

ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR DE INGENIERÍA
DE TELECOMUNICACIÓN
UNIVERSIDAD POLITÉCNICA DE CARTAGENA



TRABAJO FIN DE GRADO

DISEÑO DE FILTROS MICROONDAS BASADOS EN ESTRUCTURAS
DE GUIA DE ONDA INTEGRADA (SIW),
PERIODICAMENTE PERFORADAS.



AUTOR: Alejandro Vera Hellín
DIRECTOR: Juan Hinojosa Jiménez
CODIRECTOR: Félix Lorenzo Martínez
15 Julio 2018

Ficha de Propuesta Proyecto Final de Carrera / Trabajo Fin de Grado

Autor	Alejandro Vera Hellín
E-mail	alejandro.upct@hotmail.com
Fecha	02/11/2017
Director / Codirector	Juan Hinojosa Jiménez Félix Lorenzo Martínez Viviente
E-mail Director / Codirector	juan.hinojosa@upct.es felix.martienz@upct.es
Título del TFG	Diseño de filtros microondas basados en estructuras de guía de onda integrada (SIW) periódicamente perforadas
Descriptores	Guía de onda integrada en sustrato (SIW), filtro paso-banda,

Propuesta de Trabajo Fin de Grado

1. Planteamiento inicial del Proyecto

Las estructuras de gap electromagnético (EBG) en tecnología microstrip han sido estudiadas hace varios años. Las estructuras EBG están basadas en patrones periódicos y se caracterizan por poseer una banda de frecuencias en la cual la propagación electromagnética no está permitida [1]. En tecnología microstrip y en el rango de frecuencias de microondas, la estructura más simple y efectiva se obtiene creando un patrón circular periódico grabado en el plano de masa. El objetivo de este proyecto fin de grado consiste en diseñar, fabricar y medir filtros en tecnología de guía de onda integrada en sustrato (SIW, Substrate Integrated Waveguide), basados en patrones de estructuras SIW perforadas.

2. Objetivos del Proyecto

En este proyecto, se propone diseñar e implementar nuevas topologías de filtros basadas en estructuras metamateriales con un grado de prestaciones igual o mayor a los filtros tradicionales. Los filtros a desarrollar trabajarán en el rango de las frecuencias de microondas y serán de tipo pasivos. Se basarán en estructuras de gap electromagnético (EBG) y en tecnología de guía de onda integrada en sustrato (SIW, Substrate Integrated Waveguide). Para ello, se utilizará una estructura SIW periódicamente perforada como patrón. Para los diseños, se intentará adaptar una metodología de síntesis de filtro paso-bajo de tipo Chebyshev, basada en saltos de impedancia. Respecto a las tareas a llevar a cabo, incluirán simulaciones electromagnéticas de diversas estructuras de filtros SIW perforados. Una vez finalizado el diseño y la optimización de los filtros, se procederá a la fabricación y a la caracterización en frecuencia de éstos.

El alumno encontrará en este proyecto la mayoría de las facetas de la electrónica moderna: materiales innovadores, microondas, electromagnetismo, diseño, fabricación e instrumentación.

3. Fases del Proyecto

1. Repaso de microondas, parámetros S y diseño de filtros.
2. Búsqueda de bibliografía.
 - Estructuras de filtros SIW perforadas
 - Metamateriales
3. Manejo de la herramienta de simulación basada en elementos finitos (HFSS).
4. Diseño y optimización de filtros SIW perforados. Simulaciones y comparación de resultados.
5. Fabricación de filtros SIW perforados mediante una microfresadora.
6. Caracterización de los filtros fabricados mediante un analizador de redes.
7. Redacción TFG.

4. Bibliografía

- [1] V. Radisic, Y Qian, R. Coccili, and T. Itoh , “Novel 2-D photonic bandgap structure for microstrip lines,” IEEE Microw. Guided Wave Lett., vol. 8, pp. 69 71, Feb. 1998.

Índice general

1. La tecnología SIW	11
1.1. Introducción	11
1.2. Análisis y diseño de guías en tecnología SIW.....	12
1.3. Modos de propagación en SIW	14
2. Síntesis de filtros paso-banda	16
2.1. Adaptación de filtros a tecnología SIW	16
2.2. Desarrollo de la síntesis paso-banda	17
2.2.1. Dimensiones físicas del SIW	17
2.2.2. Síntesis del filtro paso-banda	19
2.3. Aplicación práctica de la síntesis paso-banda	22
3. Simulado de filtros paso-banda en HFSS y ADS	28
3.1. ¿Qué es HFSS?	28
3.1.1. Funcionamiento de HFSS	28
3.2. Desarrollo del filtro en HFSS	30
3.2.1. Estructura básica del SIW	30
3.2.2. Diseño de las perforaciones del filtro	31
3.3. Desarrollo del filtro en ADS	37
3.3.1. Primeros pasos en ADS	37
3.4. Estudio de las transiciones	42
3.4.1. Síntesis previa para el diseño de la transición	42
3.4.2. Primeros pasos en el simulado de las transiciones	43
3.4.3. Elección más óptima para el diseño final	44
3.5. Construcción completa del filtro	45
3.5.1. Incorporación de las transiciones al diseño final	45
3.5.2. Optimización del diseño	47
4. Conclusiones y líneas futuras	49

Índice de figuras

Figura 1.1. Topologías de diferentes estructuras SIC no planas: (a) Guía de onda integrada de sustrato (SIW), (b) Guía de slab integrada de sustrato (SISW), (c) Guía dieléctrica no radiante integrada de sustrato (SINRD), (d) Imagen dieléctrica de sustrato integrado en Guía (SIIDG), (e) Guía dieléctrica de inserción integrada de sustrato (SIINDG) y (f) Guía insular integrada de sustrato (SIIG). Reproducido de [3]	12
Figura 1.2. Geometría de un SIW [6]	12
Figura 1.3. Diferentes modos de propagación en guía de onda	14
Figura 2.1. Modelo circuital equivalente de una discontinuidad tipo iris en tecnología SIW. Reproducido de [6]	16
Figura 2.2. Diferentes clases de filtros SIW: (a) Filtro con poste inductivo, (b) Filtro iris ventanas, (c) Filtro con cavidades circulares y (d) Filtro con cavidades rectangulares y acoplamiento cruzado. Reproducido de [6]	17
Figura 2.3. Filtro de iris de guía de onda de cuatro polos; (a) vista superior del filtro; (b) circuito equivalente; (c) circuito equivalente modificado. Reproducido de [5]	20
Figura 2.4. Frecuencias del filtro: (f_1) frecuencia inferior, (f_c) frecuencia central y (f_2) frecuencia superior	21
Figura 2.5. Ilustración de la tabla de valores orden-rizado de onda, presentado en [5]	25
Figura 2.6. Ilustración del filtro con los inversores de impedancia en cascada	27
Figura 3.1 Logotipos ANSYS y HFSS. Reproducido de [8]	28
Figura 3.2 Etapa 1: Diseño físico. Reproducido de [8]	28
Figura 3.3 Etapa 3: Elección de los límites. Reproducido de [8]	29
Figura 3.4 Etapa 4: Excitaciones del diseño. Reproducido de [8]	29
Figura 3.5 Etapa 5: Tipos de solución. Reproducido de [8]	30
Figura 3.6 Diseño preliminar de la estructura SIW con las dimensiones obtenidas	30
Figura 3.7. Respuesta en frecuencia del SIW a la frecuencia de corte	31
Figura 3.8: SIW 5 filas con distribución equidistante	32
Figura 3.9: SIW 5 filas con distribución concentrada	32
Figura 3.10: Ilustración del efecto que produce la variación del diámetro de las perforaciones	33
Figura 3.11: Valores de los inversores y los parámetros S en el caso de 6 filas y 3 columnas de perforaciones	34
Figura 3.12: Caracterización inversores – parámetros S para todas las columnas	34
Figura 3.13: Relación gráfica entre los inversores y el gap para 3 columnas y 6 filas	35
Figura 3.14: Primer aspecto del filtro completo	36
Figura 3.15. Resultado de la primera simulación del circuito completo	36
Figura 3.16. Logotipo de ADS	37
Figura 3.17. Diseño circuital en ADS del filtro paso-banda	38
Figura 3.18. Primer resultado de simulación en ADS	38
Figura 3.19. Paleta de ‘tunning’ para la variación de la impedancia característica	39
Figura 3.20. Resultado ideal del filtro completo paso-banda tras modificación	39
Figura 3.21. Nueva apariencia del filtro tras la incorporación de los nuevos valores	41
Figura 3.22. Simulado completo del nuevo diseño en HFSS	41

Figura 3.23. Transición de microstrip a guía de onda. Reproducido de [10]	42
Figura 3.24. Construcción de las transiciones sobre una placa sin perforaciones	43
Figura 3.25. Primer resultado: L_t con valor inferior	43
Figura 3.26. Segundo resultado: L_t con valor medio	44
Figura 3.27. Tercer resultado: L_t con valor superior	44
Figura 3.28. Barrido paramétrico sobre L_t	45
Figura 3.29. Diseño del SIW casi completo	46
Figura 3.30. Resultado de la simulación del SIW casi completo	46
Figura 3.31. Primera captura del diseño final con valores optimizados	47
Figura 3.32. Resultado final del filtro con el diseño completo	48

Índice de Tablas

Tabla 3.1. Valores de diseño del SIW	31
Tabla 3.2. Comparativa del impacto entre la distribución de cada fila	33
Tabla 3.3: Resumen de las dimensiones de cada sección del filtro paso-banda	35
Tabla 3.4. Colección de los valores calculados nuevamente con las características	40
Tabla 3.5. Parámetros óptimos para SIW sin postes	45
Tabla 3.6. Valor final de los parámetros óptimos	47

CAPÍTULO 1

La tecnología SIW

1.1. Introducción

La guía de onda integrada sobre sustrato (SIW) fue propuesta hace 18 años [1]. En su forma más simple, ésta está compuesta por dos filas paralelas de postes metálicos insertados en un sustrato metalizado por las dos caras, el cual, proporciona características de guía-onda. Si la distancia entre los postes y sus diámetros son elegidos adecuadamente, la pérdida de energía entre postes consecutivos es despreciable [1], como se muestra en [2]. Las líneas microstrip son muy compactas, fáciles de integrar y de bajo coste, pero provistas de un bajo factor de calidad, el cual ronda entre 50 y 100. Sin embargo, las guías de onda metálicas son, en comparación, más voluminosas y caras, pero proporcionan un alto factor de calidad, el cual difiere entre 5000 y 10000. Se podría decir entonces, que los SIW son una estructura intermedia. Poseen el beneficio de un bajo coste de producción del proceso de PCB y son relativamente compactos; y en cuanto al factor de ganancia ronda 500 y 1000. Por tanto, el SIW es un excelente candidato para la integración de circuitos de onda-milimétrica de alta densidad que requieran un buen factor de calidad.

El comportamiento de este sistema varía conforme lo hace su geometría, esto es, variará su frecuencia de corte conforme lo haga el ancho del SIW, y lo mismo podemos aplicar si modificamos la longitud, consecuente de la fase de los parámetros S; entre otros, como podremos ver más adelante.

La estructura SIW forma parte de la tecnología ‘substrate integrated circuit’ (SIC), el cual surge debido al problema de integración en un mismo sistema de estructuras planas y no-planas.

Se puede apreciar en la Fig 1.1 las diferentes topologías de estructuras SIC, entre las que se encuentra la guía de onda integrada en sustrato (SIW), la estructura sobre la que centraremos nuestro proyecto.

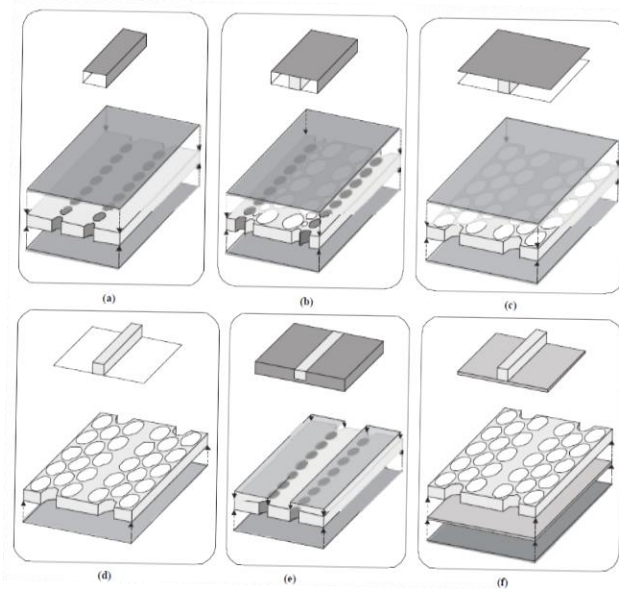


Figura 1.1. Topologías de diferentes estructuras SIC no planas: (a) Guía de onda integrada de sustrato (SIW), (b) Guía de slab integrada de sustrato (SISW), (c) Guía dieléctrica no radiante integrada de sustrato (SINRD), (d) Imagen dieléctrica de sustrato integrado en Guía (SIIDG), (e) Guía dieléctrica de inserción integrada de sustrato (SIINDG) y (f) Guía insular integrada de sustrato (SIIG). Reproducido de [3].

1.2. Análisis y diseño de guías en tecnología SIW

Una estructura SIW básica (Fig. 1.2), se compone de dos materiales diferenciados: metal y sustrato. El primero consiste en dos placas metálicas las cuales suelen ser de cobre, donde la placa superior será la conductora y la inferior la referencia a masa; la segunda es el sustrato dieléctrico integrado entre las dos placas metálicas. Una vez establecida la estructura de propagación, tenemos que establecer dos filas de postes metálicos a ambos lados del SIW para contener la radiación o hacer que ésta sea lo menor posible.

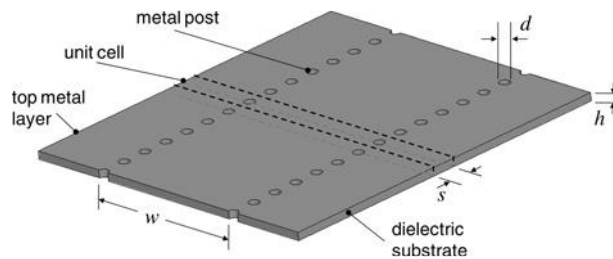


Figura 1.2. Geometría de un SIW [6].

Una vez entramos al diseño de los parámetros físicos del SIW debemos de tener en cuenta ciertas normas de diseño; debido a la similitud entre SIW y la guía de onda rectangular, se han obtenido relaciones empíricas entre las dimensiones geométricas de la ISM y el ancho efectivo W_{eff} de la guía de onda rectangular con las mismas características de propagación. Estas relaciones permiten un dimensionamiento preliminar y diseño de componentes SIW, sin necesidad de herramientas de análisis de onda completa [6]. La siguiente ecuación muestra la relación entre el ancho de la guía y su efectivo:

$$W_{SIW_{eff}} = W_{SIW} - \frac{d^2}{0.95 \cdot s} \quad (1.1)$$

donde d corresponde al valor del diámetro de los postes metálicos que conforman los laterales del SIW, s indica la separación entre postes, $W_{SIW_{eff}}$ es el ancho del SIW en valor efectivo de manera que posea las mismas características que la guía de onda, pero en una configuración sin postes laterales. Finalmente, W_{SIW} es el ancho entre las filas de postes en ambos lados de la estructura.

Para realizar el diseño, hay ciertas reglas que permiten conseguir las dimensiones físicas de la guía SIW, minimizando las fugas por radiación. Para ello, se deben cumplir las siguientes condiciones:

Primeramente, se deben calcular las dimensiones físicas del SIW en función de los requisitos dados. Cabe notar que se debe mantener las reglas de diseño en post de evitar fugas de radiación electromagnética en la placa, esto es, elección de un diámetro y una separación de poster que se sitúan a ambos lados de la placa. Éstos vendrán definidos como ‘ d ’ siendo éste el valor del diámetro de cada poste y ‘ p ’ la separación constante entre centro y centro de postes adyacentes. Las condiciones son las que se presentan:

$$d < \frac{\lambda_g}{5} \quad p \leq 2 \cdot d \quad (1.2)$$

donde λ_g representa la longitud de onda guiada en la guía SIW. Este valor se puede calcular a partir del valor del ancho del SIW efectivo, la permitividad relativa del sustrato y de la frecuencia:

$$W_{SIW_{EFF}} = \frac{c}{2 \cdot f_{c_{TE_{10}}} \cdot \sqrt{\epsilon_r}} \quad (1.3)$$

donde:

$$f_{c_{TE_{10}}} = \frac{c_0}{2 \cdot \sqrt{\epsilon_r}} \left(W_{SIW} - \frac{d^2}{0.95 \cdot p} \right)^{-1} \quad (1.4)$$

En la estructura SIW se propagan los modos TE_{m0} . En este proyecto, estamos interesado en propagar el modo fundamental TE_{10} . Conociendo el valor de la frecuencia de corte del modo TE_{10} a partir de las especificaciones iniciales de diseño, calculamos el ancho de la guía SIW, W_{SIW} , mediante las ecuaciones anteriores y las siguientes expresiones.

$$\lambda_g = \frac{2\pi}{\beta} \quad \beta = \sqrt{k^2 - \left(\frac{\pi}{W_{SIW_EFF}}\right)^2} \quad k = k_0 \cdot \sqrt{\epsilon_r} \quad (1.5)$$

$$k_0 = \frac{2\pi}{\lambda_0} \quad \lambda_0 = \frac{c}{f_{c_{TE_{10} MAX}}} \quad (1.6)$$

También cabe destacar que el modo que estamos usando, tiene un límite superior a partir del cual, una vez lo superemos se dejará de propagar como modo único y comenzará a aparecer el modo de propagación inmediatamente superior, en otras palabras, el TE₂₀.

1.3 Modos de propagación en SIW

A frecuencias de microondas, existen 3 tipos de modos de propagación: modos TM, modos TE y modos TEM. Que éstos existan no implica necesariamente que todos ellos se propaguen ya que, atendiendo a la estructura por la que se guíen y la frecuencia existirán unos y otros. Para poder clasificarlos debemos observar cual de sus componentes es nula, esto es: los modos TM (Transversal Magnético) son aquellos que poseen una componente de campo magnético igual a cero, los modos TE (Transversal Eléctrico) son aquellos que en cambio poseen una componente de campo eléctrico nula y, por último, los modos TEM (Transversal Eléctrico-Magnético) son aquellos que tanto la componente de campo magnético como la de campo eléctrico son nulas en el sentido de propagación.

Cada modo TM y TE (Fig. 1.3) va acompañado de dos subíndices que indican cada uno el número de la media longitud de onda que se está propagando, quedando de la siguiente forma: TM_{mn} y TE_{mn}. El subíndice ‘m’ hace referencia a aquellas que se propagan en el sentido ‘x’, mientras que, el subíndice ‘n’ hace referencia a las que siguen el sentido en ‘y’.

Se necesitan dos condiciones para que un modo se propague: La primera es que la estructura soporte ese modo y la segunda es que la frecuencia de excitación de la guía sea igual o superior a la frecuencia de corte del modo que queremos que se propague.

La frecuencia de corte de un modo es aquella frecuencia mínima a partir de la cual un modo empieza a propagarse. Por debajo de esa frecuencia no se propagaría el modo correspondiente. En este proyecto, el modo de interés es el modo fundamental TE, designado como TE₁₀.

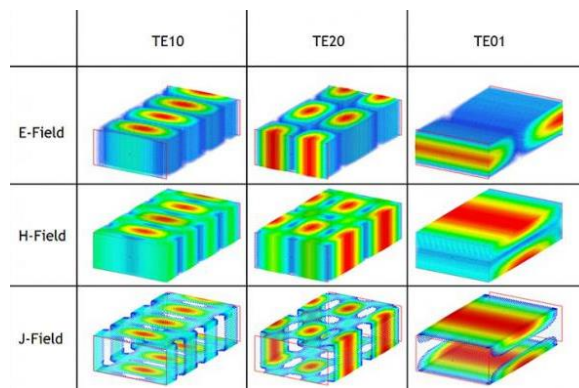


Figura 1.3. Diferentes modos de propagación en guía de onda.

De la anterior figura, podemos diferenciar las distintas formas de propagación de los campos en la guía según cambiamos de modo. En el caso de la guía SIW, nos interesará trabajar solo a una frecuencia y con ella el modo de propagación TE_{10} , en otras palabras, el modo fundamental, ya que con eso nos aseguramos de que sea el único que se propague y además durante la propagación evitemos la dispersión de energía.

Por otro lado, el cambio de tecnología de guía de onda a SIW nos limita debido a la estructura los modos soportados por la placa, ya que, únicamente los modos TE con el subíndice $n=0$, se pueden propagar, como se ha comentado, esto es debido a que la altura del SIW es reducida. Por tanto, debido a las limitaciones de la tecnología y nuestros requerimientos de diseño para evitar fugas energéticas, el único modo de propagación de nuestra guía será el modo fundamental transversal eléctrico o TE_{10} .

CAPÍTULO 2

Síntesis de filtros paso-banda

2.1. Adaptación de filtros a tecnología SIW

Primeramente, debemos decidir qué procedimiento seguiremos para implementar los filtros, atendiendo a la tecnología base que estamos utilizando, esto es, en formato SIW tendremos dos vertientes: realización del filtro por medio de saltos de impedancia; la otra opción sería la inserción de elementos distribuidos sobre nuestra estructura. Ésta última tiene tres aspectos negativos: el diseño más complejo, el coste es superior y la inserción más costosa.

El método de saltos de impedancia se realiza con una cascada de elementos proporcionales, todos con su propia longitud eléctrica y elementos adyacentes que tienen diferentes impedancias en la dirección de propagación. La cascada que forma el prototipo del filtro de salto de impedancia puede, en teoría, realizarse directamente en guías de ondas, estructuras coaxiales o planas como una serie de líneas de transmisión, todas de la misma longitud. Las impedancias características se establecen de acuerdo con la impedancia requerida en cada tramo; o dicho de otro modo, la obtenida durante el procedimiento de síntesis.

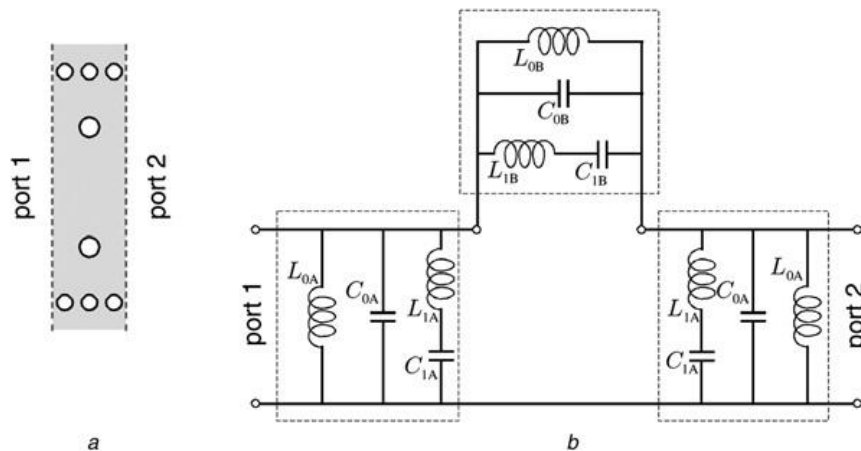


Figura 2.1. Modelo circuital equivalente de una discontinuidad tipo iris en tecnología SIW. Reproducido de [6].

Tal y como podemos observar en la Fig. 2.1, tenemos un equivalente circuital entre la impedancia característica producida por la perforación en Fig. 2.1 (a) y lo que sería esa misma impedancia conseguida con elementos distribuidos en Fig. 2.1 (b). Las diferencias en cuanto a coste y diseño son muy notables ya que como se menciona, mediante el método de salto de impedancia estamos exentos de incorporar elementos distribuidos a nuestro diseño.

Los filtros en tecnología SIW pueden tener diferentes formas y distribuciones atendiendo a la finalidad que tengan o en la forma que fueron construidos. En la Fig. 2.2 podemos observar diferentes topologías de filtros SIW.

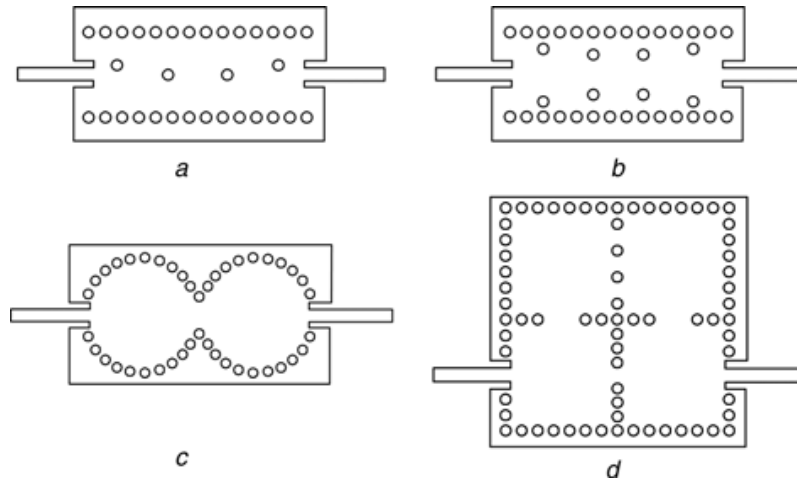


Figura 2.2. Diferentes clases de filtros SIW: (a) Filtro con poste inductivo, (b) Filtro iris ventanas, (c) Filtro con cavidades circulares y (d) Filtro con cavidades rectangulares y acoplamiento cruzado. Reproducido de [6].

Una vez elegido el método que queremos seguir, nos resta realizar el diseño para el tipo de filtro que buscamos, en nuestro caso se desarrollará para un filtro paso banda. Si se sigue la síntesis que se explica en [20] para el desarrollo de un filtro paso-bajo mediante perforaciones periódicas a forma de salto de impedancia, se obtiene que el resultado de simulación en el programa HFSS, si se perforaba el sustrato de la placa esto repercutiría considerablemente desplazando la frecuencia de corte del SIW en orden de GHz, lo que haría que no se pudiese diseñar un filtro paso-bajo si el sustrato del SIW se veía perforado de extremo a extremo de las placas metálicas. Otra opción planteable sería, solo perforar las partes metálicas superior e inferior del SIW. Pero siguiendo esta idea no se podría conseguir los saltos de impedancia que requería el resultado de la síntesis previa, ya que según el estudio realizado a priori, cada sección del filtro requería de unos parámetros S resultantes inalcanzables con perforaciones individuales, luego gran parte de la onda pasaría por el centro donde no hay perforaciones y no se vería afectada por éstas y lo que impediría, además, incorporar un gap de separación entre filas.

Finalmente, la opción más adecuada es la de filtro paso-banda a través del método planteado en [7], en el cual se centrará todo este Trabajo Fin de Grado.

2.2. Desarrollo de la síntesis paso-banda

2.2.1. Dimensiones físicas del SIW

Como se comentó en el Cap. 1, comenzaremos con el cálculo teórico de las dimensiones físicas que conforman el SIW de manera que se comporte como una guía de onda. Lo primero y más importante es el cálculo de la anchura efectiva de la placa, ya que de esto depende que luego la respuesta en frecuencia que represente los parámetros S haga que la señal este en corte a 3GHz. Este valor lo podemos obtener a partir de la siguiente expresión:

$$W_{SIW_EFF} = \frac{c}{2 \cdot f_{cTE_{10}} \cdot \sqrt{\epsilon_r}} = \frac{3 \cdot 10^8}{2 \cdot 3 \cdot 10^9 \cdot \sqrt{10,2}} = 15,6556 \text{ mm} \quad (2.1)$$

Ahora nos resta calcular la longitud de onda de la guía SIW, esto nos servirá para obtener los primeros parámetros del SIW: el diámetro de los postes metálicos que se sitúan a ambos lados de la placa y la separación entre centros de estos postes, siempre respetando la relación para evitar fugas de radiación, tal y como se comentó anteriormente.

$$\lambda_0 = \frac{c}{f_{cTE_{10\ MAX}}} = \frac{3 \cdot 10^8}{7 \cdot 10^9} = 42,8571 \text{ mm}$$

$$k_0 = \frac{2\pi}{\lambda_0} = \frac{2\pi}{42,8571 \cdot 10^{-3}} = 146,607 \text{ rad/m}$$

$$k = k_0 \cdot \sqrt{\epsilon_r} = 146,607 \cdot \sqrt{10,2} = 468,227 \text{ rad/m}$$

$$\beta = \sqrt{k^2 - \left(\frac{\pi}{W_{SIW_EFF}}\right)^2} = \sqrt{468,227^2 - \left(\frac{\pi}{15,6556 \cdot 10^{-3}}\right)^2} = 423,047$$

$$\lambda_g = \frac{2\pi}{\beta} = \frac{2\pi}{423,047} = 14,8522 \text{ mm}$$

(2.2)

Con este valor ya podemos obtener los parámetros que restan:

$$d < \frac{\lambda_g}{5} < 2,9704 \rightarrow 0,6 \text{ mm} \quad p \leq 2 \cdot d \leq 2 \cdot 0,6 \leq 1,2 \text{ mm} \quad (2.3)$$

En nuestro diseño, con el objetivo de minimizar el espacio ocupado por los postes y proporcionar más libertad con el diseño de las perforaciones se ha decidido utilizar un valor de diámetro de postes $d = 0,6 \text{ mm}$, ya que éste cumple con la normal de ser menor que 5 veces la longitud de onda de la guía y además entra dentro de las posibles aperturas de la microfresadora de la universidad una vez que se lleve a cabo el diseño real del SIW.

Por último, en lo referente a los parámetros que definen la placa, se debe calcular el valor de la anchura. Este será el valor que se establezca como separación entre las filas de postes del SIW, además se establecerá una dimensión mínima necesaria entre el centro de cada fila y el extremo más cercano para dejar espacio al poste, este espacio será $x = 1 \text{ mm}$. Dicho valor estará presente en ambas filas de postes y entre ellos W_{SIW} . Podemos concluir entonces, que el ancho total de extremo a extremo de la placa será Ec. 2.5:

$$W_{SIW} = W_{SIW_{eff}} + \frac{d^2}{0.95 \cdot p} = 15,6556 + \frac{0,6^2}{0,95 \cdot 1,2} = 15,9714 \text{ mm} \quad (2.4)$$

$$W_{total} = W_{SIW} + (2 \cdot x) = 15,9714 + (2 \cdot 1 \text{ mm}) = 17,9714 \text{ mm} \quad (2.5)$$

En la siguiente figura podemos observar un diseño de prueba, sin una longitud exacta, ya que lo que interesa comprobar es si la frecuencia de la guía esta al corte de 3GHz y los valores antes calculados son correctos. El diseño esta realizado con el programa de simulación electromagnética HFSS, pero una explicación más profunda y detallada no le compete a este capítulo, ya que aquí nos centraremos en el diseño teórico y más tarde en el simulado.

2.2.2. Síntesis del filtro paso-banda

El primer paso que hay que dar en el diseño del filtro paso-banda es la obtención de los coeficientes de Chebyshev para el posterior cálculo de los inversores de impedancias o admitancia, los cuales, no son más que transformadores de impedancia y admitancia. Éstos pueden ser realizados usando cualquier circuito de elementos concentrados como se muestra en [5] Tabla 14.2.

Estos coeficientes dependerán de las pérdidas de retorno que tenga nuestro diseño. El método de obtención de los coeficientes de Chebyshev se lleva a cabo mediante el cálculo desarrollado en [5], donde podemos comprobar que los coeficientes ‘ g_k ’ se pueden obtener a través de una formulas determinadas, las cuales permiten desarrollar hasta el grado ‘ n ’ del filtro que tengamos intención de fabricar y teniendo en cuenta unas pérdidas de retorno dadas ‘ R_L ’. Los valores ‘ g ’ del filtro paso-bajo para la respuesta máximamente plana y la respuesta de Chebyshev son determinadas según las ecuaciones (2.6) y (2.7):

$$L_{AR} = -10 \cdot \log (1 - 10^{0.1 \cdot R_L}) \quad (2.6)$$

Filtro Máximamente Plano:

$$g_0 = g_{n+1} = 1$$

$$g_k = 2 \cdot \text{sen} \left[\frac{(2 \cdot k - 1)\pi}{2n} \right], \quad k = 1, 2, \dots, n \quad (2.7)$$

Filtro Chebyshev:

$$g_0 = 1$$

$$\beta = \ln \left(\coth \left(\frac{L_{AR}}{17.37} \right) \right)$$

$$\gamma = \operatorname{senh} \left(\frac{\beta}{2n} \right)$$

$$a_k = \operatorname{sen} \left[\frac{(2 \cdot k - 1)\pi}{2n} \right], \quad k = 1, 2, \dots, n$$

$$b_k = \gamma^2 + \operatorname{sen}^2 \left(\frac{k\pi}{n} \right), \quad k = 1, 2, \dots, n$$

$$g_1 = \frac{2 \cdot a_1}{\gamma}$$

$$g_k = \frac{4 \cdot a_{k-1} \cdot a_k}{b_{k-1} \cdot g_{k-1}}, \quad k = 1, 2, \dots, n$$

$$g_{n+1} = \begin{cases} 1 & n \text{ impar} \\ \operatorname{coth}^2 \left(\frac{\beta}{4} \right) & n \text{ par} \end{cases} \quad (2.8)$$

donde ‘n’ es el orden del filtro y L_{AR} es el nivel de rizado en la banda pasante que puede ser calculadas a partir de las pérdidas de retorno del filtro, como se muestra en la ecuación (2.6).

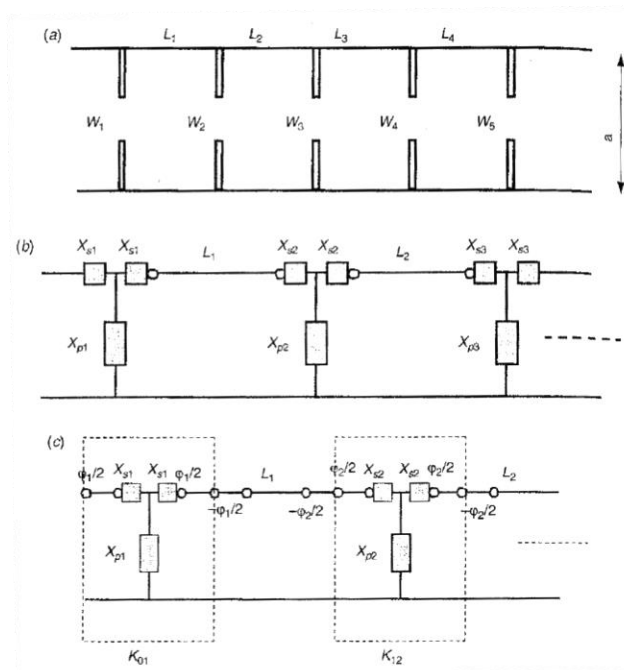


Figura 2.3. Filtro de iris de guía de onda de cuatro polos; (a) vista superior del filtro; (b) circuito equivalente; (c) circuito equivalente modificado. Reproducido de [5].

En la Fig. 2.3(a) podemos observar el diseño de un filtro iris de orden 4 en su alzado, donde tenemos las separaciones W_k que presentan impedancias características diferentes cuyo conjunto forma el filtro paso bajo mediante salto de impedancia.

La Fig. 2.3(b) representa el equivalente a los saltos de impedancia realizado con elementos concentrados a modo de impedancias complejas. Por último, la Fig. 2.3(c), muestra una modificación del caso anterior incorporando el desfase existente entre secciones del filtro L_k .

El siguiente paso se centra en el cálculo de los inversores de impedancia K_{xy} , en otras palabras, el equivalente circuital de una impedancia característica realizada con los elementos concentrados X_s y X_p . Estos inversores pueden ser calculados según el criterio mostrado en la siguiente ecuación:

$$\frac{K_{01}}{Z_0} = \sqrt{\frac{\pi\Delta}{2 \cdot g_j \cdot g_{j+1}}}, \quad \frac{K_{N,N+1}}{Z_0} = \sqrt{\frac{\pi\Delta}{2 \cdot g_N \cdot g_{N+1}}}$$

(2.9)

Cabe mencionar, que, ' Δ ' o *FBW* hace referencia al valor del ancho de banda relativo de la señal. Este valor se puede calcular iterando en las ecuaciones (1.5) hasta hallar los valores λ_{g1} , λ_{g2} y λ_{g3} .

Procedemos a utilizar dichas ecuaciones con la diferencia de que en el cálculo se usará como frecuencia central la del filtro, esto es, 4GHz; y que tanto ' λ_{g1} ', como ' λ_{g2} ', ambas utilizan la frecuencia superior o inferior del filtro, siendo esta diferencia de frecuencia el ancho de banda de éste, en la siguiente figura se puede entender mejor lo explicado anteriormente:

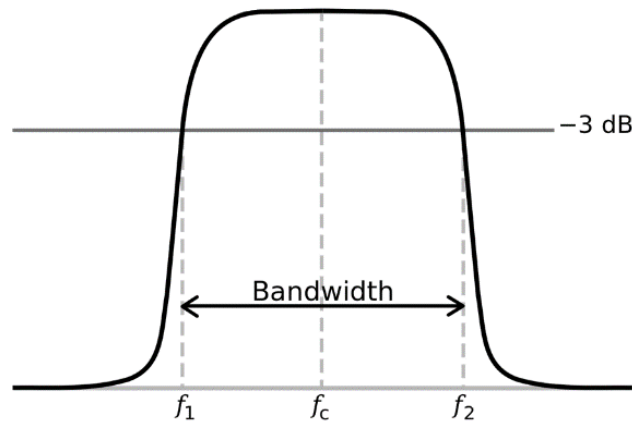


Figura 2.4. Frecuencias del filtro: (f_1) frecuencia inferior, (f_c) frecuencia central y (f_2) frecuencia superior.

Las ecuaciones para el cálculo de la longitud de onda son las siguientes:

$$\lambda_g = \frac{2\pi}{\beta} \quad \beta = \sqrt{k^2 - \left(\frac{\pi}{W_{SIW_EFF}}\right)^2} \quad k = k_0 \cdot \sqrt{\epsilon_r}$$

$$k_0 = \frac{2\pi}{\lambda_0} \quad \lambda_0 = \frac{c}{f_{c_SIW}} \quad (2.10)$$

Así, llegamos a la ecuación para el cálculo del ancho de banda relativo de nuestra señal que responde a la siguiente ecuación:

$$\Delta = FBW = \frac{\lambda_{g1} - \lambda_{g2}}{\lambda_{g0}} \quad (2.11)$$

Este último cálculo ya nos permite la obtención del valor de los inversores de impedancia, luego restaría la simulación de la placa a través de múltiples perforaciones por filas, columnas y gap, para poder establecer una característica que nos permita obtener el valor exacto del inversor. Este desarrollo se explicará mas detalladamente en el Cap. 3.

Para el calculo de los inversores en función de los resultados de simulación tendremos por un lado el módulo y la fase de los parámetros S11 y S21. Con estos valores, se procede a obtener los valores de XS y XP como se mencionaba anteriormente con las ecuaciones recogidas en [5], esto es:

$$j \frac{X_S}{Z_0} = \frac{1 - S_{12} + S_{11}}{1 - S_{11} + S_{12}} \quad j \frac{X_P}{Z_0} = \frac{2S_{12}}{(1 - S_{11})^2 - S_{12}^2} \quad (2.12)$$

Una vez que obtengamos estos valores, podemos pasar a calcular la fase y el valor del inversor de impedancia en función de los parámetros S medidos.

$$\phi = -\arctg \left(2 \frac{X_P}{Z_0} + \frac{X_S}{Z_0} \right) - \arctg \frac{X_S}{Z_0}$$

$$\frac{K_0}{Z_0} = \left| \operatorname{tg} \left(\frac{\phi}{2} + \arctg \frac{X_S}{Z_0} \right) \right| \quad (2.13)$$

2.3. Aplicación práctica de la síntesis paso-banda

Una vez realizado el estudio previo sobre la síntesis de filtros paso-banda en tecnología SIW, pasamos al plano práctico donde tendremos unas especificaciones reales para crear nuestro diseño. Las especificaciones de nuestro filtro son:

- Filtro paso-banda
- Frecuencia central del filtro: 4GHz
- Ancho de la banda pasante: 600MHz
- Sustrato AD1000: $\epsilon_r = 10.2$, $\operatorname{tg} \delta = 0.0023$, $h = 0.635\text{mm}$
- Orden del filtro: 5
- Perdidas de retorno: -20dB

Siguiendo el orden correspondiente al apartado del Capítulo 2.2.2 comenzaremos por las especificaciones reales del filtro, esto es, la obtención del valor de los inversores de impedancia que compondrán el método de salto de impedancia. Primeramente, haremos uso del valor de diseño del filtro que se nos proporciona referente a las pérdidas de retorno, con él pasamos a calcular el valor del rizado de onda con la ecuación (2.6):

$$L_{AR} = -10 \cdot \log (1 - 10^{0.1 \cdot R_L}) = -10 \cdot \log (1 - 10^{0.1 \cdot -20}) = 0,043 \text{ dB}$$

Una vez obtenido este valor tendríamos dos opciones a la hora de calcular los valores de los coeficientes del filtro Chebyshev como se puede observar en [5]:

· *Primera opción:* Haciendo uso de las ecuaciones (2.7) y (2.8) que permiten el cálculo de dichos coeficientes de forma más exacta según el orden del filtro y las pérdidas de retorno:

$$g_0 = g_6 = 1$$

$$\beta = \ln \left(\coth \left(\frac{L_{AR}}{17.37} \right) \right) = \ln \left(\coth \left(\frac{0,043}{17.37} \right) \right) = 5,9863$$

$$\gamma = \sinh \left(\frac{\beta}{2n} \right) = \sinh \left(\frac{5,9863}{2 \cdot 5} \right) = 0,6350$$

$$a_k = \begin{cases} \operatorname{sen} \left[\frac{(2 \cdot k - 1)\pi}{2n} \right] = \operatorname{sen} \left[\frac{(2 \cdot 1 - 1)\pi}{2 \cdot 5} \right] = 0,30901 & /k = 1 \\ \operatorname{sen} \left[\frac{(2 \cdot k - 1)\pi}{2n} \right] = \operatorname{sen} \left[\frac{(2 \cdot 2 - 1)\pi}{2 \cdot 5} \right] = 0,80901 & /k = 2 \\ \operatorname{sen} \left[\frac{(2 \cdot k - 1)\pi}{2n} \right] = \operatorname{sen} \left[\frac{(2 \cdot 3 - 1)\pi}{2 \cdot 5} \right] = 0,30901 & /k = 3 \\ \operatorname{sen} \left[\frac{(2 \cdot k - 1)\pi}{2n} \right] = \operatorname{sen} \left[\frac{(2 \cdot 4 - 1)\pi}{2 \cdot 5} \right] = 1 & /k = 4 \\ \operatorname{sen} \left[\frac{(2 \cdot k - 1)\pi}{2n} \right] = \operatorname{sen} \left[\frac{(2 \cdot 5 - 1)\pi}{2 \cdot 5} \right] = 0,80901 & /k = 5 \end{cases}$$

$$b_k = \begin{cases} \gamma^2 + \operatorname{sen}^2\left(\frac{k\pi}{n}\right) = 0,6350^2 + \operatorname{sen}^2\left(\frac{1 \cdot \pi}{5}\right) = 0,7487 & /k = 1 \\ \gamma^2 + \operatorname{sen}^2\left(\frac{k\pi}{n}\right) = 0,6350^2 + \operatorname{sen}^2\left(\frac{2 \cdot \pi}{5}\right) = 1,3077 & /k = 2 \\ \gamma^2 + \operatorname{sen}^2\left(\frac{k\pi}{n}\right) = 0,6350^2 + \operatorname{sen}^2\left(\frac{3 \cdot \pi}{5}\right) = 1,3077 & /k = 3 \\ \gamma^2 + \operatorname{sen}^2\left(\frac{k\pi}{n}\right) = 0,6350^2 + \operatorname{sen}^2\left(\frac{4 \cdot \pi}{5}\right) = 0,7487 & /k = 4 \\ \gamma^2 + \operatorname{sen}^2\left(\frac{k\pi}{n}\right) = 0,6350^2 + \operatorname{sen}^2\left(\frac{5 \cdot \pi}{5}\right) = 0,4032 & /k = 5 \end{cases}$$

$$g_1 = \frac{2 \cdot a_1}{\gamma} = \frac{2 \cdot 0,30901}{0,6350} = 0,9732$$

$$g_k = \begin{cases} \frac{4 \cdot a_{k-1} \cdot a_k}{b_{k-1} \cdot g_{k-1}} = \frac{4 \cdot a_1 \cdot a_2}{b_1 \cdot g_1} = \frac{4 \cdot 0,30901 \cdot 0,80901}{0,7487 \cdot 0,9732} = 1,3723 & /k = 2 \\ \frac{4 \cdot a_{k-1} \cdot a_k}{b_{k-1} \cdot g_{k-1}} = \frac{4 \cdot a_2 \cdot a_3}{b_2 \cdot g_2} = \frac{4 \cdot 0,80901 \cdot 1}{1,3077 \cdot 1,3723} = 1,8032 & /k = 3 \\ \frac{4 \cdot a_{k-1} \cdot a_k}{b_{k-1} \cdot g_{k-1}} = \frac{4 \cdot a_3 \cdot a_4}{b_3 \cdot g_3} = \frac{4 \cdot 1 \cdot 0,80901}{1,3077 \cdot 1,8032} = 1,3723 & /k = 4 \\ \frac{4 \cdot a_{k-1} \cdot a_k}{b_{k-1} \cdot g_{k-1}} = \frac{4 \cdot a_4 \cdot a_5}{b_4 \cdot g_4} = \frac{4 \cdot 1 \cdot 0,80901}{0,7487 \cdot 1,3723} = 0,9732 & /k = 5 \end{cases}$$

Por último, evaluamos el coeficiente restante según el orden elegido, en nuestro caso es $n = 5$, luego es un caso impar y tendremos la siguiente situación:

$$g_{n+1} = \begin{cases} 1 & n \text{ impar} \\ \operatorname{coth}^2\left(\frac{\beta}{4}\right) & n \text{ par} \end{cases}$$

Así, los valores finales obtenidos mediante el desarrollo de Chebyshev, que podemos observar que poseen simetría de extremo a extremo, son los siguientes:

$$g_0 = g_6 = 1 \quad g_1 = g_5 = 0,9732 \quad g_2 = g_4 = 1,3723 \quad g_3 = 1,8032$$

· *Segunda opción:* De la misma forma que se explica el cálculo de los coeficientes como acabamos de hacer, en [5], también se adjunta una tabla que recoge los valores más típicos de pérdidas de retorno en la que se evalúan los valores de los coeficientes de Chebyshev de diferentes órdenes para distintos valores calculados de rizado de onda; cabe destacar que tanto los cálculos a mano como los obtenidos en la tabla antes mencionada son valores normalizados para una X de valor $\Omega_c = 1$, la tabla es la siguiente:

TABLE 3.2 Element values for Chebyshev lowpass prototype filters ($g_0 = 1.0, \Omega_c = 1$)

For passband ripple $L_{dB} = 0.01$ dB										
n	g_1	g_2	g_3	g_4	g_5	g_6	g_7	g_8	g_9	g_{10}
1	0.0960	1.0								
2	0.4489	0.4078	1.1008							
3	0.6292	0.9703	0.6292	1.0						
4	0.7129	1.2004	1.3213	0.6476	1.1008					
5	0.7563	1.3049	1.5773	1.3049	0.7563	1.0				
6	0.7814	1.3600	1.6897	1.5350	1.4970	0.7098	1.1008			
7	0.7970	1.3924	1.7481	1.6331	1.7481	1.3924	0.7970	1.0		
8	0.8073	1.4131	1.7825	1.6833	1.8529	1.6193	1.5555	0.7334	1.1008	
9	0.8145	1.4271	1.8044	1.7125	1.9058	1.7125	1.8044	1.4271	0.8145	1.0
For passband ripple $L_{dB} = 0.04321$ dB										
n	g_1	g_2	g_3	g_4	g_5	g_6	g_7	g_8	g_9	g_{10}
1	0.2000	1.0								
2	0.6648	0.5445	1.2210							
3	0.8516	1.1032	0.8516	1.0						
4	0.9314	1.2920	1.5775	0.7628	1.2210					
5	0.9714	1.3721	1.8014	1.3721	0.9714	1.0				
6	0.9940	1.4131	1.8933	1.5506	1.7253	0.8141	1.2210			
7	1.0080	1.4368	1.9398	1.6220	1.9398	1.4368	1.0080	1.0		
8	1.0171	1.4518	1.9667	1.6574	2.0237	1.6107	1.7726	0.8330	1.2210	
9	1.0235	1.4619	1.9837	1.6778	2.0649	1.6778	1.9837	1.4619	1.0235	1.0
For passband ripple $L_{dB} = 0.1$ dB										
n	g_1	g_2	g_3	g_4	g_5	g_6	g_7	g_8	g_9	g_{10}
1	0.3052	1.0								
2	0.8431	0.6220	1.3554							
3	1.0316	1.1474	1.0316	1.0						
4	1.1088	1.3062	1.7704	0.8181	1.3554					
5	1.1468	1.3712	1.9750	1.3712	1.1468	1.0				
6	1.1681	1.4040	2.0562	1.5171	1.9029	0.8618	1.3554			
7	1.1812	1.4228	2.0967	1.5734	2.0967	1.4228	1.1812	1.0		
8	1.1898	1.4346	2.1199	1.6010	2.1700	1.5641	1.9445	0.8778	1.3554	
9	1.1957	1.4426	2.1346	1.6167	2.2054	1.6167	2.1346	1.4426	1.1957	1.0

Figura 2.5. Ilustración de la tabla de valores orden-rizado de onda, presentado en [5].

Se puede apreciar según la Fig. 2.5, como ha sido resaltada la fila que indica los valores de los coeficientes del método de Chebyshev para un orden $n = 5$ y un valor de rizado de onda resultado de unas pérdidas de retorno $R_L = -20$ dB. Como se puede observar, los valores aquí recogidos y los presentados según el primer método coinciden, luego ambos métodos serían válidos a la hora de obtener dichos coeficientes.

Como se comenta en el apartado 2.2.2, para el cálculo de los inversores, primero tenemos que realizar la iteración con las ecuaciones (2.10) para obtener el valor de las longitudes de onda. Antes de la realización cabe destacar, que cada longitud de onda se calcula en base a la frecuencia del filtro a la que se refiera, esto es, λ_{g0} se calcula a partir de la frecuencia central del filtro, λ_{g1} de la frecuencia superior y λ_{g2} de la frecuencia inferior; todo ello realizando previamente el cálculo de dichas frecuencias con el ancho de banda del filtro que se pide.

Con la siguiente ecuación podemos obtener el valor de la frecuencia superior del filtro y de la inferior:

$$f_0 = 4GHz \quad f_1 = f_0 - \frac{BW}{2} = 3,7GHz \quad f_2 = f_0 + \frac{BW}{2} = 4,3GHz$$

· Obtención de λ_{g0} :

$$\lambda_0 = \frac{c}{f_0} = \frac{3 \cdot 10^8}{4 \cdot 10^9} = 0,075 m$$

$$k_0 = \frac{2\pi}{\lambda_0} = \frac{2\pi}{0,075} = 83,77 \text{ rad/m}$$

$$k = k_0 \cdot \sqrt{\varepsilon_r} = 83,77 \cdot \sqrt{10,2} = 267,53 \text{ rad/m}$$

$$\beta = \sqrt{k^2 - \left(\frac{\pi}{W_{SIW_EFF}}\right)^2} = \sqrt{267,53^2 - \left(\frac{\pi}{15,6556 \cdot 10^{-3}}\right)^2} = 176,9451 \text{ rad/m}$$

$$\lambda_{g0} = \frac{2\pi}{\beta} = \frac{2\pi}{176,9451} = 0,0355 \text{ m}$$

· Obtención de λ_{g1} :

$$\lambda_1 = \frac{c}{f_1} = \frac{3 \cdot 10^8}{3,7 \cdot 10^9} = 0,081 \text{ m}$$

$$k_1 = \frac{2\pi}{\lambda_1} = \frac{2\pi}{0,081} = 77,49 \text{ rad/m}$$

$$k = k_1 \cdot \sqrt{\varepsilon_r} = 77,49 \cdot \sqrt{10,2} = 247,48 \text{ rad/m}$$

$$\beta = \sqrt{k^2 - \left(\frac{\pi}{W_{SIW_EFF}}\right)^2} = \sqrt{247,48^2 - \left(\frac{\pi}{15,6556 \cdot 10^{-3}}\right)^2} = 144,84 \text{ rad/m}$$

$$\lambda_{g1} = \frac{2\pi}{\beta} = \frac{2\pi}{176,9451} = 0,0433 \text{ m}$$

· Obtención de λ_{g2} :

$$\lambda_2 = \frac{c}{f_2} = \frac{3 \cdot 10^8}{4,3 \cdot 10^9} = 0,069 \text{ m}$$

$$k_2 = \frac{2\pi}{\lambda_2} = \frac{2\pi}{0,069} = 90,05 \text{ rad/m}$$

$$k = k_2 \cdot \sqrt{\varepsilon_r} = 90,05 \cdot \sqrt{10,2} = 287,62 \text{ rad/m}$$

$$\beta = \sqrt{k^2 - \left(\frac{\pi}{W_{SIW_EFF}}\right)^2} = \sqrt{287,62^2 - \left(\frac{\pi}{15,6556 \cdot 10^{-3}}\right)^2} = 206,05 \text{ rad/m}$$

$$\lambda_{g2} = \frac{2\pi}{\beta} = \frac{2\pi}{176,9451} = 0,03 \text{ m}$$

Con estas variables calculadas, ya podemos obtener el valor del ancho de banda relativo de nuestra señal utilizando la ecuación 2.11:

$$\Delta = FBW = \frac{\lambda_{g1} - \lambda_{g2}}{\lambda_{g0}} = \frac{0,0433 - 0,03}{0,0355} = 0,3746$$

Ahora ya podemos pasar al cálculo de los inversores de impedancia K_{xy} , es entonces, cuando el cálculo se llevará a cabo para las 5 secciones que conforman el filtro, luego tendremos 2 parejas de valores para los inversores más alejados del centro, siendo este último el valor del inversor central:

$$\frac{K_{12}}{Z_0} = \frac{K_{56}}{Z_0} = \sqrt{\frac{\pi\Delta}{2 \cdot g_j \cdot g_{j+1}}} = \sqrt{\frac{\pi \cdot 0,3628}{2 \cdot 1 \cdot 0,9714}} = 0,7746$$

$$\frac{K_{23}}{Z_0} = \frac{K_{45}}{Z_0} = \sqrt{\frac{\pi\Delta}{2 \cdot g_N \cdot g_{N+1}}} = \frac{\pi\Delta}{2 \cdot \sqrt{0,9714 \cdot 1,3721}} = 0,5085$$

$$\frac{K_{34}}{Z_0} = \sqrt{\frac{\pi\Delta}{2 \cdot g_N \cdot g_{N+1}}} = \frac{\pi\Delta}{2 \cdot \sqrt{1,8014 \cdot 1,3721}} = 0,3734$$

Para poder tener una idea más clara de cómo se distribuyen los inversores sobre el SIW, la siguiente figura muestra como de forma simétrica entre ambos puertos tenemos cada sección del filtro bien diferenciada y con ello el valor de cada inversor:

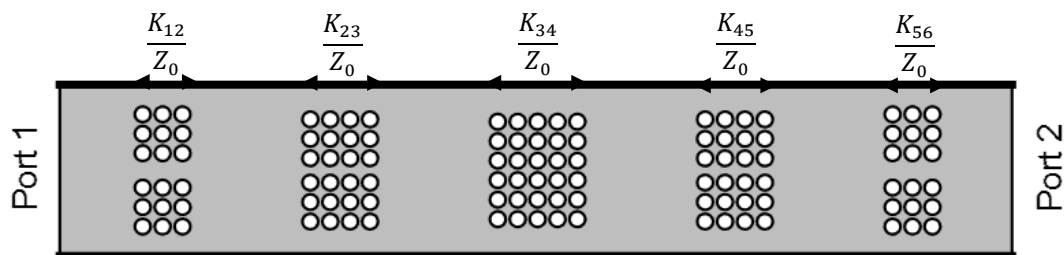


Figura 2.6. Ilustración del filtro con los inversores de impedancia en cascada.

CAPÍTULO 3

Simulado de filtros paso-banda en HFSS y ADS

3.1. ¿Qué es HFSS?

HFSS es un programa dedicado al simulado de campos electromagnéticos para el modelado de dispositivos pasivos en tres dimensiones y de geometría arbitraria. Las funciones principales del software es el diseño, simulación, visualización y automatización de estructuras; las soluciones se presentan como resolución de múltiples mallados, de forma que el resultado se obtiene de forma veloz y exacta. Una de sus aplicaciones más interesantes es la obtención de parámetros S, entre otras, en función de la frecuencia para ver cómo se comportan las estructuras a nivel de microondas. Además, es un programa perfecto para el estudio y diseño de estructuras como antenas, circuitos electrónicos de radiofrecuencia incluyendo filtros y líneas de transmisión.



Figura 3.1 Logotipos ANSYS y HFSS. Reproducido de [8].

Por último, es importante comentar que HFSS pertenece a la compañía ANSYS, ésta se dedica al desarrollo de softwares de simulación en el ámbito de la ingeniería desde 1970.

3.1.1 Funcionamiento de HFSS

Al igual que todos los programas de simulación, HFSS también posee una configuración y unas condiciones necesarias para la presentación de resultados. Aquí es donde se puede establecer un orden, a saber: Diseño físico, tipo de solución, límites, excitaciones, tipo de análisis y resultados.

En primer lugar, tenemos la fase del diseño físico de la estructura, en otras palabras, la modelación 3D de la estructura que deseamos estudiar. En esta sección tendremos múltiples opciones de diseño: tipo de material que conforma cada capa o elemento, dimensiones, elementos tridimensionales, elementos planos y líneas.

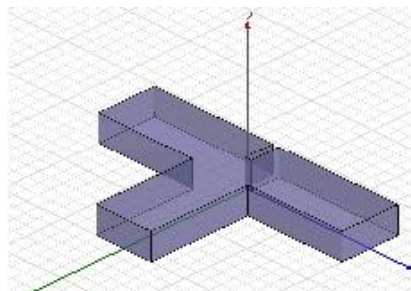


Figura 3.2 Etapa 1: Diseño físico. Reproducido de [8].

En segundo lugar, tenemos la elección del tipo de solución, con esta opción tendremos acceso a elegir diferentes condiciones de cara al resultado final, como puede ser: frecuencia de solución, máximo número de pases, opciones iniciales del mallado o energía máxima de Delta. La siguiente fase son los límites de nuestro diseño o condiciones de contorno, aquí se especifica el comportamiento del campo en los bordes de las regiones problemáticas y las interfaces del objeto, además, aquí se tendrá que decidir qué elementos se comportaran como pared magnética, pared eléctrica, conductores finitos, cajas de radiación... etc. Este apartado tiene cierta relevancia ya que, en el caso de este proyecto, al usar como materiales el cobre y como material del sustrato ARLON, era imprescindible limitar la conductividad del material, ya que sin ello no tendría un comportamiento semejante a la realidad.



Figura 3.3 Etapa 3: Elección de los límites. Reproducido de [8].

Como cuarto paso tendríamos las excitaciones del diseño, esto es, representa la superficie externa a través de la cual entra o sale una señal de la geometría. Es efectivamente una guía de onda semiinfinita unida al modelo.

Esta guía de onda tiene las mismas propiedades de sección transversal y material que el puerto. Los puertos de onda se colocan en esta interfaz para proporcionar un medio para vincular el dispositivo modelo al mundo externo.

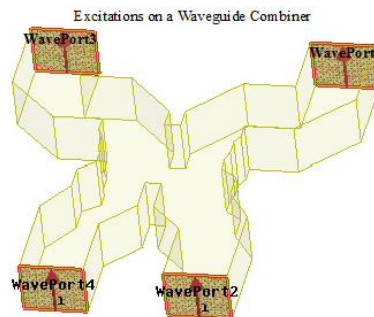


Figura 3.4 Etapa 4: Excitaciones del diseño. Reproducido de [8].

Como etapa quinta del proyecto tenemos la solución, especifica cómo HFSS calcularán una solución al agregar una configuración de solución al diseño. Puede definir más de una configuración de solución por diseño. Cada configuración de la solución incluye la siguiente información:

- Datos generales sobre la generación de la solución.
- Parámetros de refinamiento de malla adaptativa, si desea que la malla se refine iterativamente en áreas de mayor error.
- Si desea resolver un rango de frecuencias, puede agregar un barrido de frecuencia.

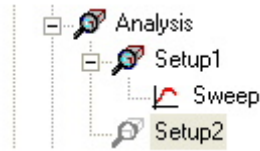


Figura 3.5 Etapa 5: Tipos de solución. Reproducido de [8].

Por último, tenemos el resultado, después de especificar cómo HFSS debe calcular la solución, debe comenzar el proceso de solución. En general, el comando Analizar se aplica a la configuración seleccionada y barridos asociados, si corresponde, o a un barrido de selección.

Con el comando Analizar todo se aplica a todas las configuraciones habilitadas, configuraciones dependientes y barridos en el nivel invocado en el árbol del proyecto o por debajo de él.

3.2. Desarrollo del filtro en HFSS

3.2.1 Estructura básica del SIW

El diseño principal está basado en: sustrato, placas metálicas y postes metálicos. Lo primero que debemos comprobar es que el SIW se ajusta a los requerimientos de guía-onda y respeta la frecuencia de corte deseada, en nuestro caso de 3 GHz. Utilizando los valores que se definieron en el capítulo anterior, podemos obtener el diseño de la estructura SIW (Fig. 3.6).

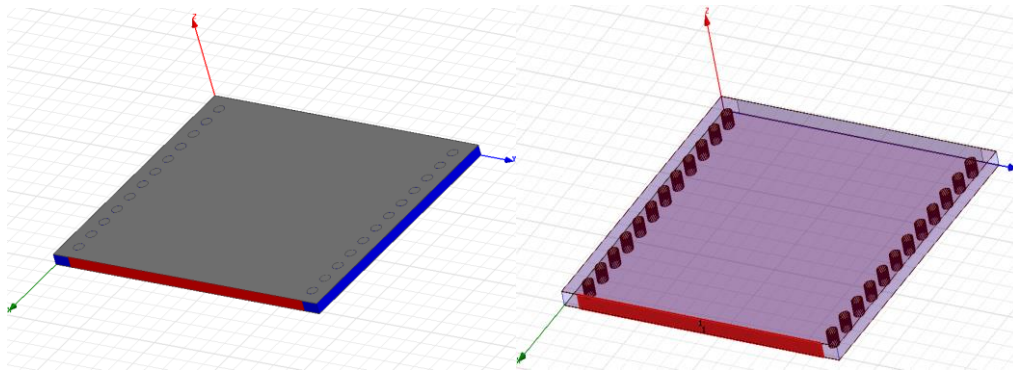


Figura 3.6 Diseño preliminar de la estructura SIW con las dimensiones obtenidas.

Se puede ver en la Fig. 3.6 como existe una separación entre postes, W_{SIW} , y un espacio de seguridad entre las filas 'x' y el final de la guía. Este mismo espacio se ha respetado en el sentido de la propagación, o lo que es lo mismo, la longitud 'L' del SIW también establecerá 1mm de seguridad para las filas de postes. Asimismo, una vez que el diseño posee los valores que hemos establecido, es el momento de realizar un barrido en frecuencia para comprobar que el comportamiento de los parámetros S11 y S21 en la guía muestran una frecuencia de corte en 3GHz.

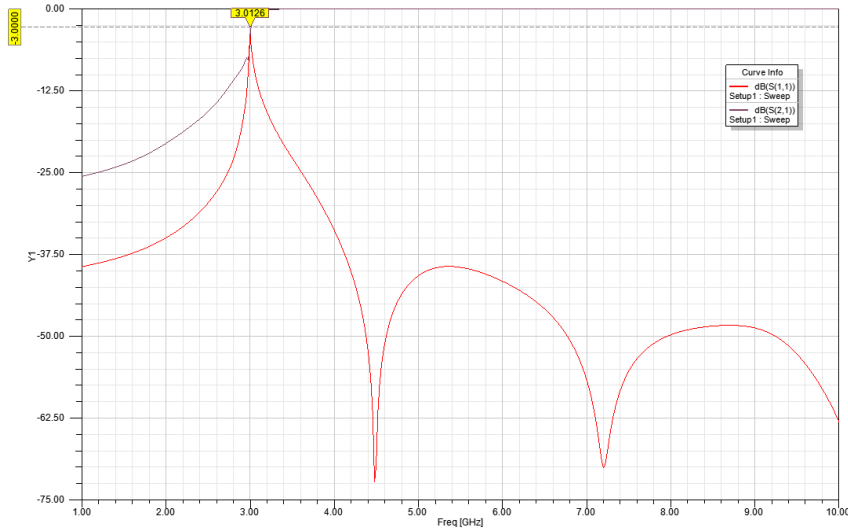


Figura 3.7. Respuesta en frecuencia del SIW a la frecuencia de corte.

Efectivamente, se puede comprobar como poseemos un pico a la altura de 3GHz donde el parámetro S21 se aproxima a 0, luego podemos asegurar que nuestro diseño esta al corte. El valor de los distintos parámetros con los que se han diseñado la estructura anterior se recoge en la siguiente tabla:

d (mm)	p (mm)	L (mm)	W _{SIW} (mm)
0,5	1,5	20	15.6556

Tabla 3.1. Valores de diseño del SIW.

3.2.2 Diseño de las perforaciones del filtro

Tal y como se explico en el apartado 2.2.2. a la hora de incorporar las perforaciones, como éstas no son exactas, es necesario un estudio en profundidad que abarque cuales son las condiciones idóneas que más se adapten a nuestras necesidades, entre ellas esta: el diámetro de perforación, la distribución de las filas, el numero de columnas y el número de filas.

Elección de distribución de las filas

Una de las variables a tener en cuenta será, si las filas que posee cada columna tendrán una distribución equidistante en el área que resulta entre ambas filas de postes o si por el contrario será una distribución concentrada en su punto medio. Ésta última será la configuración preferible ya que la propagación de la señal a través del sustrato lo hará con forma de Campana de Gauss cuyo pico de amplitud queda fijo en el centro. Así pues, interviniendo en la zona central de la guía podremos hacer cambios más significativos en la amplitud de la señal.

Distribución equidistante

En estas simulaciones se tomará un radio fijo ya que no es uno de los parámetros que interesa y se vaya a tener en cuenta ahora, pero si es imperativo que se pueda simular sin colapsar

con el ancho de la guía. Los cambios más significativos se producirán hasta aproximadamente 6 filas, luego, podremos tener un intervalo de valores validos comprendidos según:

$$Separacion = W_{SIW_{eff}} - Filas * (d_a + 0.25mm) \quad (3.1)$$

El resultado arroja un valor positivo hasta 2mm, luego estableceremos un radio fijo igual a 1,5mm. Ahora se estudia si de verdad el comportamiento de la señal se verá afectado en mayor o menor medida según se distribuyan las perforaciones, siendo el primer objeto de estudio una colocación equidistante entre perforaciones, de forma que cada una tendrá entre sí la misma distancia y también las exteriores con la fila de postes del SIW, para no interferir en las condiciones de guía-onda.

En la siguiente figura se puede ver como las perforaciones respetan un espacio ecuánime entre sí, del mismo modo, también se decidió no realizar las simulaciones con postes, ya que se impusieron condiciones de guía onda infinita como EigenMode (EM) y no se podrían reproducir con postes metálicos incorporados, asimismo, se utilizo las dimensiones del ancho relativo del SIW para el caso en el que no existiesen postes se siguiese preservando la condición de no radiación.

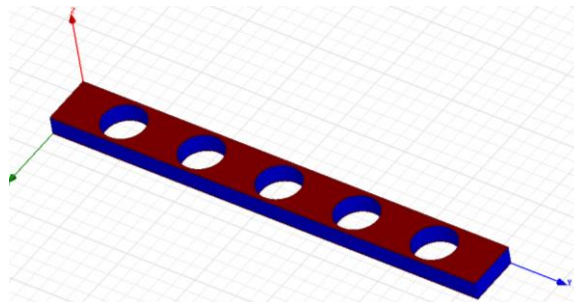


Figura 3.8: SIW 5 filas con distribución equidistante.

Distribución concentrada

En el caso de la distribución concentrada, como no tendremos una separación constante en cada caso tendremos que establecer una separación mínima entre perforaciones para evitar que éstas se solapen, según [7], utilizaremos una separación entre perímetros de 0.25mm, esto es, siempre existirá una separación mínima de seguridad entre perforaciones.

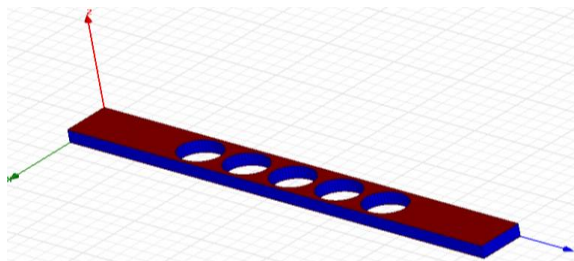


Figura 3.9: SIW 5 filas con distribución concentrada.

Cabe destacar, que los anteriores diseños son meros ejemplos para el estudio de la concentración de las perforaciones, este estudio se basa en un diseño que tiene en cuenta un GAP central, algo que no se podría alcanzar siguiendo una estructura como la anterior mencionada, esto es, con filas impares.

En la Tabla 3.1 se presenta la variación de la frecuencia de corte en GHz, así como la permitividad efectiva en función del tipo de distribución y el número de filas en cada caso.

		1 Fila	2 Filas	3 Filas	4 Filas	5 Filas	6 Filas
Equidistante	f_c (GHz)	3,18038	3,26504	3,36469	3,47705	3,60340	3,74612
	ϵ_{eff}	9,07580	8,61124	8,10873	7,59313	7,06997	6,54153
Concentrado	f_c (GHz)	3,18038	3,38578	3,60662	3,83004	4,03137	4,18052
	ϵ_{eff}	9,07580	8,00802	7,05736	6,25801	5,64856	5,25269

Tabla 3.2. Comparativa del impacto entre la distribución de cada fila.

En la Fig. 3.10 se recoge las características de la frecuencia de corte y de la permitividad efectiva en función del diámetro de perforación.

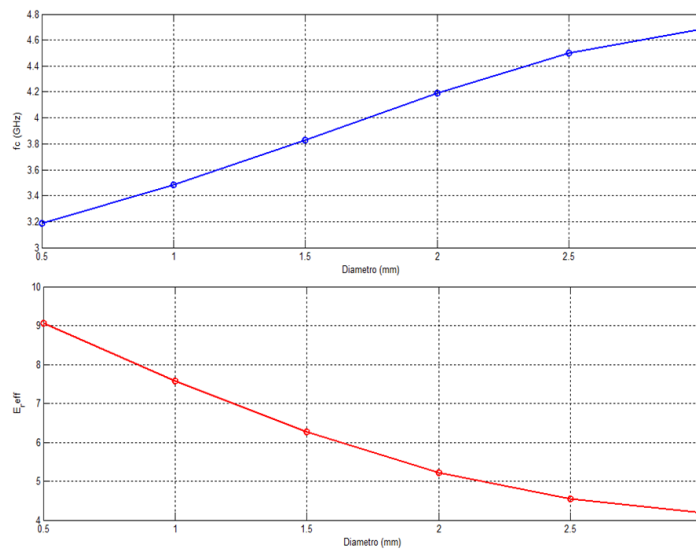


Figura 3.10: Ilustración del efecto que produce la variación del diámetro de las perforaciones.

A partir de múltiples simulaciones con diferentes valores de gap se puede recoger una tabla con los diferentes resultados obtenidos en el cálculo de X_s y X_p hasta llegar al del inversor, usando con ello las ecuaciones 2.12 y 2.13. La Tabla 3.2 solamente recoge los cálculos para el caso de 6 filas y 3 columnas.

3 Columnas 6 Filas GAP=Δ L=15mm ϕ=1.5mm												
GAP	S11	S21	S11 ²	S21 ²	S11 rad	S21 rad	S11 (X+Y)	S21 (X+Y)	Xs/Z0	Xp/Z0	Φ	K/Z0
0,25	0,4719	0,8757	-31,869	-121,9004	-0,55622	-2,127563	0,02927331-0,2491532i	0,39926863-0,743441i	3,759608276	-2,3495435	-0,5566	0,5970862
1	0,4355	0,8943	-34,4242	-124,4535	-0,60082	-2,172123	0,175293296-0,246194878484241-0,7374269	3,78617021	-2,3240358	-0,6012	0,6253127	
2	0,3794	0,9195	-38,2434	-128,2767	-0,66747	-2,238851	0,198321937-0,2348499i	0,24765942-0,721833i	3,824115384	-2,289857	-0,668	0,6692097
3	0,3189	0,9422	-42,2667	-132,3023	-0,73769	-2,309111	0,154483766-0,2144865i	0,64290886-0,696854i	3,865989498	-2,2601847	-0,7382	0,7172572
4	0,2581	0,9607	-46,2267	-136,2621	-0,80681	-2,378222	0,123817368-0,1863695i	0,34069115-0,664190i	3,908149658	-2,2356822	-0,8074	0,7668712
5	0,2009	0,9742	-49,889	-139,9342	-0,87073	-2,442313	0,137876294-0,153647885551221-0,6270603	3,949289096	-2,2169973	-0,8715	0,8148631	

Tabla 3.3: Valores de los inversores y los parámetros S en el caso de 6 filas y 3 columnas de perforaciones.

En la Tabla 3.2 se puede observar como aumenta el valor del inversor según crece el gap. Un dato que no nos proporciona esta tabla es el valor exacto que tendrá que tener nuestra sección del filtro de gap para el valor calculado según la síntesis. Por este motivo, es importante realizar una curva característica que relacione el aumento de la constante del inversor en función de la variación del gap entre filas, de forma que, si obtenemos una parametrización de dicha curva, en otras palabras, si dicha curva puede ser descrita mediante una ecuación lineal, podemos obtener una cota muy aproximada del valor de gap que necesitaremos para los resultados de la síntesis.

Antes de realizar este cálculo, debemos elegir el número de columnas, asumiendo que mantendremos constante el número de filas igual a 6. Para realizar un diseño óptimo, se elegirá aquellas que adaptándose al valor del inversor que buscamos, tenga el menor número de columnas, en aras de ocupar menos espacio y de tener un proceso de simulado más rápido, se optará por la caracterización total que reúna las curvas para todas las columnas con el valor de los inversores en función del gap.

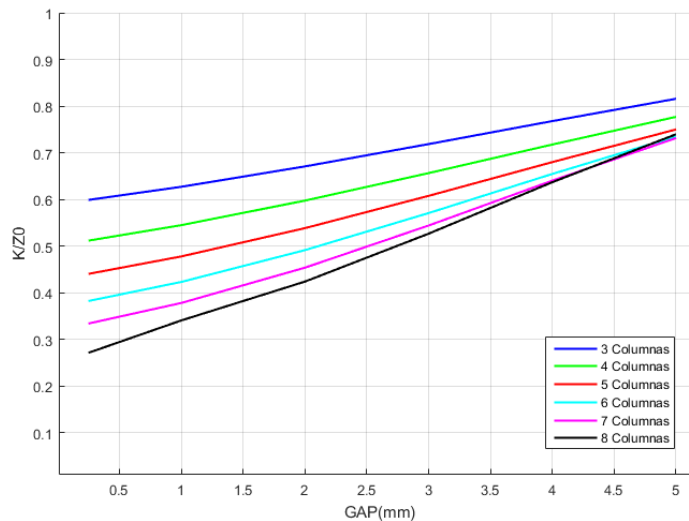


Figura 3.12: Caracterización inversores – parámetros S para todas las columnas.

Por tanto, si recordamos los valores de los inversores y siguiendo con el interés por preservar un diseño óptimo, se realiza el siguiente emparejamiento:

$$\frac{K_{12}}{Z_0} = \frac{K_{56}}{Z_0} = 0,7746 \rightarrow 3 \text{ columnas}$$

$$\frac{K_{23}}{Z_0} = \frac{K_{45}}{Z_0} = 0,5085 \rightarrow 5 \text{ columnas}$$

$$\frac{K_{34}}{Z_0} = 0,37 \rightarrow 7 \text{ columnas}$$

Esto lleva a la ultima fase antes del optimizado de las perforaciones. Ahora resta la caracterización de cada columna en función del gap, para poder así obtener el valor exacto y adaptarlo a los requerimientos del diseño.

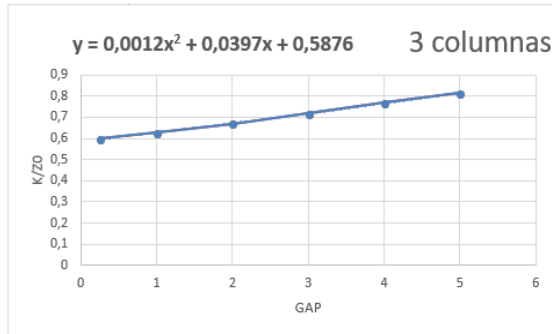


Figura 3.13: Relación gráfica entre los inversores y el gap para 3 columnas y 6 filas.

En la Fig. 3.13 podemos ver como la gráfica para 3 columnas y 6 filas esta descritas por una ecuación de segundo grado que describe su recorrido y a través de la cual, podemos obtener el valor del inversor, los resultados que se buscan son los siguientes:

- Inversor K_{12} y K_{56} : 3 columnas y gap = 4,239175
- Inversor K_{23} y K_{45} : 5 columnas y gap = 1,475453
- Inversor K_{34} : 7 columnas y gap = 0,880804

Una vez conseguidos estos valores, es imprescindible realizar un estudio similar al llevado a cabo para las perforaciones, pero en este caso necesitamos calcular la longitud eléctrica que tendrá cada una de las etapas de nuestro diseño para que la comunicación entre secciones, o lo que es lo mismo, para que cada uno de los inversores de impedancia tengan como desfase - 90°. Dicho estudio, al no tener la misma relevancia no se verá incorporado en la redacción de esta síntesis. Así, podemos establecer una tabla que resuma las dimensiones de nuestro filtro:

	K_{12}	K_{23}	K_{34}	K_{45}	K_{56}
<i>GAP (mm)</i>	4,239175	1,475453	0,880804	1,475453	4,239175
<i>Longitud eléctrica (mm)</i>	10,42	13,8	16,8	13,8	10,42
<i># Columnas</i>	3	5	7	5	3
<i># Filas</i>	6	6	6	6	6

Tabla 3.4. Resumen de las dimensiones de cada sección del filtro paso-banda.

Por tanto, ya podemos realizar un diseño previo del filtro paso-banda SIW con todas sus etapas incorporadas. Su estructura está representada en la Fig. 3.14.

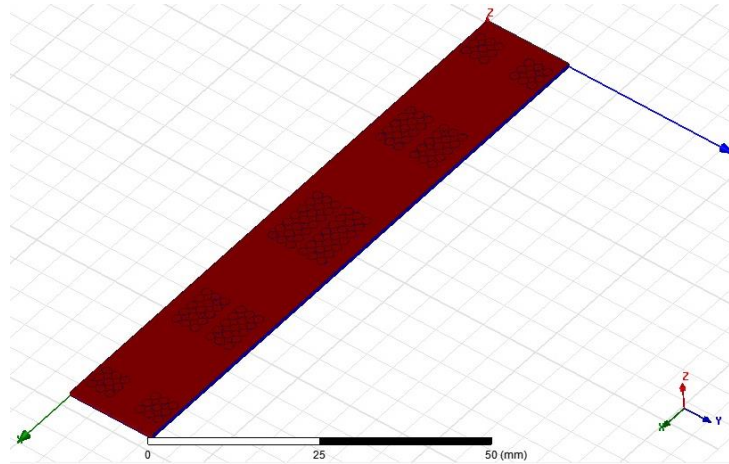


Figura 3.14: Primer aspecto del filtro completo.

Llegados a este punto, nos resta realizar un barrido en frecuencia para comprobar el comportamiento de los parámetros S en zonas del espectro donde nos interesa conseguir esa respuesta de filtro paso-banda. La Fig. 3.15 muestra la primera simulación con los parámetros anteriores:

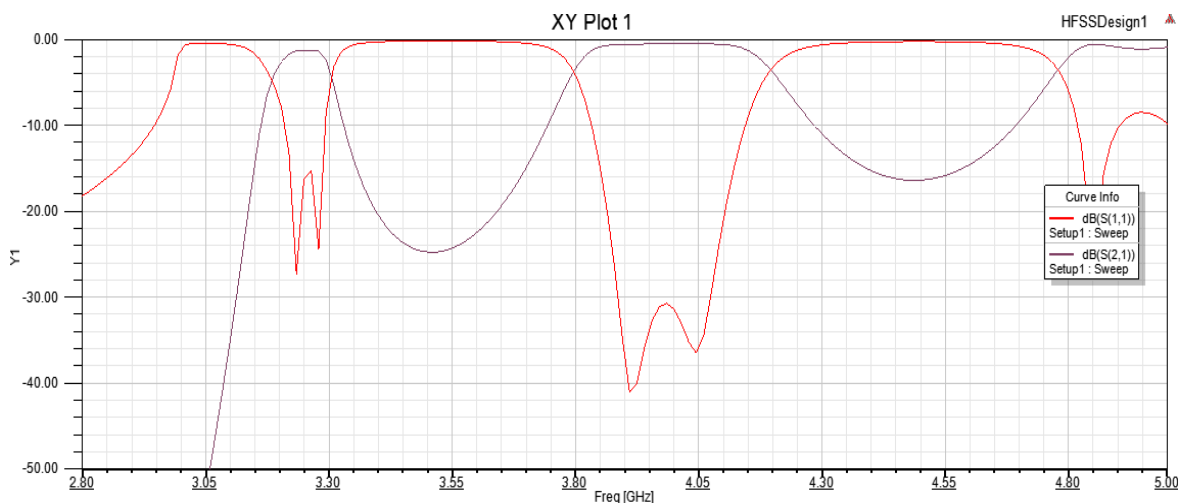


Figura 3.15. Resultado de la primera simulación del circuito completo.

Con el primer resultado mostrado, podemos comprobar con facilidad que no se trata del resultado que estábamos esperando, debido a que, el filtro no se encuentra totalmente centrado en 4 GHz tal y como piden las especificaciones. Posee una buena banda de rechazo a la altura de 4,5 GHz de 15dB aproximadamente. Por otra parte, a la altura de -20dB (perdidas de retorno), comprobamos que existe un ancho de banda de 250 MHz, no de 600 MHz. En lo referente a parte denotada por la guía de onda, vemos que la señal se ajusta, anulándose el parámetro S11 en 3 GHz, luego podemos afirmar que nuestra señal esta al corte.

En vista de los resultados, se procederá a realizar una simulación con el programa ADS, a través del cual, trataremos de obtener los valores de impedancia equivalentes a cada inversor.

3.3. Desarrollo del filtro en ADS

3.3.1 Primeros pasos en ADS

Advanced Design System (ADS) es un software de automatización de diseño electrónico producido por Keysight. Presenta un entorno ideal para el diseño de sistemas de radiofrecuencia, sistemas de redes inalámbricas, comunicaciones por satélite, entre otras. En nuestro caso, resulta de gran utilidad si queremos realizar una simulación mucho más rápida que con HFSS introduciendo solamente como secciones del filtro de guía onda ideales con una impedancia y un desfase. No obstante, esta herramienta basada en modelos, no tiene en cuenta efectos secundarios que podrían producirse durante el diseño.

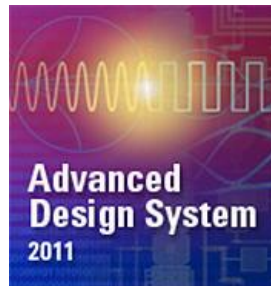


Figura 3.16. Logotipo de ADS.

Lo primero que se debe hacer es la construcción del circuito entero (Fig. 3.17) como se ha comentado; introduciendo secciones de guía de onda a modo de línea de transmisión donde cada uno poseerá una impedancia normalizada y un desfase. El diseño comienza con la declaración de los puertos de entrada y salida; después ha de colocarse una resistencia conectada a tierra de forma que se establezca como impedancia característica del circuito, haciendo uso de [9], calculamos el valor de ésta como:

$$Z_0 = \frac{\omega\mu}{\beta_0} = \frac{(2\pi \cdot 4 \cdot 10^9)(4\pi \cdot 10^{-7})}{(176,97)} = 178,46\Omega \quad (3.7)$$

Una vez que tenemos este valor, debemos de ir colocando cada sección de línea de transmisión independiente, o lo que es lo mismo, tras la impedancia característica ocupará la siguiente sección una línea de transmisión que no poseerá un valor afectado por las perforaciones, luego de esta forma estableceremos un conjunto de líneas ‘perforadas’ y ‘no’, con la que aseguramos que se aproxime lo máximo posible al diseño real.

El circuito una vez construido, resta la incorporación de los valores finales como impedancia, frecuencia y desfase de cada sección. El diseño completo está representado en la Fig. 3.17.

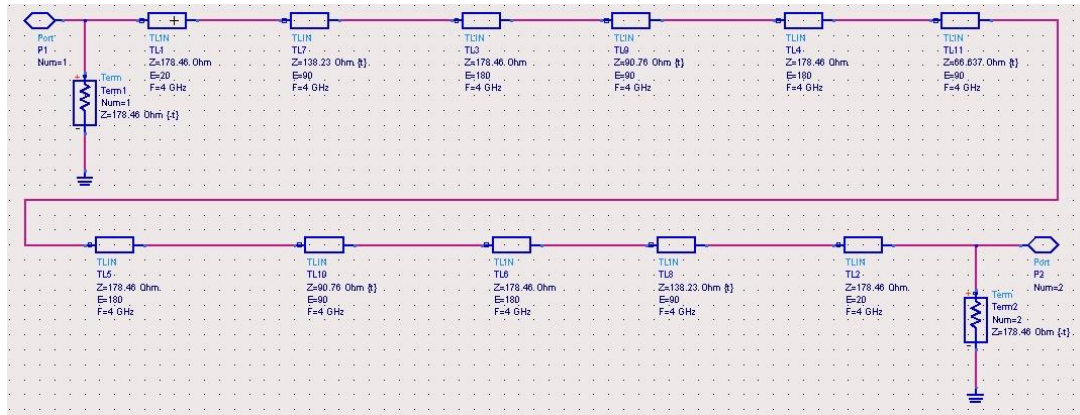


Figura 3.17. Diseño circuital en ADS del filtro paso-banda.

Si observamos la Fig. 3.17, se puede ver como los puertos 1 y 2 son cargados con la impedancia de referencia, y con ello se establece la impedancia característica del circuito anteriormente calculada. También se puede observar como tenemos 11 secciones diferenciadas, esto es, 5 de ellas son la representación de las secciones del filtro perforadas y las otras 6 son las secciones del SIW que se reparten entre dichas secciones y que no poseen perforaciones.

Ahora llega el momento de la representación gráfica del circuito para ver como sería la respuesta en ADS según esta configuración.

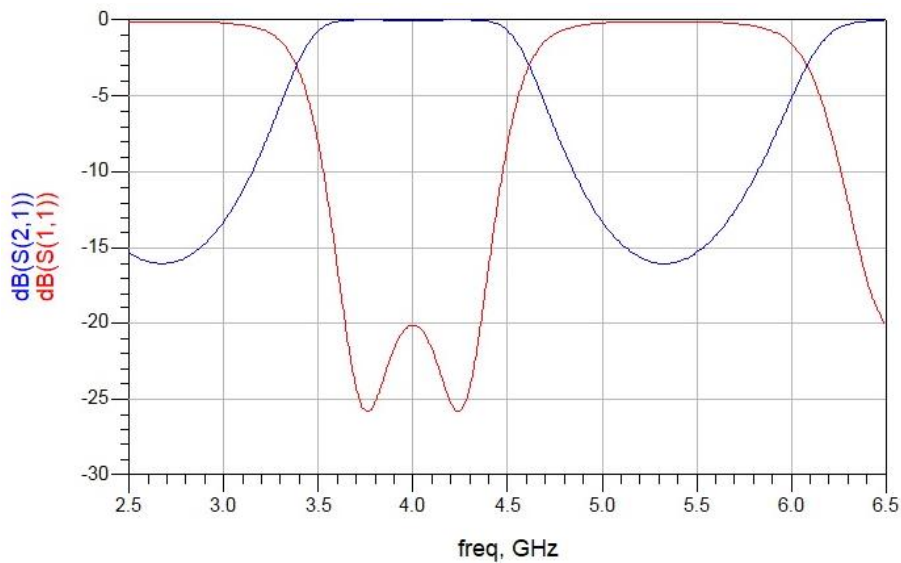


Figura 3.18. Primer resultado de simulación en ADS.

El primer resultado de simulación (Fig. 3.18) es bastante bueno ya que coinciden en parte con las especificaciones de diseño iniciales: frecuencia de corte del SIW en 3GHz, ancho de banda de 600MHz, perdidas de retorno de -20dB y frecuencia de corte (o central) del filtro situada en 4GHz. Además, también es importante destacar que posee una buena banda de rechazo entre los 4,5 y los 6GHz. En un sentido estricto, no es el resultado que buscamos, ya que nuestro diseño esta desarrollado en base a un filtro paso banda de orden $n = 5$, luego este resultado no nos vale ya que muestra dos ceros en la zona central y no 4.

ADS posee una herramienta muy útil en estos casos donde podemos variar a tiempo real el valor de uno de los parámetros de nuestro diseño y así ajustar nuestro resultado para que sea lo más parecido a lo que deseamos, se podría asemejar a un barrido paramétrico, la diferencia es que

con esta herramienta el resultado gráfico se actualiza instantáneamente, el nombre de esta aplicación es “tunning”.

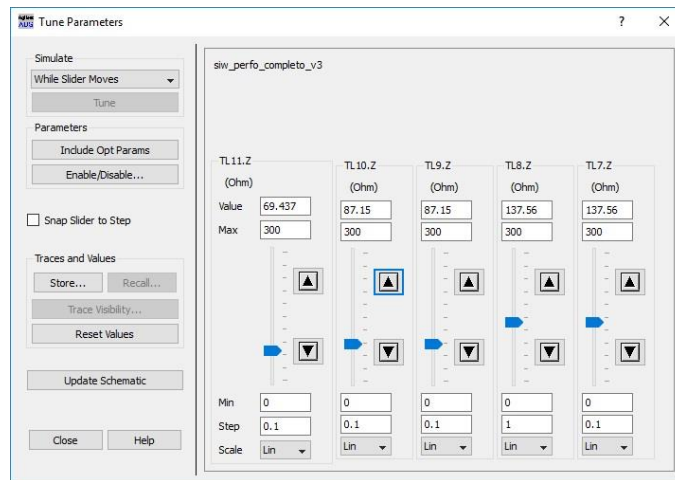


Figura 3.19. Paleta de ‘tunning’ para la variación de la impedancia característica.

Con esta opción de ADS, nos interesa modificar un valor que haga que el diseño cambie de forma que aparezcan esos ceros en el filtro cumpliendo así con los requerimientos del diseño. Nos centraremos en la modificación de la impedancia característica de las secciones perforadas. Después un barrido de valores entre cada una de las secciones en el valor de la impedancia, y teniendo en cuenta que cada pareja de inversores tiene que poseer el mismo valor, se obtiene un resultado final que proporciona un valor de impedancia igual a:

- Sección de los inversor K_{12} y $K_{56} \rightarrow Z = 137,56\Omega$.
- Sección de los inversor K_{23} y $K_{45} \rightarrow Z = 87,15\Omega$.
- Sección del inversor $K_{34} \rightarrow Z = 69,437\Omega$.

El resultado de utilizar dichos valores proporciona una gráfica que se adecua a los requerimientos del diseño e incluso los supera:

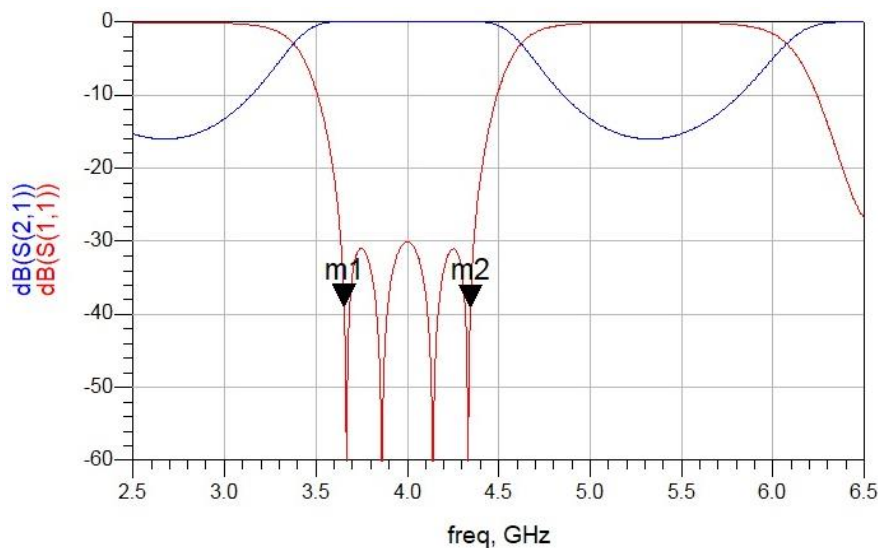


Figura 3.20. Resultado ideal del filtro completo paso-banda tras modificación.

Pasamos a comprobar si cumple los criterios antes mencionados:

- Frecuencia de corte del SIW en 3GHz. ✓
- Frecuencia de corte central del filtro en 4GHz. ✓
- Perdidas de retorno por debajo de los -20dB. ✓
- Aparición 4 ceros en la banda del filtro. ✓
- Ancho de banda de 600MHz. ✓
- Buena respuesta en la banda de rechazo. ✓

Como se ha comentado, estos resultados son muy difíciles de conseguir, ya que ADS no tiene en cuenta esas reflexiones internas que aparecerían en la señal a lo largo del filtro, por tanto, sería cuestión de realizar múltiples simulaciones del mismo circuito a través de barridos paramétricos con saltos muy ínfimos de valores, lo que llevaría muchísimo tiempo y esfuerzo.

A partir de este punto, se opta por modificar los valores obtenidos a través de la síntesis y utilizarlos a modo de obtener una mejor respuesta en HFSS. Los datos a modo de valor de inversor resultan:

$$Z_{12} = Z_{56} = 137,56\Omega \rightarrow K_{12} = K_{56} = 0,77081.$$

$$Z_{23} = Z_{45} = 87,15\Omega \rightarrow K_{23} = K_{45} = 0,48834.$$

$$Z_{34} = 69,437\Omega \rightarrow K_{34} = 0,387969.$$

Con estos nuevos resultados, es necesario volver a caracterizar el gap en función de los inversores, pero este proceso se mantendrá transparente ya que se reproduce prácticamente igual que en el apartado anterior. Uno de los puntos importantes aquí, es destacar que aun no habiendo modificado más que el gap, la longitud eléctrica si se ve modificada ya que no se ajustan a ese desfase de -90° . Luego después de caracterizar el gap frente a los inversores y la longitud eléctrica frente al desfase podemos obtener una tabla definitiva a modo de diseño casi definitivo:

	K_{12}'	K_{23}'	K_{34}'	K_{45}'	K_{56}'
<i>GAP' (mm)</i>	4,1054	1,1358	1,084	1,1358	4,1054
<i>Longitud eléctrica' (mm)</i>	10,367	13,56	16,34	13,56	10,367
<i># Columnas'</i>	3	5	7	5	3
<i># Filas'</i>	6	6	6	6	6

Tabla 3.5. Colección de los valores calculados nuevamente con las características.

Luego el nuevo diseño, incluyendo el valor actualizado de las anteriores variables tiene el siguiente aspecto:

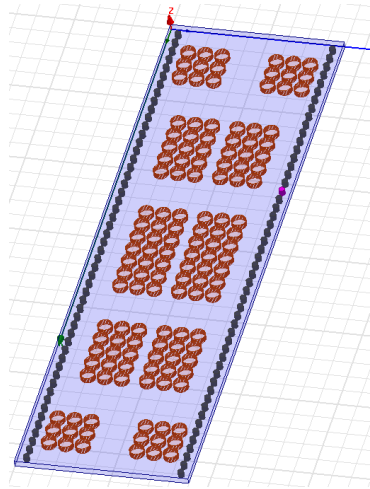


Figura 3.21. Nueva apariencia del filtro tras la incorporación de los nuevos valores.

Las diferencias no son muy notorias, además, al no tratarse de un diseño definitivo ya que no están incorporadas las transiciones, no podemos hacernos una idea definitiva sobre el diseño ni los resultados finales. El valor de toda la estructura y subestructuras que componen el diseño están definidas mediante variables que pueden ser modificadas desde el panel de diseño en el programa, luego la modificación de éste no se vuelve muy costoso ya que es actualizando dichos valores.

El siguiente paso es la simulación del diseño en HFSS para comprobar si la actualización del diseño ha sido positiva. En la siguiente figura podemos ver el resultado que produce la incorporación de los nuevos valores:

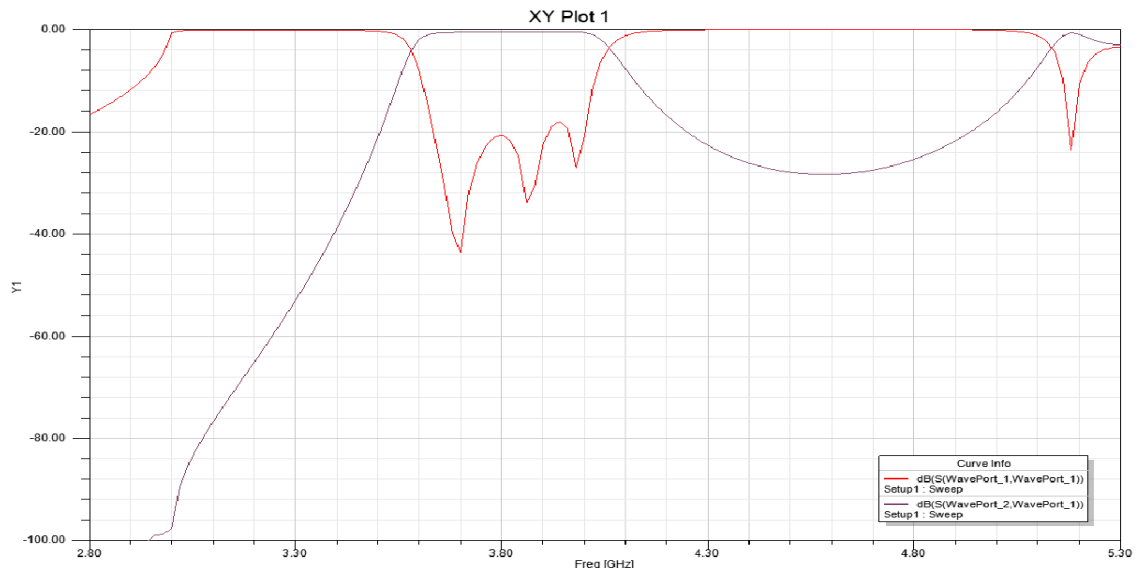


Figura 3.22. Simulado completo del nuevo diseño en HFSS.

Podemos ver que los resultados no han mejorado como esperábamos, no obstante, como ya se ha comentado, al no ser un diseño ya final debido a la ausencia de poster metálicos en ambos lados y de las transiciones como método de cambio de tecnología SIW-Microstrip, interesa más la modificación paramétrica u obtención del diseño mas cercano al ideal a través de este método. Luego, nuestra prioridad ahora es el estudio de las transiciones que se incorporaran al circuito.

3.4. Transición microstrip-SIW

3.4.1 Síntesis previa para el diseño de la transición.

La síntesis acerca de las transiciones acopladas al SIW se realizará siguiendo el método explicado en [10]. Esta transición es necesaria para realizar la conexión con otras tecnologías planar o sistemas de medidas. En este proyecto, hemos realizado una transición microstrip-SIW. La transición del SIW a guía de onda es esencialmente una línea de microstrip cónica que conecta el SIW de ancho 'w' a la guía de onda de ancho 'A_g' como se muestra en la Fig. 3.23 [10]. El ancho 'w' de la banda depende de la altura del sustrato dieléctrico 'b', la constante dieléctrica del sustrato 'ε_R' y la impedancia de la línea de microstrip 'Z₀'.

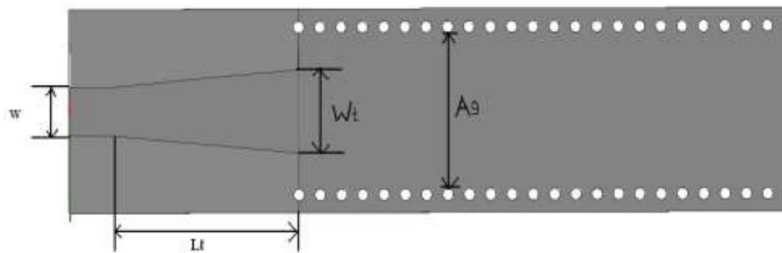


Figura 3.23. Transición de microstrip a guía de onda. Reproducido de [10].

El ancho W_t y la longitud L_t de la transición son dos parámetros esenciales para su diseño. A partir de las siguientes expresiones, se optimizan W_t y L_t [10]:

$$\frac{W_t}{A_g} \approx 0,4 \quad \left(\frac{\lambda_g}{2}\right) < L_t < \lambda_g \quad (3.2)$$

Como se observa en la Fig. 3.23, A_g representa el valor comprendido entre la parte exterior del perímetro de los postes metálicos, luego teniendo en cuenta esta aproximación y los límites existentes en L_t , se obtienen los siguientes resultados:

$$W_t = 0,4 \cdot A_g = \left(0,4 \cdot 15,6556 \cdot 10^{-3} - 2 \cdot \frac{1,5 \cdot 10^{-3}}{2}\right) = 5,96224 \text{ mm}$$

$$\left(\frac{\lambda_g}{2}\right) < L_t < \lambda_g \quad \rightarrow \quad 17,945 \text{ mm} < L_t < 35,89 \text{ mm}$$

Ahora, ya tenemos todos los valores para poder construir la primera transición de nuestro diseño, la que tras pasado ciertas simulaciones para poder hallar el valor óptimo de L_t , se incorporarán al diseño final. En la Fig. 3.24 se puede ver la primera construcción de las transiciones, pero sin las perforaciones del filtro, ya que se quiere estudiar el impacto que provocará éstas en la señal final. Las transiciones al ser un paso entre la tecnología SIW y la microstrip, provocará una subida de la señal que se verá reflejada en las pérdidas de retorno, haciendo que puedan no estar situadas al nivel que deseamos.

Es importante entonces encontrar un valor que se adecúe a la señal que resultaría del filtro, ya que es más sencillo realizar modificaciones en un fragmento de SIW que no posea las perforaciones propias del filtro, que en una que ya tenga todo el diseño hecho.

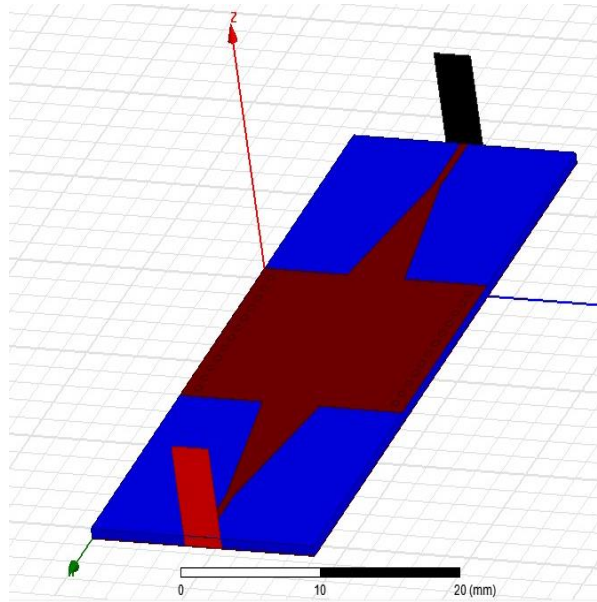


Figura 3.24. Construcción de las transiciones sobre una placa sin perforaciones.

3.4.2 Primeros pasos en el simulado de las transiciones

Este subpartado se encargará de las simulaciones de la placa con las transiciones, seleccionando como primer valor de L_t su límite inferior, como segundo valor el central y por último seleccionando como ultimo valor el limite superior.

Tal y como se calculó anteriormente, el límite inferior de longitud que podría poseer el cono que conecta la tira microstrip y el SIW (L_t), era igual a 17,945mm. En la siguiente figura se muestra el resultado de la simulación del circuito utilizando dicho valor para el cono.

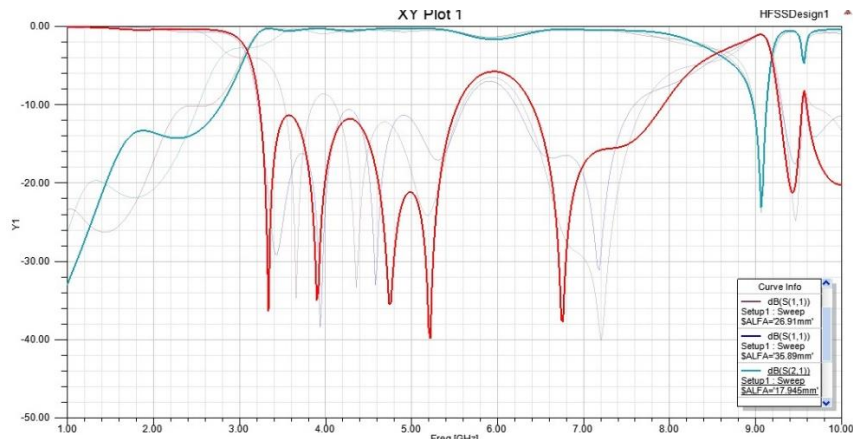


Figura 3.25. Primer resultado: L_t con valor inferior.

Con el resultado delante, podemos observar como a bajas frecuencias el filtro incluirá una subida cerca de +10dB, lo cual es insuficiente, ya que, con cálculos aproximados, tendríamos que tener en el circuito sin transiciones entonces unas pérdidas de al menos -30dB para que se compensaran con las que producirían las transiciones. Además, obtendríamos una mala respuesta a altas frecuencias, mas concretamente, en 6GHz. Luego como primer resultado podríamos calificarlo de insuficiente.

El siguiente paso, es simular el circuito con el valor central de la condición impuesta en [10], ya que la longitud optima se encuentra entre los limites inferior y superior, es necesario

realizar distintas simulaciones o en su defecto, de no encontrar un valor óptimo, ejecutar un barrido paramétrico para elegir el mejor diseño. En la imagen de a continuación se puede ver el resultado de L_t con el valor central:

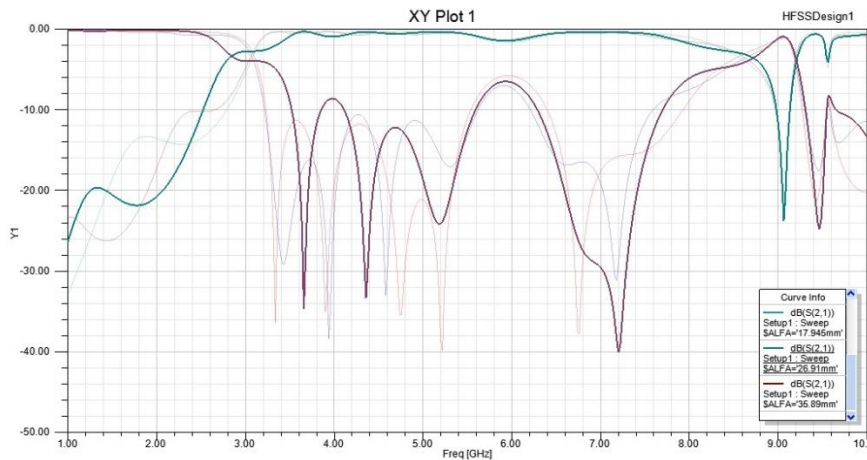


Figura 3.26. Segundo resultado: L_t con valor medio.

Después de ver este resultado, se puede intuir como, al aumentar el valor de la longitud del cono, la curva del S21 se hace menos selectiva en 3GHz, además de obtener una señal por encima de -10dB. Por último, queda la simulación para la longitud superior de $L_t = 35,89\text{mm}$.

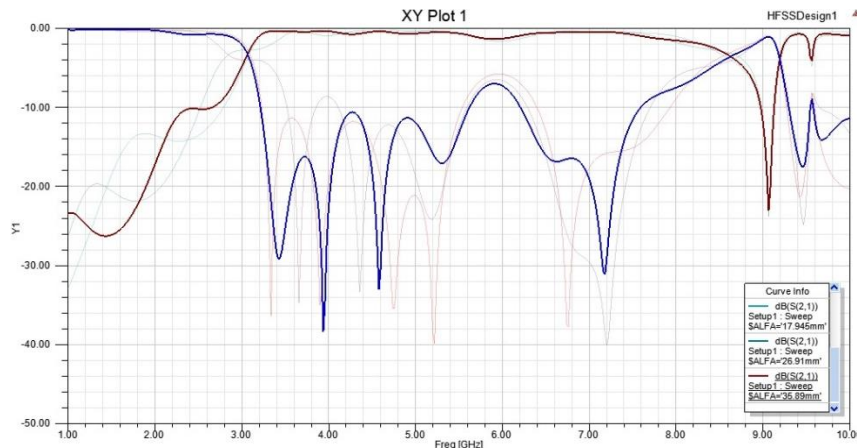


Figura 3.27. Tercer resultado: L_t con valor superior.

A la vista del ultimo resultado, podemos concluir que la longitud idónea para el cono de la transición se situará a longitudes altas, ya que en la figura 3.27 se puede observar la mayor relación de compromiso entre frecuencias altas y bajas, una significación en el parámetro S21 a la altura de 3GHz y una banda de rechazo considerablemente buena si es comparada con las anteriores simulaciones.

3.4.3 Elección más óptima para el diseño final

Dado que en ninguno de los 3 casos conseguimos un resultado óptimo que mantenga un compromiso tanto en altas como en bajas frecuencias, en este apartado se procederá a realizar un barrido paramétrico sobre la variable L_t , con la siguiente configuración:

- Valor inicial $L_t = 17.1\text{mm}$
- Valor final $L_t = 33\text{mm}$
- Paso = 0.5mm

En la figura 3.28 podemos observar como se sitúan múltiples resultados de barridos en frecuencia entre 1 – 10 GHz para el diseño antes comentado de transiciones sin perforaciones procedentes del filtro. El valor con el que el diseño, aun no siendo perfecto, mantiene cierto compromiso entre las bajas y las altas frecuencias se sitúa a un $L_t = 30,5\text{mm}$, lo cual sabemos que es próximo al límite superior de la condición impuesta en [10].

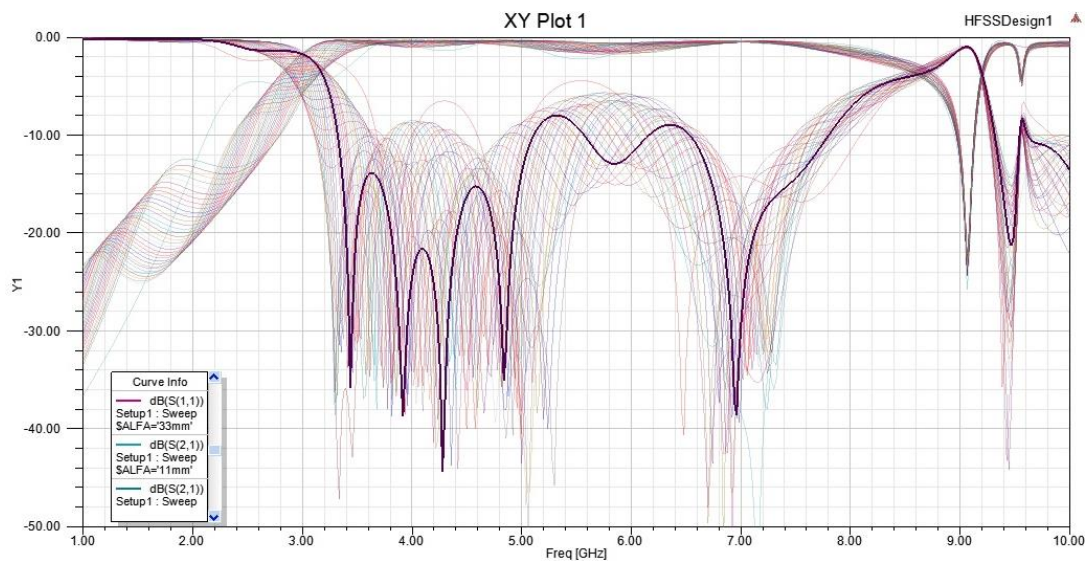


Figura 3.28. Barrido paramétrico sobre L_t .

3.5. Diseño completo del filtro

3.5.1 Incorporación de las transiciones al diseño final

Una vez que ya tenemos las dimensiones óptimas del diseño, es el momento de incluirlas en el diseño final del filtro. Esta incorporación producirá una repercusión negativa sobre la señal final, ya que las transiciones no es más que transformación entre tecnologías, con lo cual, el resultado final se verá afectado sobre todo en el ancho de banda y las pérdidas de retorno.

Los valores de los parámetros optimizados son recogidos en la siguiente tabla:

Gap 1	Gap 2	Gap 3	Dist. 1	Dist. 2	Delta	L_t	W_t
4.105	1.135	1.084	23.3905	22.985	2.6835	30.05	1.084

Tabla 3.6. Parámetros óptimos para SIW sin postes.

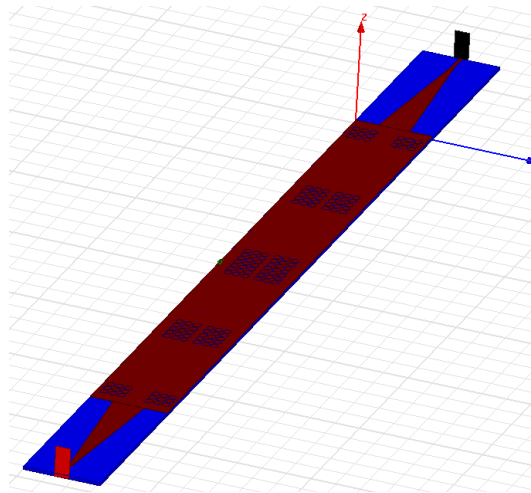


Figura 3.29. Diseño del SIW casi completo.

Se puede apreciar en la Fig. 3.29, como el diseño lleva incluidas tanto las perforaciones debidas al filtro, como las transiciones; no obstante, en este paso no han sido incluidos los postes metálicos ya que, si se buscaba la optimización de la estructura mediante barridos paramétricos, computacionalmente, no hubiera sido posible si este diseño incorporaba ambas filas de postes, ya que, supondría una carga de simulación muy grande. Por ello, para obtener un resultado lo más parecido al real, la estructura posee una capa perfect-E (desmarcada en visión general), que representa el efecto que tendrían ambas filas de postes.

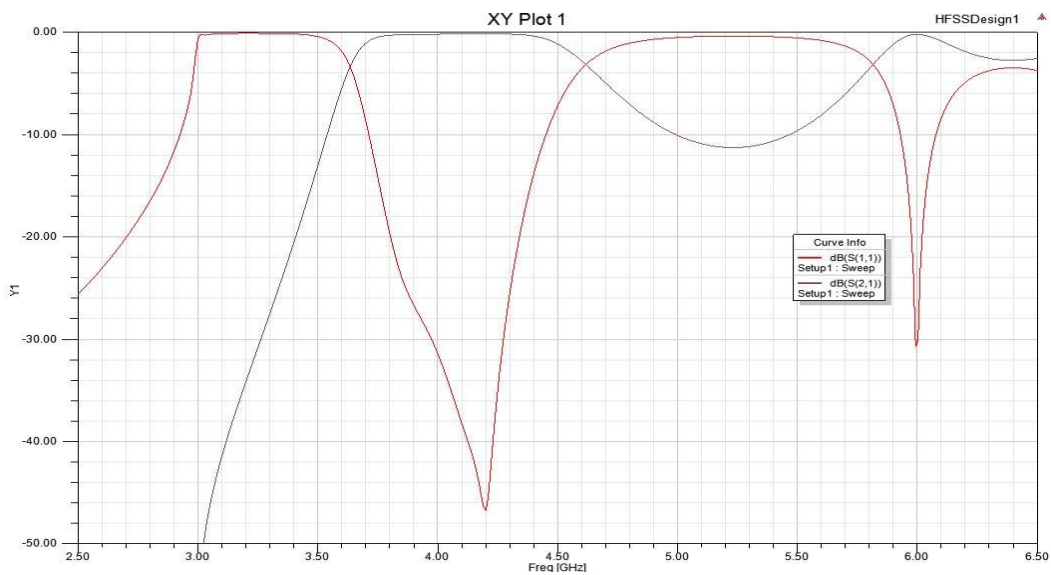


Figura 3.30. Resultado de la simulación del SIW casi completo.

Una vez obtenido el resultado de simulación, se aprecia como el filtro mantiene la frecuencia de corte de la guía en 3GHz, una frecuencia central del filtro ligeramente desplazada a 4,15GHz y un ancho de banda con pérdidas de retorno impuestas a -20dB, desde 3,8GHz hasta aproximadamente 4,35GHz, de 550MHz. También, se puede observar, como dentro de las posibilidades del diseño, mantiene un valor en la banda de rechazo cerca de los -12dB.

Por último, para concluir con la estructura completa, restaría la incorporación de ambas filas de postes a cada lado del SIW, con ello se podría llevar a cabo si se deseara, su fabricación real.

3.5.2. Optimización del diseño

En este último apartado, el diseño es completo, incluye tanto las perforaciones del filtro, como las transiciones, como los postes metálicos del SIW.

Cabe mencionar, tal y como se explicó en el subapartado anterior, que no era posible realizar barridos paramétricos sobre ninguna variable del diseño si éste estaba completo, ya que computacionalmente no era posible debido a que cada simulación conllevaba días de espera o en su defecto los ordenadores informaban de un error. Más tarde, el estudio final del diseño más óptimo se realiza alterando una o más variables pero dentro de una única simulación, no en un barrido.

La siguiente tabla, presenta entonces, los valores que conforman el diseño óptimo alcanzado con el diseño completo:

Gap 1	Gap 2	Gap 3	Dist. 1	Dist. 2	Delta	L_t	W_t
4.075	1.112	1.052	4.455	4.156	2.6835	30.05	1.084

Tabla 3.2. Valor final de los parámetros óptimos.

El diseño, por tanto, presenta gran diferencia en lo que a su longitud respecta, ya que, ésta ha sido considerablemente reducida, mientras que los parámetros referentes a las transiciones no han sido alterados.

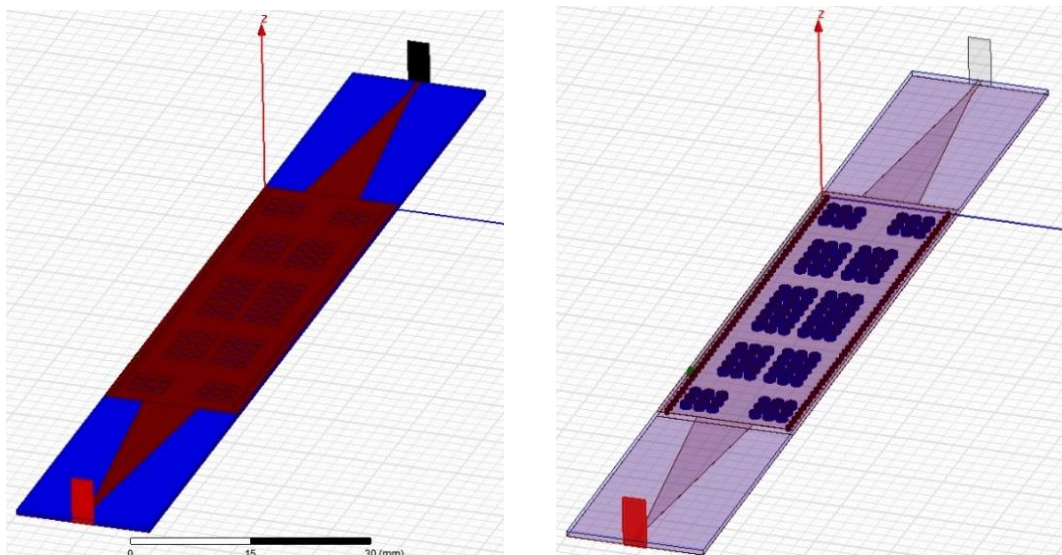


Figura 3.31. Primera captura del diseño final con valores optimizados.

Por último, resta realizar una simulación final con la mejor configuración posible del SIW para lograr ese filtro paso-banda según los requisitos impuestos vistos anteriormente.

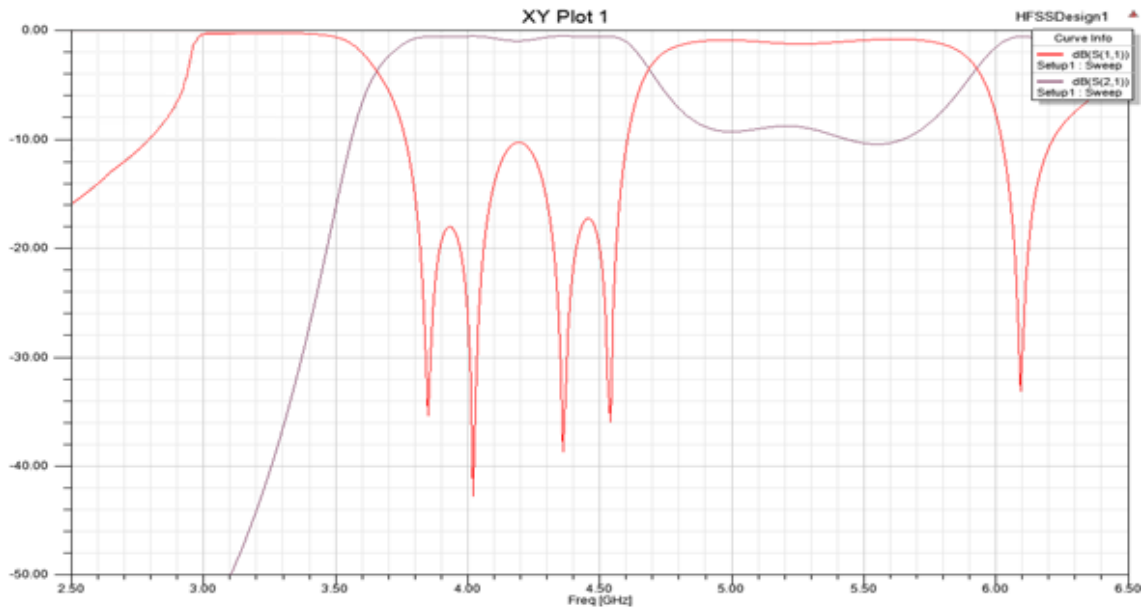


Figura 3.32. Resultado final del filtro con el diseño completo.

Tal y como se esperaba, el filtro no ha podido obtenerse a la perfección; pero se puede observar como, por un lado, obtenemos desde aproximadamente 4.6 GHz desde la banda superior y 3.75 GHz desde la banda inferior, un ancho de banda total de 850 MHz, lo cual, nos proporciona negativamente unas pérdidas de retorno de -10 dB. También se puede observar, como queda bastante mas enfatizado el orden del filtro, algo que, en simulaciones anteriores, no teníamos. Solo queda reseñar, que el filtro posee una aceptable banda de paso, la cual se podría optimizar con un mejor diseño de las transiciones.

CAPÍTULO 4

Conclusiones y líneas futuras

A lo largo de este Trabajo Fin de Grado, se ha llevado a cabo el diseño de un filtro paso-banda mediante perforaciones periódicas sobre SIW, una tecnología llena de posibilidades aún por investigar. Se ha dado lugar a una serie de conclusiones, las cuales son descritas a continuación.

- La síntesis mediante Chebyshev ha sido el resultado del estudio de cada inversor de manera individual e independiente con las secciones de líneas SIW; calculando para cada uno, un número concreto de perforaciones tanto por columnas, como por filas, así como su diámetro, separación mutua y tipo de organización. De cada uno de ellos, se obtuvo las dimensiones de su estructura, por lo que, su apariencia final es la unión en cascada de los inversores y las líneas SIW.

- Los resultados de simulaciones electromagnéticas del filtro SIW paso-banda obtenidos difieren de las especificaciones iniciales, debido al proceso del diseño que no tiene en cuenta las interacciones entre los diferentes inversores y líneas SIW, dado que se realizaron por separado. Para conseguir el diseño del filtro con las especificaciones iniciales, se requiere llevar a cabo una optimización de la estructura completa. Esta optimización no se pudo llevar a cabo con el PC que disponíamos por falta de recursos debido a la complejidad de la estructura (más de 2000 perforaciones).

- Por último, el diseño de filtros en tecnología SIW puede llegar a tener una gran repercusión en futuros diseños en sistemas espaciales, ya que, posee una infinidad de aplicaciones, un sencillo diseño y una buena adaptación frente a pérdidas de radiación.

- Como líneas futuras, podríamos decir que éstas estarían encaminadas al diseño de filtros en guías integradas en sustrato vacío (ESIW) [11], las cuales presentan menos pérdidas y un factor de calidad mayor que las guías SIW tradicionales.

Bibliografía

- [1] Dominic Deslandes, «Design Equations for Tapered Microstrip-to-Substrate Integrated Waveguide Transitions», *Department of Computer Science, Université du Québec à Montréal, Montreal, Quebec, H2X 3Y7, Canada*, pp 704-707, June 2010.
- [2] D. Deslandes and K. Wu, «Accurate modeling, wave mechanism, and design consideration of a substrate integrated waveguide», *IEEE Trans. Microwave Theory & Tech.*, vol. 54, no. 6, pp. 2516-2526, Jun. 2006.
- [3] Ke Wu, «The Substrate Integrated Circuits – A New Concept for High-Frequency Electronics and Optoelectronics», *IEEE*, Dominic Deslandes and Cassivi, pp 2-9, Decembar 2003.
- [5] Richard J. Cameron, Chandra M. Kudsia, Raafat R. Mansour, «Microwave Filters for Comunication System. Fundamentals, Design and Appications», Wiley, 2007.
- [6] M. Bozzi, A. Georgiadis, K. Wu, *Department of Electronics, University of Pavia, Centre Tecnologic de Telecomunicacions de Catalunya, Department of Electrical Engineering Montréal*, «Review of substrate-integrated waveguide circuits and antennas», Sep 2010.
- [7] A. Coves, G. Torregrosa-Penalva, A. A. San-Blas, M. A. Sánchez-Soriano, A. Martellosio, E. Bronchalo and M. Bozzi, «A novel band-pass filter based on a periodically drilled SIW structure», Nov 2015.
- [8] HFSS online Help. Index.
- [9] Lorenzo Silvestri, Enrico Massoni, Cristiano Tomassoni, Angela Cpves, Maurizio Bozzi and Luca Perregri, «Substrate Integrated Waveguide Filters Based on a Dielectric Layer With Periodic Perforations», Aug 2017.
- [10] Hemendra Kumar, Ruchira Jadhav, Sulabha Ranade, «A Review on Substrated Waveguide and its Microstrip Interconnect», pp 38, Oct 20112.
- [11] A. Belenguer, H. Esteban, y V. E. Boria, "Novel empty substrate integrated waveguide for high-performance microwave integrated circuits", *IEEE Trans. Microwave Theory & Tech.*, vol. 62, no. 4, pp. 832-839, April 2014.