



# PROYECTO DE FIN DE CARRERA

## **Diseño de Nuevas Estructuras Guiadas Paso Bajo de Microondas que Incluyan Discontinuidades Inductivas y Capacitivas.**

AUTOR: -Juan Francisco Costa López

DIRECTOR: -Fernando Daniel Quesada Pereira

CODIRECTORES: -Alejandro Álvarez Melcón

-Antonio Romera Pérez

-Alejandro Pons



### **Agradecimientos:**

Después de este extenso periodo de aprendizaje, hoy es el día en el cual escribo los agradecimientos para finalizar mi TFE.

Me gustaría agradecer primeramente a mi director del proyecto Fernando Daniel Quesada Pereira y a mi codirector Alejandro Álvarez Melcón, por su ayuda constante y por darme todas las oportunidades que me han dado durante esta investigación.

Me gustaría agradecer enormemente a Antonio Romera Pérez porque aun sin ser mi codirector del proyecto me ha ayudado enormemente en los múltiples problemas que he ido teniendo con Matlab y HFSS. Otra persona muy importante para este proyecto ha sido Alejandro Pons, que me ha guiado sobre los diferentes resultados obtenidos y la explicación de éstos. En general me gustaría agradecer su incondicional ayuda al grupo de investigación.

Evidentemente me queda por agradecer a todos mis amigos el apoyo incansable durante estos 4 años de carrera en los cuales siempre han estado ahí, ya sea desde Murcia mis amigos de toda la vida, los cuales siempre están ahí, o los amigos que he conocido durante el estudio en la UPCT, los cuales se han hecho un hueco en mi corazón también.

No olvidar a mi pareja la cual ha aguantado mis diferentes charlas sobre un tema que no tiene ni idea, y me ha apoyado en todo momento para luchar y tirar para adelante.

Para finalizar dar mil gracias a mi familia, a mis hermanos y en especial a mis padres los cuales han tenido que realizar un gran esfuerzo para que yo pudiese estudiar en Cartagena y los cuales me han apoyado en todo momento, os lo debo todo a vosotros.



## **ÍNDICE POR CONTENIDO**

### **Capítulo 1. Presentación del proyecto**

#### **1.1 Introducción**

#### **1.2 Estado del arte**

#### **1.3 Objetivo del proyecto**

### **Capítulo 2: Teoría de los filtros paso bajo**

#### **2.1 Síntesis de filtros paso bajo mediante saltos de impedancia**

### **Capítulo 3: Implementación de filtros paso bajo**

#### **3.1 Introducción**

#### **3.2 Procedimiento de diseño**

#### **3.3 Topología basada en iris rectangulares (introducción)**

#### **3.4 Topología basada en iris con postes elípticos**

#### **3.5 Topología basada en iris con postes elípticos con un *gap* interno central**

##### **3.5.1 Filtros con diferentes *GAP* y radio 0.75**

##### **3.5.2 Filtros con diferentes *GAP* y radio 0.5**

##### **3.5.3 Filtros con diferentes *GAP* y radio 0.25**

##### **3.5.4 Comparación de los filtros con igual *gap* y diferente radio**

##### **3.5.5 Comparativa del efecto de $\theta_c$ y RL**

##### **3.5.6 Modelo con postes asimétricos para comprobar la influencia del máximo de campo incidente.**

#### **3.6 Topología basada en iris con postes elípticos y con doble *gap* interno**

#### **3.7 Topología basada en iris con postes elípticos separados de las paredes y *gap* interno.**

### **Capítulo 4: Conclusiones y líneas futuras**

#### **4.1 Conclusiones**

#### **4.2 Líneas futuras**

### **Bibliografía**



## ÍNDICE POR FIGURAS

Figura 1.1 Eje X-Z configuración con ventanas rectangulares.

Figura 1.2 Sidney Darlington.

Figura 2.1 Esquema de un filtro paso bajo modelado con saltos de impedancia.

Figura 2.2 Introducción de los inversores de un tramo de la figura 2.1

Figura 3.1 Inversor de impedancias.

Figura 3.2 Filtro paso bajo prototipo modelado con inversores de impedancia.

Figura 3.3 Segmento en guía onda con iris rectangulares

Figura 3.4 Respuesta ideal del filtro prototipo

Figura 3.5 Diagrama de polos y ceros del filtro prototipo

Figura 3.6 Eje Y-X del filtro paso bajo con postes rectangulares

Figura 3.7 Eje X-Z del filtro paso bajo con postes rectangulares

Figura 3.8 Respuesta en frecuencia del filtro paso bajo con postes rectangulares

Figura 3.9 Filtro prototipo

Figura 3.10 Eje Y-Z del filtro paso bajo con postes elípticos generalizado

Figura 3.11 Eje Y-X del filtro paso bajo con postes elípticos generalizado

Figura 3.12 Respuesta del filtro con postes elípticos con diferentes ratios

Figura 3.13 Eje Y-X del filtro paso bajo con postes elípticos y *gap* interno generalizado

Figura 3.14 Eje Y-Z del filtro paso bajo con postes elípticos y *gap* interno generalizado

Figura 3.15 Respuesta del filtro con postes elípticos ratio 0.75 con diferentes *gaps*

Figura 3.16 Respuesta del filtro con postes elípticos ratio 0.5 con diferentes *gaps*

Figura 3.17 Respuesta del filtro con postes elípticos ratio 0.25 con diferentes *gaps*

Figura 3.18 Respuesta del filtro con postes elípticos diferentes ratios y *gaps*

Figura 3.19 influencia del parámetro RL.

Figura 3.20 Influencia del parámetro  $\theta_c$

Figura 3.21 Topología de la nueva estructura desde plano Y-X

Figura 3.22 Topología de la nueva estructura desde el plano Y-Z.

Figura 3.23 Respuesta en frecuencia de filtro asimétrico con ratio 0.25 y *gap* 15 mm.

Figura 3.24 Eje Y-X del filtro paso bajo con postes elípticos y *gap* interno generalizado

Figura 3.25 Eje Y-Z del filtro paso bajo con postes elípticos y *gap* interno generalizado

Figura 3.26 Diferentes respuestas filtro paso bajo con doble *gap* interno.

**Figura 3.27 Eje Y-X del filtro paso bajo con postes elípticos y *gap* interno generalizado**

**Figura 3.28 Eje Y-Z del filtro paso bajo con postes elípticos y *gap* interno generalizado**

**Figura 3.29 Respuesta en frecuencia del filtro con diferentes *gaps* y ratio 0.25**

**Figura 3.30 Comparativa de la respuesta en frecuencia de los modelos de los apartados 3.5 y 3.7.**

**Figura 3.31 Campo eléctrico en el centro de la guía.**

## ÍNDICE POR TABLAS

**Tabla 3.1 Dimensiones filtro paso bajo con iris rectangulares.**

**Tabla 3.2 Especificaciones de los filtros realizados con postes elípticos**

**Tabla 3.3 Dimensiones filtro paso bajo con iris elípticos**

**Tabla 3.4 Especificaciones del filtro**

**Tabla 3.5 Dimensiones filtro paso bajo con iris elípticos con *gap* interno y ratio 0.75**

**Tabla 3.6 Dimensiones filtro paso bajo con iris elípticos con *gap* interno y ratio 0.5.**

**Tabla 3.7 Dimensiones filtro paso bajo con iris elípticos con *gap* interno y ratio 0.25.**

**Tabla 3.8 Especificaciones del filtro**

**Tabla 3.9 Especificaciones del filtro**



## ÍNDICE POR ECUACIONES

Ecuación 2.1 Parámetros de scattering representados en una matriz  $2 \times 2$

Ecuación 2.2 Parámetros de scattering con conservación de energía

Ecuación 2.3 Parámetros de scattering con ecuación de ortogonalidad

Ecuación 2.4 Parámetro  $11 S$  de la red Circuital.

Ecuación 2.5 Parámetro  $21 S$  de la red Circuital.

Ecuación 2.6 Parámetro  $\eta$  del modelo Circuital

Ecuación 2.7 Parámetro  $\epsilon_1$  del modelo Circuital

Ecuación 2.8 Parámetro  $\theta_k$  del modelo Circuital

Ecuación 2.9 Parámetro  $S_{pk}$  del modelo circuital. Se corresponde con las raíces de  $E(s)$

Ecuación 2.10 Parámetro  $S_{zk}$  del modelo circuital. Se corresponde con las raíces de  $F(s)$

Ecuación 2.11 Transformación al plano  $t$

Conjunto de ecuaciones 2.12. Cálculo de los polinomios  $A(t)$ ,  $B(t)$ ,  $C(t)$  y  $D(t)$ .

Ecuación 2.13. Cálculo del parámetro  $\epsilon t$

Ecuación 2.14. Cálculo del parámetro  $R t$

Conjunto de ecuaciones 2.15. Parámetros  $S$  en el plano  $t$

Ecuación 2.16 Cambio de variable plano  $\theta$

Ecuación 2.17 Cambio de variable plano  $\omega$

Ecuación 2.18 Cambio de variable plano  $s$

Ecuación 2.19 Cálculo de impedancia característica del primer tramo de la línea de transmisión que caracteriza el filtro

Conjunto de ecuaciones 2.20 Recalculado de los polinomios  $A(t)$ ,  $B(t)$ ,  $C(t)$  y  $D(t)$  para cada uno de los tramos de línea de transmisión

Ecuación 2.21 Cálculo de la impedancia de carga de la línea de transmisión

Ecuación 2.22 Cálculo de  $K_{i,j+1}$

Ecuación 3.1 Matriz de transmisión de cada inverso

Ecuación 3.2 Cálculo del parámetro  $|S_{11}|$

Ecuación 3.3 Cálculo del parámetro  $|S_{21}|$

Ecuación 3.4 Cálculo del parámetro  $\angle S_{11}$

Ecuación 3.5 Cálculo del parámetro  $\angle S_{21}$



# Capítulo 1

## Presentación del proyecto

### 1.1 Introducción

Un filtro de microondas es un dispositivo de dos puertos con una respuesta selectiva en frecuencia, de modo que atenúa señales de microondas de diferente manera en función de su frecuencia. De este modo, en su banda de paso tiene una baja atenuación, mientras que en su banda eliminada tiene altos niveles de pérdidas. Esto conlleva el efecto de que, la potencia de la banda atenuada sea mucho menor que la potencia de la banda de paso.

Las respuestas típicas son paso bajo, paso alto, paso banda y banda eliminada. Las aplicaciones de estos tipos de filtros de microondas son muy variadas, dependiendo sus características particulares. En este proyecto nos centraremos en los filtros paso bajo, los cuales son muy importantes para las aplicaciones espaciales, ya que son usados para eliminar las diferentes bandas espurias que aparecen cuando se trabaja a altas frecuencias. Cabe añadir que estos filtros son usados en aplicaciones que requieren elevados anchos de banda. En comparación los anchos de banda de los filtros paso bajo son mayores que los de los filtros paso banda.

En este trabajo los distintos filtros paso bajo están realizados en guía de onda rectangular, los cuales están basados en discontinuidades capacitivas, discontinuidades inductivas o en algunos modelos novedosos propuestos en este proyecto con discontinuidades capacitivas-inductivas. Hasta ahora se han empleado con éxito para filtrar señales en diferentes subsistemas de comunicaciones por satélite, las cuales se caracterizan por las grandes distancias entre transmisor y receptor. Hasta ahora han funcionado bien, puesto que son capaces de comportarse correctamente con las altas potencias que requieren estos servicios por satélite, con especial hincapié en el enlace descendente, puesto que es el enlace que necesita mayor potencia. Las configuraciones más usadas están basadas en el uso de inversores de impedancia implementados con ventanas rectangulares capacitivas.

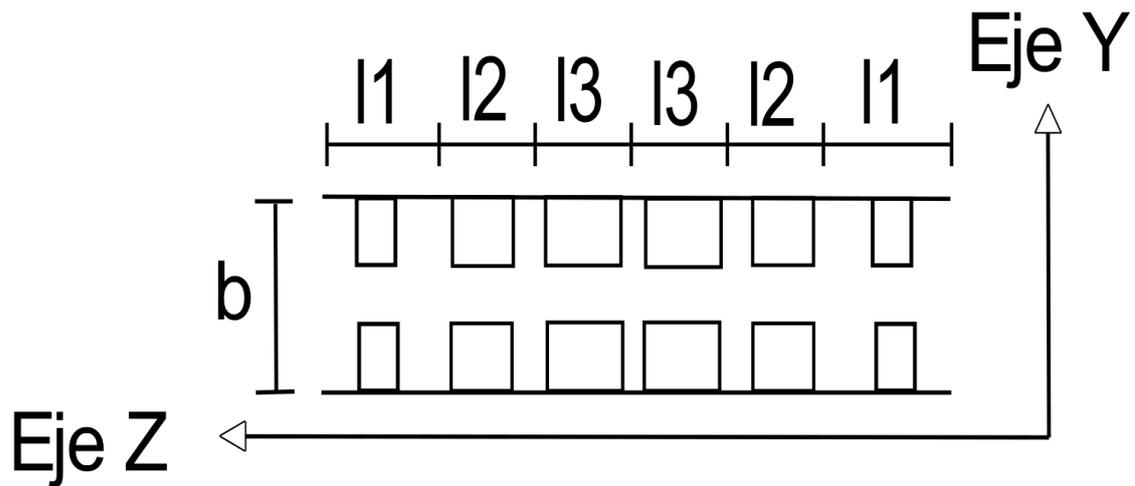


Figura 1.1 Eje Y-Z configuración con ventanas rectangulares.

La razón del uso de este tipo de inversores es que son simples de implementar, pues la geometría es sencilla. Por ello los primeros diseños que se han estudiado en este trabajo están realizados con este tipo de inversores, para conocer el método de diseño de los filtros paso bajo, con filtros que se conocen a la perfección. El problema de este tipo de estructuras es que estos iris limitan la potencia a la que puede trabajar el dispositivo, por lo que se puede desencadenar algún fenómeno destructivo en condiciones de espacio que lo dañe, como puede ser el fenómeno de multipactor. Las diferentes referencias bibliográficas sobre este tema son: [Gabriel Pertusa Gutiérrez \(2018\)](#), [Daniel González Iglesias \(2017\)](#), [A. J. Hatch and H. J. B. Williams \(November 1958\)](#). Este fenómeno de alta potencia se encuentra asociado al campo electromagnético de radiofrecuencia que aparece en dispositivos que trabajan bajo condiciones de vacío, cuando del recorrido libre medios de los electrones es mayor que el *gap*. Por lo tanto, en este trabajo pondremos mayor énfasis en otro tipo de iris, que presentan geometrías no habituales, las cuales posean las especificaciones necesarias para poder trabajar a mayor potencia sin dañar el filtro. Asimismo, comprobaremos diferentes respuestas en frecuencia de los filtros presentados en este trabajo.

En general, para el diseño de filtros tenemos tres etapas diferenciadas:

1. Síntesis de las funciones de transferencia y reflexión para unas determinadas especificaciones. En nuestro caso concreto usaremos las funciones polinómicas de Chebyshev. [R. J. Cameron, C. M. Kudsia, and R. R. Mansour \(Wiley, 2007\)](#)
2. Síntesis de la red circuital que implementa esta función, implementada mediante los cálculos realizados en el apartado anterior.
3. Implementación física de la red circuital diseñada, usando en nuestro caso la tecnología guía de onda rectangular. [Ver capítulo 3.](#)

En el capítulo 2 nos centramos en la parte teórica de este proyecto, en la que se explican resumidamente los dos primeros pasos mencionados anteriormente y en los cuales se obtienen los parámetros objetivo de nuestros filtros. Por otra parte, el capítulo 3 se centra en la parte de diseño del filtro con [MATLAB](#) y [HFSS](#), donde se muestran las estructuras y diseños preliminares antes de llegar a nuestros filtros objetivo.

Por otro lado, la parte teórica de este trabajo se ha podido implementar combinando paquetes software de cálculo numérico como [MATLAB](#) con simuladores electromagnéticos de onda completa como [HFSS](#). Para realizar estas etapas comentadas anteriormente, nos hemos ayudado de *scripts* creados en [MATLAB](#) que interactúan con [HFSS](#). Lo primero es crear los diferentes *scripts* en [MATLAB](#), para con ellos poder diseñar los filtros dependiendo de nuestras especificaciones, como pueden ser el orden del filtro, frecuencia de corte, dimensiones de la guía, pérdidas de retorno de la banda de paso, longitud eléctrica de las líneas de transmisión usadas, permitividad relativa del dieléctrico  $\epsilon_r$  y el espesor de los diferentes iris. Una vez hemos definido esos parámetros se puede empezar a modelar los diferentes filtros en [HFSS](#). La mayoría de los filtros que se crean, se realizan aprovechando la simetría entre las diferentes partes del filtro. Si es simétrico en el plano XZ (horizontal) se aplica la condición de pared eléctrica (el campo eléctrico es perpendicular a dicho plano). Si es simétrico en el plano YZ se impone pared magnética (campo magnético perpendicular a esa pared y eléctrico tangencial). Es interesante usar las simetrías al simular un filtro, puesto que los resultados son prácticamente idénticos a los del filtro real, eso sí reduciendo el mallado final y por tanto el número de incógnitas de la estructura. Todas estas incógnitas son manejadas por [HFSS](#) [2], y se reduce en consecuencia el tiempo de simulación y las necesidades de memoria, lo que nos permite optimizar más el tiempo.

## 1.2 Estado del arte

Desde el punto de vista de la ingeniería los filtros son parte imprescindible y por ello tienen multitud de aplicaciones, siendo las que más nos interesan como ingenieros en telecomunicación las de selección de señales y limitación de ruido. Como bien se sabe, los filtros en guía de onda son muy útiles en las longitudes de onda de las microondas, estando muy extendidos además por el tamaño y las bajas pérdidas que poseen.

En la actualidad los filtros tienen un método de diseño relativamente evolucionado. No obstante, esto no siempre fue así, ya que en el pasado el proceso de síntesis era bastante complicado, puesto que había que hacer muchas modificaciones y no era sistemático. Las primeras personas que intentaron sistematizar el proceso fueron Karl Willy Wagner en Alemania y George Ashley Campbell en Estados Unidos en el siglo XX. Con posterioridad Darlington y Caver comenzaron de forma independiente trabajando para dar forma a la síntesis por el método de pérdidas de inserción, aunque también recibieron contribuciones de Brune. Cabe destacar el papel de Darlington, pues fue un ingeniero eléctrico, cuya contribución a la historia de los filtros fue muy

importante. El uso principal del trabajo de Darlington en aquella época fue en los Bell Telephone Laboratories.

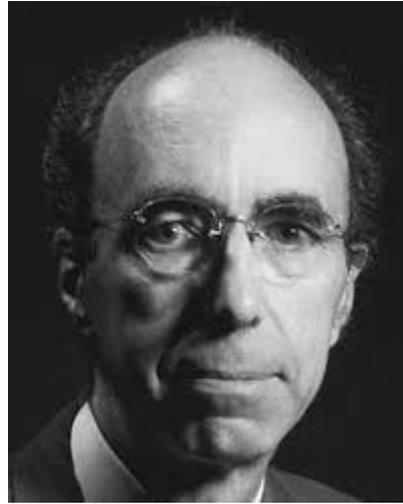


Figura 1.2 Sidney Darlington. Figura obtenida de [fuente \[5\]](#)

Por otro lado fue en los años 30 y 40 cuando aparecieron filtros activos, donde H. Bode tiene un papel muy destacado. Fue en 1931 cuando Stephen Butterworth desarrollo la primera función matemática y realista para el diseño de filtros.

La primera vez que se estudiaron los filtros elípticos fue en 1931, y fueron diseñados por Caver. Los filtros elípticos a diferencia de los demás filtros tienen un rizado en la banda de paso y en la banda de atenuación. Este filtro es lo más cercano a un filtro ideal, ya que su banda de transición tiene una caída muy rápida. Años después se desarrollaron los filtros de Bessel por Thomson. En el año 1950 fueron implementados los filtros de Chebyshev basados en los polinomios del científico ruso. No obstante, hay que destacar que estos modelos pudieron ser desarrollados mediante el trabajo póstumo de Caver. Curiosamente los filtros de Chebyshev fueron desarrollados años después que los filtros elípticos, aunque en la actualidad se sabe que la complejidad de los filtros elípticos es la mayor alcanzada hasta el momento. Por otra parte, se puede afirmar a día de hoy que los filtros de Butterworth y Chebyshev son un caso particular de los filtros elípticos.

El gran avance en la tecnología de los filtros hay que agradecerse a múltiples científicos, algunos de ellos nombrados con anterioridad y aunque estos trabajaban de forma independiente, sus investigaciones se basaban en un principio común: El uso de las pérdidas de inserción como pilar principal.

Hoy en día se usa el trabajo de estos científicos para el diseño e implementación de los diferentes filtros, en este trabajo usaremos las funciones de Chebyshev, aunque

no son las únicas funciones válidas para este tipo de diseños. Para más información consultar: [R. J. Cameron, C. M. Kudsia, and R. R. Mansour \(Wiley, 2007\)](#).

Cabe mencionar que el desarrollo de la teoría de microondas fue complicado, pues no se poseían fuentes de información de confianza, por ello no fue hasta 1940 con el desarrollo del radar en la segunda guerra mundial cuando se desarrolló esta tecnología. Al final de la segunda guerra mundial ya se poseía una base para la teoría en el campo de las microondas. Un momento importante en el desarrollo de esta tecnología fue la creación del magnetrón, que fue la primera fuente fiable de ondas centimétricas. Este sistema se utilizó como generador de frecuencias para la tecnología de radar. Años posteriores a la guerra mundial se impuso la guía de onda rectangular como la estructura de onda guiada predominante. Con el impulso de la tecnología de microondas era necesario el desarrollo de filtros para este tipo de ondas, sobre todo para la eliminación del ruido, que fue el mayor problema para la mayoría de los científicos de la época. Hoy día se continúa trabajando en este tipo de tecnología, no solo para aplicaciones espaciales o de defensa. Cada vez las microondas se están incorporando más en la vida cotidiana de las personas como puede ser para WIFFI, *log term Evolution*(LTE) ...

Actualmente existen técnicas de fabricación aditiva, como la impresión 3D, que permiten la fabricación de estructuras de filtrado no convencionales que tienen respuestas en frecuencia y características especiales. Se aprovechan las capacidades que proporcionan estas técnicas de fabricación aditiva para diseñar filtros paso bajo guiados con elementos dieléctricos más compactos, aunque nos permiten también diseñar filtros con formas no convencionales metálicas. Por otra parte, otra línea de implementación muy interesante a día de hoy es el diseño de filtros en guía de onda integrada en sustrato (SIW). Este tipo de tecnología permite el uso de materiales flexibles y baratos para la fabricación de filtros de microondas. En SIW el volumen de los filtros es menor, pero a expensas de mayores pérdidas y menor capacidad para el manejo de potencia. Para más información consultar las diferentes fuentes usadas en para este trabajo: [Clara Máximo Gutiérrez\(2017\)](#).

Centrándonos ahora en nuestro trabajo, se quiere buscar una visión o enfoque alternativo a la clásica respuesta de los filtros paso bajo, como se explicará en el próximo capítulo.

## 1.3 Objetivos del proyecto

El objetivo de nuestro proyecto es proponer nuevas estructuras de filtro paso bajo no tradicionales, con una respuesta en frecuencia alternativa a los filtros paso bajo convencionales. Conseguimos este efecto gracias a la introducción de una componente inductiva a los iris capacitivos que sintetizan los inversores de impedancia. La respuesta que buscamos es aquella donde la frecuencia de corte inferior del filtro no coincide con

la frecuencia inferior de la guía; es decir, que nuestro filtro paso bajo se comporte como un filtro paso banda, aunque con las características inherentes a los filtros paso bajo, como puede ser su elevado ancho de banda. Este efecto se consigue con la variación del espesor del iris, que en nuestro caso es un iris con forma elíptica.

Este tipo de diseños es muy interesante, pues tenemos un filtro paso bajo que se comporta como un filtro paso banda, es decir, tenemos una respuesta paso banda con mayores tolerancias, además de tener un ancho de banda mayor que los obtenidos tradicionalmente con filtros paso banda.

El procedimiento de síntesis de este tipo de filtros paso bajo ha sido ampliamente estudiado en la literatura técnica, como [R. J. Cameron, C. M. Kudsia, and R. R. Mansour \(Wiley, 2007\)](#). Como último paso se comentarán los resultados obtenidos y se extraerán conclusiones mediante éstos.

# Capítulo 2

## Teoría de síntesis de filtros paso bajo

En este capítulo explicaremos a forma de resumen la teoría básica para la realización de proyectos de filtros paso bajo, en concreto la síntesis de la función de filtrado y la síntesis de la red prototipo.

En cuanto a la información para realizar la síntesis de los filtros paso bajo que se muestra posteriormente ha sido obtenida de dos fuentes: [Antonio Romera Pérez \(2014\)](#) [R. J. Cameron, C. M. Kudsia, and R. R. Mansour \(Wiley, 2007\)](#)

### 2.1 Síntesis de filtros paso bajo mediante saltos de impedancia

La razón del uso de este método (Método de saltos de impedancia) es que nos proporciona solución a los polinomios de transmisión y reflexión del filtro (estos polinomios nos muestran la cantidad de potencia que se transmite y se refleja en el filtro). Con estos polinomios podemos obtener las funciones de transferencia (nos relaciona la potencia de entrada y la potencia de salida de nuestro filtro) y las diferentes impedancias que componen cada una de las líneas de transmisión de nuestro filtro paso bajo. Por otra parte, nuestro objetivo es usar una única línea de transmisión para el diseño de todo nuestro filtro, por ello se usan inversores de impedancia entre los diferentes tramos de la línea.

En cuanto a este método es necesario que tras la síntesis únicamente se tengan polos en la función de transferencia, por lo tanto, que no existan ceros de transmisión. En matemáticas los métodos basados en la extracción de polos y ceros permiten evaluar expresiones que racionales que posteriormente se emplearán en la resolución de ecuaciones. Son necesarios para generalizar y sistematizar el proceso. Conocemos por ceros a las expresiones polinómicas que conforman el numerador de la función y por

polos a las expresiones polinómicas que conforman el denominador, cuando estas tienden a cero. Como añadido, decir que este método soporta funciones de grado par y de grado impar.

En la figura 2.1 se muestra un filtro paso bajo de un orden determinado realizado con saltos de impedancia. En la figura 2.2 se muestra un tramo de la figura 2.1 realizado con saltos de impedancia.

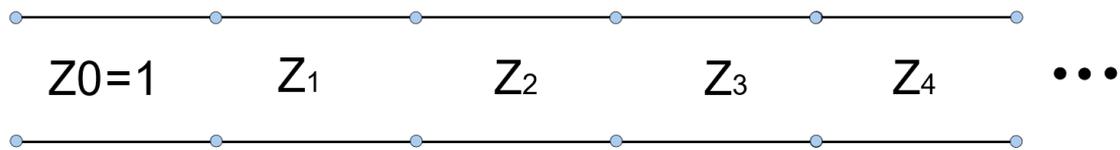


Figura 2.1 Esquema de un filtro paso bajo modelado con saltos de impedancia.

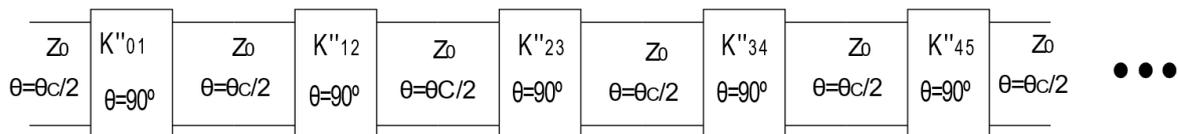


Figura 2.2 Introducción de los inversores de un tramo de la figura 2.1

Las funciones de transferencia más habituales que se suelen usar para este tipo de proyectos son las de Zolotarev y las de Chebyshev. Las funciones de Chebyshev son más sencillas, además comparten el procedimiento para funciones de grado par e impar. Por tanto, en el proyecto usaremos las funciones de Chebyshev.

### 2.1.1 Funciones de transferencia y reflexión

Para comenzar, lo primero que tenemos que hacer es deducir las funciones de transferencia y reflexión de nuestro filtro, comúnmente conocidas como parámetros de Scattering (Parámetros S).

La mayoría de filtros se pueden caracterizar por una red de dos puertos, cuyos parámetros de scattering son los siguientes:

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s_{11} & s_{12} \\ s_{21} & s_{22} \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} \quad \mathbf{2.1}$$

Donde las ondas **a** son las ondas incidentes en los puertos 1 y 2, y las ondas **b** son las ondas reflejadas en estos puertos. Se conoce que cuando la red es pasiva, sin pérdidas y recíproca, la matriz de la ecuación 2.1 se convierten en dos ecuaciones que poseen conservación de energía:

$$s_{11}(s) \times s_{11}(s)^{*} + s_{21}(s) \times s_{21}(s)^{*} = 1$$

**2.2**

$$s_{22}(s) \times s_{22}(s)^{*} + s_{12}(s) \times s_{12}(s)^{*} = 1$$

También se obtiene una ecuación de ortogonalidad

$$s_{11}(s) \times s_{12}(s)^{*} + s_{21}(s) \times s_{22}(s)^{*} = 0 \quad \mathbf{2.3}$$

Podemos expresar también el parámetro  $S_{11}(s)$  en función de  $E(s)$ , que es un polinomio de coeficientes complejos  $e_0; e_1; \dots; e_N$  donde  $N$  es el orden de la red de filtrado. El parámetro  $S_{11}(s)$  depende también de  $F(s)$ , que es un polinomio con coeficientes complejos  $f_0; f_1; f_2; \dots; f_N$  y orden  $N$ . El último parámetro del cual depende  $S_{11}(s)$  es  $\epsilon_R$  el cual permite la normalización del coeficiente de mayor grado de los dos parámetros nombrados con anterioridad.

$$S_{11}(s) = \frac{F(s)/\epsilon_r}{E(s)} \quad \mathbf{2.4}$$

Si sustituimos la ecuación 2.4 en la ecuación 2.2 y operamos obtenemos el parámetro  $S_{21}(s)$ :

$$S_{21}(s) = \frac{P(s)/\epsilon}{E(s)} \quad \mathbf{2.5}$$

Donde los ceros numerador de la ecuación 2.5, son los ceros de la función de filtrado. El grado  $n_{fz}$  del polinomio  $P(s)$ , se corresponde con la cantidad de ceros de transmisión de  $S_{21}$ .

En las ecuaciones 2.4 y 2.5 se muestran los polinomios  $E(s)$  y  $F(s)$ , los cuales contienen los polos y los ceros de reflexión de las ecuaciones nombradas anteriormente. Por otro lado, sabemos que los dos polinomios poseen coeficientes reales. Además el polinomio  $E(s)$  tiene sus raíces contenidas en el semiplano izquierdo del eje complejo. Para obtener las raíces de  $E(s)$  y  $F(s)$ , para el polinomio de Chebyshev de nuestro proyecto usaremos las siguientes expresiones:

$$\eta = \frac{1}{N} \ln(\epsilon_1 + \sqrt{\epsilon_1^2 + 1}) \quad 2.6$$

$$\epsilon_1 = \sqrt{10^{(Rl/10)} - 1} \quad 2.7$$

$$\theta_k = \frac{(2k-1)\pi}{2N} ; \quad K = 1, 2, \dots, N \quad 2.8$$

$$s_{pk} = j \cosh(\eta + j\theta_k) \quad 2.9$$

$$s_{zk} = j \cos \theta_k \quad 2.10$$

Una vez tenemos todos los ceros y los polos de las funciones que necesitamos, que son las funciones de transferencia y reflexión, tenemos que trasladar estas a un plano auxiliar, al cual llamaremos plano  $t$ , que será el plano en el cual obtengamos las impedancias. El cambio al plano  $t$  se realizará mediante la ecuación 2.11.

$$t = \frac{s \sin \theta_c}{\sqrt{1 + (s \sin \theta_c)^2}} \quad 2.11$$

En cuanto a los parámetros de la ecuación 2.11, cabe destacar el ángulo  $\theta_c$ , que es el ángulo de corte del filtro, el cual equivale a la frecuencia de corte del filtro en la que deja de aparecer con rizado constante en la función de transferencia de  $S_{11}$ .

Por lo tanto, una vez tenemos los coeficientes reales de  $E(t)$  y  $F(t)$ , ya tenemos opción de sacar el valor de los polinomios  $A(t)$ ,  $B(t)$ ,  $C(t)$  y  $D(t)$ . Estos polinomios nos permitirán descomponer el filtro objetivo en diferentes segmentos de líneas de transmisión, cada una de las cuales poseerá una determinada impedancia característica. Los polinomios  $E(t)$  y  $F(t)$ , se definirán en estas ecuaciones mediante  $e_i$  y  $f_i$ . En el conjunto de ecuaciones 2.12 se calculan los polinomios  $A(t)$ ,  $B(t)$ ,  $C(t)$  y  $D(t)$ .

$$A(t) = (\ell_0 + f_0) + (\ell_2 + f_2)t_2 + (\ell_4 + f_4)t_4 + \dots \quad 2.12a$$

$$B(t) = (e_1 + f_1)t + \left( \ell_3 + f_3 \right)t_3 + \left( \ell_5 + f_5 \right)t_5 + \dots \quad 2.12b$$

$$C(t) = (e_1 - f_1)t + \left( \ell_3 - f_3 \right)t_3 + \left( \ell_5 - f_5 \right)t_5 + \dots \quad 2.12c$$

$$D(t) = \left( \ell_0 - f_0 \right) + \left( \ell_2 - f_2 \right)t_2 + \left( \ell_4 - f_4 \right)t_4 + \dots \quad 2.12d$$

Con todos los datos obtenidos anteriormente ya tenemos prácticamente las funciones de los parámetros  $S$  del filtro. Por otro lado, faltaría calcular las constantes necesarias, para terminar con el cálculo de los parámetros  $S$ .

$$\epsilon_t = \frac{[1 - t]^{2N/2}}{\sqrt{1 - 10^{(-RL/10) \times |E(t)|}}} \quad t = tc = j \tan \theta_c \quad 2.13$$

$$\epsilon_{Rt} = \frac{\epsilon_t}{\sqrt{(\epsilon_t)^2 - 1}} \quad 2.14$$

Una vez calculados estos dos parámetros, ya podemos darles forma a las ecuaciones 2.4 y 2.5, pero ahora en función del plano t. Con ello las ecuaciones de los parámetros S quedan de la siguiente manera:

$$S_{12}(t) = S_{21}(t) = \frac{2[1-t^2]^{N/2}/\epsilon t}{A(t)+B(t)+C(t)+D(t)} \quad 2.15a$$

$$S_{11}(t)=S_{22}(t)=\frac{A(t)+B(t)-C(t)-D(t)}{A(t)+B(t)+C(t)+D(t)} \quad 2.15b$$

Ahora ya tenemos el conjunto de ecuaciones en el plano t. Podríamos aplicar transformaciones para expresarlas en el plano  $\theta$ , plano  $\omega$  o plano S. Para ello tendríamos que realizar un cambio de variable en cada uno de los casos.

$$t = j \tan \theta \quad 2.16$$

$$w = \frac{\sin \theta}{\sin \theta c} \quad 2.17$$

$$s = \frac{t/\sin \theta c}{\sqrt{1-t^2}} \quad 2.18$$

Por lo tanto, cada uno de los planos tiene un objetivo diferente. En el plano t obtenemos las impedancias de los diferentes segmentos de las líneas de transmisión. En el plano  $\omega$  podemos ver las funciones respecto de la frecuencia. En este plano podemos observar el comportamiento del filtro, pues podemos comprobar que rango de frecuencias es eliminado y cuál no. Por último, en el plano  $\theta$  podemos observar la función del filtro periódicamente, es decir cada  $360^\circ$ .

Como hemos comentado con anterioridad, los filtros de este proyecto se modelarán con segmentos de líneas de transmisión. Para realizar tal filtro, se ha de extraer cada una de las impedancias características de cada uno de los segmentos. A continuación, se explicarán cuáles son los pasos a seguir para obtener cada una de las N impedancias características de nuestra línea de transmisión.

Para comenzar, tenemos que obtener la impedancia característica del primer tramo de línea de transmisión, para ello usaremos la expresión siguiente:

$$Z_1 = \frac{A(t)}{B(t)} = \frac{B(t)}{D(t)} \quad \text{con } t = 1 \quad 2.19$$

A continuación, tenemos que recalcular los polinomios que antes hemos usado, para ello se usan las siguientes expresiones:

$$\frac{\varepsilon_t}{[1-t^2]^{N/2}} \times \begin{bmatrix} A(t) & B(t) \\ C(t) & D(t) \end{bmatrix} \quad 2.20a$$

$$= \frac{\varepsilon_t}{[1-t^2]^{N/2}} \times \begin{bmatrix} A_{rem}(t) + tZ_1 C_{rem}(t) & B_{rem}(t) + tZ_1 D_{rem}(t) \\ C_{rem}(t) + \frac{tA_{rem}(t)}{Z_1} & D_{rem}(t) + \frac{tB_{rem}(t)}{Z_1} \end{bmatrix} \quad 2.20b$$

$$\frac{\varepsilon_t}{[1-t^2]^{N-1/2}} \times \begin{bmatrix} A_{rem}(t) & B_{rem}(t) \\ C_{rem}(t) & D_{rem}(t) \end{bmatrix} \quad 2.20c$$

$$= \frac{\varepsilon_t}{[1-t^2]^{N+1/2}} \times \begin{bmatrix} A(t) - tZ_1 C(t) & B(t) - tZ_1 D(t) \\ C(t) - \frac{tA(t)}{Z_1} & D(t) - \frac{tB(t)}{Z_1} \end{bmatrix} \quad 2.20d$$

$$A_{rem}(t) = \frac{A(t) - tZ_1 C(t)}{1-t^2} \quad 2.20e$$

$$B_{rem}(t) = \frac{B(t) - tZ_1 D(t)}{1-t^2} \quad 2.20f$$

$$C_{rem}(t) = \frac{\frac{C(t) - tA(t)}{Z_1}}{1-t^2} \quad 2.20g$$

$$D_{rem}(t) = \frac{\frac{D(t) - tB(t)}{Z_1}}{1-t^2} \quad 2.20h$$

Por último, habría que repetir este proceso N veces, para así obtener todas las impedancias características de la línea de transmisión que caracteriza el filtro.

Ahora ya hemos obtenido cada una de las impedancias características de los segmentos de nuestra línea de transmisión, por lo cual ya tenemos opción de calcular la impedancia de carga con la ecuación que se muestra a continuación:

$$Z_l = \frac{\frac{E'(t) + \frac{F(t)}{\mathcal{E}_{Rt}}}{\mathcal{E}_{Rt}}}{\frac{E'(t) - \frac{F(t)}{\mathcal{E}_{Rt}}}{\mathcal{E}_{Rt}}} \quad 2.21a$$

$$Z_l \text{ cuando } t = 0 \Rightarrow Z_l = \frac{e_0 + f_0}{e_0 - f_0} \quad 2.21b$$

El último paso por realizar para obtener nuestro filtro con inversores de impedancia, con una impedancia característica común, es la introducción en primera instancia de los inversores de impedancia con constante unidad para que inviertan las impedancias pares, sin afectar a las impares. Por último, para conseguir que todas las impedancias sean igual a  $Z_0$  hay que tomar una constante de escalado, diferente para cada uno de los inversores, que cumpla la siguiente ecuación.

$$K_{i,i+1} = \frac{1}{\sqrt{Z_i' * Z_{i+1}'}} \text{ Con } i = 0, 1, 2, \dots, N$$

$$Z_i' = \begin{cases} Z_i, & i \text{ es impar} \\ \frac{1}{Z_i}, & i \text{ es par} \end{cases} \quad 2.22$$

# Capítulo 3

## Implementación de los filtros paso bajo

### 3.1 Introducción

Hasta el momento nos hemos ocupado de la síntesis de la red prototipo para los filtros paso bajo, con unas determinadas especificaciones. A continuación, nos centraremos en la implementación física de estos filtros en tecnología de guía de onda rectangular.

Lo primero en mostrar será la metodología de diseño clásica usada para el diseño de este tipo de filtros, que nos ha servido para tomar soltura con el programa y con la realización de este tipo de diseños, la cual consiste en realizar filtros con iris capacitivos que actúan como inversores.

Tras ello, lo que haremos será realizar un estudio de la influencia de los diferentes parámetros de diseño como son  $\theta_c$ ,  $il \dots$ , en las dimensiones físicas de nuestro filtro.

La finalidad de este proyecto es diseñar filtros paso bajo, en los cuales la banda de corte inferior del filtro no coincide con la banda inferior de corte de la guía usada. Es decir, los filtros paso bajo diseñados se comportan en cierta manera como filtros paso banda, donde lo que se realiza es un filtrado de una cierta banda del espectro de una manera controlada. En nuestro proyecto estamos investigando como controlar esa banda inferior del filtro, para que como ya hemos dicho anteriormente, nuestro filtro paso bajo se comporte como un filtro paso banda. Este proyecto es interesante pues, el proceso para diseñar los filtros paso bajo es más sistemático que el que hay que seguir para realizar filtros paso banda.

Para conseguir el efecto comentado con anterioridad, se han usado postes elípticos como iris, variando su relación axial (relación entre altura y anchura). Posteriormente hemos introducido un *gap* en el centro de cada uno de nuestros iris, y jugando con ese *gap* y la relación axial hemos estado intentado controlar el comportamiento de este tipo de filtros.

Para realizar las simulaciones en este trabajo se ha usado con [HFSS](#), un simulador de campo electromagnético con un alto rendimiento para este tipo de proyectos, que ha sido controlado en cuanto a diseño, análisis y almacenamiento de resultados por

unos *scripts* generados en [MATLAB](#). En cada uno de nuestros modelos teníamos que variar los *scripts* para conseguir nuestras especificaciones requeridas.

La razón del uso de estos *scripts* es muy sencilla y no es otra que la automatización del diseño de este tipo de filtros, pues nos permite la síntesis de este tipo de filtros de una manera mucho más rápida y eficiente, pues la parte humana que es la causante de la mayoría de los errores no interviene durante el proceso de realización del filtro, una vez que las especificaciones han sido detalladas. Las especificaciones del filtro que hay que detallar en los *scripts* son: orden, pérdidas de retorno,  $\theta_c$ , dimensiones de la guía de onda y la topología usada. En la mayoría estas secuencias de comandos nos valemos de las simetrías para reducir el coste computacional, pues reducimos la estructura a  $\frac{1}{4}$  de la original.

### 3.2 Procedimiento de diseño

Todos los filtros que queremos implementar tienen un elemento común basado en el diseño de inversores ( ver la figura 3.1 ) para la obtención de un determinado circuito equivalente previo. Todos los inversores que se muestran en este proyecto están implementados con postes metálicos. Como se podremos observar en la Figura 3.2, un filtro paso bajo se compone de varios tramos de líneas de transmisión conectados mediante inversores de impedancia. El orden del filtro depende del número de secciones de líneas de transmisión que se introducen en el circuito.

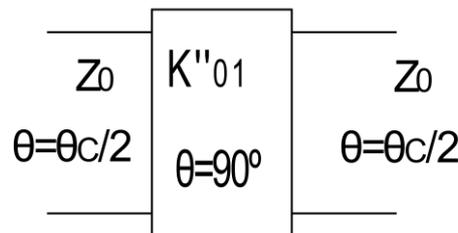


Figura 3.1 Inversor de impedancias.

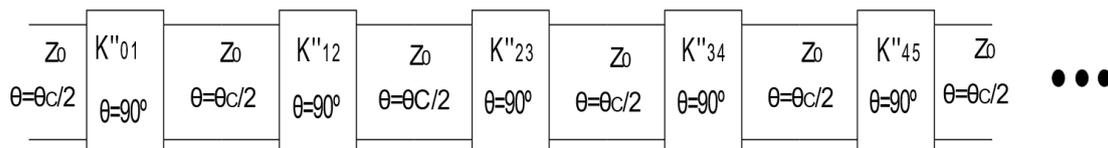


Figura 3.2 Filtro paso bajo prototipo modelado con inversores de impedancia.

Cada una de estas secciones es caracterizada en guía onda, y está compuesto por dos secciones de guía de onda y un iris con una determinada longitud.

Para estudiar los diferentes filtros trabajaremos con los parámetros de Scattering, pues estos nos permiten modelar los diferentes diseños. Por ello vamos a trabajar con los parámetros  $S_{11}$  Y  $S_{21}$ . Por ello para el diseño de estos segmentos seguimos los siguientes pasos:

- 1. Encontrar  $W_n$ , para que los módulos de  $S_{11}$  y  $S_{21}$  coincidan con las del segmento que buscamos (figura 3.1).
- 2. Ajustar los puertos variando  $L_1$  Y  $L_2$ , usando  $W_n$  para que se cumpla las condiciones de fase impuestas en la figura 3.1

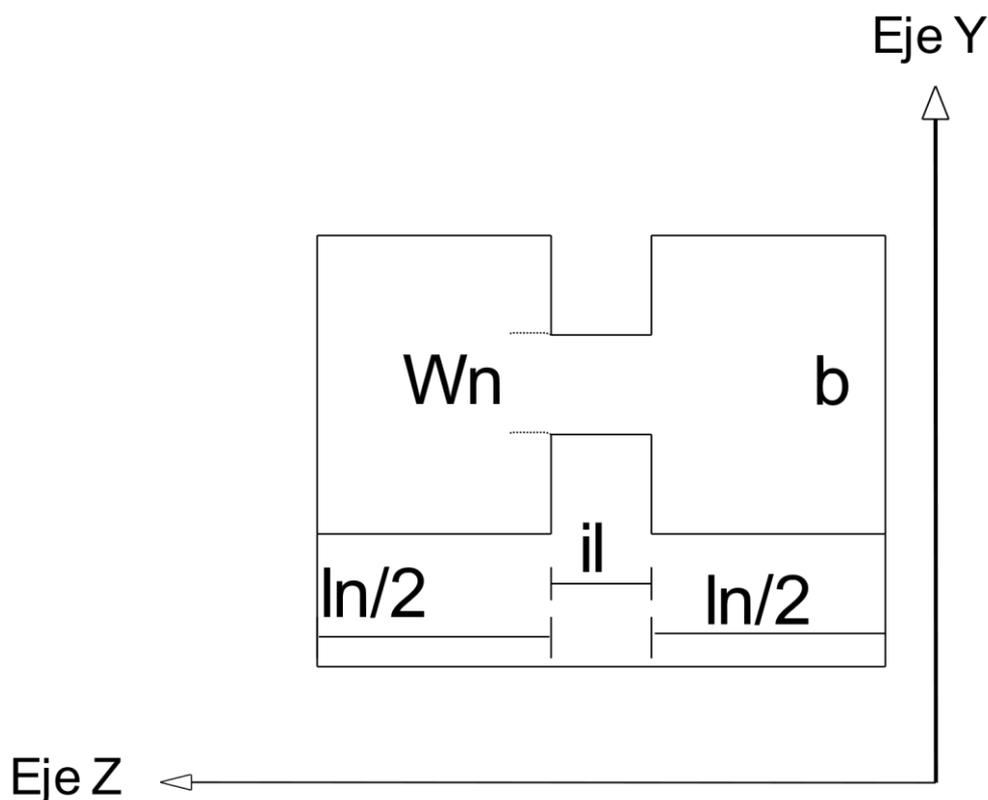


Figura 3.3 Segmento en guía onda con iris rectangulares

Para la síntesis del filtro estos pasos se tienen que cumplir en la frecuencia de corte deseada, en guía onda ( $w = 1$ ).

Sabemos que la posición de los puertos no afecta al módulo de los parámetros de Scattering, por ello en el primer paso usamos una longitud arbitraria, pero esta longitud ha de ser lo suficientemente larga para que los modos al corte no influyan en los cálculos. En el paso siguiente usamos  $W_n$  del paso 1. Este valor afecta a la fase, por lo que será determinante en el paso 2.

Para obtener el módulo de los parámetros S, tenemos que conocer el parámetro  $K_i$  y la matriz de transmisión de cada inversor:

$$[A \ B \ C \ D] = \begin{bmatrix} 0 & j * k \\ j/k & 0 \end{bmatrix} \quad 3.1$$

Por lo cual podemos obtener también los valores de  $|S_{11}|$  y  $|S_{21}|$ .

$$|S_{11}| = \frac{\left| \begin{pmatrix} \frac{k}{Z_0} \\ -1 \end{pmatrix} \right|^2}{\left| \begin{pmatrix} \frac{k}{Z_0} \\ +1 \end{pmatrix} \right|^2} \quad 3.2$$

$$|S_{21}| = \frac{2 * Z_0}{K + \frac{1}{K} * Z_0^2} \quad 3.3$$

Para el cálculo de la fase de  $S_{11}$  y  $S_{21}$ :

$$\angle S_{11} = -\frac{\theta_c}{2} + 180^\circ - \frac{\theta_c}{2} = -\theta_c + 180^\circ \quad 3.4$$

$$\angle S_{21} = -\frac{\theta_c}{2} - 90^\circ - \frac{\theta_c}{2} = -\theta_c - 90^\circ \quad 3.5$$

El proceso de diseño con el uso de los *Scripts* es el siguiente:

1. Crear el segmento de la figura 3.3, usando unas longitudes lo suficientemente altas que no influyan los modos al corte.
2. Realizar un análisis paramétrico, haciendo variar la altura del iris (en caso de que sea rectangular, en postes elípticos variamos el radio), para obtener así  $|S_{21}|$  en función de la altura.
3. Calcular  $S_{21}$  para cada inversor usando la Ecuación 3.3 y con los datos obtenidos anteriormente obtener la altura (o radio) correspondiente.

4. Posteriormente queremos obtener  $\angle S_{21}$ . Para ello para cada altura realizamos un análisis paramétrico variando las longitudes  $L_n/2$ , quedando un valor de  $\angle S_{21}$  en función de  $L_n/2$ .
- 5. Para cada segmento calculamos  $\angle S_{21}$  usando la Ecuación 3.5 y los datos obtenidos con anterioridad.

Hay que destacar que los ordenadores con los cuales se ha realizado este proyecto no son ordenadores con un cálculo computacional extremadamente alto, por ello para simplificar y reducir el tiempo de simulación hemos reducido las muestras en frecuencia calculadas en las simulaciones. Además cabe destacar que en los pasos 2 y 4, [MATLAB](#) realiza una interpolación al importar los datos. Adicionalmente, para reducir el cálculo computacional, como hemos dicho con anterioridad, nos hemos valido de las simetrías de este tipo de redes.

Siguiendo los pasos descritos se consigue sintetizar todos los inversores que modelan el filtro paso bajo. Finalmente, mediante otro script de [MATLAB](#) se concatenan los inversores para evaluar la respuesta final del filtro paso bajo sintetizado.

Después de finalizar el proceso de diseño del filtro, el objetivo final es el que se muestra en la figura 3.4, donde se muestra la respuesta ideal del filtro prototipo que se pretende obtener. Esta respuesta en frecuencia no es una frecuencia real, es decir, esta es una respuesta ideal, las respuestas en frecuencia del filtro diseñado serán algo diferente respecto a la ideal. En la siguiente figura se muestra el módulo de la respuesta en frecuencia de nuestro filtro prototipo con postes elípticos.

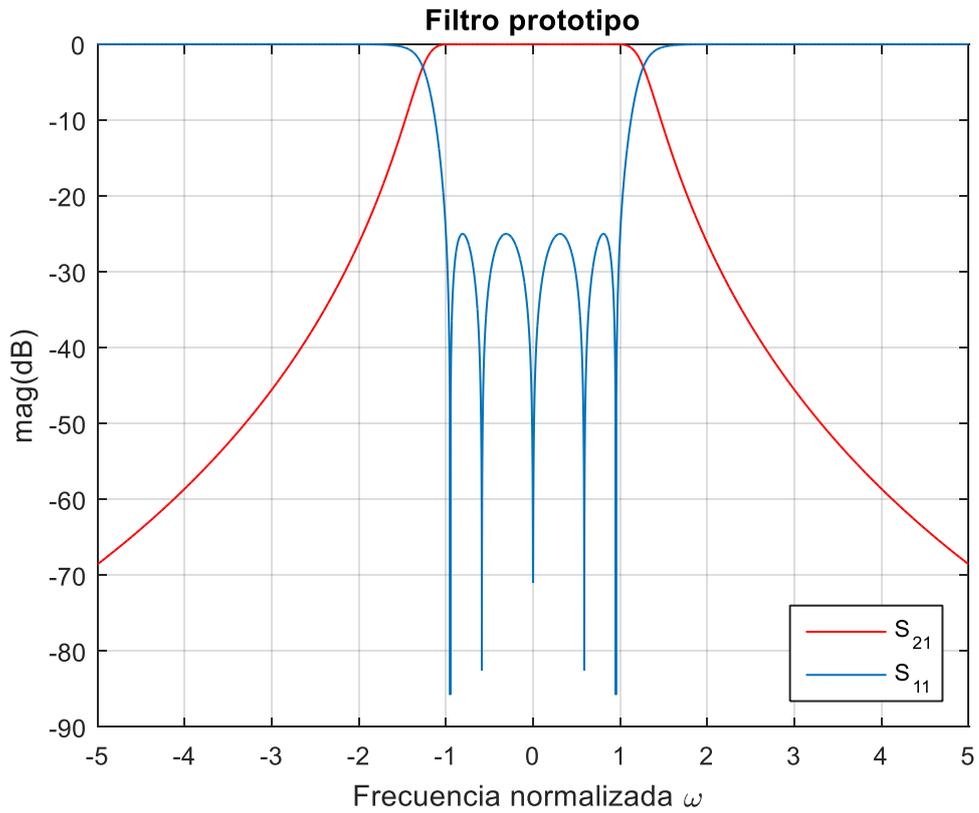


Figura 3.4 Respuesta ideal del filtro prototipo

En la figura 3.5 se muestra el diagrama de polos y ceros de nuestro filtro con postes elípticos, donde se nos muestra detalladamente la posición de éstos.

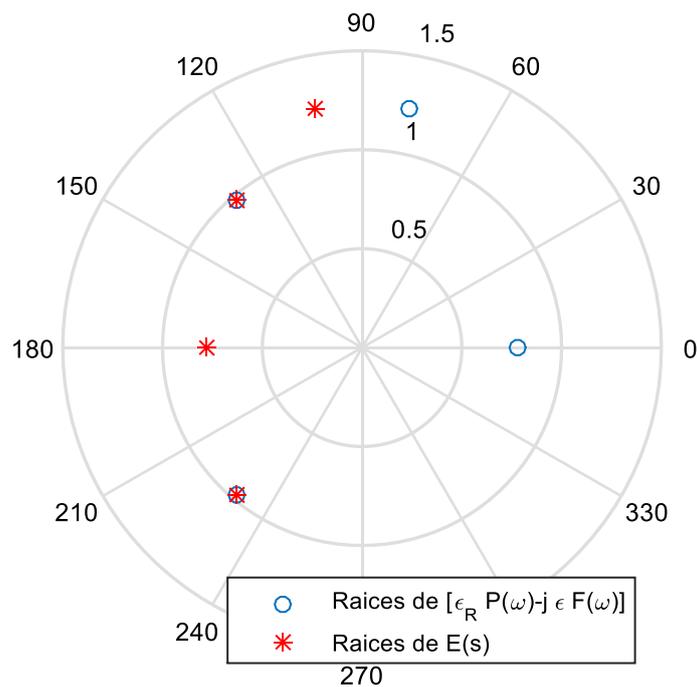


Figura 3.5 Diagrama de polos y ceros del filtro prototipo

### 3.3 Geometría basada en iris rectangulares. Introducción al diseño de filtros con MATLAB

Este apartado es una introducción al diseño de filtros paso bajo, en el cual comenzamos usando los *Scripts* de [MATLAB](#), con una topología en la cual los iris son rectangulares. Como ya sabemos, este tipo de filtros son sencillos de caracterizar, además estos filtros presentan problemas cuando se le introducen *gaps* pequeños en alta potencia, pues limitan el nivel de potencia umbral utilizable en determinadas configuraciones, como pueden ser las aplicaciones por satélite.

Por ello este apartado lo vamos a tratar como una introducción al diseño de este tipo de filtros, aunque en él mostraremos los resultados que hemos ido obteniendo, antes de comenzar con el resto de los diseños.

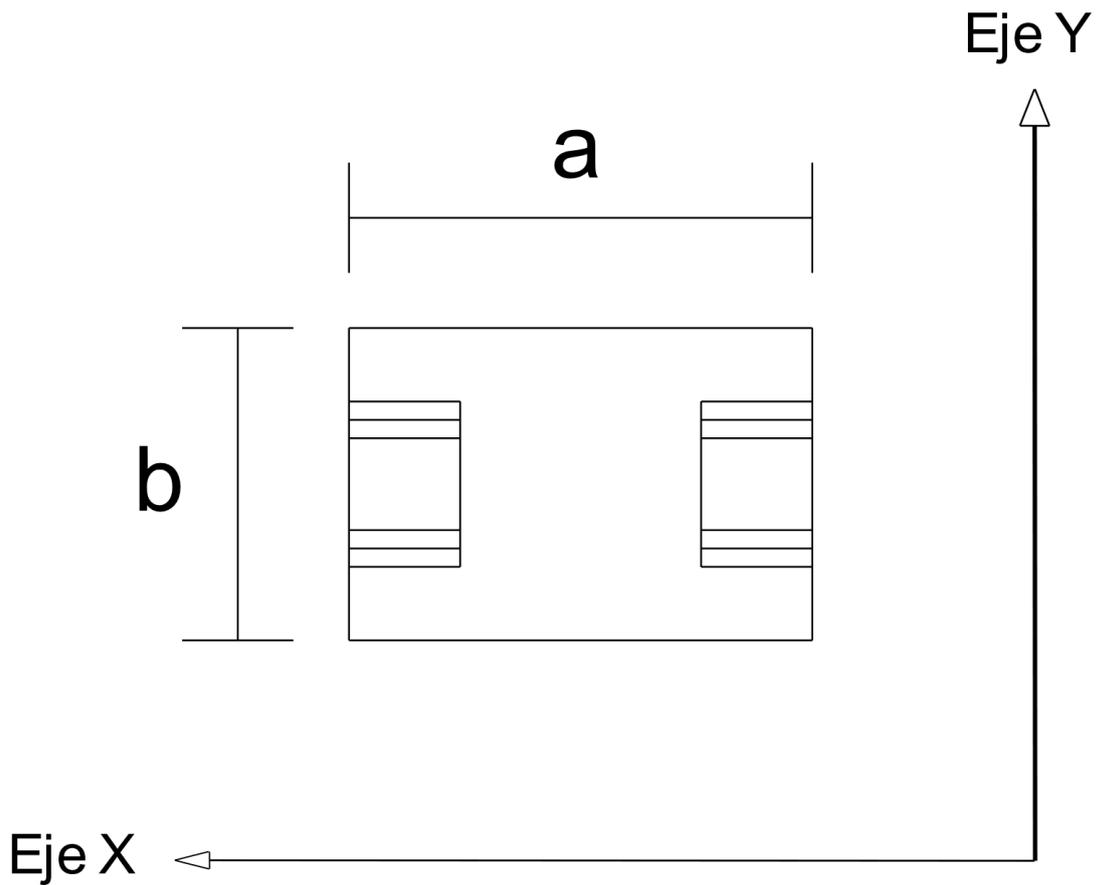


Figura 3.6 Eje Y-X del filtro paso bajo con postes rectangulares

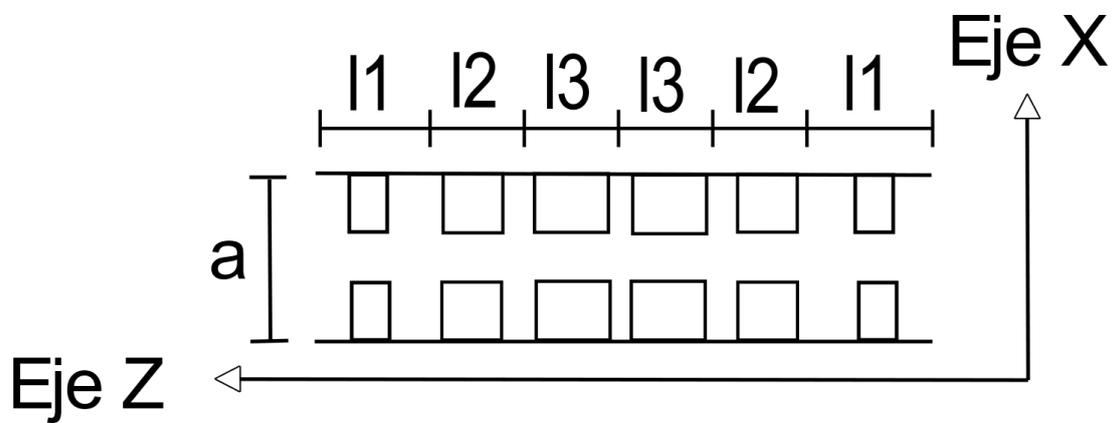


Figura 3.7 Eje X-Z del filtro paso bajo con postes rectangulares

Una vez mostrada la topología del filtro vamos a representar la respuesta en frecuencia de este:

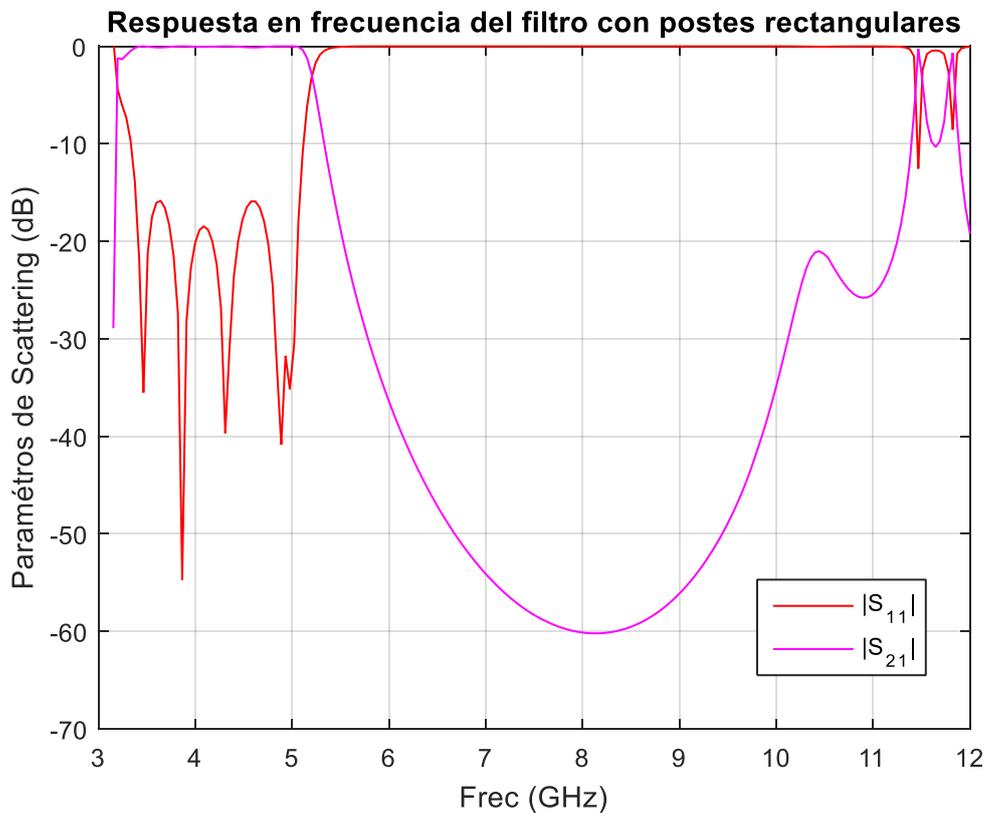


Figura 3.8 Respuesta en frecuencia del filtro paso bajo con postes rectangulares

Como podemos apreciar en la figura 3.9, la respuesta es la clásica de un filtro paso bajo convencional, pero como ya hemos comentado con anterioridad en este tipo de filtros se pueden llegar a producir fenómenos asociados a altas potencias en condiciones de espacio como pueda ser la ruptura por multipactor. Para más información sobre este tema el lector puede consultar el [trabajo de fin de master de Gabriel Pertusa Gutiérrez](#). Por ello no mostraremos mayor interés en este modelo y continuaremos con otros diseños más innovadores.

En la tabla mostrada a continuación podemos apreciar las dimensiones del filtro mostrado en la figura 3.8.

Name	Value
a	47.5488mm
b	22.1488mm
il	2mm
l1	9.2735mm
w1	9.8523mm

l2	7.3507mm
w2	5.3268mm
l3	6.6229mm
w3	3.9873mm
l4	6.6229mm
w4	3.9873mm
l5	7.3507mm
w5	5.3268mm
l6	9.2735mm
w6	9.8523mm

Tabla 3.1 .Dimensiones filtro paso bajo con iris rectangulares.

### 3.4 Geometría basada en iris con postes elípticos

En este apartado comenzamos con la investigación real, pues el apartado anterior fue de tipo introductorio con el cual obtuvimos una cierta soltura con el programa [HFSS](#), y sirvió para mejorar el funcionamiento de los *scripts* de [MATLAB](#).

Por lo tanto, ahora vamos a diseñar filtros paso bajo basados en postes elípticos. Para nuestro proyecto es interesante este tipo de filtros, pues como hemos podido descubrir, la relación axial de la elipse influye en la frecuencia de corte inferior del filtro no coincida con la frecuencia de corte de la guía. Es decir, nuestro filtro paso bajo se puede comportar como un filtro paso banda para determinadas relaciones axiales. Lo cual es muy útil, como ya hemos comentado con anterioridad. Por lo tanto, en este apartado comenzamos con la visión alternativa a la respuesta común de los filtros paso bajo.

En la tabla 3.1 mostramos las especificaciones del filtro

Función	Chebyshev tipo I
Orden del filtro	5
Pérdidas de retorno	25 dB
$\theta_c$	30°
Dimensiones de la guía	a = 47.54 mm, b = 22.14 mm
Rango de frecuencias de uso	3.22 – 5.42 GHz
Geometría de los inversores	Postes elípticos
Frecuencia de corte	5.15 GHz

Tabla 3.2 Especificaciones de los filtros realizados con postes elípticos

Con las especificaciones mostradas con anterioridad nuestro objetivo es conseguir el siguiente filtro:

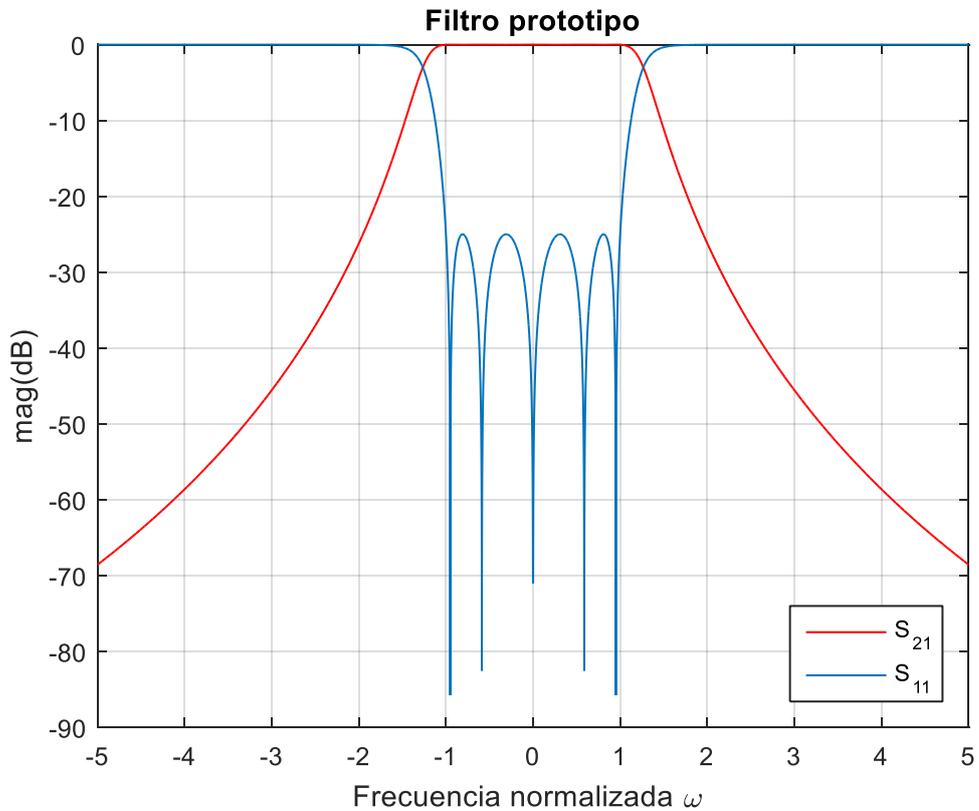


Figura 3.9 Filtro prototipo

En los siguientes apartados mostraremos los diferentes modelos realizados, variando en ellos la relación axial de los postes empleados como inversores. Las figuras mostradas a continuación muestran la geometría de filtros paso bajo basada en postes elípticos.

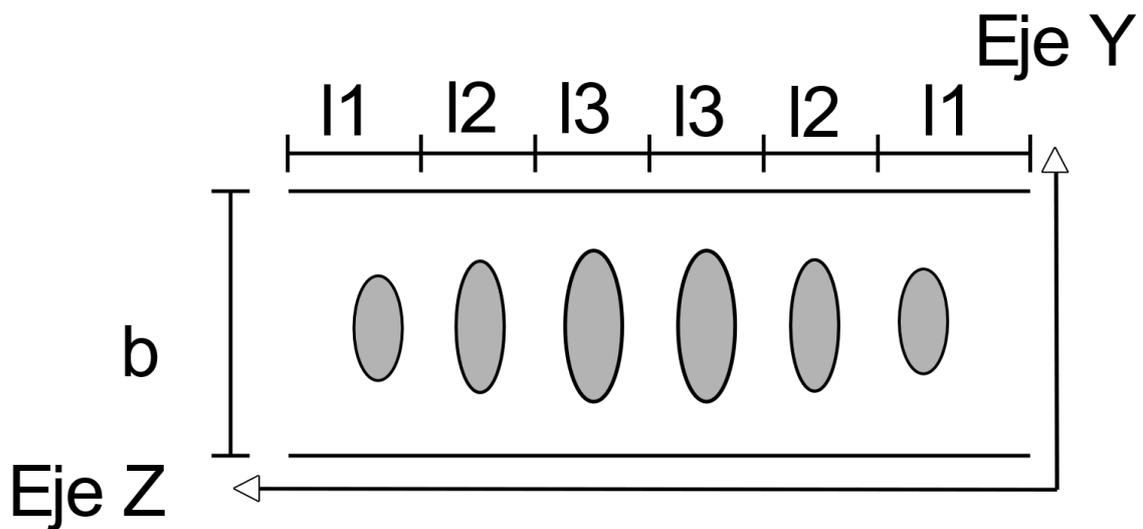


Figura 3.10 Eje Y-Z del filtro paso bajo con postes elípticos generalizado

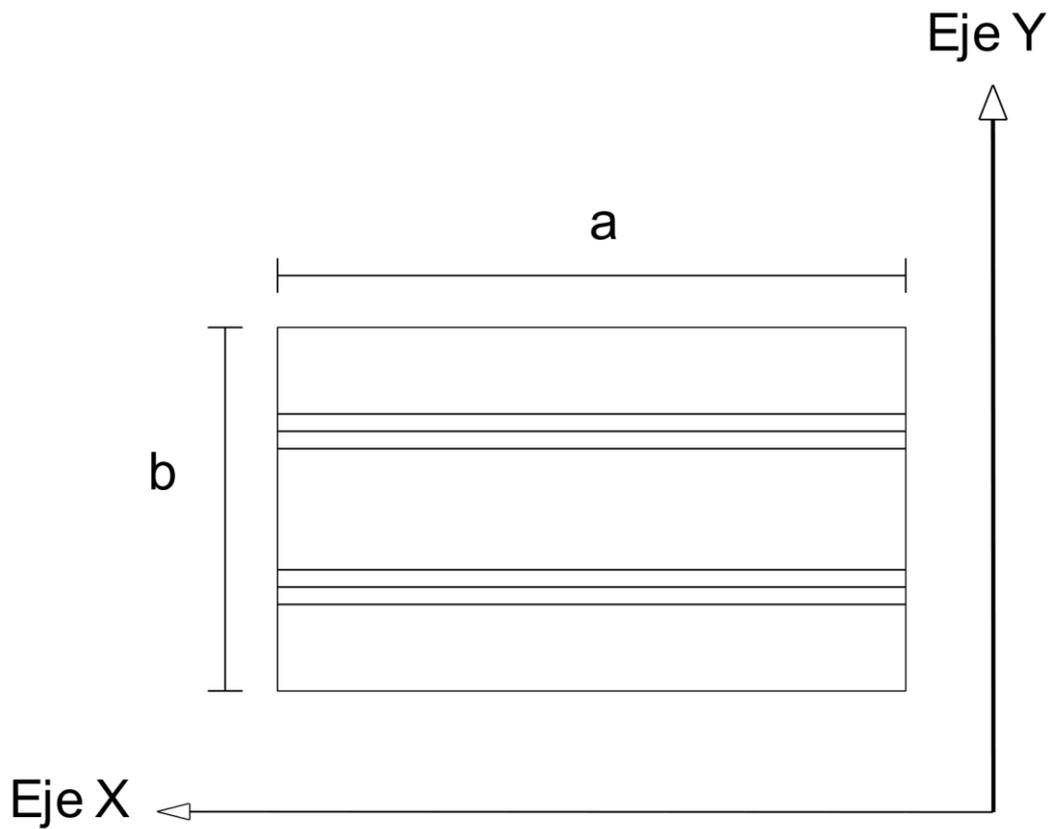


Figura 3.11 Eje Y-X del filtro paso bajo con postes elípticos generalizado

Cuando hablamos de relación axial, hablamos de la relación entre la altura de la elipse y la anchura. La relación axial se va a variar entre los valores 0.75; 0.5; 0.25.

En la siguiente figura se muestra la respuesta en frecuencia de los modelos, variando el ratio de estos.

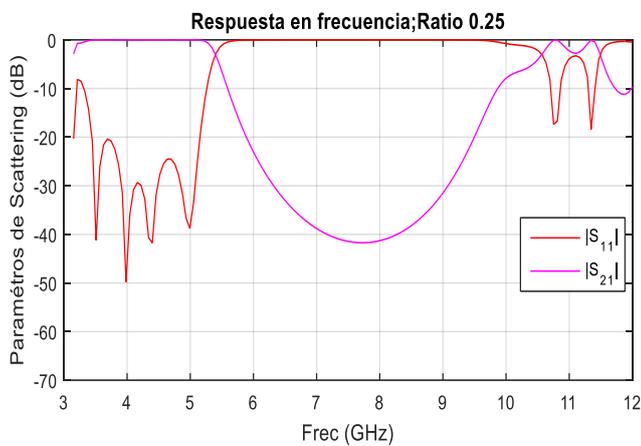
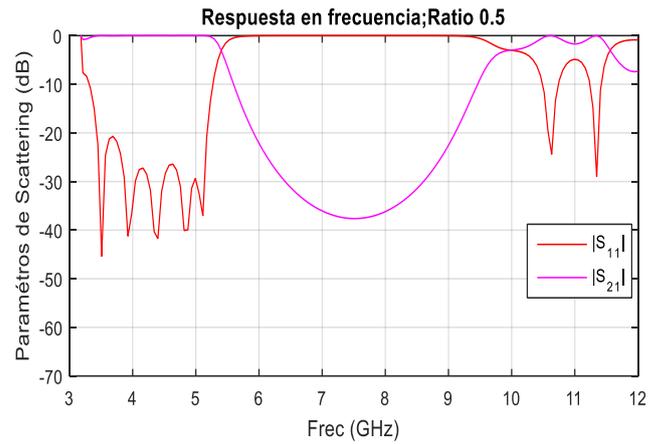
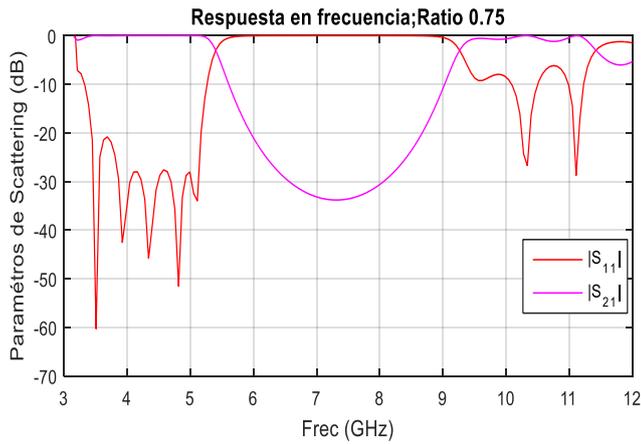


Figura 3.12 .Respuesta del filtro con postes elípticos con diferentes relaciones axiales

En la figura 3.12 se muestra los parámetros  $S_{11}$  y  $S_{22}$  del filtro diseñado, es decir, la respuesta en frecuencia de nuestro modelo. Como podemos apreciar actualmente la frecuencia de corte de la guía, coincide con la frecuencia de corte del filtro. Además podemos observar una banda de paso de unos 2GHz. Se puede observar que los espurios están cada vez más alejados, conforme reducimos el volumen de los iris elípticos, esto se debe a la reducción de la capacidad entre los iris, como se explicará posteriormente.

En este modelo de filtro no conseguimos la respuesta que queremos, que es aquella en la que la frecuencia de corte inferior del filtro no coincide con la de la guía, por ello no estudiamos la influencia de los parámetros  $\theta_c$  y  $RL$  en este caso.

En la tabla mostrada a continuación podemos apreciar las dimensiones de los filtros mostrados en la figura 3.14, y así comprobar las diferencias geométricas entre estos.

Name	Value Ratio 0,75	Value Ratio 0,5	Value Ratio 0,25	Unit
a	475.488	475.488	475.488	mm

b	221.488	221.488	221.488	mm
$l_1$	231.856	226.198	226.198	mm
$r_1$	4.179	205.582	45.726	mm
$l_2$	2.163.085	194.539	205.582	mm
$r_2$	66.103	194.539	70.822	mm
$l_3$	208.404	205.582	194.539	mm
$r_3$	76.856	226.198	8.129	mm
$l_4$	208.404	45.726	194.539	mm
$r_4$	76.856	70.822	8.129	mm
$l_5$	2.163.085	8.129	205.582	mm
$r_5$	66.103	8.129	70.822	mm
$l_6$	231.856	70.822	226.198	mm
$r_6$	4.179	45.726	45.726	mm

Tabla 3.3 .Dimensiones filtro paso bajo con iris elípticos.

A partir de esta geometría, desarrollaremos el resto de modelos de este proyecto, mediante la introducción de discontinuidades inductivas en nuestro filtro capacitivo, como podemos apreciar en las próximas secciones.

### 3.5 Geometría basada en iris con postes elípticos con un *gap* interno

En este apartado continuamos con nuestra investigación, ahora la geometría de nuestro filtro ha cambiado, aunque sigue siendo muy similar a la anterior. La diferencia reside en la introducción de un *gap* interno en el filtro, para poder estudiar los efectos que produce éste en la respuesta final de nuestro filtro. Por lo tanto, ahora el filtro diseñado ya no tiene únicamente discontinuidades capacitivas, sino que posee discontinuidades capacitivas e inductivas, aunque para la síntesis del filtro se sigue partiendo del modelo paso bajo con iris capacitivos.

Al igual que anteriormente, se continúa trabajando con postes elípticos variando su relación axial, es decir, la relación entre la anchura y la altura de la elipse, pero además se juega con la amplitud del *gap* interno introducido. En el apartado 3.4 no hemos podido desplazar la frecuencia de corte inferior, el único cambio residía en la distancia hasta los espurios. En los apartados que se muestran a continuación intentaremos encontrar una manera de controlar la frecuencia de corte inferior, o al menos encontrar un patrón para saber cómo afectan la relación axial y *gap* a este efecto.

En la tabla 3.3 mostramos las especificaciones del filtro

Función	Chebyshev tipo I
Orden del filtro	5
Pérdidas de retorno	25 dB
$\theta_c$	$30^\circ$
Dimensiones de la guía	$a = 47.54\text{mm}$ , $b = 22.14\text{ mm}$
Rango de frecuencias de uso	3.22 – 5.42 GHz
Geometría de los inversores	Postes elípticos
Frecuencia de corte	5.15 GHz
<i>gap</i>	5mm, 10 mm, 15 mm

Tabla 3.4 Especificaciones del filtro

En las figuras mostradas posteriormente se representa la forma física del nuevo modelo de filtro paso bajo con los diferentes ejes.

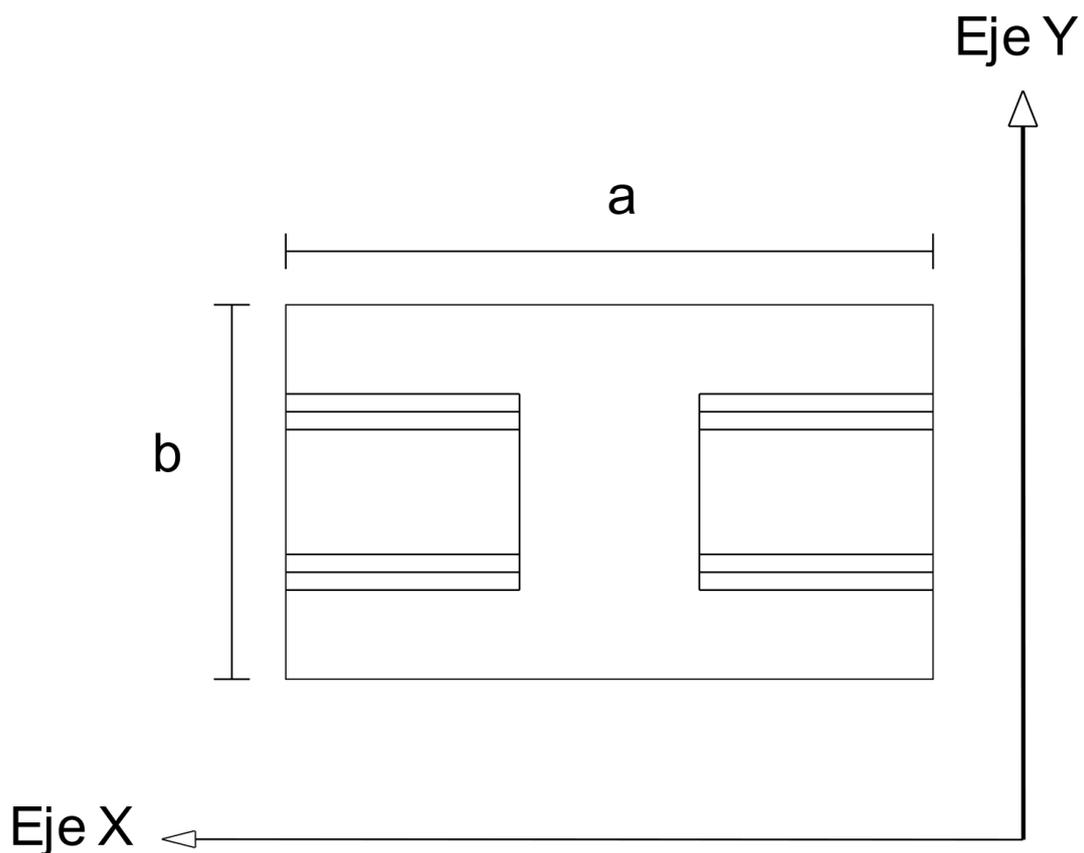


Figura 3.13 Eje Y-X del filtro paso bajo con postes elípticos y *gap* interno generalizado

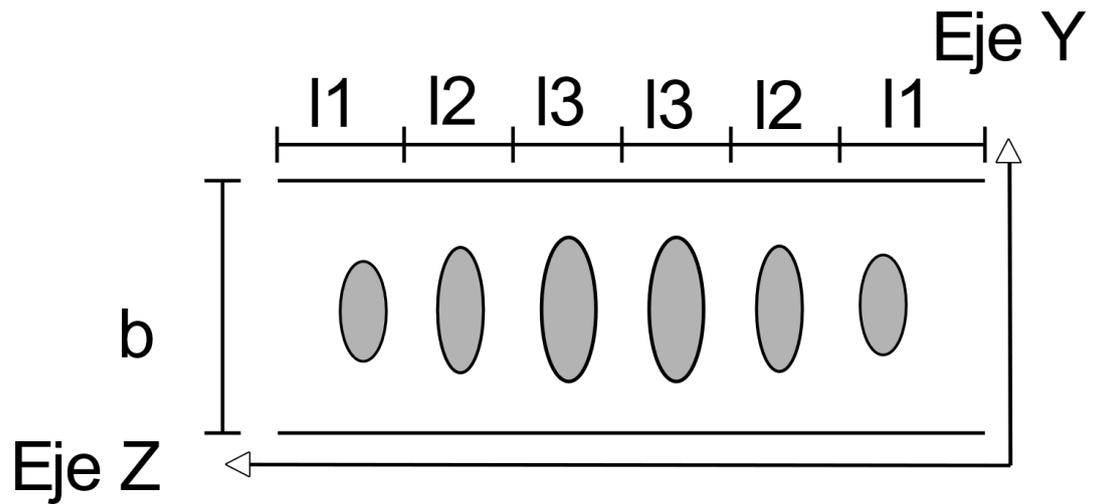


Figura 3.14 Eje Y-Z del filtro paso bajo con postes elípticos y *gap* interno generalizado

En los próximos apartados mostraremos las respuestas en frecuencia de los diferentes filtros, ahora variando el *gap* de 5 – 15 mm, para ver la influencia de éste.

### 3.5.1 Filtros con diferentes *gap* y relación axial 0.75

Cuando hablamos de la introducción de un *gap* interno nos referimos a la introducción de una discontinuidad en la cual, al poste elíptico se le elimina una parte en su zona central, de diferente longitud dependiendo de la longitud del *gap* añadido.

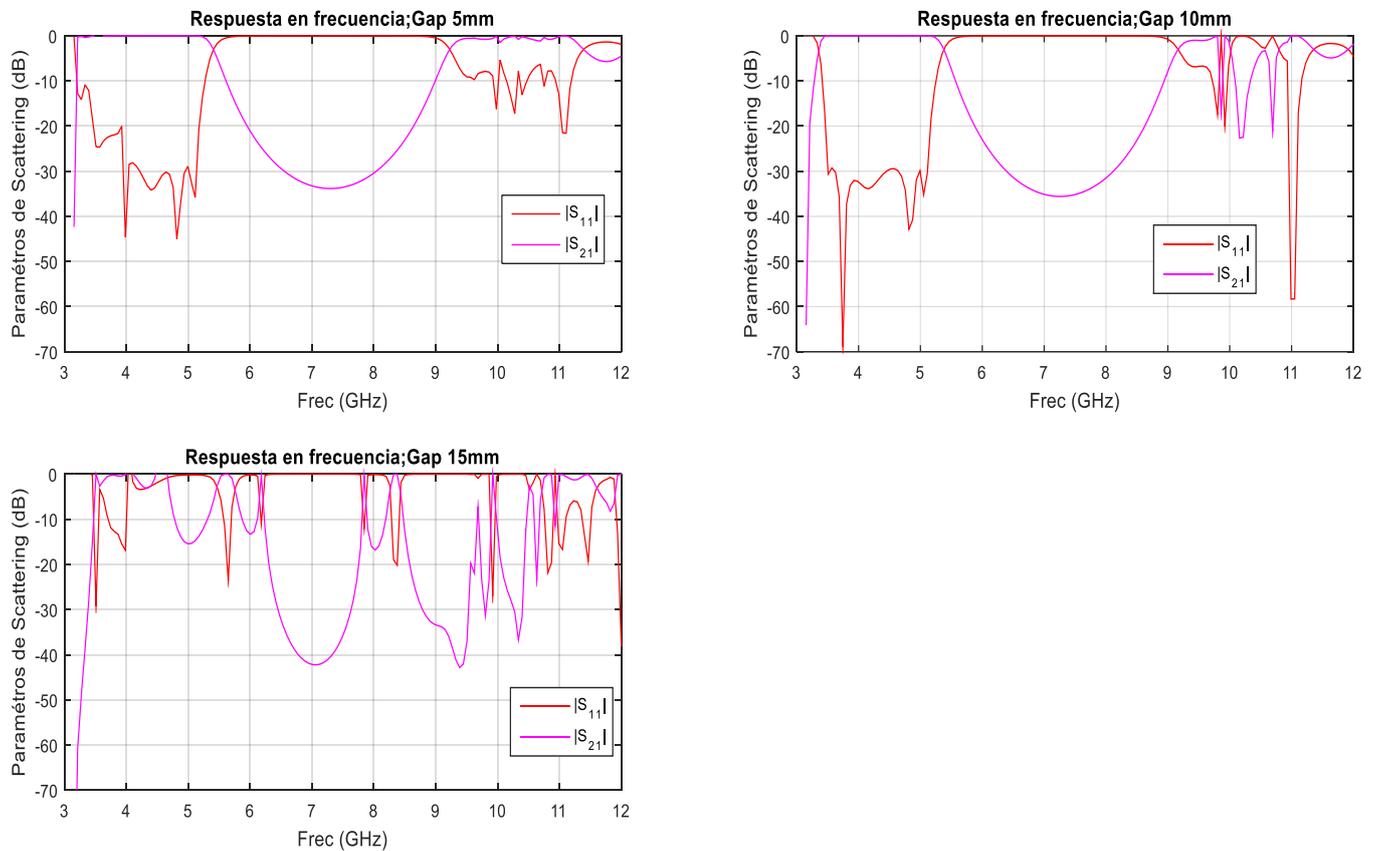


Figura 3.15 .Respuesta del filtro con postes elípticos relación axial 0.75 con diferentes *gaps*

Tal y como se puede apreciar en la figura 3.15, no todas las figuras representan la respuesta de un filtro paso bajo. Cuando observamos la respuesta en frecuencia con un *gap* de 15 mm podemos observar que ha ocurrido un error matemático, cuya razón ya hemos comentado con anterioridad en este proyecto. En cuanto a las respuestas en frecuencia con *gap* menor podemos observar un efecto bastante interesante; la frecuencia de corte inferior de nuestro filtro ya no coincide con la frecuencia de corte de la guía. Podemos comprobar que este efecto se debe a la ampliación del *gap* interno de nuestro filtro, pues para un *gap* de 5 mm no existe prácticamente variación mientras que cuando tenemos un *gap* más amplio se empieza a mostrar un desplazamiento de la frecuencia de corte inferior. Podemos explicar este efecto de la siguiente manera, al hacer un corte inductivo en nuestro filtro capacitivo variamos la anchura efectiva del filtro. Además sabemos que el máximo de potencia de los modos incidentes coincide con el *gap* del filtro. Por ello cuando el *gap* está en el centro el efecto

es más claro. Para afirmar esta teoría realizaremos posteriormente algún modelo para certificar estos resultados.

### 3.5.2 Filtros con diferentes *gap* y relación axial 0.5

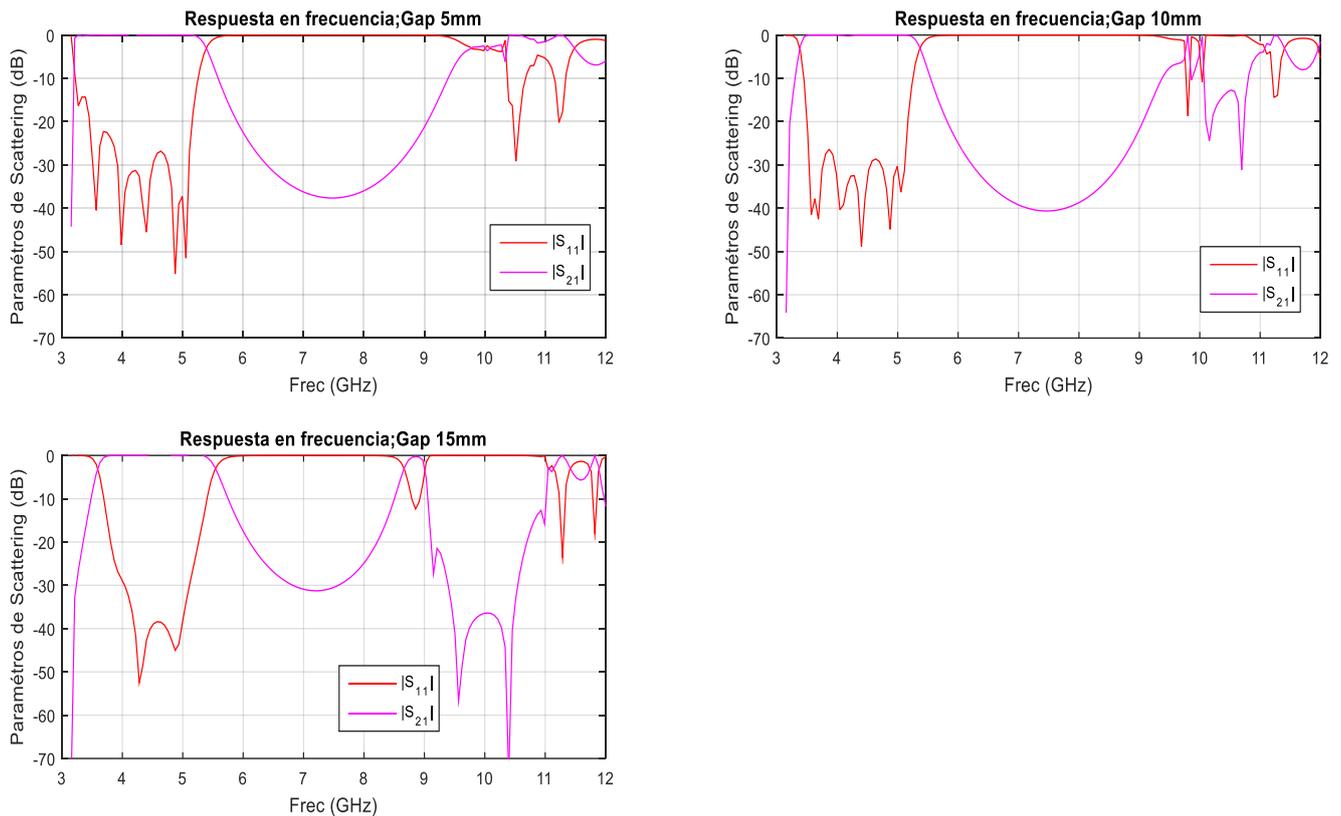


Figura 3.16 .Respuesta del filtro con postes elípticos ratio 0.5 con diferentes *gaps*

Continuando como el apartado anterior, en este caso también conseguimos que nuestro efecto de desplazamiento de la frecuencia de corte inferior sea aún más notable. Podemos empezar a ver un patrón para este tipo de filtros, y es que a mayor *gap* interno, mayor es el desplazamiento de la frecuencia de corte inferior. Hay que observar también que cuanto mayor es el desplazamiento más cerca están los espurios respecto a la banda de paso de nuestro filtro.

### 3.5.3 Filtros con diferentes *gap* y relación axial 0.25

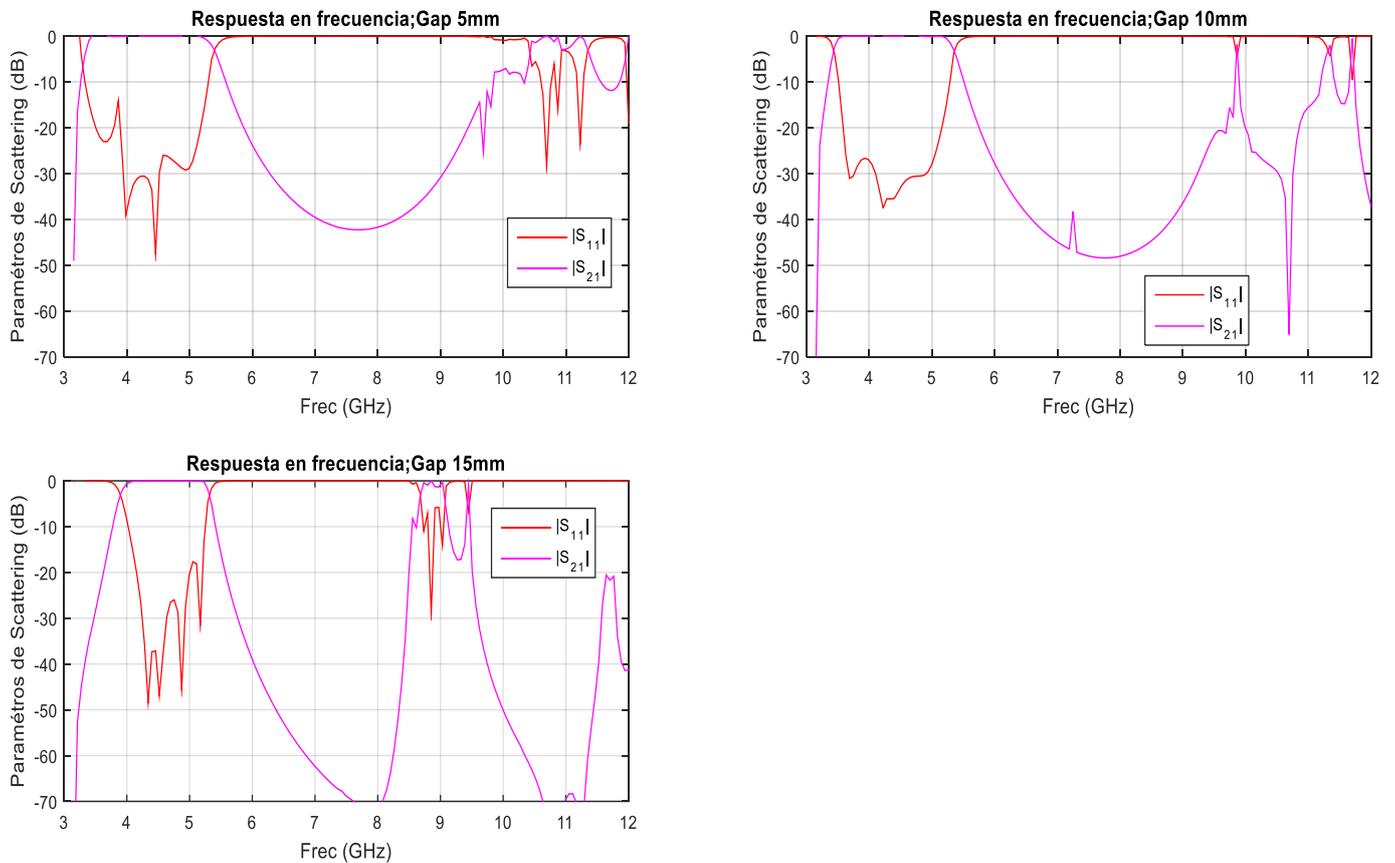


Figura 3.17 .Respuesta del filtro con postes elípticos ratio 0.25 con diferentes *gaps*

Este apartado nos ha permitido certificar nuestros resultados, a mayor *gap* interno tenemos un mayor desplazamiento de la frecuencia de corte inferior, pero como lado negativo este efecto produce que se aproximen los espurios. Es interesante buscar el *gap* máximo que un filtro paso bajo puede admitir. No obstante, en los filtros paso bajo existe un ancho de banda mínimo para que se pueda diseñar el filtro, si pasamos ese tope ya tendríamos que sintetizar un filtro paso banda. Por lo tanto, el *gap* máximo de este modelo se corresponde con la frontera entre el filtro paso bajo y el filtro paso banda.

### 3.5.4 Comparación de los filtros con igual *gap* y diferente relación axial

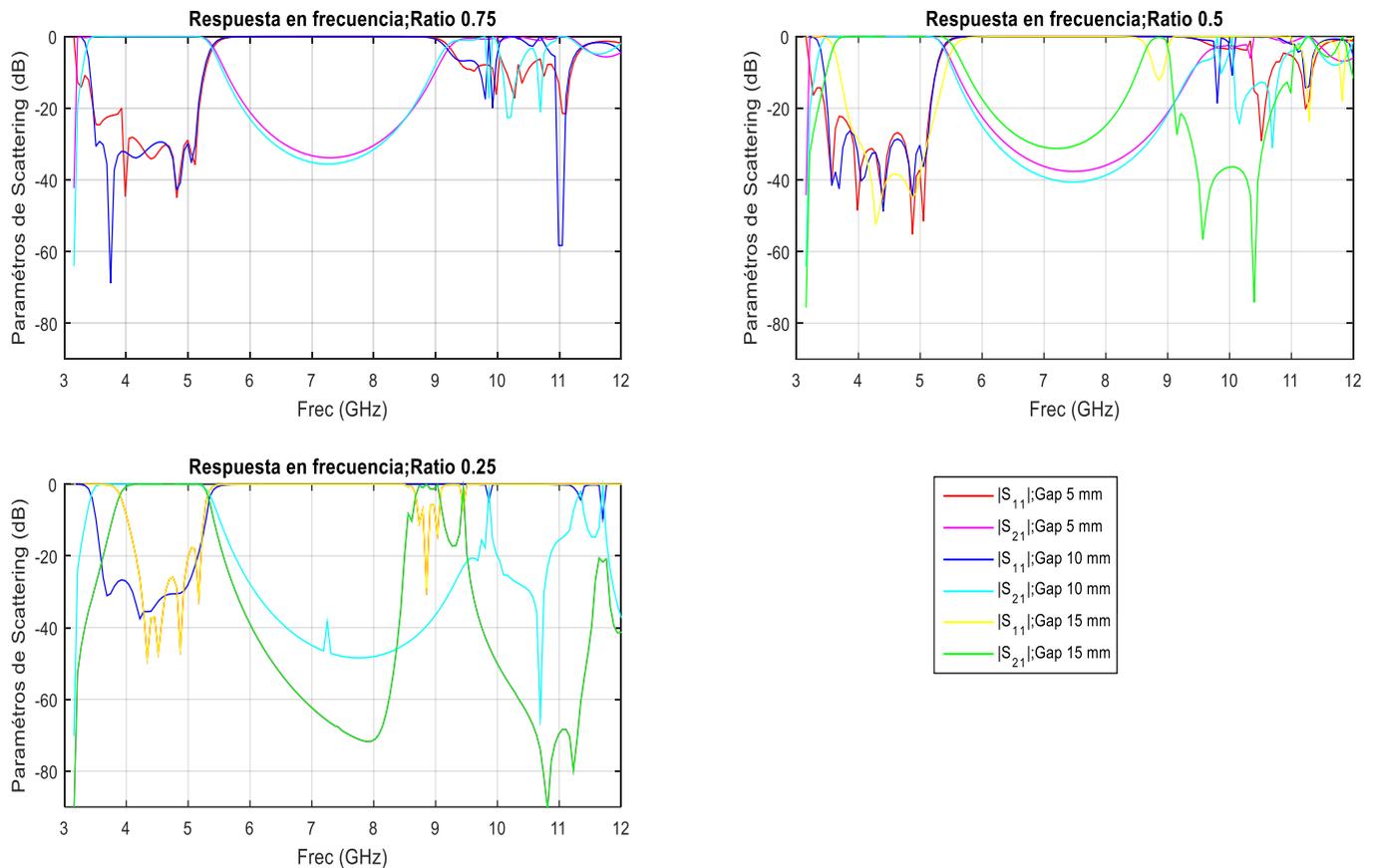


Figura 3.18 .Respuesta del filtro con postes elípticos diferentes ratios y *gaps*

Con las figuras 3.18 se pueden deducir dos conclusiones:

- El desplazamiento de la frecuencia de corte inferior de nuestro filtro es mayor conforme se aumenta el *gap* interno, aunque si el *gap* es demasiado grande deja de funcionar como un filtro paso bajo.
- La relación axial influye en el desplazamiento de frecuencia inferior. A menor relación axial el efecto del desplazamiento de la frecuencia de corte es mayor. Aunque no hemos conseguido llegar al valor límite en el cual se deja de comportar como un filtro paso, sabemos por diferentes simulaciones realizadas que esto sucede. No hemos podido realizar un estudio en profundidad de este efecto, se añadirá como línea futura.

A continuación se muestran las tablas de las diferentes variables de los distintos modelos mostrados en el apartado 3.5.

Name ratio 0,75	Value gap 5 mm	Value gap 10 mm	Value gap 15 mm
a	47.5488mm	47.5488mm	47.5488mm
b	22.1488mm	22.1488mm	22.1488mm
gap	5mm	10mm	15mm
l <sub>1</sub>	23.23115mm	23.4836mm	23.8316mm
r <sub>1</sub>	4.3871mm	4.981mm	6.07mm
l <sub>2</sub>	21.7804mm	22.10165mm	22.57355mm
r <sub>2</sub>	6.7936mm	7.5065mm	8.7811mm
l <sub>3</sub>	21.00795mm	21.4116mm	70.0027mm
r <sub>3</sub>	7.8811mm	8.6044mm	9.7114mm
l <sub>4</sub>	21.00795mm	21.4116mm	70.0027mm
r <sub>4</sub>	7.8811mm	8.6044mm	9.7114mm
l <sub>5</sub>	21.7804mm	22.10165mm	22.57355mm
r <sub>5</sub>	6.7936mm	7.5065mm	8.7811mm
l <sub>6</sub>	23.23115mm	23.4836mm	23.8316mm
r <sub>6</sub>	4.3871mm	4.981mm	6.07mm

Tabla 3.5 .Dimensiones filtro paso bajo con iris elípticos con *gap* interno y ratio 0.75.

Name ratio 0,5	Value gap 5 mm	Value gap 10 mm	Value gap 15 mm
a	47.5488mm	47.5488mm	47.5488mm
b	22.1488mm	22.1488mm	22.1488mm
gap	5mm	10mm	15mm
l <sub>1</sub>	22.7155mm	22.97mm	23.5579mm
r <sub>1</sub>	4.7992mm	5.5068mm	5.5068mm
l <sub>2</sub>	20.6682mm	20.9652mm	22.445mm
r <sub>2</sub>	7.3153mm	8.0703mm	8.0703mm
l <sub>3</sub>	19.7423mm	19.8336mm	21.6296mm
r <sub>3</sub>	8.3655mm	9.1038mm	9.1038mm
l <sub>4</sub>	19.7423mm	19.8336mm	21.6296mm
r <sub>4</sub>	8.3655mm	9.1038mm	9.1038mm
l <sub>5</sub>	20.6682mm	20.9652mm	22.445mm
r <sub>5</sub>	7.3153mm	8.0703mm	8.0703mm
l <sub>6</sub>	22.7155mm	22.97mm	23.5579mm
r <sub>6</sub>	4.7992mm	5.5068mm	5.5068mm

Tabla 3.6 .Dimensiones filtro paso bajo con iris elípticos con *gap* interno y ratio 0.5.

Name ratio 0,25	Value gap 5 mm	Value gap 10 mm	Value gap 15 mm
a	47.5488mm	47.5488mm	47.5488mm
b	22.1488mm	22.1488mm	22.1488mm
gap	5mm	10mm	15mm
$l_1$	21.96135mm	22.0632mm	22.26155mm
$r_1$	5.4827mm	6.2766mm	7.7285mm
$l_2$	19.0124mm	19.06205mm	19.24855mm
$r_2$	8.0692mm	8.9319mm	10.2071mm
$l_3$	17.7622mm	17.76285mm	18.15185mm
$r_3$	9.0812mm	9.8289mm	10.6217mm
$l_4$	17.7622mm	17.76285mm	18.15185mm
$r_4$	9.0812mm	9.8289mm	10.6217mm
$l_5$	19.0124mm	19.06205mm	19.24855mm
$r_5$	8.0692mm	8.9319mm	10.2071mm
$l_6$	21.96135mm	22.0632mm	22.26155mm
$r_6$	5.4827mm	6.2766mm	7.7285mm

Tabla 3.7 .Dimensiones filtro paso bajo con iris elípticos con *gap* interno y ratio 0.25.

### 3.5.5 Comparativa del efecto de $\theta_c$ y RL

En este apartado solamente queremos confirmar que en nuestro modelo innovador los parametros  $\theta_c$  y RL (Pérdidas de retorno) , tienen el mismo efecto que en el resto de filtros paso bajo. Para ello haremos una comparativa de la respuesta original de nuestro filtro y la respuesta tras la variacion de estos parámetros.

Lo primero que hacemos es variar las pérdidas de retorno. Podemos ver que en la banda de paso cuando reducimos este parámetro,  $|S_{11}|$  es menor, pero en la banda eliminada el nivel de  $|S_{21}|$  es mayor. Este parámetro afecta a la posición de la banda de espurios. Sin embargo, ajustar esta posición no es una buena opción puesto que empeoraríamos las especificaciones de la banda de paso, como podemos apreciar en la figura 3.22.

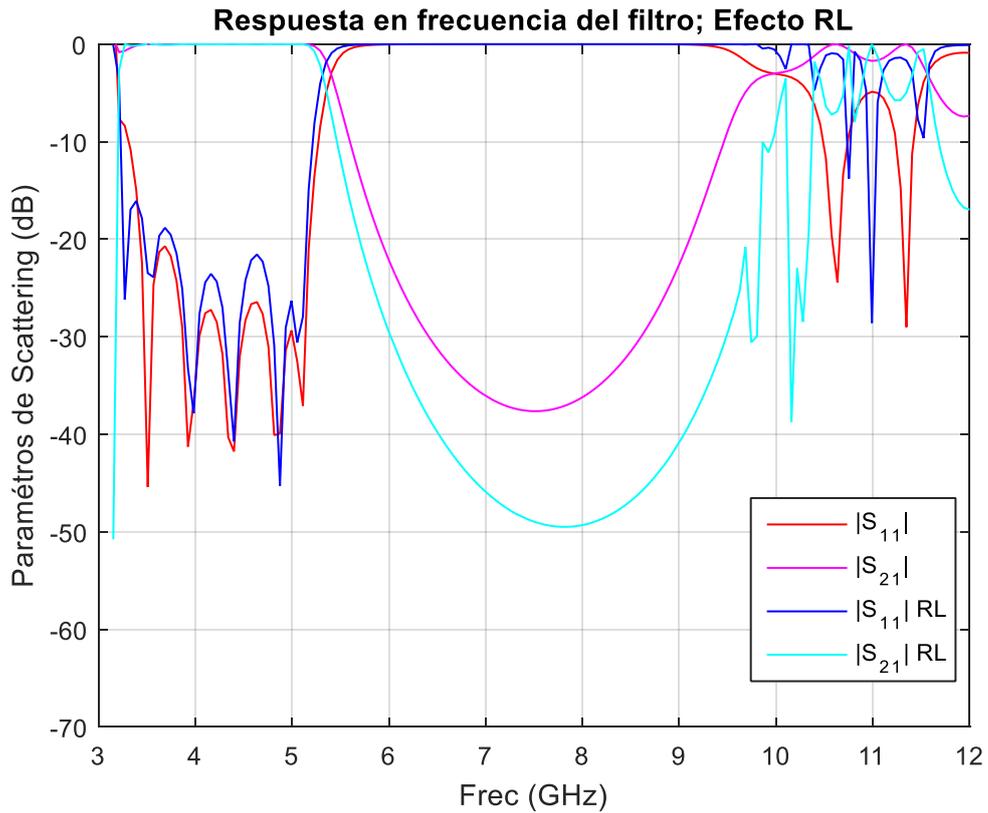


Figura 3.19 influencia del parámetro RL.

En cuanto al parámetro  $\theta_c$  sabemos que controla directamente la posición de la banda de espurios, estando ésta en frecuencias alejadas de la banda de paso cuando más bajo es el valor de éste. Por tanto, será mejor tener un valor bajo para este parámetro. Este efecto podemos comprobar que efectivamente se cumple en la figura 3.23.

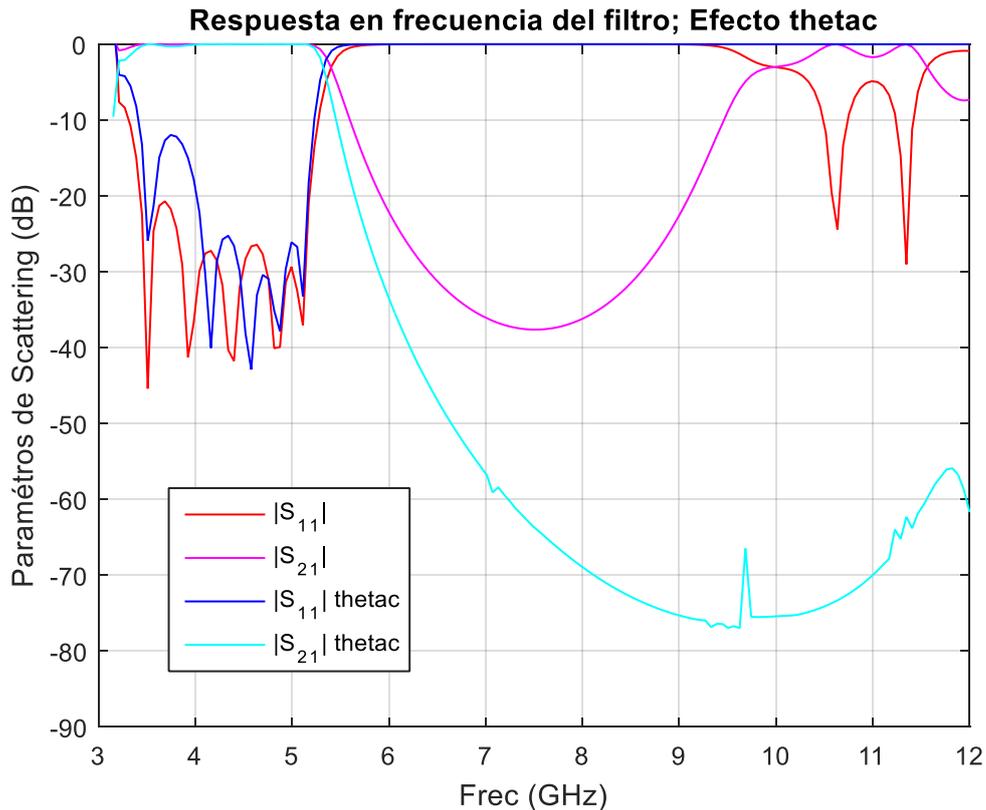


Figura 3.20 Influencia del parámetro  $\theta_c$

Podemos apreciar que las respuestas son muy parecidas en la banda de paso, aunque vemos que empeora un poco al tener una  $\theta_c$  baja. Asimismo, podemos apreciar que la diferencia en cuanto a la banda de espurios es muy notable.

### 3.5.6 Modelo con postes asimétricos para comprobar la influencia del máximo de campo incidente.

El objetivo de este apartado es confirmar que moviendo el *gap* interno para que no se encuentre en una posición simétrica la frecuencia de corte inferior de nuestro filtro no se moverá, pues en el máximo de campo incidente tenemos un poste levitando. Para ello solo realizaremos una única simulación con las especificaciones mostradas en el apartado 3.5.

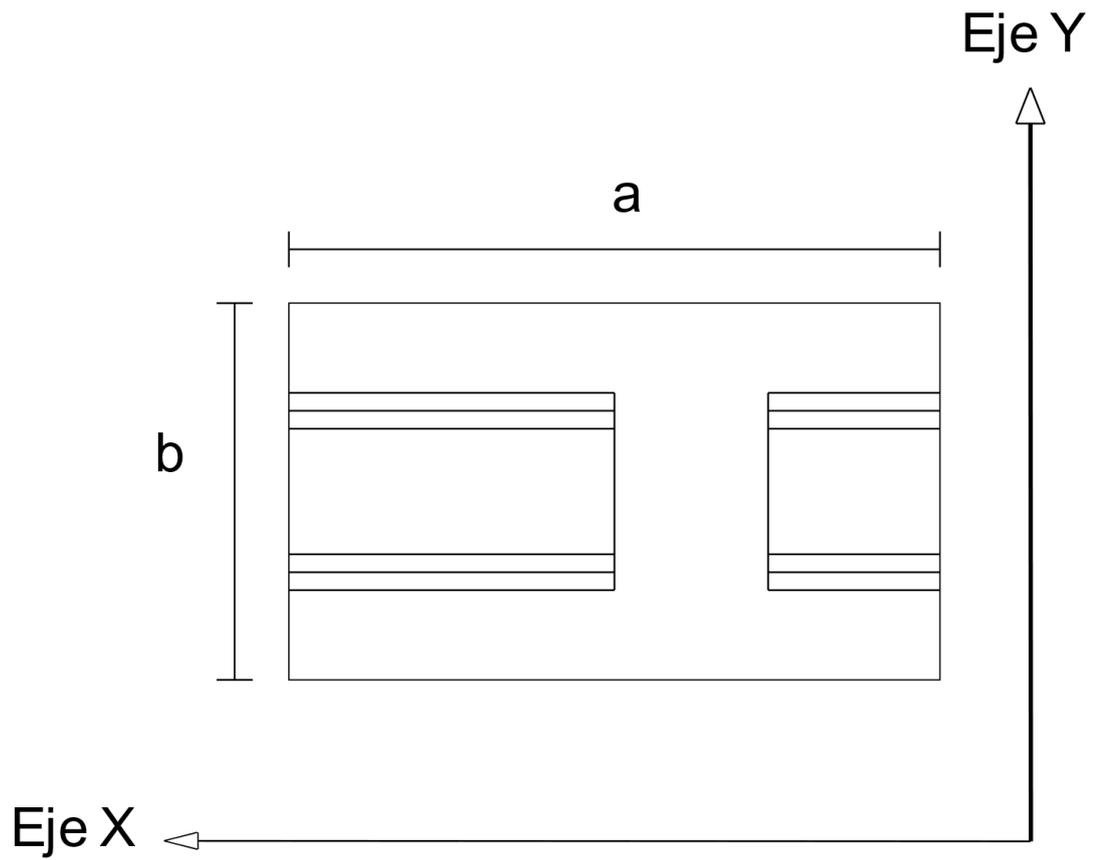


Figura 3.21 Topología de la nueva estructura desde plano Y-X.

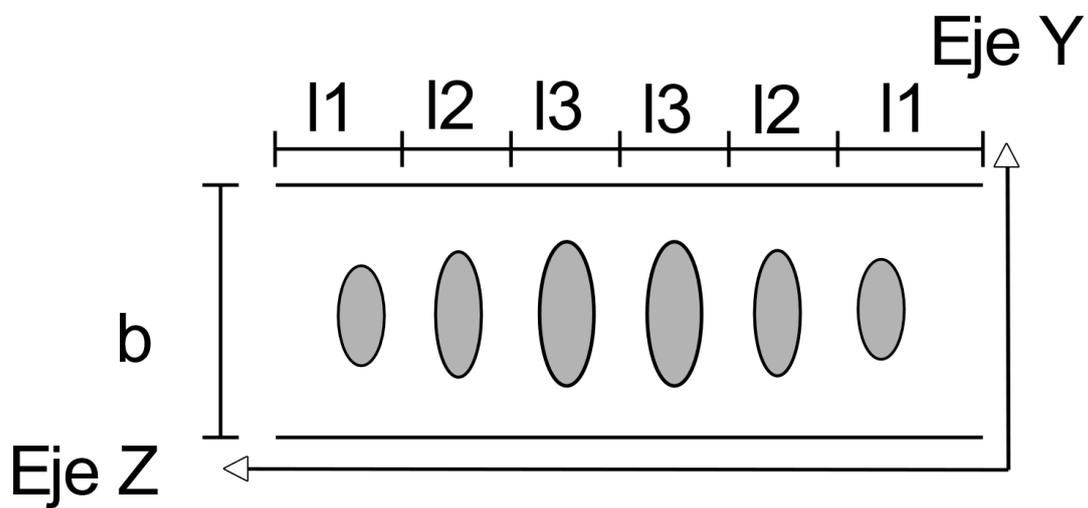


Figura 3.22 Topología de la nueva estructura desde el plano Y-Z.

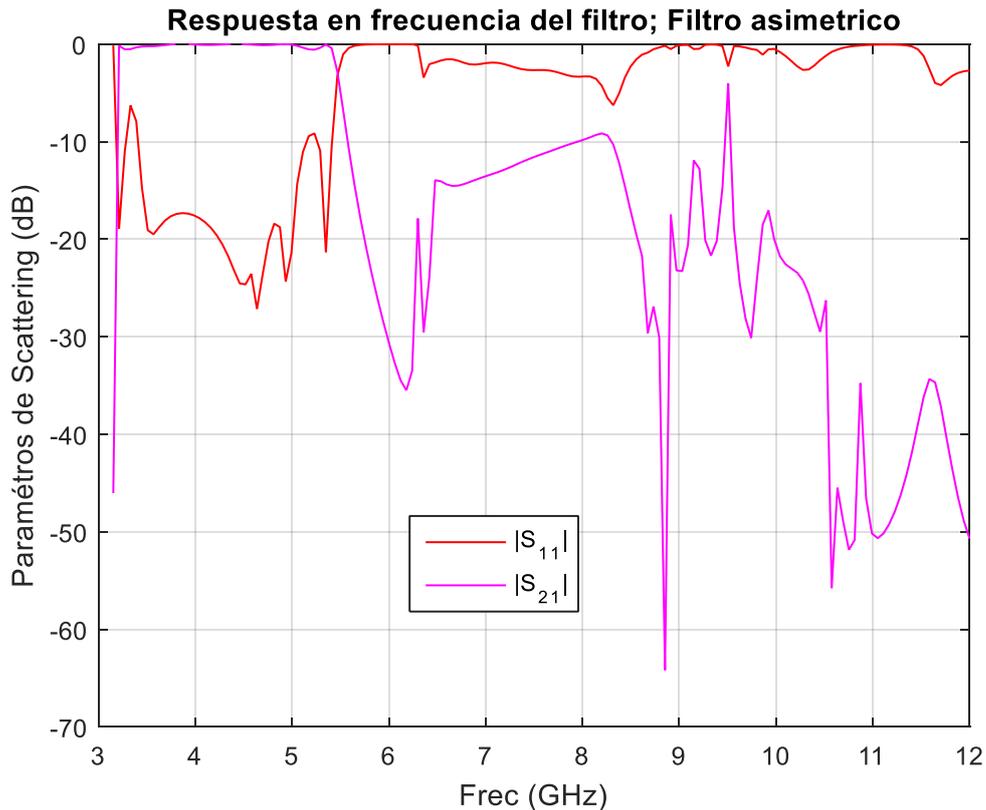


Figura 3.23 Respuesta en frecuencia de filtro asimétrico con relación axial 0.25 y *gap* 15 mm.

Mediante los resultados mostrados en la figura 3.23 podemos afirmar la influencia de la posición de los postes o tener un hueco en el máximo de campo incidente. La conclusión obtenida con esta simulación es que si nuestro poste se encuentra en la posición de máximo campo incidente, el efecto de desplazamiento de nuestra frecuencia de corte inferior es muy pequeño o incluso nulo. A pesar de esta conclusión pensamos que si el poste interrumpe el centro de nuestro máximo de campo, pero a ambos lados de este poste tenemos aire, el efecto de desplazamiento de esta frecuencia de corte puede darse, por lo tanto en el próximo apartado se mostrará otro modelo con estas especificaciones.

### 3.6 Topología basada en iris con postes elípticos y con doble *gap* interno

En este momento del proyecto la topología de nuestro filtro ha cambiado, aunque sigue siendo muy similar a la anterior. La diferencia reside en la introducción de un nuevo *gap* interno en el filtro, para poder estudiar los efectos que producen los dos

*gaps* en nuestro filtro y por lo tanto en la obstaculización del máximo de campo incidente.

Al igual anteriormente, se continúa trabajando con postes elípticos variando el radio, es decir, la relación entre la anchura y la altura de la elipse, pero además se juega con la amplitud del *gap* interno introducido. En el apartado 3.5 hemos podido desplazar la frecuencia de corte inferior, pero es interesante para nosotros poder ver qué ocurre con la introducción de un nuevo *gap*.

En la tabla 3.7 mostramos las especificaciones del filtro

Función	Chebyshev tipo I
Orden del filtro	5
Pérdidas de retorno	25 dB
$\theta_c$	30°
Dimensiones de la guía	a = 47.5488 mm, b = 22.1488 mm
Rango de frecuencias de uso	3.22 – 5.42 GHz
Geometría del inversor	Postes elípticos
Frecuencia de corte	5.15 GHz
<i>gap</i>	5mm, 10 mm, 15 mm

Tabla 3.8 Especificaciones del filtro

En las figuras mostradas posteriormente se muestra la forma física del nuevo modelo de filtro paso bajo con los diferentes ejes, para poder tener una idea de la forma de éste.

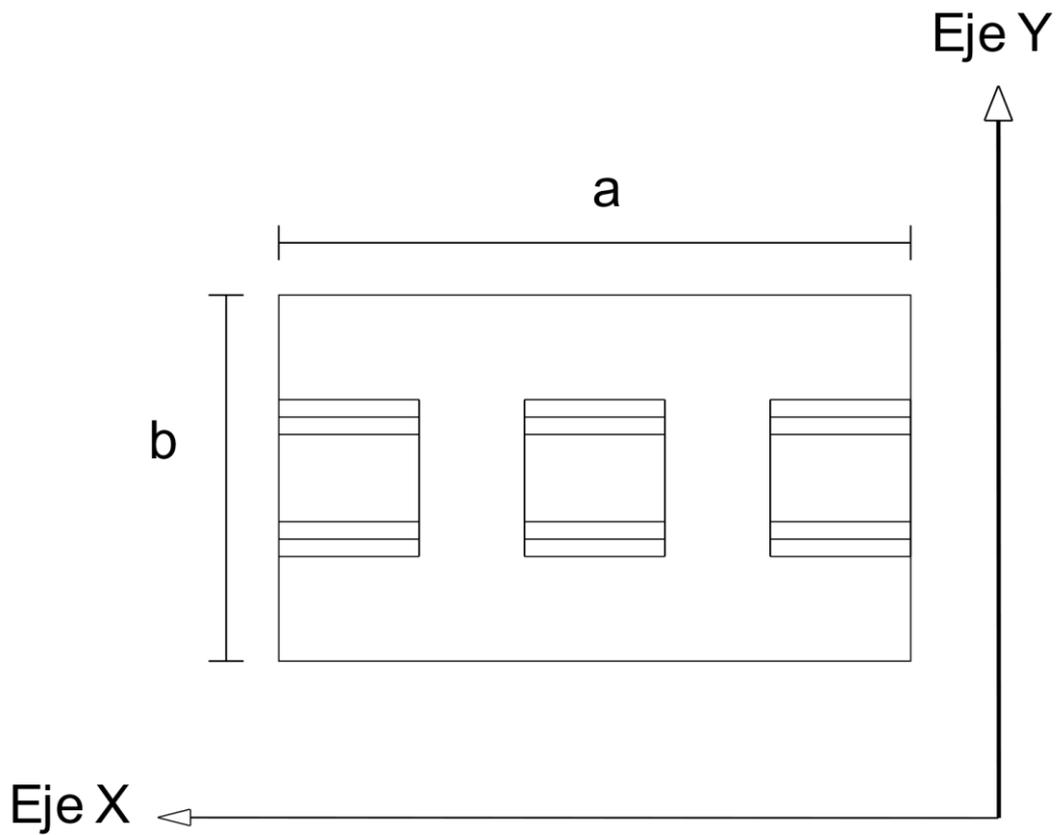


Figura 3.24 Eje Y-X del filtro paso bajo con postes elípticos y *gap* interno generalizado

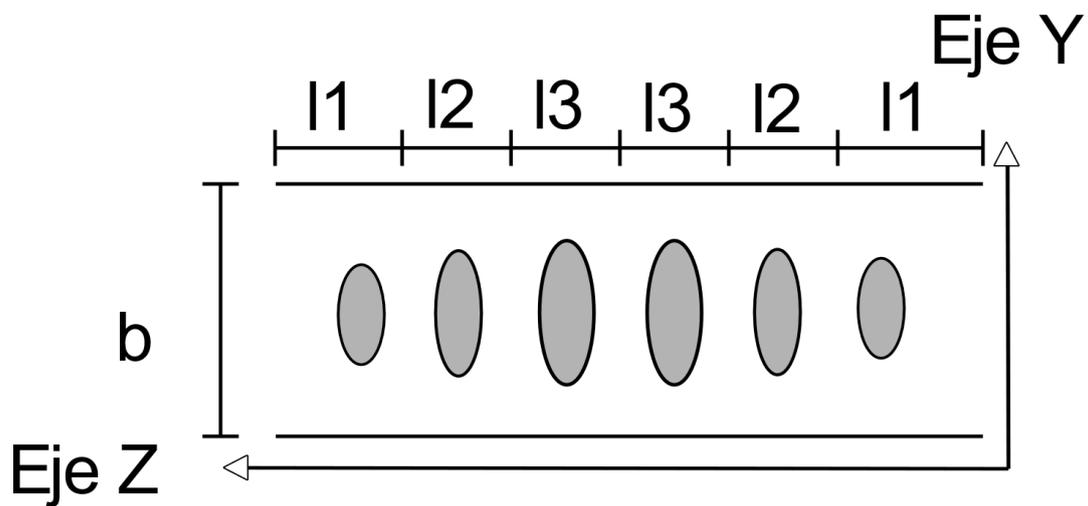


Figura 3.25 Eje Y-Z del filtro paso bajo con postes elípticos y *gap* interno generalizado

En las próximas figuras mostraremos las respuestas en frecuencia de los diferentes filtros, ahora variando el *gap* de 5 – 15 mm, para ver la influencia de éste.

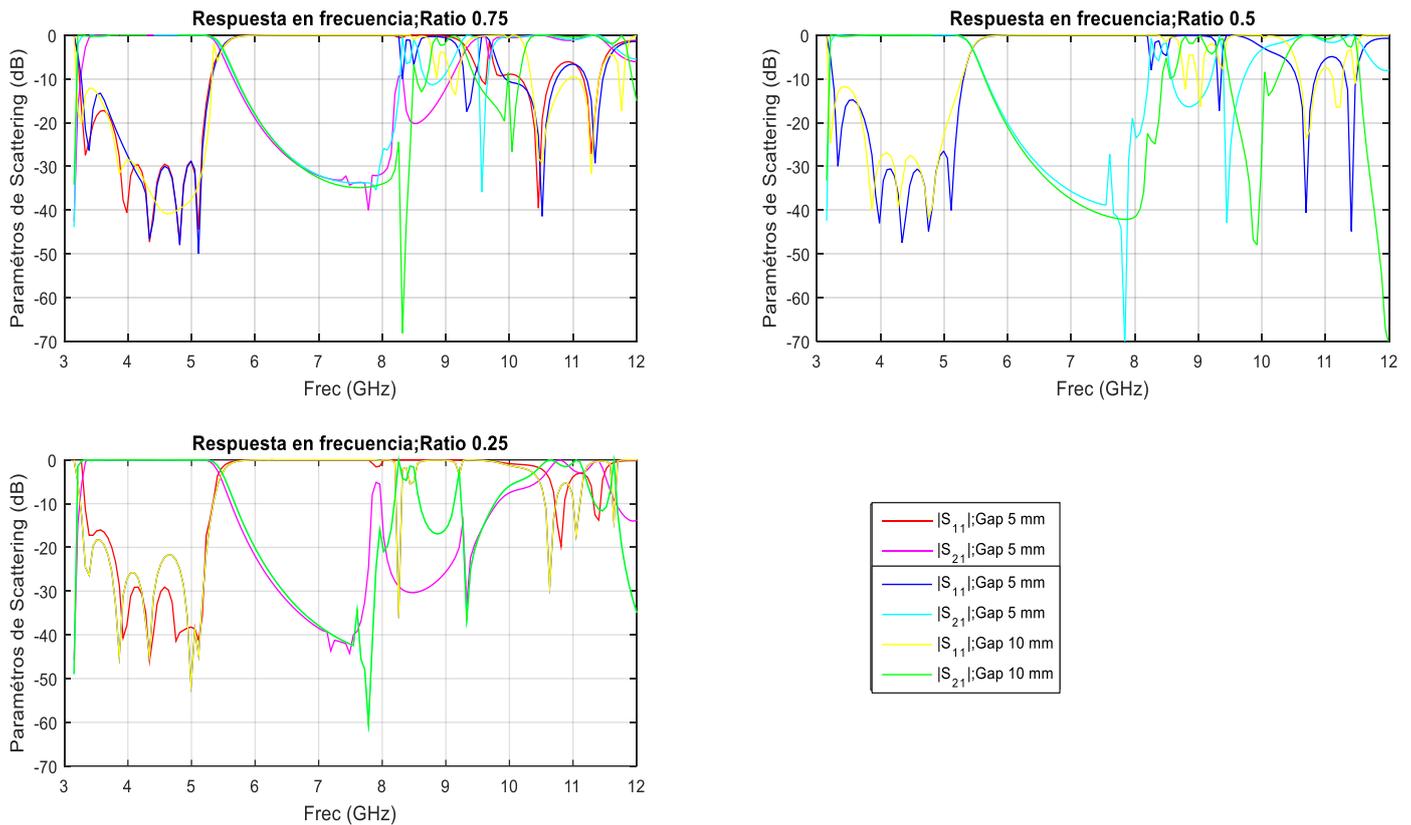


Figura 3.26 Diferentes respuestas filtro paso bajo con doble *gap* interno.

En este modelo podemos apreciar cómo no se consigue el desplazamiento de la frecuencia de corte, para ninguno de las relaciones axiales usadas y *gaps* internos. Podemos apreciar en la primera fila a la derecha en la figura 3.29 que uno de los modelos que no ha simulado bien (aunque como este modelo no mueve la frecuencia de corte y no tiene unos buenos espurios no creo necesario repetir la simulación). En alguno de los modelos aparece un pequeño o inexistente desplazamiento, por lo cual podemos decir que el efecto de desplazar la frecuencia de corte de inferior en este modelo no se consigue.

También tenemos que pensar que el modo incidente en nuestro filtro es máximo justo en el centro de nuestra coordenada *x*, lugar en el cual en este modelo se sitúa el inversor que está levitando en la parte central. Por lo tanto, el efecto es menor o inexistente para este modelo puesto que no afecta a la parte donde el modo incidente es máximo.

Después de estos resultados, queremos obtener un modelo que permita desplazar la frecuencia de corte inferior y tenga unos buenos espurios, o dos filtros que por separado puedan hacer cada una de esas cosas. Con ese objetivo comenzamos con el apartado 3.7.

### 3.7 Geometría basada en iris con postes elípticos separados de las paredes y *gap* interno.

En apartado buscamos una geometría que tenga unos buenos espurios y a poder ser que mueva la frecuencia de corte inferior. La diferencia respecto a modelos anteriores reside en que ahora queremos que los iris estén separados de las paredes, por lo que introducimos los mismos *gaps* a los extremos.

Como en anteriores apartados, continuamos usando postes elípticos, variando la relación axial de estos, aunque también se juega con la amplitud del *gap* interno introducido.

En la tabla 3.8 mostramos las especificaciones del filtro

Función	Chebyshev tipo I
Orden del filtro	5
Pérdidas de retorno	25 dB
$\theta_c$	30°
Dimensiones de la guía	a = 47.5488 mm, b = 22.1488 mm
Rango de frecuencias de uso	3.22 – 5.42 GHz
Geometría del inversor	Postes elípticos
Frecuencia de corte	5.15 GHz
<i>gap</i>	5mm, 10 mm, 15 mm

Tabla 3.9 Especificaciones del filtro

En las figuras mostradas posteriormente se muestra la forma física del nuevo modelo de filtro paso bajo con los diferentes ejes, para poder tener una idea de su aspecto.

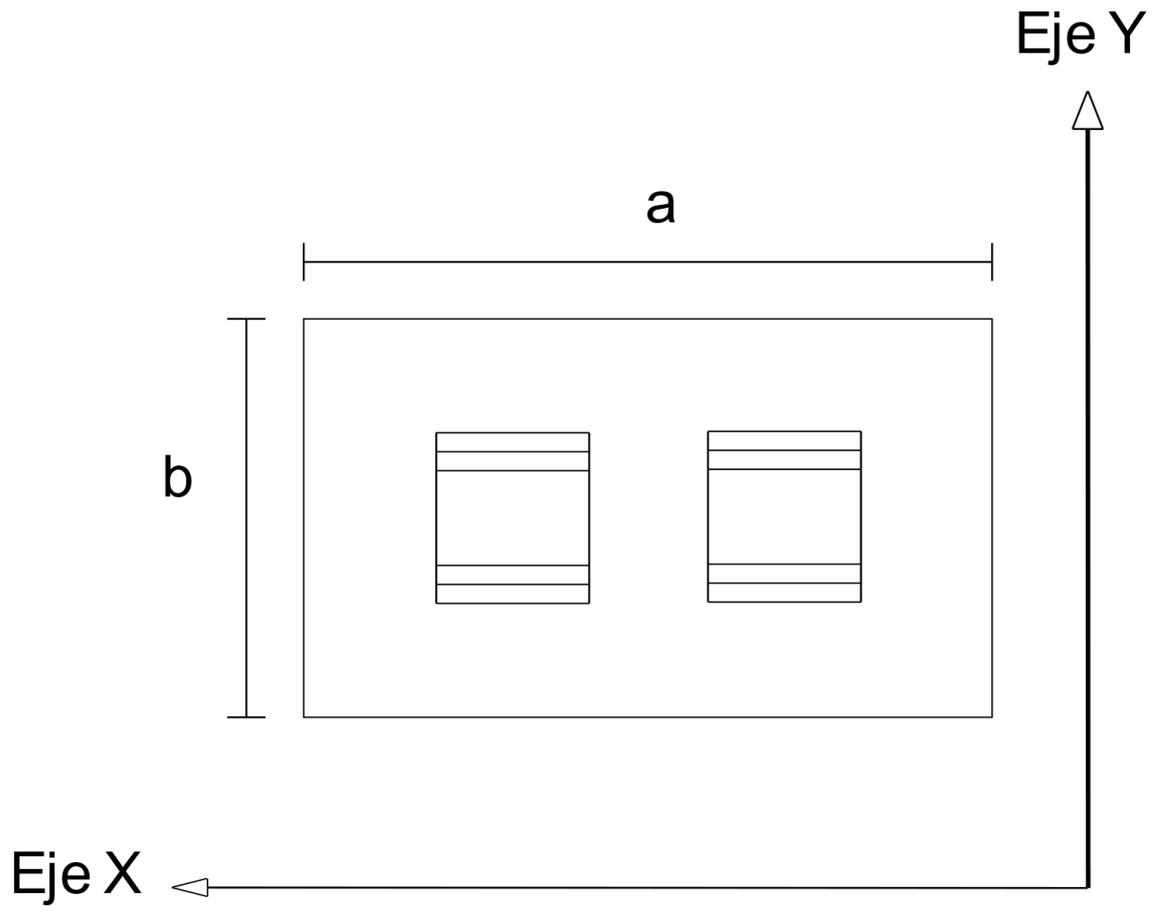


Figura 3.27 Eje Y-X del filtro paso bajo con postes elípticos y *gap* interno generalizado

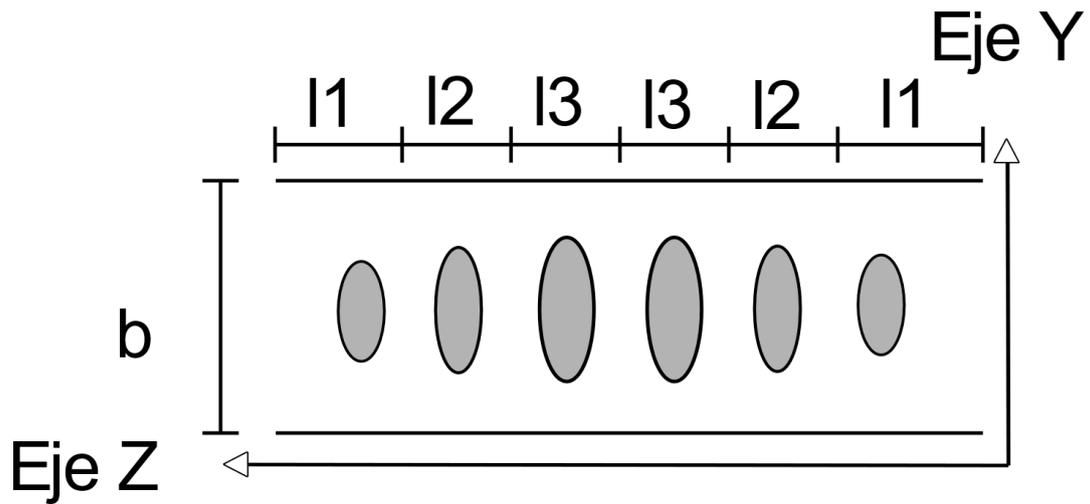


Figura 3.28 Eje Y-Z del filtro paso bajo con postes elípticos y *gap* interno generalizado

En las próximas figuras mostraremos las respuestas en frecuencia de los diferentes filtros, variando el *gap* de 5 – 15 mm, para ver la influencia de éste.

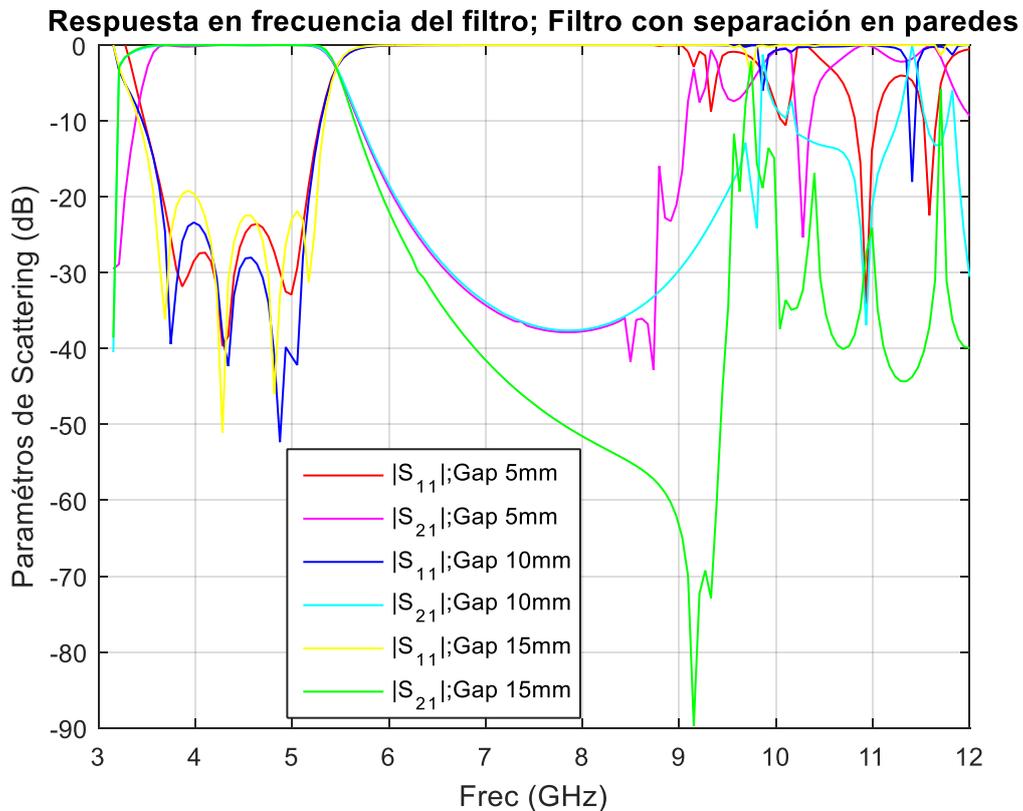


Figura 3.29 Respuesta en frecuencia del filtro con diferentes *gaps* y relación axial 0.25

Por lo que podemos ver el efecto en este caso no es el mismo, pues ahora el desplazamiento de la frecuencia de corte se produce cuando el *gap* es más pequeño.

Para poder observarlo con detenimiento lo compararemos con el modelo del apartado 3.5.

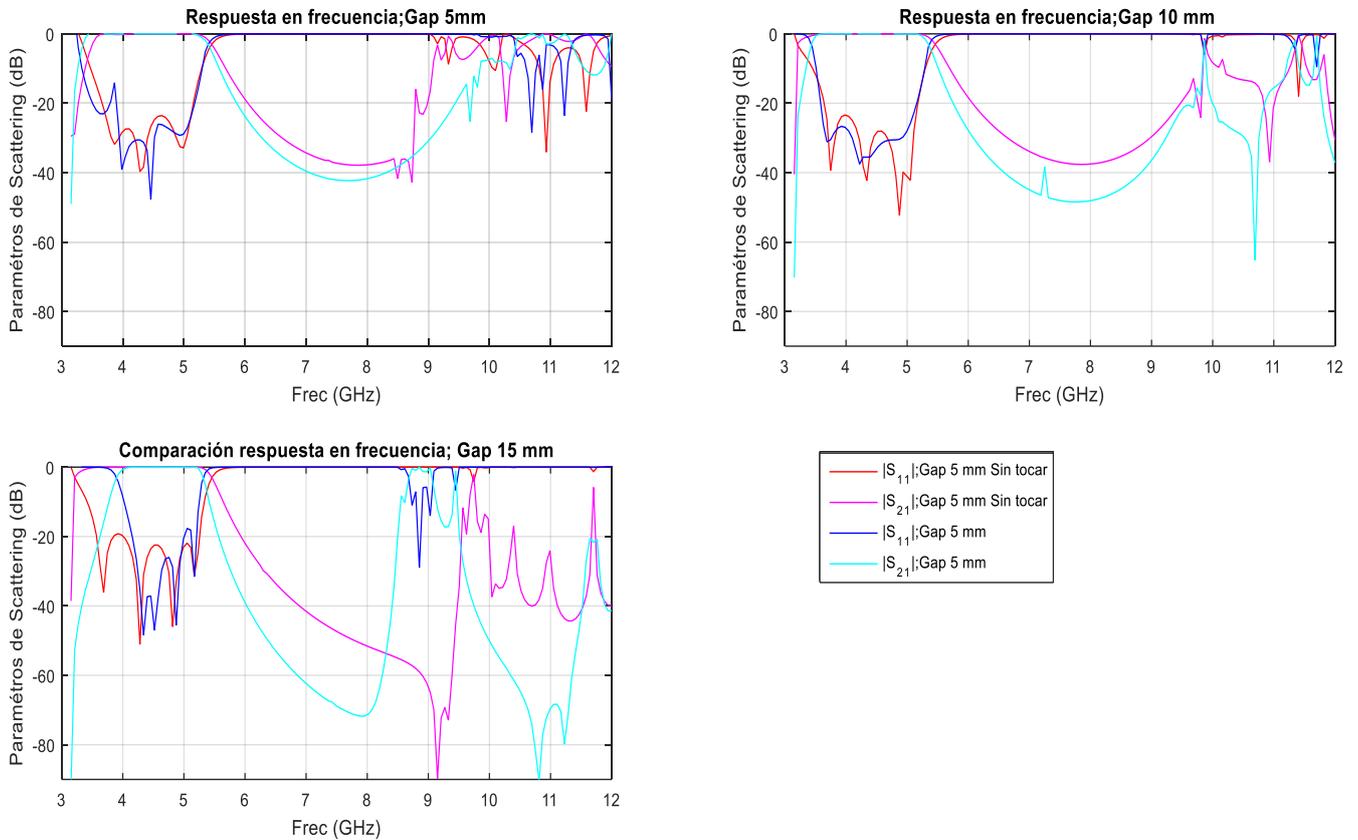


Figura 3.30 Comparativa de la respuesta en frecuencia de los modelos de los apartados 3.5.3 y 3.7.

Podemos apreciar claramente que ahora el efecto es contrario al del apartado 3.5, pues se produce un desplazamiento mayor cuando el *gap* interno es menor. Para poder explicar con claridad representaremos el campo eléctrico en una superficie *non model* en el centro de nuestra guía.

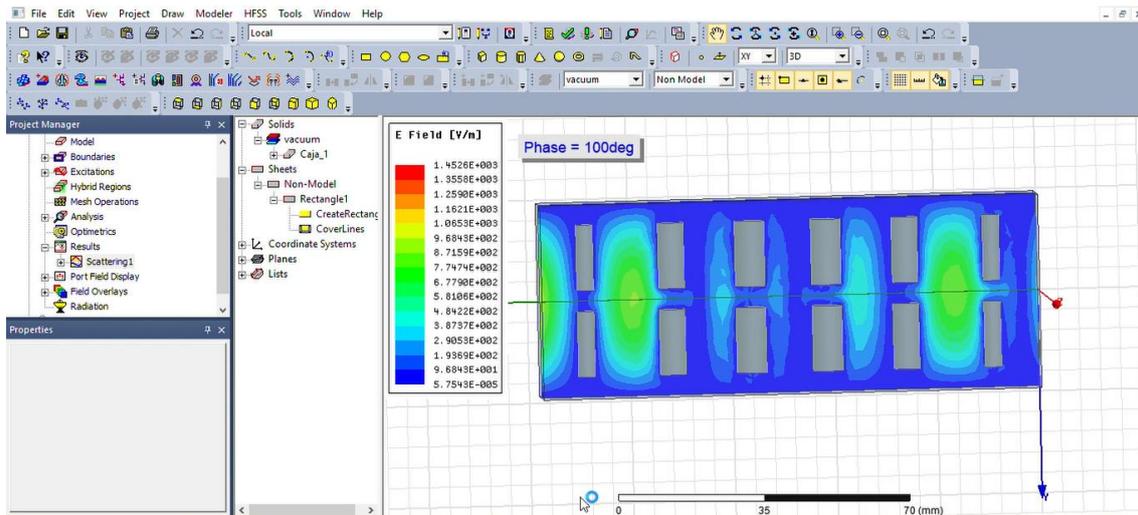


Figura 3.31 Campo eléctrico en el centro de la guía.

Con la figura 3.30 podemos dar explicación al comportamiento de este filtro. Cuando el *gap* aumenta los postes son cada vez más pequeños puesto que se alejan tanto de las paredes como de sí mismos. En el modelo del apartado 3.5 se desplazaba la frecuencia de corte porque cambiábamos la anchura efectiva del filtro, mientras que ahora al aumentar el *gap* creamos un espacio entre la pared y el iris, lugar por el cual el campo eléctrico se transmite y por lo tanto la anchura efectiva no se ve modificada como en el apartado 3.5.

# Capítulo 4

## Conclusiones y líneas futuras

En este apartado concluiremos nuestro proyecto de fin de grado, añadiendo una breve conclusión de este y las múltiples líneas abiertas de investigación que quedan para el futuro.

### 4.1 Conclusiones

En cuanto a los resultados de este proyecto han sido satisfactorios, pues hemos conseguido demostrar que es posible tener un filtro paso bajo en el cual la frecuencia de corte inferior de este no coincida con la frecuencia de corte de la guía. Con estos modelos posibilitamos la creación de filtros que actúan como filtros paso banda, pero con una banda mucho más amplia que la que caracteriza a los filtros paso banda.

En cuanto al funcionamiento de nuestro modelo que más nos ha permitido mover la frecuencia de corte (Apartado 3.5), tiene unos espurios que son relativamente malos, por lo cual habría que combinarlo con otro modelo de filtro paso bajo como puede ser el mostrado 3.3 o 3.4, los cuales poseen unos espurios mejores. Cabe añadir que hemos podido diseñar estructuras de filtro paso bajo con respuestas en frecuencia alternativas a las conocidas actualmente.

### 4.2 Líneas futuras

Cuando hablamos de líneas futuras en este caso podemos proponer muchas, pues es amplio el margen de investigación. Algunos de los temas que quedan para otras investigaciones futuras son :

- Búsqueda de la frontera entre el filtro paso bajo y el filtro paso banda.
- Desarrollo de un filtro paso bajo que posea unos buenos espurios pero a la vez consiga mover la frecuencia de corte inferior del filtro.
- Filtros paso bajo asimétricos que posean postes unidos y postes separados de las paredes, para intentar mejorar los espurios.
- Estudio de los filtros mostrados con anterioridad con otro tipo de materiales alternativos a los postes metálicos.
- En general filtros que combinen diferentes tipos de inversores, para estudiar la posible combinación de los efectos capacitivos e inductivos.



## BIBLIOGRAFÍA

1. [Diseño de guías ridge modificadas mediante técnicas de fabricación aditiva con un umbral de ruptura Multipactor mejorado respecto a las convencionales; Gabriel Pertusa Gutiérrez 2018.](#)
2. [Analysis of the Multipactor Effect in Microwave Waveguides and Transmission Lines ;Daniel González Iglesias 2017.](#)
3. [Multipacting Modes of High-Frequency Gaseous Breakdown , The Physical Review, Second Series, vol. 112, no. 3, pp. 681-685; A. J. Hatch and H. J. B. Williams,November 1958](#)
4. [Microwave Filters for Communication Systems ; R. J. Cameron, C. M. Kudsia, and R. R. Mansour, Wiley, 2007. pp. 432–467. ISBN: 978-0-471-45022-1.](#)
5. [A History of Network Synthesis and Filter Theory for Circuits Composed of Resistors, Inductors, and Capacitors  
<http://www2.ee.ufpe.br/codec/historia%20RLC.pdf>](#)
6. [Diseño de filtros de microondas en tecnología SIW para aplicaciones espaciales Clara Máximo Gutiérrez \(2017\)](#)
7. [Diseño de filtros paso bajo alternativos en tecnología guía onda para aplicaciones de alta potencia en comunicaciones espaciales; Antonio Romera Pérez \(2014\)](#)
8. [Análisis de Circuitos en guía y de Antenas en Cavidad con independencia del encapsulado; Pedro Vera Castejón](#)
9. [Design of microwave filters,” IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 50, pp. 783–793; R. Levy, V. Snyder, and G. Matthaei, March 2002.](#)
10. [A new class of distributed prototype filters with application to mixed lumped/distributed component design, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 18, pp. 1064–1071; R. Levy, Dec. 1970.](#)
11. [Tapered corrugated waveguide low-pass filters, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 21, pp. 526–532; R. Levy, Aug. 1973.](#)
12. [Apuntes del grado en ingeniería en sistemas de telecomunicación de la universidad politécnica de Cartagena de asignaturas como:](#)
  - [Aplicaciones de las microondas](#)
  - [Microondas](#)
  - [Ondas electromagnéticas](#)
  - [Antenas y propagación](#)

## PROGRAMAS USADOS

[-Matlab R2015](#)

[-HFSS : ANSYS Electronics Desktop 2017](#)

