



Escola d'Enginyeria de Telecomunicació i  
Aeroespacial de Castelldefels

UNIVERSITAT POLITÈCNICA DE CATALUNYA

# TRABAJO FINAL DE GRADO

**TÍTULO DEL TFG:** Diseño y fabricación de filtros paso bajo tubulares

**TITULACIÓN:** Grado en Ingeniería de Sistemas de Telecomunicación

**AUTOR:** Daniel Paniagua Sangiao

**DIRECTOR:** Carlos Collado Gómez

**SEGUNDO DIRECTOR:** David García Pastor

**DATA:** 19 de Julio del 2017



**Título:** Diseño y fabricación de filtros paso bajo tubulares

**Autor:** Daniel Paniagua Sangiao

**Director:** Carlos Collado Gómez

**Segundo Director:** David García Pastor

**Data:** 19 de Julio del 2017

## Resumen

El objetivo de este proyecto ha sido diseñar y fabricar un filtro paso bajo tubular. El filtro ha sido diseñado con saltos de impedancia a partir de unas especificaciones y una máscara frecuencial determinada para poder ser utilizado en un sistema de medida del laboratorio de radiofrecuencia del grupo CSC.

Asimismo se ha desarrollado un procedimiento de diseño y fabricación de filtros lo más automatizado posible, que permita realizar nuevos diseño de manera ágil y eficaz.

El motivo de este proyecto ha sido la necesidad del laboratorio de RF de disponer de diferentes filtros con diferentes especificaciones. Estos filtros se pueden adquirir, pero el problema es su coste elevado y muy especialmente su plazo de entrega que es demasiado largo. Por ello, en este proyecto se evalúa, con éxito, la fabricación de los mismos y sus prestaciones.

Al principio de este documento se explica el tipo de filtro que se va a diseñar y los requerimientos iniciales. Seguidamente, se exponen los cálculos que se han realizado para obtener las dimensiones del filtro ideal y la automatización de estas operaciones mediante Matlab.

Una vez obtenido el diseño del filtro ideal, éste se ha simulado inicialmente con un simulador de circuitos comercial (ADS) y posteriormente se ha implementado y simulado con un simulador 3D de elementos finitos (HFSS). Se han observado algunas discrepancias entre ambos tipos de simulación, de manera que se han modificado las dimensiones calculadas previamente hasta obtener unas prestaciones que cumplan con los requerimientos iniciales.

Para finalizar el documento, se explica el método de fabricación del filtro, se muestran las medidas del filtro resultante y se exponen las conclusiones y líneas futuras.

**Title:** Design and manufacture of tubular low pass filters

**Author:** Daniel Paniagua Sangiao

**Director:** Carlos Collado Gómez

**Second Director:** David García Pastor

**Date:** July 19, 2017

## Overview

The objective of this project was to design and manufacture a tubular low pass filter. The filter was designed with the technique of impedance steps and it meets the necessary specifications and frequency mask.

Besides, I wanted to carry out a process of design and manufacture filters as automated as possible in order to follow the same process more quickly in future designs.

The reason to develop this project has been the need for filters in the radiofrequency laboratory. These filters can be purchased nowadays but the problems of buying them are their high cost and the long delivery time. Therefore, in this project I want to find out whether we can manufacture filters with similar characteristics to the filters that are on the market, with a lower cost and avoiding the long delivery time.

The type of filter that I have designed is explained at the beginning of this document. Moreover, the characteristics that I wanted to achieve are described in detail. Then, the calculations that were carried out to obtain the ideal filter dimensions and the automation of these operations using Matlab are presented.

Once the ideal filter design was obtained, it was simulated with the circuit simulator ADS. In order to obtain simulations as real as possible, the filter was implemented and simulated with a 3D software: HFSS. Some discrepancies were observed, so that the previously calculated dimensions were modified to obtain the filter performance required.

To finish the document, the manufacturing process is explained, the measurements of the resulting prototype are shown and the conclusions and future lines are exposed.

# ÍNDICE

<b>INTRODUCCIÓN .....</b>	<b>1</b>
<b>CAPÍTULO 1. CARACTERÍSTICAS DEL FILTRO .....</b>	<b>3</b>
1.1. Tipo de filtro .....	3
1.2. Tecnología aplicada al filtro .....	4
<b>CAPÍTULO 2. DISEÑO IDEAL.....</b>	<b>6</b>
2.1. Cálculos de las dimensiones .....	6
2.1.1. Elección del Orden .....	6
2.1.2. Cálculo de las Impedancias.....	8
2.1.3. Cálculo de valores G (prototipo baso-bajo normalizado) de Chebyshev .....	11
2.1.4. Cálculo de longitudes .....	12
2.2. Automatización mediante Matlab.....	13
2.2.1. Función desarrollada .....	13
2.2.2. Gráfica en Matlab .....	14
<b>CAPÍTULO 3. DISEÑO REAL.....</b>	<b>¡ERROR! MARCADOR NO DEFINIDO.</b>
3.1. Pérdidas.....	17
3.2. Simulaciones en ADS.....	18
3.3. Simulaciones en HFSS.....	21
3.3.1. Impedancias .....	21
3.3.2. Simulación del filtro .....	24
3.3.3. Capacidades parasitas .....	26
3.5. Introducción de una línea de $50 \Omega$ .....	30
3.6. Introducción de los conectores .....	33
<b>CAPÍTULO 4. FABRICACIÓN .....</b>	<b>37</b>
4.1. Conductores.....	37
4.2. Dieléctricos .....	38
4.3. Conector .....	38
4.4. Filtro.....	39
4.5. Medidas .....	40
<b>CAPÍTULO 5. CONCLUSIONES Y LÍNEAS FUTURAS.....</b>	<b>41</b>

**BIBLIOGRAFÍA ..... 42**

**ACRÓNIMOS ..... 43**

## LISTA DE FIGURAS

Fig. 1.1 Mascara frecuencial .....	4
Fig. 1.2 Filtro tubular [1] .....	4
Fig. 1.3 Filtro de saltos de impedancia [2] .....	5
Fig. 1.4 Comparativa de filtros [3].....	5
Fig. 2.1 Filtro de orden 11 .....	6
Fig. 2.2 Perdidas de retorno filtro orden 11 .....	7
Fig. 2.3 Filtro de orden 13 .....	8
Fig. 2.4 Pérdidas de retorno filtro orden 13 .....	8
Fig. 2.5 Campos eléctrico y magnético .....	9
Fig. 2.6 Grafica Matlab n = 13 .....	15
Fig. 2.7 Grafica Matlab n = 17 .....	16
Fig. 3.1 Grafica Matlab pérdidas .....	18
Fig. 3.2 Estructura filtro ADS.....	20
Fig. 3.3 Grafica filtro ADS.....	21
Fig. 3.4 Líneas de alta y baja impedancia .....	22
Fig. 3.5 Grafica impedancias.....	23
Fig. 3.6 Grafica Dispersión .....	24
Fig. 3.7 Estructura del filtro.....	25
Fig. 3.8 Grafica en HFSS .....	25
Fig. 3.9 Capacidad parasita.....	26
Fig. 3.10 Adaptación capacidad parasita .....	27
Fig. 3.11 Estructura del filtro con longitudes modificadas .....	28
Fig. 3.12 Grafica en HFSS con longitudes modificadas .....	29
Fig. 3.13 Línea de 50 $\Omega$ .....	30
Fig. 3.14 Estructura del filtro con líneas de 50 $\Omega$ .....	31
Fig. 3.15 Grafica en HFSS del filtro con líneas de 50 $\Omega$ .....	32
Fig. 3.16 Grafica en HFSS del filtro con líneas de 50 $\Omega$ modificadas.....	33
Fig. 3.17 Estructura del filtro con conectores .....	33
Fig. 3.18 Grafica en HFSS del filtro con conectores.....	34
Fig. 3.19 Estructura final del filtro .....	35
Fig. 3.20 Grafica final en HFSS.....	36
Fig. 4.1 Conductor interno .....	37
Fig. 4.2 Conductor externo .....	38
Fig. 4.3 Conductor externo .....	38
Fig. 4.4 Conector .....	39
Fig. 4.5 Modificación conector.....	39
Fig. 4.6 Filtro fabricado.....	39
Fig. 4.7 Medida del filtro .....	40

## LISTA DE TABLAS

Tabla 2.1. Dimensiones orden $n=13$ .....	13
Tabla 2.2. Dimensiones orden $n=17$ .....	16
Tabla 3.1. Impedancias .....	22
Tabla 3.2. Dimensiones orden $n=17$ modificadas .....	29
Tabla 3.3. Impedancia línea adaptada .....	31
Tabla 3.4. Dimensiones finales .....	35



# INTRODUCCIÓN

La época más importante para los filtros de microondas fue a mediados del siglo XX, en gran medida debido a la segunda guerra mundial. La necesidad de mejorar las comunicaciones y los radares, llevó al aumento de la investigación en este campo. Por ello los libros que son la base del conocimiento actual sobre estructuras filtrantes son de aquella época. En aquellos tiempos tenían más limitaciones en los cálculos, en consecuencia los procedimientos para el diseño debían ser lo más sencillos posible. Las soluciones matemáticas que tuvieron más éxito, son la respuesta de Butterworth y la de Chebyshev. Observaremos el comportamiento de estas dos respuestas en el capítulo 1.

En aquella época empezaron investigando mucho sobre las guías de ondas, y posteriormente también fue ampliamente estudiado el cable coaxial. Debido a que poseía un modo de transmisión dominante sin frecuencia de corte, dando como ventajas, un gran ancho de banda y la capacidad de reducir el tamaño.

El objetivo de este proyecto de fin de grado es el de fabricar un filtro paso bajo válido para ser utilizado en el laboratorio de Radiofrecuencia del grupo de investigación CSC dentro del departamento de Teoría de la Señal y Comunicaciones (TSC) de la Universidad Politécnica de Cataluña (UPC). De cara a alcanzar este objetivo, este proyecto se ha dividido en diferentes objetivos parciales:

- Uno de los objetivos fundamentales del proyecto es generar un código en Matlab, el cual realice el cálculo principal de las medidas del filtro rápidamente. Con ello se pretende agilizar todo lo posible el diseño de futuros filtros.
- El segundo objetivo del proyecto de final de grado es estudiar las simulaciones del filtro en un software de análisis de circuitos. Se busca averiguar la precisión de las simulaciones, ya que son relativamente simples.
- El tercer objetivo es conseguir simulaciones con la mayor precisión posible, para realizar el mejor diseño posible, usando un software de simulación 3D.
- El objetivo final es fabricar el filtro, medirlo, y obtener la mayor experiencia posible de cara a realizar futuros diseños.

El diseño de filtros de radiofrecuencia es común en el sector de las tecnologías de la información y la comunicación (TIC). Es un problema relativamente complejo, por lo que se aborda en varias etapas. Este proyecto ha sido realizado en varias etapas, que se pueden identificar con los diferentes capítulos en los que está estructurado.

- **Capítulo 1.** En este capítulo se explica el tipo de filtro que se quiere diseñar, que especificaciones tendría que tener este filtro, las elecciones que hemos tomado sobre el filtro y el porqué de estas elecciones.

- **Capítulo 2.** En el segundo capítulo se trabaja en el diseño ideal del filtro, empezando con los cálculos necesarios para el diseño, seguido de la implementación de estos en un software matemático. Finalmente, se simularán los resultados de los cálculos en un software de simulación de circuitos.
- **Capítulo 3.** Después de trabajar con un diseño ideal sin pérdidas, en este capítulo se pretende acercar el diseño del filtro a la realidad todo lo posible. Se enumerarán las pérdidas teóricas y se harán varias simulaciones con un programa de análisis de estructuras electromagnéticas 3D.
- **Capítulo 4.** Tras exponer todo el diseño del filtro en los capítulos anteriores este se centrará en la fabricación, los materiales comprados, los métodos utilizados y los planos del prototipo.
- **Capítulo 5.** Una vez fabricado el filtro, se expondrán las mediciones resultantes, se comentarán las diferencias entre el diseño y el filtro construido.
- **Capítulo 6.** Finalmente, en este último capítulo se recogen las principales conclusiones obtenidas, así como observaciones sobre las futuras líneas de investigación que se abren a partir de este trabajo.

Para la realización de este proyecto se han utilizado diferentes herramientas de software de cara a llevar a cabo las diferentes partes del proyecto. Se ha diseñado un código con MATLAB, el cual realiza todos los cálculos necesarios para el diseño del filtro tubular. Se ha simulado en Advanced Design System (ADS), programa para hacer análisis de circuitos, y de esta forma obtener una primera aproximación del comportamiento frecuencial del filtro mediante el análisis de sus parámetros S. También se ha simulado con High Frequency Structural Simulator (HFSS), programa para simular estructuras electromagnéticas en 3D, y de esta forma obtener un comportamiento frecuencial del filtro teniendo en cuenta capacidades parásitas y acoplos indeseados entre diferentes estructuras del filtro. Por último, se ha utilizado AutoCAD para diseñar los planos de construcción del filtro con sus respectivos conectores.

# CAPÍTULO 1. CARACTERÍSTICAS DEL FILTRO

En este capítulo expondremos las principales características del filtro que queremos diseñar. Explicaremos la finalidad del filtro, las especificaciones necesarias para poder ser de utilidad y las tecnologías aplicadas para modelarlo.

## 1.1. Tipo de filtro

La primera fase, de diseñar y construir el filtro, es definir las características que queremos que llegue a tener una vez construido. Así, se conseguirá tener un objetivo más definido, para poder trabajar sobre él.

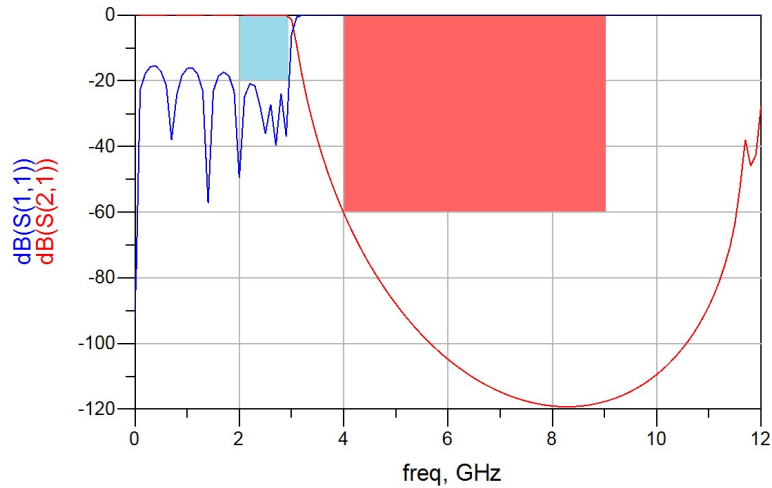
El principal uso para el cual se va a diseñar el filtro es para utilizarlo en un sistema de medidas de no linealidades en el cual se generan ciertas señales de comunicaciones comprendidas en el rango frecuencial de 2 GHz a 3 GHz, la cual sería nuestra banda de paso. Para poder medir bien las no linealidades generadas en un DUT (*device-under-test*), se busca atenuar el segundo y tercer armónico de éstas, disminuyendo de esta forma las no linealidades originadas por los amplificadores de alta potencia que se utilizan en el sistema de medidas. El filtro a diseñar por lo tanto será un filtro paso bajo, el cual nos deje pasar las señales de hasta 3GHz. El primer tono que queremos atenuar es el segundo armónico correspondiente a la menor frecuencia de trabajo del filtro diseñado, la cual es de 2 GHz. Éste segundo armónico se encuentra en 4 GHz. El último tono que se busca eliminar está ubicado en 9 GHz, frecuencia que se corresponde con el tercer armónico correspondiente a la mayor frecuencia de trabajo del filtro. Por consiguiente, esto nos deja una banda eliminada de 4 GHz a 9 GHz.

Según lo comentado anteriormente, nos queda una banda de transición de 3 GHz a 4GHz. Para poder conseguir una atenuación de las señales no deseadas de 60 dB como mínimo, debemos tener una caída de igual valor en la banda de transición.

Otras especificaciones que se requiere precisar para el filtro tienen que ver con las pérdidas, hablamos tanto de pérdidas de inserción como las de retorno. Las pérdidas de inserción (IL) se definen como la disminución de la potencia de la señal transmitida como consecuencia de la inserción en un dispositivo. En el proyecto, se especifican inicialmente unas pérdidas de inserción menores a 1 dB. Las pérdidas de retorno (RL) son las pérdidas debidas a la reflexión de una parte de la energía de la señal transmitida, para este filtro en cuestión se buscan unas pérdidas de retorno de mínimo 20 dB.

Después de comentar las especificaciones principales que debería tener el filtro, todas se pueden observar en la siguiente gráfica. En ésta vemos un ejemplo de los parámetros  $S_{11}$  y  $S_{21}$ , que están relacionados con la potencia

que deja pasar el filtro ( $S_{21}$ ) y la potencia reflejada ( $S_{11}$ ) respecto a la potencia de entrada. Además, podemos ver la máscara frecuencial que deberá cumplir el filtro, en azul las RL por debajo de 20 dB en la banda de paso y en rojo la atenuación de 60 dB en la banda que deseamos rechazar.

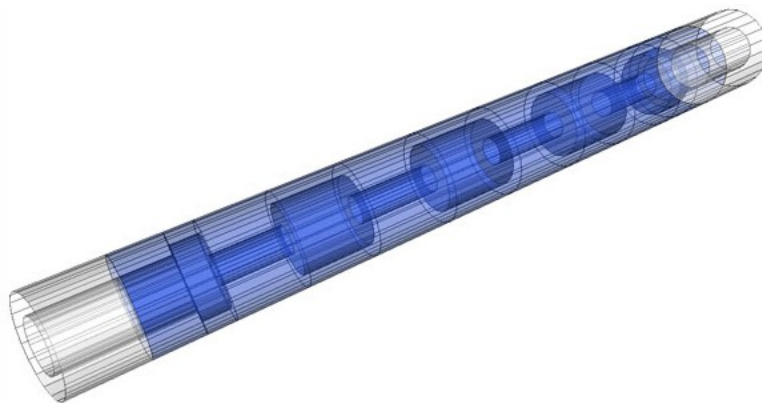


**Fig. 1.1** Mascara frecuencial

Finalmente decir que buscaremos que este filtro sea lo más robusto posible y que a la vez pueda aguantar potencias elevadas, ya que los sistemas de medida pueden generar señales de hasta 43 dBm de potencia.

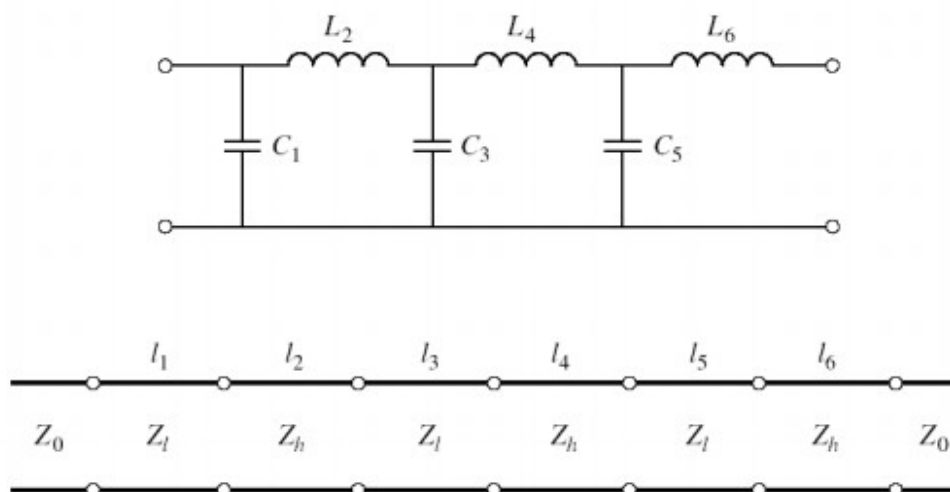
## 1.2. Tecnología aplicada al filtro

Entre las diferentes tecnologías que hay para construir un filtro de radiofrecuencia hemos escogido la tubular o coaxial, este tipo de tecnología es la que más se acomoda a nuestras necesidades. Los filtros tubulares son robustos, aguantan bien las altas potencias, tienen un muy buen rendimiento en las frecuencias en las que queremos trabajar y un factor de calidad alto. La figura 1.2 nos muestra el boceto de un filtro tubular:



**Fig. 1.2** Filtro tubular [1]

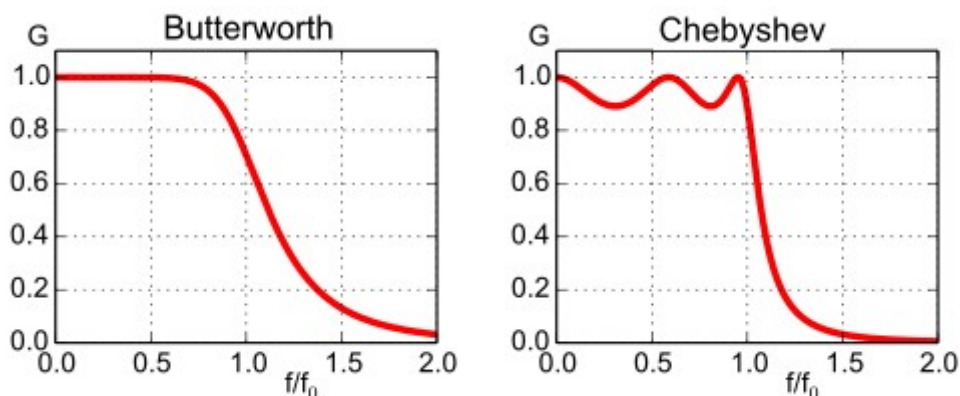
También hay diferentes métodos de realización de filtros, nosotros vamos a utilizar saltos de impedancia para modelarlo. Esta técnica se basa en implementar secciones de línea alternadas de alta y baja impedancia ( $Z_h, Z_l$ ). Las líneas de transmisión al tener una diferencia de impedancias y cumplir  $\beta l \ll 1$ , son equivalentes a un circuito de condensadores y bobinas colocados alternativamente en serie y paralelo (Topología de Cauer) [2]. La figura 1.3 nos muestra esta equivalencia en un filtro de saltos de impedancia.



**Fig. 1.3** Filtro de saltos de impedancia [2]

Para terminar, debemos tomar una última decisión sobre el filtro, es decir, que tipo de respuesta queremos. Después de escoger el método de saltos de impedancia, tendremos que elegir entre Butterworth y Chebyshev. Se decide dar más importancia a la pendiente de la transición respecto al rizado de las bandas, por esto el filtro será de Chebyshev. Esta elección nos permitirá tener un orden de filtro menor.

En la figura 1.4 podemos observar la diferencia entre el filtro de Chebyshev y el de Butterworth, ambos filtros de quinto orden.



**Fig. 1.4** Comparativa de filtros [3]

## CAPÍTULO 2. DISEÑO IDEAL

En este capítulo explicaremos los cálculos necesarios para el diseño del filtro, además calcularemos la respuesta del filtro de forma ideal sin tener en cuenta pérdidas.

### 2.1. Cálculos de las dimensiones

En el capítulo a continuación se explicaran los cálculos necesarios para obtener las dimensiones exactas, para que el filtro de la respuesta que buscamos.

#### 2.1.1. Elección del Orden

El orden de un filtro paso bajo describe el grado de rechazo de frecuencias por encima de la frecuencia de corte. En este subapartado estudiaremos que orden es el adecuado.

Para la elección del orden del filtro hemos utilizado la herramienta “Filter DesignGuide” incluida en el programa ADS. En esta aplicación metemos las especificaciones que deseamos que cumpla nuestro filtro, las cuales han sido explicadas en el anterior capítulo. En la siguiente imagen vemos los datos introducidos y el resultado del parámetro  $S_{21}$ .

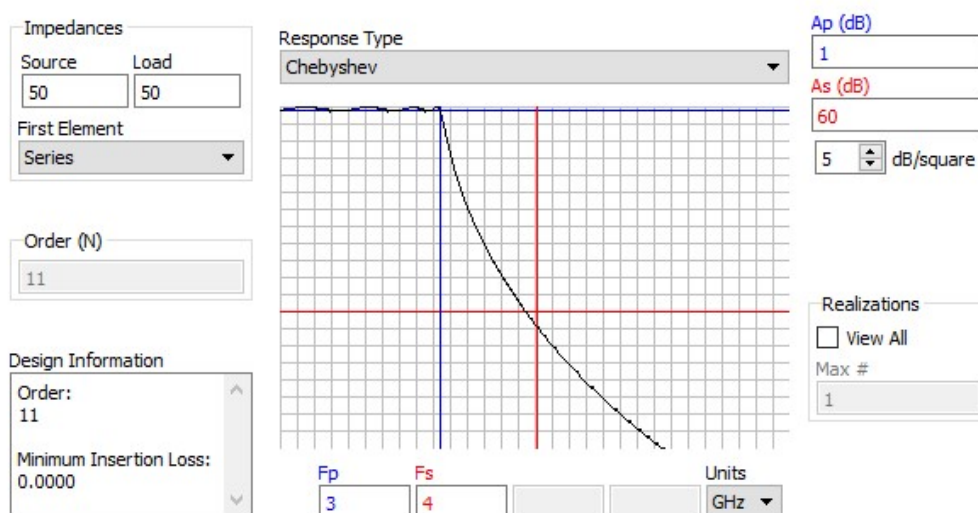
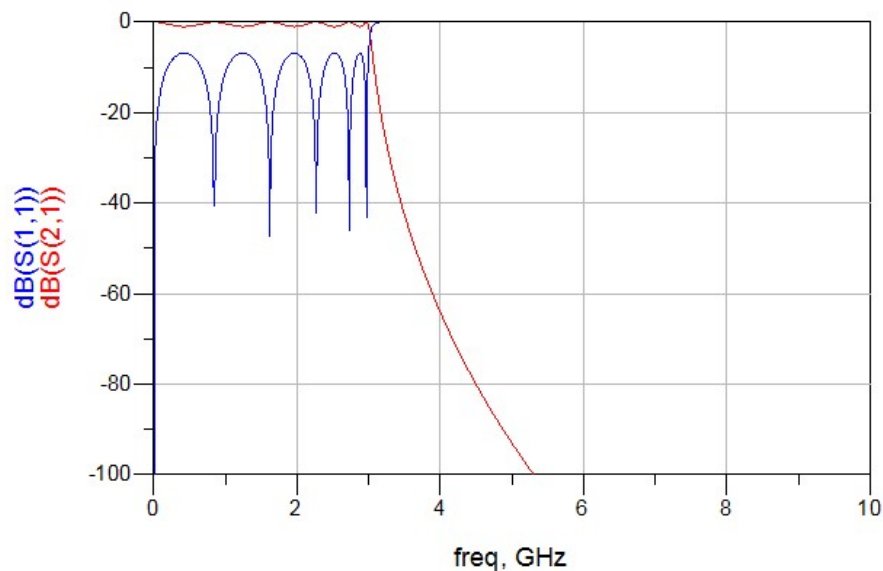


Fig. 2.1 Filtro de orden 11

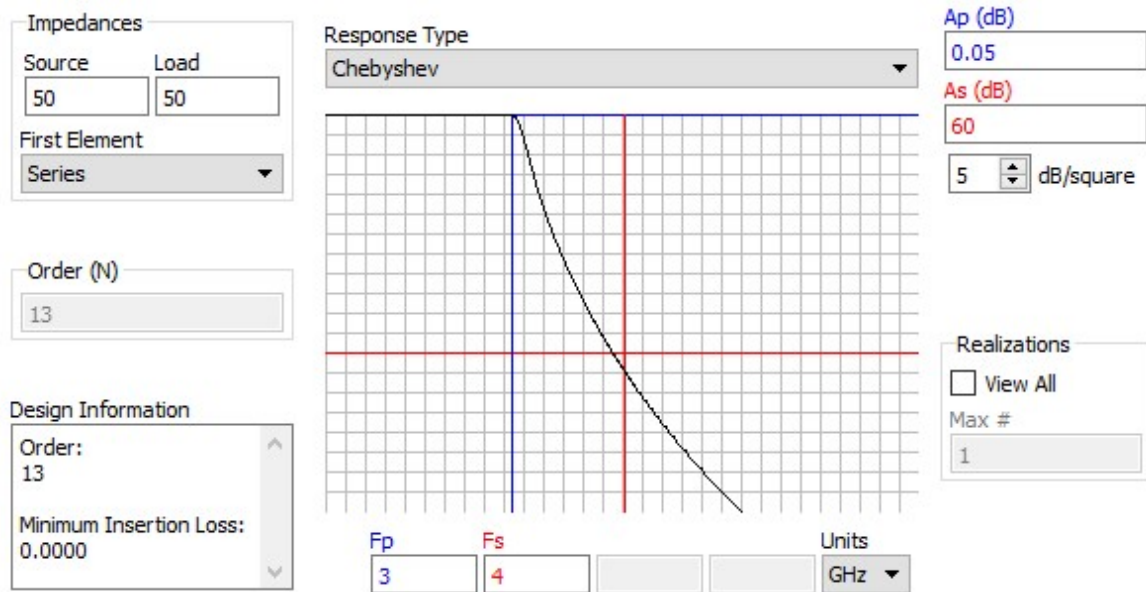
Observando la imagen podemos ver que hemos especificado la respuesta tipo Chebyshev, la atenuación ( $A_s$ ) menor que 60 dB, la banda de transición entre 3 GHz y 4 GHz y las pérdidas de inserción o rizado ( $A_p$ ) de 1dB.

La herramienta calcula que es necesario un orden 11 para poder cumplir las especificaciones introducidas. Con esta gráfica la única característica del filtro que no vemos son las pérdidas de retorno que se miden con el parámetro  $S_{11}$ , que simulamos en ADS y proporcionamos en la imagen a continuación.

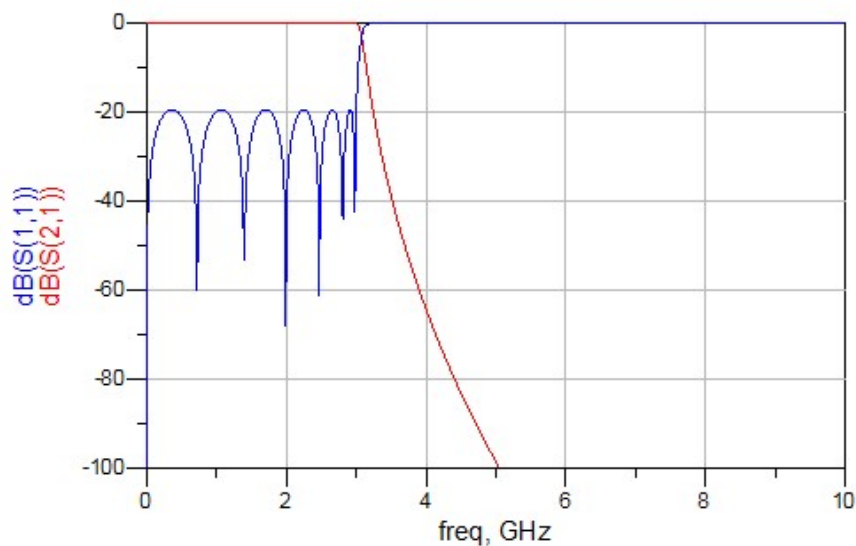


**Fig. 2.2** Pérdidas de retorno filtro orden 11

En esta gráfica podemos ver el parámetro  $S_{11}$ , en azul. Estudiando la curva notamos que las pérdidas de retorno son menores de 10 dB, mientras que para cumplir tienen que ser mínimo 20 dB. Sabiendo que al restringir más las pérdidas de inserción conseguiremos aumentar las pérdidas de retorno, disminuimos el rizado hasta tener unas RL de 20 dB. El valor hasta el que debemos reducir las pérdidas de inserción es 0.05 dB. Al poner unas restricciones mayores, es normal que el orden aumente, el programa calcula que el necesario para estas especificaciones es de 13, como vemos en las siguientes figuras.



**Fig. 2.3** Filtro de orden 13



**Fig. 2.4** Pérdidas de retorno filtro orden 13

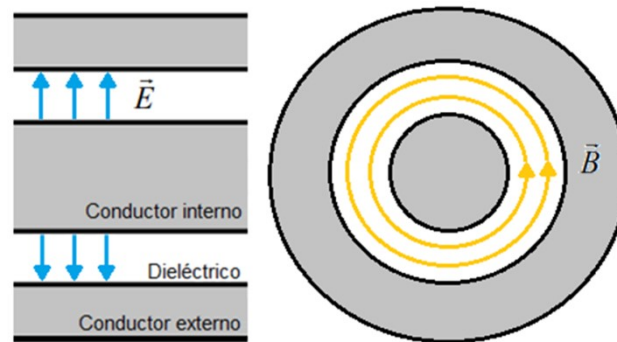
### 2.1.2. Cálculo de las Impedancias

Las impedancias están directamente relacionadas a los materiales y diámetros del filtro. Normalmente se busca que la relación entre la alta impedancia ( $Z_h$ ) y la baja ( $Z_l$ ) sea lo mayor posible, ya que esto permite un filtro con longitudes menores. Aunque puede llegar a ser un problema más tarde si las longitudes son demasiado pequeñas, y esto dificulta mucho o imposibilita la construcción del filtro.



### 2.1.2.1. Cálculos con un dieléctrico

Primero debemos saber que una línea de transmisión ideal se puede modelar como una inductancia en serie y una capacidad en paralelo, que dependen linealmente de la longitud. La capacidad paralela en un coaxial se origina de la proximidad de los dos conductores separados por el dieléctrico, mientras que la inductancia serie representa la autoinducción de los conductores. La figura 2.5 representa los campos eléctrico y magnético en un coaxial.



**Fig. 2.5** Campos eléctrico y magnético

La capacidad y la inductancia en un coaxial las podemos obtener utilizando (2.1) y (2.2) [4].

$$C = \frac{2\pi \cdot \epsilon_r \cdot \epsilon_o}{\ln\left(\frac{b}{a}\right)} \quad (2.1)$$

$$L = \frac{\mu_o \cdot \ln\left(\frac{b}{a}\right)}{2\pi} \quad (2.2)$$

Donde  $a$  es el diámetro del conductor interior,  $b$  es el diámetro interno del conductor exterior,  $\mu_o$  es la permeabilidad magnética y  $\epsilon_r$  es la constante dieléctrica o permitividad relativa del dieléctrico.

La impedancia característica de una línea de transmisión ideal es:

$$Z_o = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (2.3)$$

Usando (2.1), (2.2) y (2.3), logramos obtener la ecuación que nos permite calcular la impedancia de líneas coaxiales [4]:

$$Z_o = \frac{377}{2\pi\sqrt{\epsilon_r}} \cdot \ln\left(\frac{b}{a}\right) \quad (2.4)$$

En el desarrollo de este proyecto hemos calculado varias veces las impedancias  $Z_h$  y  $Z_l$ , debido a las diferentes posibilidades de materiales para la construcción del filtro. Se diseñaron diferentes prototipos, cambiando dimensiones y haciendo elección del dieléctrico. Finalmente las elecciones se hicieron pensadas de cara a proporcionar una mayor facilidad a la hora de construir el filtro en cuanto a material disponible y robustez del prototipo. Estas fueron las siguientes:

- El diámetro del conductor de la línea  $Z_h$   $a_1 = 3$  mm.
- El diámetro del conductor de la línea  $Z_l$   $a_2 = 10$  mm.
- El diámetro interior del tubo exterior  $b = 20$  mm.
- El dieléctrico será un tubo de teflón de diámetro interior 10 mm y exterior 20 mm,  $\epsilon_r = 2.1$ .

Notar que para sustentar y guiar el conductor interno del filtro alineado con el conductor externo decidimos introducir un tubo de teflón cuyo diámetro exterior sea en interior del conductor externo, y cuyo diámetro interior coincida con el diámetro de las secciones de baja impedancia (diámetro mayor del conductor interno).

Introduciendo los datos en la fórmula, la impedancia para la línea de baja impedancia es de  $Z_l = 28.7 \Omega$ .

#### 2.1.2.2. Cálculos con dos dieléctrico

Los tramos de alta impedancia estarán formados por dos dieléctricos y a consecuencia de ello no podemos calcular la impedancia igual que en las secciones de baja impedancia.

El tener dos dieléctricos no nos afecta a la inductancia, ya que solo depende de los conductores. En cambio la capacidad total la deberemos modelar como la conexión en serie de dos capacidades distintas. La capacidad resultante es [5]:

$$C_{total} = \frac{2\pi \cdot \epsilon_{r2} \cdot \epsilon_{r1} \cdot \epsilon_o}{\epsilon_{r1} \cdot \ln\left(\frac{b}{a_2}\right) + \epsilon_{r2} \cdot \ln\left(\frac{a_2}{a_1}\right)} \quad (2.5)$$

Siendo  $\varepsilon_{r1}$  la permitividad del dieléctrico mas interno,  $\varepsilon_{r2}$  la permitividad del dieléctrico externo,  $a_1$  el radio del conductor interno y  $a_2$  el radio donde se juntan los dieléctricos.

Si introducimos las ecuaciones (2.2) y (2.5) en (2.3), obtenemos la formula necesaria para el cálculo de la impedancia en secciones de coaxial con dos dieléctricos [5]:

$$Z_o = \frac{\mu_o \cdot c}{2\pi} \cdot \sqrt{\ln\left(\frac{b}{a_1}\right) \cdot \left(\frac{\ln\left(\frac{b}{a_2}\right)}{\varepsilon_{r2}} + \frac{\ln\left(\frac{a_2}{a_1}\right)}{\varepsilon_{r1}}\right)} \quad (2.6)$$

La impedancia resultante es  $Z_h = 102.34 \Omega$ .

### 2.1.3. Cálculo de valores G (prototipo baso-bajo normalizado) de Chebyshev

El último paso para completar el diseño del filtro ideal es averiguar la longitud de cada tramo de línea. Los valores G son unos valores que obtenemos mediante la implementación de las características de la respuesta frecuencial, rizado, orden, y frecuencia de corte y se corresponden a valores de admitancia normalizados en frecuencia de un prototipo paso bajo. En consecuencia contienen la información de la respuesta en frecuencia y a partir de ellos podemos extraer las capacidades e inductancias necesarias para modelar un filtro LC, o las longitudes para sintetizar el filtro como líneas de transmisión con una cierta impedancia. A continuación se describen las ecuaciones previas al cálculo de los valores G [6]:

$$\gamma = \sinh\left(\frac{\beta}{2n}\right) \quad (2.7)$$

$$\beta = \ln\left(\coth\left(\frac{R_{dB}}{17.37}\right)\right) \quad (2.8)$$

$$A_k = \sin\left(\frac{(2k-1) \cdot \pi}{2n}\right), \quad k = 1, 2, 3, \dots, n \quad (2.9)$$

$$B_k = \gamma^2 + \sin^2\left(\frac{k\pi}{n}\right), \quad k = 1, 2, 3, \dots, n \quad (2.10)$$

Los únicos valores que debemos introducir a las fórmulas son el valor del rizado en dB ( $R_{db}=0.05$  dB), y el orden del filtro ( $n=13$ ).

Una vez implementadas estas fórmulas nos quedarán dos vectores que permiten obtener los valores  $G$  del prototipo de Chevyshev [6].

$$G_0 = 1 \quad (2.11)$$

$$G_1 = \frac{2A_1}{\gamma} \quad (2.12)$$

$$G_k = \frac{4 \cdot A_{k-1} \cdot A_k}{B_{k-1} \cdot G_{k-1}}, \quad k = 1, 2, 3, \dots, n \quad (2.13)$$

#### 2.1.4. Cálculo de longitudes

Para obtener las longitudes a través de los valores  $G$  de Chevyshev solo debemos utilizar estas fórmulas:

$$L_{c_n} = \frac{G_n \cdot Z_l \cdot c}{Z_0 \cdot 2\pi \cdot f_c \cdot \sqrt{\epsilon_r}} \quad (2.14)$$

$$L_{l_n} = \frac{G_n \cdot Z_0 \cdot c}{Z_h \cdot 2\pi \cdot f_c \cdot \sqrt{\epsilon_r}} \quad (2.15)$$

En las ecuaciones,  $Z_0$  es  $50 \Omega$ ,  $c$  es la velocidad de la luz, y  $f_c$  es la frecuencia de corte. Con las ecuaciones obtenemos las longitudes de las líneas que modelan un condensador en paralelo  $L_{c_n}$ , o las líneas de impedancia que modelan una bobina en serie  $L_{l_n}$ . La  $n$  expresa la posición de la línea en el filtro.

Como se explicó en el capítulo 1, las líneas se deben de ir alternando, pero también se debe escoger que línea se pone primero, una de alta o baja impedancia. La elección de una u otra, no altera la respuesta, en lo único que puede afectar es en el desarrollo de la construcción del prototipo.

Si definimos una línea de alta impedancia como primer elemento, las longitudes obtenidas son las siguientes:

**Tabla 2.1.** Dimensiones orden  $n=13$ 

Nombre líneas	Valor [mm]	Diámetro interior [mm]
L1, L13	8.38	3
L2, L12	13.52	10
L3, L11	16.06	3
L4, L10	15.54	10
L5, L9	16.87	3
L6, L8	15.86	10
L7	17.01	3
Ltotal	189.47	

Notar que hemos realizado un filtro simétrico respecto del centro.

## 2.2. Automatización mediante Matlab

En este subcapítulo se explica cómo utilizar la herramienta creada en Matlab para realizar los cálculos de las dimensiones. También se define el método de obtención de la respuesta frecuencial matemáticamente.

### 2.2.1. Función desarrollada

Con el objetivo de dejar unos métodos relativamente sencillos para el diseño y fabricación de futuros filtros, hemos incorporado todos los cálculos en una función de Matlab. A continuación explicamos los parámetros de entrada de la función:

- $R_{db}$ . Ripple [dB].
- $n$ . Orden del filtro.
- $f_c$ . Frecuencia de corte [GHz].
- $B$ . Diámetro interior del tubo exterior [mm].
- $a_1$ . Diámetro conector en líneas de  $Z_h$  [mm].
- $a_2$ . Diámetro conector en líneas de  $Z_l$  [mm].
- $pe$ . Define el primer elemento del filtro 'c' para condensador (Línea  $Z_l$ ) 'l' u otra letra para bobina (Línea  $Z_h$ ).
- $\epsilon_r$ . Permitividad del dieléctrico.
- **tub**. Si el dieléctrico es un tubo igualar a 'y', en el caso que el dieléctrico este uniformemente repartido 'n' (u otra letra).
- **z**. En el caso de querer implementar unas impedancias diferentes a las calculadas implementar 'y', sino introducir 'n' o cualquier otra letra.
- **Z1**.  $Z_l$  en el caso de  $z = 'y'$ .
- **Z2**.  $Z_h$  en el caso de  $z = 'y'$ .

Los argumentos de salida que nos da esta función son los siguientes:

- **G.** Un vector de los valores G de Chevyshev.
- **Z<sub>h</sub>.** Alta impedancia [ $\Omega$ ].
- **Z<sub>l</sub>.** Baja impedancia [ $\Omega$ ].
- **L.** Un vector de las longitudes [mm].
- **Ltot.** La suma de las longitudes [mm].
- Finalmente dibuja una gráfica de los parámetros  $S_{11}$  y  $S_{21}$ .

### 2.2.2. Gráfica en Matlab

Hemos implementado algunas fórmulas para que Matlab, después de calcularnos las dimensiones del filtro, nos dibuje la gráfica de la respuesta ideal del filtro.

Para dibujar la gráfica utilizaremos las matrices ABCD. A continuación, exponemos la fórmula utilizada [7].

$$Matriz\ ABCD = \begin{pmatrix} \cos\left(\frac{2\pi \cdot l \cdot f \cdot \sqrt{\epsilon_r}}{c}\right)[A] & jZ \cdot \sin\left(\frac{2\pi \cdot l \cdot f \cdot \sqrt{\epsilon_r}}{c}\right)[B] \\ j \cdot \sin\left(\frac{2\pi \cdot l \cdot f \cdot \sqrt{\epsilon_r}}{c}\right) & \cos\left(\frac{2\pi \cdot l \cdot f \cdot \sqrt{\epsilon_r}}{c}\right)[D] \\ \frac{\quad}{Z}[C] & \quad \end{pmatrix} \quad (2.16)$$

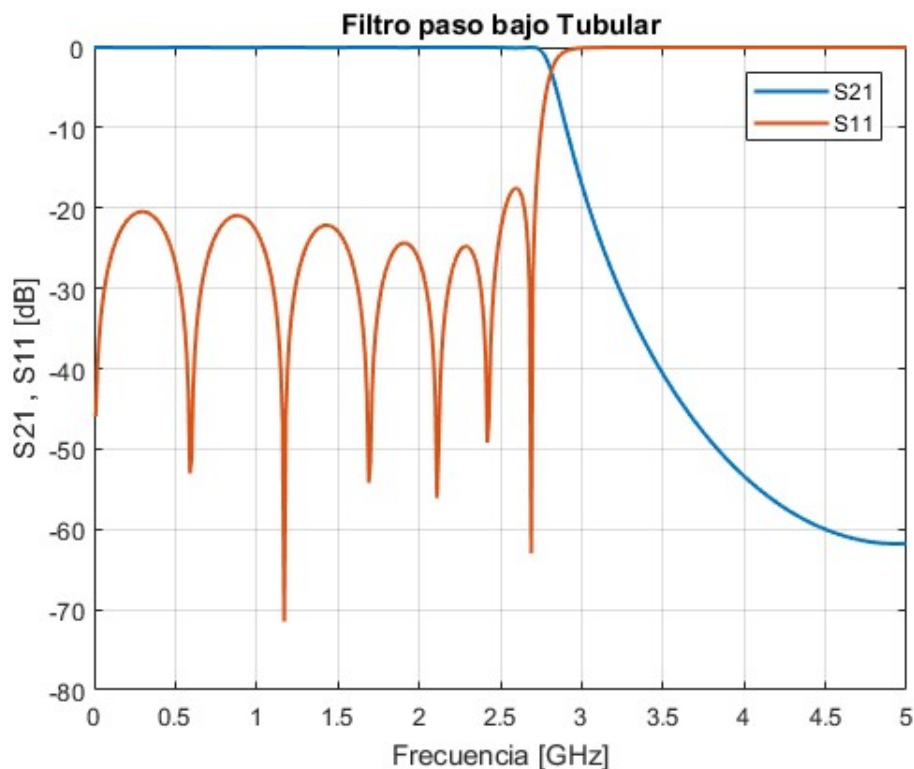
Con la matriz podemos calcular la respuesta de cada línea de transmisión de nuestro filtro, tan solo introduciendo la longitud y la impedancia. El número de matrices siempre debe igualar al orden de nuestro filtro, en este caso son trece. Gracias a la propiedad de las matrices ABCD, que suman la respuesta de cada línea de transmisión al multiplicarse, podemos obtener la respuesta total del filtro con una simple operación.

Con el fin de representar la respuesta del filtro, nos faltaría adquirir los parámetros  $S_{11}$  y  $S_{21}$  a través de la Matriz resultante, para ello utilizaremos las fórmulas recíprocas a [7].

$$S_{11} = \frac{A + \frac{B}{Z_0} - c \cdot Z_0 - D}{A + \frac{B}{Z_0} + c \cdot Z_0 + D} \quad (2.17)$$

$$S_{21} = \frac{2}{A + \frac{B}{Z_0} + c \cdot Z_0 + D} \quad (2.18)$$

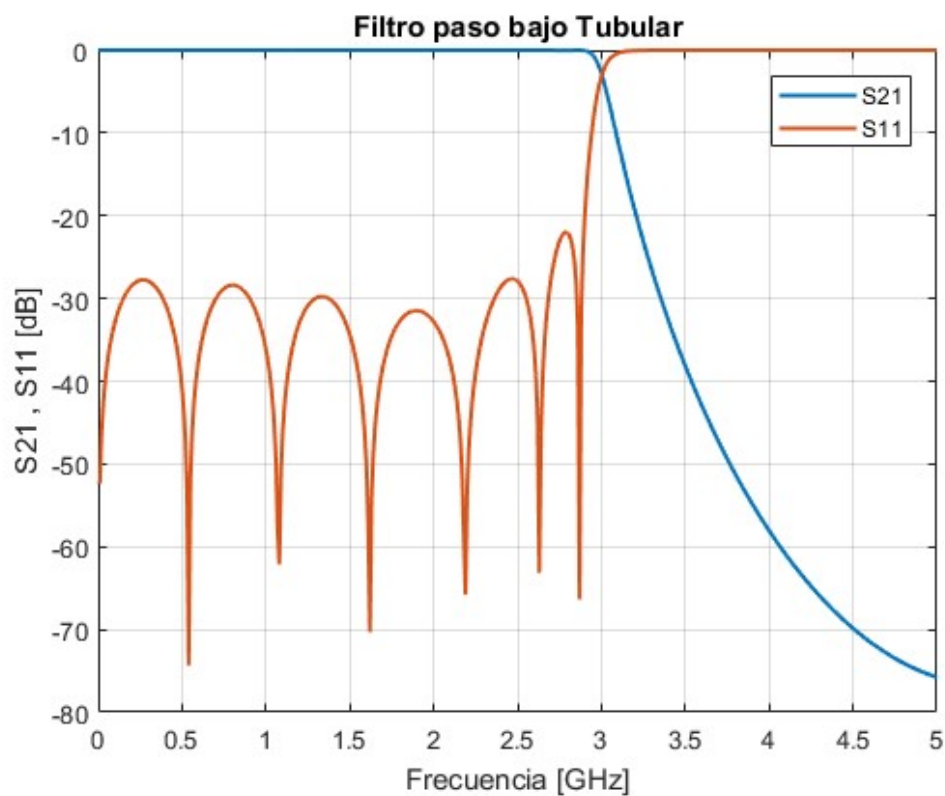
En la ecuación podemos distinguir las variables  $f$  pero notar que  $f$  no es la frecuencia de corte, sino que hace referencia a la frecuencia a la cual se está evaluando la respuesta del filtro. Por esta razón, se deben hacer los cálculos necesarios para representar una secuencia de frecuencias. Nuestra elección ha sido dibujar la gráfica de 0 a 5 GHz con una definición de 10 MHz, de manera que deberemos calcular la respuesta para todas esas frecuencias. Finalmente, el gráfico resultante es:



**Fig. 2.6** Grafica Matlab n = 13

Como podemos examinar en la gráfica, la respuesta frecuencial ha cambiado respecto a la deseada, la frecuencia de corte está por debajo de 3 GHz, las pérdidas de retorno tienen un pico por encima de -20 dB, y la atenuación en 4 GHz se ha alejado de 60 dB. No coincide con lo ideal debido a que estamos calculando la grafica a través de la respuesta de las secciones coaxiales y no de componentes L y C, además obtenemos un pequeño cambio con el redondeo de las cifras. Para solucionar estas modificaciones se decide hacer correcciones en las variables de entrada para buscar la respuesta deseada en la gráfica.

Con el fin de bajar el lóbulo de las pérdidas de retorno por debajo de -20 dB se disminuye el Rizado a 0.0005 dB, para incrementar la frecuencia de corte ponemos en la variable  $f_c = 3.1$  GHz. Finalmente para que la atenuación llegue a 60 dB a la frecuencia de 4 GHz además de cumplir los demás requisitos debemos aumentar el orden del filtro hasta  $n = 17$ . Como resultado de estos cambios obtenemos esta gráfica:



**Fig. 2.7** Grafica Matlab n = 17

A causa del incremento de orden tenemos un cambio de longitudes:

**Tabla 2.2.** Dimensiones orden n=17

Nombre líneas	Valor [mm]	Diámetro interior [mm]
L1, L17	3.96	3
L2, L16	7.87	10
L3, L15	11.01	3
L4, L14	10.54	10
L5, L13	12.41	3
L6, L12	11.17	10
L7, L11	12.79	3
L8, L10	11.35	10
L9	12.88	3
Ltotal	175.08	



## CAPÍTULO 3. DISEÑO REAL

En este capítulo haremos simulaciones del filtro de cara a estudiar el comportamiento que tendría una vez fabricado. Analizaremos los diferentes cambios que se produzcan a medida que precisamos en las simulaciones, e intentaremos remediarlos mediante ajustes en el diseño.

### 3.1. Pérdidas

Para poder cuantificar las pérdidas de radiofrecuencia en las líneas de transmisión necesitamos calcular la constante de atenuación  $\alpha$  [Np/m]. Esta constante de atenuación puede descomponerse en tres componentes: las pérdidas a causa de la conductividad del metal ( $\alpha_C$ ), las pérdidas del dieléctrico debido a la tangente de pérdidas ( $\alpha_D$ ) y las pérdidas causadas por la conductividad del dieléctrico ( $\alpha_G$ ) [7].

$$\alpha = \alpha_C + \alpha_D + \alpha_G \quad (3.1)$$

$$\gamma l = \alpha l + j\beta l \quad (3.2)$$

$$\text{Matriz } ABCD = \begin{pmatrix} \cosh(\gamma \cdot l)[A] & jZ \cdot \sinh(\gamma \cdot l)[B] \\ \frac{j \cdot \sinh(\gamma \cdot l)}{Z}[C] & \cosh(\gamma \cdot l)[D] \end{pmatrix} \quad (3.3)$$

Podríamos calcular las atenuaciones, sumarlas para posteriormente introducirlas en las matrices ABCD en Matlab y obtener diseños con pérdidas, pero esto conllevaría una carga de trabajo alta, debido a que trabajamos con dos dieléctricos. Después de este trabajo conseguiríamos un diseño incluyendo pérdidas, pero la fidelidad que conseguiríamos sería menor a la que podemos obtener simulando los diseños con HFSS. En consecuencia no vamos a calcular las pérdidas sino implementar directamente los diseños en estos programas. Aunque hemos implementado una  $\alpha$  en Matlab para poder simular un nivel de pérdidas. Podemos ver un ejemplo en la siguiente grafica donde hemos introducido los mismo parámetros que en la figura (**Fig. 2.7**), además de una  $\alpha = 0.01$ .

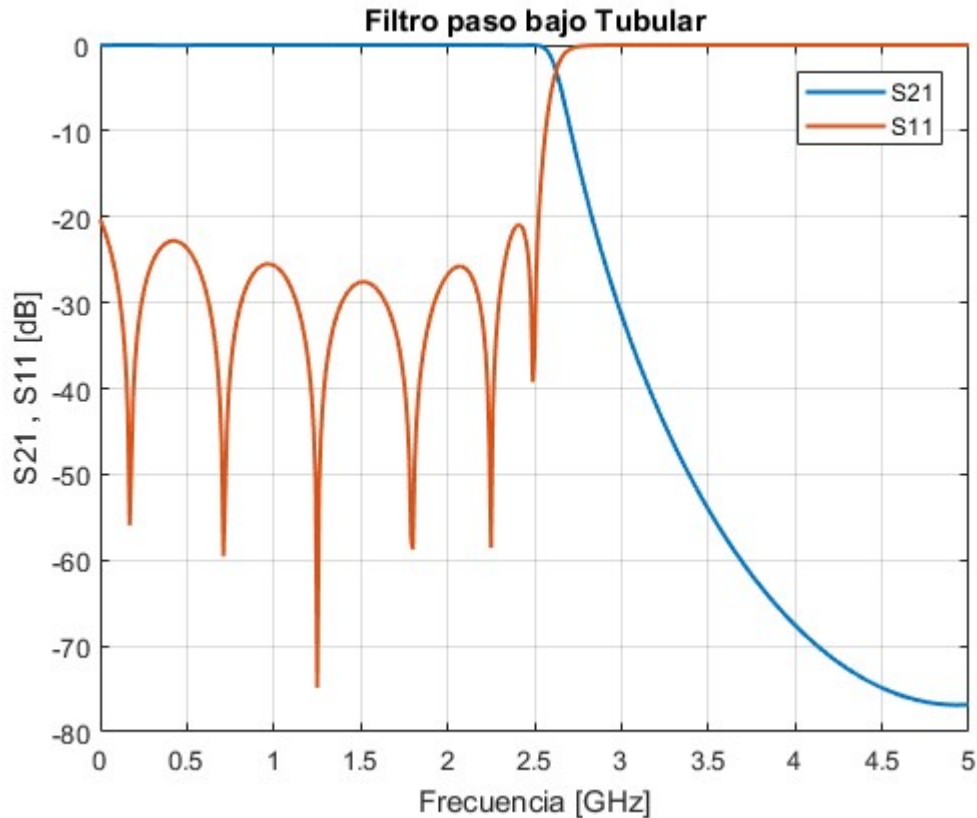


Fig. 3.1 Grafica Matlab pérdidas

Apreciamos que la frecuencia de corte ha bajado a prácticamente 2.5 GHz, también observamos un leve aumento de las pérdidas de retorno.

### 3.2. Simulaciones en ADS

Al intentar implementar las diferentes características de nuestro filtro en ADS, nos encontramos con el problema de no poder definir dos dieléctricos dentro de una línea coaxial, impidiéndonos simular por tanto las líneas de alta impedancia. En consecuencia, tendremos que aproximar la permitividad de los dos dieléctricos a un valor medio entre los dos. La permitividad relativa media la obtendremos con la siguiente fórmula [8].

$$\epsilon_{r \text{ media}} = \frac{\epsilon_{r \text{ aire}} \cdot \epsilon_{r \text{ teflon}} \cdot \ln\left(\frac{b}{a_1}\right)}{\epsilon_{r \text{ teflon}} \cdot \ln\left(\frac{a_2}{a_1}\right) + \epsilon_{r \text{ aire}} \cdot \ln\left(\frac{b}{a_2}\right)} \quad (3.4)$$

Esta fórmula es ideal, por ello solo la utilizaremos como aproximación para la simulación en ADS. La constante dieléctrica que obtenemos es  $\epsilon_{r \text{ media}} = 1.2372$ , esta permitividad la implementaremos dentro de las líneas de alta impedancia en el simulador.

Para que se tenga en cuenta las pérdidas, también pondremos la conductividad de los conductores, hemos elegido el aluminio, tanto en el interior como el exterior, con una conductividad  $\sigma = 3,78 \times 10^7$  S/m

En la siguiente figura podemos observar la estructura de las líneas coaxiales montadas para simular el filtro.

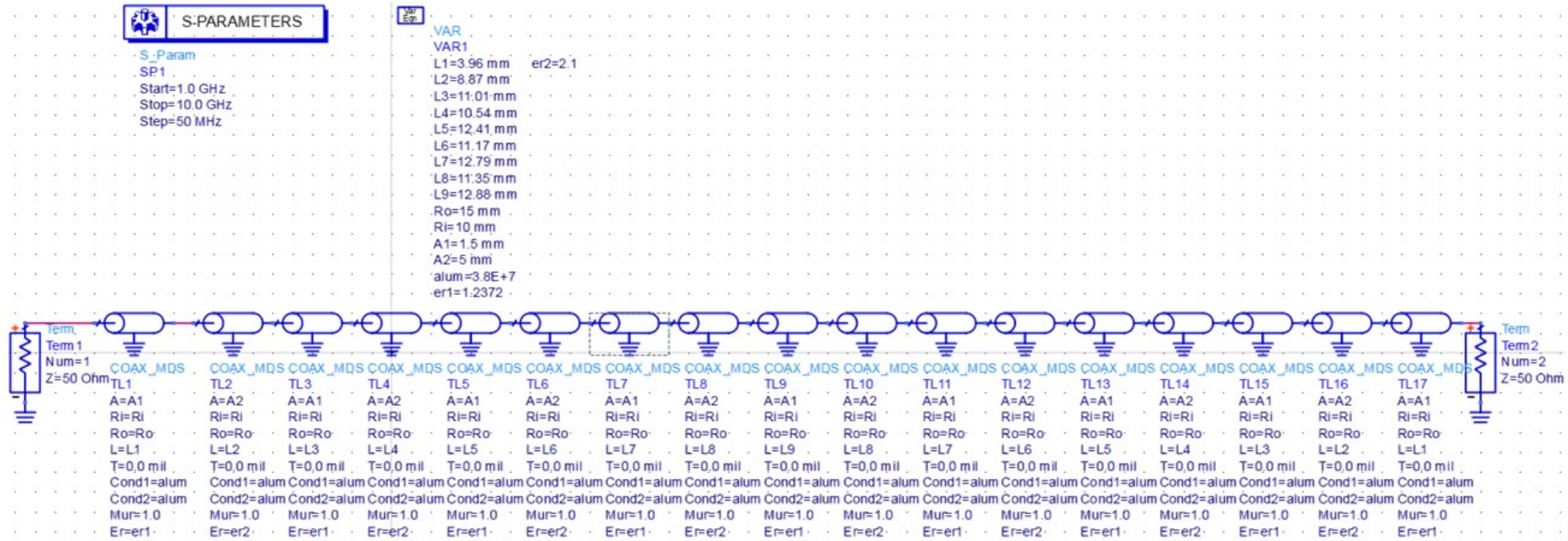
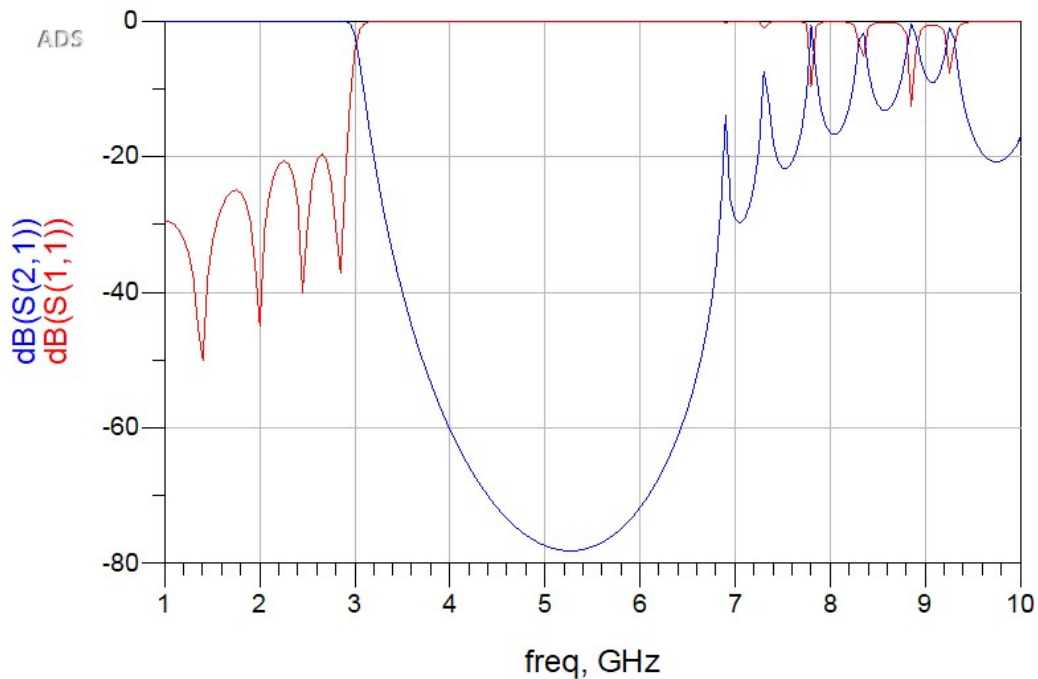


Fig. 3.2 Estructura filtro ADS

Simulando los parámetros S del filtro en ADS el resultado que obtenemos es el que mostramos seguidamente:



**Fig. 3.3** Grafica filtro ADS

La gráfica obtenida de la simulación en ADS es muy similar a la calculada en Matlab en la figura (**Fig. 2.7**), la frecuencia de corte del filtro sigue estando en 3 GHz, las pérdidas de retorno son muy similares y la atenuación es igual. Una pequeña conclusión que obtenemos es que las pérdidas que incluye ADS no afectan demasiado a la respuesta del filtro.

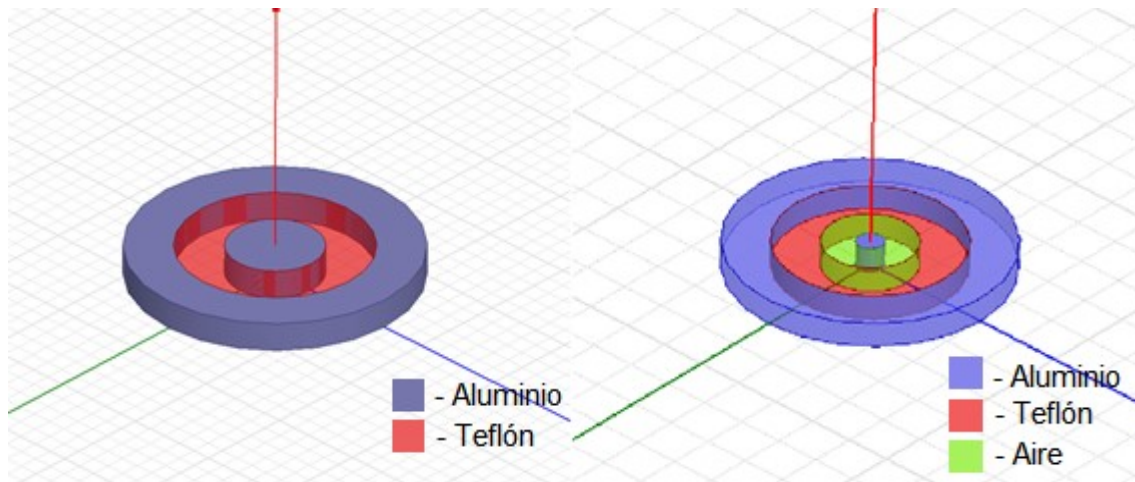
### 3.3. Simulaciones en HFSS

Con el fin de obtener simulaciones más precisas se utilizará el programa HFSS, de análisis de estructuras electromagnéticas. Con este programa podemos definir los elementos en 3D y concretar que materiales estamos utilizando. Como consecuencia, podremos simular el filtro con los dos dieléctricos y, además, se tendrán en cuenta las pérdidas y todos los acoplamientos entre las diferentes líneas de transmisión.

#### 3.3.1. Impedancias

Las primeras simulaciones en HFSS se han hecho sobre la estructura de una sola sección del filtro. Se han implementado por separado los dos tipos de tramo coaxial que encontramos en el filtro, uno de baja y otro de alta

impedancia. Con esto, se pretende comprobar el cálculo de impedancia hecho en Matlab. En la figura siguiente podemos ver los modelos creados en HFSS.



**Fig. 3.4** Líneas de alta y baja impedancia

Las estructuras de los dos tipos de sección se pueden observar perfectamente en la figura (**Fig. 3.4**), la imagen ubicada a la izquierda es la línea de baja impedancia y la de la derecha la de alta impedancia. Podemos ver que en la línea de alta impedancia tenemos un conductor interno con mayor diámetro y un dieléctrico de teflón. Mientras que en la línea de baja impedancia tenemos un conductor interno menor y dos dieléctricos.

Las impedancias obtenidas en HFSS varían según la frecuencia como se indica en la Tabla 3.1.

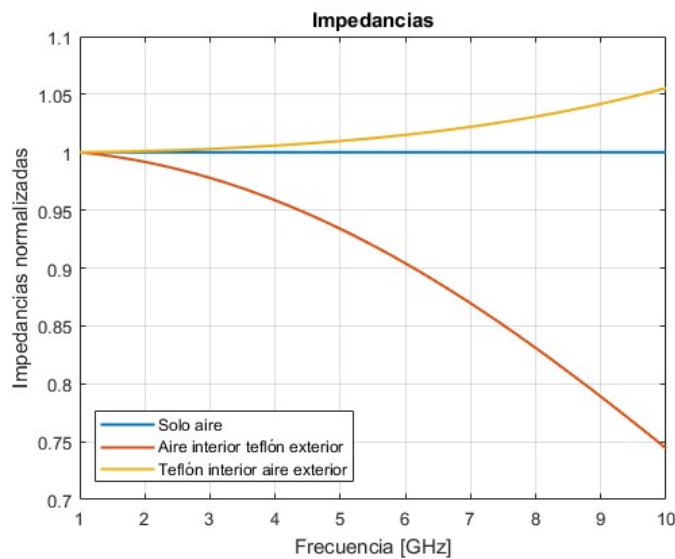
**Tabla 3.1.** Impedancias

Freq [GHz]	$Z_l$ [ $\Omega$ ]	$Z_h$ [ $\Omega$ ]
2	28.686	101.373
2.1	28.686	101.256
2.2	28.686	101.134
2.3	28.687	101.005
2.4	28.687	100.872
2.5	28.687	100.732
2.6	28.687	100.587
2.7	28.688	100.436
2.8	28.688	100.28
2.9	28.688	100.118
3	28.688	99.95
3.1	28.688	99.777
3.2	28.689	99.6
3.3	28.689	99.415
3.4	28.689	99.226
3.5	28.689	99.03

En el caso de diseñar otro filtro, después de escoger los materiales se podría avanzar hasta este punto y simular las secciones de alta y baja impedancia. Obtenidas las impedancias se introducirían en las variables  $Z_1$  y  $Z_2$  de Matlab, para obtener las longitudes. Siendo esta una manera más rápida y precisa de diseñar el filtro. Aunque en todo caso tendríamos que ajustar después las longitudes, debido a las capacidades parasitas como se indica en sección 3.3.3.

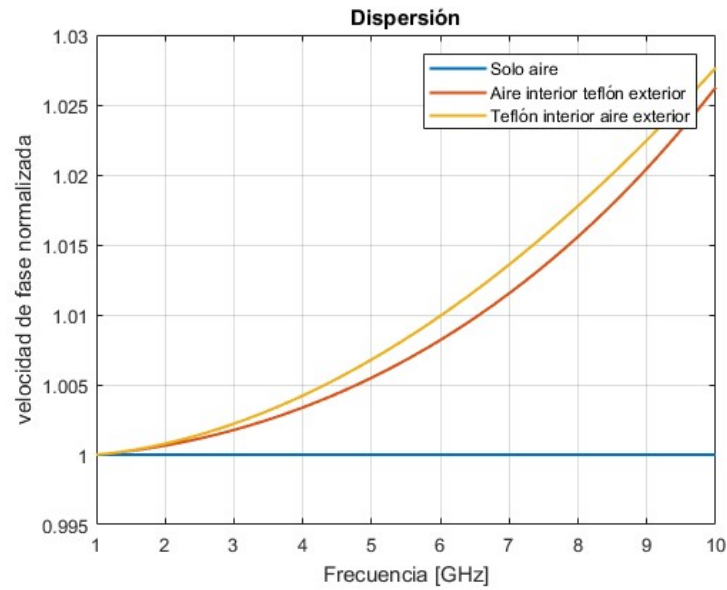
En la tabla 3.1 podemos apreciar que el cálculo de baja impedancia anterior es casi exacto  $Z_l = 28.7 \Omega$ , además la variación en relación a la frecuencia es mínima. Contrariamente el valor de la alta impedancia varía bastante respecto a la frecuencia, la  $Z_h$  que calculamos anteriormente es igual al valor simulado en bajas frecuencias  $Z_h = 102.34 \Omega$ . Una alteración tan grande de la impedancia afecta al diseño ideal del filtro a altas frecuencias.

Con el fin de averiguar el motivo de la variación de la  $Z_h$  decidimos hacer unas pequeñas pruebas. Simulamos tres secciones de línea de alta impedancia alterando el dieléctrico. Una de las secciones solamente tendría aire, la segunda sección sería la utilizada en el filtro, y finalmente la tercera tendría el teflón y el aire intercambiados de posición.



**Fig. 3.5** Grafica impedancias

En la figura (**Fig. 3.5**), podemos observar como las impedancias de las líneas que tienen dos dieléctricos varían con la frecuencia, al contrario la que está formada solo de aire no varía significativamente. También apreciamos que las variaciones son contrarias, una impedancia crece mientras que la otra disminuye. Las alteraciones pueden ser debidas a la variación de las pérdidas con la frecuencia, o a la dispersión de la línea.



**Fig. 3.6** Grafica Dispersión

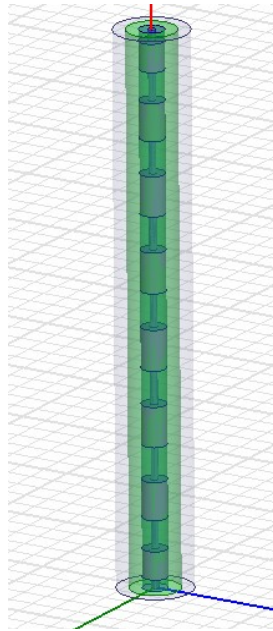
En la grafica (**Fig. 3.6**), se aprecia claramente que la velocidad de fase no es constante en los casos de dos dieléctricos, por lo tanto la variación de impedancia es debida a la dispersión al introducir dos dieléctricos.

### 3.3.2. Simulación del filtro

En este apartado analizaremos el filtro entero con HFSS, y veremos si hay diferencias con el estudio en ADS.

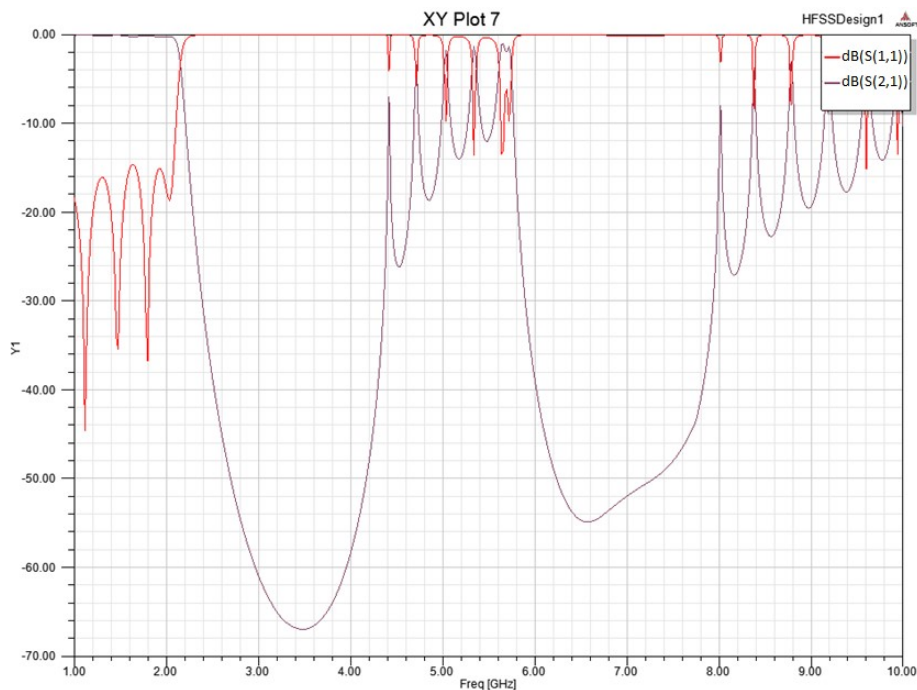
En la primera simulación introduciremos las mismas dimensiones que se implementaron en ADS. La estructura del filtro la podemos ver en la siguiente imagen:





**Fig. 3.7** Estructura del filtro

En la figura (**Fig. 3.7**) se ha aumentado la transparencia del conductor externo y se ha pintado de verde el teflón, así conseguimos una mejor visión del interior. El aire, que no se aprecia muy bien, está ubicado entre las secciones de conductor interno más ancho y encapsulado por el tubo de teflón.



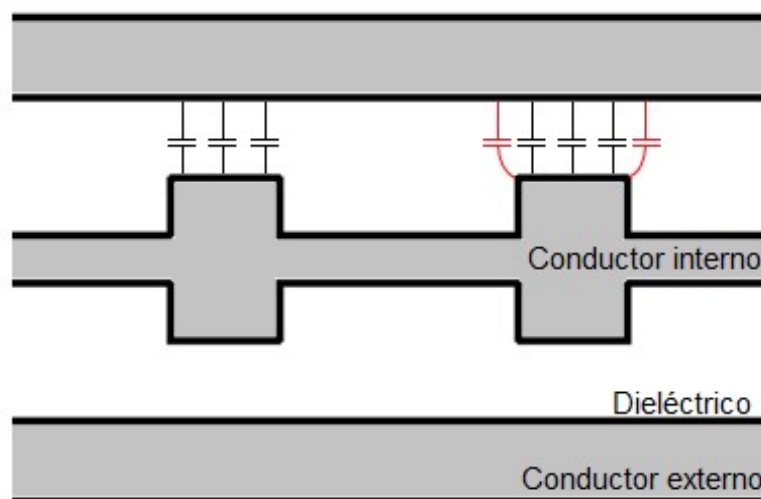
**Fig. 3.8** Grafica en HFSS

La grafica resultante es muy diferente al resultado que estamos buscando, la frecuencia de corte no es la deseada, han aparecido dos bandas de atenuación y tenemos unas pérdidas de retorno por encima de -20 dB. Esta modificación tan abrupta de la gráfica no se debe solamente a la inserción de las pérdidas en la simulación. La causa de la alteración de la respuesta viene dada por un problema en los cálculos del diseño ideal. En el diseño ideal sintetizamos cada línea de transmisión por separado, en otras palabras no se tiene en cuenta su comportamiento en conjunto. Surgen diferentes acoplamientos entre los saltos de impedancia en el momento en que se tiene en cuenta el filtro en conjunto.

### 3.3.3. Capacidades parasitas

Después de observar cambios en el filtro, al tener en cuenta las líneas de transmisión como un conjunto, hemos observado que el fenómeno que altera más el filtro son unas capacidades no deseadas o parásitas que afectan a los tramos de baja impedancia.

Recordamos que los tramos de baja impedancia se comportan como condensadores si comparamos el coaxial con un circuito. La capacidad total de la línea se incrementa al aparecer capacidades no deseadas o que no se han tenido en cuenta. Al aumentar las capacidades de las líneas la gráfica se desplaza a menores frecuencias, como se puede observar en la anterior gráfica. Una manera de comprobar la existencia de estas capacidades, es simular un tramo de baja impedancia solo o entre líneas de impedancia  $50 \Omega$ . En teoría las líneas adaptadas o de  $50 \Omega$  no incluyen ninguna variación en la respuesta, por esta razón si la respuesta varia, es debido a estas capacidades que se acoplan. Para entender mejor el concepto intentaremos explicarlo de una forma más visual en la siguiente imagen.

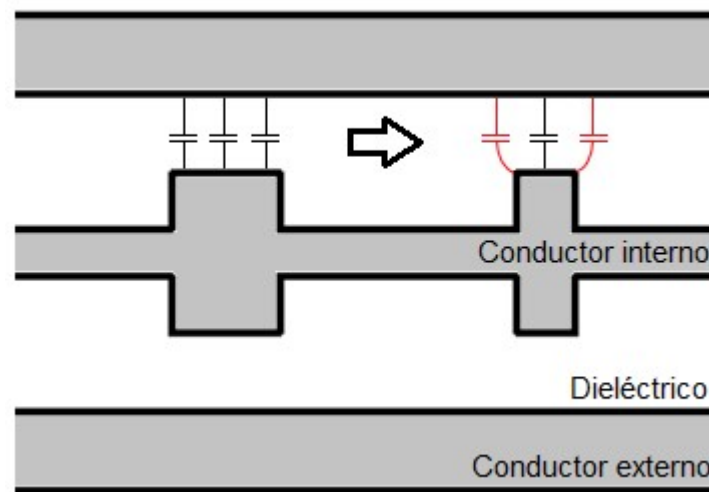


**Fig. 3.9** Capacidad parasita

La imagen anterior representa un tramo de un filtro coaxial, con un corte vertical. En ella podemos ver dos tramos con un diámetro de conductor interno

mayor, son los tramos de baja impedancia. En el de la izquierda vemos como las capacidades que se tienen en cuenta son solo las que van a parar a su sección de conductor externo. De esta manera se han calculado las capacidades en Matlab, solamente teniendo en cuenta una sección ideal. En la línea de baja impedancia de la derecha, aparecen en rojo las capacidades parásitas, vemos que aparecen debido a la proximidad del conductor externo más allá de su sección de coaxial. La mejor manera de medir estas capacidades es a través de los simuladores, ya que no son algo exacto.

La solución a este desajuste es disminuir la longitud de estos tramos de línea, con la finalidad de igualar la suma de los dos tipos de capacidades (propias de la sección y "efecto de bordes"), con el valor que habíamos calculado al diseñar el filtro inicialmente. En la siguiente imagen vemos esquemáticamente dibujado como se ajustaría el valor de capacidad del filtro.

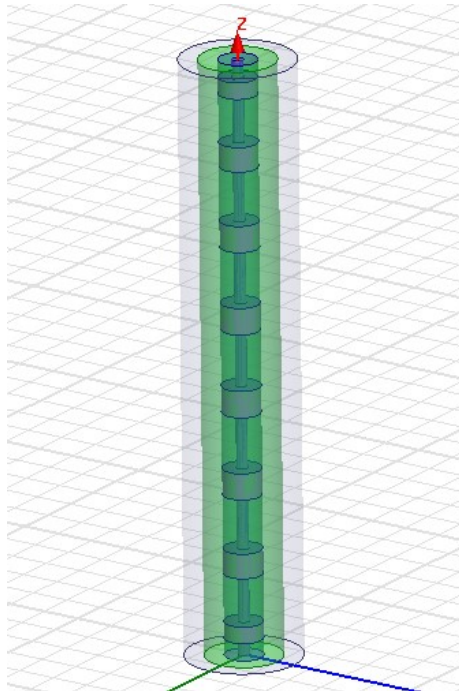


**Fig. 3.10** Adaptación capacidad parásita

Acto seguido, aplicaremos en HFSS la reducción de las longitudes en los tramos de baja impedancia, para comprobar lo argumentado anteriormente.

Con el fin de arreglar las capacidades parásitas, se han probado modificaciones en las longitudes. Después de muchas pruebas se encontró que la mejor respuesta se obtenía al multiplicar las longitudes de baja impedancia por un factor de 0.62, y las de alta impedancia por un factor de 1.15. También se modificó la longitud de la primera línea de baja impedancia con otro factor 0.95 para ajustar aun más la respuesta.

La estructura del filtro después de las modificaciones queda de la siguiente manera:



**Fig. 3.11** Estructura del filtro con longitudes modificadas

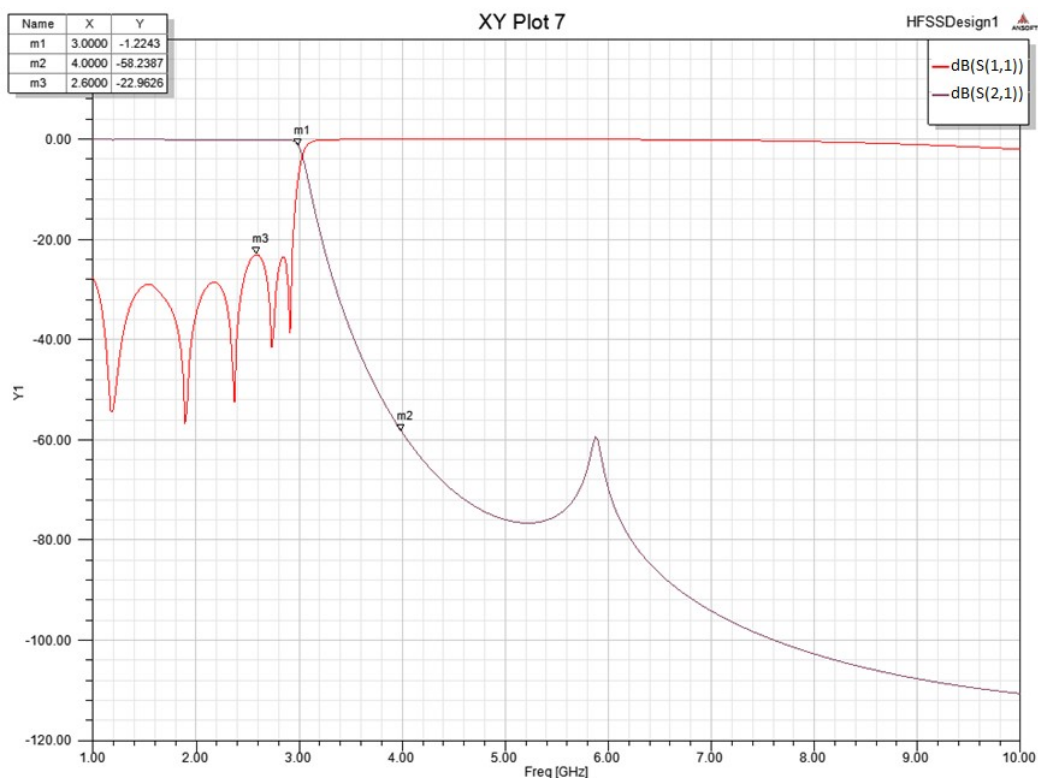
La longitud del filtro se ha reducido considerablemente, debido a la reducción de los tramos de baja impedancia. Recordamos que en este filtro se eligió como primer elemento una inductancia, en otras palabras la primera sección del filtro tendrá una alta impedancia. Una de las diferencias al escoger la primera línea, de alta o baja impedancia, son las longitudes que se obtienen, son menores en las líneas impares o iguales a la primera. Sobre todo en la primera sección del filtro, que siempre tiene la longitud más pequeña. Podemos apreciarlo en la tabla (2.2) y en la figura (Fig. 3.7). En el caso de elegir como primer elemento una capacidad, la primera línea sería de baja impedancia siendo esta la de menor longitud del filtro, a continuación se deberá reducir más para lidiar con las capacidades parasitas. Como resultado podemos obtener una longitud en la primera línea que no podamos fabricar, para no tener este problema se recomienda escoger como primer elemento una inductancia o línea de alta impedancia.

Pensando en la resolución de fabricación a la hora de construir el filtro, los valores de las longitudes utilizadas en el último modelo (Fig. 3.12) han sido aproximados a la décima de milímetro.

Presentamos la tabla de dimensiones y la imagen de la respuesta del filtro, después de la modificación de dimensiones:

**Tabla 3.2.** Dimensiones orden n=17 modificadas

Nombre líneas	Valor [mm]	Diámetro interior [mm]
L1, L17	4.6	3
L2, L16	4.3	10
L3, L15	12.7	3
L4, L14	6.5	10
L5, L13	14.3	3
L6, L12	6.9	10
L7, L11	14.7	3
L8, L10	7	10
L9	14.9	3
Ltotal	156.9	

**Fig. 3.12** Grafica en HFSS con longitudes modificadas

Podemos apreciar cómo ha mejorado la gráfica en relación a la anterior (**Fig. 3.8**). La grafica obtenida cumple con todas las especificaciones demandas al principio del proyecto, la frecuencia de corte esta en 3GHz, la atenuación en 4 GHz es casi -60 dB, y las pérdidas de retorno están por debajo de -20 dB.

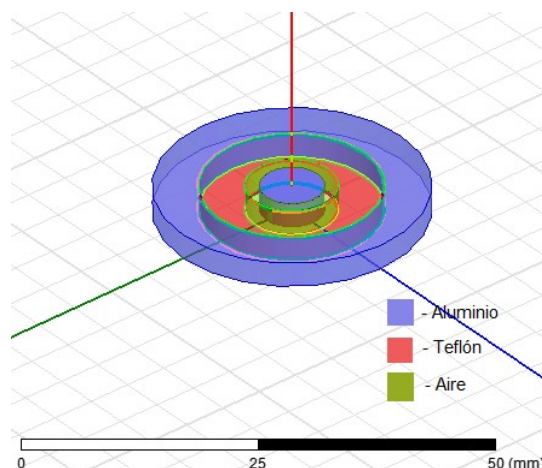
### 3.5. Introducción de una línea de 50 $\Omega$

El siguiente problema que nos encontramos, es tener que conectar el conductor interno del filtro a los dos conectores tipo N, que deben ir en los extremos. En el caso de quererlo soldar solo podríamos hacerlo en uno de los dos extremos. Ya que no podríamos soldar en el interior del filtro después de acoplar el segundo conector. Después de sopesar varias soluciones se decidió conectarlo por presión, se pretende hacer un pequeño orificio en el conductor interno, en el que se insertara el conductor del conector. La presión la ejercerían cuatro tornillos insertados en el tubo externo.

El problema de haber tenido que escoger una alta impedancia como primer elemento genera un problema que nos afecta ahora. El problema es tener un conductor interno de 3 mm de diámetro en los extremos, en el cual no podemos perforar un orificio para introducir el conductor del conector N, que también mide 3 mm de diámetro.

La solución propuesta es poner una línea adaptada o de 50  $\Omega$  a cada lado del filtro, la cual en teoría no introduce cambio en la respuesta y tiene un conector interno más grande.

El primer paso es calcular el diámetro interior necesario para obtener una impedancia de línea de 50  $\Omega$ . Para lograrlo con las formulas anteriores (2.1, 3.4) se debería ir probando con diferentes diámetros. Esto se debe a que dependiendo del diámetro, obtenemos una constante dieléctrica diferente, lo cual implica no poder aislar el diámetro en la segunda fórmula. En consecuencia el diámetro se ha obtenido simulado una sección de coaxial en HFSS, implementando diferentes diámetros hasta conseguir que la impedancia de la sección fuese 50  $\Omega$ .



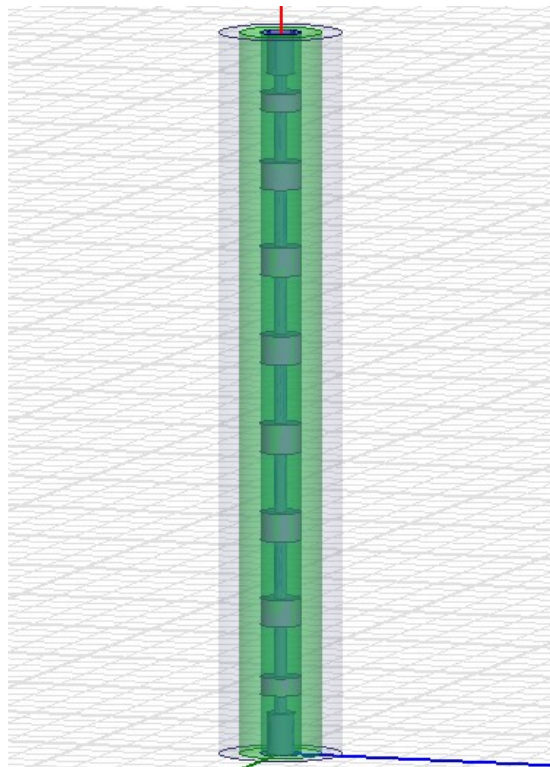
**Fig. 3.13** Línea de 50  $\Omega$

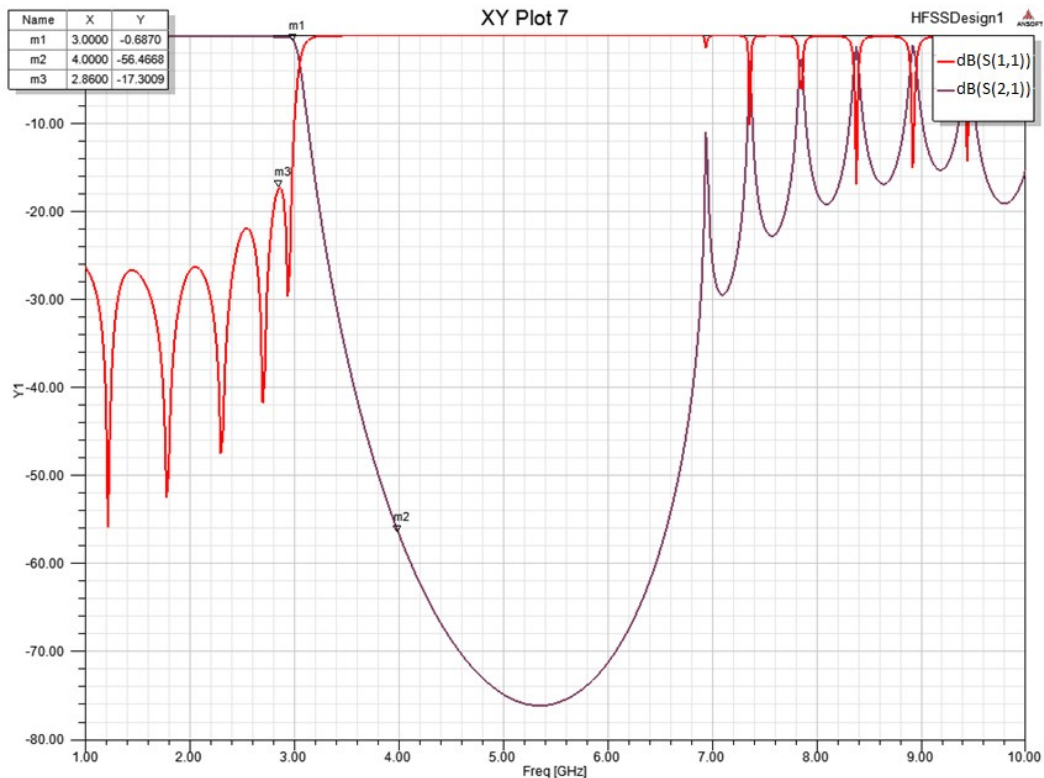
Con un diámetro interior de 7.1 mm obtenemos la siguiente tabla de impedancias:

**Tabla 3.3.** Impedancia línea adaptada

Freq [GHz]	Z [ $\Omega$ ]
1	50.02
2	49.9
3	49.7
4	49.43
5	49.08
6	48.66
7	48.18
8	47.65
9	47.07
10	46.45

Debemos recordar que la impedancia cuando se tienen dos dieléctricos en la sección de coaxial varía considerablemente. Como consecuencia, no obtendremos una línea que no introduzca un cambio en la respuesta del filtro. Aunque en ciertas frecuencias si está adaptada, y en las demás, puede que no nos afecte demasiado. Simularemos el filtro con las líneas de 50  $\Omega$  de 10 mm de longitud para estudiarlo.

**Fig. 3.14** Estructura del filtro con líneas de 50  $\Omega$

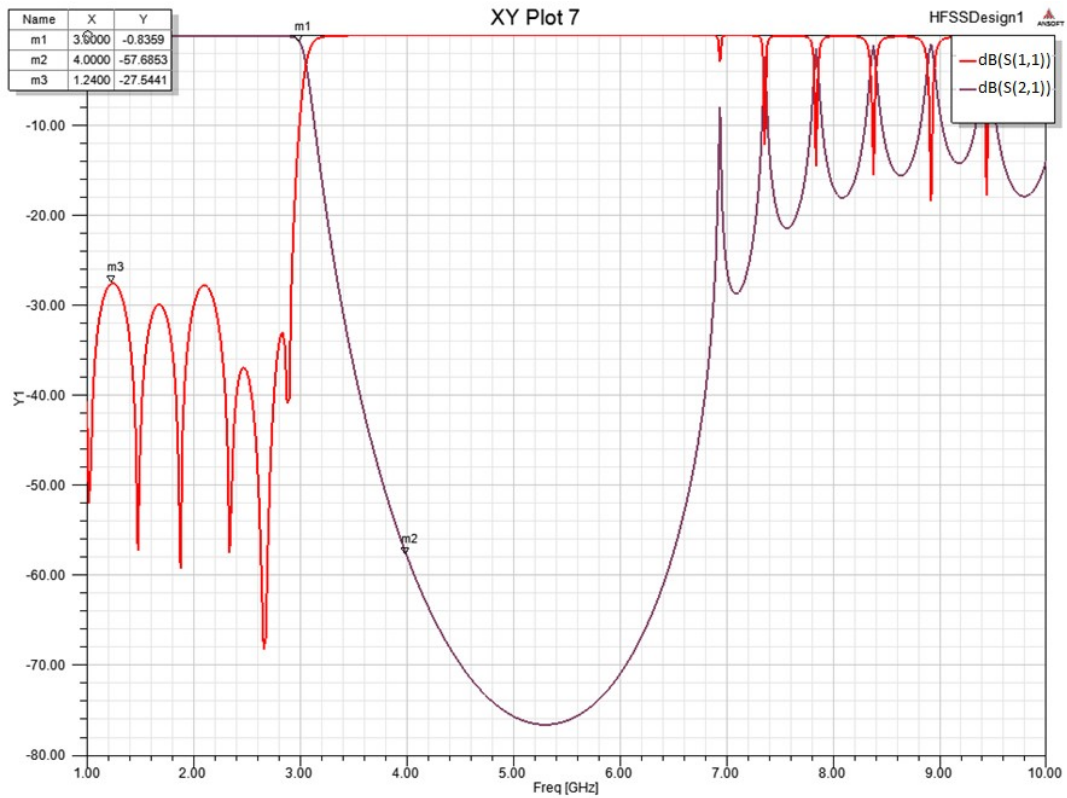


**Fig. 3.15** Grafica en HFSS del filtro con líneas de 50  $\Omega$

La respuesta en frecuencia del filtro varía en gran medida, las pérdidas de retorno tienen un pico por encima de -20 dB, y la banda atenuada no llega ni a 7 GHz. Por el contrario la frecuencia de corte sigue en su sitio y la banda de transición está bien.

Con el propósito de mejorar la gráfica se altera la línea de 50  $\Omega$ . El mejor resultado se ha obtenido al poner un diámetro interior de 6.6 mm y manteniendo la longitud. Hay que tener en cuenta que se ha dado más importancia a obtener unas pérdidas de retorno bajas, respecto a llegar a una alta frecuencia en la banda atenuada.

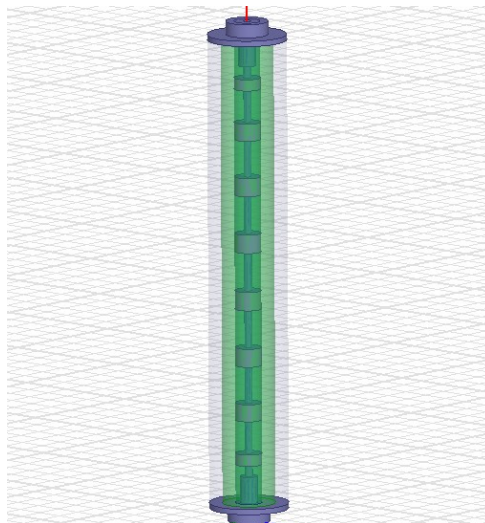




**Fig. 3.16** Grafica en HFSS del filtro con líneas de 50  $\Omega$  modificadas

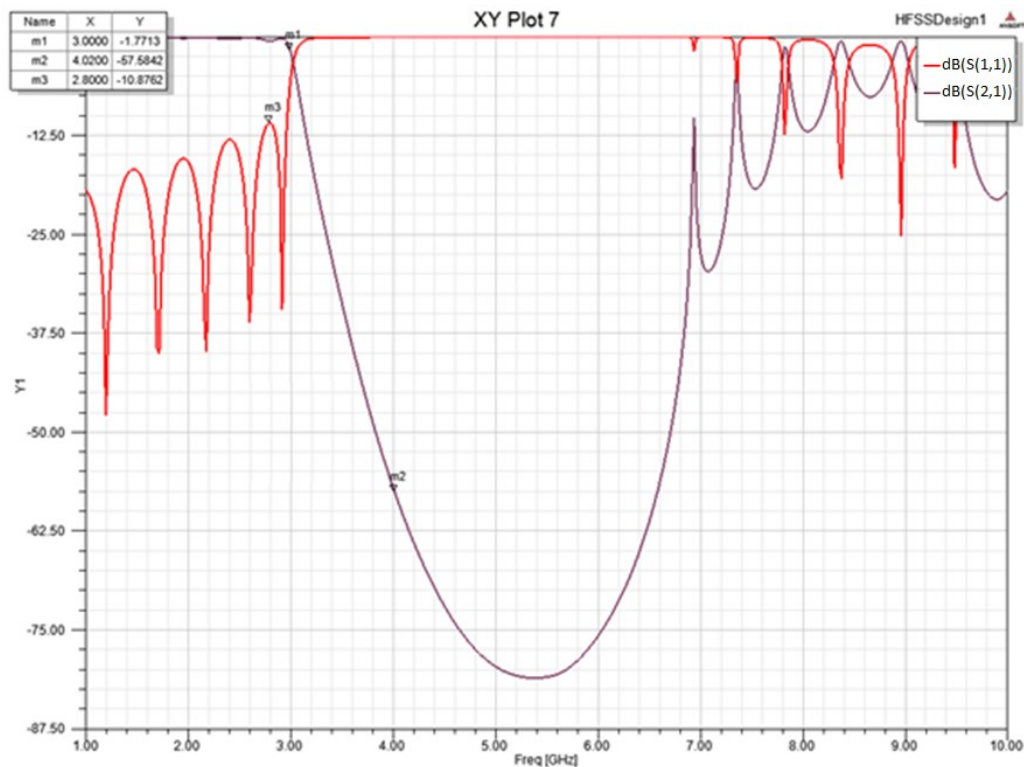
### 3.6. Introducción de los conectores

En este capítulo introduciremos en la estructura a simular los conectores, con el fin de tener en cuenta cualquier acoplamiento entre el filtro y el conector. Se busca acabar teniendo la simulación más precisa posible, en otras palabras acercarnos tanto como podamos al filtro en la realidad.



**Fig. 3.17** Estructura del filtro con conectores

Los conectores se han modelado con las medidas y materiales proporcionados por el fabricante. Sus materiales son cobre para el conductor, teflón como dieléctrico y latón para el exterior. Comentar que el teflón solo tiene un diámetro de 9.8 mm. En consecuencia, es posible que surjan acoplamientos no deseados entre el exterior de los conectores y el filtro. Lo comprobaremos a continuación en la siguiente gráfica:

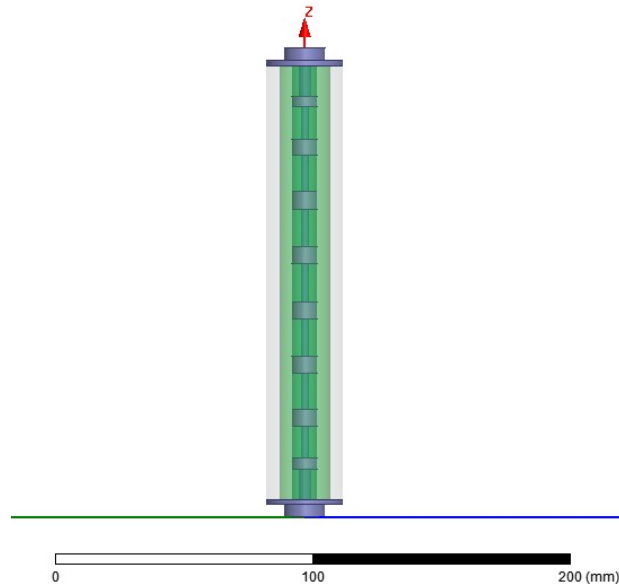


**Fig. 3.18** Grafica en HFSS del filtro con conectores

El único cambio significativo en la gráfica es un drástico aumento de las pérdidas de retorno, su pico se encuentra 10 dB por encima del valor deseado. Asumiendo que la alteración en la gráfica es debida a la cercanía entre el conductor interno del filtro y el panel exterior del conector, buscaremos reducir el diámetro de la línea de transmisión de los extremos del filtro.

Probamos reduciendo el diámetro, pero a la vez que se reducía el acoplamiento modificábamos la impedancia de esa línea, y como consecuencia la respuesta total del filtro.

La solución encontrada fue quitar las líneas de  $50 \Omega$ , además de modelar las líneas de los extremos con otra impedancia “menos alta”, es decir con un conductor de diámetro 5 mm en vez de 3mm. Al tener una impedancia menor, para poder alcanzar el valor de inductancia deseado, se deberá incrementar la longitud de ese tramo. En la figura (3.19) podemos observar el diseño final de la estructura.

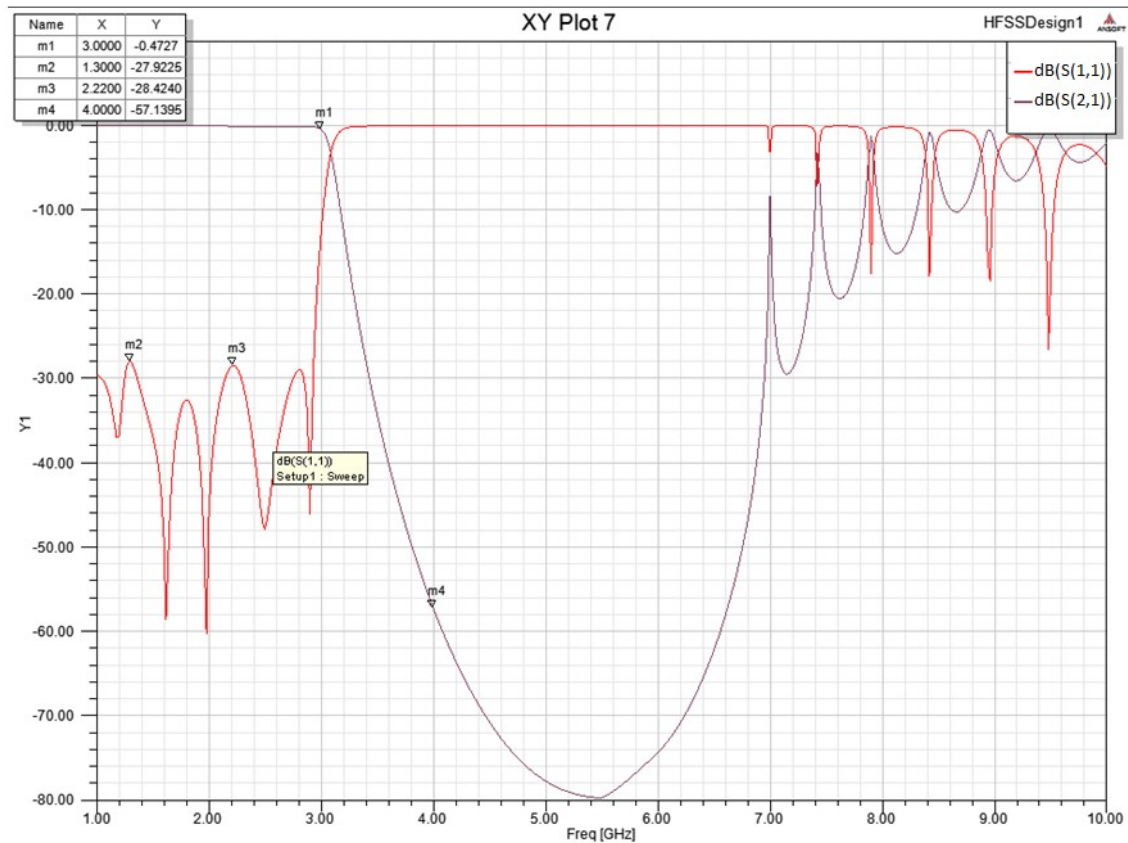


**Fig. 3.19** Estructura final del filtro

Para finalizar exponemos la tabla de dimensiones y la respuesta en frecuencia del filtro:

**Tabla 3.4.** Dimensiones finales

Nombre líneas	Valor [mm]	Diámetro interior [mm]
L1, L17	12	5
L2, L16	4.2	10
L3, L15	12.7	3
L4, L14	6.3	10
L5, L13	14.3	3
L6, L12	6.7	10
L7, L11	14.7	3
L8, L10	6.8	10
L9	14.9	3
Ltotal	170.3	



**Fig. 3.20** Grafica final en HFSS

En esta grafica podemos apreciar las pérdidas de retorno por debajo de -28 dB, la frecuencia de corte es la correcta y la atenuación alrededor de -60 dB. Decir que se podría haber intentado aumentar la banda de atenuación hasta 9 GHz, y mantener las demás especificaciones igual, incrementando el orden del filtro. El incremento del orden solo implicaría que el filtro fuese ligeramente más grande, y no sería un problema.

## CAPÍTULO 4. FABRICACIÓN

En este apartado explicaremos como se ha llevado a cabo la construcción del filtro. Decir que al no tener claro los materiales de construcción del filtro durante su diseño, ha conllevado modelar diferentes filtros, que no se han desarrollado.

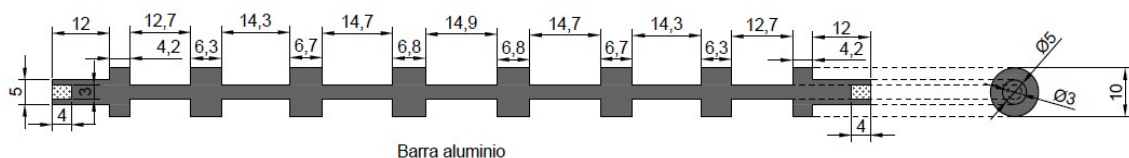
### 4.1. Conductores

Desde el principio se decidió que el material conductor del filtro sería el aluminio. Primero se pensó en cómo construir el conductor interno. Como primera idea se quería comprar una barra de aluminio, que tendría el diámetro necesario para las secciones de alta impedancia. A continuación para conseguir las secciones de baja impedancia se compraría otro tubo, con diámetro interior igual al de la barra, el cual se cortaría y soldaría a la barra de aluminio, apareciendo así los saltos.

A la hora de buscar un tubo ancho para modelar los tramos de baja impedancia, no se encontró ninguno. De modo que se pensó en construir el conductor interior cortando dos barras de aluminio de diferentes diámetros, y soldándolas. Pero soldar aluminio con esa precisión, sería muy complicado.

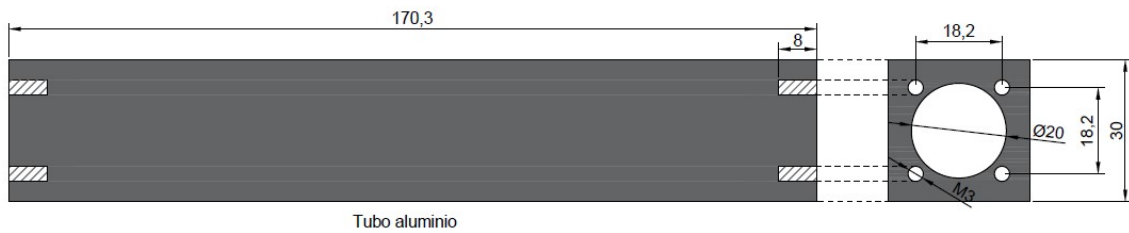
Se barajó la opción de imprimir en 3D el conductor interno, ya que así obtendríamos esta pieza con una gran precisión. Después de pedir presupuestos, se decidió que era demasiado costoso.

Como solución final para el conductor interno se decidió comprar una barra de aluminio, con un diámetro igual al necesario en los tramos de baja impedancia. Después obtuvimos las secciones de alta impedancia fresando la barra, hasta conseguir el diámetro necesario.



**Fig. 4.1** Conductor interno

Para el conductor externo se buscó un tubo que tuviese las medidas deseadas, al no encontrarse se decidió perforar una barra de aluminio. Primero se definió como una barra cilíndrica, pero finalmente se utilizó una rectangular, que daba estabilidad al filtro. Además el conector tiene una placa rectangular que encaja a la perfección.

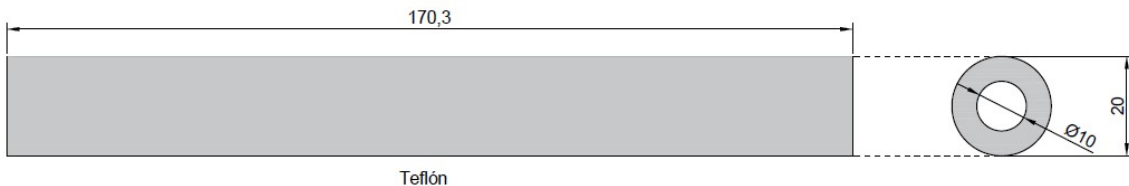


**Fig. 4.2** Conductor externo

Si el filtro se calentase demasiado, al tener como conector externo un tubo con un grosor considerable, entre 5 y 11 mm, podríamos estriarlo. Facilitando así la disipación de la temperatura.

## 4.2. Dieléctricos

Inicialmente el dieléctrico elegido fue el aire, pero la posibilidad de que el conductor interno se moviese o la dificultad de mantenerlo centrado, nos hizo buscar un dieléctrico para sostenerlo. El teflón fue el dieléctrico seleccionado pero al no ser moldeable, no se pudo revestir todo el conductor interno. Finalmente se optó por un tubo, al no encontrar las dimensiones deseadas, se fabricaría perforando una barra.



**Fig. 4.3** Conductor externo

## 4.3. Conector

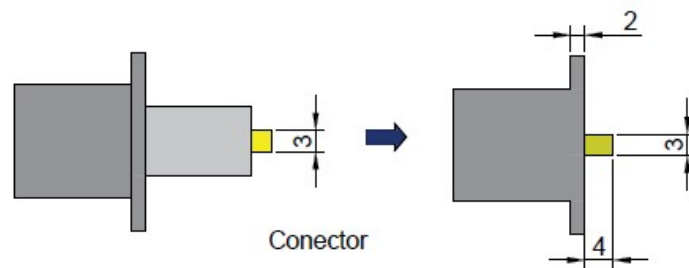
A la hora de acoplar el conector al filtro, sin introducir cambio en la respuesta, supuso un reto. El problema se resolvió encajando el conductor del conector al conductor interno del filtro, y sometidos a una presión, gracias a atornillar sus conductores externos. Podemos apreciar en la figura (4.1) el orificio hecho en el conductor interno del filtro para encajar con el conector.

El conector por el que hemos optado es del tipo N, con una pequeña línea para su conexión, y un panel con 4 perforaciones para tornillos.



**Fig. 4.4** Conector

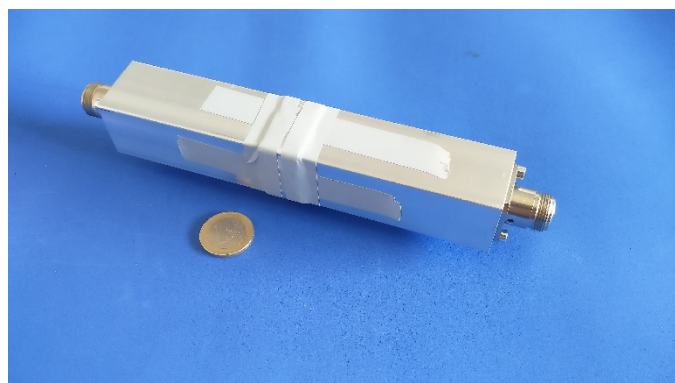
Para adaptar el conector de fábrica al modelo que necesitamos, se pidió al mecánico acortar el conductor y retirar el teflón hasta el panel.



**Fig. 4.5** Modificación conector

#### 4.4. Filtro

Una vez entregados los materiales y las instrucciones para la construcción de las piezas del filtro al mecánico, no se podían fresar piezas tan largas. En consecuencia se tuvieron que fabricar en dos partes.



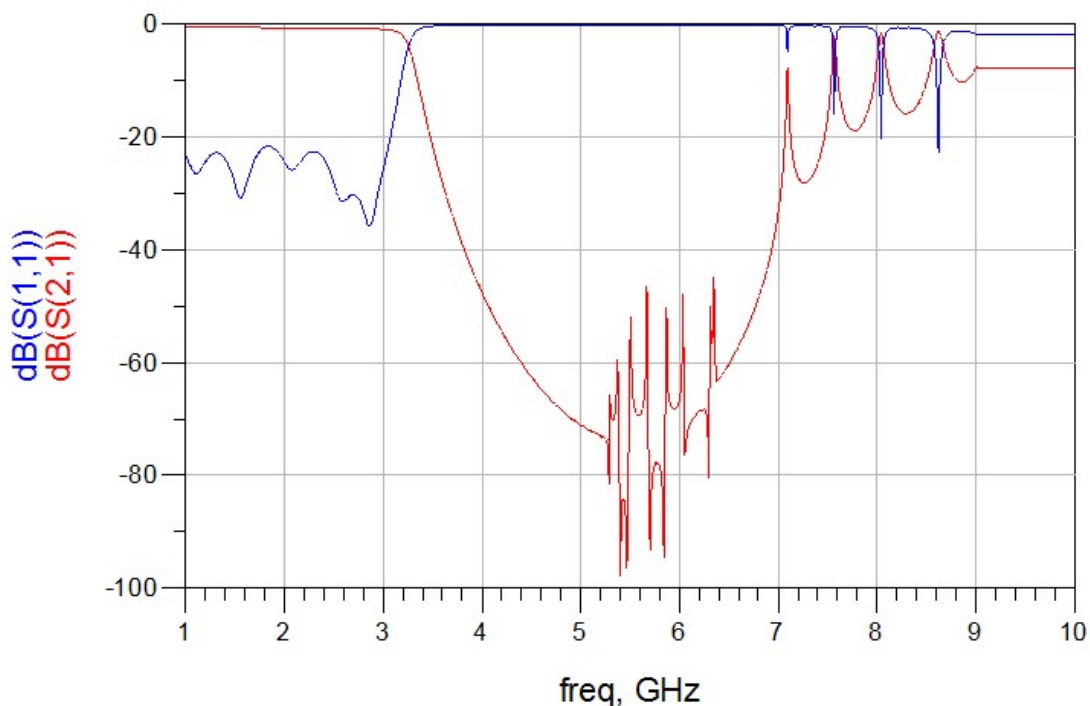
**Fig. 4.6** Filtro fabricado

Como consecuencia de fabricar el filtro en dos partes, el conector exterior no tiene una conexión completa, cuando no se le aplica una cierta presión. En la figura (4.6) podemos observar que para realizar las primeras medidas, se mejoró la conexión con papel de plata y cinta adhesiva.

Con el objetivo de mejorar la conexión entre las dos partes del filtro, se ha aplicado pintura conductora en la unión del conductor interno. Además se ha atornillado dos placas a los conductores externos, forzando así una presión entre ellos. Pero finalmente no hubo mejoras en las medidas resultantes.

## 4.5. Medidas

En este capítulo podremos comprobar la similitud de la medición del filtro respecto a las simulaciones y los estudios realizados con anterioridad. En la siguiente imagen exponemos la respuesta en frecuencia que ha tenido el filtro en su primera medición, el estado del filtro en ese momento lo podemos ver en la figura (4.6).



**Fig. 4.7** Medida del filtro

En lo primero que nos fijamos es en la distorsión que ha aparecido en medio de la banda de atenuación, esta alteración suponemos que es debida a la mala conexión que tiene el filtro entre sus dos partes. Por otro lado observar que las pérdidas de retorno han empeorado respecto a la simulación pero siguen por encima de -20 dB. Las pérdidas de inserción también son peores a las esperadas pero siguen por debajo de -1 dB. Por último decir que la frecuencia de corte se ha movido casi 3.2 GHz y la atenuación a 4 GHz solo es de -50 dB.



## CAPÍTULO 5. CONCLUSIONES Y LÍNEAS FUTURAS

En este proyecto de final de grado hemos visto las diferentes etapas llevadas a cabo para diseñar y fabricar un filtro paso bajo tubular. El objetivo principal era evaluar las complicaciones que presenta la fabricación de filtros tubulares de microondas y el resultado ha sido muy bueno consiguiendo fabricar un prototipo con razonables prestaciones

También buscábamos que el filtro tuviese un tiempo de fabricación y un coste menor al que encontramos en el mercado. En relación a esta meta podemos decir que se ha cumplido, el coste es considerablemente menor y el tiempo de fabricación es también inferior.

Las demás conclusiones a las que se ha llegado después de experimentar el desarrollo del proyecto son las siguientes:

- La relación entre alta y baja impedancia tiene que ser tan grande como podamos, teniendo en cuenta que no podemos fabricar filtros con longitudes excesivamente pequeñas. Si disminuimos las longitudes al mínimo obtenemos la mejor relación de impedancias, de tal manera que mejoramos mucho la respuesta en altas frecuencias. Estos filtros al necesitar cumplir  $\beta l \ll 1$  no se pueden utilizar en frecuencias excesivamente altas.
- La manera más rápida de diseñar filtros es simular primero las secciones de alta y baja impedancia en HFSS, para obtener sus impedancias. Calcular las longitudes en Matlab con esos valores. Finalmente introducir en el último diseño de HFSS las dimensiones y realizar las modificaciones necesarias.
- En la realización de filtros futuros es muy recomendable diseñarlos solo con un dieléctrico, en consecuencia se verá mejorada la respuesta en altas frecuencias.
- Se debe encontrar otra manera de fabricar los filtros, no se pueden producir en dos partes, ya que introducen distorsiones.

Como futuras líneas de trabajo se podrían diseñar filtros paso banda tubulares, con la base que hemos dado sería sencillo. Por otra parte se podría diseñar filtros con otros materiales, tanto dieléctricos como conductores. Finalmente se podría analizar con profundidad los acoplamientos existentes a la hora de juntar los tramos de línea.

Este proyecto contribuirá a la construcción de filtros fácilmente reciclables. El filtro se puede desmontar fácilmente para separar el aluminio y el teflón, que son dos materiales reciclables. Además los conectores se pueden reutilizar en otros filtros o dispositivos.

## BIBLIOGRAFÍA

- [1] <http://www.mician.com/content/applications/filter/coaxial>.
- [2] D.M. Pozar, " Microwave filters", Cap. 8 en *Microwave Engineering*, John Wiley & Sons, Inc., pp. 422-426, Hoboken, New Jersey, 2014.
- [3] Vinary K. Ingle, John G. Proakis, "IIR Filter Design", Cap. 8 en *Digital Signal Processing using Matlab*, Cengage Learning., pp. 340-342, Natick, Massachusetts, 1997.
- [4] D.M. Pozar, " Transmission line theory", Cap. 2 en *Microwave Engineering*, John Wiley & Sons, Inc., pp. 48-54, Hoboken, New Jersey, 2014.
- [5] <https://www.microwaves101.com/encyclopedias/multi-dielectric-coax>.
- [6] Jiafeng Zhou, " Microwave filters", Cap. 6 en *Microwave and Millimeter wave technologies*, Intech, pp. 133-136, Austria, 2010.
- [7] D.M. Pozar, " Microwave network analysis", Cap. 4 en *Microwave Engineering*, John Wiley & Sons, Inc., pp. 189-192, Hoboken, New Jersey, 2014.
- [8] <https://www.microwaves101.com/encyclopedias/coax-loss-calculations>

## ACRÓNIMOS

<b>ADS</b>	Sistema de Diseño Avanzado.
<b>DUT</b>	Dispositivo Bajo Prueba.
<b>IL</b>	Pérdidas de Inserción.
<b>RL</b>	Pérdidas de Retorno.
<b>HFSS</b>	Simulador Estructural de Alta Frecuencia.
<b>CSC</b>	Componentes y Sistemas para Comunicaciones.
<b>TSC</b>	Teoría de la Señal y Comunicaciones.
<b>UPC</b>	Universidad Politécnica de Cataluña