan 1964.
- [7] A. Hessel, M. H. Chen, R. C. M. Li, and A. A. Oliner, "Propagation in periodically loaded waveguides with higher symmetries," *Proceedings of the IEEE*, vol. 61, no. 2, pp. 183–195, Feb 1973.
- [8] R. Mittra and S. Laxpati, "Propagation in a wave guide with glide reflection symmetry," *Canadian Journal of Physics*, vol. 43, no. 2, pp. 353–372, 1965.
- [9] O. Quevedo-Teruel, "Periodic Structures with Glide Symmetry and their Application to Antenna Design," 2020 International Workshop on Antenna Technology (iWAT), Bucharest, Romania, 2020.

- [10] Z. Liu, J. Xu and W. Wang, "Wideband Transition From Microstrip Line-to- Empty Substrate-Integrated Waveguide Without Sharp Dielectric Taper," in *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 29, no. 1, pp. 20-22, Jan. 2019, doi: 10.1109/LMWC.2018.2881055.
- [11] H. Esteban, A. Belenguer, J. R. Sánchez, C. Bachiller and V. E. Boria, "Improved Low Reflection Transition From Microstrip Line to Empty Substrate-Integrated Waveguide," in *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 27, no. 8, pp. 685-687, Aug. 2017, doi: 10.1109/LMWC.2017.2724011.
- [12] Allam M. Ameen, Basma M. Yousef, Ahmed M. Attiya and A. A. Shaalan, "Dual beam leaky wave antenna based on substrate integrated waveguide", *International Journal of Microwave and Optical Technology*, vol. 14, no. 5, pp. 314–319, Sept. 2019.

