E.T.S. de Ingeniería Industrial,
Informática y de Telecomunicación

DISEÑO DE FILTROS PARA ALTA FRECUENCIA EN TECNOLOGÍAS ROBUSTAS A FABRICACIÓN

Máster Universitario en Ingeniería
de Telecomunicación

Trabajo Fin de Máster

Autor: David Santiago Arriazu

Director: Iván Arregui Padilla

Pamplona, 25 de junio de 2019

Universidad Pública de Navarra
Nafarroako Unibertsitate Publikoa

Indice

Agradecimientos 3
Resumen 3
Abstract 4
1. Introducción 5
1.1 Diseño filtros 6
1.1.1 Párametros de diseño 6
1.1.2 Cavidad resonantes 6
1.1.3 Diseño de filtros con irises en guía de onda 8
1.1.4 Método basado en líneas conmensuradas 9
2. Groove gap waveguide 12
2.1 Influencia de los parámetros geométricos de la estructura GGW en su respuesta en frecuencia 15
2.2 Método basado en las líneas conmensuradas adaptado a GGW 26
3. Filtros Paso Bajo 29
3.1 Filtro Paso Bajo Polarización horizontal corte central 31
3.2 Filtro Paso Bajo Polarización horizontal corte en el extremo 35
3.3 Filtro Paso Bajo Polarización vertical 39
4. Conclusiones y líneas futuras 43
4.1 Objetivos alcanzados 44
4.2 Líneas futuras 44
ANEXO 1 44
ANEXO 2 45
Bibliografía 49

Agradecimientos

Dar las gracias al MCGroup por confiar en mi para el desarrollo de este proyecto, sobre todo a Iván Arregui y a Jon Mikel, ya que han estado en todo momento para ayudarme, dándome siempre los mejores consejos posibles y este último año y medio me han ayudado a crecer profesionalmente gracias a su experiencia.

Gracias también a mi familia, en especial a mi madre y mis abuelos, que me han ayudado a lo largo de los años y como no podía ser de otra manera este nuevo paso en mi vida académica y profesional es gracias a ellos. Quería hacer una mención especial a mi tía María José, que en este último año nos ha dado una lección de fortaleza y de como afrontar el día a día a pesar de los problemas que surjan. Gracias tía por haber sido un ejemplo de superación.

Resumen

Debido al desarrollo de nuevas tecnologías inalámbricas la investigación en el campo de las bandas de alta frecuencia se ha incrementado ya que en estas bandas es donde el espectro se encuentra menos poblado y donde más velocidad de transmisión de datos se puede conseguir. Los problemas de tolerancias de fabricación son los mayores inconvenientes del empleo de dichas tecnologías en aplicaciones comerciales.

Este trabajo fin de máster tiene el propósito de desarrollar diferentes tipos de filtros con una estructura que solventa estos problemas de fabricación. La estructura de diseño que se va a utilizar a lo largo del proyecto no solo soluciona ese tipo de problemas, sino que es una forma de diseño mucho más económica comparado con las estructuras que se suelen utilizar en este tipo de tecnologías. Mientras estructuras en guía de onda de diseños pasados necesitaba un contacto perfecto entre placas, nuestra estructura da la posibilidad de fabricarla separando la capa superior del resto del dispositivo sin necesidad de que haya un contacto perfecto. Esto es posible debido a la configuración utilizada donde los pines ubicados a cada lado de la estructura impiden que el campo se radie por este espacio que dejamos entre la capa superior y el resto del dispositivo.

Los diferentes filtros van a diseñarse utilizando el software CST Microwave Studio en la banda W (33 GHz-50 GHz) la cual es una banda frecuencial muy utilizada hoy en día donde trabajan gran cantidad de sistemas, como por ejemplo sistemas tipo radar.

Abstract

Due to the development of new wireless technologies, research in the field of high frequency bands has increased because in these bands is where the spectrum is less populated and where more data transmission speed can be achieved. The problems of manufacturing tolerances are the biggest drawbacks of the use of these technologies in commercial applications.

This bachelor thesis aims to develop different types of filters with a structure that solves these manufacturing problems. The technology that will be used throughout the project solves this problem and is a much more economical form of design compared to the structures that are usually used in this type of technology. While structures in waveguide needed a perfect contact between plates, our structure gives the possibility of manufacturing it by separating the top layer from the rest of the device without contact. This is possible due to the configuration used where the pins located on each side of the structure don´t let the field escape through this space that we leave between the top layer and the rest of the device.

Different filters will be designed in CST Microwave Studio software in the W band (33 GHz-50 GHz) which is a frequency band where many systems work, such as radar systems.

1. Introducción

El incremento del intercambio de datos da como resultado la necesidad de constante renovación de los sistemas de transmisión y recepción básicos. Dichos sistemas contienen estructuras filtrantes dependiendo de su finalidad.

La finalidad de las estructuras filtrantes es optimizar al máximo posible el espectro electromagnético y evitar la transmisión de los canales que no se precisen. Es fundamental mejorar continuamente estos sistemas para optimizar aún más el espectro y así, poder mejorar los sistemas que se emplean hoy en día.

Esta necesidad de mejora de los dispositivos, unida al auge de utilización de bandas frecuenciales cada vez más altas, lo cual implica dispositivos más pequeños, conlleva a tener que innovar y proponer estructuras empleando nuevas tecnologías que minimicen las pérdidas debido al impacto de trabajar en longitudes de onda más pequeñas además de que aporten una mayor sencillez de fabricación, ya que es algo clave a la hora de optimizar el funcionamiento del dispositivo.

En este trabajo final de máster se van a llevar a cabo diferentes estructuras filtrantes en Groove gap waveguide, una tecnología que no necesita contacto entre placas en su fabricación [1] - [5], lo cual es un avance para fabricación de dispositivos a muy alta frecuencia, ya que en este rango frecuencial el contacto perfecto entre placas se vuelve cada vez más crítico, por lo que este nuevo tipo de tecnología soluciona este problema.

Se han realizado filtros paso bajo, los cuales no existe literatura de estructuras de este tipo implementado en tecnología Groove gap waveguide (GGW) debido a la dificultad de implementar este tipo de dispositivos en esta tecnología como posteriormente se explicará. También se han realizado filtros paso banda mediante irises, lo cual implica una gran capacidad de variabilidad en el ancho de banda de los filtros que podemos realizar, además de una mayor sencillez a la hora de fabricar con respecto a los filtros paso banda en guía de onda, ya que en esta tecnología el dispositivo no realiza variaciones de altura.

Para poder estudiar de forma correcta las estructuras filtrantes clásicas se han tomado varias referencias clásicas como base. Entre ellas, se destacan las estructuras filtrantes que se exponen en el capítulo 14 de [6].

1.1 Diseño filtros

En este apartado se va a describir los diferentes métodos que se utilizan en este trabajo final de máster para realizar distintos tipos de filtros. Comenzaremos explicando la base matemática para después analizarlo desde un punto de vista práctico.

1.1.1 Párametros de diseño

Tratando de modelizar matemáticamente las respuestas de los filtros vemos que todos tienen unas características las cuales vendrán dados por los siguientes parámetros:

- Una frecuencia f_0 que será la frecuencia central de los filtros paso banda.
- Una frecuencia f_c que marcará la frecuencia de corte a -3 dB en los filtros paso bajo.
- Una frecuencia f_{max} que marcará la frecuencia de máximo rechazo en los filtros paso bajo.
- Frecuencias f_1 y f_2 que son la frecuencia mínima (f_1) y máxima (f_2) de la banda de paso en los filtros paso banda.
- El orden del filtro, es decir, el número de cavidades del filtro *N*
- El factor de calidad del filtro Q_{ext} en los filtros paso banda.
- Un ancho de banda de funcionamiento *BW*.
- Las pérdidas de retorno del filtro *RL.*

Así, todas las respuestas tendrán que estar dentro de unos límites teóricos, como se puede ver en el capítulo 14 de [6].

A continuación, pasaremos a explicar cómo se diseñan de forma práctica dichas estructuras:

1.1.2 Cavidad resonantes

Una sección cerrada de guía de onda puede comportarse como una cavidad resonante. Debido a las pérdidas de radiación de una guía abierta, los resonadores en guía se cortocircuitan en ambos extremos (*z*=0 y *z*=*d*) formando una cavidad cerrada. En este tramo de guía aparecerán ondas estacionarias que resultan de la superposición de modos viajando en sentidos +*z* y -*z* [7]. Podemos ver un ejemplo en la Fig. 1.

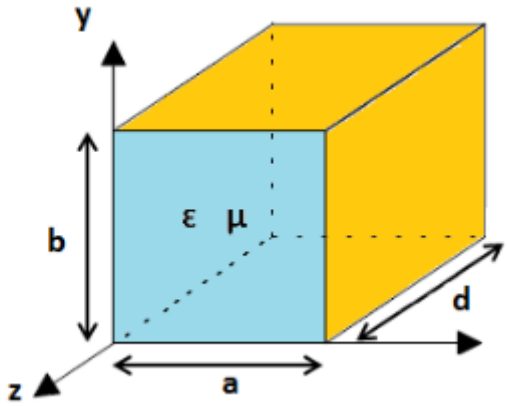


Figura 1. Cavidad rectangular

La energía eléctrica y magnética se almacena en el interior de la cavidad. Si el conductor no es perfecto o tiene pérdidas la potencia se disipará por las paredes o por el dieléctrico que rellene la guía de onda. El acoplamiento del resonador a la alimentación se hace mediante una pequeña apertura o iris. La condición de resonancia solo se cumplirá en la cavidad para determinadas frecuencias y dependerá de que en los extremos de la cavidad (z=0 y z=d) el campo eléctrico transversal sea cero (E_x = E_y = 0). Esto ocurre para el modo fundamental cuando la longitud del tramo de guía es un múltiplo entero de $\lambda_g/2$ siendo λ_g la longitud de onda a la frecuencia de operación de la guía de onda. La frecuencia de resonancia de la cavidad vendrá dada por:

$$f_{omq} = \frac{c}{2\pi}\sqrt{\left(\frac{n\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{m\pi}{b}\right)^2 + \left(\frac{q\pi}{d}\right)^2} \quad (1.1)$$

donde: TE: m, n = 0, 1, 2...;
TM: m, n = 1, 2...;
q: 1,2,3…;

Si se cumple que $b < a < d$, entonces el modo resonante fundamental de la cavidad será el TE_{101} donde b es la altura de la cavidad, a la anchura y d la longitud en la dirección de propagación.

1.1.3 Diseño de filtros con irises en guía de onda

Un filtro con una respuesta paso banda se puede implementar mediante irises lo cual consiste en una serie de cavidades resonantes en guía de onda operando en el modo TE_{10q} separadas entre sí por un iris inductivo como se ve en la Fig.2. El número de cavidades resonantes corresponderá con el orden *N* del filtro

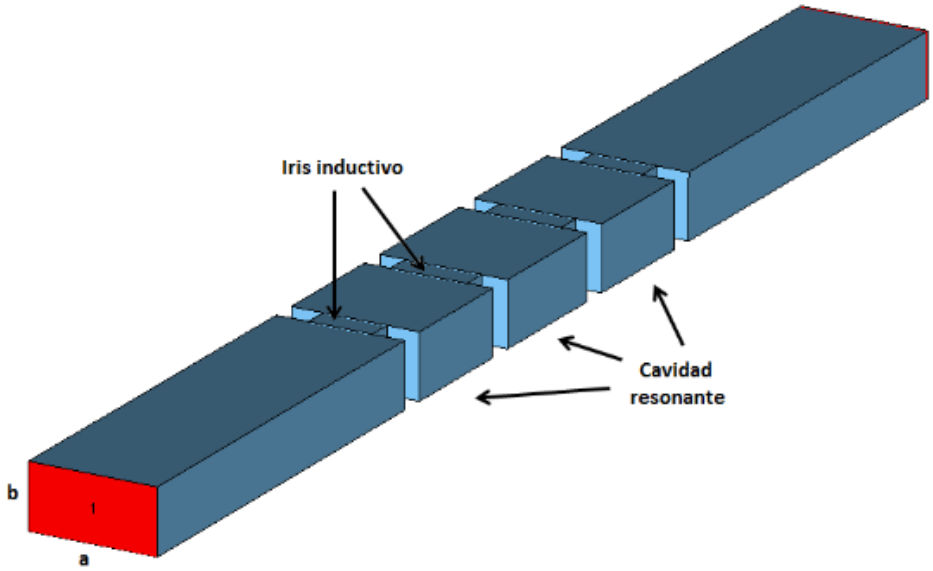


Figura 2. Ejemplo de filtro de iris inductivo en guía rectangular de orden N=3

Para comenzar el diseño de un filtro con irises en guía de onda hay que calcular el factor de calidad Q_{ext} del filtro, el cual define cuan selectivo es el filtro que queremos realizar. Este factor Q_{ext} se define como:

$$Q_{ext} = \frac{f_0}{BW.R_1} \quad (1.2)$$

El método para obtener el factor de calidad se explicará en el capítulo 4 mediante 4.2.

Cada filtro tendrá una Q_{ext} diferente dependiendo de su f_0 , su *BW* y su R_1, que se define como:

$$R_1 = R_n = \frac{1}{g_0 g_1} \quad (1.3)$$

siendo g_0, g_1 ... los valores de elementos para filtros Chebyshev para rizadas variables. Dicho rizado depende las RL del filtro. A lo largo de este TFM las RL van a ser siempre de 20 dB, lo que corresponde a un valor de rizado de 0.0436 dB según el capítulo 14 de [6].

Una vez hallado el factor de calidad del filtro habrá que hallar los acoplos necesarios entre cavidades mediante irises inductivos, los cuales tienen que proporcionar un acoplo entre cavidades según marca la matriz de acoplo, la cual depende del *BW*, el orden *N* y las pérdidas de retorno *RL* del filtro.

La matriz de acoplo es una representación matemática de los acoplos que se dan dentro de una estructura filtrante. Dicha representación es muy útil ya que permite obtener una idea

de cómo es una estructura física. Por ejemplo, la apertura dentro de un filtro iris es proporcional al valor de la matriz de acoplo ya que un mayor acoplo entre cavidades se consigue mediante la apertura del iris.

Así, se define una matriz de acoplo para un filtro de 2 resonadores tal y como se puede ver en el capítulo 9 de [6]

$$K = \begin{pmatrix} K_{ss} & Qext & K_{S2} & K_{SL} \\ Qext & K_{11} & K_{12} & K_{1L} \\ K_{S2} & K_{12} & K_{22} & Qext \\ K_{SL} & K_{1L} & Qext & K_{LL} \end{pmatrix} (1.4)$$

Donde se tiene que K_{ij} es el índice de acoplo entre los distintos resonadores y se tiene simetría en la matriz, por lo que $K_{ij} = K_{ji}$. Además, S, sería la entrada(source) y L, la carga(load).

Los acoplos entre cavidades contiguas se calcularán de la siguiente manera:

$$K_{i,i+1} = \frac{BW}{\sqrt{g_i \cdot g_{i+1}}} \ (1.5)$$

Estos acoplos K_i corresponden a los acoplos necesarios entre cavidades que se definían en 1.4.

Una vez tenemos la Q_{ext} según 1.2, los acoplos necesarios entre cavidades por 1.5, el tamaño de las cavidades para que resuene el TE_{101} a la frecuencia necesaria según 1.1 uniremos las distintas cavidades, separándolas por los acoplos necesarios entre cavidades contiguas para obtener el diseño final.

El método para obtener dichos acoplos se explicará en el capítulo 4 mediante 4.1.

1.1.4 Método basado en líneas conmensuradas

Otro de los métodos para diseñar filtros es basado en el uso de las líneas conmensuradas.

Las líneas conmensuradas es un componente esencial en la realización de filtro de microondas según el capítulo 14 de [6] Son líneas de transmisión de impedancia Z_i y de la misma longitud eléctrica, θ_c, la cual es inicialmente $\pi/2$, que corresponde a una longitud física $\lambda_g/2$, tal y como se ve en la Fig. 3.

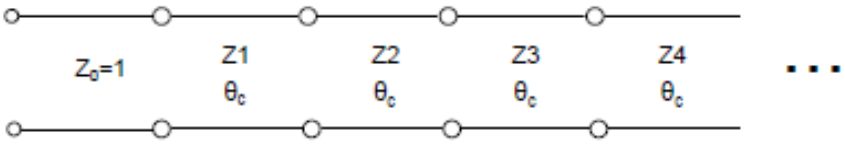


Figura 3. Estructura de líneas conmensuradas

con las cuales se puede crear elementos capacitivos e inductivos, ya que dichas líneas son equivalentes a dichos elementos [6]

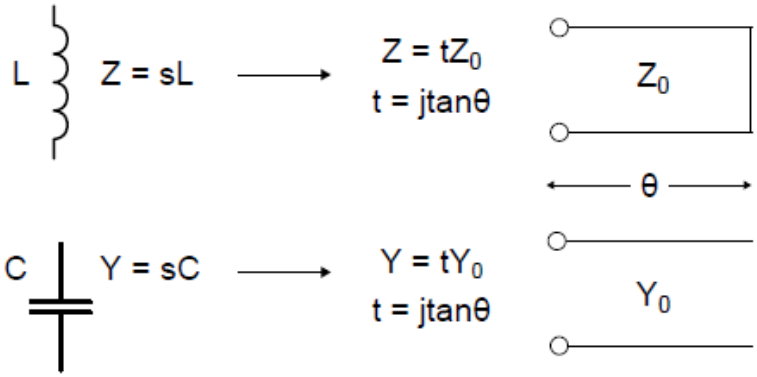


Figura 4. Equivalente de bobinas y condensadores

Con el objetivo de adaptar las diferentes líneas debido a que cada una tiene una impedancia distinta, hallaremos la longitud equivalente de cada una de ellas. Para hallar la longitud equivalente de cada línea conmensurada tendremos 2 métodos dependiendo de si queremos hacer un filtro paso bajo o paso banda.

Para hallar la longitud en el equivalente paso bajo [9] - [11]:

$$\theta c = \frac{\pi}{2} \cdot \frac{\lambda_{gmax}}{\lambda_{gc}} \quad (1.6)$$

siendo λ_{gmax} la lambda asociada a la frecuencia de máximo rechazo f_{max} y λ_{gc} la lambda asociada a la frecuencia de corte f_c. El equivalente paso banda [9] - [11]:

$$\theta c = \pi \cdot \frac{\lambda_{g,f1} - \lambda_{g,f2}}{\lambda_{g,f1} + \lambda_{g,f2}} \quad (1.7)$$

siendo $\lambda_{g,f1}$ la lambda la frecuencia inferior f_1 y $\lambda_{g,f2}$ la lambda a la frecuencia superior f_2.

Con esto y tal y como se explica en [9], obtenemos las impedancias mediante el script *fimpedancias.m*, detallado en el Anexo 1, donde Z_0 es la impedancia de la línea de transmisión de entrada(source) que es igual a 1,RL son las pérdidas de retorno, *theta0* es θc y *of* es el orden del filtro *N.*

Una vez tenemos modelado la impedancia equivalente y la longitud eléctrica de cada línea conmensurada, pasamos a modelar su equivalente en guía de onda o Groove gap waveguide. Con las impedancias hallaremos el coeficiente de reflexión entre líneas adyacentes tal y como se ve representado en la Fig.5

$$\Gamma_i = \frac{Z_{i+1} - Z_i}{Z_{i+1} + Z_i} \quad (1.8)$$

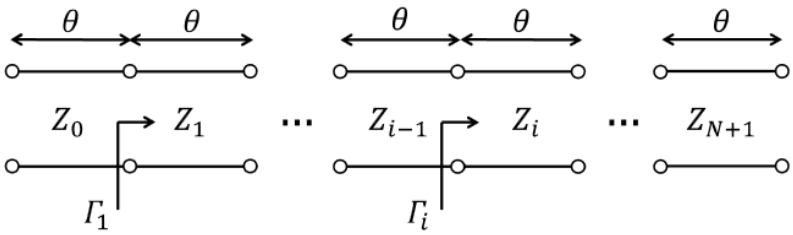


Figura 5. Coeficiente de reflexión entre líneas

La forma de implementar dichos coeficientes de reflexión se explica a más adelante en 2.2.

2. Groove gap waveguide

Este nuevo tipo de tecnología surge ante la necesidad de fabricar dispositivos en alta frecuencia evitando el problema que supone el contacto perfecto de placas cuando la frecuencia de trabajo aumenta.

Dicha estructura consta de 2 placas paralelas en la parte superior e inferior de la guía, y, al contrario que en la guía rectangular, las paredes laterales se sustituyen por unos pines, los cuales dependiendo de sus medidas (altura, anchura, periodicidad) funcionarán en una u otra banda frecuencial [1] - [5].

Dichos pines proporcionan un comportamiento similar a las paredes metálicas de la guía rectangular, ya que no deja radiar el campo por los laterales, con el beneficio que permite que pines y la pared metálica superior no estén en contacto. En la Fig.6 la configuración se denomina Polarización vertical y en la Fig.7 Polarización horizontal, donde *W* es el ancho de la guía, *l* la altura de la guía, *p* la distancia entre pines, *h* la altura de los pines y *a* el ancho de los pines, los cuales son cuadrados, por lo que *a* es el lado del cuadrado y *p* es la distancia entre pines tanto en el eje longitudinal como en el transversal.

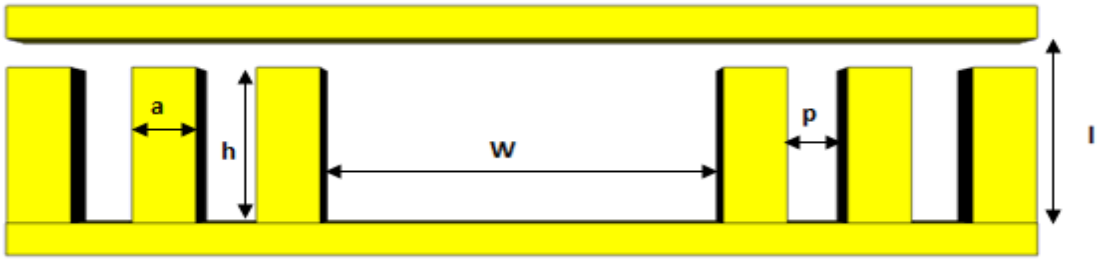


Figura 6. Groove gap waveguide Polarización vertical

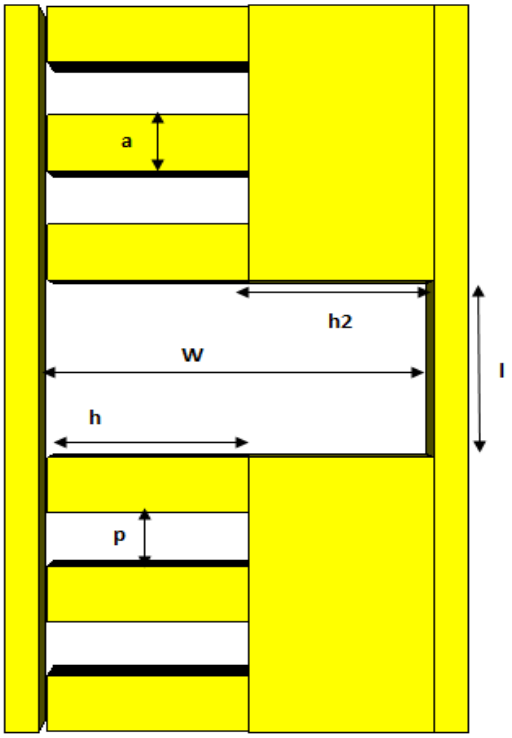


Figura 7. Groove gap waveguide Polarización horizontal corte en el extremo

En este trabajo final de máster en concreto la estructura de pines utilizada será la que se ve en la Fig.8 (Polarización vertical), Fig.9 (Polarización horizontal corte central), Fig.10 (Polarización horizontal corte en el extremo).

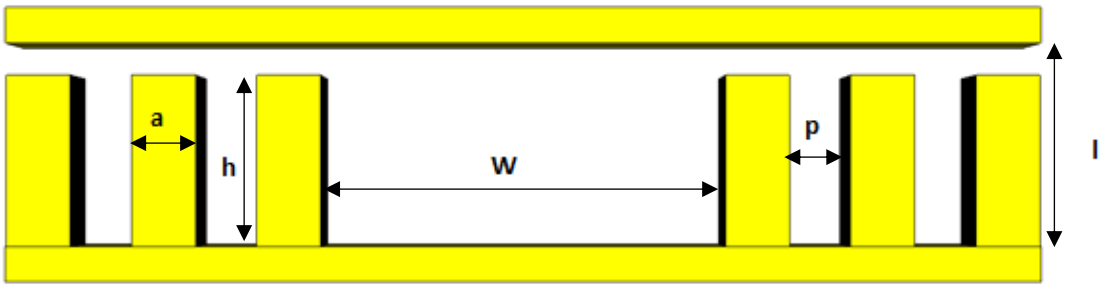


Figura 8. GGW Polarización vertical (a=0.9 mm, p=0.86mm, h=2.4 mm, l=2.845 mm, w=5.69 mm)

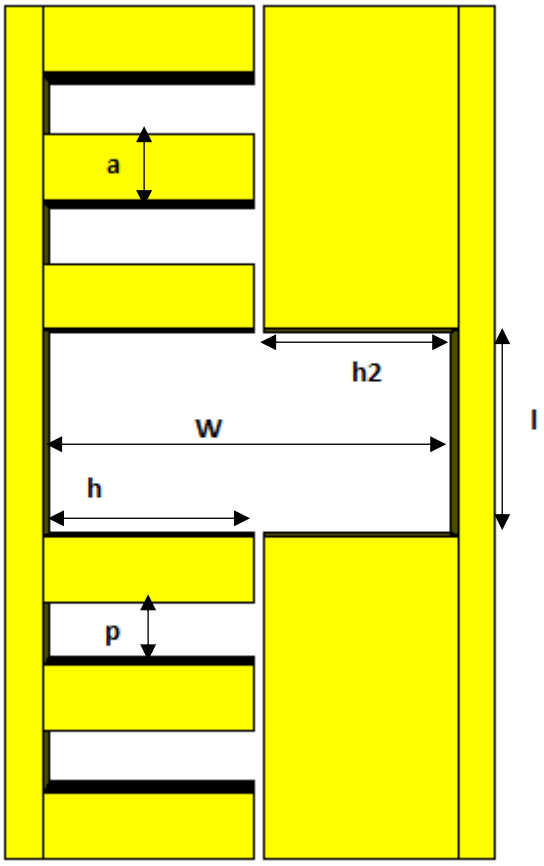


Figura 9. GGW Polarización horizontal corte central (a=0.9 mm, p=0.86 mm, h=2.4 mm, h2=3.17 mm, l=2.845 mm, w=5.69 mm)

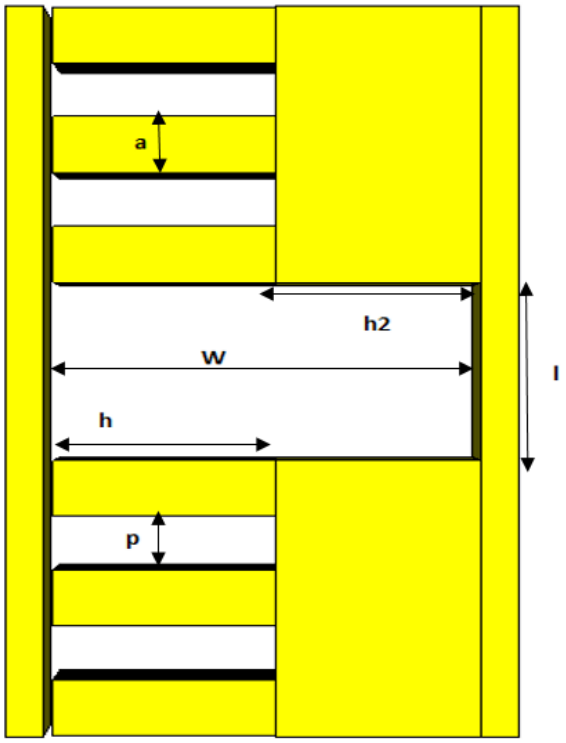


Figura 10. GGW Polarización horizontal corte en el extremo (a=0.9 mm, p=0.86 mm, h=2.4 mm, h2=3.17 mm, l=2.845 mm, w=5.69 mm).

2.1 Influencia de los parámetros geométricos de la estructura GGW en su respuesta en frecuencia

En este apartado se va a analizar diferentes aspectos de cómo cambia la respuesta frecuencial modificando parámetros del GGW. En primer lugar, cambiar el tamaño de los pines (*a)* y la distancia entre pines (*p*) modifica la frecuencia de funcionamiento de la estructura. Cabe destacar que esos parámetros son críticos y su elección condiciona en que frecuencia va a funcionar nuestra estructura. La separación entre pines sumado a la anchura de pin ($a + p$) tiene que ser igual a $\lambda_g/2$ la frecuencia de funcionamiento mientras que el tamaño del pin (*a)* tiene que ser aproximadamente $\lambda_g/4$ y, por tanto, *p* también tendrá estas dimensiones. La altura del pin y el número de filas solo influirá en las pérdidas inserción, como veremos posteriormente.Es importante destacar que la altura puede variar pero respetando otro parámetro clave , el gap, que es el espacio entre los pines y la placa superior. Este parámetro debe ser menor de $\lambda_g/4$, ya que si esta medida no se respeta la tecnología deja de funcionar.

Se lleva a cabo un estudio de la constante de propagación de las dimensiones de pines que hemos elegido para ver que funcionan en la banda frecuencial de trabajo. El resultado se ve en la Fig.11, donde se puede observar que el modo fundamental TE_{10} (En rojo) se propaga, siendo el único modo que se propaga en este rango frecuencial por lo que su rango de funcionamiento va desde su frecuencia de corte (27.13 GHz) hasta 46 GHz. Posteriormente el resto de las simulaciones se mostrarán de 33 a 50 GHz debido a que corresponde al estándar que más se aproxima a la frecuencia de funcionamiento de nuestra estructura. Este estándar es el WR22 (*a*=5.69 mm, *b*=2.845 mm) El procedimiento para este estudio está en el Anexo 2.

En la Fig.11 podemos observar lo explicado anteriormente. Se puede ver en la figura como se marca la Stop Band desde casi 20 GHz hasta 46 GHz, que es donde no se propaga ningún modo que no sea el fundamental, aunque el modo fundamental como tal se propaga a partir de 27.13 GHz, pero con esta estructura tendríamos la capacidad de usarla desde los 20 GHz. Cabe destacar que esta constante de propagación depende exclusivamente del estándar utilizado, WR22 en nuestro caso, ya que de esto depende la frecuencia de propagación del modo fundamental, además de las dimensiones de *a* y *p,* por lo que, al ser idénticos tanto en la Polarización vertical y horizontal, podemos llegar a la conclusión que esta gráfica es válida para ambas polarizaciones.

También podemos observar que la frecuencia de propagación del modo fundamental no coincide totalmente con la frecuencia de operación del estándar WR22, lo cual es debido a que tenemos que dejar un margen desde la frecuencia de corte hasta la frecuencia mínima de operación del estándar, ya que sino las simulaciones en su parte inferior no serían correctas. Se ha elegido este tamaño de estructura porque era el que tenía una frecuencia de corte más próxima a la frecuencia de corte del estándar que es de 26.346 GHz.

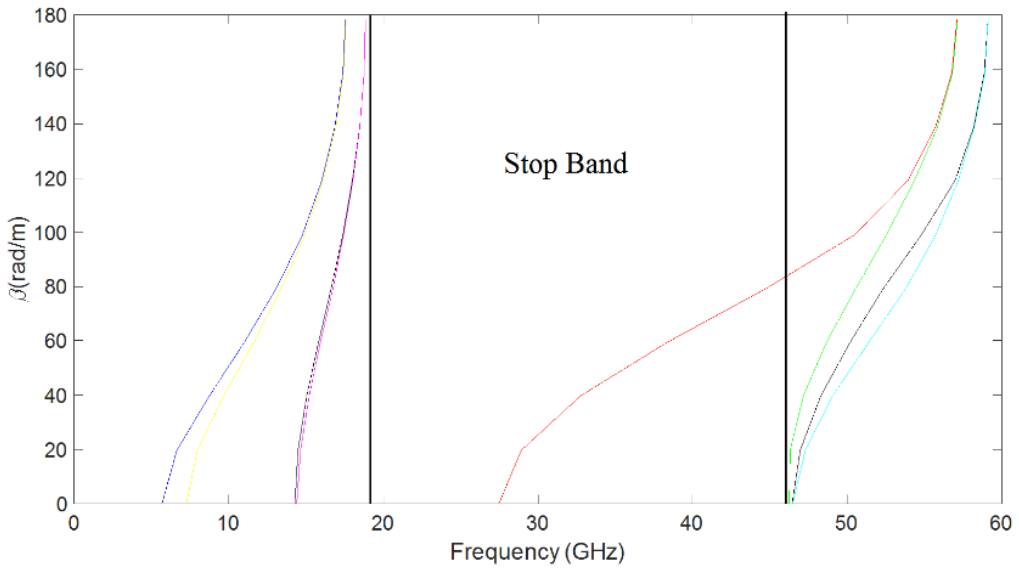


Figura 11. Constante de propagación del Groove gap waveguide elegido en el TFM.

Otro de los parámetros que se analiza es la modificación de la altura de los pines (*h).* Para ello se modifica la altura de los pines en las diferentes configuraciones de Groove gap waveguide con 3 filas de pines. Las gráficas se dibujarán de 33 GHz a 46 GHz ya que el estándar WR22 empieza en 33 GHz (*a*= 5.69 mm, *b*= 2.845 mm) y hasta 46 GHz ya que la frecuencia máxima de funcionamiento del modo TE_{10} en la estructura, por lo que a partir de esa frecuencia no podemos tener en cuenta dicha información para tomar conclusiones.

En las siguientes gráficas se ve cómo cambian las pérdidas de inserción con la modificación de la altura de los pines en guías de 100 mm de longitud cada una de ellas.

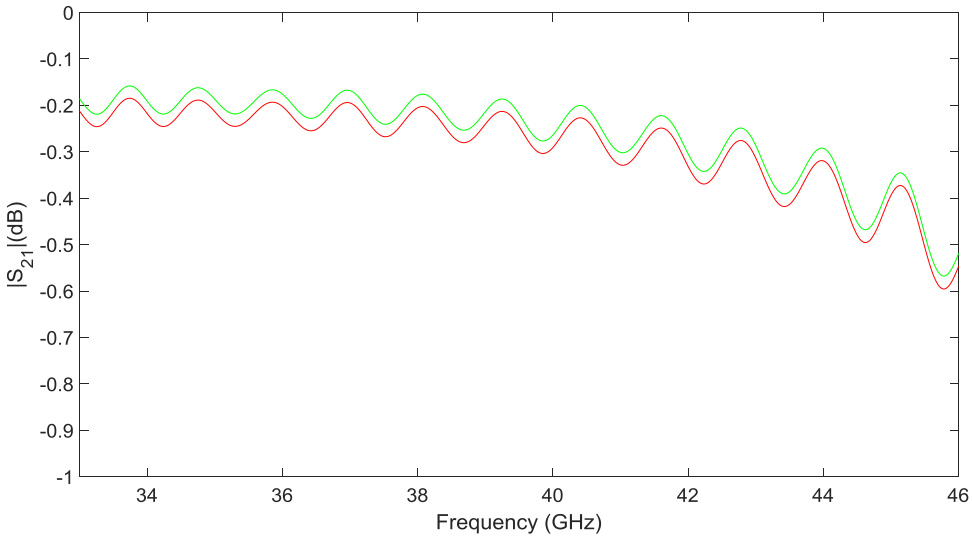


Figura 12. GGW Polarización horizontal corte central con h=2.4 mm en verde y h=2.2 mm en rojo.

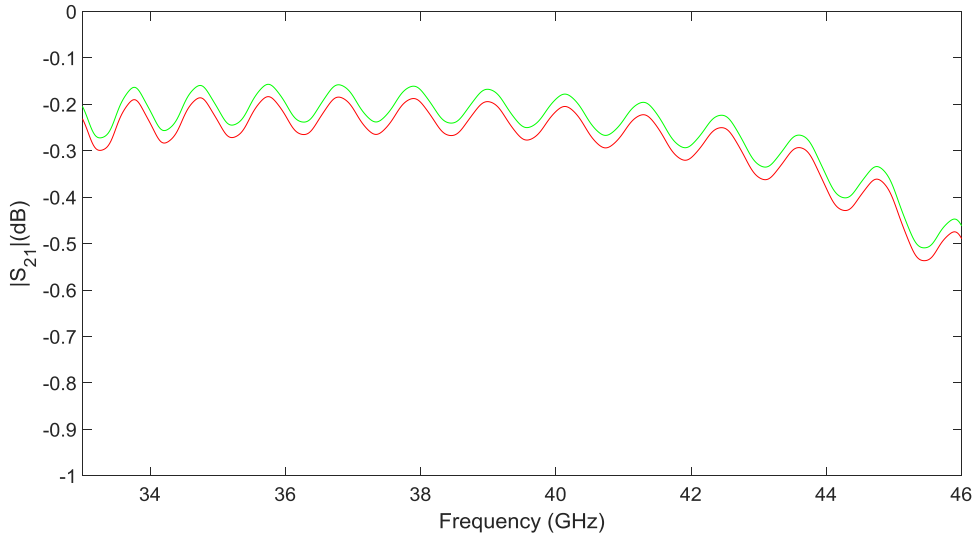


Figura 13. GGW Polarización horizontal corte en el extremo con h=2.4 mm en verde y h=2.2 mm en rojo.

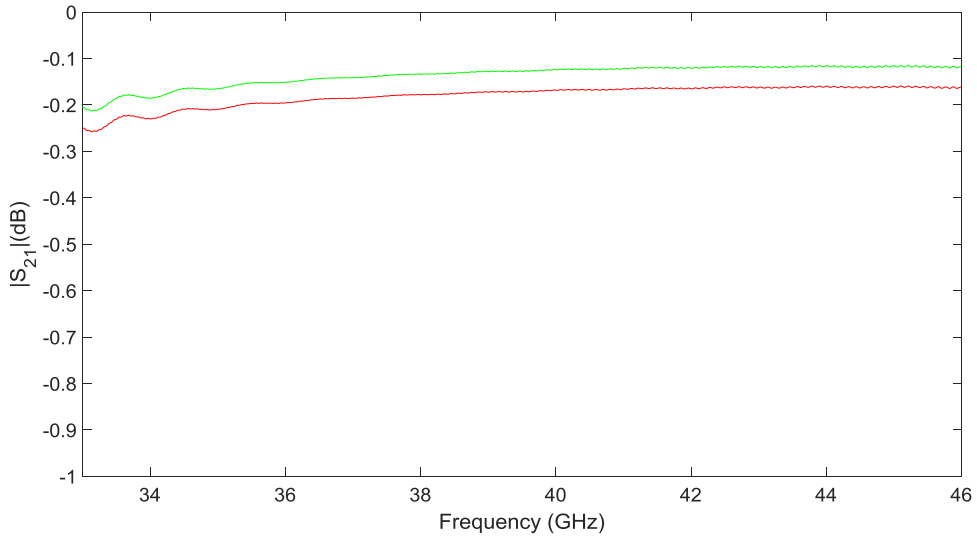


Figura 14. GGW Polarización vertical con h=2.4 mm en verde y h=2.2 mm en rojo.

Como se ha visto en las Fig. 12, Fig. 13 y Fig. 14 a menor altura de pines mayores pérdidas de inserción, donde destaca la Polarización vertical como la estructura donde más afecta dicha modificación, llegando a perder 0.005 dB/cm reduciendo 0.2 mm la altura de los pines.

A continuación, se va a modificar el número de filas de pines para ver como altera eso el $|S_{21}|$en dB de la estructura. En las siguientes gráficas se va a ver cómo afecta esto a las distintas configuraciones de Groove gap waveguide en diferentes guías todas ellas de una longitud de 100 mm. Las gráficas se dibujarán de 33 GHz a 46 GHz ya que el estándar WR22 se emplea desde 33 GHz (*a*= 5.69 mm, *b*= 2.845 mm) y hasta 46 GHz ya que la frecuencia máxima de funcionamiento del modo TE_{10} en la estructura, por lo que a partir de esa frecuencia no podemos tener en cuenta dicha información para tomar conclusiones. Además, se va a comparar cada estructura con la guía rectangular cortada de idéntica manera, para ver los beneficios del GGW frente a la guía rectangular

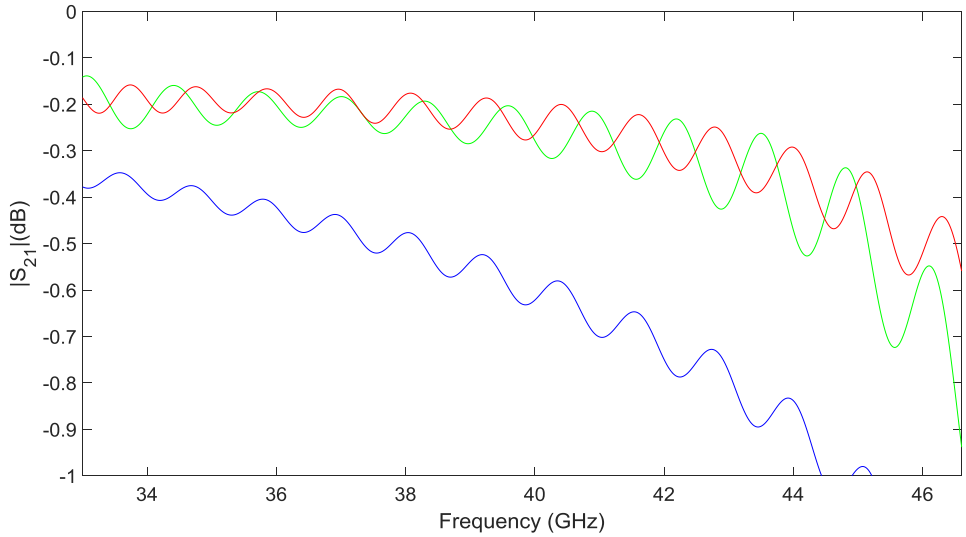


Figura 15. Modificación de las pérdidas de inserción en Polarización horizontal corte central con 3 filas de pines en rojo, 2 filas de pines en verde y 1 fila de pines en azul.

Por lo visto en la Fig.15 podemos ver como la diferencia de potencia radiada entre 2 y 3 filas de pines es prácticamente nula, mientras que cuando se reduce a 1 sola fila de pines se radia casi 0.02 dB/cm.

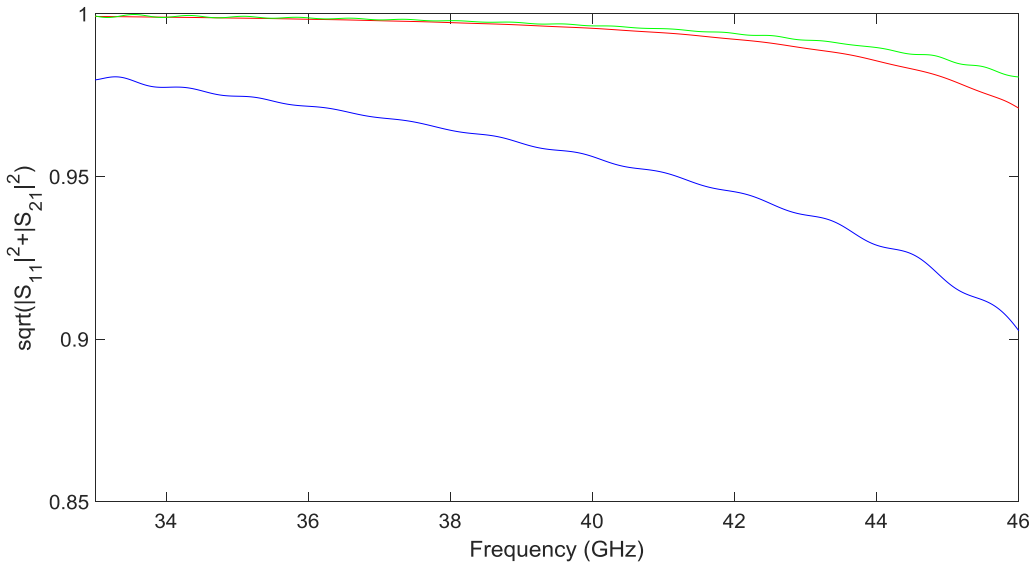
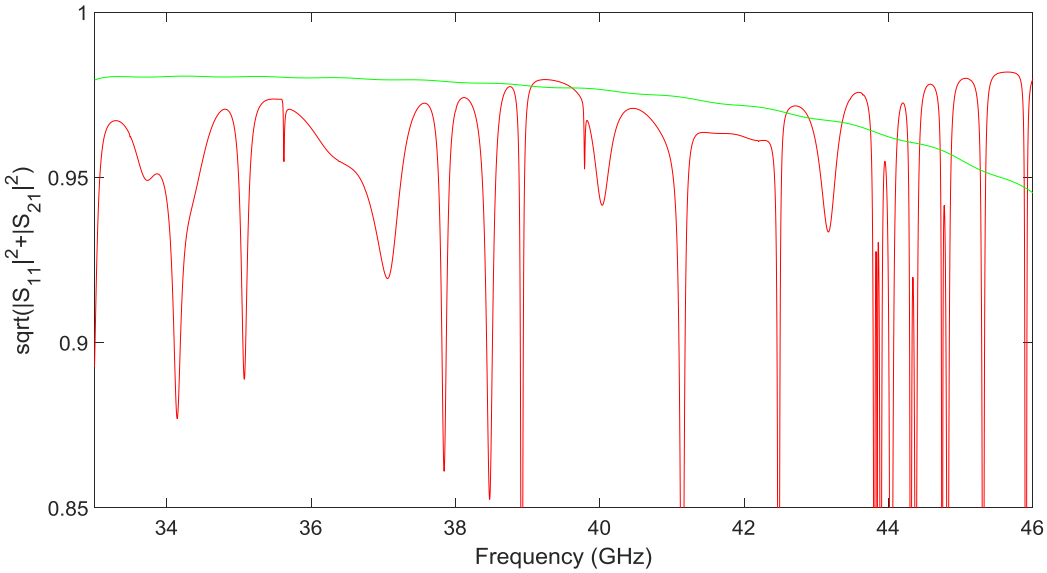


Figura 16. Modificación del balance de potencias sin pérdidas por material en Polarización horizontal corte central con 3 filas de pines en rojo, 2 filas de pines en verde y 1 fila de pines en azul.

Viendo el balance en potencia sin pérdidas en la Fig.16, podemos concluir que el empleo de una sola fila de pines hace que se radie gran cantidad de potencia, por lo que no es recomendable diseñar estructuras Groove gap waveguide de esta manera, mientras que la diferencia entre el empleo de 2 o 3 filas de pines es mínima.



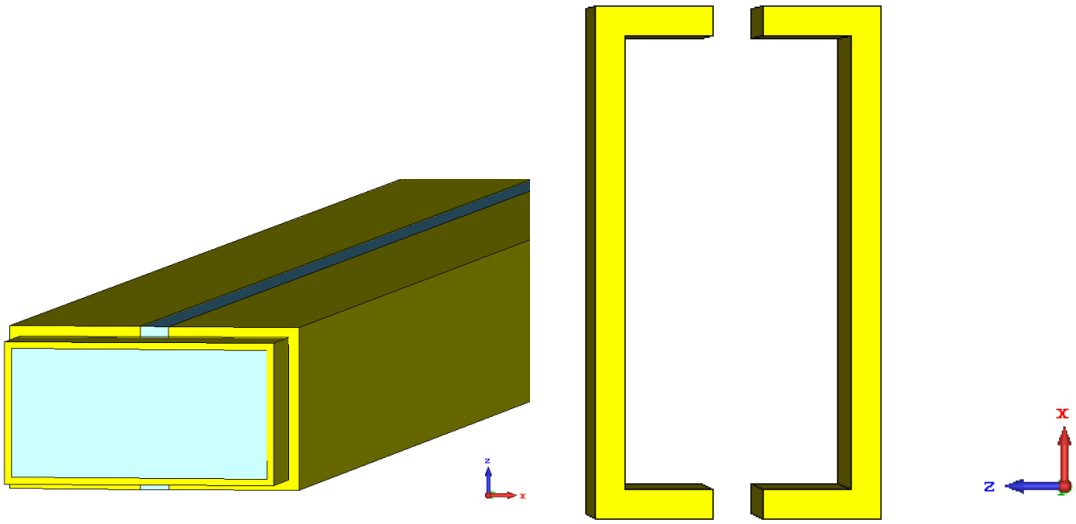


Figura 17. Comparación del balance de potencias sin pérdidas por material en GGW Polarización horizontal corte central en verde y guía de onda cortada de la misma manera en rojo.

Comparamos el balance de potencia sin pérdidas de GGW Polarización horizontal corte central con el balance de una guía rectangular cortada de manera idéntica al GGW como se ve en la Fig.17(mismo gap, mismo estándar WR22…) para ver como de beneficioso es utilizar el GGW frente a cortar la guía rectangular de esa manera. Como se puede ver en la gráfica de la Fig.17 el balance de la guía rectangular es menos estable que el de GGW debido al corte aunque las pérdidas de las 2 estructuras son similares, como era de esperar debido a que este corte se realiza en el punto central de la guía donde el campo eléctrico es máximo, y, por tanto, es la zona donde menos se notan las pérdidas al abrir la guía rectangular.

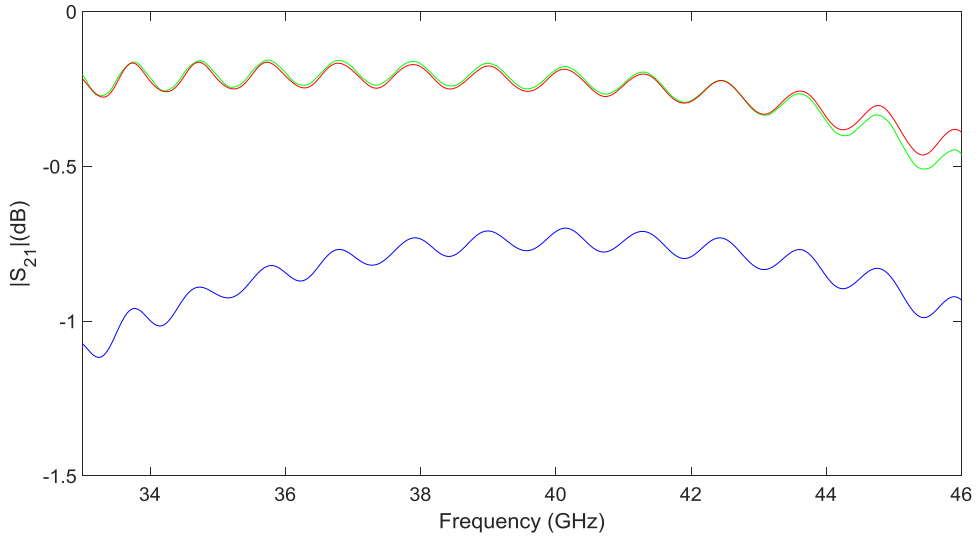


Figura 18. Modificación de las pérdidas de inserción en Polarización horizontal corte en el extremo con 3 filas de pines en rojo, 2 filas de pines en verde y 1 fila de pines en azul.

Por lo visto en la Fig.18 podemos ver como la diferencia de potencia radiada entre 2 y 3 filas de pines es prácticamente nula, mientras que cuando se reduce a 1 sola fila de pines se radia casi 0.08 dB/cm.

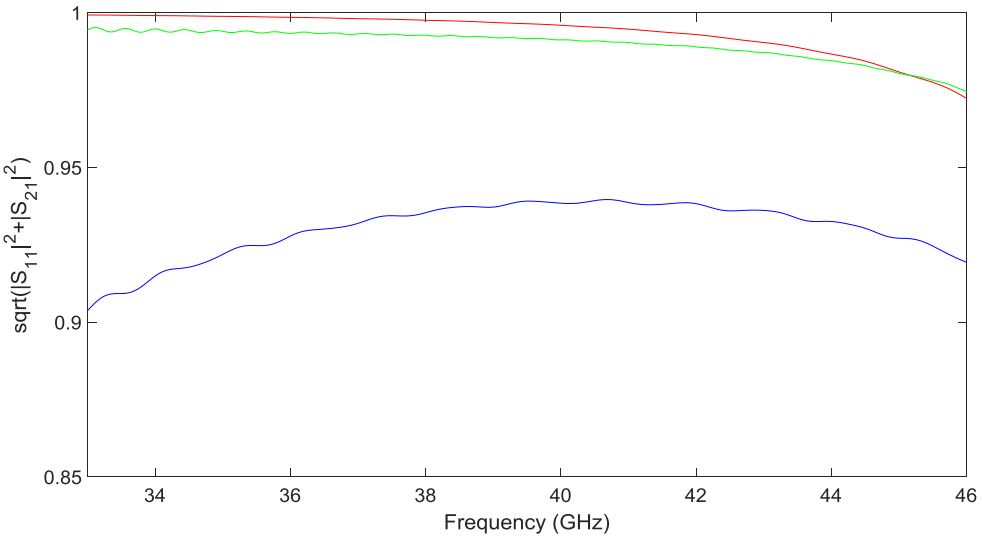
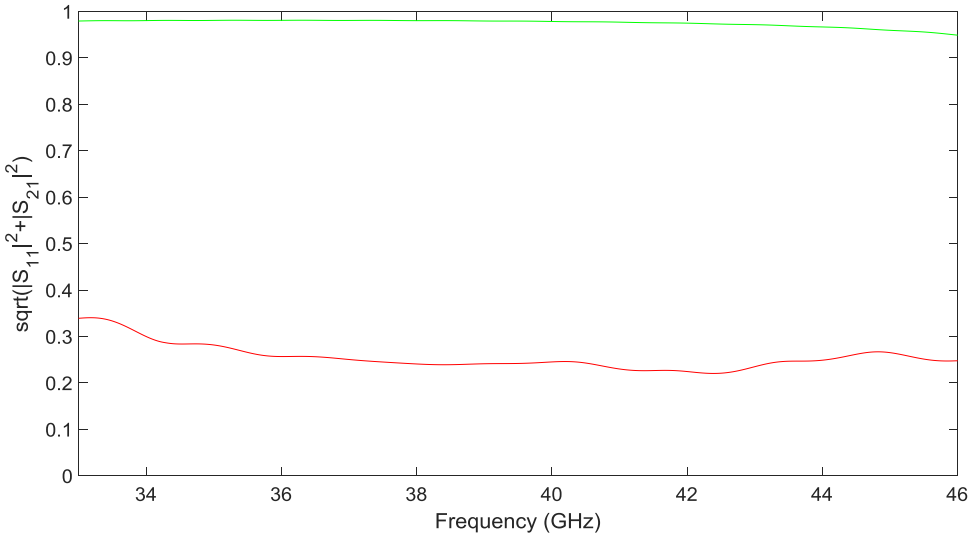


Figura 19. Modificación del balance de potencias sin pérdidas por material en Polarización horizontal corte en el extremo con 3 filas de pines en rojo, 2 filas de pines en verde y 1 fila de pines en azul.

Viendo el balance en potencia en la Fig.19, vemos que utilizar una sola fila de pines hace que se radie gran cantidad de potencia, por lo que no es recomendable diseñar estructuras Groove gap waveguide de esta manera.



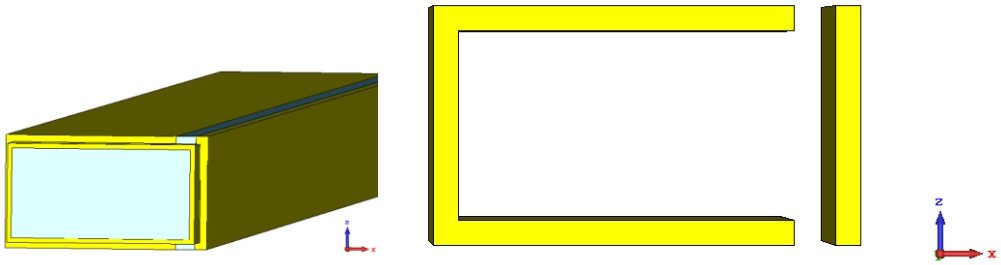


Figura 20. Comparación del balance de potencias sin pérdidas por material en GGW Polarización horizontal corte en el extremo en verde y guía de onda cortada de la misma manera en rojo.

Comparamos el balance de potencia sin pérdidas de GGW Polarización horizontal corte en el extremo con el balance de una guía rectangular cortada de manera idéntica al GGW como se ve en la Fig.20(mismo gap, mismo estándar WR22…) para ver como de beneficioso es utilizar el GGW frente a cortar la guía rectangular de esa manera. Como se puede ver en la gráfica de la Fig.20 el balance de la guía rectangular tiene gran cantidad de pérdidas por dicho corte mientras que el GGW tiene un balance más estable y con una menor cantidad de pérdidas, por lo que podemos concluir que esta es una de las ventajas del GGW.

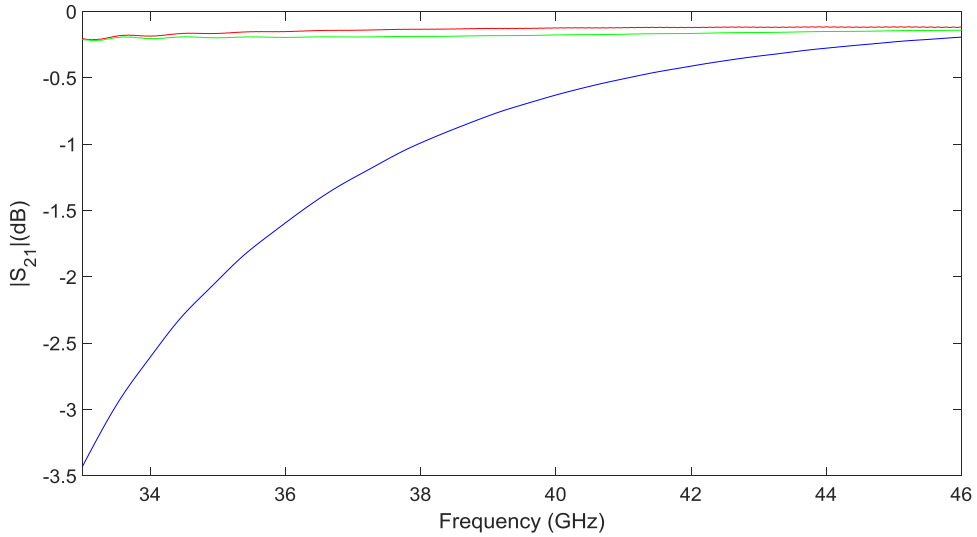


Figura 21. Modificación de las pérdidas de inserción en Polarización vertical con 3 filas de pines en rojo, 2 filas de pines en verde y 1 fila de pines en azul

Por lo visto en la Fig.21 podemos ver como la diferencia de potencia radiada entre 2 y 3 filas de pines es prácticamente nula, mientras que cuando se reduce a 1 sola fila de pines se radia hasta 0.3 dB/cm dependiendo de la frecuencia de operación.

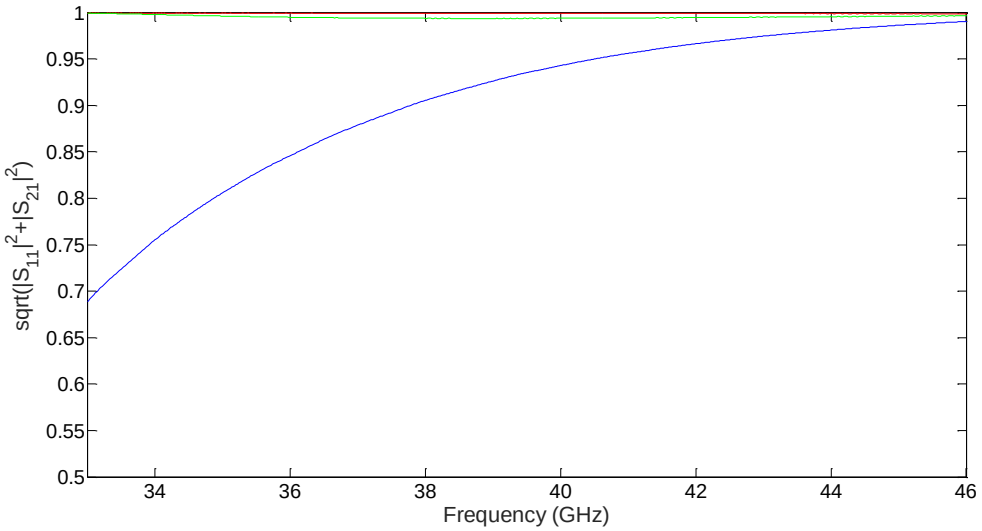


Figura 22. Modificación del balance de potencias sin pérdidas por material en Polarización vertical con 3 filas de pines en rojo, 2 filas de pines en verde y 1 fila de pines en azul

Viendo el balance en potencia en la Fig.22 podemos concluir que el empleo de una sola fila de pines hace que se radie gran cantidad de potencia, por lo que no es recomendable diseñar estructuras Groove gap waveguide de esta manera, mientras que la diferencia entre el empleo de 2 o 3 filas de pines es mínima.

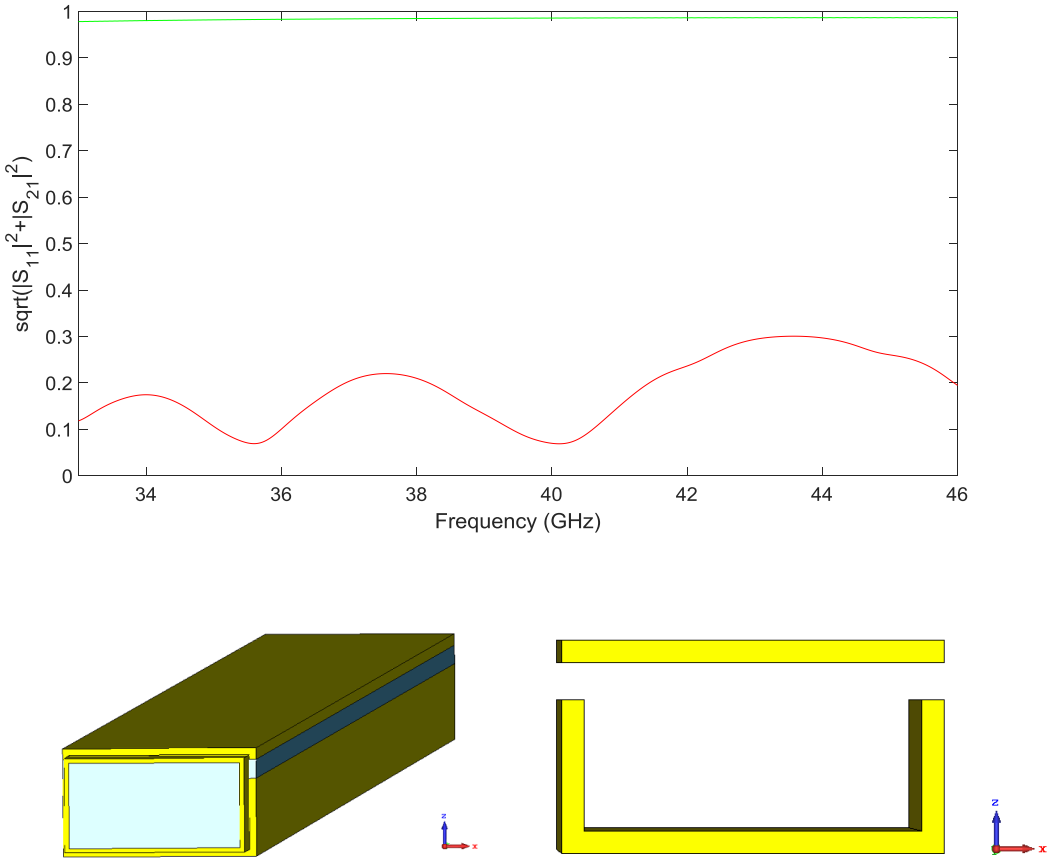


Figura 23. Comparación del balance de potencias sin pérdidas por material en GGW Polarización vertical en verde y guía de onda cortada de la misma manera en rojo.

Comparamos el balance de potencia sin pérdidas de GGW Polarización vertical con el balance de una guía rectangular cortada de manera idéntica al GGW como se ve en la Fig.23(mismo gap, mismo estándar WR22…) para ver como de beneficioso es utilizar el GGW frente a cortar la guía rectangular de esa manera. Como se puede ver en la gráfica de la Fig.23 el balance de la guía rectangular tiene gran cantidad de pérdidas por dicho corte mientras que el GGW tiene un balance más estable y con una menor cantidad de pérdidas, por lo que podemos concluir que esta es una de las ventajas del GGW.

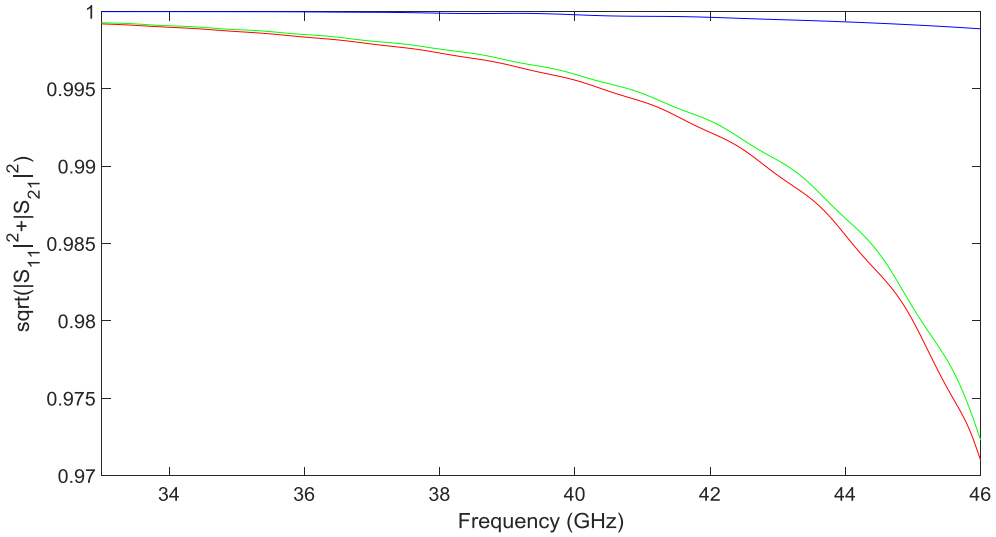


Figura 24. Comparación de el balance sin pérdidas por material de las 3 configuraciones con 3 filas de pines. Polarización horizontal corte central en rojo, Polarización horizontal corte en el extremo en verde y Polarización vertical en azul.

En la Fig.24 podemos destacar como la estructura con mejor balance y por tanto menos pérdidas es la de Polarización vertical, además de que el balance se mantiene constante a lo largo de todo el rango frecuencial mientras que las polarizaciones horizontales tienen un balance y por tanto unas pérdidas similares entre ellas, como era de esperar, debido a su similitud.

En las siguientes figuras, Fig.25, Fig.26 y Fig.27, se verá gráficamente como se distribuye el $|S_{21}|$ en dB en las distintas configuraciones de Groove gap waveguide con 3 filas de pines.

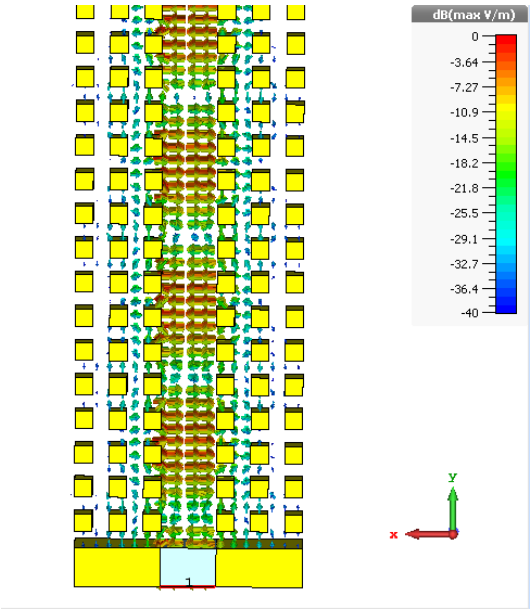


Figura 25. GGW Polarización horizontal corte central con 3 filas de pines.

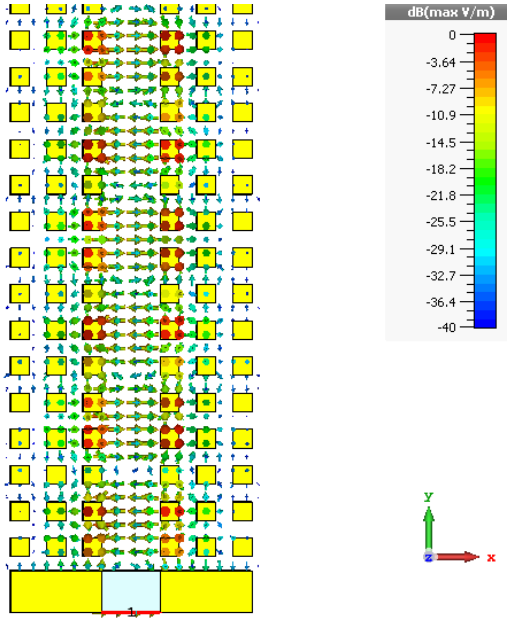


Figura 26. GGW Polarización horizontal corte en el extremo con 3 filas de pines.

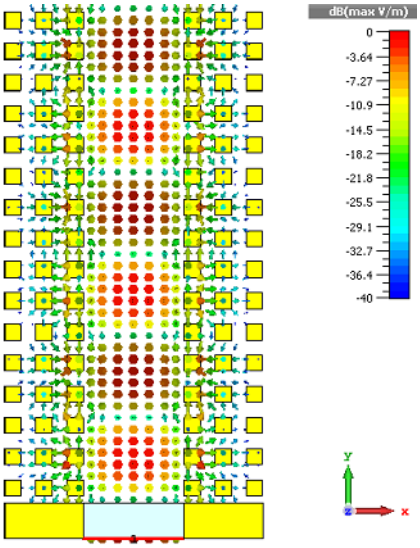


Figura 27. GGW Polarización vertical con 3 filas de pines.

Como se ve en las Fig.25, Fig.26 y Fig.27 y se ha contrastado en las gráficas anteriores, con 2 y 3 filas de pines el campo que se radia es mínimo mientras que con 1 fila de pines tenemos unas pérdidas mucho mayores.

2.2 Método basado en las líneas conmensuradas adaptado a GGW

Tal y como se ha explicado en el apartado 1.1.4 y adaptándolo a GGW, el método que utilizaremos será el basado las líneas conmensuradas. Una vez tenemos el coeficiente de reflexión a partir de la ecuación 1.8 podemos expresarlo en magnitud $|S_{11}| = 20 \cdot \log(\Gamma_i)$ y en fase $\angle S_{11} = 180º - \theta_c$ con θ_c en grados realizamos el diseño mediante celdas unidad compuestas por una celda de longitud $\lambda_g/2$ y un tornillo con un radio fijado previamente en el centro [8].En nuestro caso utilizaremos tornillos en lugar de postes debido a la dificultad de realizar una fabricación con postes ya que a la hora de fabricar con Milling tener una broca muy estrecha hace muy complicado fabricar estructuras de mucha profundidad, como seria el caso, mientras que implementarlo con tornillos nos proporciona mucha sencillez a la hora de fabricación además de la capacidad de poder sintonizar la respuesta frecuencial del dispositivo variando la profundidad del tornillo. Mediante un barrido paramétrico de la profundidad del tornillo conseguimos el valor de $|S_{11}|$ necesario para obtener el valor de impedancia necesaria de esa línea. En la Fig.28 podemos ver la celda unidad y el parámetro modificado que es la profundidad del tornillo (*R*) en un caso concreto de GGW de Polarización horizontal con corte en el extremo.

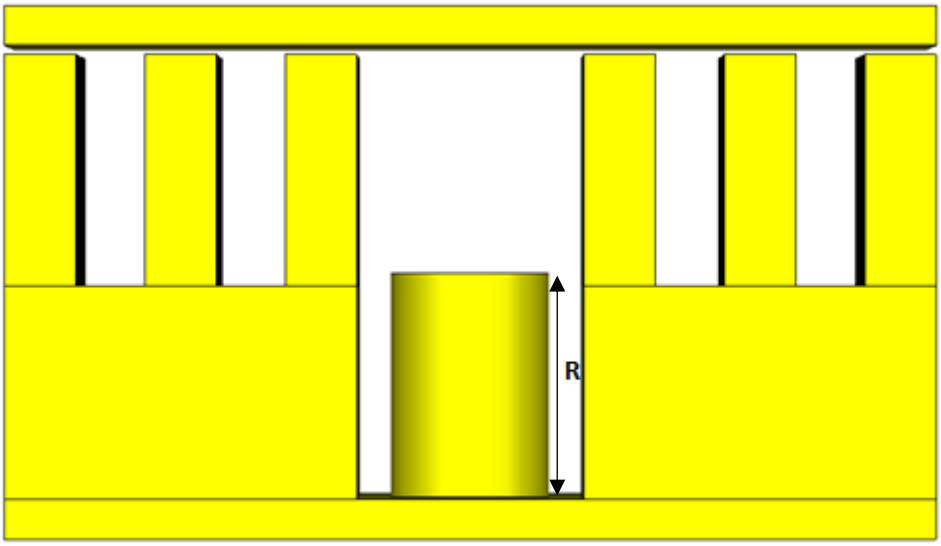


Figura 28 Celda unidad GGW Polarización horizontal corte en el extremo modificando la profundidad del tornillo R

En la siguiente gráfica podemos ver como se modifica el $|S_{11}|$ conforme la profundidad del tornillo(*R)* se modifica en las 3 configuraciones GGW. El radio del tornillo está previamente fijado y es de 1 mm debido a que era la dimensión que, variando su profundidad, conseguíamos un mayor intervalo de coeficientes de reflexión. Cabe destacar que no se podía elegir un radio cualquiera ya que nos adaptamos a dimensiones comerciales de tornillos.

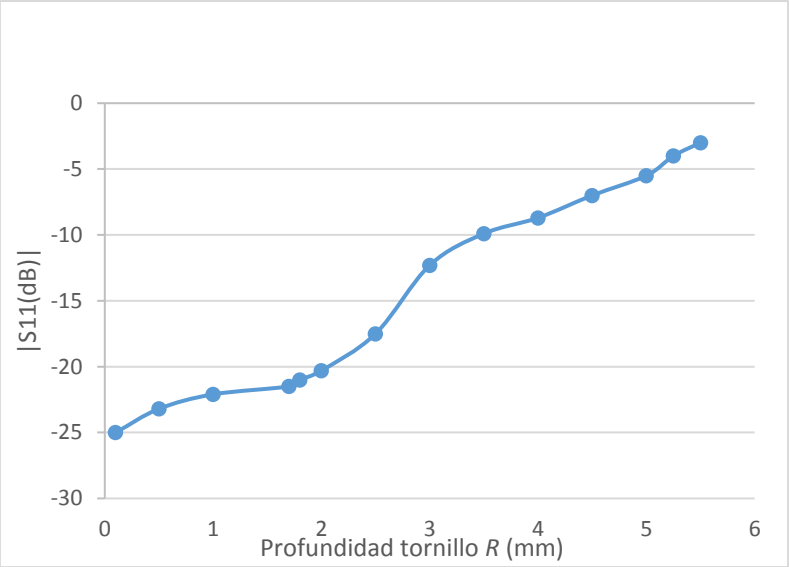


Figura 29 Gráfica $|S_{11}(dB)|$ modificando la profundidad del tornillo en GGW Polarización horizontal corte en el extremo.

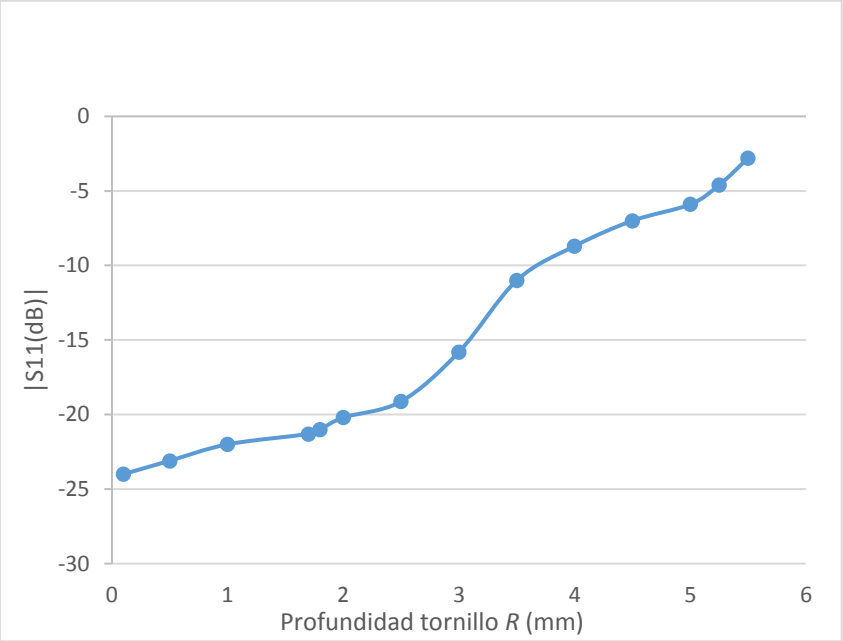


Figura 30 Gráfica $|S_{11}(dB)|$ modificando la profundidad del tornillo en GGW Polarización horizontal corte central.

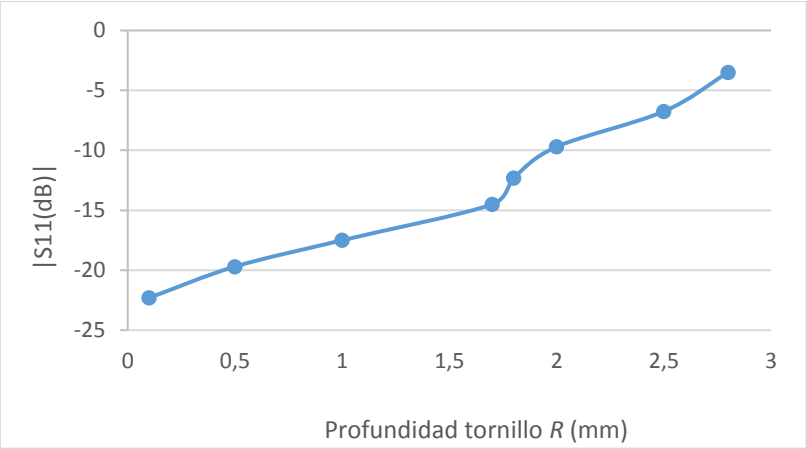


Figura 31 Gráfica $|S_{11}(dB)|$ modificando la profundidad del tornillo en GGW Polarización vertical.

Una vez tenemos estas gráficas, podemos ver que en ambas polarizaciones horizontales los valores obtenidos son similares, consiguiendo un mayor intervalo de valores la Polarización horizontal con corte en el extremo. Con respecto a la Polarización vertical vemos que es la estructura que peor intervalo de valores ha obtenido, pero teniendo en cuenta que las profundidades del tornillo *R* en este caso solo se puede variar hasta 2.845 mm mientras que en la Polarización horizontal se podía alcanzar hasta 5.69 mm, podemos concluir que es la polarización más sensible a cambios por profundidad del tornillo *R.*

Cuando ya hemos hallado la profundidad adecuada del tornillo, es decir, el valor *R* que satisface el coeficiente de reflexión necesario en esa línea, modificamos la longitud de la celda con el objetivo de ajustar el desfase que proporciona dicha celda. Para ello, se modifica el parámetro *L* de la Fig.32 para obtener un desfase idéntico al $\angle S_{11}$ que hemos hallado anteriormente, el cual es $\angle S_{11} = 180º - \theta_c$ con θ_c en grados.

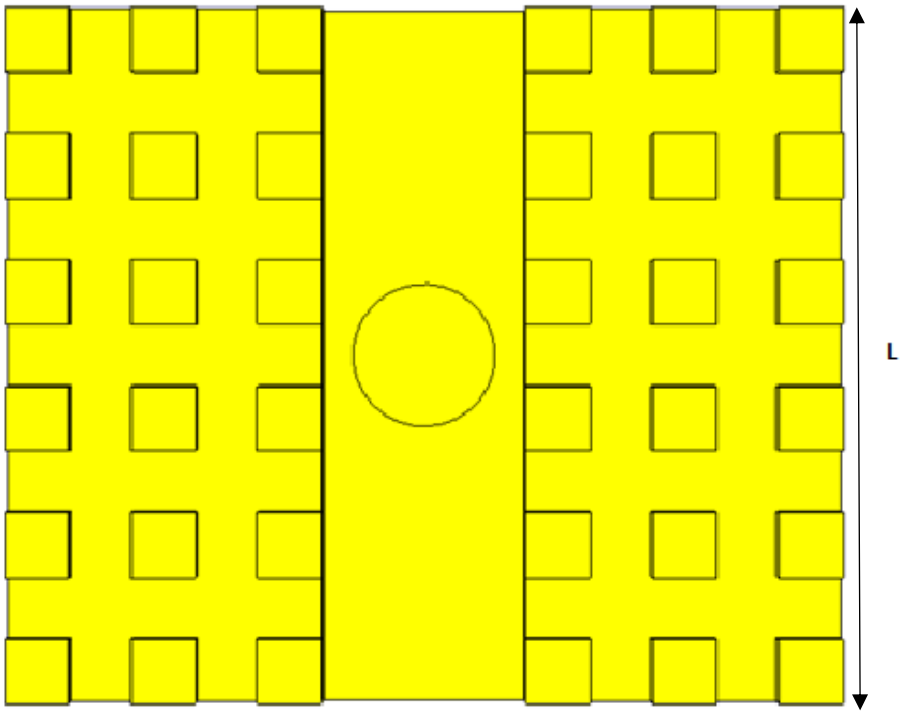


Figura 32 Celda unidad GGW Polarización horizontal corte en el extremo modificando la longitud L

Finalmente, se unen todas las celdas con la *R* y *L* adecuadas y tendríamos el diseño necesario.

3. Filtros Paso Bajo

Iniciamos los filtros paso bajo ajustando unas especificaciones de los filtros que queremos diseñar. Esas especificaciones serán una *fc* =38.5 GHz y una f_{max} =45 GHz, *RL*=20 dB y *N*= 13. El estándar empleado será WR22 (*a*= 5.69 mm, *b*=2.845 mm) ya que el rango de funcionamiento de la estructura Groove gap waveguide es de 27.13 GHz hasta 46 GHz, por lo que este estándar es el que mejor encaja con nuestra estructura.

El primer paso será diseñar el modelo ideal en FEST3D como un filtro paso bajo corrugado en guía. Se puede ver la estructura en la Fig.33, las pérdidas de inserción en la Fig.34 y su respuesta en frecuencia en la Fig.35.

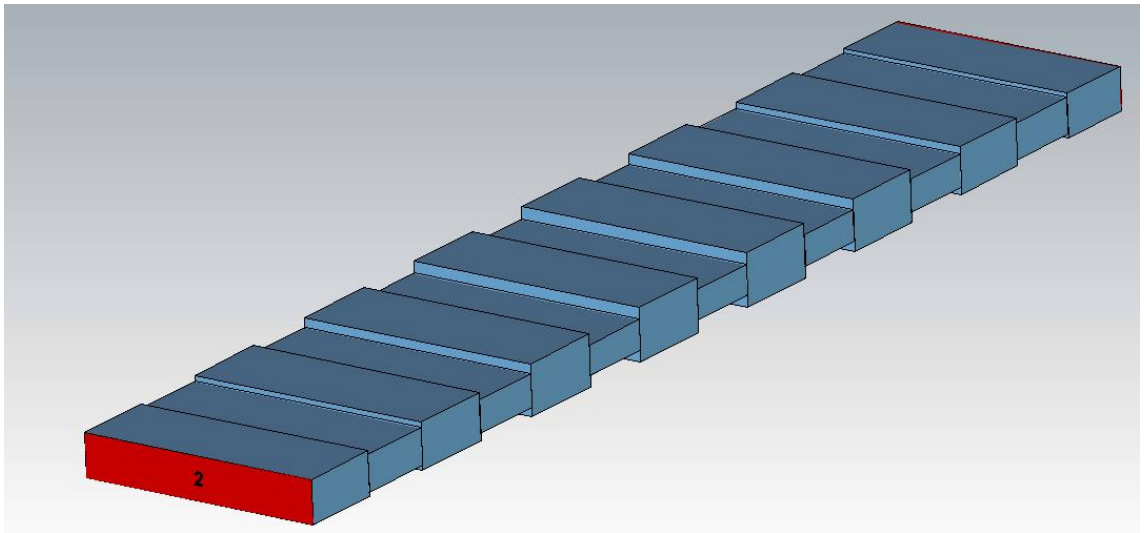


Figura 33 filtro ideal diseñado en FEST

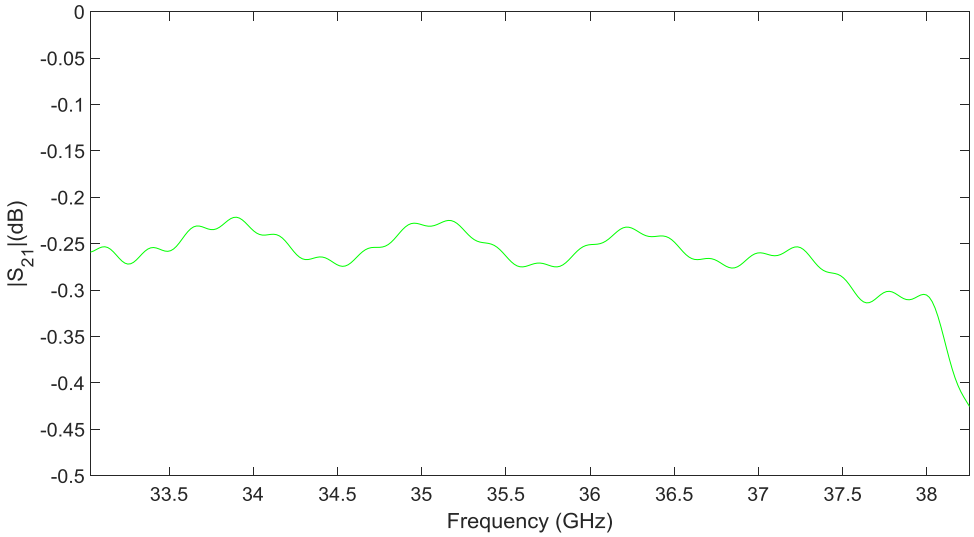


Figura 34 Pérdidas de inserción filtro diseñado en FEST obtenido en CST MWS

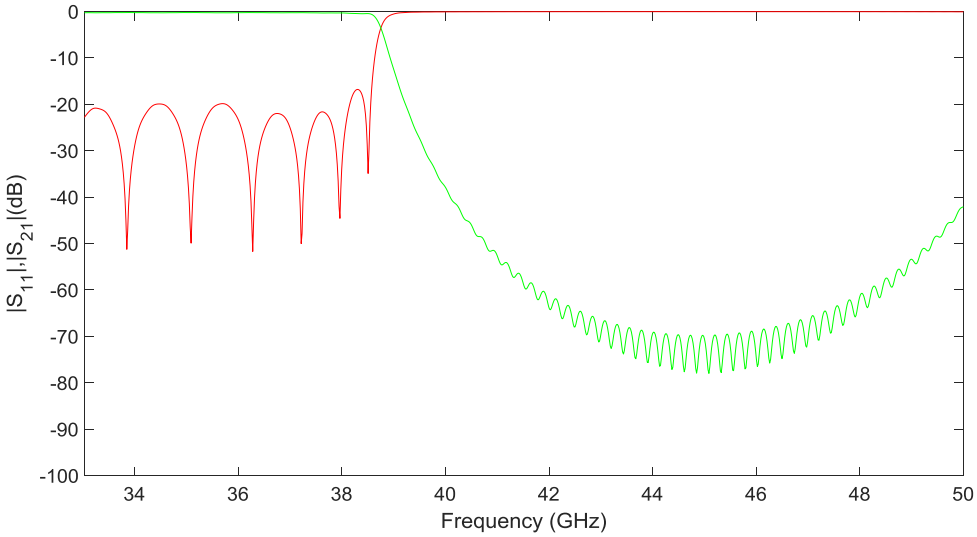


Figura 35 S_{11} en rojo y S_{21} en verde del filtro diseñado en FEST obtenido en CST MWS

Pasamos a implementar este filtro paso bajo en Groove gap waveguide Polarización horizontal corte en el extremo. Vemos que no es simple la implementación, debido a que el diseño está realizado en guía y no en GGW, por lo que el resultado final difiere mucho del objetivo. La estructura la podemos ver en la Fig.36 y su respuesta en frecuencia en la Fig.37.

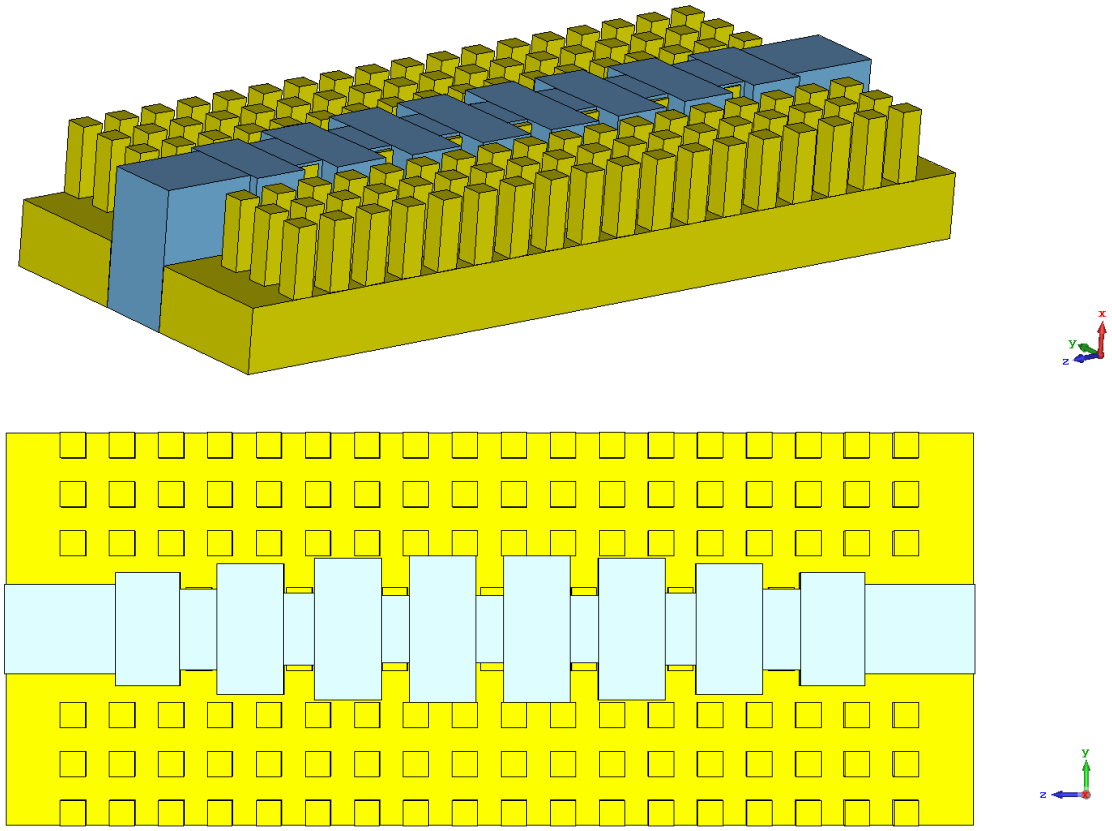


Figura 36 filtro ideal diseñado en FEST implementado en GGW Polarización horizontal corte en el extremo

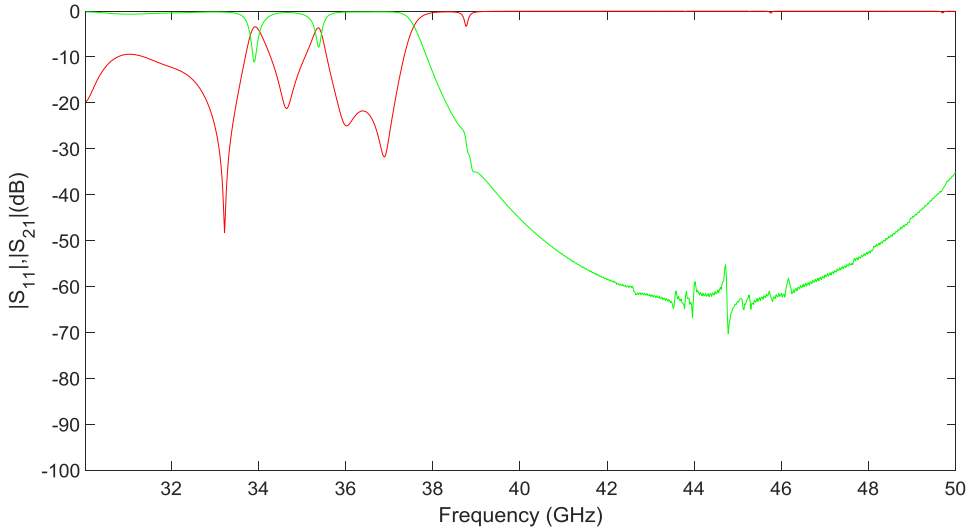


Figura 37 S_{11} en rojo y S_{21} en verde del filtro diseñado en FEST e implementado en GGW Polarización horizontal corte en el extremo obtenido en CST MWS

Ante la dificultad de implementar filtros corrugados en GGW, desestimamos esta posibilidad y pasaremos a implementarlos como se explica en el apartado 2.2. Se va a implementar 3 paso bajo diferentes, uno con cada una de las diferentes disposiciones de GGW que se explican en el capítulo 2. Estos filtros se van a diseñar con el método basado en las líneas conmensuradas adaptado a GGW, con el objetivo de compararlo con el diseño ideal de FEST y de obtener los primeros pasos bajo con esta tecnología, lo cual como se había dicho anteriormente no existía en la literatura.

3.1 Filtro Paso Bajo Polarización horizontal corte central

En primer lugar, vamos a definir las diferentes especificaciones del filtro. En este ejemplo tenemos frecuencia de corte f_c= 38.5 GHz, frecuencia de máximo rechazo f_{max}= 45 GHz, pérdidas de retorno *RL*= 20dB y orden *N*=13. Con esto hallamos por la ecuación 1.6

$$\theta c = \frac{\pi}{2} \cdot \frac{\lambda_{gmax}}{\lambda_{gc}}$$

lo cual da como resultado 1.143 rad. Una vez tenemos este dato y con $Z_0 = Z_L$ =1 hallamos las impedancias necesarias para cumplir las especificaciones necesarias para el filtro y para ello utilizamos el archivo *fimpedancias.m* (Ver Anexo 1). Las impedancias necesarias resultantes son: Z_0= 1, Z_1= 0.8082, Z_2= 1.0809, Z_3= 0.7134, Z_4= 1.2, Z_5= 0.6614, Z_6= 1.258, Z_7= 0.6469. Hallamos la mitad de las impedancias ya que el filtro es simétrico. Una vez tenemos las impedancias hallamos los coeficientes de reflexión según la ecuación 1.8

$$\Gamma_i = \frac{Z_{i+1} - Z_i}{Z_{i+1} + Z_i}$$

Los cuales son $\Gamma_0 = -0.106, \Gamma_1 = 0.1443, \Gamma_2 = -0.2048, \Gamma_3 = 0.2543, \Gamma_4 = -0.2894, \Gamma_5 = 0.3108, \Gamma_6 = -0.3208$. Una vez hallamos estos resultados ya podemos hallar los valores del $|S_{11}|$=20 · log(abs (Γ_i)) según la Fig.30, los cuales vienen representados en la Tabla 1 tras optimizar las profundidades de los tornillos en CST MWS. Una vez hallado esto y el

desfase que necesitamos compensar en cada línea la cual es $\angle S_{11}$ = 180º - θ_c (con θ_c en grados) lo cual da como resultado un $\angle S_{11}$= 114.55º, ya que θ_c = 65.45 º. Con todos estos datos ya podemos comenzar el método explicado en 2.2.

Para comenzar con este método, vamos a realizar una celda unidad de longitud $\lambda_g/2$, para la configuración de GGW de Polarización horizontal corte central que se explican en 2.Con un tornillo en su centro, se va a ir variando la profundidad del tornillo para conseguir el $|S_{11}|$ necesario para obtener la impedancia correspondiente de cada línea, y posteriormente se va a variar la longitud para conseguir el desfase ($\angle S_{11}$) necesario de esa línea como se explica en 2.2. Estos pasos van a ser idénticos para el resto de las líneas del filtro. Para finalizar se unirán dichas líneas con su longitud y profundidad de tornillo correspondiente y obtendremos el diseño final.

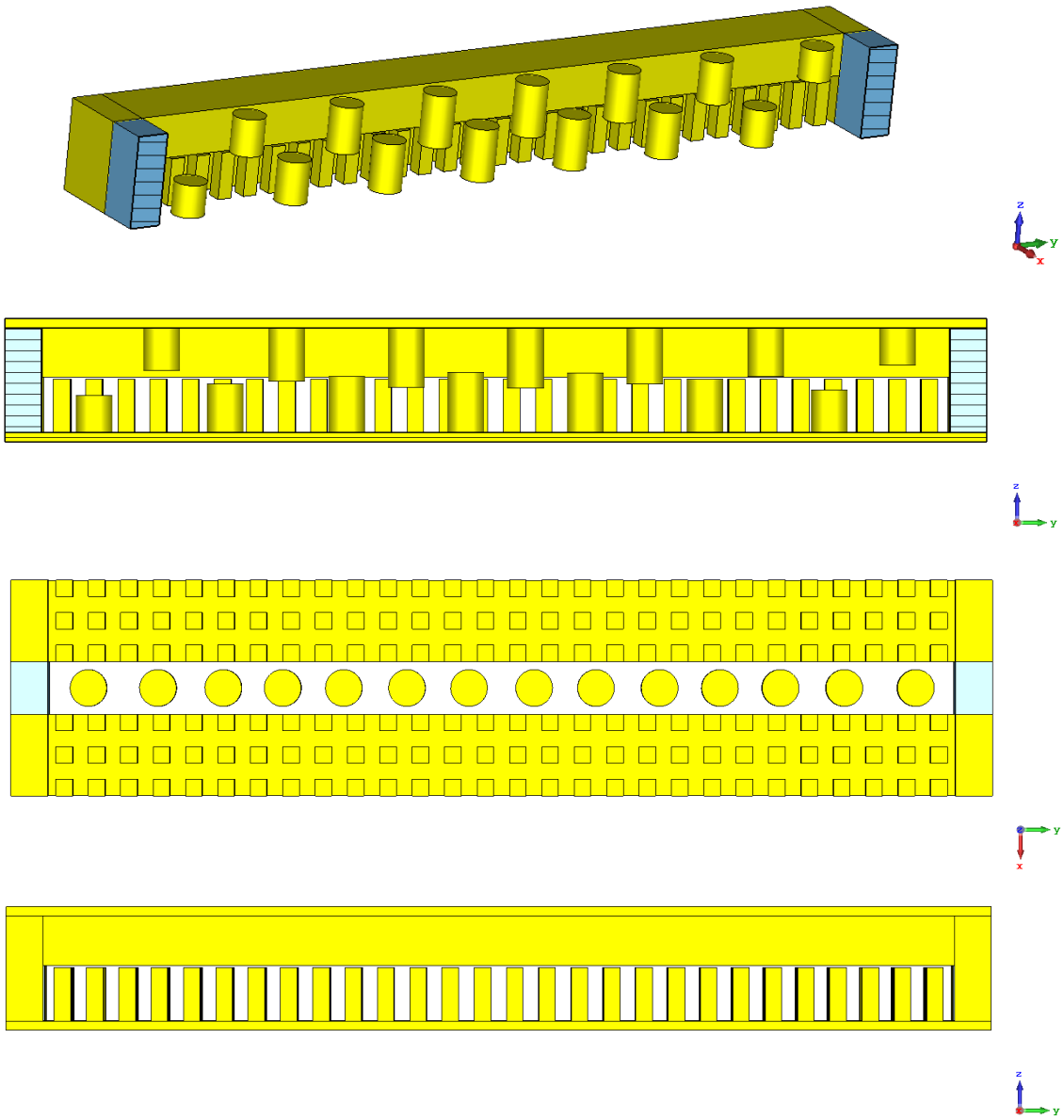


Figura 38 Filtro paso bajo Polarización horizontal con corte central

Como se puede ver en la Fig.38 los tornillos se han ubicado de manera alterna (uno abajo, otro arriba…) debido a que poner todos los tornillos arriba o todos abajo provocaba que las cabezas de los tornillos contiguos chocaran y fuera mucho más complicado su implementación.

El equivalente del método basado en las líneas conmensuradas la podemos ver en la tabla 1. Estos valores están obtenidos de la Fig.30 y tras una ligera optimización en CST MWS el resultado es:

Línea	Valor S11(dB)	Profundidad	Longitud tramo
1	-19,46	2,07	4,16
2	-16,76	2,40	3,57
3	-13,72	2,75	3,38
4	-11,84	2,94	3,29
5	-10,72	3,18	3,26
6	-10,10	3,21	3,26
7	-9,83	3,27	3,26

Tabla 1 Método equivalente en las líneas conmensuradas para Filtro paso bajo Polarización horizontal con corte central

En la Fig.39 podemos ver las pérdidas de inserción de la estructura y en la Fig.40 su respuesta en frecuencia:

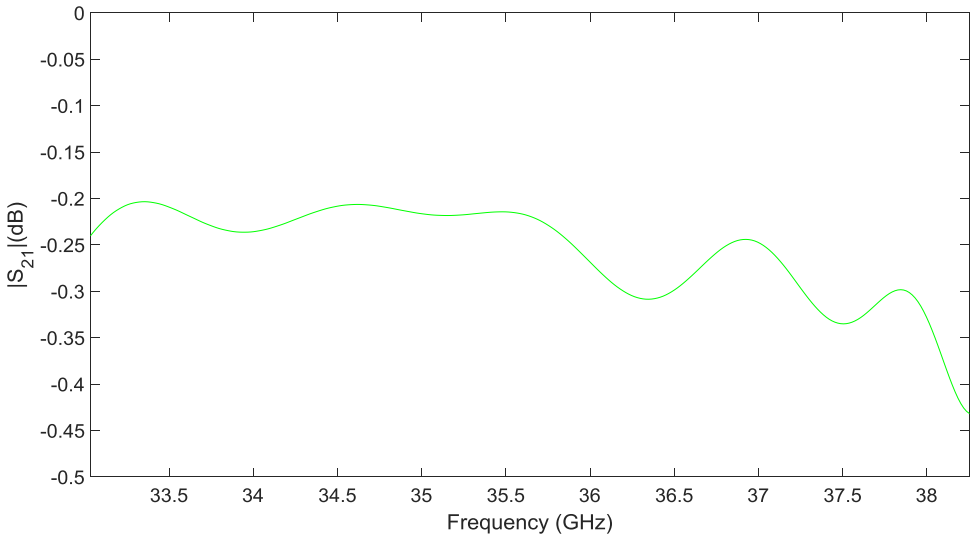


Figura 39 Pérdidas de inserción del filtro paso bajo Polarización horizontal con corte central obtenidas en CST MWS

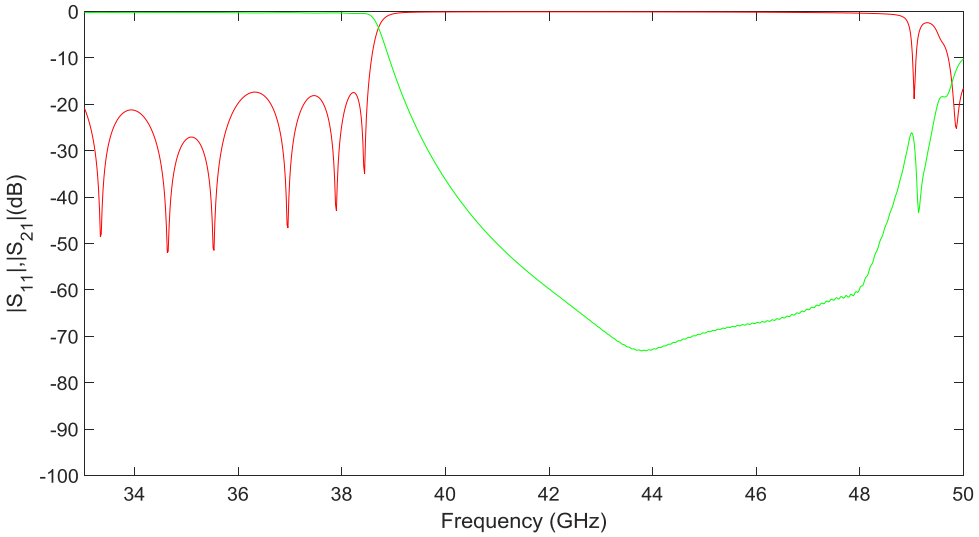


Figura 40 S_{11} en rojo y S_{21} en verde del filtro paso bajo Polarización horizontal con corte central obtenidas en CST MWS

Por último, comparamos su respuesta frecuencial con la ideal diseñada en FEST:

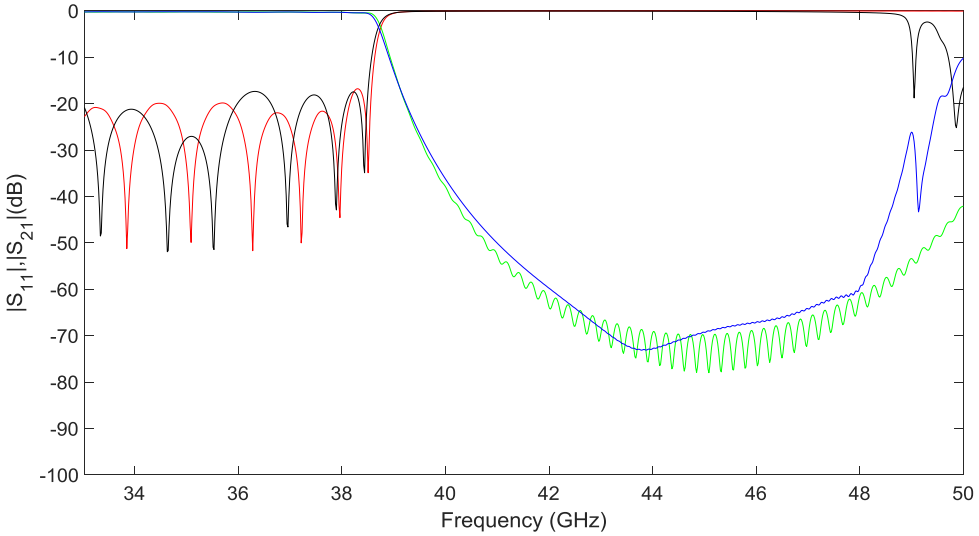


Figura 41 S_{11} de FEST en rojo y S_{21} de FEST en verde y S_{11} de Polarización horizontal corte central en negro y S_{21} de Polarización horizontal corte central en azul

Podemos concluir que la respuesta frecuencial obtenida es muy similar al filtro ideal diseñado en FEST obtenido en CST MWS. Podemos ver como la respuesta frecuencial de nuestro diseño empeora a partir de 46 GHz ya que como se explicó en 2.1 es la frecuencia a partir de la cual comienzan a propagarse modos de alto orden. El archivo del filtro obtenido se puede ver en: PinesYSoporteSeparadoFILTROFINAL

3.2 Filtro Paso Bajo Polarización horizontal corte en el extremo

En primer lugar, vamos a definir las diferentes especificaciones del filtro. En este ejemplo tenemos frecuencia de corte f_c= 38.5 GHz, frecuencia de máximo rechazo f_{max}= 45 GHz, pérdidas de retorno *RL*= 20dB y orden *N*=13. Con esto hallamos por la ecuación 1.6

$$\theta c = \frac{\pi}{2} \cdot \frac{\lambda_{gmax}}{\lambda_{gc}}$$

lo cual da como resultado 1.143 rad. Una vez tenemos este dato y con $Z_0 = Z_L$ =1 hallamos las impedancias necesarias para cumplir las especificaciones necesarias para el filtro y para ello utilizamos el archivo *fimpedancias.m* (Ver Anexo 1). Las impedancias necesarias resultantes son: Z_0= 1, Z_1= 0.8082, Z_2= 1.0809, Z_3= 0.7134, Z_4= 1.2, Z_5= 0.6614, Z_6= 1.258, Z_7= 0.6469. Hallamos la mitad de las impedancias ya que el filtro es simétrico. Una vez tenemos las impedancias hallamos los coeficientes de reflexión según la ecuación 1.8

$$\Gamma_i = \frac{Z_{i+1} - Z_i}{Z_{i+1} + Z_i}$$

Los cuales son $\Gamma_0 = -0.106, \Gamma_1 = 0.1443, \Gamma_2 = -0.2048, \Gamma_3 = 0.2543, \Gamma_4 = -0.2894, \Gamma_5 = 0.3108, \Gamma_6 = -0.3208$. Una vez hallamos estos resultados ya podemos hallar los valores del $|S_{11}|$=20 · log(abs (Γ_i)) según la Fig.29, los cuales vienen representados en la Tabla 2 tras optimizarlos en CST MWS. Una vez hallado esto y el desfase que necesitamos compensar en cada línea la cual es $\angle S_{11}$ = 180º - θ_c (con θ_c en grados) lo cual da como resultado un $\angle S_{11}$= 114.55º, ya que θ_c = 65.45 º. Con todos estos datos ya podemos comenzar el método explicado en 2.2.

Para comenzar con este método, vamos a realizar una celda unidad de longitud $\lambda_g/2$, para la configuración de GGW de Polarización horizontal corte en el extremo que se explican en 2, con un tornillo en su centro, se va a ir variando la profundidad del tornillo para conseguir el $|S_{11}|$ necesario para obtener la impedancia correspondiente de cada línea, y posteriormente se va a variar la longitud para conseguir el desfase ($\angle S_{11}$) necesario de esa línea como se explica en 2.2. Estos pasos van a ser idénticos para el resto de las líneas del filtro. Para finalizar se unirán dichas líneas con su longitud y profundidad de tornillo correspondiente y obtendremos el diseño final.

A continuación, vemos la estructura del diseño

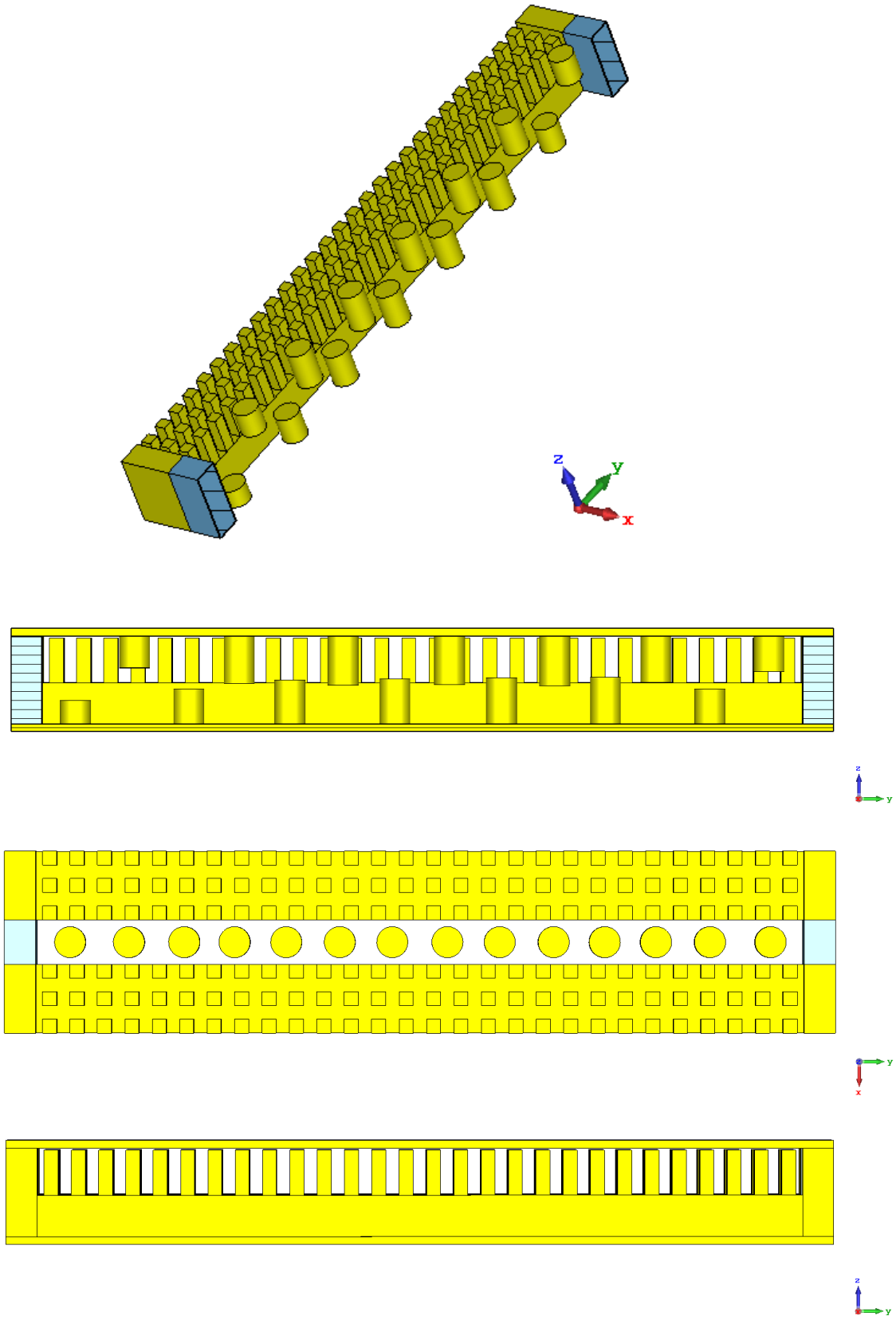


Figura 42 Filtro paso bajo Polarización horizontal con corte en el extremo

Como se puede ver en la Fig.42 los tornillos se han ubicado de manera alterna (uno abajo, otro arriba…) debido a que poner todos los tornillos arriba o todos abajo provocaba que las cabezas de los tornillos contiguos chocaran y fuera mucho más complicado su implementación.

El equivalente del método basado en las líneas conmensuradas la podemos ver en la tabla 2. Estos valores están obtenidos de la Fig.29 y tras una ligera optimización en CST MWS el resultado es:

Línea	Valor S11(dB)	Profundidad	Longitud tramo
1	-19,46	1,98	4,36
2	-16,76	2,44	3,91
3	-13,72	2,82	3,84
4	-11,84	3,10	3,70
5	-10,72	3,08	3,71
6	-10,10	3,26	3,69
7	-9,83	3,26	3,65

Tabla 2 Método equivalente en las líneas conmensuradas para Filtro paso bajo Polarización horizontal con corte en el extremo

En la Fig.43 podemos ver las pérdidas de inserción de la estructura y en la Fig.44 su respuesta en frecuencia:

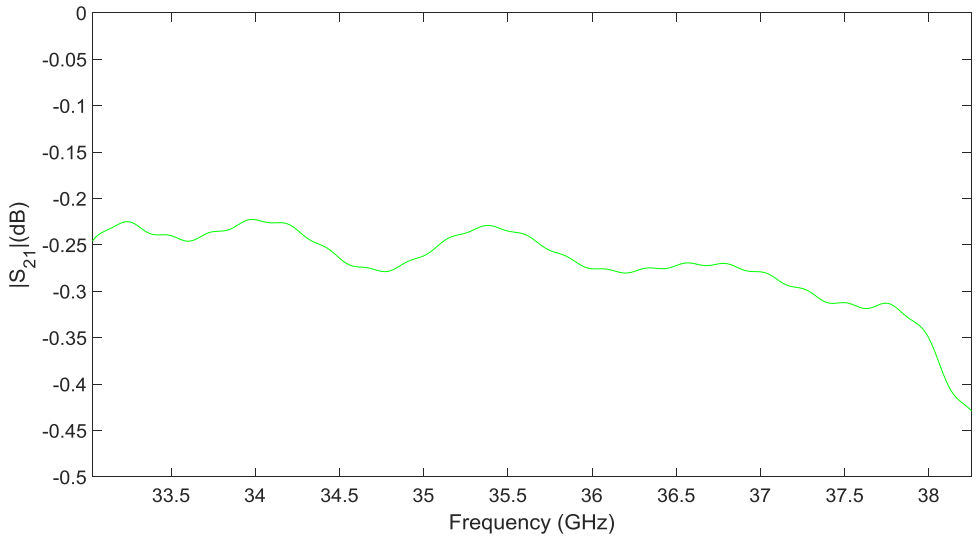


Figura 43 Pérdidas de inserción del filtro paso bajo Polarización horizontal con corte en el extremo obtenidas en CST MWS

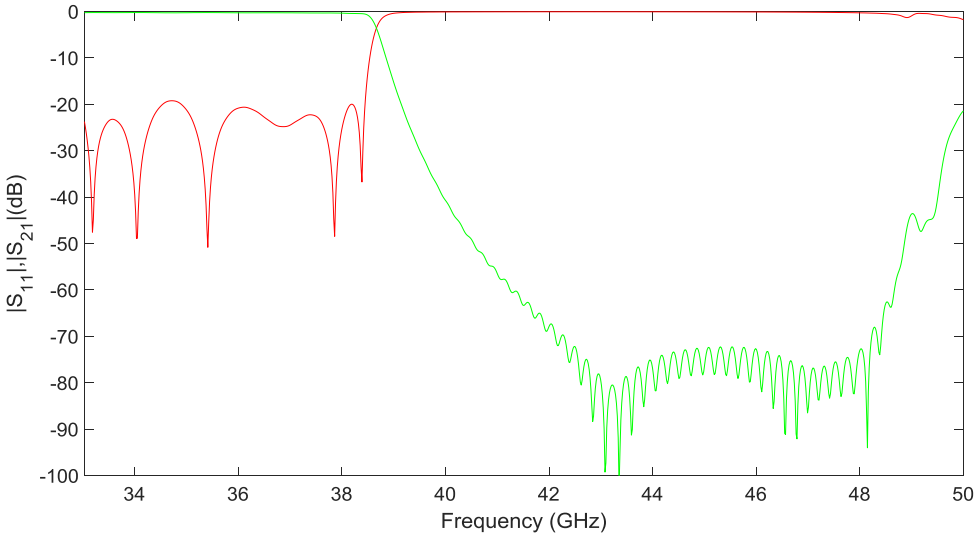


Figura 44 S_{11} en rojo y S_{21} en verde del filtro paso bajo Polarización horizontal con corte en el extremo obtenidas en CST MWS

Por último, comparamos su respuesta frecuencial con la ideal diseñada en FEST:

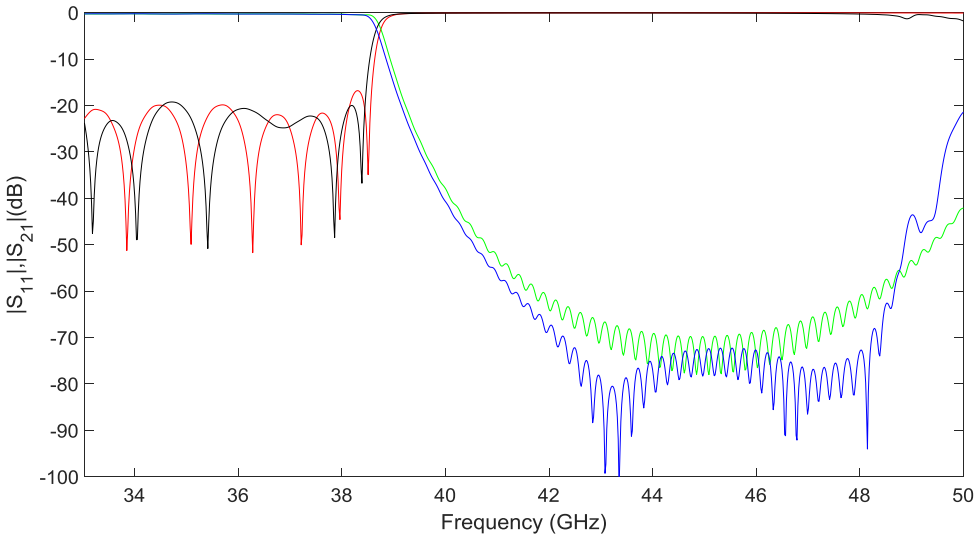


Figura 45 S_{11} de FEST en rojo y S_{21} de FEST en verde y S_{11} de Polarización horizontal corte en el extremo en negro y S_{21} de Polarización horizontal corte en el extremo en azul

Podemos concluir que la respuesta frecuencial obtenida es muy similar al filtro ideal diseñado en FEST obtenido en CST MWS. Podemos ver como la respuesta frecuencial de nuestro diseño empeora a partir de 46 GHz ya que como se explicó en 2.1 es la frecuencia a partir de la cual comienzan a propagarse modos de alto orden. El archivo del filtro obtenido se puede ver en: PlanoHTornillosFILTRO

3.3 Filtro Paso Bajo Polarización vertical

En primer lugar, vamos a definir las diferentes especificaciones del filtro. En este ejemplo tenemos frecuencia de corte f_c= 38.5 GHz, frecuencia de máximo rechazo f_{max}= 45 GHz, pérdidas de retorno *RL*= 20dB y orden *N*=13. Con esto hallamos por la ecuación 1.6

$$\theta c = \frac{\pi}{2} \cdot \frac{\lambda_{gmax}}{\lambda_{gc}}$$

lo cual da como resultado 1.143 rad. Una vez tenemos este dato y con $Z_0 = Z_L$ =1 hallamos las impedancias necesarias para cumplir las especificaciones necesarias para el filtro y para ello utilizamos el archivo *fimpedancias.m* (Ver Anexo 1). Las impedancias necesarias resultantes son: Z_0= 1, Z_1= 0.8082, Z_2= 1.0809, Z_3= 0.7134, Z_4= 1.2, Z_5= 0.6614, Z_6= 1.258, Z_7= 0.6469. Hallamos la mitad de las impedancias ya que el filtro es simétrico. Una vez tenemos las impedancias hallamos los coeficientes de reflexión según la ecuación 1.8

$$\Gamma_i = \frac{Z_{i+1} - Z_i}{Z_{i+1} + Z_i}$$

Los cuales son $\Gamma_0 = -0.106, \Gamma_1 = 0.1443, \Gamma_2 = -0.2048, \Gamma_3 = 0.2543, \Gamma_4 = -0.2894, \Gamma_5 = 0.3108, \Gamma_6 = -0.3208$. Una vez hallamos estos resultados ya podemos hallar los valores del $|S_{11}|$=20 · log(abs(Γ_i)) según la Fig.31, los cuales vienen representados en la Tabla 3 tras optimizarlos en CST MWS. Una vez hallado esto y el desfase que necesitamos compensar en cada línea la cual es $\angle S_{11}$ = 180º - θ_c (con θ_c en grados) lo cual da como resultado un $\angle S_{11}$= 114.55º, ya que θ_c = 65.45 º. Con todos estos datos ya podemos comenzar el método explicado en 2.2.

Para comenzar con este método, vamos a realizar una celda unidad de longitud $\lambda_g/2$, para la configuración de GGW de Polarización vertical que se explican en 2, con un tornillo en su centro, se va a ir variando la profundidad del tornillo para conseguir el $|S_{11}|$ necesario para obtener la impedancia correspondiente de cada línea, y posteriormente se va a variar la longitud para conseguir el desfase ($\angle S_{11}$) necesario de esa línea como se explica en 2.2. Estos pasos van a ser idénticos para el resto de las líneas del filtro. Para finalizar se unirán dichas líneas con su longitud y profundidad de tornillo correspondiente y obtendremos el diseño final.

A continuación, vemos la estructura del diseño

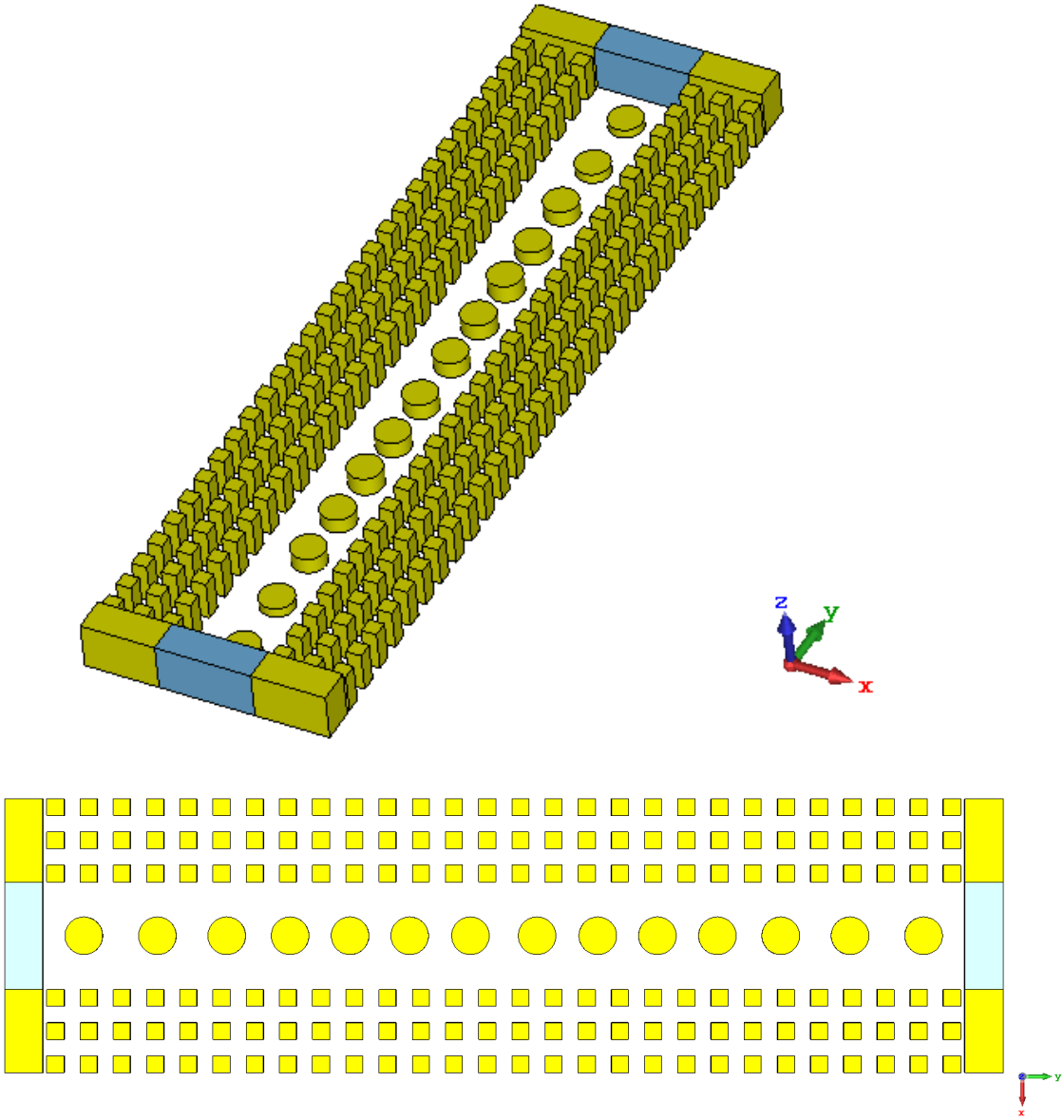


Figura 46 Filtro paso bajo Polarización vertical

Como se puede ver en la Fig.46 los tornillos se han ubicado todos abajo ya que en esta implementación cuando ubicábamos los tornillos alternos no conseguíamos una respuesta frecuencial buena debido a que cuando se ubicaban los tornillos arriba no se conseguían los coeficientes de reflexión necesarios para cada línea.

El equivalente del método basado en las líneas conmensuradas la podemos ver en la tabla 3. Estos valores están obtenidos de la Fig.31 y tras una ligera optimización en CST MWS el resultado es:

Línea	Valor S11(dB)	Profundidad	Longitud tramo
1	-19,46	0,53	3,90
2	-16,76	0,60	3,85
3	-13,72	0,98	3,50
4	-11,84	0,91	3,21
5	-10,72	1,14	3,15
6	-10,10	1,08	3,17
7	-9,83	1,01	3,27

Tabla 3 Método equivalente en las líneas conmensuradas para Filtro paso bajo Polarización vertical.

En la Fig.47 podemos ver las pérdidas de inserción de la estructura y en la Fig.48 su respuesta en frecuencia:

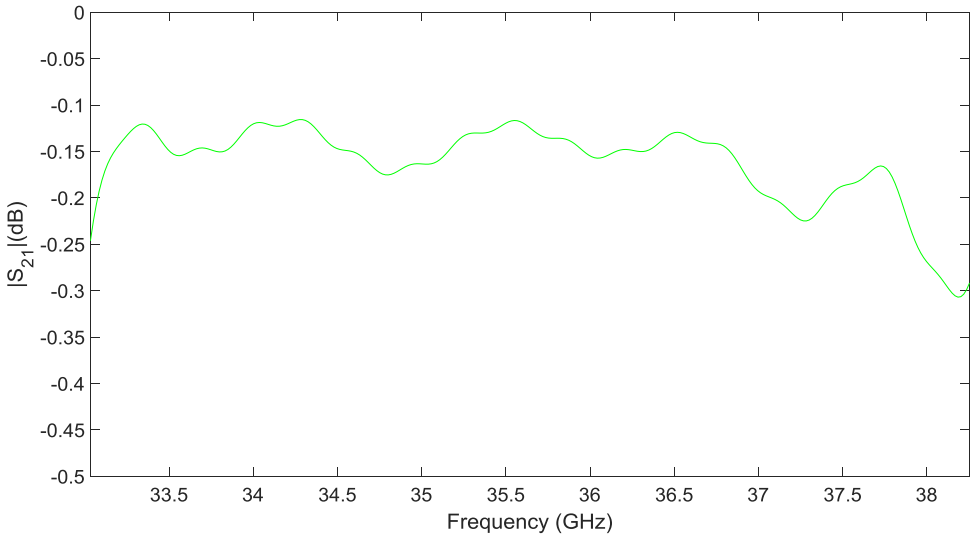


Figura 47 Pérdidas de inserción del filtro paso bajo Polarización vertical obtenidas en CST MWS

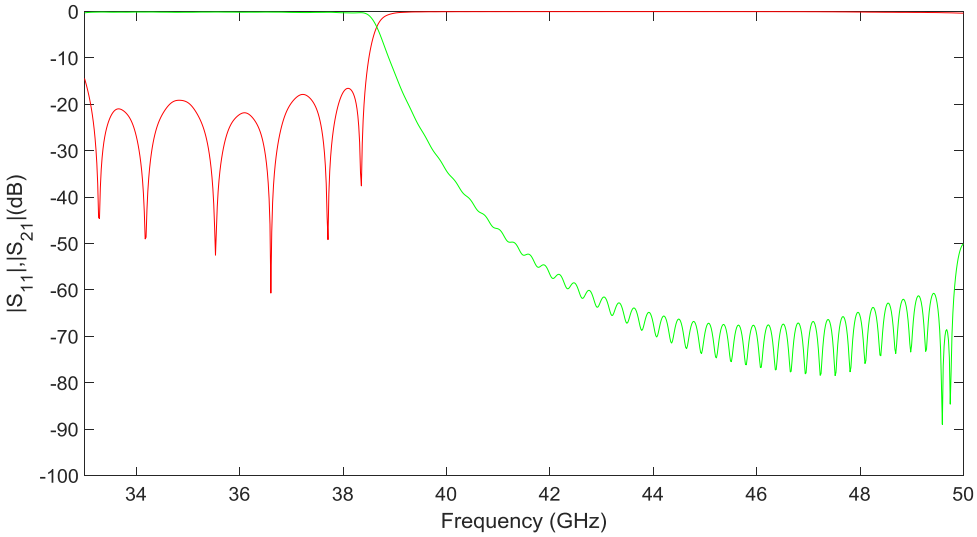


Figura 48 S_{11} en rojo y S_{21} en verde del filtro paso bajo Polarización vertical obtenidas en CST MWS

Por último, comparamos su respuesta frecuencial con la ideal diseñada en FEST:

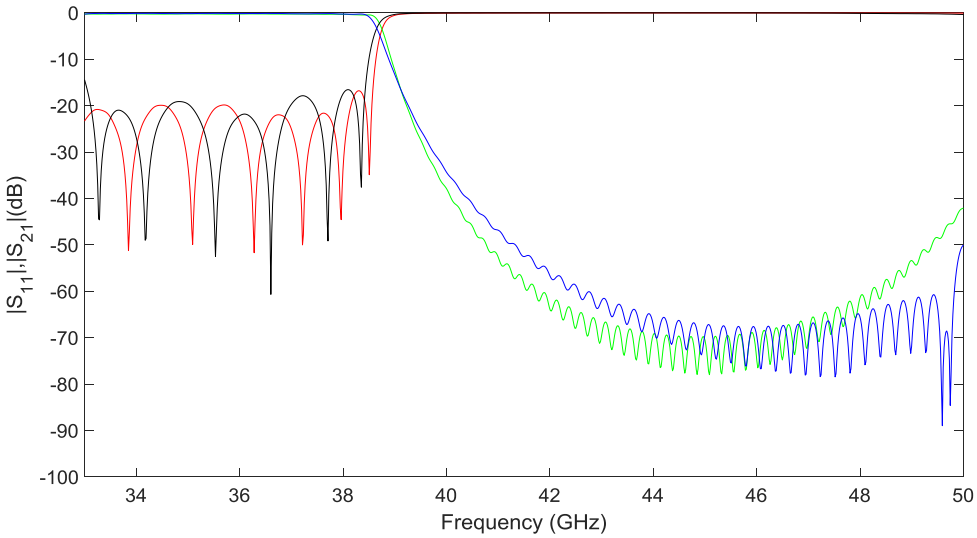


Figura 49 S_{11} de FEST en rojo y S_{21} de FEST en verde y S_{11} de Polarización vertical en negro y S_{21} de Polarización vertical en azul

Podemos concluir que la respuesta frecuencial obtenida es muy similar al filtro ideal diseñado en FEST obtenido en CST MWS. Podemos ver como la respuesta frecuencial de nuestro diseño empeora a partir de 46 GHz ya que como se explicó en 2.1 es la frecuencia a partir de la cual comienzan a propagarse modos de alto orden. El archivo del filtro obtenido se puede ver en: PlanoEFILTRO_FINAL

Para finalizar vamos a comparar todos los filtros con el de FEST en la misma gráfica de la figura

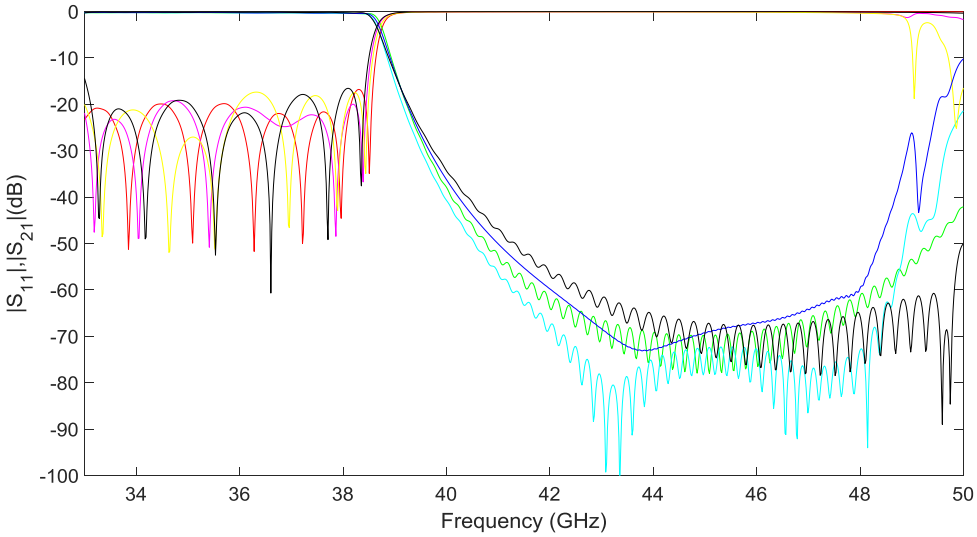


Figura 50 S_{11} de FEST en rojo y S_{21} de FEST en verde y S_{11} de Polarización horizontal corte central en amarillo y S_{21} de Polarización horizontal corte central en azul y S_{11} de Polarización horizontal corte en el extremo en rosa y S_{21} de Polarización horizontal corte en el extremo en cyan y S_{11} de Polarización vertical en negro y S_{21} de Polarización vertical en negro

Y compararemos también sus pérdidas de inserción en la Fig.51

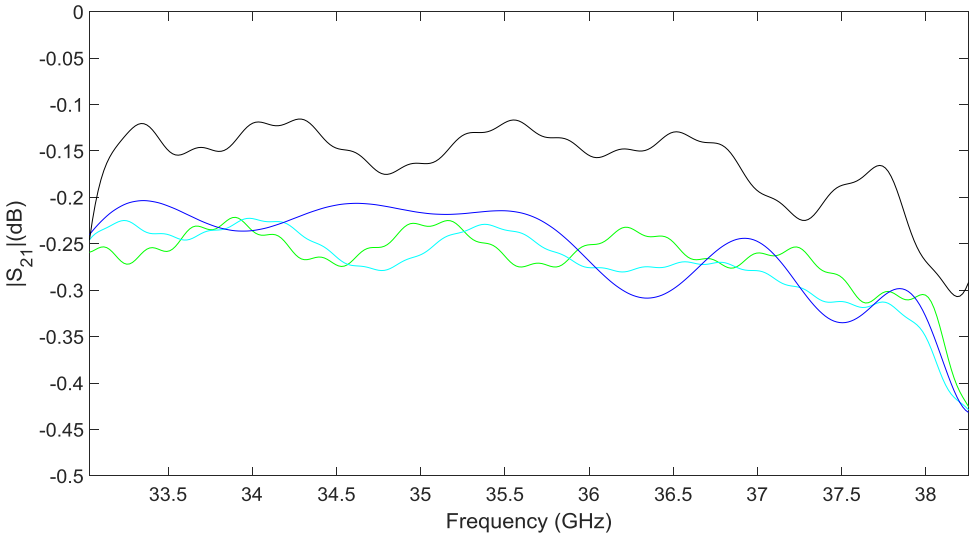


Figura 51 Pérdidas de inserción de FEST en verde, Polarización horizontal corte central en azul, Polarización horizontal corte en el extremo en cyan y Polarización vertical en negro

Como se ve en la Fig.51 las pérdidas de inserción de los dispositivos con Polarización horizontal son similares a las del filtro ideal diseñado en FEST. Por el contrario, el diseño en Polarización vertical tiene unas pérdidas de inserción menores, esto puede ser debido a que en este tipo de estructura el campo que se radia por el gap sea mínima y minimice las pérdidas por material al tener menos cantidad de material que en el filtro ideal diseñado en FEST.

4. Conclusiones y líneas futuras

Con este trabajo se ha pretendido llevar a cabo el estudio de una tecnología reciente pero que está en pleno auge y que debe ser tenida en cuenta para sustituir a la guía de onda, sobre todo en altas frecuencias.

En los capítulos anteriores se ha demostrado con la realización de diferentes estructuras que el empleo de esta tecnología se puede tener en cuenta para el diseño de filtros paso bajo y paso banda además de la potencia que tiene esta tecnología que es capaz de replicar respuestas frecuenciales de diseños en guía de onda rectangular.

4.1 Objetivos alcanzados

- Se ha realizado un estudio detallado de la tecnología, el cual ha sido largo, detallado además de necesario para emprender diseños de estructuras en Groove gap waveguide.

- Se han realizado filtros utilizando diferentes tipos de técnicas lo cual ha implicado un estudio de la literatura y un proceso de síntesis extenso y de gran dificultad.

- Se ha llevado a cabo filtros paso bajo en Groove gap waveguide, algo que no existía en la literatura hasta el momento, con un resultado satisfactorio al compararlo con el diseño de filtros paso bajo en guía de onda rectangular.

- Se ha realizado un estudio del procedimiento de diseño de filtros paso banda en Groove gap waveguide además de que se han realizado con 2 técnicas distintas.

- Se ha conseguido adaptar al Groove gap waveguide el diseño de filtros mediante métodos basados en las líneas conmensuradas.

4.2 Líneas futuras

- Llevar a cabo un estudio de esta tecnología a frecuencias de Terahercios.

- Desarrollar un diseño de filtros paso bajo más flexible a la hora de medir.

- Llevar a cabo el procedimiento de síntesis y diseño de filtros paso banda en las 2 configuraciones de GGW restantes (Polarización horizontal corte central y en el extremo)

- Fabricación y posterior medición de los filtros paso banda diseñados en este trabajo.

- Fabricación de los distintos dispositivos diseñados en el proyecto con additive manufacturing o DRIE, con el objetivo de ver que resultados puede dar estas técnicas de fabricación a diseños Groove gap waveguide.

- Implementar pendientes más abruptas utilizando ceros de transmisión.

ANEXO 1

```
function  Z=fimpedanciasC(Z0,RL,tetha0,of)
```

ANEXO 2

Se va a explicar cómo dibujar la gráfica del diagrama de dispersión de una estructura GGW Polarización vertical en CST.

El primer paso es el de dibujar una celda unidad de la estructura la cual queremos obtener su diagrama de dispersión. Se basa simplemente en dibujar la primera fila de pines de la estructura final, con las medidas de tamaño de pines y distancia entre ellos como parámetros principales, además del tamaño de la guía, ya que de esos parámetros va a depender el resultado final. En el ejemplo vamos a utilizar una estructura GGW Polarización vertical como el de la siguiente imagen.

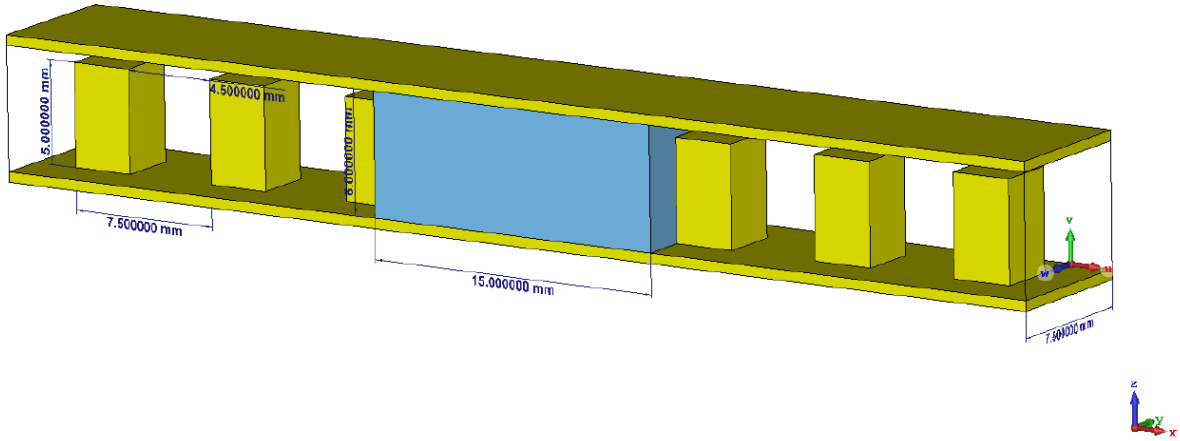


Figura 80 Celda unidad GGW Polarización vertical

En el menú *Simulation*, vamos a abrir la pestaña *Boundaries-> Phase Shift/Scan Angles* y en esa pestaña vamos a elegir el eje donde nuestra estructura se va a replicar, en nuestro caso es el eje Y, ya que es el eje donde posteriormente vamos a alargar la estructura. Allí ponemos como variable *angleY*

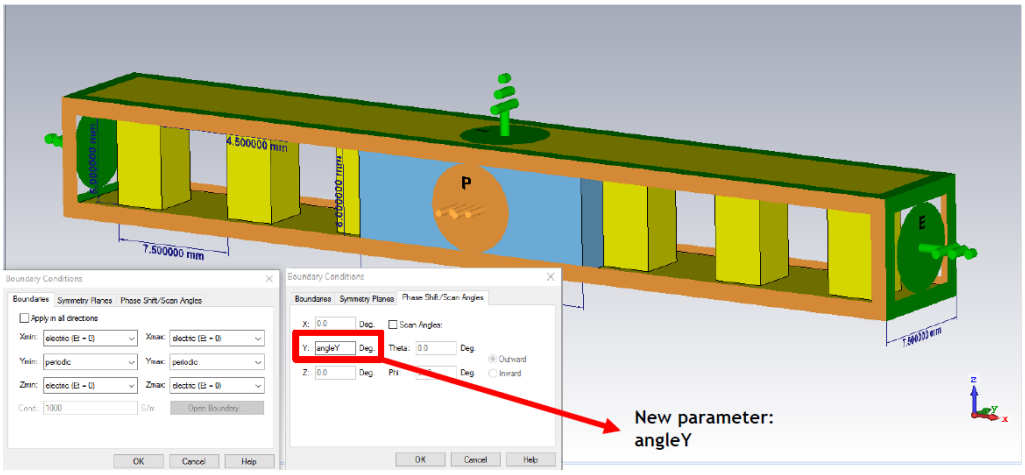


Figura 81 Menú Boundaries

Vamos a seleccionar el Menú de simulación *Eigenmode* , en el cual vamos a poner el número de Modos que queremos en nuestro diagrama de dispersión en *Modes.* En nuestro caso vamos a elegir 10 modos.

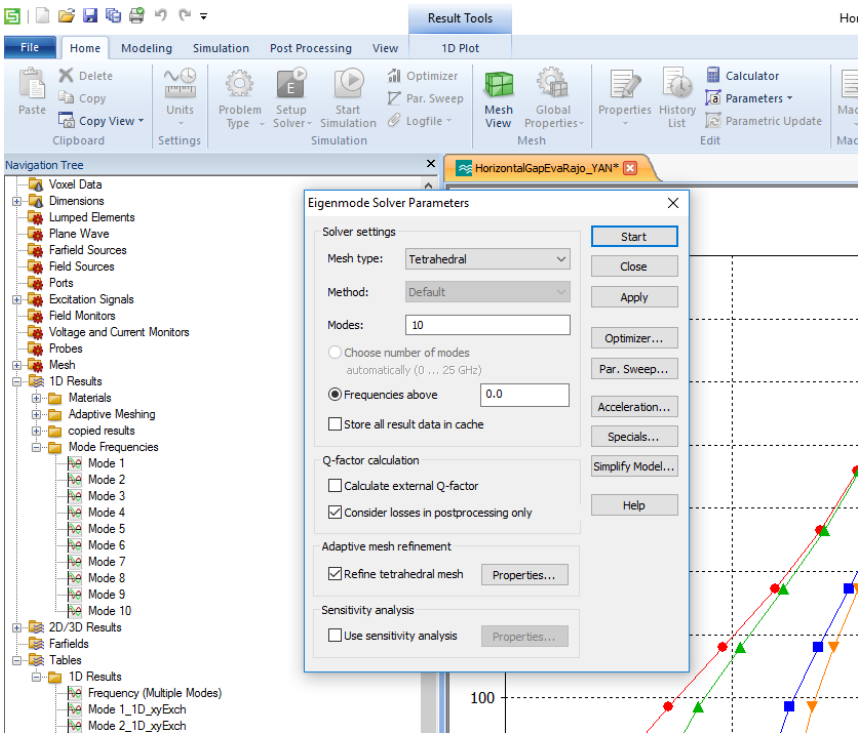


Figura 82 Menú EigenMode

Realizamos un barrido paramétrico del parámetro que hemos utilizado anteriormente en el Menú *Boundaries, angleY.* Se va a realizar un barrido de 0 a 180º y simulamos la estructura.

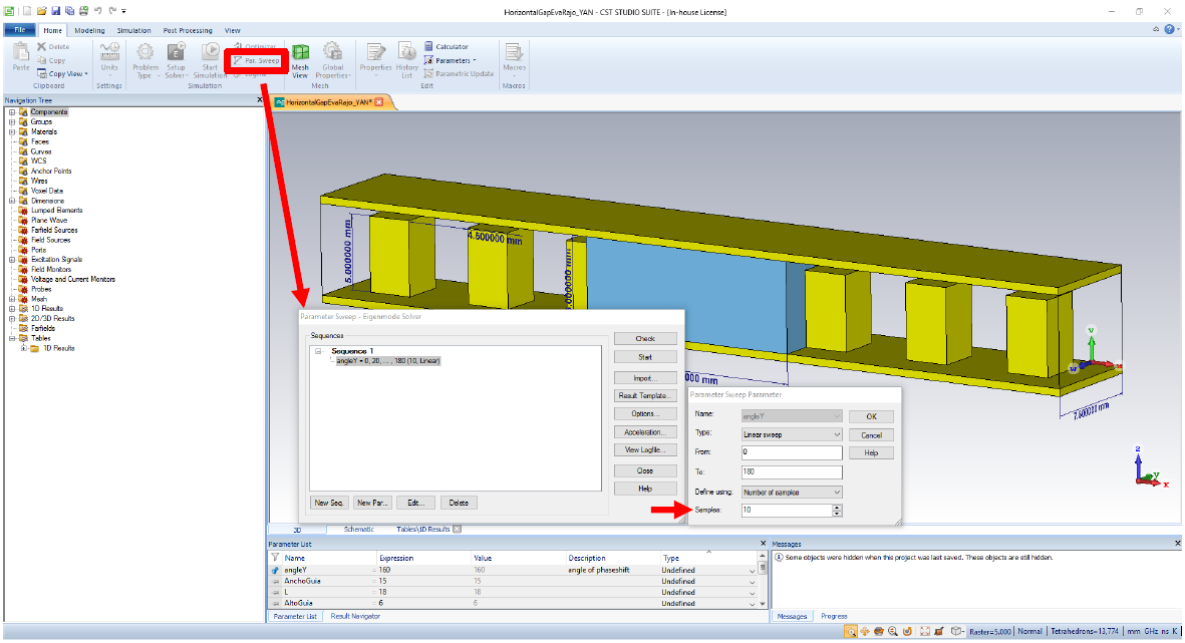


Figura 83 Barrido paramétrico

El resultado de la simulación saldrá en *1DResults-> Mode Frequencies* donde tendremos los 10 modos que hemos seleccionado en el Menú *EigenMode* como se ve en la figura XXX. El resultado tendrá tantos puntos como pasos le hallamos dado al barrido paramétrico y estará en grados (º) respecto a Frecuencia (GHz).

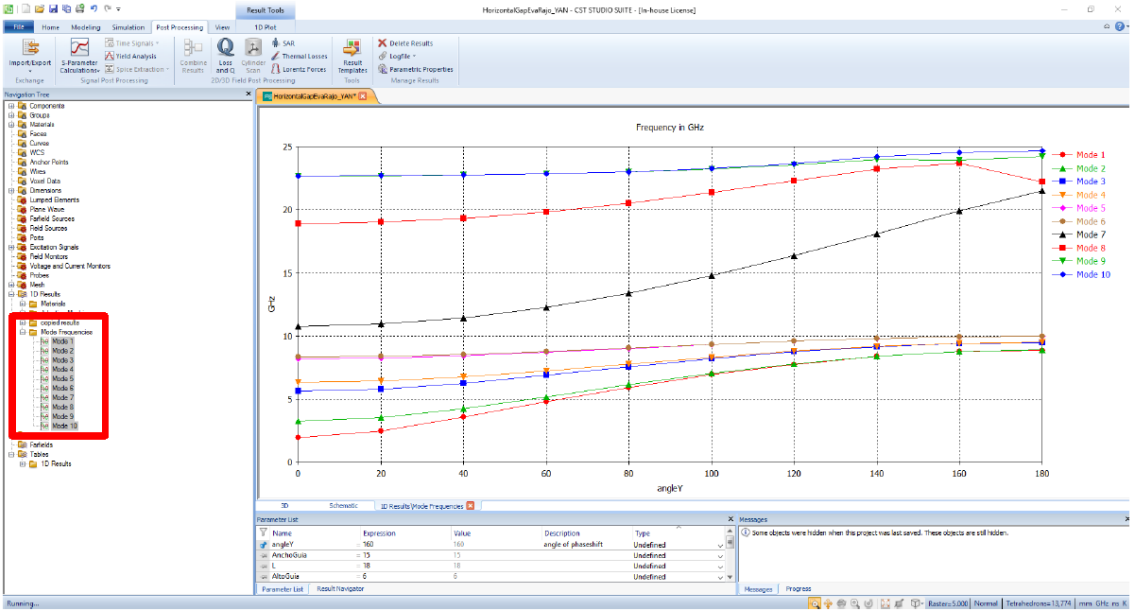


Figura 84 Resultado del barrido paramétrico

Por último, habrá que hacer un cambio de ejes y modificar los grados por radianes. Para ello utilizamos el Menú *Post Processing-> Result Templates.* Ahí añadimos los resultados de la anterior simulación, seleccionamos todos ellos y seleccionamos la opción 1D (C), donde seleccionamos *Axes: Exchange x and y Axes.* Una vez aplicado este cambio de ejes seleccionamos *Axes: Scale Function* y aplicamos la fórmula para cambiar de grados a radianes

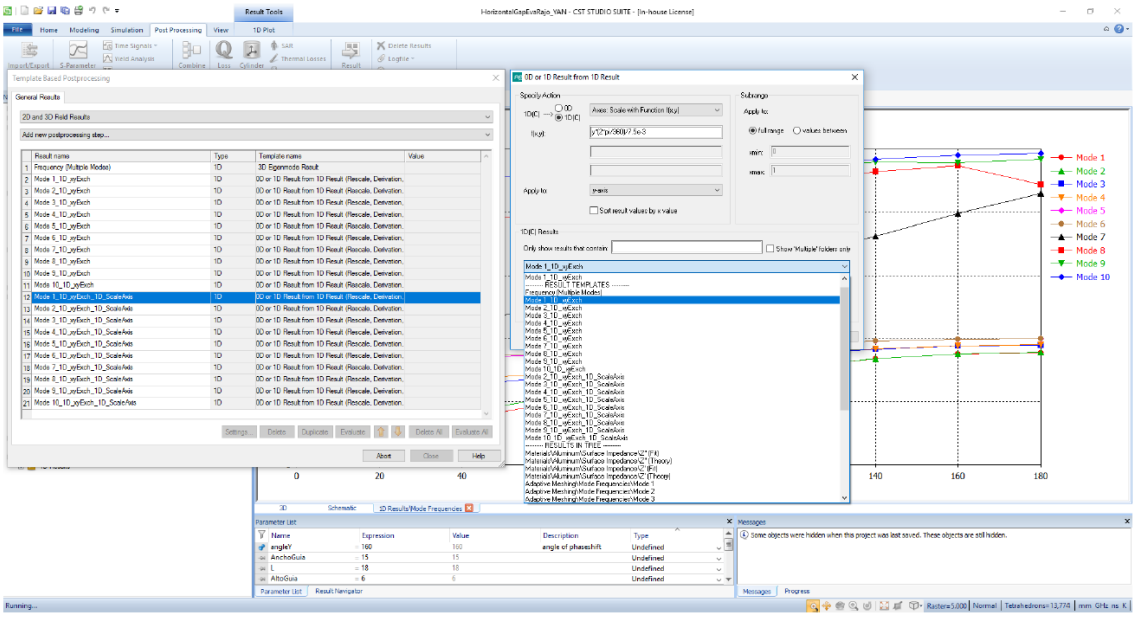


Figura 85 Cambio ejes y modificación de grados a radianes.

Con esto obtenemos el resultado final donde tenemos en el eje x la Frecuencia donde opera cada modo y en el eje y su β(rad/m) donde β es la constante de propagación, el cual determina si un modo se propaga o no en un medio.

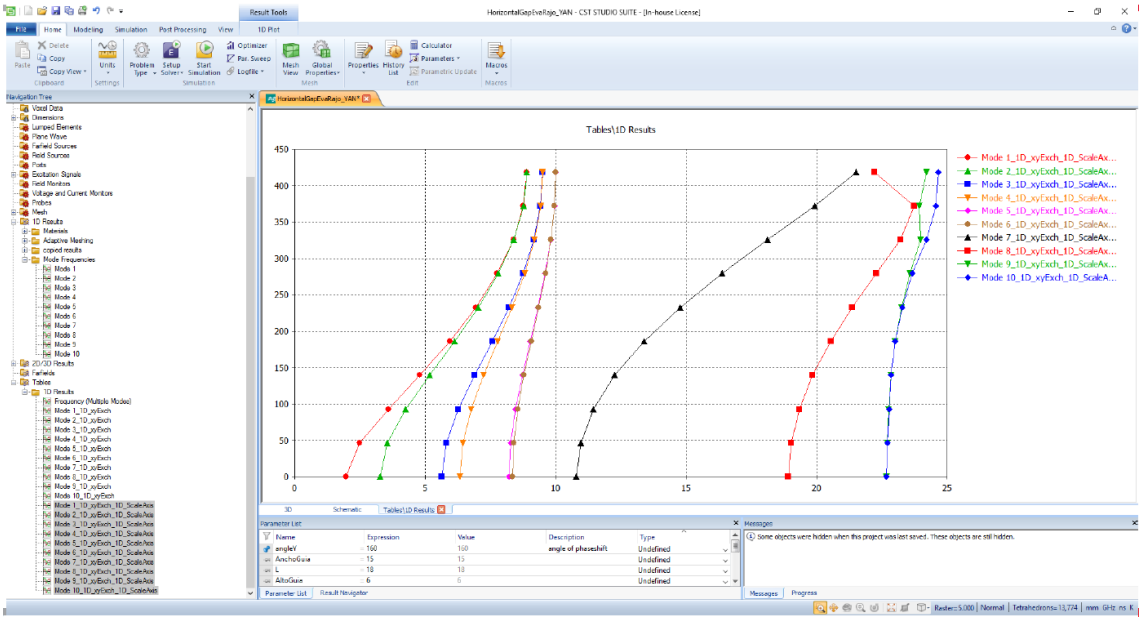


Figura 86 Diagrama de dispersión final.

Bibliografía

[1] A. Berenguer, D. Sánchez-Escuderos, B. Bernardo-Clemente, M. Baquero-Escudero, and V. E. Boria, "Groove gap waveguide as an alternative to rectangular waveguide for H-plane components," *Electronics Letters*, vol. 52, no. 11, pp. 939-941, 26 5 2016.

[2] A. Berenguer, V. Fusco, D. E. Zelenchuk, D. Sánchez-Escuderos, M. Baquero-Escudero, and V. E. Boria-Esbert, "Propagation characteristics of groove gap waveguide below and above cutoff," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 64, no. 1, pp. 27-36, Jan. 2016.

[3] P. Kildal, "Three metamaterial-based gap waveguides between parallel metal plates for mm/submm waves," *2009 3rd European Conference on Antennas and Propagation*, Berlin, 2009, pp. 28-32.

[4] E. Rajo-Iglesias, and P. Kildal, "Groove gap waveguide: A rectangular waveguide between contactless metal plates enabled by parallel-plate cut-off," *Proceedings of the Fourth European Conference on Antennas and Propagation*, Barcelona, 2010, pp. 1-4.

[5] M. Ferrando-Rocher, A. Valero-Nogueira, J. I. Herranz-Herruzo, A. Berenguer, and B. Bernardo-Clemente, "Groove Gap Waveguides: A contactless solution for multilayer slotted-waveguide array antenna assembly," *2016 10th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, Davos, 2016, pp. 1-4.

[6] K. ,. M. Cameron, Chandra M. Kudsia, and Raafat R. Mansour, Microwave Filters: Fundamentals, Design and Applications.

[7] D. M. Pozar, Microwave Engineering. Wiley; 4 edition

[8] P. V. Castejón, D. C. Serrano, F. D. Q. Pereira, J. Hinojosa, and A. Álvarez Melcón, "A novel low-pass filter based on rounded posts designed by an alternative full-wave analysis technique," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 62, no. 10, pp. 2300-2307, Oct. 2014.

[9] F. Teberio, Petronilo Martin-Iglesias, Ivan Arregui, Jon M. Percaz, Txema Lopetegi, Miguel A. G. Laso, and Israel Arnedo, "Quasi-analytical design of commensurate-line waveguide band-pass filters," *2018 IEEE MTT-S International Conference on Numerical Electromagnetic and Multiphysics Modeling and Optimization (NEMO)*, Reykjavik, 2018, pp. 1-4.

[10] F. Teberio, Jon M. Percaz, Ivan Arregui, Petronilo Martin-Iglesias, Txema Lopetegi, Miguel A. G. Laso, and Israel Arnedo, "Meandered corrugated waveguide low-pass filter," *2017 IEEE MTT-S International Microwave Workshop Series on Advanced Materials and Processes for RF and THz Applications (IMWS-AMP)*, Pavia, 2017, pp. 1-3.

[11] F. Teberio, *Petronilo Martin-Iglesias, Ivan Arregui, Jon M. Percaz, Txema Lopetegi, Miguel A. G. Laso, and Israel Arnedo*, "Rectangular waveguide filters with meandered

topology," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 66, no. 8, pp. 3632-3643, Aug. 2018.

[12] A. U. Zaman, P. Kildal, and A. A. Kishk, "Narrow-band microwave filter using high-Q groove gap waveguide resonators with manufacturing flexibility and no sidewalls," *IEEE Transactions on Components, Packaging and Manufacturing Technology*, vol. 2, no. 11, pp. 1882-1889, Nov. 2012.

[13] A. del Olmo-Olmeda, M. Baquero-Escudero, V. E. Boria-Esbert, A. Valero-Nogueira, and A. J. Berenguer-Verdú, "A novel band-pass filter topology for millimeter-wave applications based on the groove gap waveguide," *2013 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest (MTT)*, Seattle, WA, 2013, pp. 1-4.

[14] F. Fan, Z. Yan, J. Wang, and X. Song, "KA band-pass filter based on the microstrip-groove gap waveguide technology," *IET International Radar Conference 2015*, Hangzhou, 2015, pp. 1-4.

[15] X. Liu, H. Wang, S. Quan, X. Jiang, W. Xu, and D. Xu, "Design of a W band filter antenna array with low sidelobe level using gap waveguide," *2016 11th International Symposium on Antennas, Propagation and EM Theory (ISAPE)*, Guilin, 2016, pp. 132-134.

[16] E. A. Alós, A. U. Zaman, and P. Kildal, "Ka-Band Gap Waveguide Coupled-Resonator Filter for Radio Link Diplexer Application," in *IEEE Transactions on Components, Packaging and Manufacturing Technology*, vol. 3, no. 5, pp. 870-879, May 2013.

[17] M. Rezaee, A. U. Zaman, and P. Kildal, "V-band groove gap waveguide diplexer," *2015 9th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, Lisbon, 2015, pp. 1-4.

[18] M. Rezaee, A. U. Zaman, and P. Kildal, "A groove gap waveguide iris filter for V-band application," *2015 23rd Iranian Conference on Electrical Engineering*, Tehran, 2015, pp. 462-465.