



UNIVERSITAT
POLITÈCNICA
DE VALÈNCIA

– **TELECOM** ESCUELA
TÉCNICA **VLC** SUPERIOR
DE INGENIERÍA DE
TELECOMUNICACIÓN

UNIVERSITAT POLITÈCNICA DE VALÈNCIA

Escuela Técnica Superior de Ingeniería de
Telecomunicación

Método optimizado de diseño de filtros combine con
inclusión de ceros de transmisión

Trabajo Fin de Grado

Grado en Ingeniería de Tecnologías y Servicios de
Telecomunicación

AUTOR/A: Valero Ochando, Pablo

Tutor/a: Baquero Escudero, Mariano

Cotutor/a: Boria Esbert, Vicente Enrique

CURSO ACADÉMICO: 2023/2024

Resumen

Este Trabajo de Fin de Grado se enfoca en el diseño y la implementación de un filtro paso banda utilizando resonadores combline. Se exploran los fundamentos teóricos del diseño de filtros, con especial énfasis en la introducción controlada de ceros de transmisión para mejorar la selectividad del filtro. Se investiga cómo diferentes aspectos físicos del filtro, como la configuración precisa de las ventanas de transmisión y las dimensiones de los componentes internos, influyen significativamente en su rendimiento. Se concluye que la optimización de estas variables es crucial para lograr una implementación exitosa de los ceros de transmisión, lo cual es esencial para aplicaciones donde se requiere alta selectividad y rendimiento robusto del filtro. Este enfoque subraya la eficacia de la tecnología combline en el diseño avanzado de filtros para aplicaciones críticas en telecomunicaciones.

Palabras clave: Microondas; filtros paso banda; combline; ceros de transmisión.



Resum

Este Treball de Fi de Grau es centra en el disseny i la implementació d'un filtre pas banda utilitzant resonadors comblines. S'exploren els fonaments teòrics del disseny de filtres, amb especial èmfasi en la introducció controlada de zeros de transmissió per millorar la selectivitat del filtre. S'investiga com diferents aspectes físics del filtre, com la configuració precisa de les finestres de transmissió i les dimensions dels components interns, influeixen significativament en el seu rendiment. Es conclou que l'optimització d'aquestes variables és crucial per aconseguir una implementació exitosa dels zeros de transmissió, la qual cosa és essencial per a aplicacions on es requereix alta selectivitat i rendiment robust del filtre. Aquest enfocament subratlla l'eficàcia de la tecnologia comblines en el disseny avançat de filtres per a aplicacions crítiques en telecomunicacions.

Paraules clau: Microones; filtres pas de banda; comblines; zeros de transmissió.



Abstract

This undergraduate thesis focuses on the design and implementation of a bandpass filter using combline resonators. The theoretical foundations of filter design are explored, with particular emphasis on the controlled introduction of transmission zeros to enhance filter selectivity. The research investigates how various physical aspects of the filter, such as the precise configuration of transmission windows and the dimensions of internal components, significantly influence its performance. It is concluded that optimizing these variables is crucial for achieving successful implementation of transmission zeros, which is essential for applications requiring high selectivity and robust filter performance. This approach underscores the effectiveness of combline technology in the advanced design of filters for critical applications in telecommunications.

Keywords: Microwave; bandpass filters; combline; transmission zeros.

RESUMEN EJECUTIVO

La memoria del TFG del Grado en Ingeniería de Tecnologías y Servicios de Telecomunicación debe desarrollar en el texto los siguientes conceptos, debidamente justificados y discutidos, centrados en el ámbito de la ingeniería de telecomunicación

CONCEPT (ABET)	CONCEPTO (traducción)	¿Cumple? (S/N)	¿Dónde? (páginas)
1. IDENTIFY:	1. IDENTIFICAR:		
1.1. Problem statement and opportunity	1.1. Planteamiento del problema y oportunidad		1-2
1.2. Constraints (standards, codes, needs, requirements & specifications)	1.2. Toma en consideración de los condicionantes (normas técnicas y regulación, necesidades, requisitos y especificaciones)		2
1.3. Setting of goals	1.3. Establecimiento de objetivos		2-3
2. FORMULATE:	2. FORMULAR:		
2.1. Creative solution generation (analysis)	2.1. Generación de soluciones creativas (análisis)		5-24
2.2. Evaluation of multiple solutions and decision-making (synthesis)	2.2. Evaluación de múltiples soluciones y toma de decisiones (síntesis)		25-47
3. SOLVE:	3. RESOLVER:		
3.1. Fulfilment of goals	3.1. Evaluación del cumplimiento de objetivos		48-49
3.2. Overall impact and significance (contributions and practical recommendations)	3.2. Evaluación del impacto global y alcance (contribuciones y recomendaciones prácticas)		48-52

Índice

Capítulo 1.	INTRODUCCIÓN.....	1
1.1	Introducción.....	1
1.2	Planteamiento del problema y oportunidad.....	1
1.3	Toma en consideración de los condicionantes (normas técnicas y regulación, necesidades, requisitos y especificaciones).....	2
1.3.1	Requisitos Técnicos:.....	2
1.3.2	Normas y Códigos Aplicables:.....	2
1.4	Establecimiento de objetivos.....	2
1.5	Software utilizado.....	3
1.6	Estructura del documento.....	3
Capítulo 2.	PLANTEAMIENTO TEÓRICO.....	5
2.1	Matriz de dispersión.....	5
2.2	Filtros.....	6
Capítulo 3.	DISEÑO DE FILTRO PASO BANDA.....	11
3.1	Inversores.....	11
3.2	Implementación de filtros paso banda con inversores en cascada.....	16
3.3	Diseño de filtro paso banda de cuarto orden.....	20
Capítulo 4.	IMPLEMENTACIÓN DE FILTRO PASO BANDA A PARTIR DE RESONADORES COMBLINE.....	25
4.1	Cálculo de la longitud de los cilindros metálicos internos.....	25
4.2	Obtención de las constantes K_{12} y K_{23}	27
4.3	Obtención de la constante de inversión K_{01}	30
4.4	Construcción del filtro y simulación inicial.....	35
4.5	Optimización del filtro.....	37
Capítulo 5.	INTRODUCCIÓN DE CEROS DE TRANSMISIÓN.....	40
5.1	Análisis de la ventana de transmisión para la obtención de ceros.....	40
5.2	Análisis de la introducción de ceros con la ventana elegida.....	45
Capítulo 6.	CONCLUSIONES.....	48
Capítulo 7.	LÍNEAS FUTURAS.....	49
	Bibliografía.....	50



ÍNDICE DE TABLAS

Tabla 1. Características del filtro.	20
Tabla 2. Coeficientes g de filtro e orden 4 tipo Chebyshev.....	22
Tabla 3. Constantes K de los inversores del filtro.	23
Tabla 4. Variables optimizadas.....	39

ÍNDICE DE FIGURAS

Figura 1. Red de N accesos.	5
Figura 2. Máscara de filtro paso banda.	7
Figura 3. Comportamiento de los distintos tipos de respuesta de un filtro.....	8
Figura 4. Prototipo paso bajo de orden N par.	9
Figura 5. Prototipo paso bajo de orden N impar.	9
Figura 6. Transformaciones de las bobinas y de los condensadores.	10
Figura 7. a-Red equivalente en T. b-Red equivalente en π	12
Figura 8. a-Red equivalente en T de inversor. b-Red equivalente en π de inversor.....	12
Figura 9. Implementación física de inversor a partir de una línea de transmisión.....	13
Figura 10. Implementaciones de inversores con línea de transmisión y elementos concentrados.	14
Figura 11. Diseño de inversor a partir de poste y cavidad de paredes metálicas.	14
Figura 12. K en función de f de inversor ideal.	15
Figura 13. K en función de f de inversor LT + bobina o condensador.	15
Figura 14. K en función de la frecuencia de cavidad metálica con poste metálico interno.....	16
Figura 15. Prototipo paso bajo con inversores.....	17
Figura 16. Filtro paso banda compuesto por inversores.....	18
Figura 17. Equivalencia de la implementación real llevada a cabo con el modelo de LT+condensador.....	19
Figura 18. Circuitos resonantes acopados y circuito equivalente.	20
Figura 19. Curvas de filtro Chebyshev de orden 4.	21
Figura 20. Reactancia serie en función de la frecuencia.	23
Figura 21. Esquemático de filtro ideal paso banda de orden 4.	23
Figura 22. Cálculo de las constantes de inversión con AWR.....	24
Figura 23. Parámetros S del filtro ideal.....	24
Figura 24. Esquemático 3D del resonador utilizado para el cálculo de Lp.	26



Figura 25. Configuración del barrido de L_p en frecuencia.....	26
Figura 26. Frecuencia de resonancia en función de L_p	27
Figura 27. Dimensiones del inversor formado por dos resonadores combline.....	27
Figura 28. Configuración del puerto 1.	29
Figura 29. Configuración del puerto 2.	29
Figura 30. Introducción de expresiones de K y de X_r en CST.	29
Figura 31. Resultado de X_r en el dominio de a frecuencia tras barrido de w_z	30
Figura 32. Resultado de K en el dominio de la frecuencia tras barrido de w_z	30
Figura 33. Esquemático del primer inversor + alimentación.....	31
Figura 34. Circuito equivalente del primer resonador.....	32
Figura 35. Configuración en CST para obtener el retardo de grupo.	33
Figura 36. Definición del puerto de alimentación.....	34
Figura 37. Configuración del barrido de h_c	34
Figura 38. Retardo de grupo en función del parámetro h_c	35
Figura 39. Ampliación del retardo de grupo en función del parámetro h_c	35
Figura 40. Primer esquemático del filtro.....	36
Figura 41. Definición de los puertos del filtro final.....	36
Figura 42. Parámetros S del filtro inicial.	37
Figura 43. Variables físicas del filtro final.....	37
Figura 44. Configuración de las variables en el optimizador de CST+algoritmo de búsqueda...38	
Figura 45. Objetivos fijados en el optimizador del CST.....	38
Figura 46. Parámetros S del filtro real final paso banda formado por resonadores combline.39	
Figura 47. Valores de las variables físicas del filtro final.	39
Figura 48. Boceto primera ventana de transmisión.....	40
Figura 49. Análisis paramétrico de la primera ventana.....	41
Figura 50. Boceto segunda ventana de transmisión.	41
Figura 51. Análisis paramétrico de la segunda ventana.	41
Figura 52. Boceto tercera ventana de transmisión.	42
Figura 53. Análisis paramétrico de la tercera ventana.	42
Figura 54. Boceto cuarta ventana de transmisión.	42
Figura 55. Análisis paramétrico de la cuarta ventana.	43
Figura 56. Barrido de $W_z d$ habiendo fijado $W_x d$ en 3,8 mm en la ventana 4.....	43
Figura 57. K obtenida tras barrido de $W_x u$ de la ventana 4.	44
Figura 58. K en función de la variable $W_x u$ de la ventana 4.....	44
Figura 59. Pendiente m_k obtenida tras barrido de $W_x d$ de la ventana 4.	45
Figura 60. Circuito equivalente del filtro combline de orden 4.	45



Figura 61. Parámetros filtro K versus f en AWR para el análisis de la ventana 4.	46
Figura 62. Configuración de variables a optimizar en el filtro K versus f.	46
Figura 63. Objetivos del optimizador de AWR de filtro K versus f.	46
Figura 64. Simulación del filtro K versus f con introducción de cero de transmisión.	47

Capítulo 1. INTRODUCCIÓN.

1.1 Introducción.

En el ámbito de la transmisión y la recepción de señales electromagnéticas, en el campo de la ingeniería de telecomunicaciones, se estudia la implementación de diferentes tipos de filtros. Los filtros, son dispositivos cuya función es seleccionar la información de una determinada frecuencia o rango de frecuencias, y eliminar el resto de información. Para ello, deben poder modificar la amplitud y la fase de la señal recibida.

En el sector de la ingeniería de telecomunicaciones, se estudia la implementación de distintos tipos de filtros, atendiendo a la banda de paso y la banda eliminada. Los principales tipos de filtros son: el paso bajo, que deja pasar una banda de frecuencias desde cero hasta una frecuencia de corte; el paso alto, que deja pasar la información contenida en las frecuencias superiores a una frecuencia de corte; el paso banda, que permite el paso de un rango específico de frecuencias, centrado en una frecuencia de resonancia; y el banda eliminada, que atenúa una banda específica de frecuencias, permitiendo el paso de las frecuencias por debajo y por encima de esta banda.

Este trabajo, se centra en el filtro paso banda. Más detalladamente, un filtro paso banda, presenta como principal función la permisión del paso de señales dentro de un rango de frecuencias concreto, al mismo tiempo que la atenuación de las señales fuera de este rango. Esto, significa que únicamente las señales que se encuentran dentro de la banda de paso serán transmitidas o recibidas, mientras que las que no lo estén no. Una de las características de este filtro es la capacidad de estar centrado en una frecuencia específica denominada frecuencia de resonancia, que determina el punto medio de la banda de paso.

Los filtros que muestran ceros de transmisión en la respuesta de frecuencia son cada vez más necesarios en la mayoría de los sistemas de comunicación. Estos, son puntos en la respuesta de frecuencia del filtro en los que la señal es atenuada o eliminada por completo. Esto significa que si se consigue controlar la frecuencia a la que se introducen los ceros, también se conseguirá determinar cuáles serán las frecuencias eliminadas, es decir, la introducción de ceros contribuye de forma muy positiva a la sensibilidad y al rendimiento del filtro. Se entiende que un filtro presenta una alta selectividad cuando es capaz de distinguir entre señales cercanas en frecuencia. Al introducir ceros de transmisión cerca de la banda de paso, el filtro puede rechazar mejor las señales adyacentes no deseadas. Esto tiene como consecuencia en una banda de paso más clara y definida, lo que presenta una importancia significativa en aplicaciones como comunicaciones inalámbricas, donde es necesario separar señales estrechamente espaciadas en el espectro de frecuencias.

Las técnicas para introducir ceros en la respuesta del filtro a menudo no son viables, ya que pueden requerir un incremento significativo del tamaño del filtro o complicar la estructura, lo que resulta en un mayor costo. 3

En este contexto, la propuesta de este trabajo es el estudio e implementación de un filtro de orden cuatro, formado por inversores y circuitos resonantes implementados mediante guías de onda con un cable coaxial interno. Este tipo de filtros se denominan combline. Además de la elaboración, el ajuste y la optimización de las características físicas del filtro para poder implementarlo, también se investigará el papel de las ventanas de transmisión que unen las guías de onda del filtro en la introducción de ceros a una frecuencia específica.

1.2 Planteamiento del problema y oportunidad.



En la actualidad, en el campo de la ingeniería de telecomunicaciones, se encuentran aplicaciones que requieren la transmisión y recepción de señales a frecuencias extremadamente altas, como es el caso de las comunicaciones por satélite, radares y sistemas de comunicaciones inalámbricas avanzadas, como pueden ser las redes 5G. El problema en este sentido es que las señales a estas frecuencias son sensibles a una serie de factores que alteran su calidad, como pueden ser las interferencias y el ruido. Para abordar estos desafíos, se precisa del desarrollo de filtros paso banda precisos, que sean capaces de proporcionar una selección y aislamiento de la banda deseada.

Por ello, el problema que se aborda en este Trabajo de Fin de Grado es la creación de un filtro de cuarto orden con una frecuencia de resonancia de 11 GHz formado por inversores y circuitos resonantes implementados mediante guías de onda con un cable coaxial interno. Como se ha comentado, el control de la frecuencia a la que se introducen ceros contribuye en gran medida a mejorar la precisión y la sensibilidad del filtro. Por este motivo, el filtro buscado debe ser capaz de introducir ceros de transmisión de forma controlada a una frecuencia establecida previamente.

Este trabajo, ha sido realizado a partir de los conocimientos adquiridos en el grado en Ingeniería de Tecnologías y Servicios de Telecomunicación y, más concretamente, en la asignatura Líneas de transmisión.

1.3 Toma en consideración de los condicionantes (normas técnicas y regulación, necesidades, requisitos y especificaciones).

1.3.1 Requisitos Técnicos:

- Frecuencia de Resonancia: El filtro se va a diseñar para una frecuencia central de 11 GHz.
- Ancho de Banda y Atenuación. Se va a buscar un ancho de banda de 200 MHz alrededor de la frecuencia central. Esta banda será la de paso, y por tanto, la restante, será la atenuada o eliminada.

1.3.2 Normas y Códigos Aplicables:

- Normas IEEE e IEC. Tanto los materiales empleados que se mencionan en posteriores páginas del documento como las características técnicas buscadas en el diseño del filtro paso banda se ajustan a las normas internacionales establecidas por el IEEE (Institute of Electrical and Electronics Engineers) y la IEC (International Electrotechnical Commission). Estas normas aseguran que el filtro cumple con los estándares de calidad y rendimiento requeridos.

1.4 Establecimiento de objetivos.

El objetivo primordial de este trabajo es el estudio de la utilización de filtros paso banda implementados a partir de una estructura exterior metálica rectangular con un cilindro metálico interno como si de un cable coaxial se tratase y de su capacidad para la introducción de ceros de transmisión de forma controlada a una frecuencia preestablecida. De esta forma se busca que no sea necesario el aumento del orden del filtro para lograr un rechazo considerable de la banda eliminada.

Para lograr este objetivo, la metodología a seguir será la siguiente: primero se tratarán los conceptos teóricos y el procedimiento a seguir para hallar la respuesta del filtro ideal que se está buscando. Posteriormente, aplicando la teoría comentada, se hará uso del programa CST para la obtención de un primer prototipo del filtro. Seguidamente, una vez obtenido el filtro, se estudiará

cómo se llevarán a cabo algunas modificaciones estructurales de las guías de onda para la obtención de ceros de transmisión, los cuales, serán implementados en el diseño final.

1.5 Software utilizado.

Para el estudio realizado en el presente trabajo de Fin de Grado, se han empleado varios programas comerciales. Se ha utilizado el programa *CST Studio* para la obtención de los parámetros físicos del filtro a partir de sus herramientas de simulación electromagnética y optimización de variables. Se ha empleado también *AWR Microwave Office* para la obtención de la respuesta del filtro real buscado. Por último, se ha utilizado la aplicación *curve fitter* del programa *Matlab* para el cálculo de las expresiones aproximadas de las constantes de inversión K.

CST Studio, es un software de simulación electromagnética tridimensional muy reconocido en el ámbito de la investigación. Es una herramienta con múltiples facetas que permite modelar, simular y analizar dispositivos como filtros, antenas y otros componentes relevantes para las comunicaciones. En el contexto de la investigación sobre filtros, CST proporciona recursos avanzados para el diseño y análisis de estos dispositivos, permitiendo a los ingenieros evaluar y optimizar su rendimiento en términos de respuesta en frecuencia, atenuación de señales no deseadas, selectividad y otros parámetros críticos.

AWR Microwave Office es una plataforma de simulación y diseño especializada en circuitos de radiofrecuencia (RF) y microondas. Su relevancia en la industria y la investigación radica en su capacidad para el análisis y mejora de dispositivos y sistemas electromagnéticos. Además de facilitar el diseño, análisis y optimización de filtros pasivos y activos, esta herramienta permite a los ingenieros evaluar y mejorar aspectos como la respuesta en frecuencia, la atenuación de señales no deseadas, la selectividad y otros parámetros relevantes.

Matlab un entorno de desarrollo y un lenguaje avanzado para realizar cálculos técnicos, analizar datos, elaborar algoritmos y construir modelos y aplicaciones.

1.6 Estructura del documento.

En esta sección se describen los diversos capítulos y secciones del trabajo, junto con una breve explicación de su contenido y su interrelación. El diseño de esta estructura tiene como objetivo asegurar una presentación lógica y clara de los resultados, análisis y conclusiones obtenidos durante el desarrollo de la investigación.

Además del capítulo actual que es el de la introducción, se desarrollan los siguientes capítulos:

- Capítulo 2. Planteamiento teórico. Se tratan algunos de los aspectos teóricos necesarios para la comprensión del trabajo. Más concretamente el papel de los parámetros de dispersión y cierta teoría respecto a filtros electromagnéticos.
- Capítulo 3. Diseño de filtro paso banda. En este capítulo se estudian el resto de los conceptos teóricos restantes necesarios. En él, se encuentra el desarrollo de conceptos como el funcionamiento y formas de implementar inversores, las maneras de implementación de filtros paso banda a partir de inversores, y el proceso de diseño un filtro.
- Capítulo 4. Implementación de filtro paso banda a partir de resonadores combline. En esta sección, ya es conocida toda la teoría necesaria. En él, se muestra el proceso completo que se ha seguido para llevar a cabo la implementación real del filtro paso banda buscado.
- Capítulo 5. Introducción de ceros de transmisión. En este apartado, una vez construido el filtro, se analiza el papel de las ventanas de transmisión en la introducción de ceros de transmisión.
- Capítulo 6 y capítulo 7, en los que se tratan las conclusiones y posibles líneas futuras, respectivamente.



- Finalmente, se ha añadido la bibliografía utilizada, y un anexo de relación del trabajo con los Objetivos de Desarrollo Sostenible de la Agenda 2030.

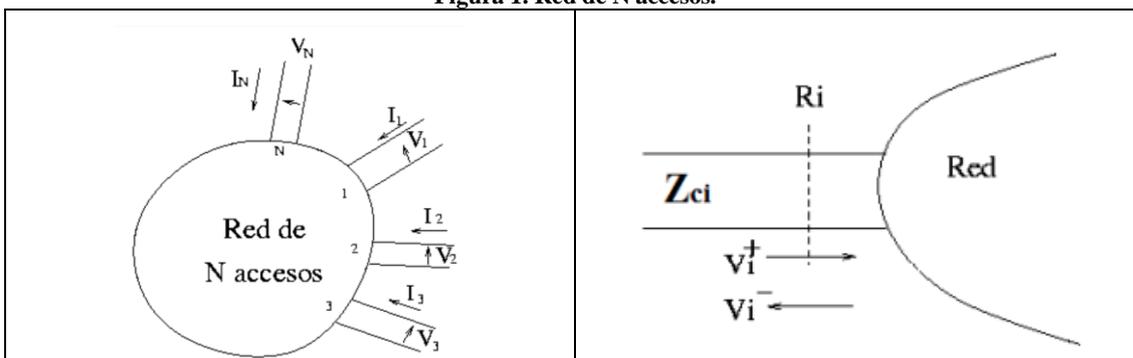
Capítulo 2. PLANTEAMIENTO TEÓRICO.

2.1 Matriz de dispersión.

Los parámetros S, también llamados parámetros de dispersión, describen el comportamiento de las señales de radiofrecuencia en redes o sistemas que conectan múltiples puertos. Estos sistemas pueden ser: filtros, amplificadores, antenas y líneas de transmisión. Cada uno de los parámetros S ocupa un lugar en la llamada matriz de dispersión, y muestra cómo una onda incidente se relaciona con una onda dispersada en un determinado puerto de la red. Sin embargo, antes de definir la matriz de dispersión se van a tratar otros términos necesarios para su comprensión.

Se asume una red con N puertos como la mostrada en la figura 1. En cada uno de ellos se pueden encontrar ondas de potencia incidentes y ondas reflejadas. La amplitud de la tensión normalizada de las ondas incidentes, que se mueven en dirección positiva (entrante) en el puerto i, se designa como a_i . Por otro lado, la amplitud de la tensión normalizada de las ondas reflejadas, que se mueven en dirección opuesta (saliente) en el mismo puerto i, se denota como b_i . Sus expresiones son las de las ecuaciones (1) y (2), ref [1].

Figura 1. Red de N accesos.



Fuente: ref. [1]

$$a_i = \overline{V_i^+} = \frac{V_i^+}{\sqrt{Z_{ci}}} = V_i^+ * \sqrt{Y_{ci}} \quad (1)$$

$$b_i = \overline{V_i^-} = \frac{V_i^-}{\sqrt{Z_{ci}}} = V_i^- * \sqrt{Y_{ci}} \quad (2)$$

De esta manera, la matriz de parámetros S queda definida de la forma en que se muestra en la ecuación (3), ref. [1]

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ \vdots \\ b_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & \dots & S_{1N} \\ S_{21} & S_{22} & \dots & S_{2N} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ S_{N1} & S_{N2} & \dots & S_{NN} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ \vdots \\ a_N \end{bmatrix} \quad (3)$$

La matriz de dispersión es aquella que reúne todos los parámetros S del sistema. Los elementos S_{ji} son calculados a partir de la ecuación 4, en la que la condición $a_k = 0$ se logra cuando en el plano del acceso k-ésimo se ubica una resistencia cuyo valor es igual a la impedancia

característica del acceso (Z_{ck}), ref. [1] En estas situaciones se dice que un acceso está terminado, lo que a su vez significa que la carga está adaptada a una línea.

$$S_{ji} = \left. \frac{b_j}{a_i} \right|_{a_k=0(k \neq i)} = \left. \frac{\overline{V}_j^-}{\overline{V}_i^+} \right|_{\overline{V}_k^+=0(k \neq i)} \quad (4)$$

Atendiendo al significado de los parámetros, el S_{ji} :

- S_{ii} denota el factor de reflexión presenciado desde el acceso i -ésimo cuando se ubica en él un generador y los accesos restantes están terminados.
- S_{ji} representa el factor de transmisión visto desde el acceso j -ésimo cuando se ubica en el i un generador y los accesos restantes están terminados, ref. [1]

Es decir, los factores S_{ji} , describen la relación entre la señal saliente en el plano de referencia j y la señal entrante en el plano de referencia i en un sistema de múltiples accesos.

Los filtros son redes de dos accesos, por lo que en este trabajo se estudian sistemas con una matriz de dispersión formada por cuatro elementos. Un ejemplo de matriz de dispersión de una red de dos accesos sería la de la ecuación (5), ref. [1].

$$[S] = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \quad (5)$$

2.2 Filtros.

Los filtros, son redes de dos accesos cuya función es seleccionar la información de una determinada frecuencia o rango de frecuencias, y eliminar el resto de información. En este sentido, existe una banda de paso, que es el rango de frecuencias en los que se permite la transmisión, y una banda eliminada, que es el rango de las frecuencias que son atenuadas por el filtro con el objetivo de eliminar de la señal las distorsiones, ruidos o interferencias posibles, ref. [2]

Existen diversas metodologías para abordar el diseño de un filtro:

- **Estructuras periódicas:** Exhiben características de paso bajo y son particularmente valiosas en el desarrollo de amplificadores de onda progresiva.
- **Método del parámetro imagen:** Se describe como una configuración sencilla de dos accesos conectados mediante prototipos en cascada. Esta disposición posibilita la determinación de la frecuencia de corte y las características de atenuación. Sin embargo, carece de la capacidad para ajustar tanto la amplitud como la fase, lo que impide la elección precisa del perfil de respuesta en frecuencia.
- **Método de las pérdidas de inserción:** Este método se caracteriza por el uso de transformaciones en frecuencia, lo que soluciona los problemas del método del parámetro imagen. Por este motivo, será el método utilizado en este trabajo. El procedimiento de este método es explicado de forma más detallada en posteriores páginas del documento. [3], [4]

Además de los conceptos de banda eliminada o atenuada y banda de paso, existen otros conceptos que son necesarios comprender antes de proseguir con el trabajo:

- La **banda de transición** son aquellas frecuencias entre la banda de paso y la banda eliminada en las que la señal sufre una cierta atenuación, pero no una tan elevada como para cancelarla completamente.
- El **ancho de banda** son los Hertzios que abarca la banda de paso, es decir, es la resta entre las frecuencias de corte inferior y superior de la banda de paso.
- La **frecuencia central** del filtro, también conocida como frecuencia de resonancia o frecuencia central, es el punto medio de la banda de paso del filtro. Esta frecuencia se encuentra equidistante de los límites superior e inferior de la banda de paso.
- El **ancho de banda relativo** es la medida que se utiliza para expresar el ancho de banda de un filtro en relación con su frecuencia central. Esta medida resulta útil para evaluar la selectividad relativa de diferentes filtros. Por ejemplo, si el ancho de banda relativo de un filtro es del 20%, significa que el ancho de banda del filtro es el 20% de su frecuencia central.

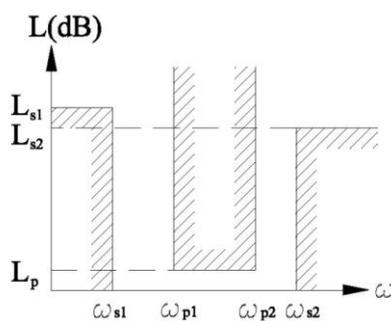
Una vez que se comprende la información básica para diferenciar entre los distintos tipos de filtros, se procede a explicar su clasificación:

- Son filtros de tipo **paso bajo** aquellos cuya banda de paso tiene como frecuencia central la cero.
- Los filtros **paso alto** son aquellos cuya banda de paso comienza a una frecuencia de corte específica y continúa indefinidamente hacia frecuencias superiores.
- Los filtros **paso banda** son como los filtros paso alto en el sentido de la frecuencia de corte inferior, sin embargo, presentan una diferencia, que es que también presentan una frecuencia de corte superior, de forma que la banda de paso está acotada y no continúa indefinidamente hacia frecuencias superiores.
- Son filtros de **banda eliminada** aquellos que se comportan de manera inversa a los paso banda, es decir, en este caso, la banda eliminada estará acotada por una frecuencia de corte inferior y una superior, y el resto, será banda de paso.

Actualmente, se encuentran aplicaciones que requieren la transmisión y recepción de señales a frecuencias extremadamente altas. Por ello, en este trabajo, el tipo de filtro que se va a estudiar es de tipo paso banda.

El método que se va a seguir es el de las pérdidas de inserción. Para ello, es importante la comprensión del concepto de la máscara de un filtro. La **máscara** ilustra las áreas donde se atenúa la señal a partir de la gráfica de las pérdidas de inserción en relación con la frecuencia. De esta forma, que las pérdidas de inserción sean elevadas, implica que la señal se cancela. En la figura 2 se muestra el caso particular del filtro objeto de estudio. En ella, se puede observar que se atenúan las frecuencias inferiores a ω_{s1} y superiores a ω_{s2} y que se permite el paso de las frecuencias entre ω_{p1} y ω_{p2} . Las frecuencias que se encuentran entre ω_{s1} y ω_{p1} y entre ω_{s2} y ω_{p2} son las llamadas bandas de transición.

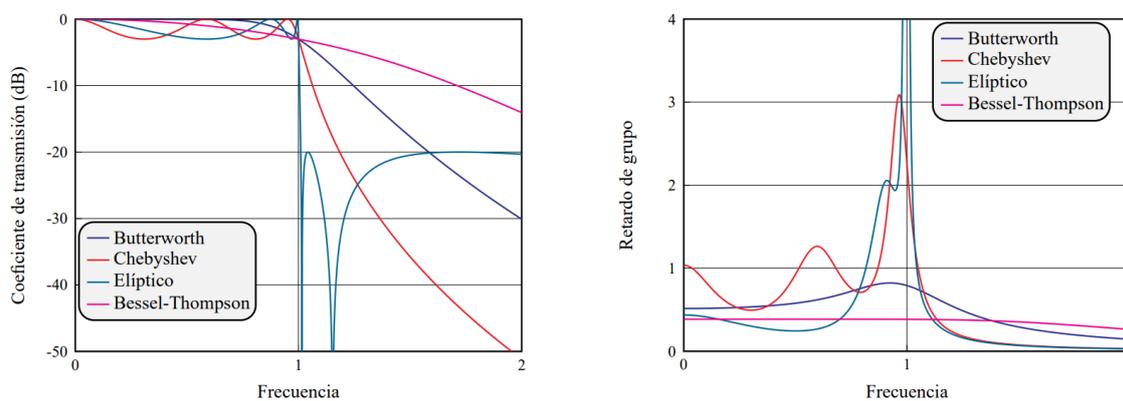
Figura 2. Máscara de filtro paso banda.



Fuente: ref. [2]

Además, en el procedimiento de diseño de los filtros, también toma un papel importante la tipología de respuesta. Las posibles respuestas son de tipo **Butterworth**, que se identifican por una caída gradual de la amplitud desde la banda de paso hasta la banda de rechazo; de tipo **Chebyshev**, caracterizada por tener una banda de paso con rizado en la amplitud y una caída más rápida en la banda de rechazo en comparación con un filtro Butterworth; de tipo **elíptico o de Cauer**, que se caracterizan por su capacidad para proporcionar una alta selectividad, debido a una rápida transición entre la banda de paso y la banda de rechazo, con rizado en ambas regiones; y por último de **fase lineal o de Bessel-Thompson**, que se distinguen por presentar una respuesta en función del tiempo constante para todas las frecuencias de la banda de paso. En la figura 3 se muestra el comportamiento de cada una de ellas.

Figura 3. Comportamiento de los distintos tipos de respuesta de un filtro.

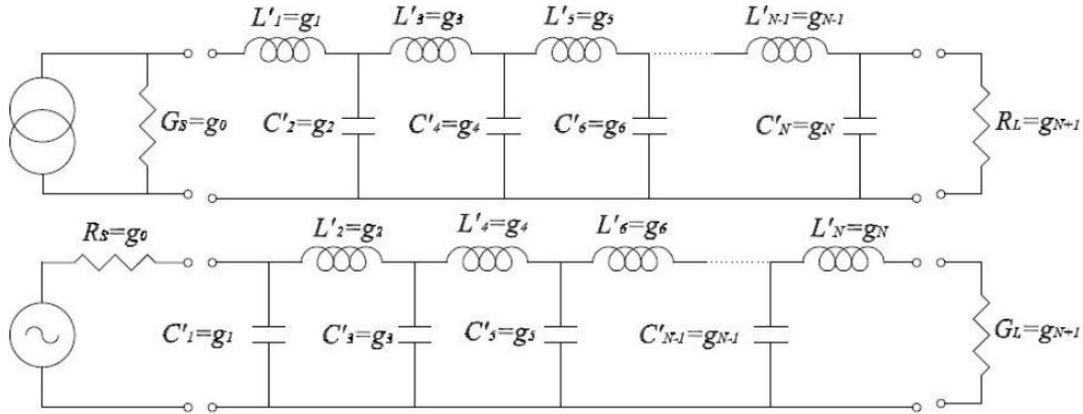


Fuente:ref. [2]

En este momento, ya se conocen todos los conceptos necesarios para la comprensión del procedimiento de diseño de un filtro. A continuación, se exponen las etapas a seguir:

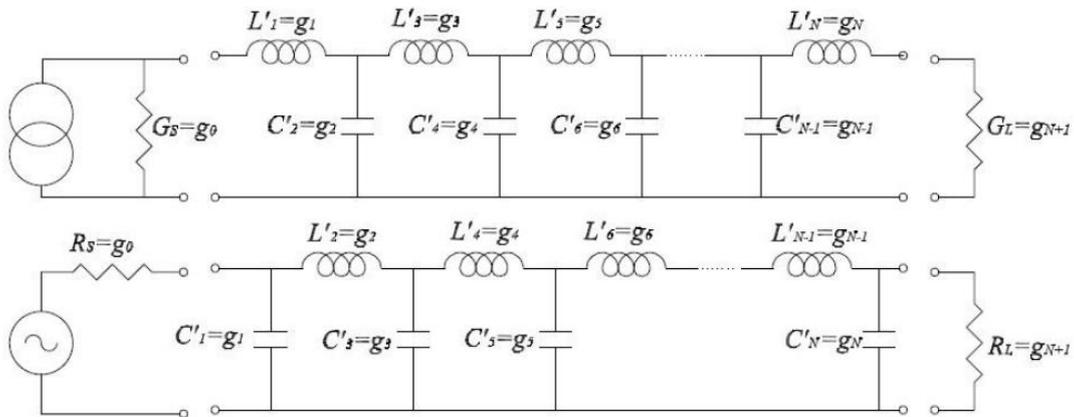
1. En primer lugar, se **determinan las especificaciones de un prototipo de paso bajo** a partir de las características del filtro proporcionadas.
Para crear el prototipo, las variables de entrada son el tipo de filtro a construir, es decir, si es paso alto, de paso bajo, de paso banda o de banda eliminada; el tipo de respuesta; los valores de w_p y de L_p , en otras palabras, la banda de paso; y el valor de w_s y el de L_s , es decir, la banda eliminada.
El prototipo contará con los siguientes atributos: será de tipo bajo, será del mismo tipo de respuesta que el filtro, el valor de w_p será igual a 1 y el valor de w_s se obtendrá a partir de una transformación en frecuencia.
2. En segundo lugar, se **obtiene el número de etapas u orden** del filtro. También se obtienen los **valores** de los componentes que forman el prototipo, que son **bobinas y condensadores**. El prototipo de orden N o de N etapas (figuras 4 y 5), está constituido por N componentes de respuesta reactiva, que son bobinas y condensadores colocados de manera alterna. El procedimiento que se debe seguir en este punto es elegir el tipo de respuesta, las pérdidas de la banda de paso y las pérdidas de la banda eliminada que se desea que tenga el filtro. Una vez elegido esto, se acudirá a las tablas del tipo de respuesta que corresponda en las que se define el orden del filtro y los valores de las bobinas y de los condensadores a fijar. Posteriormente, en el presente documento se mostrarán los valores escogidos para el caso de estudio.

Figura 4. Prototipo paso bajo de orden N par.



Fuente: [2]

Figura 5. Prototipo paso bajo de orden N impar.



Fuente: [2]

- El tercer y último paso es realizar una conversión de frecuencia y una restauración de impedancia a su escala original, o lo que es lo mismo, desnormalizarla. La conversión o transformación en frecuencia consiste en unas expresiones que relacionan la frecuencia del filtro w con la frecuencia del prototipo paso bajo w' . La expresión para el filtro paso bajo se muestra en la ecuación (6), y la del paso banda es la que se encuentra en la ecuación (7).

$$w' \leftarrow \frac{w}{w_p} \quad (6)$$

$$w' \leftarrow \frac{1}{\Delta} \left(\frac{w}{w_o} - \frac{w_o}{w} \right) \text{ donde } \Delta = \frac{w_{p2} - w_{p1}}{w_o} \text{ y } w_o = \sqrt{w_{p1} w_{p2}} \quad (7)$$

Por el efecto de las anteriores conversiones, los elementos reactivos del filtro se alteran tal y como se muestra en la figura 6.

Figura 6. Transformaciones de las bobinas y de los condensadores.

Prototipo	Paso Bajo	Paso Alto	Paso Banda	Banda Eliminada

Fuente: ref. [2]

Posteriormente a la conversión de los elementos, hay que desnormalizar las impedancias a partir de las expresiones mostradas en las ecuaciones (8), (9) y (10), ref. [5].

$$R = R_n Z_0 \quad (6)$$

$$L = L_n Z_0 \quad (7)$$

$$C = \frac{C_n}{Z_0} \quad (8)$$

Capítulo 3. DISEÑO DE FILTRO PASO BANDA.

Es complicado establecer un filtro paso banda únicamente mediante el uso de bobinas y de condensadores. En este caso, se suelen utilizar inversores. Durante esta sección, se aplican los conocimientos abordados en el apartado 2.2 del documento y se añaden nuevos conceptos para tratar el diseño de filtros paso banda empleando inversores. De esta manera, antes de abordar la implementación del filtro, es de gran importancia conocer el funcionamiento de los inversores de admitancia.

3.1 Inversores.

Un inversor de impedancia o de admitancia es un elemento que transforma una impedancia en su inversa multiplicada por una constante. Idealmente, un inversor, es una red de dos accesos que reúne las siguientes propiedades: no genera potencia, lo que lo convierte en un dispositivo pasivo; no tiene pérdidas, asegurando que la potencia de salida coincida con la de entrada; es recíproca, pues las matrices de admitancia e impedancia simétricas respecto a su diagonal; y es simétrica, significando que S_{11} es igual a S_{22} y ambos son valores reales.

Así pues, si se sitúa una impedancia de carga Z_L a la salida del inversor, la impedancia de entrada se podrá calcular con las ecuaciones (11) y (12). La K y la J son las llamadas constantes del inversor, y son positivas y reales.

$$Z_{in} = \frac{K^2}{Z_L} \quad (11)$$

$$Y_{in} = \frac{J^2}{Y_L} \quad (12)$$

Tal y como se muestra el libro “Apuntes de líneas de Transmisión (Doble titulación)” en el capítulo “Redes de dos accesos ref. [6], las redes recíprocas y sin pérdidas que presentan matrices de admitancia o de impedancia como las de las ecuaciones (13) y (14), actúan como inversores. Uniendo esta información con la de deducción analítica de las ecuaciones (15), (16) y (17), se llega a la conclusión de que $K^2 = -Z_{12}^2$, o, de forma equivalente, $J^2 = -Y_{12}^2$. Además, también se conoce que Z_{12} y que Y_{12} son imaginarios puros, ya que esto es una característica de las redes recíprocas y sin pérdidas ref. [1]. Así pues, se puede escribir $Z_{12} = \pm jK = jX$ e $Y_{12} = \pm jJ = jB$.

$$Z = \begin{bmatrix} 0 & Z_{12} \\ Z_{12} & 0 \end{bmatrix} \quad (13)$$

$$Y = \begin{bmatrix} 0 & Y_{12} \\ Y_{12} & 0 \end{bmatrix} \quad (14)$$

A continuación, en las ecuaciones (15), (16) y (17), ref. [6] se muestra cómo se deduce que $K^2 = -Z_{12}^2$:

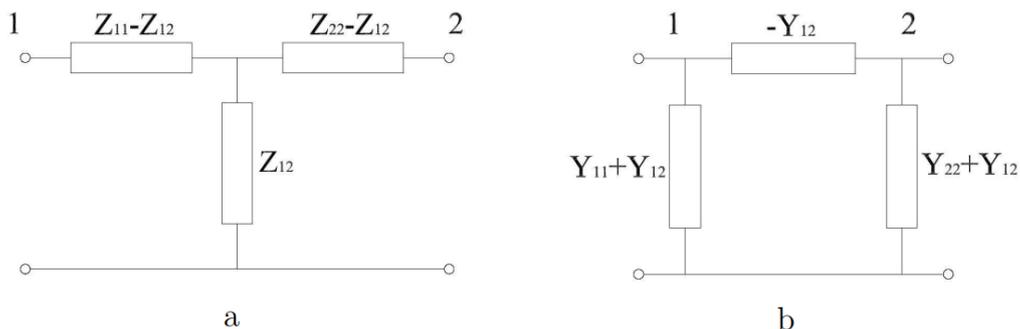
$$V_1 = Z_{12}I_2 \quad (9)$$

$$V_2 = Z_{12}I_1 \quad (10)$$

$$\frac{V_1}{I_1} = \frac{Z_{12}^2}{\frac{V_2}{I_2}} \rightarrow Z_{in} = -\frac{Z_{12}^2}{Z_L} \quad (11)$$

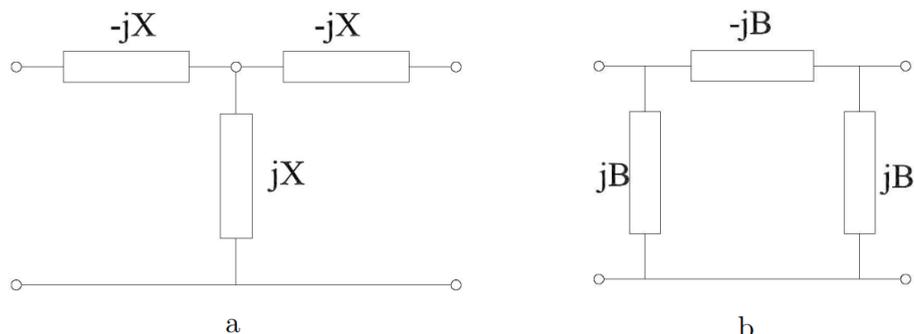
Como se ha podido comprobar, Z_{12} se trata de una reactancia y Y_{12} de una susceptancia, es decir, los inversores se pueden implementar empleando elementos concentrados siguiendo la estructura básica en T y en π mostrada en la figura 7. El caso en particular del inversor se puede visualizar en la figura 8.

Figura 7. a-Red equivalente en T. b-Red equivalente en π .



Fuente: ref. [6]

Figura 8. a-Red equivalente en T de inversor. b-Red equivalente en π de inversor.



Fuente: ref. [6]

En este trabajo, los inversores utilizados para la construcción del filtro paso banda objetivo serán constituidos a partir de la estructura en T.

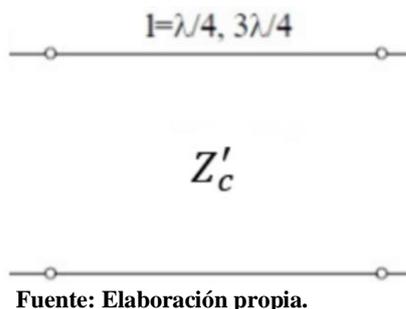
En cuanto a la matriz S de un inversor, tal y como se deduce en el capítulo 2 “Redes de dos accesos” del libro “Apuntes de líneas de Transmisión (Doble titulación)” [6], presenta la forma que se muestra en la ecuación (18).

$$[S] = \begin{bmatrix} \cos \tau & \pm j \operatorname{sen} \tau \\ \pm j \operatorname{sen} \tau & \cos \tau \end{bmatrix} \quad (18)$$

Hay varias formas de implementar un inversor. A continuación, se muestran:

- **A partir de bobinas y condensadores:** Empleando una combinación de componentes reactivos dispuestos en configuraciones en T o en π como en la figura 8 para conseguir la inversión de impedancia requerida. El problema que se presenta en esta opción es que únicamente se comporta como inversor a una frecuencia en específico.
- **Mediante una línea de transmisión:** Esta implementación, tal y como se puede comprobar en la figura 9, consta una línea de longitud de $\lambda/4$ o de $3\lambda/4$ con una constante K igual al valor de la impedancia característica de la línea. Sin embargo, en esta ocasión, se vuelve a presentar el problema de que solo se comporta como un inversor a una frecuencia específica.

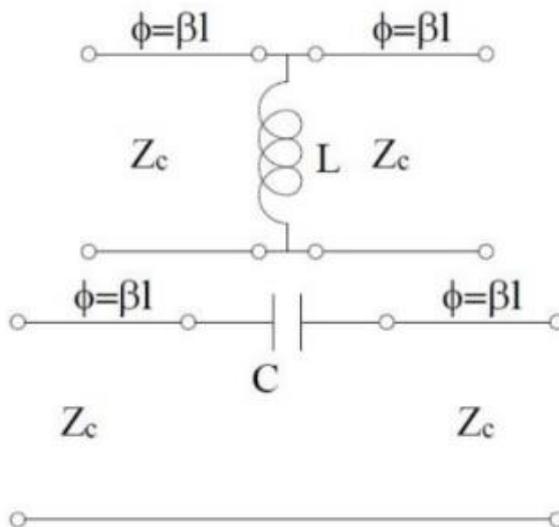
Figura 9. Implementación física de inversor a partir de una línea de transmisión.



Fuente: Elaboración propia.

- **A partir de una bobina o condensador y una línea de transmisión:** En este apartado, se encuentran cuatro implementaciones diferentes, sin embargo, en la figura 10, únicamente se muestran dos. La explicación se debe a que se usan líneas de transmisión de longitud negativa, lo que quiere decir simplemente que se acortan los extremos de las líneas que se conectan al inversor. El principal razonamiento de estas implementaciones es que ocasionan unas constantes K y J muy inferiores a uno, lo que provoca que el componente actúe como un inversor a cualquier frecuencia.

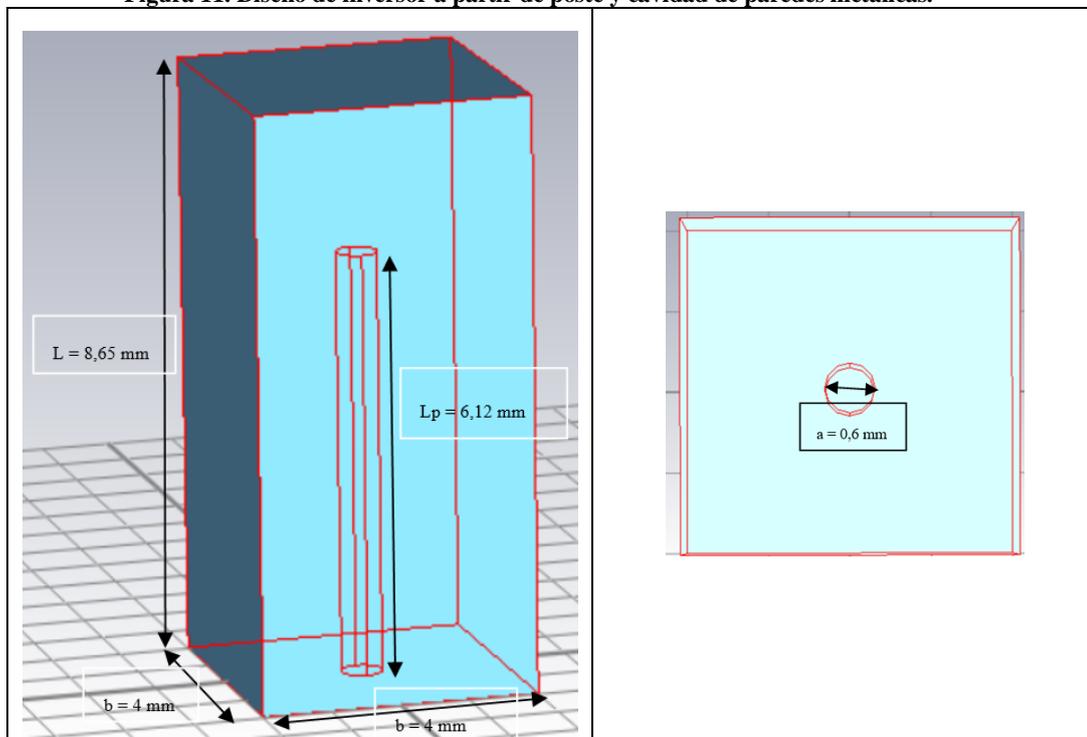
Figura 10. Implementaciones de inversores con línea de transmisión y elementos concentrados.



Fuente: [6]

- **Otras implementaciones físicas**, como la que se va a emplear en este trabajo. Se trata de dos resonadores combline. Para su creación, se emplean estructuras como la de la figura 11 que se van a unir mediante una ventana de acoplo. La ventana de conexión entre dos resonadores realizaría la función de inversor ref. [6]. Esto se explicará de forma más detallada en secciones posteriores del documento actual.

Figura 11. Diseño de inversor a partir de poste y cavidad de paredes metálicas.



Fuente: Elaboración propia a partir de los datos de CST.

Para finalizar con este capítulo, se va a tratar el aspecto que presenta la constante de inversión K en función de la frecuencia de un inversor.

Idealmente, un inversor presenta la respuesta que se muestra en la figura 12, es decir invariante con la frecuencia.

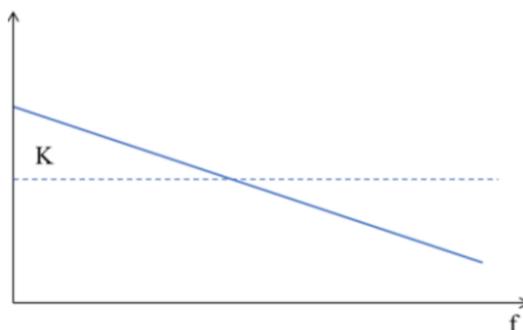
Figura 12. K en función de f de inversor ideal.



Fuente: Elaboración propia.

Una realización real de un inversor dará lugar a una constante de inversión dependiente con la frecuencia. En algunos casos esta dependencia se puede aproximar por un comportamiento lineal, tal y como se observa en la figura 13. La idea, es hacer uso de la pendiente de su aproximación lineal para posteriormente introducir los ceros de transmisión, dado que cuando el valor de K sea cero implicará un cero de transmisión a esa frecuencia.

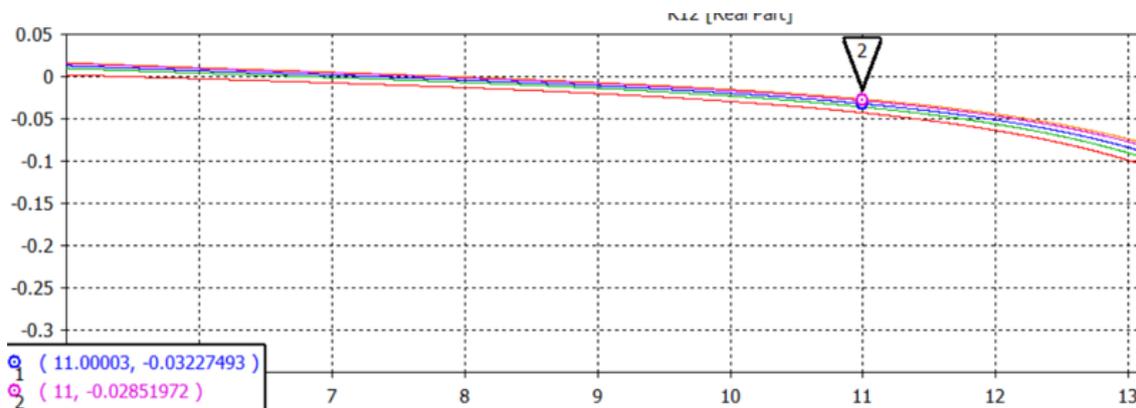
Figura 13. K en función de f de inversor LT + bobina o condensador.



Fuente: Elaboración propia.

En el presente trabajo, el diseño empleado para el inversor consiste en una ventana de acoplo entre dos resonadores realizados con coaxiales. Presenta una función de K respecto a la frecuencia muy similar al de la figura 13. En la figura 14, se puede observar como el comportamiento es prácticamente lineal en la zona de estudio, es decir, la zona cercana a la frecuencia central del filtro, que sería entre 9 y 13 GHz. Además, se puede apreciar una cierta pendiente. En el capítulo 5 del presente documento se explica más detalladamente el proceso, pero consiste principalmente en jugar con la pendiente de esta gráfica con el objetivo de llevar a cabo la introducción de ceros de transmisión.

Figura 14. K en función de la frecuencia de cavidad metálica con poste metálico interno.



Fuente: Elaboración propia a partir de los datos de CST.

Por ello, los pasos a seguir en el presente trabajo son los siguientes:

1. Llevar a cabo un diseño del filtro paso banda de orden cuatro mediante el uso de las cavidades metálicas comentadas.
2. Una vez construido el filtro, se optimizarán algunas de sus variables físicas con el objetivo de conseguir la respuesta ideal estudiada mediante el programa AWR.
3. En tercer lugar, se realizará una modificación de las ventanas de transmisión que unen las cavidades metálicas que forman los inversores buscando así modificar tanto la pendiente como la constante K.
4. Una vez obtenido un modelo adecuado de ventana de transmisión que permita la introducción de ceros de transmisión, se llevará a cabo una optimización de la K y de su pendiente, de forma que se mantenga la respuesta en frecuencia esperada.

Sin embargo, antes de comenzar a tratar este proceso de forma más profunda, presenta una gran importancia la comprensión de la teoría acerca de la implementación de filtros paso banda a partir de inversores.

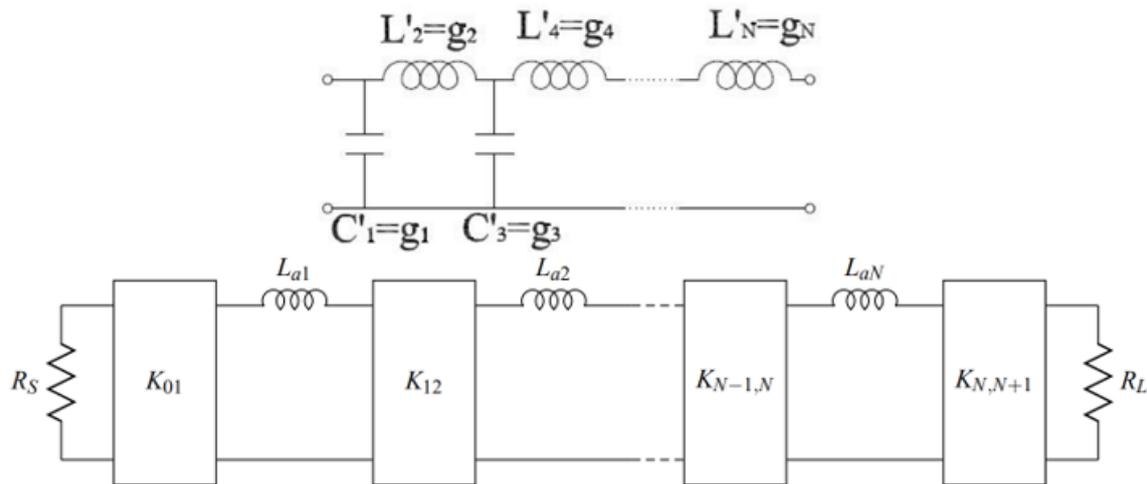
3.2 Implementación de filtros paso banda con inversores en cascada.

Así pues, una vez conocida la teoría de los inversores y distintas formas de llevar a cabo su implementación, se continúa con la teoría correspondiente a la implementación de filtros paso banda a partir de inversores. En la implementación que se va a considerar, no se van a emplear elementos concentrados debido al motivo de que únicamente se comportan como inversor a frecuencias bajas.

Para el desarrollo del presente apartado, se va a realizar la explicación conforme se realizan los cálculos del caso ideal.

En primer lugar, como se ha mencionado en el apartado 2.2, se parte del prototipo paso bajo. La idea del uso de inversores, parte de que los condensadores en paralelo pueden sustituirse por la combinación de una bobina y de un inversor conectados en serie, tal y como se puede apreciar en la figura 15.

Figura 15. Prototipo paso bajo con inversores.



Fuente: [5]

En la figura 15 se puede apreciar que la cantidad de bobinas, L_k , es N . Este número corresponde al orden del filtro. Además, se observa la presencia de $N + 1$ inversores. Esto permite una gran cantidad de grados de libertad, representados por los $N + 1$ inversores y las N bobinas, que, de forma alternada, constituyen el mismo prototipo de filtro paso bajo inicial.

Así pues, los inversores presentan las siguientes expresiones de sus constantes:

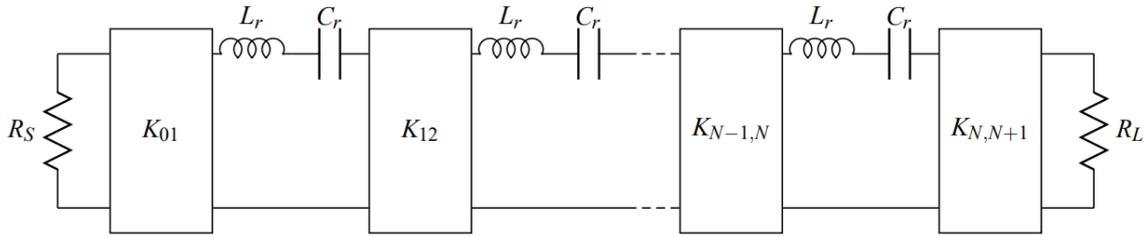
$$K_{01} = \sqrt{\frac{R_S L_{a1}}{g_0 g_1}} \quad (19)$$

$$K_{i,i+1} = \sqrt{\frac{L_{ai} L_{ai+1}}{g_i g_{i+1}}} \quad (20)$$

$$K_{N,N+1} = \sqrt{\frac{L_{aN} R_L}{g_N g_{N+1}}} \quad (21)$$

A continuación, para simplificar el proceso, se considera que todas las bobinas son iguales ($L_{a1} = L_{a2} = \dots = L_{aN} = L'$). Seguidamente, utilizando las transformaciones de la figura 6, se transforma el prototipo de filtro paso bajo a paso alto. De esta forma, las bobinas se convierten en resonadores en serie con los inversores, como se muestra en la figura 16. Tras realizar las transformaciones, los valores de la bobina y del condensador que conforman el resonador, se obtienen de las ecuaciones (22) y (23).

Figura 16. Filtro paso banda compuesto por inversores.



Fuente: [5]

$$L_r = \frac{L'}{w_0 \Delta} \quad (22)$$

$$C_r = \frac{\Delta}{w_0 L'} \quad (23)$$

De esta forma, a partir de estas expresiones, se llega a que se pueden poner las constantes de inversión como se muestra en las ecuaciones (24), (25) y (26).

$$K_{0,1} = \sqrt{\frac{w_0 \Delta L_r}{g_0 g_1}} \quad (24)$$

$$K_{i,i+1} = \frac{w_0 \Delta L_r}{\sqrt{g_i g_{i+1}}} \quad (25)$$

$$K_{N,N+1} = \sqrt{\frac{w_0 \Delta L_r}{g_N g_{N+1}}} \quad (26)$$

Se puede concluir, por tanto, que un filtro paso banda se puede construir mediante una sucesión de inversores y de circuitos resonantes colocados de manera alterna.

Mediante estas fórmulas, se puede calcular la respuesta del filtro ideal. Es decir, aquella respuesta en frecuencia de los valores de los parámetros S_{11} y S_{12} que se obtendrían si se formara un filtro mediante resonadores e inversores ideales.

Como se explica en el capítulo 5 ref. [5], una implementación para realizar los circuitos resonantes serie es mediante la utilización de líneas de transmisión de $\lambda/2$ de longitud. Así, la estructura final consistiría en $N+1$ inversores intercalados con N líneas de transmisión [2]. Lo que se busca explicar con esto es que no necesariamente un resonador tiene que implementarse mediante elementos concentrados.

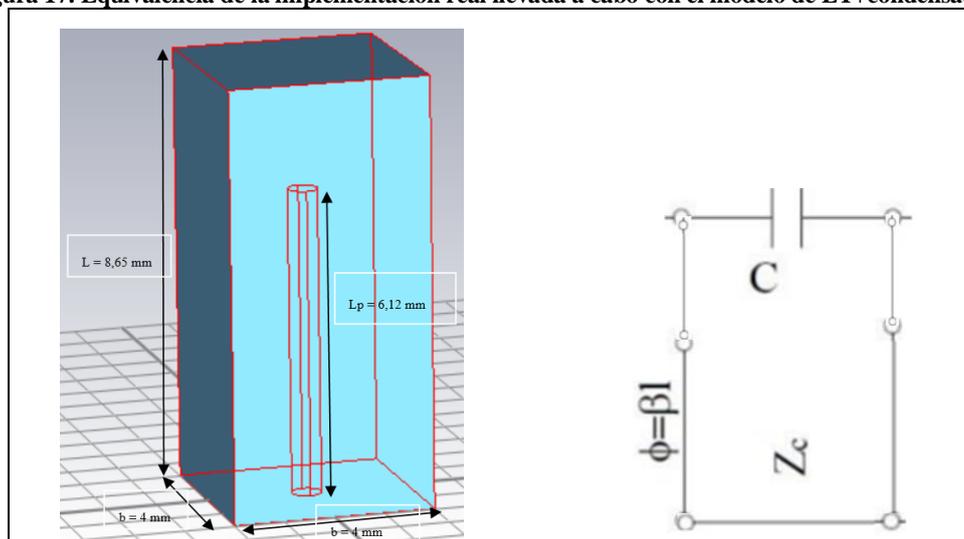
Un resonador, es un dispositivo que se utiliza para almacenar y controlar energía en forma de ondas a determinadas frecuencias, denominadas frecuencias de resonancia. Su funcionamiento consiste en crear condiciones a través de las que una onda (eléctrica, mecánica o acústica) puede reflejarse e interferir consigo misma, creando como consecuencia ondas estacionarias con

máximos y mínimos de amplitud en ubicaciones fijas. En este contexto, la frecuencia de resonancia es aquella a la cual el resonador oscila de forma natural con la mayor amplitud.

Existen múltiples diseños de resonadores. Para su funcionamiento, adquiere una gran importancia el papel del campo eléctrico y del magnético. Según las leyes de Maxwell, un campo eléctrico variable genera un campo magnético y viceversa. Esta interacción facilita la propagación y almacenamiento de energía en forma de ondas estacionarias. La resonancia consiste en que la energía oscila entre los campos eléctrico y magnético, con una transferencia continua de energía entre ellos. Es decir, ambos tipos de campos trabajan juntos para llevar a cabo el almacenamiento y la transferencia de energía, formando de esta manera ondas estacionarias que facilitan la resonancia a determinadas frecuencias.

Una forma de implementar los resonadores es mediante la estructura objeto de estudio que se muestra en la figura 17. Esta estructura es llamada resonador combline. Si analizamos las partes de esta estructura, se pueden observar varios elementos que se plasman de nuevo en la figura 17. En el interior de la cavidad, el cilindro de superficie metálica relleno de aire desempeña el papel de una línea de transmisión. Por otro lado, el extremo superior del cilindro juntamente con la tapa superior de la cavidad se corresponde con un condensador. Finalmente, la parte inferior del cilindro en contacto con la tapa inferior de la cavidad se comporta como un cortocircuito.

Figura 17. Equivalencia de la implementación real llevada a cabo con el modelo de LT+condensador.



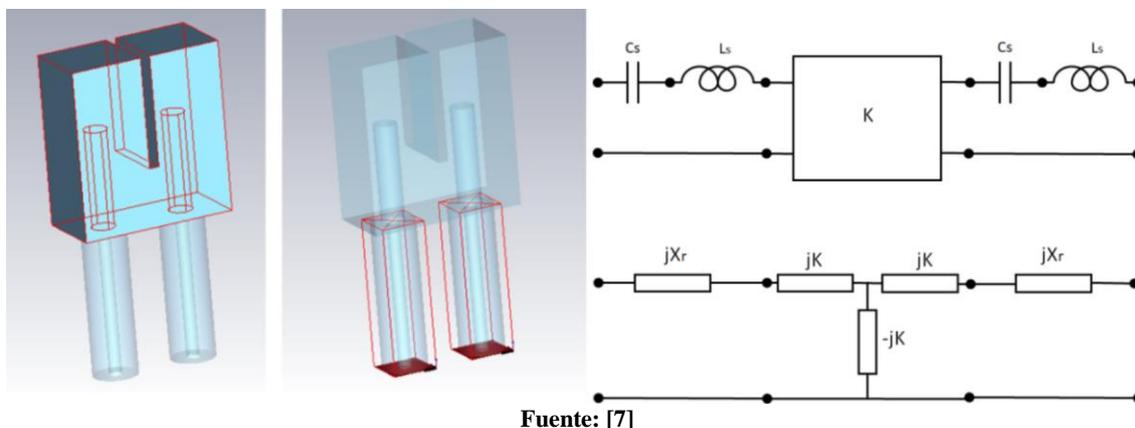
Fuente: Elaboración propia.

La justificación de que la estructura anteriormente descrita es un resonador es que es capaz de mantener atrapada una onda estacionaria a determinadas frecuencias (las de resonancia). Como resultado a la acumulación de carga entre la parte superior del cilindro y la tapa superior de la cavidad, se crea un fuerte campo eléctrico debido al elemento capacitivo. Por otro lado, la presencia de un cortocircuito en la parte inferior implica que el campo magnético sea fuerte en esta región como consecuencia a la corriente que circula en la base. La unión de un intenso campo eléctrico en la parte superior y un campo magnético poderoso en la inferior facilita la generación de ondas estacionarias, cruciales para el fenómeno de resonancia. Además, que la cavidad externa sea cerrada, permite la interferencia y reflexión de las ondas, reforzando este efecto.

Por otro lado, anteriormente se ha comentado que las líneas de transmisión pueden ser resonadores. En caso de los resonadores combline, la línea de transmisión es un coaxial cortocircuitado en un extremo y con un elemento capacitivo en el otro. Dos resonadores de este tipo unidos por una ventana de acoplo tendrían un circuito equivalente formado por dos resonadores L-C serie conectados entre sí por un inversor, como se muestra en la figura 18. A su vez el inversor se puede simular por una red en T con elementos concentrados como también se

muestra en la figura 18. En ella, se puede ver que los dos resonadores combline están unidos mediante una ventana de transmisión. Esta ventana constituye una pequeña apertura que une ambas cavidades, que en este ejemplo la parte superior es metálica y la apertura está en la parte inferior.

Figura 18. Circuitos resonantes acopados y circuito equivalente.



Fuente: [7]

En este punto, ya se ha descrito la configuración que se va a utilizar para la construcción del filtro. El próximo paso consiste en el cálculo del diseño del filtro y sus especificaciones.

3.3 Diseño de filtro paso banda de cuarto orden.

En esta sección, se aborda el proceso de diseño de un filtro paso banda formado por 4 resonadores alternados con 5 inversores, es decir, de orden cuatro. Para ello, se partirá de las especificaciones buscadas del filtro con las que se calcularán los parámetros y las distintas variables de los elementos del filtro. Además, se realizará una simulación del filtro ideal como comprobación de los cálculos en el entorno de simulación que ofrece el programa AWR.

Antes de comenzar con el cálculo, se muestran en la tabla 1 las especificaciones o características buscadas en el filtro.

Tabla 1. Características del filtro.

Características del filtro	
Tipo de filtro	Paso banda
Tipo de respuesta	Chebyshev
Orden del filtro	4
Frecuencia central (f_0)	11 GHz
Ancho de banda (BW)	200 MHz
Pérdidas de retorno (R_L)	20 dB

Fuente: Elaboración propia.

Una vez conocidas las especificaciones buscadas, se puede comenzar a desarrollar los cálculos correspondientes. El primer paso que se realiza es el del ancho de banda relativo (Δ) mediante la ecuación (27), obteniéndose un valor de 0,0182.

$$\Delta = \frac{BW}{f_0} \quad (27)$$

A continuación, se obtiene el valor del parámetro S_{11} a partir del dato de las pérdidas de retorno R_L empleando la ecuación (28). El resultado es un $S_{11} = 0,0708$ dB.

$$R_L = -20 \log |S_{11}| \quad (28)$$

Sabiendo que se cumple la propiedad unitariedad, se obtiene S_{21} a partir de la relación de la ecuación (29), resultando un valor de $|S_{21}| = 0,997$.

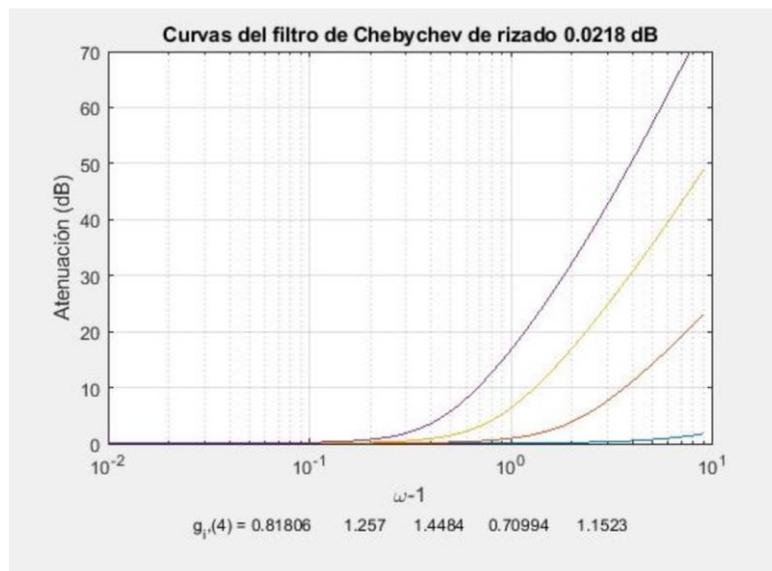
$$|S_{11}|^2 + |S_{21}|^2 = 1 \quad (29)$$

El valor del rizado (r) se obtiene empleando la ecuación (30), resultando en $r = 0,0218$ dB.

$$r(\text{dB}) = -S_{21}(\text{dB}) \quad (30)$$

Una vez se obtienen todos estos valores, tal y como se ha evidenciado en secciones previas, en el diseño de un filtro se parte por el cálculo de un prototipo inicial de filtro paso bajo, y posteriormente se llevarán a cabo transformaciones en frecuencia que permitirán la obtención del filtro paso banda deseado. Es por ello por lo que se comienza a obtener los coeficientes g_i . Para ello, se emplea una herramienta virtual ofrecida por la UPV, ref. [8]. En ella, se introducen las especificaciones del filtro y su orden, así como el número de coeficientes buscados. El resultado se muestra en la figura 19, en la que se pueden apreciar los coeficientes g_i de un filtro de orden cuatro de respuesta de tipología Chebyshev.

Figura 19. Curvas de filtro Chebyshev de orden 4.



Fuente: ref. [8]

En la tabla 2, se recogen de forma más clara y ordenada los valores de estos coeficientes.

Tabla 2. Coeficientes g de filtro e orden 4 tipo Chebyshev

Coeficientes g_i de filtro de orden 4 de tipo Chebyshev	
g_0	0,81806
g_1	1,257
g_2	1,4484
g_3	0,70994
g_4	1,1523

Fuente: Elaboración propia.

Una vez conocidos los valores de los coeficientes, el siguiente paso es la búsqueda de las constantes de los inversores. Para ello, se van a seguir las expresiones de las ecuaciones (24), (25) y (26). Sin embargo, de momento no se conoce el valor de L_r . Tras hacer uso de las transformaciones en frecuencia para llegar al circuito paso banda de la figura 18, se llega a la conclusión de que la expresión de la reactancia X_r del circuito de esta figura, será la de la ecuación (31).

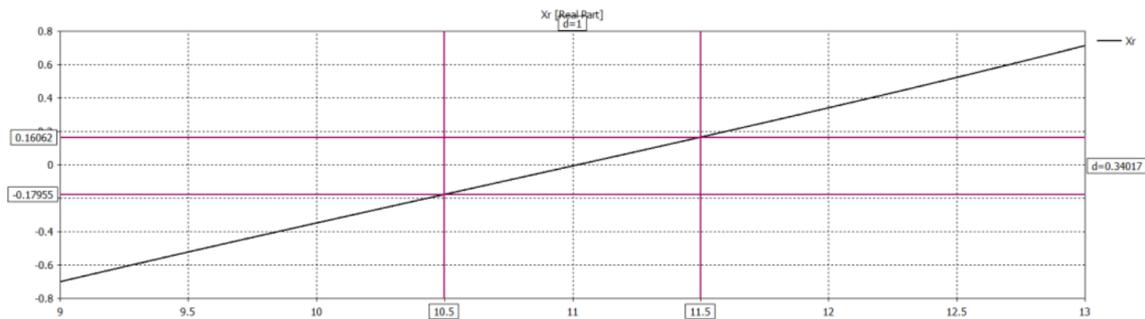
$$X_r = w_0 L_r \left(\frac{w}{w_0} - \frac{w_0}{w} \right) \quad (31)$$

A continuación, se procede a realizar el desarrollo de Taylor de primer orden derivando respecto de w_0 . Esto resulta en:

$$X_r = 2w_0 L_r \left(\frac{w}{w_0} - 1 \right) = 4\pi L_r f - 4\pi f_0 L_r \quad (32)$$

Observando la ecuación (32), se puede concluir que se trata de una recta de pendiente $4\pi L_r$ y de ordenada en el origen $-4\pi f_0 L_r$. Si se lleva a cabo la simulación CST de dos resonadores combline acoplados por una ventana de transmisión y se aplica la ecuación (36) para el cálculo de X_r . En ella se comprueba que la pendiente es de 0,34. Así pues, se obtiene el valor normalizado $L_r = \frac{0,34}{4\pi} = 0,027$.

Figura 20. Reactancia serie en función de la frecuencia.



Fuente: Elaboración propia mediante CST.

Una vez obtenido el valor de L_r , no falta ningún dato. Ya se pueden calcular las constantes de inversión mediante las ecuaciones (24), (25) y (26). Al tratarse de una red simétrica, el valor de K_{01} será igual al de K_{45} y el de K_{12} al de K_{34} [6]. Así pues, la tabla 3 recoge sus valores.

Tabla 3. Constantes K de los inversores del filtro.

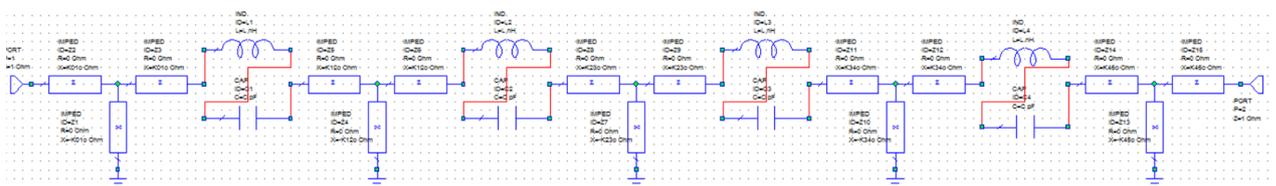
Constantes K de los inversores del filtro	
K_{01}	0,2036
K_{12}	0,03346
K_{23}	0,02515
K_{34}	0,03346
K_{45}	0,2036

Fuente: Elaboración propia.

Posteriormente, se hace uso del programa informático AWR con el objetivo de comprobar que todos los cálculos realizados son correctos. La comprobación se llevará a cabo realizando una simulación del filtro ideal y observando el comportamiento de los parámetros S en función de la frecuencia.

En la figura 21 se observa el esquemático del filtro ideal construido.

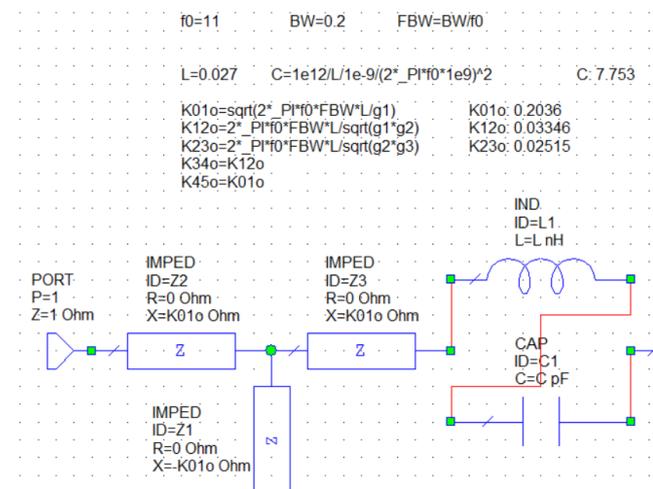
Figura 21. Esquemático de filtro ideal paso banda de orden 4.



Fuente: Elaboración propia.

A continuación, en la figura 22, se observa el cálculo de las constantes de inversión.

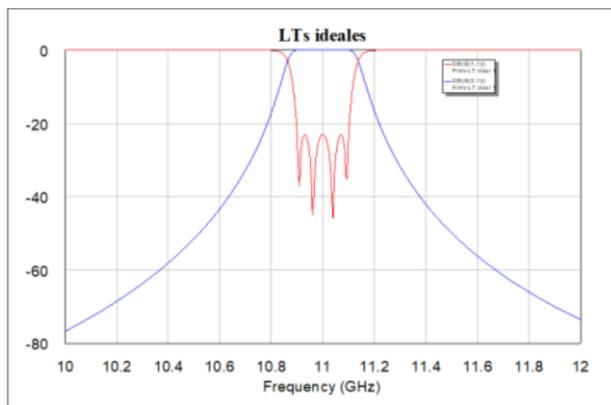
Figura 22. Cálculo de las constantes de inversión con AWR.



Fuente: Elaboración propia.

Finalmente, se realiza la simulación del circuito creado. Se muestra en la figura 23. Efectivamente, se puede comprobar que el desempeño es el esperado.

Figura 23. Parámetros S del filtro ideal.



Fuente: Elaboración propia.

Una vez se ha verificado que es correcto, el siguiente paso es proceder a la implementación real del filtro a partir de los resonadores combline. Ya se conocen los parámetros K reales objetivos. Ahora lo que se va a buscar es la forma de alimentar el circuito y la modificación de algunas variables físicas del filtro como la altura de las ventanas de transmisión que unen los resonadores. Se procurará el mantenimiento de la frecuencia de resonancia a 11 GHz y se buscará conseguir los parámetros K objetivos calculados en el presente apartado. Con todo ello, el filtro real debería presentar unos parámetros S similares a los del ideal.

Capítulo 4. IMPLEMENTACIÓN DE FILTRO PASO BANDA A PARTIR DE RESONADORES COMBLINE.

En esta sección, se van a tratar aspectos como la longitud del cilindro metálico, conductor central del coaxial, que deben tener los resonadores, así como el tamaño de las ventanas de unión entre resonadores y la forma de alimentación del primer inversor del filtro y cómo afectará esto a la constante de inversión K_{01} . El orden de las diferentes subsecciones está relacionado con el orden real que se ha seguido a la hora de llevar a cabo el desarrollo experimental real del filtro.

4.1 Cálculo de la longitud de los cilindros metálicos internos.

Como se ha comentado en apartados anteriores, el cilindro interno del resonador junto con las paredes conductoras de sección cuadrada se comporta como una línea de transmisión coaxial. Dependiendo de la longitud que tenga el cilindro, el resonador va a presentar una frecuencia de resonancia u otra. Existen varias razones por las que esto sucede, que son:

- La ecuación de resonancia. En un resonador de línea de transmisión, la frecuencia de resonancia (f_o) depende de la velocidad de propagación de la onda (v) y de la longitud del resonador (L_p), ref [9].
En el caso del resonador comblin, (L_p) es la longitud del cilindro y (v) es la velocidad de la onda en el medio, en este caso aire.
- El efecto de los bordes y la capacitancia. Además, la longitud del cilindro también afecta a la capacitancia entre el extremo del cilindro y las paredes de la cavidad metálica. Un cilindro más largo presenta una distancia menor con la pared superior, lo que puede influir en la capacitancia, y por consecuencia en la frecuencia de resonancia [9].

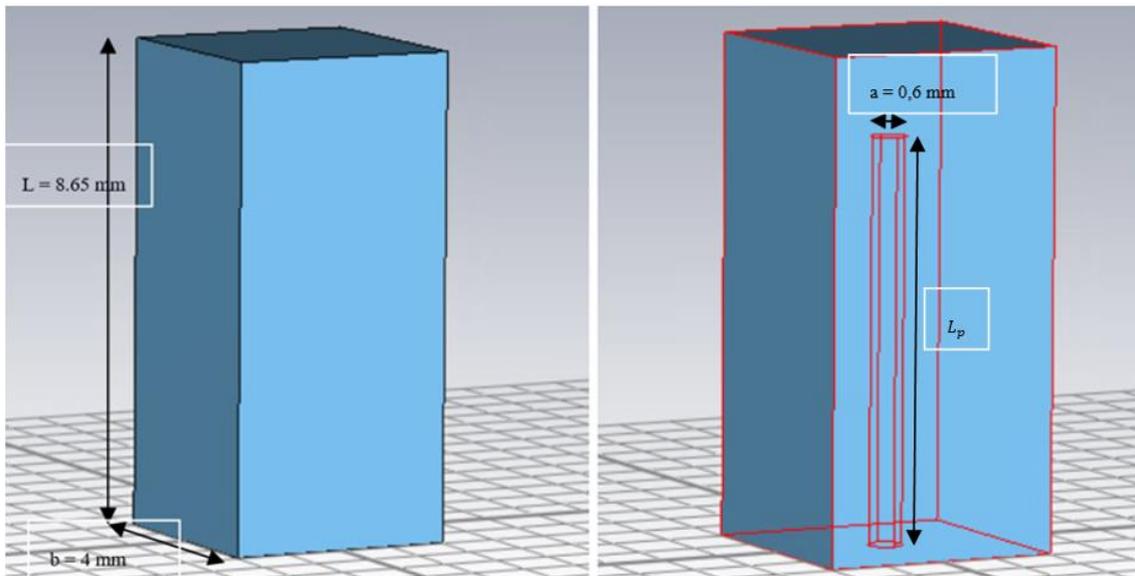
Se puede establecer, por tanto, que la longitud del cilindro metálico interno en un resonador comblin afecta significativamente a la frecuencia de resonancia debido a que determina las longitudes de onda que pueden establecer ondas estacionarias dentro del resonador. Cambiar la longitud del cilindro modifica las condiciones resonantes del sistema, alterando la frecuencia a la cual el resonador resuena.

Como es sabido, el filtro que se busca es de una frecuencia de resonancia de 11 GHz. Para el estudio de cuanto debe medir el cilindro para conseguirlo, se ha empleado el programa CST.

Lo primero que se ha realizado es la construcción del esquema del resonador. Para ello, se han trasladado las medidas físicas de la cavidad elegida. Como se puede observar en la figura 24, se trata de una cavidad de 8,65 mm de alto (L) con una base cuadrada de 4 mm de lado (b). La estructura está rellena de aire, y como se ha comentado es de paredes metálicas. En la parte central de una de sus bases es donde se encuentra el cilindro. Respecto a la medida del diámetro del cilindro (a), se hace uso de la ecuación (33) para obtener una impedancia del coaxial de 50 Ω . Así pues, se obtiene un valor del diámetro de 0,6 mm. Esta expresión ha sido obtenida del libro "Microwave Engineering", ref. [10].

$$Z_o = 60 \ln \left(\frac{b}{a} \right) \quad (33)$$

Figura 24. Esquemático 3D del resonador utilizado para el cálculo de L_p .

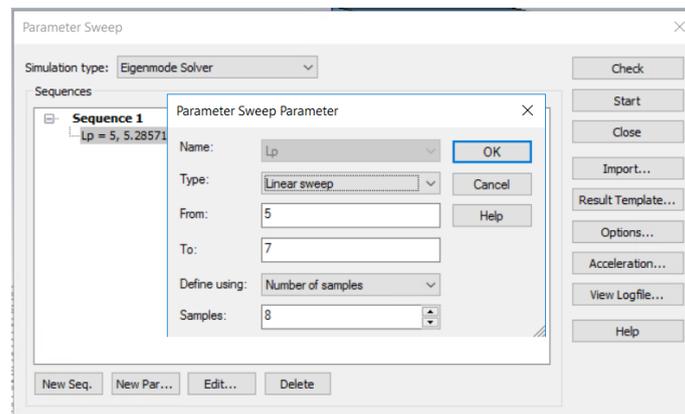


Fuente: Elaboración propia.

Una vez se tiene el resonador construido, se pasa al estudio de la contribución de la longitud del cilindro en la frecuencia de resonancia.

Por ello, el siguiente paso es realizar simulaciones. Para ello se va a realizar un barrido de la variable (L_p) desde 5 mm a 7 mm, tal y como se muestra en la figura 25.

Figura 25. Configuración del barrido de L_p en frecuencia.



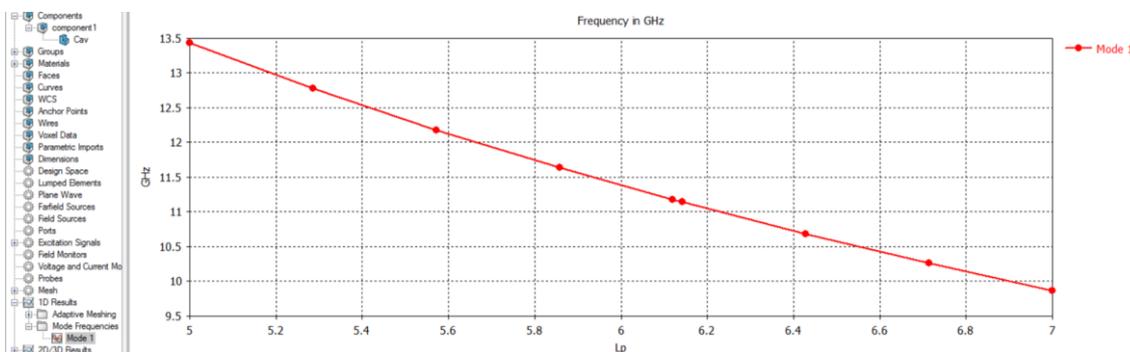
Fuente: Elaboración propia a partir de CST.

El barrido, se llevará a cabo en mediante la opción de simulaciones que ofrece CST llamada “Eigenmode solver”. Esta opción, realiza los cálculos de los modos propios (o modos naturales) de un sistema electromagnético. Es decir, calcula las frecuencias resonantes y los campos asociados presentes en una estructura resonante si no se le aplican fuentes externas. Este tipo de simulación es de gran importancia para analizar elementos como resonadores, cavidades, filtros y guías de ondas. Al realizar el barrido de la variable (L_p) con la configuración fijada, el programa simulará 8 veces, de forma que se podrá ver la relación de esta variable con la frecuencia.

Respecto a la simulación, únicamente hay que prestar atención al primer modo o modo fundamental. Esto es debido a que la frecuencia de resonancia en un resonador de línea de transmisión está definida por su modo fundamental de resonancia.

Así pues, tras el barrido se obtienen los resultados de la figura 26.

Figura 26. Frecuencia de resonancia en función de L_p .



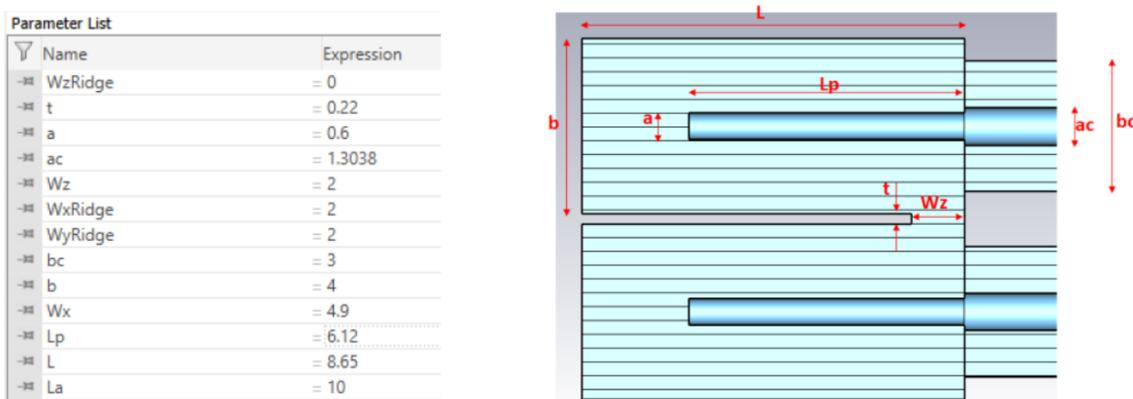
Fuente: Elaboración propia a partir de CST.

Por tanto, se llega a la conclusión de que se debe fijar la variable (L_p) a 6,12 mm para obtener una frecuencia de resonancia de 11 GHz.

4.2 Obtención de las constantes K_{12} y K_{23} .

Como se ha mencionado, los inversores, se van a formar a partir de dos resonadores combline cuyas cavidades van a ser unidas por una ventana de transmisión, tal y como se muestra en la figura 27. En el filtro final, no se implementarían las líneas coaxiales de excitación inferiores. Estas líneas se han introducido para alimentar el inversor y así poder realizar el estudio de las implicaciones de ventana de transmisión.

Figura 27. Dimensiones del inversor formado por dos resonadores combline.



Fuente: Elaboración propia.

Respecto a las variables a_c y b_c , representan las dimensiones de los cables de alimentación. Estas líneas son unos coaxiales, cuyo cilindro exterior presenta un diámetro de distancia b_c , y el interno un diámetro de distancia a_c . Estas variables se han elegido buscando una impedancia

característica de la línea de 50Ω . Para ello, se ha fijado b_c en 3 mm y se ha utilizado la ecuación (33) para calcular a_c .

La variable t , representa el grosor de la ventana de transmisión, y w_z , lo que mide de alto el hueco por el que se unen ambos resonadores. La idea principal del presente apartado es establecer cuanto debe valer w_z para conseguir los valores de K_{12} y de K_{23} que se muestran en la tabla 3.

Para ello, se va a hacer uso de nuevo de CST. Primero se construye el inversor de la figura 27. Posteriormente, hay que introducir en el programa unas funciones de K y de X_r .

Como se ha comentado, el circuito equivalente de un inversor es el que se muestra en la figura 8a. Si se presta atención al esquema del inversor de la figura 18, se puede identificar que:

$$\begin{aligned} Z_{21} &= -jK \\ Z_{11} - Z_{21} &= jX_r + jK \rightarrow Z_{11} = Z_{22} = jX_r \end{aligned}$$

De esta manera, la matriz de parámetros Z será:

$$[Z] = \begin{bmatrix} jX_r & -jK \\ -jK & jX_r \end{bmatrix} \quad (34)$$

Conociendo esta información y haciendo uso de la transformación de parámetros S a parámetros Z de la ecuación (35) obtenida del capítulo 1 del libro “Apuntes de líneas de transmisión (Doble titulación)” ref. [1], se calculan los valores de X_r y K , tal y como se muestra en ref. [7].

$$Z = (1 + S)^{-1}(1 - S)^{-1} \quad (35)$$

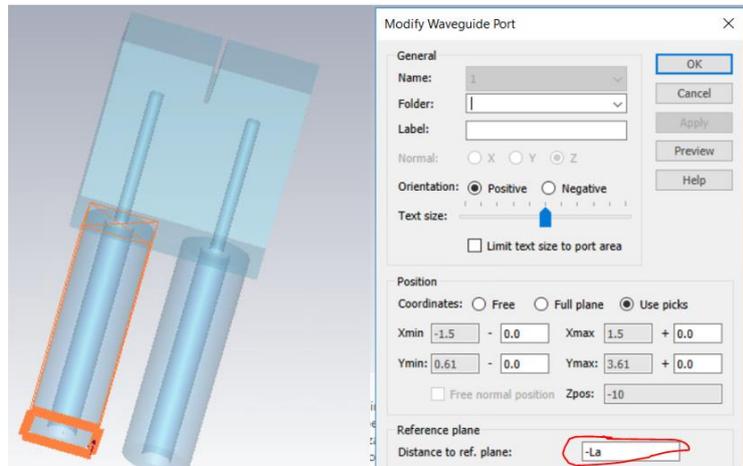
Las expresiones halladas de X_r y de K halladas son las de las ecuaciones (36) y (37) respectivamente.

$$X_r = \text{Im} \left[\frac{1 - S_{11}^2 + S_{21}^2}{(1 - S_{11})^2 - S_{21}^2} \right] \quad (36)$$

$$K = -\text{Im} \left[\frac{2S_{21}}{(1 - S_{11})^2 - S_{21}^2} \right] \quad (37)$$

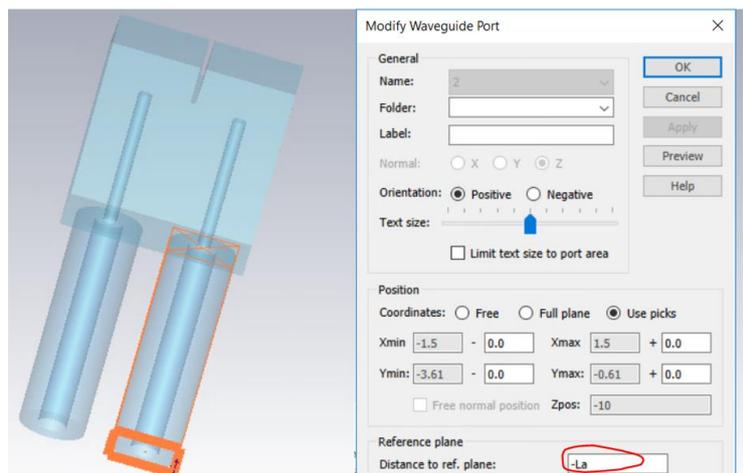
Como se puede observar, las expresiones halladas tanto de X_r como de K dependen de varios parámetros de dispersión. Es por ello por lo que antes de introducir en CST las ecuaciones (36) y (37) tal y como muestra la figura 30, se deben definir los puertos en los que el programa va a calcular los parámetros S_{11} y S_{21} . En las figuras 28 y 29, se puede observar la forma en que han sido definidos los puertos. Ambos puertos se trasladan a la entrada de la cavidad resonante, esto se debe a que en la entrada de la cavidad se encuentra el plano en el que se pretende obtener los parámetros de dispersión buscados.

Figura 28. Configuración del puerto 1.



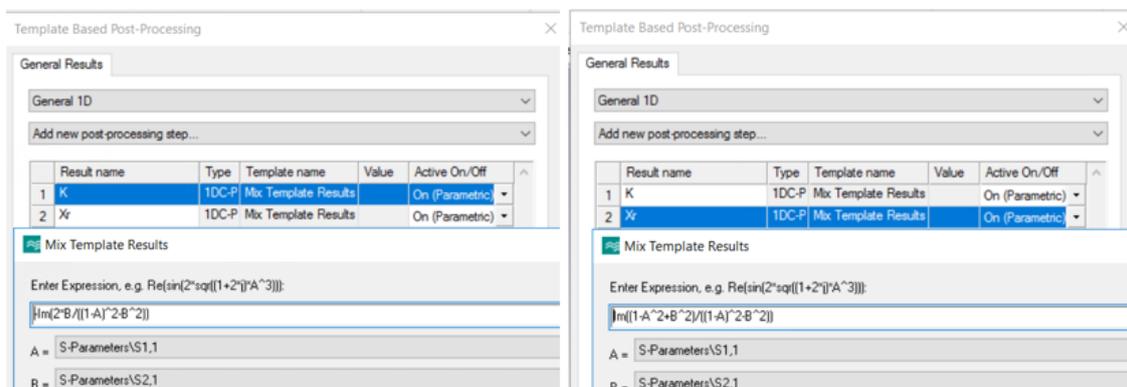
Fuente: Elaboración propia a partir de CST.

Figura 29. Configuración del puerto 2.



Fuente: Elaboración propia a partir de CST.

Figura 30. Introducción de expresiones de K y de Xr en CST.

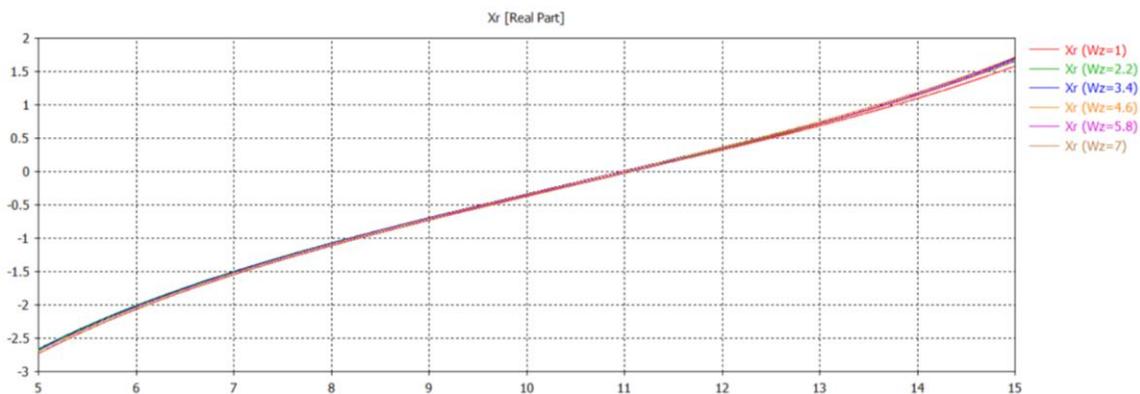


Fuente: Elaboración propia a partir de CST.

Respecto al signo de la constante de inversión K , mostrará el tipo de acoplamiento. Cuando sea negativo implicará que es inductivo o magnético, y cuando sea positivo indicará que el acoplamiento es capacitivo o eléctrico.

A continuación, se realiza un barrido de la variable w_z . Para ello, se realizan simulaciones en el dominio de la frecuencia.

Figura 31. Resultado de X_r en el dominio de a frecuencia tras barrido de w_z .

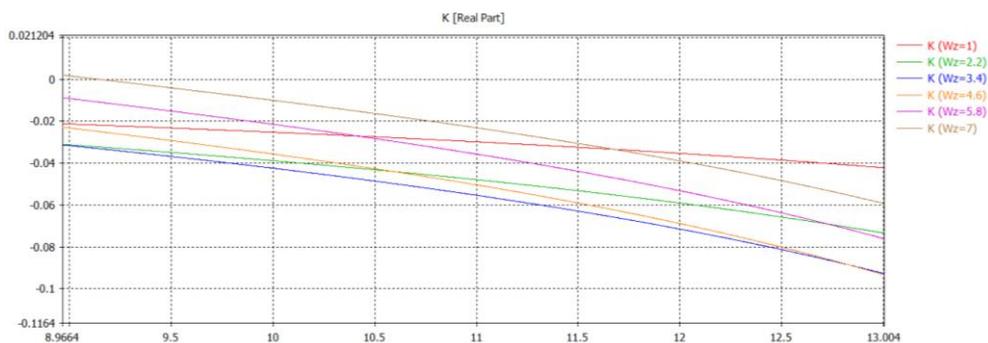


Fuente: Elaboración propia a partir de CST.

En la figura 31, se puede comprobar que el resonador está resonando a 11 GHz, que es cuando X_r se hace cero. Además, se comprueba que el tamaño de la ventana (w_z) no afecta a la frecuencia de resonancia.

En cuanto a las implicaciones que tiene la variación de w_z en la K , se muestran en la figura 32.

Figura 32. Resultado de K en el dominio de la frecuencia tras barrido de w_z .



Fuente: Elaboración propia a partir de CST.

Tras el análisis paramétrico llevado a cabo en la figura 32, se llega a la conclusión de que con una $w_z = 1,2 \text{ mm}$ se consigue el valor buscado de $K_{12} = 0,03346$ y que con $w_z = 6,75 \text{ mm}$, se consigue el de $K_{23} = 0,02515$.

Una vez alcanzado este punto, faltaría únicamente buscar la forma de obtener el valor de la constante K_{01} del primer inversor.

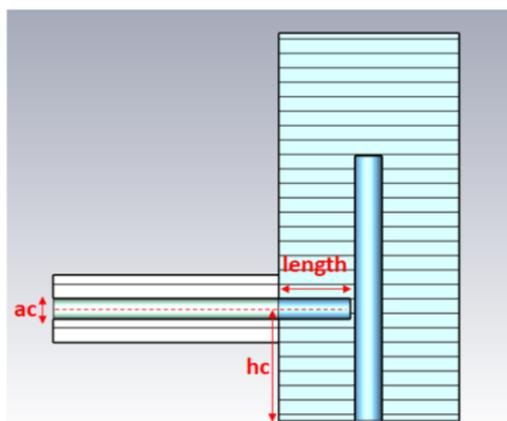
4.3 Obtención de la constante de inversión K_{01} .

Respecto al cálculo de la constante de inversión del primer inversor, se presenta una dificultad añadida. La dificultad es que este inversor es el primer elemento del filtro y, por tanto, se debe escoger una forma de alimentación de este.

Resolviendo el problema de la forma de alimentación, se consideran dos opciones, una inductiva y una capacitiva. En este trabajo se opta por la capacitiva, que tal y como se muestra en la figura 33, se trata de un cable coaxial cuyo cilindro interior, presenta un diámetro cuya medida viene indicada por la variable a_c . En este caso, el cilindro continúa dentro de la cavidad sin llegar a tocar el cilindro interior de nuestro resonador combline. Por este motivo, este tipo de alimentación es capacitiva, pues la superficie superior del cilindro interno del coaxial de entrada, juntamente con el cilindro del resonador, se comporta como un condensador. El caso alimentación inductiva sería si ambos estuviesen en contacto, ref. [10]. Respecto al diámetro del cilindro exterior se corresponde a la medida indicada por la variable b_c . El cilindro exterior termina al entrar en contacto con la superficie de la cavidad resonante. El tipo de material de ambos cilindros es el cobre. Respecto a la variable (*length*), muestra la longitud de la parte del cable de alimentación que ha entrado en la cavidad. Finalmente, resulta importante mencionar que la variable h_c es la que mide la distancia desde la parte inferior de la cavidad hasta la parte central del cable coaxial de alimentación, y que tendrá un papel importante en esta sección.

Figura 33. Esquemático del primer inversor + alimentación.

Parameter List		
Name	Expression	
ac	= 0.4479	
a	= 0.6	
bc	= 1.5	
length	= 1.6	
hc	= 2.5	
b	= 4	
Lc	= 5	
Lp	= 5.9	
L	= 8.65	
<new parameter>		



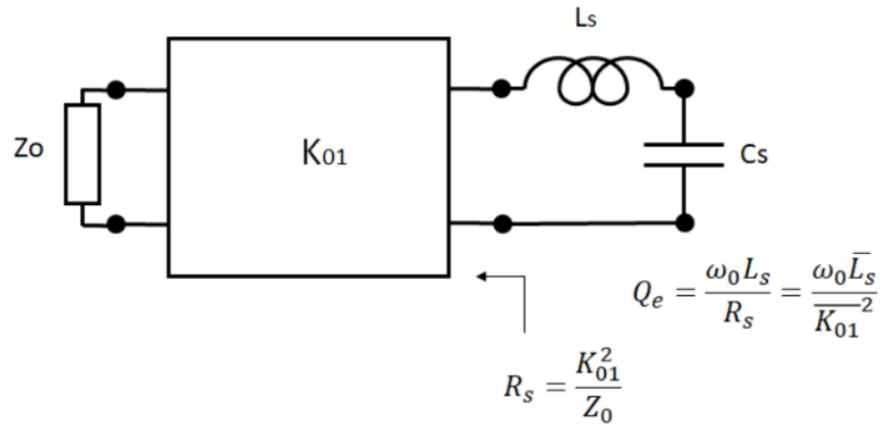
Fuente: Elaboración propia a partir de CST.

A la hora de la obtención del valor de K_{01} buscado, adquiere una gran importancia el llamado factor de calidad (Q_e). El factor de calidad es una indicación de la capacidad de un filtro para ser selectivo y de su eficiencia en el almacenamiento de energía. Este factor se describe como la proporción entre la energía que se conserva en el filtro y la energía que se pierde por ciclo. En la práctica, un filtro con un factor de calidad elevado posee una banda de paso estrecha y elimina de forma eficaz las frecuencias indeseadas. Por otro lado, un filtro con un factor de calidad bajo tiene una banda de paso más amplia [11].

El factor de calidad (Q_e), está relacionado con el valor de K_{01} . Esta constante de inversión se refiere a la capacidad de acoplamiento del primer inversor en el filtro paso banda. K_{01} define el acoplamiento entre la fuente y el primer resonador combline. Un valor elevado de K_{01} indica un fuerte acoplamiento, lo que conlleva un ancho de banda relativo más elevado y por tanto un factor de calidad más bajo.

Debido a esto, se puede concluir que es el primer inversor es mediante el que se controla el factor de calidad (Q_e). Para ello, se tiene en cuenta el circuito equivalente del primer resonador, que es el mostrado en la figura 34.

Figura 34. Circuito equivalente del primer resonador.



Fuente: [7]

En la figura 34, el valor de R_s es el de la resistencia de la fuente, que es la vista a la entrada del inversor. Por este motivo se hace uso la ecuación (11). Así pues, el factor de calidad externo que se necesita se puede calcular con la ecuación (38) y es de $Q_e=45,02$.

$$Q_e = \frac{\omega_0 L_s}{R_s} \quad (38)$$

Por otro lado, en el documento titulado “Physical Realization of Microwave Filters Using Circuit and EM Models”, ref. [12], se muestra que existe una relación entre el factor Q_e y el retardo de grupo del parámetro de dispersión S_{11} . La explicación consiste en que un Q_e elevado implica que el filtro presenta una gran capacidad de almacenamiento de energía. Esta capacidad de almacenar energía de forma prolongada dentro del filtro significa un mayor retardo de grupo, debido a que la señal tarda una cantidad de tiempo mayor en pasar a través del filtro por causa de la resonancia prolongada. Además, los filtros con un Q_e considerable presentan bandas de paso más estrechas, lo que también implica que la variación de la fase de S_{11} con respecto a la frecuencia es más acentuada cerca de la frecuencia de resonancia, lo que resulta en un mayor retardo de grupo. Más concretamente, la relación que se muestra este documento es la que se muestra en la ecuación (39).

$$\tau_{S_{11}} = \frac{4Q_e}{\omega_0} \quad (39)$$

Mediante la anterior expresión, se llega a la conclusión que para conseguir un $Q_e = 45,02$, se necesita obtener un $\tau_{S_{11}} = 2,6 \text{ ns}$.

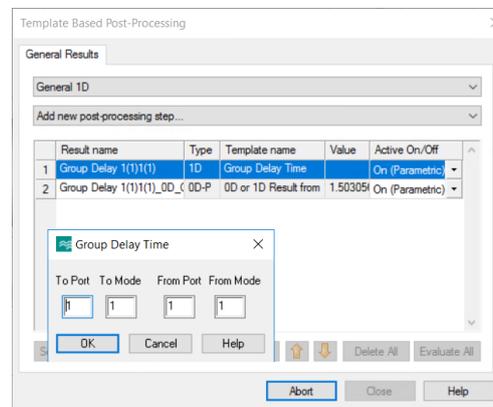
Para conseguir este retardo de grupo objetivo, se hace uso de nuevo del programa CST. Para ello, se hará uso de alguna de las variables del esquemático de la figura 33. En cuanto a la forma de establecer la medida de los diámetros b_c y a_c , se ha fijado el de b_c a 1,5 mm, y el de a_c se ha calculado haciendo uso de la ecuación (40) teniendo en cuenta que la permitividad del dieléctrico escogido (ϵ_r) tiene un valor de 2,1 y buscando una impedancia característica $Z_o = 50 \Omega$. Así pues, se obtiene un valor de a_c de 0,4479 mm, ref. [10].

$$Z_o = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_r}} \ln\left(\frac{b_c}{a_c}\right) \quad (40)$$

Respecto a las variables $length$ y h_c , son las únicas que nos servirían para modificar el retardo de grupo. Para realizar el análisis, se decide fijar $length$ a 1,6 mm y realizar con CST un barrido en frecuencia de la variable h_c , buscando como objetivo conseguir un retardo de grupo del parámetro de dispersión S_{11} de 2,6 ns.

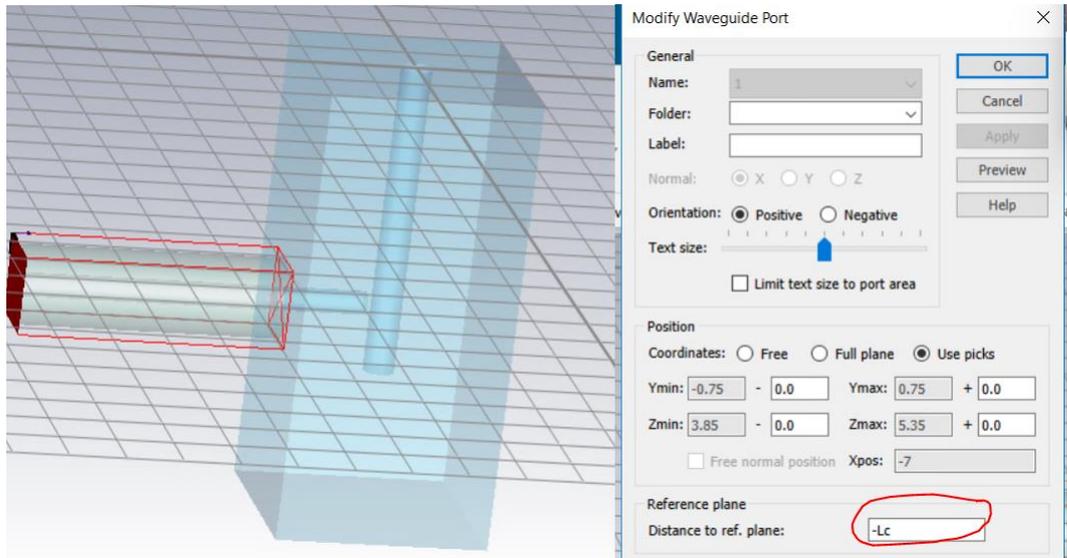
El primer paso antes de realizar el barrido es indicar al programa en el apartado “result templates” ubicado en “post-processing”, que se quiere calcular el retardo de grupo. Esto se puede visualizar en la figura 35. Como se puede observar, se han introducido los puertos en los que se busca calcular el retardo de grupo. Únicamente hay un puerto, que ha sido el que se ha seleccionado. Este puerto ha sido definido en el coaxial de alimentación a la altura del resonador combine line tal y como se muestra en la figura 36. La explicación de por qué se traslada el puerto a la entrada de la cavidad es debido a que es en este plano en el que se busca calcular el parámetro S_{11} y su retardo de grupo.

Figura 35. Configuración en CST para obtener el retardo de grupo.



Fuente: Elaboración propia a partir de CST.

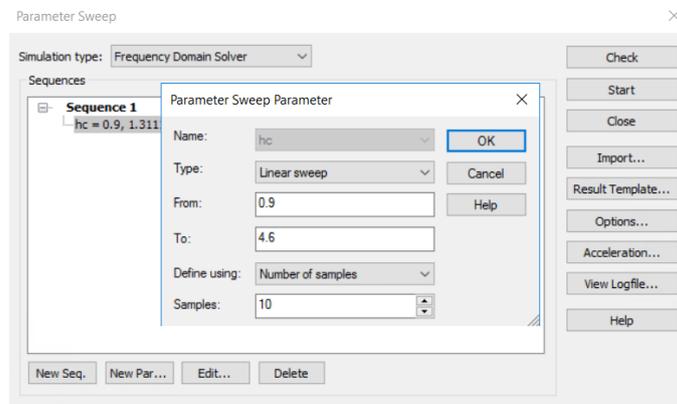
Figura 36. Definición del puerto de alimentación.



Fuente: Elaboración propia a partir de CST.

A continuación, se procede a la configuración del barrido, que se puede observar en la figura 37. Se selecciona la variable h_c , se seleccionan los valores máximo y mínimo y se establecen 10 samples o simulaciones a realizar de forma equiespaciada en el intervalo de valores permitidos de h_c .

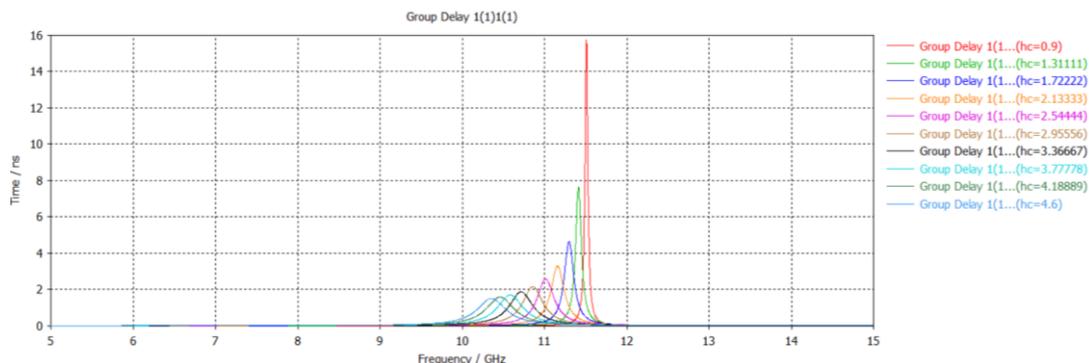
Figura 37. Configuración del barrido de h_c .



Fuente: Elaboración propia a partir de CST.

El resultado de las simulaciones se recoge en la figura 38. En ella podemos ver el resultado esperado, es decir, se consigue variar el retardo de grupo de S_{11} mediante la modificación de h_c .

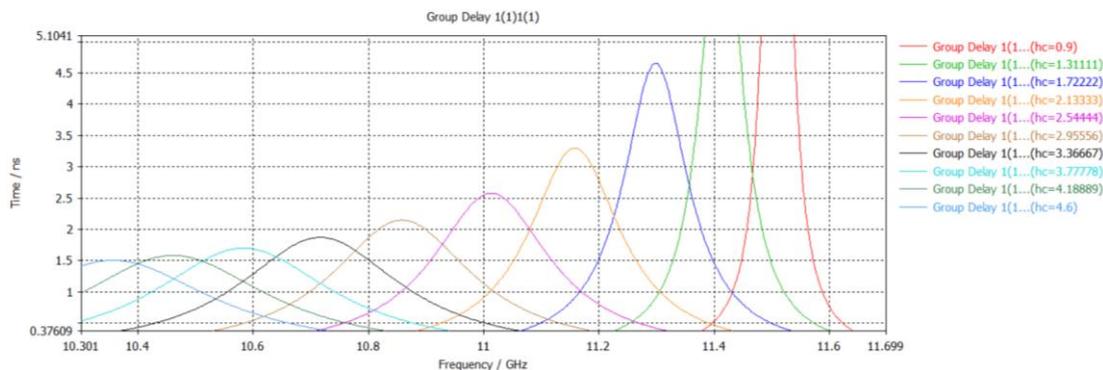
Figura 38. Retardo de grupo en función del parámetro h_c .



Fuente: Elaboración propia a partir de CST.

Si se realiza una ampliación, se obtiene el resultado que se muestra en la figura 39. En ella se puede observar que la gráfica morada correspondiente a un h_c de aproximadamente 2,5 mm, está centrada en 11 GHz, y que además su máximo presenta un retardo de grupo del parámetro S_{11} igual al objetivo, es decir igual a 2,6 ns. Mediante esto se comprueba que los cálculos fueron realizados correctamente, pues se han obtenido los resultados esperados.

Figura 39. Ampliación del retardo de grupo en función del parámetro h_c .



Fuente: Elaboración propia a partir de CST.

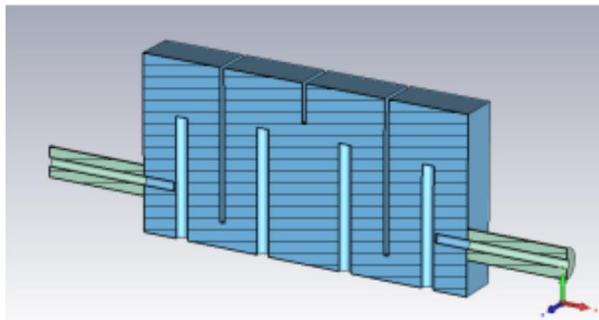
Una vez se ha alcanzado este punto, ya son conocidos todos los valores que deben presentar las variables para la construcción del filtro.

4.4 Construcción del filtro y simulación inicial.

En esta subsección, se va a tratar la construcción del esquemático global del filtro paso banda de cuarto orden a partir de resonadores combline y se va a realizar una primera simulación que permitirá evaluar su comportamiento inicial. Esta primera simulación es de gran importancia, pues permitirá identificar posibles ajustes y optimizaciones necesarias en el diseño del filtro.

Como es habitual, se construye el filtro en el programa CST y se introduce el valor de los parámetros que se han ido hallando en apartados anteriores del presente documento. De esta forma, el filtro presenta el aspecto mostrado en la figura 40.

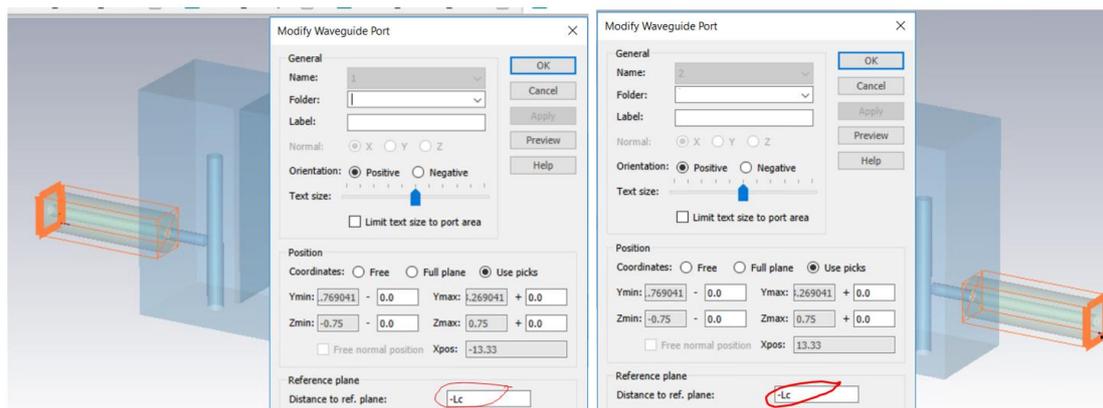
Figura 40. Primer esquemático del filtro.



Fuente: Elaboración propia a partir de CST.

También se definirán los puertos de la forma habitual en que se han ido definiendo a lo largo del documento, es decir, se trasladarán los puertos a la entrada de la cavidad tal y como se observa en la figura 41, pues es donde interesa calcular los parámetros de dispersión.

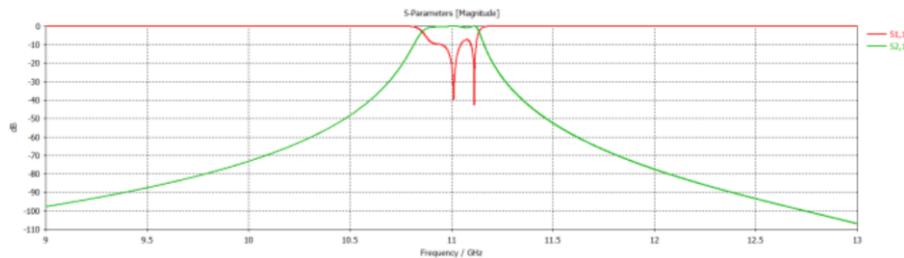
Figura 41. Definición de los puertos del filtro final.



Fuente: Elaboración propia a partir de CST.

A continuación, se realiza una primera simulación de los parámetros S del filtro en el dominio de la frecuencia. Los resultados obtenidos se muestran en la figura 42. Observando estos resultados, se llega a la conclusión de que es necesaria una optimización para terminar de ajustar la respuesta del filtro.

Figura 42. Parámetros S del filtro inicial.



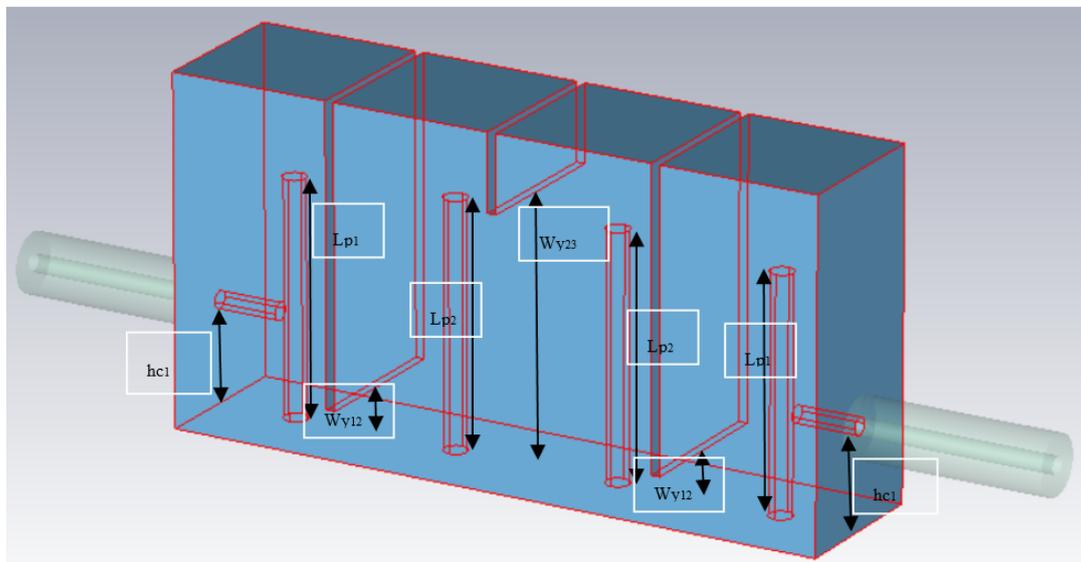
Fuente: Elaboración propia a partir de CST.

4.5 Optimización del filtro.

Como se ha observado en los resultados del filtro inicial, no se obtiene la respuesta esperada con la primera obtención de las variables físicas del filtro. Sin embargo, se asemeja bastante. Es por ello por lo que en la presente subsección se va a realizar una optimización de las variables con el propósito de alcanzar las especificaciones buscadas del filtro paso banda.

En primer lugar, hay que seleccionar las variables que se van a optimizar. Para llevarla a cabo, se ha buscado diferenciar entre la longitud de los dos resonadores centrales (L_{p2}) con la de los resonadores primero y último (L_{p1}). Esta diferenciación otorga a la optimización un grado de libertad mayor y además es posible, pues se sigue cumpliendo la simetría del filtro. La parametrización del filtro quedaría por tanto como se muestra en la figura 43. En esta figura, únicamente se muestran las variables que han sido cambiadas o renombradas.

Figura 43. Variables físicas del filtro final.

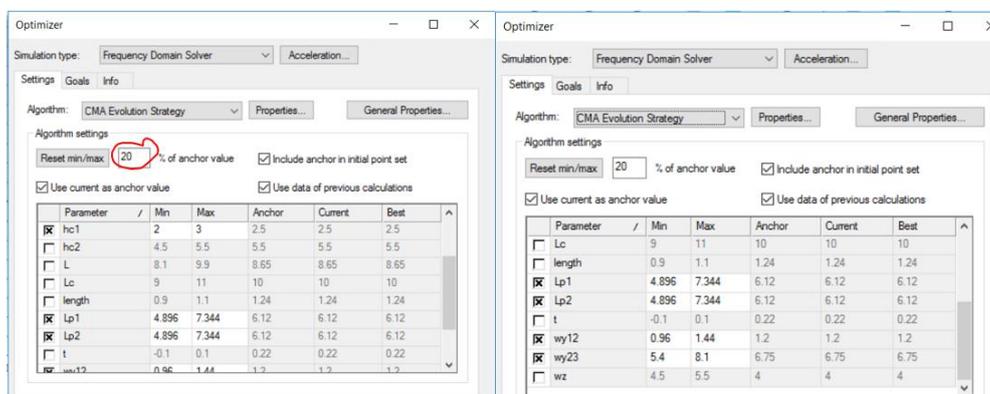


Fuente: Elaboración propia a partir de CST.

Respecto a las variables que se van a optimizar para conseguir los objetivos son las siguientes: L_{p1} , L_{p2} , h_{c1} , w_{y12} y w_{y23} . A la hora de configurar el optimizador, hay que fijar unos intervalos de los valores que puede tomar cada variable. Se va a comenzar fijando un intervalo grande, de

aproximadamente el 20% de los valores iniciales con los que se simuló el filtro en el anterior subapartado de esta sección del trabajo. También, se selecciona el algoritmo CMA, que se trata de una estrategia evolutiva que modifica la matriz de covarianza para orientar la búsqueda de soluciones óptimas. Genera soluciones nuevas utilizando una distribución gaussiana. Evalúa y selecciona las más prometedoras, y ajusta la media y la covarianza para mejorar la convergencia al óptimo. Es eficaz a la hora de abordar problemas de diseño complejos. La configuración escogida se puede observar en la figura 44. Respecto al algoritmo de optimización, existe otro llamado “Trust Region Framework”. Este algoritmo, es una técnica de optimización que adapta de manera dinámica una región limitada alrededor de la solución actual, empleando modelos cuadráticos locales para simplificar y mejorar de forma iterativa la búsqueda de soluciones óptimas. Es por ello, que se comienza utilizando el CMA, y conforme se vaya convergiendo a una solución óptima, se buscará acelerar el proceso empleando el algoritmo Trust.

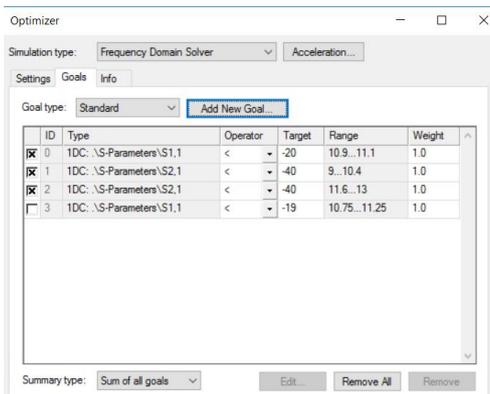
Figura 44. Configuración de las variables en el optimizador de CST+algoritmo de búsqueda.



Fuente: Elaboración propia a partir de CST.

Respecto a los objetivos de optimización, se van a buscar los objetivos iniciales. Es decir que el parámetro S_{11} sea inferior a 20 dB en la banda de paso y que S_{21} sea inferior a 40 dB a frecuencias inferiores a 10,4 GHz y superiores a 11,6 GHz. En la figura 45, se muestran estos objetivos.

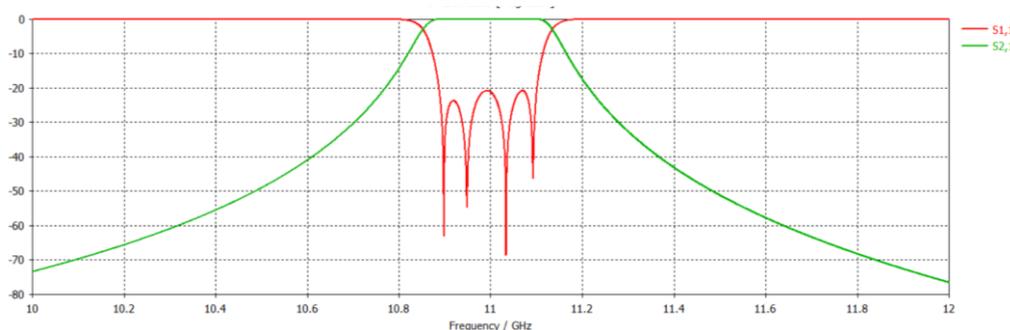
Figura 45. Objetivos fijados en el optimizador del CST.



Fuente: Elaboración propia a partir de CST.

Una vez completada la simulación, se obtiene la respuesta en frecuencia de los parámetros S mostrada en la figura 46. En ella se puede observar que efectivamente se ha obtenido el resultado buscado, pues, como se puede comprobar, resulta una respuesta muy similar a la del filtro ideal de la figura 23.

Figura 46. Parámetros S del filtro real final paso banda formado por resonadores combline.



Fuente: Elaboración propia a partir de CST.

Los valores finales utilizados de las variables se pueden visualizar en la figura 47.

Figura 47. Valores de las variables físicas del filtro final.

Name	Expression
t	= 0,22
b	= 4
a	= 0,6
L	= 8,65
Lp1	= 5,8679671754271
length	= 1,6
hc1	= 2,5190414783838
ac	= 0,4479
bc	= 1,5
Lc	= 5
wy12	= 1,2030234631009
wy23	= 6,7087192278287
Lp2	= 6,1239753973028

Fuente: Elaboración propia a partir de CST.

De este apartado, se puede concluir que se hizo un estudio acertado, pues si se presta atención a la tabla 4, se puede comprobar que los valores optimizados son muy próximos a los iniciales. El que más variación presenta únicamente es del 1,2%.

Tabla 4. Variables optimizadas.

Valores	h_{c1} (mm)	L_{p1} (mm)	L_{p2} (mm)	W_{y12} (mm)	W_{y23} (mm)
Inicial	2,5	5,8	6,12	1,2	6,75
Optimizado	2,519	5,868	6,124	1,203	6,709
Variación (%)	0,76	1,17	0,07	0,25	0,61

Fuente: Elaboración propia.

En este punto, ya se ha conseguido uno de los objetivos principales, que era la implementación de un filtro paso banda de orden cuatro a partir de resonadores combline. El siguiente reto, es el de la introducción de ceros de transmisión.

Capítulo 5. INTRODUCCIÓN DE CEROS DE TRANSMISIÓN.

En este capítulo, el objetivo va a ser el diseño de unas ventanas de transmisión que se ubican entre los resonadores combline de forma que su estructura permita la introducción de ceros de transmisión. Para ello, se realizará un análisis de varias ventanas de transmisión. Finalmente se escogerá una de ellas y se analizará mediante el programa AWR si es posible la introducción de ceros.

5.1 Análisis de la ventana de transmisión para la obtención de ceros.

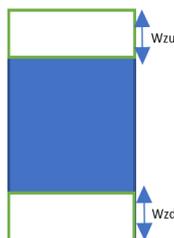
Se parte del artículo titulado “Direct Synthesis and Design of Dispersive Waveguide Bandpass Filters”, ref. [13], donde se analiza cómo las dimensiones físicas de la ventana de transmisión afectan en la introducción de ceros en un filtro paso banda construido con iris inductivos. En este estudio, se examina la influencia de cada parámetro físico de la ventana de transmisión en la constante de inversión K . Esto implica entender cómo cada parámetro afecta la pendiente de K en función de la frecuencia o su impacto en la ordenada en el origen. Se demuestra que la variación de algunos parámetros no afecta el valor de K , mientras que otros solo influyen la pendiente o la ordenada en el origen. De esta manera, se puede controlar la ubicación de los ceros.

Es importante mencionar que este estudio se centra en filtros construidos con iris inductivos y no es aplicable a filtros combline. A pesar de esto, se seguirá un procedimiento similar con el objetivo de lograr un efecto parecido.

A continuación, se van a estudiar diferentes tipos de ventanas de transmisión. Primero, se encuentra un boceto de la ventana en el que la parte azul sería metal y la parte blanca aire. En segundo lugar, se muestra un barrido de las distintas variables que conforman la ventana. El procedimiento consiste en fijar todas las variables menos una y realizar un barrido de la variable restante. De esta forma se observa como contribuye a la constante K y a su pendiente.

El boceto del primer tipo de ventana de transmisión que se va a estudiar es el mostrado en la figura 48.

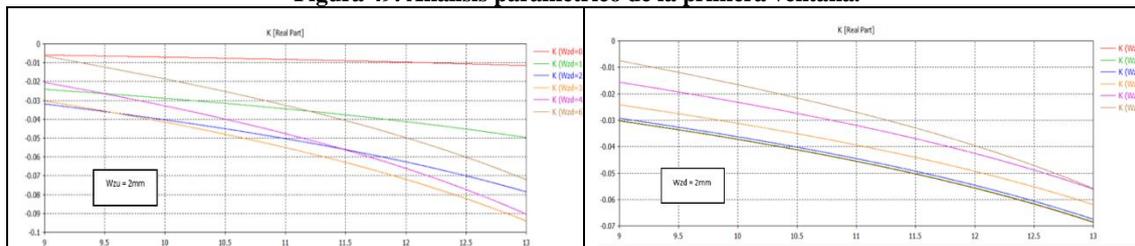
Figura 48. Boceto primera ventana de transmisión.



Fuente: Elaboración propia.

Posteriormente, se realiza el análisis paramétrico, fijando W_{zu} y variando W_{zd} y viceversa.

Figura 49. Análisis paramétrico de la primera ventana.

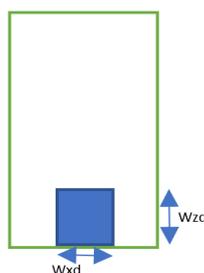


Fuente: Elaboración propia a partir de CST.

Como se puede observar en la figura 49, este tipo de ventana no parece una buena opción, pues no se consiguen ceros de transmisión, puesto que para ninguna de las combinaciones de los parámetros geométricos se consigue que K pase por cero.

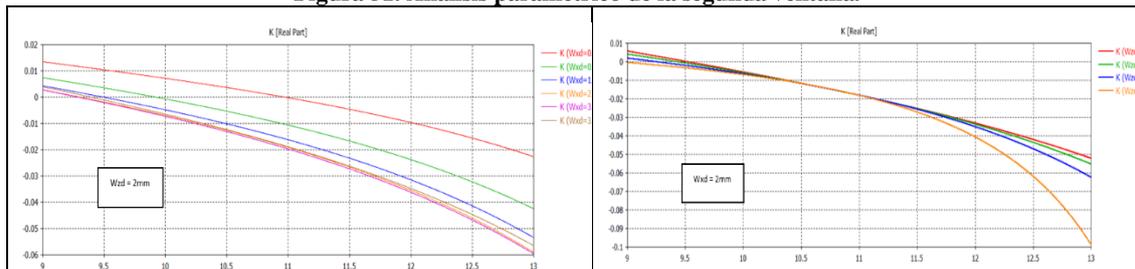
Seguidamente, se realiza el mismo proceso con la ventana de la figura 50, en este caso con las variables Wzd y Wxd .

Figura 50. Boceto segunda ventana de transmisión.



Fuente: Elaboración propia.

Figura 51. Análisis paramétrico de la segunda ventana.

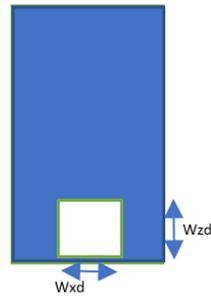


Fuente: Elaboración propia a partir de CST.

Como se puede visualizar en la figura 51, en esta ocasión sí que se consiguen ceros de transmisión. Sin embargo, no se alcanzan los valores de K que se están buscando a la frecuencia de 11 GHz, que serían de entre $-0,02$ y $-0,03$.

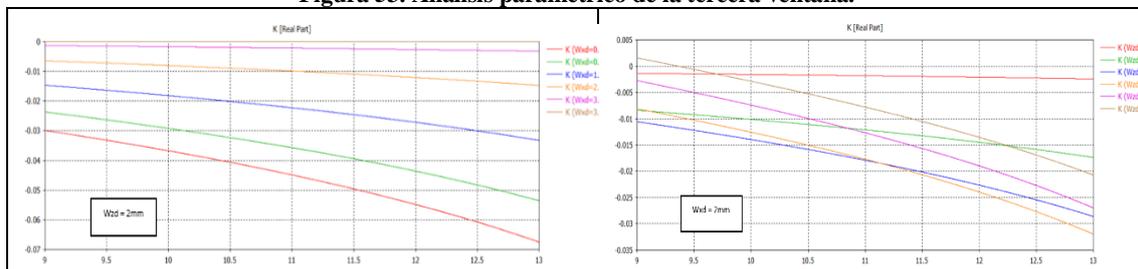
Por ello, se vuelve a realizar el método habitual con un nuevo diseño de ventana, que se puede visualizar en la figura 52, de nuevo con las variables Wxd y Wzd

Figura 52. Boceto tercera ventana de transmisión.



Fuente: Elaboración propia.

Figura 53. Análisis paramétrico de la tercera ventana.

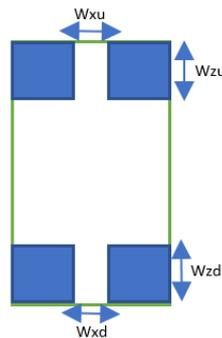


Fuente: Elaboración propia a partir de CST.

En esta ocasión, en la figura 53, se observa que únicamente se consigue un cero de transmisión para la combinación de $Wzd = 2 \text{ mm}$ y $Wxd = 2 \text{ mm}$. No parece una buena opción de ventana de transmisión, de manera que se va a incrementar el número de variables.

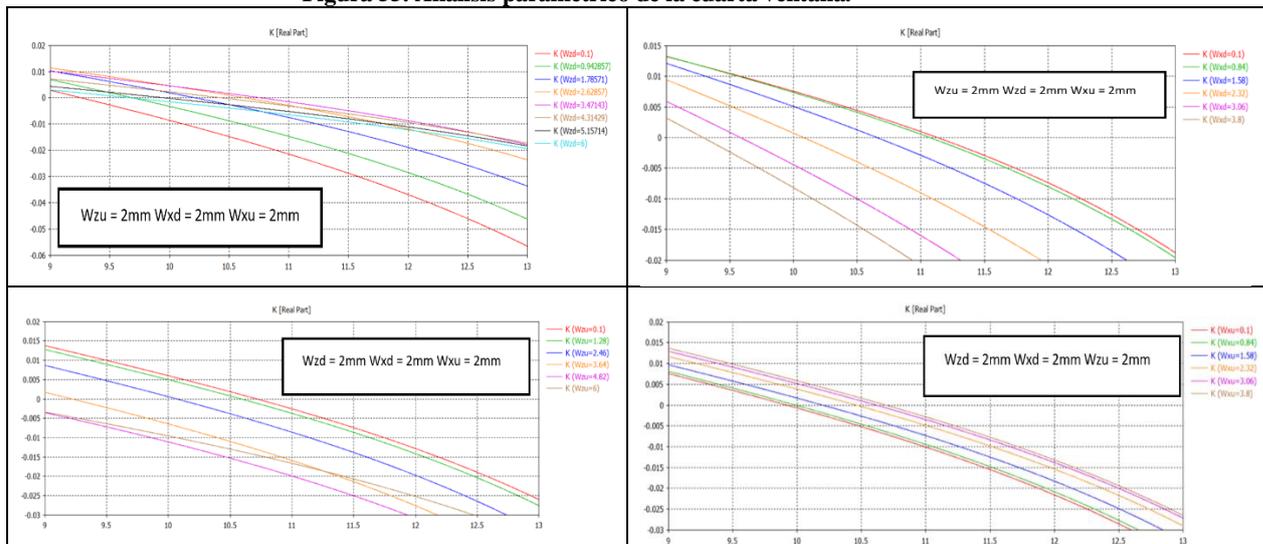
De esta forma, se vuelve a emplear el método habitual con la ventana de la figura 54, donde en este caso tenemos cuatro variables geométricas.

Figura 54. Boceto cuarta ventana de transmisión.



Fuente: Elaboración propia.

Figura 55. Análisis paramétrico de la cuarta ventana.

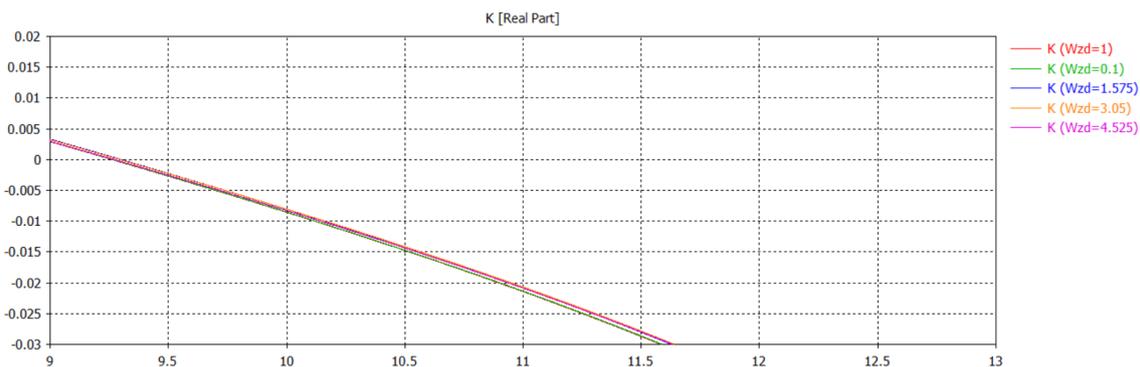


Fuente: Elaboración propia a partir de CST.

Como se puede observar en la figura 55, variando el valor de Wzd se pueden obtener ceros tanto a la izquierda como a la derecha de 11 GHz. Con este parámetro, varía tanto la pendiente de K como el valor de K . Con Wxd se controla la pendiente principalmente. Por otro lado, tanto la variación de Wxu como la de Wzu apenas afectan a la pendiente, y sí que influyen en el valor de K .

También es importante añadir que, si se fija Wxd a 3,8 mm para obtener la mayor pendiente posible, se observa que, si realizamos un barrido de la variable Wzd , la K ni su pendiente varían, tal y como se puede observar en la figura 56.

Figura 56. Barrido de Wzd habiendo fijado Wxd en 3,8 mm en la ventana 4.

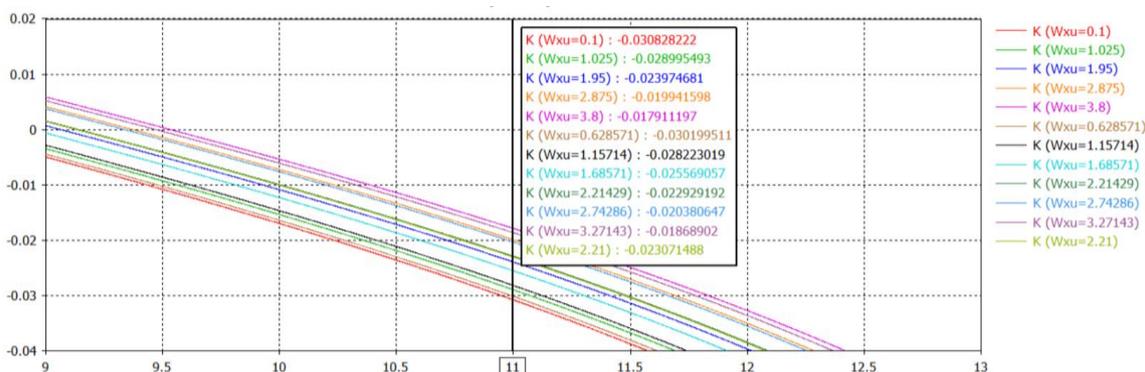


Fuente: Elaboración propia a partir de CST.

A continuación, el procedimiento que se sigue consiste en fijar la Wzu en 2,5 mm, de manera que de esta forma la pendiente se podría variar con Wxd y la K se podría variar únicamente con la variable Wxu .

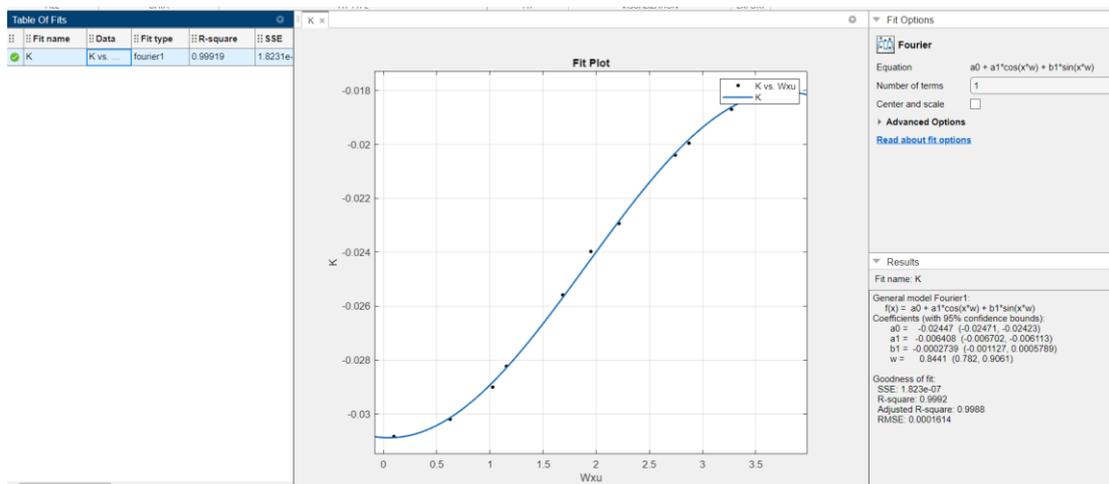
Posteriormente, mediante el uso de *curve fitter* del programa *Matlab*, se establece una relación de K en función de Wxu a partir de los datos obtenidos con CST mostrados en la figura 57. La expresión obtenida se puede observar en la figura 58. Se trata de la ecuación (41).

Figura 57. K obtenida tras barrido de Wxu de la ventana 4.



Fuente: Elaboración propia a partir de CST.

Figura 58. K en función de la variable Wxu de la ventana 4.



Fuente: Elaboración propia a partir de Matlab.

$$K = a0 + a1\cos(w_{xu}r) + b1\sen(w_{xu}r) \quad (41)$$

$$\text{con } a0 = -0,02447$$

$$a1 = -0,006408$$

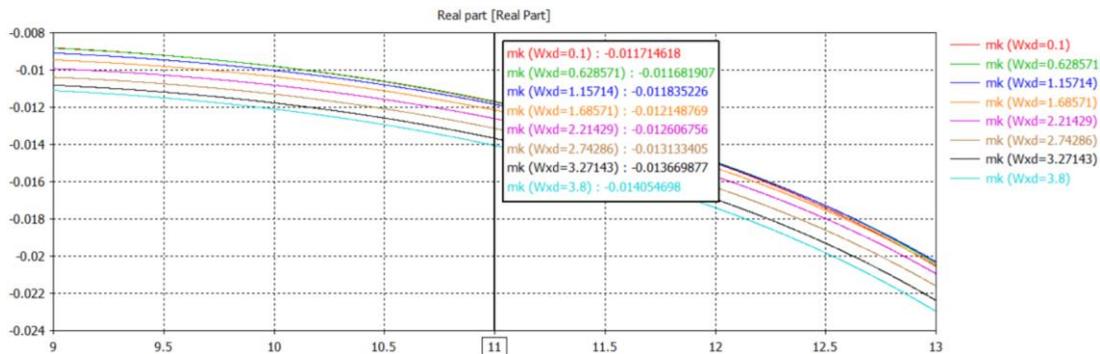
$$b1 = -0,0002739$$

$$r = 0,8441$$

Como se puede observar en la figura 58, la utilización de este modelo de cálculo de la K en función de Wxu, presenta un valor de la R-square es del 99,9%. Este valor estadístico, significa que el valor de la K vendría recuperado en un 99,9% de los casos por este modelo, es decir por la variable Wxu.

Finalmente, tendría sentido realizar el mismo proceso para obtener una expresión de la pendiente de K, 'mk', en función de la variable Wxd. Sim embargo, resulta imposible modificar la pendiente sin modificar el valor de K. Es por ello por lo que se decide fijar el valor de Wxd en 3,8 mm, que, como se puede observar en la figura 59, es el valor que proporciona la pendiente más alta.

Figura 59. Pendiente mk obtenida tras barrido de W_{xd} de la ventana 4.



Fuente: Elaboración propia a partir de CST.

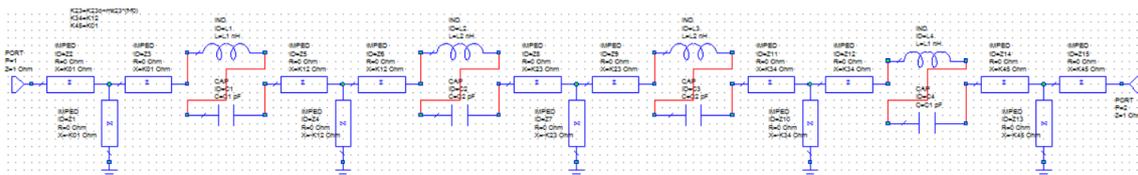
5.2 Análisis de la introducción de ceros con la ventana elegida.

En la presente subsección, se va a analizar mediante el programa AWR si existe la posibilidad de llevar a cabo la introducción de ceros mediante la ventana escogida.

En cuanto a la introducción de los ceros, en un principio se pueden introducir con cualquier inversor, y no habría prácticamente cambios en la respuesta del filtro. Es por ello por lo que se decide implementar el cero en el inversor central, cuya constante de inversión es la K_{23} , pues es la constante que presenta un valor menor, concretamente de 0,02515, por lo que debería ser más fácil de alcanzar. Además, si se presta atención a la figura 57, se llega a la conclusión de que no debería suponer un problema alcanzar dicho valor de K .

En primer lugar, se crea el esquemático equivalente del filtro, mostrado en la figura 60.

Figura 60. Circuito equivalente del filtro combline de orden 4.



Fuente: Elaboración propia a partir de AWR.

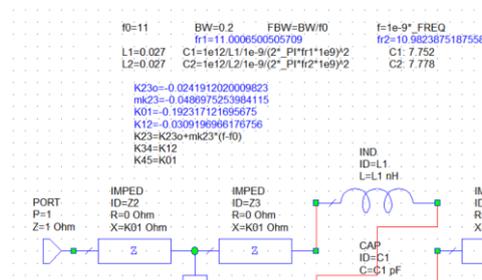
En segundo lugar, se introduce en AWR la ecuación (42), que servirá para implementar el rango de valores de K_{230} y de mk_{23} que permite la ventana de transmisión elegida en la subsección anterior. Como se puede observar en la figura 57, los valores de K_{230} pueden variar aproximadamente entre -0,015 y -0,031. En la figura 59, se visualiza que mk_{23} puede variar entre -0,010 y -0,015.

$$K_{23} = K_{230} + mk_{23}(f - f_0) \quad (42)$$

Así pues, en la figura 61, se muestra la implementación tanto de la anterior ecuación, como del resto de parámetros que forman parte tanto del circuito como de la optimización posterior. La

explicación de por qué únicamente se introduce la expresión de K_{23} es debido a que como se ha comentado, en el resto de los inversores no se van a implementar ceros.

Figura 61. Parámetros filtro K versus f en AWR para el análisis de la ventana 4.



Fuente: Elaboración propia a partir de AWR.

En tercer lugar, una vez se ha creado todo el esquemático, el paso a seguir es el de llevar a cabo la optimización. Para ello, se escogen las variables que van a ser objeto de optimización y se introducen en el programa los objetivos correspondientes de la optimización. En la figura 62, se muestra la configuración de variables elegida para la optimización.

Figura 62. Configuración de variables a optimizar en el filtro K versus f.

Document	Element	ID	Parameter	Value	✓ Tune	✓ Optimize	✓ Constrain	Lower	Upper	Step
Filtro K ideal	EQN	f0	11		<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>			
Filtro K ideal	EQN	L	0.027		<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>			
Filtro K ideal	EQN	BW	0.2		<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>			
Filtro K versus f	EQN	K12	-0.0309196966176796		<input checked="" type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>	-0.5	0	
Filtro K versus f	EQN	fr1	11.0006500505709		<input checked="" type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>	10.5	11.5	
K cap	EQN	mk	-0.004555		<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	-0.01		
K ind	EQN	Ko	-0.0577		<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>		-0.0001	
Filtro K versus f	EQN	L2	0.027		<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>			
Filtro K versus f	EQN	L1	0.027		<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>			
Filtro K versus f	EQN	K23o	-0.0241912020009823		<input checked="" type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>	-0.5	0	
Filtro K versus f	EQN	BW	0.2		<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>			
Filtro K versus f	EQN	fr2	10.9823875187558		<input checked="" type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>	10.5	11.5	
K cap	EQN	Ko	0.00188		<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	0.0001	0.01	
K ind	EQN	f0	11		<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>			
Filtro K versus f	EQN	K01	-0.192317121695675		<input checked="" type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>	-0.5	0	
Filtro K versus f	EQN	f0	11		<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>			
K cap	EQN	f0	11		<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>			
K ind	EQN	mk	-0.0055		<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	-0.01		
Filtro K versus f	EQN	mk23	-0.0486975253984115		<input checked="" type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>	-0.1	0	
Filtro K ideal	IMPED	Z1	R	0	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>			

Fuente: Elaboración propia a partir de AWR.

En cuanto a la figura 63, se visualizan los objetivos de la optimización. Respecto al primero de los objetivos busca que una conservación de la respuesta en banda. En cuanto al segundo establece el límite a partir del cual se situará el primer cero de transmisión. El tercer objetivo no incluye un cero de transmisión, simplemente busca mantener en ese rango de frecuencias el comportamiento habitual del filtro paso banda.

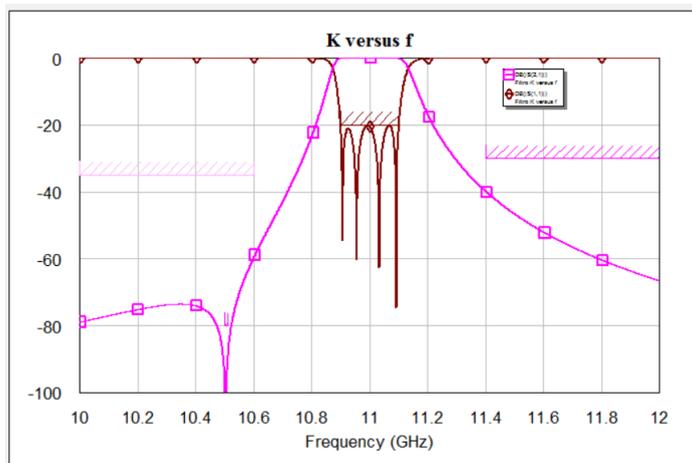
Figura 63. Objetivos del optimizador de AWR de filtro K versus f.

Measurement	Enabled	Cost	Weight	L	X Start	X Stop	Y Start	Y Stop	Type
Filtro K versus f:DB(S(1,1))	<input checked="" type="checkbox"/>	0	0.37	2	10.9 GHz	11.1 GHz	-20	-20	Meas < Goal
Filtro K versus f:DB(S(2,1))	<input checked="" type="checkbox"/>	0	1.6	2	10.5 GHz	10.51 GHz	-80	-80	Meas < Goal
Filtro K versus f:DB(S(2,1))	<input type="checkbox"/>	0	0.86	2	MIN	1.06e+10	-35	-35	Meas < Goal
Filtro K versus f:DB(S(2,1))	<input checked="" type="checkbox"/>	0	200	2	11.4 GHz	MAX	-30	-30	Meas < Goal

Fuente: Elaboración propia a partir de AWR.

Una vez se realiza la optimización, se obtiene la respuesta esperada. Tal y como se visualiza en la figura 64, se puede comprobar que, efectivamente, con la ventana de transmisión creada se puede introducir un cero de transmisión a la frecuencia de 10,5 GHz, y mantener la respuesta del filtro en la banda de paso.

Figura 64. Simulación del filtro K versus f con introducción de cero de transmisión.



Fuente: Elaboración propia a partir de AWR.

En cuanto a la introducción de ceros a la derecha de la banda de paso, se demostró que se pueden introducir mediante ventanas de transmisión en la subsección anterior. Sin embargo, no se conseguían valores de la constante de inversión K adecuados que permitiesen mantener el funcionamiento del filtro.

Capítulo 6. CONCLUSIONES.

En este Trabajo de Fin de Grado, se ha cumplido con éxito el objetivo primordial de diseñar y elaborar un filtro de cuarto orden empleando para ello la tecnología de resonadores combline. A lo largo del proyecto, se han abordado diversos aspectos teóricos y prácticos que han permitido alcanzar este objetivo de manera efectiva.

En el Planteamiento Teórico, se han presentado las bases necesarias para comprender el diseño de diferentes tipos de filtros, tales como paso bajo, banda eliminada y paso banda. El trabajo se ha centrado en este último tipo de filtro. Además, se ha explicado detalladamente la metodología para diseñar filtros paso banda mediante la alternancia de resonadores e inversores, estableciendo así la base principal del proyecto.

Para el diseño del filtro paso banda de cuarto orden, se ha demostrado qué variables físicas influyen en aspectos clave como la frecuencia de resonancia del filtro. Por ejemplo, se ha comprobado que la longitud del cilindro metálico central dentro de la cavidad resonante es una variable crucial que debe ajustarse con precisión para alcanzar la frecuencia de resonancia deseada.

Asimismo, se ha demostrado que el tamaño de la ventana de transmisión no afecta significativamente a la frecuencia de resonancia, pero sí tiene un impacto considerable en la constante de inversión K del inversor. Este hallazgo es fundamental, ya que la constante de inversión K es un parámetro esencial en el diseño de filtros paso banda.

Otro aspecto importante del trabajo ha sido el análisis de la ventana de transmisión que acoplaba ambos resonadores combline y su papel en la introducción de ceros de transmisión. Se ha comprobado que la ventana de transmisión desempeña un papel fundamental en este proceso, permitiendo controlar de manera efectiva las frecuencias eliminadas y mejorando así la selectividad del filtro.

Con todo ello, se puede concluir que se ha conseguido cumplir el objetivo primordial del Trabajo de Fin de Grado, consistente en la elaboración de un filtro de cuarto orden implementado mediante la tecnología de resonadores combline. El análisis detallado de las medidas físicas de las ventanas de transmisión que conectan los resonadores ha sido clave para introducir ceros de transmisión de forma controlada, cumpliendo así con los requisitos de precisión y de rendimiento buscados.

En resumen, el trabajo ha demostrado la viabilidad y eficacia de utilizar resonadores combline para llevar a cabo la implementación de filtros de tipo paso banda de alta precisión, aportando una solución funcional y estableciendo una base sólida para futuros desarrollos e investigaciones en el campo de los filtros en telecomunicaciones.



Capítulo 7. LÍNEAS FUTURAS.

A lo largo de este Trabajo de Fin de Grado, se ha demostrado con éxito la capacidad de implementar ceros de transmisión tanto a la derecha como a la izquierda de la frecuencia central, lo que representa un avance significativo en el control de la respuesta en frecuencia del filtro. No obstante, uno de los desafíos encontrados ha sido la dificultad de lograr ambos ceros de forma simultánea manteniendo unos valores adecuados de la constante de inversión K .

Uno de los puntos importantes para futuras investigaciones es explorar otras estructuras de acoplo entre resonadores que permitan ubicar ceros de transmisión más cercanos a la banda de paso. En el diseño desarrollado, los ceros de transmisión se han incorporado mediante ventanas de transmisión, que, si bien son efectivas, presentan limitaciones respecto a la cercanía de los ceros respecto a la banda de paso.

Otra posible línea puede ser el diseño de resonadores acoplados mediante otras formas geométricas de ventanas de transmisión.

Otra línea de investigación que se puede explorar es la integración de materiales avanzados o de estructuras formadas por varios materiales que puedan ofrecer nuevas capacidades de acoplo. De esta forma se podría potenciar así la capacidad de ajustar los ceros de transmisión con mayor precisión.

En conclusión, las dificultades encontradas en la implementación simultánea de ceros de transmisión en ambos lados de la frecuencia central del filtro ofrecen una valiosa dirección para investigaciones futuras. Las diferentes líneas futuras comentadas pueden guiar el desarrollo de futuros trabajos y ayudar a mejorar el diseño y la implementación de filtros paso banda basados en resonadores combline.



Bibliografía

- [1] F. P. F. V. E. B. E. y. S. C. B. Mariano Baquero Escudero, Apuntes de Líneas de Transmisión (Doble Titulación). Capítulo 1. Análisis de redes., Valencia, 2019.
- [2] F. P. F. V. E. B. E. y. S. C. B. Mariano Baquero Escudero, Apuntes de Líneas de Transmisión (Doble titulación). Capítulo 5. Filtros de microondas., Valencia, 2019.
- [3] S. C. Borrás, Fundamentos de la Teoría de filtros, Universitat Politècnica de València, 2016.
- [4] C. E. Q. Sinche, Diseño, Simulación e Implementación de un Prototipo de Filtro Paso Banda con Tecnología Microstrip en Banda S, 2020.
- [5] D. S. C. B. Dr. Vicente Enrique Boria Esbert, «Tema 5. Filtros de Microondas.» de *Apuntes de Líneas de Transmisión (Doble titulación). Tema 5. Filtros de Microondas.*, Valencia, 2019.
- [6] F. P. F. E. B. E. y. S. C. B. Mariano Baquero Escudero, «Capítulo 2. Redes de dos accesos.» de *Apuntes de Líneas de transmisión (Doble titulación). Capítulo 2. Redes de dos accesos.*, Valencia, 2019.
- [7] M. B. Escudero, «Diseño de un filtro Compline.» Valencia, 2024.
- [8] F. P. Foix, «Laboratorios Virtuales UPV. Filtros Chebyshev o Butterworth.» [En línea]. Available: <https://labmatlab.upv.es/eslabon/Filtros/>. [Último acceso: 15 04 2024].
- [9] C. A. Balanis, Antenna Theory: Analysis and Design, Wiley, 1982.
- [10] D. M. Pozar, Microwave Engineering, vol. 4, John Wiley & Sons, 2011.
- [11] C. Bowick, RF Circuit Design, Pearson Prentice Hall, 1982.
- [12] D. S. C. a. D. C. K. Dr. Vicente Boria, Physical Realization of Microwave Filters Using Circuit and EM Models, 2011.
- [13] H. M. a. K.-L. W. Yan Zhang, «Direct Synthesis and Design of Dispersive Waveguide Bandpass Filters.» 2020.

Anexo ODS

Grado de relación del trabajo con los Objetivos de Desarrollo Sostenible (ODS).

Objetivos de Desarrollo Sostenibles	Alto	Medio	Bajo	No procede
ODS 1. Fin de la pobreza.				X
ODS 2. Hambre cero.				X
ODS 3. Salud y bienestar.			X	
ODS 4. Educación de calidad.	X			
ODS 5. Igualdad de género.				X
ODS 6. Agua limpia y saneamiento.				X
ODS 7. Energía asequible y no contaminante.			X	
ODS 8. Trabajo decente y crecimiento económico.		X		
ODS 9. Industria, innovación e infraestructuras.	X			
ODS 10. Reducción de las desigualdades.				X
ODS 11. Ciudades y comunidades sostenibles.			X	
ODS 12. Producción y consumo responsables.			X	
ODS 13. Acción por el clima.				X
ODS 14. Vida submarina.				X
ODS 15. Vida de ecosistemas terrestres.				X
ODS 16. Paz, justicia e instituciones sólidas.				X
ODS 17. Alianzas para lograr objetivos.				X

Descripción de la alineación del TFG con los ODS con un grado de relación más alto:

En primer lugar, respecto al ODS 4 “Educación de calidad”, este TFG contribuye a la educación en el ámbito de los filtros paso banda. No se encontraban estudios acerca del papel de las ventanas de transmisión en la obtención de ceros de filtros combline.

En segundo lugar, en cuanto al ODS 9 “Industria, innovación e infraestructuras”, el TFG contribuye ampliamente a la innovación tecnológica mediante la optimización del diseño de filtros, mejorando su selectividad y eficiencia, cruciales para las telecomunicaciones avanzadas como las redes 5G.

En cuanto al grado de relación del trabajo respecto al ODS 8 “Trabajo decente y crecimiento económico”, es medio. El motivo es que el avance en algún sector de la tecnología de



telecomunicaciones puede impulsar la innovación, la productividad y, en consecuencia, el crecimiento económico y la creación de empleo en el sector.

Finalmente, en cuanto a los ODS 3 “Salud y bienestar”, al 7 “Energía asequible y no contaminante”, al 11 “Ciudades y comunidades sostenibles” y al 12 “Producción y consumo responsables”, se presenta un grado de relación bajo. Esto se debe a que el enfoque principal de este TFG es la mejora de la tecnología de filtros en telecomunicaciones, un área que no impacta directamente en estos objetivos. Sin embargo, la mejora en el sector de las telecomunicaciones puede tener beneficios indirectos para la salud, la sostenibilidad y el uso responsable de recursos.