

UNIVERSIDAT POLITÈCNICA DE VALENCIA
ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR DE INGENIEROS DE TELECOMUNICACIÓN

_ TELECOM ESCUELA
TÉCNICA **VLC** SUPERIOR
DE **UPV** INGENIEROS DE
TELECOMUNICACIÓN



UNIVERSITAT
POLITÈCNICA
DE VALÈNCIA

TRABAJO FIN DE MÁSTER

**DISEÑO Y SIMULACIÓN DE FILTROS
DE BANDA MÚLTIPLE CON TÉCNICAS
DE MULTIPLEXADO ANALÓGICO**

AUTOR: PABLO MICÓ SOLER

TUTOR: DR. SANTIAGO COGOLLOS BORRÁS

COTUTOR: DR. VICENTE ENRIQUE BORJA ESBERT

Trabajo Fin de Máster presentado en la Escuela Técnica Superior de Ingenieros de Telecomunicación de la Universitat Politècnica de València, para la obtención del Título de Máster en Ingeniería de Telecomunicación

Curso 2015-16

Valencia, 4 de julio de 2016

Resumen

En este Trabajo Fin de Máster (TFM) se va a presentar una técnica novedosa para el diseño de filtros de banda múltiple en tecnología de guía de onda. Este nuevo método establece un procedimiento general basado en el diseño de multiplexores analógicos de satélite. Tras realizar una descripción de los fundamentos de síntesis de filtros y de los diferentes tipos de multiplexores de satélite que existen hoy en día, se procederá a mostrar el diseño de un filtro paso-banda, útil para el posterior desarrollo del filtro de múltiples bandas. Por otro lado, se llevará a cabo el desarrollo de una transformación en frecuencia paso-bajo a doble banda de paso y su posterior implementación mediante modelos circuitales. El motivo de ésto es realizar una comparación de las diferentes ventajas que la técnica de diseño de filtros multibanda propuesta proporciona sobre las transformaciones frecuenciales a N bandas. Antes de pasar al desarrollo de la técnica citada, conviene abordar el diseño de un multiplexor de satélite en configuración *manifold*, ya que juega un papel fundamental en el nuevo método de diseño. Para finalizar se expondrán los diferentes resultados obtenidos, tras el diseño de filtros dual-band y 3-band, empleando diversas combinaciones de filtros con órdenes distintos.

Resum

En aquest Treball Fi de Màster (TFM) es va a presentar una tècnica nova per al disseny de filtres de banda múltiple en tecnologia de guia de onda. Aquest nou mètode estableix un procediment general basat en el disseny de multiplexors analògics de satèl·lit. Després de realitzar una descripció dels fonaments de síntesi de filtres i dels diferents tipus de multiplexors de satèl·lit que existixen hui en dia, es procedirà a mostrar el disseny d'un filtre pas-banda, útil per al posterior desenrotllament del filtre de múltiples bandes. D'altra banda, es durà a terme el desenvolupament d'una transformació en freqüència pas-baix a doble banda de pas i la seua posterior implementació per mitjà de models circuitals. El motiu d'açò és realitzar una comparació dels diferents avantatges que la tècnica de disseny de filtres multibanda proposada proporciona damunt les transformacions freqüencials a N bandes. Abans de passar al desenrotllament de la tècnica citada, convé abordar el disseny d'un multiplexor de satèl·lit en configuració *manifold*, ja que juga un paper fonamental en el nou mètode de disseny. Per a finalitzar s'exposaran els diferents resultats obtinguts, després del disseny de filtres dual-band i 3-band, emprant diverses combinacions de filtres amb ordes distints.

Abstract

A novel technique to design multiband microwave filters in waveguide technology is presented in this Master Thesis. This new design method provides a general procedure based on the analog satellite multiplexers design process. Once filter synthesis and multiplexers fundamentals are described, a bandpass filter design process is shown, useful for the multiple band filter development. Furthermore, a low-pass prototype to double band-pass frequency transformation as well as its implementation with circuit models are provided. This mathematical development is aimed to compare the different advantages that the new multiband filter method provides compared to the N-band frequency transformations. Before developing the mentioned technique, it is convenient to introduce a satellite multiplexer design process in manifold configuration, because the process establishes the basics in the multiple bands filter design procedure. To conclude, different results that have been obtained will be exposed, after a dual-band as well as a 3-band filter design process, using several filter order combinations.

Índice general

1. Introducción	1
1.1. Objetivos	2
1.2. Metodología	2
1.2.1. Gestión del TFM	2
1.2.2. Distribución en tareas	3
2. Fundamentos de filtros y multiplexores	5
2.1. Introducción	5
2.2. Síntesis de filtros	5
2.2.1. Transformaciones en frecuencia	7
2.2.1.1. Transformación paso-bajo a paso-bajo	7
2.2.1.2. Transformación paso-bajo a paso-alto	7
2.2.1.3. Transformación paso-bajo a paso-banda	8
2.2.1.4. Transformación paso-bajo a banda eliminada	8
2.2.1.5. Transformación paso-bajo a múltiples bandas de paso	9
2.2.2. Filtros con inversores	10
2.2.3. Prototipo distribuido	12
2.2.4. Ejemplo filtro paso-banda con inversores	14
2.3. Multiplexores	16
2.3.1. IMUX (Multiplexores de entrada)	16
2.3.1.1. Configuración circulador/filtro	17
2.3.1.2. Configuración con filtro direccional	18
2.3.2. OMUX (Multiplexores de salida)	18
2.3.2.1. Configuración en manifold	19
3. La transformación paso-bajo a doble paso-banda	21
3.1. Introducción	21
3.2. Función de transferencia	21
3.3. Implementaciones canónicas	24
3.3.1. Formas de Cauer I y Cauer II	24
3.3.1.1. Cauer I	24
3.3.1.2. Cauer II	25
3.3.2. Formas de Foster I y Foster II	27
3.3.2.1. Foster I	27
3.3.2.2. Foster II	28
3.3.3. Ejemplo filtro doble paso-banda con inversores	29

4. Procedimiento de diseño de un multiplexor	33
4.1. Introducción	33
4.2. Multiplexor basado en <i>manifold</i>	33
4.2.1. Metodología de diseño y optimización	34
4.2.2. Ejemplo diseño de un multiplexor de 2 canales	36
5. Procedimiento de diseño de un filtro N-band	39
5.1. Introducción	39
5.2. Prueba de concepto	39
5.3. Diseño de un filtro N-band	41
5.4. Diseño de un filtro dual-band	44
5.5. Diseño de un filtro 3-band	51
5.6. Comparativa	55
6. Conclusiones y trabajo futuro	61
6.1. Conclusiones	61
6.2. Trabajo futuro	61
Bibliografía	63

Capítulo 1

Introducción

Los sistemas de telecomunicaciones han constituido un gran avance para el desarrollo de la sociedad desde de la segunda mitad del siglo XX. Como es sabido, estos sistemas comparten el espectro radioeléctrico, que es limitado y debe ser utilizado por diferentes aplicaciones y servicios de manera simultánea. De aquí surgió la necesidad de realizar algún tipo de separación en bandas del espectro para conseguir un uso eficiente del mismo. Se asignaron diferentes bandas a distinto tipo de aplicaciones, que a su vez tenían la necesidad de realizar un subdivisión de estas bandas en canales independientes. La búsqueda de un dispositivo capaz de realizar la correspondiente división en bandas o canales de transmisión, motivó el desarrollo de los filtros.

Los filtros juegan un papel fundamental en prácticamente todas las aplicaciones de comunicaciones que se conocen hoy en día. Su función básica es la de seleccionar diferentes canales, rechazando los que no sean de interés para la aplicación en cuestión. Según han ido creciendo los servicios de comunicaciones a prestar, el número de bandas de operación se ha ido incrementando, haciendo necesario el diseño de filtros más versátiles en frecuencia, ya sea por aspectos de selectividad o por el número de bandas que deben de ser capaces de seleccionar.

He aquí donde surge el concepto de filtro multibanda. Diseñar un dispositivo que permita seleccionar más de una banda de trabajo podría resultar muy útil en diferentes sistemas de comunicación. Este hecho ha provocado que el diseño de filtros de banda múltiple sea un tema que lleva en boga algunos años. El motivo de que no exista ningún método general para el diseño de los mismos, ha dado lugar a la sola existencia de métodos *ad-hoc* muy concretos, que no han dado pie a su desarrollo masivo.

En el transcurso de este Trabajo de Fin de Máster se va a tratar de introducir una técnica novedosa para el diseño de filtros multibanda mediante el empleo de métodos de diseño utilizados en multiplexores analógicos. La tecnología en la que se va a implementar este tipo de filtros multibanda es en guía de onda, utilizada en los sistemas de comunicaciones por satélite.

Este primer capítulo tiene la intención de aportar una visión general del proceso seguido a la hora de desarrollar el Trabajo Fin de Máster, tanto desde el punto de vista de los objetivos que han sido marcados, como de la metodología de trabajo seguida.

Los resultados obtenidos han sido validados mediante las herramientas de simulación MWO y FEST, utilizando el software MATLAB para la elaboración de las diferentes gráficas.

1.1. Objetivos

El objetivo fundamental que se persigue con la elaboración de este Trabajo Fin de Máster es la obtención de un método de diseño general para filtros multibanda de tipo Chebyshev en tecnología de guía de onda.

Para ello, previamente es necesario definir unos objetivos de menor importancia, necesarios para la consecución del principal.

Inicialmente, se establecerá como primer paso el diseño de un filtro paso-banda con inversores y su transformación a la tecnología de guía de onda. Seguidamente, se procederá al diseño de un multiplexor de canal de satélite en configuración *manifold*. Estos dos pasos son fundamentales, ya que formarán parte del proceso de diseño del filtro multibanda.

Por otro lado, el trabajo propone el desarrollo de una transformación frecuencial que proporcione una conversión del dominio del prototipo paso-bajo a una doble banda de paso. El motivo de este objetivo, es realizar una comparación entre el procedimiento de diseño de filtros de banda múltiple aplicando transformaciones en frecuencia a N bandas de paso, respecto al proceso de diseño general que se plantea en este trabajo.

1.2. Metodología

Seguidamente se expondrán las diferentes partes en las que se ha dividido la gestión del trabajo así como las distribución de las diversas tareas a realizar.

1.2.1. Gestión del TFM

El trabajo ha sido estructurado en 6 capítulos:

- **Capítulo 1:** Se pretende contextualizar la motivación general del TFM y exponer las diferentes fases llevadas a cabo para la elaboración del mismo.
- **Capítulo 2:** Este capítulo tiene la intención de presentar los fundamentos básicos de la teoría de síntesis de filtros. De igual modo aborda el proceso de transformación de un filtro mediante elementos concentrados a tecnología de guía de onda. Para ilustrar el proceso de diseño, se recurre a la elaboración de un ejemplo de un filtro paso-banda mediante inversores. Por otro lado, el capítulo trata de dar un visión general de qué es y cuál es la función de un multiplexor de canal de satélite, presentando las diferentes configuraciones posibles a la hora de diseñar tanto multiplexores de entrada (IMUX) como de salida (OMUX).
- **Capítulo 3:** Recoge el desarrollo de una función de transferencia que permite la transformación del dominio paso-bajo a doble banda de paso. Además, se han obtenido 4 circuitos canónicos, utilizando las formas de Cauer y Foster, los cuales permiten la implementación descrita, mediante el diseño de un filtro con inversores.
- **Capítulo 4:** Aborda el método general que se sigue a la hora de diseñar multiplexores en guía de onda en su configuración de *manifold*.
- **Capítulo 5:** Tras presentar la técnica de diseño de multiplexores en el capítulo 4, se expondrá el procedimiento de diseño de filtros de banda múltiple basado en la técnica de obtención de multiplexores analógicos.

- **Capítulo 6:** Por último, en el capítulo final, se recogen las conclusiones obtenidas tras la elaboración del trabajo y se plantean posibles líneas de trabajo futuro.

1.2.2. Distribución en tareas

Las diferentes tareas que han sido llevadas a cabo para la elaboración del trabajo, podrían sintetizarse de la siguiente forma:

- **Documentación:** Búsqueda y lectura de diversos libros y artículos científicos relacionados con la materia en cuestión.
- **Diseño de un filtro paso-banda:** Abordar los fundamentos de diseño de filtros e ilustrar la técnica mediante un ejemplo de diseño.
- **Obtención de la transformación paso-bajo a doble paso-banda:** Desarrollo de una función impedancia para la obtención de una transformación en frecuencia que permita la obtención de dos bandas paso. Seguidamente, el desarrollo de un modelo circuital que facilite la implementación de la transformación a doble paso-banda.
- **Diseño de un multiplexor:** Mostrar la técnica general para la obtención de un multiplexor en su configuración *manifold*, en tecnología de guía de onda.
- **Diseño de un filtro multibanda:** Presentar el método seguido para el diseño final de un filtro multibanda para filtros de distinto orden con respuesta Chebyshev, en tecnología de guía de onda.
- **Redacción de la memoria:** Antes de proceder con la redacción de la memoria, se ha tenido que dedicar un tiempo a la familiarización del editor de texto Textmaker que utiliza el sistema de composición de texto LaTeX. Tras aprender el funcionamiento de la herramienta Textmaker, finalizar la lectura de la documentación necesaria para el desarrollo de la memoria y una vez concluido el desarrollo del trabajo y las simulaciones pertinentes, se procederá a la redacción de la misma.

Capítulo 2

Fundamentos de filtros y multiplexores

2.1. Introducción

Los filtros de microondas y los multiplexores han sido y son utilizados en innumerables aplicaciones en los sistemas de comunicaciones. Ambos dispositivos son pasivos, pero mientras que los filtros tienen como función seleccionar una banda de frecuencia concreta, los multiplexores se suelen utilizar para separar señales de banda ancha en diferentes canales o para combinar canales separados formando una señal de varios canales.

El presente capítulo tiene el objetivo de introducir el método de síntesis de filtros de microondas, basados en las transformaciones en frecuencia, de igual modo, resumir el diseño de filtros mediante inversores de inmitancia. De la misma forma, se expondrá someramente qué es un multiplexor, cuál es la función que desempeña tanto a la entrada como a la salida de una cadena satelital y las diferentes configuraciones de los mismos.

Inicialmente se procederá al diseño mediante elementos concentrados, para a continuación explicar la metodología de conversión a la tecnología de guía de onda. Para la elaboración de este capítulo se ha seguido el proceso descrito en [1] y [2].

2.2. Síntesis de filtros

Un filtro es un dispositivo pasivo (se entiende como pasivo, lineal e invariante en el tiempo) de dos accesos que tiene la función de permitir la transmisión en una determinada banda de paso y de bloquearla en lo que se conoce como banda eliminada.

Existen diferentes métodos para la síntesis de un filtro: el método de estructuras periódicas, el del parámetro imagen o el método de las pérdidas de inserción, en el cual se centrará esta sección, ya que es el más extendido.

El procedimiento a seguir para el diseño de un filtro por el método de las pérdidas de inserción atiende a los siguientes pasos:

- **Obtención de las especificaciones paso-bajo a partir de los requerimientos reales del filtro:** Tanto la banda de paso real ω_c , como la banda eliminada ω_s se convierten en bandas en el dominio transformado $\omega'_c = 1$ y ω'_s . Evidentemente, el tipo de respuesta del filtro, ya sea paso-bajo, paso-alto, paso-banda o banda eliminada se transforma a una respuesta de tipo paso-bajo. La atenuación en la banda de paso L_P y la atenuación en la banda eliminada L_S indicarán posteriormente el orden que debe tener el filtro.

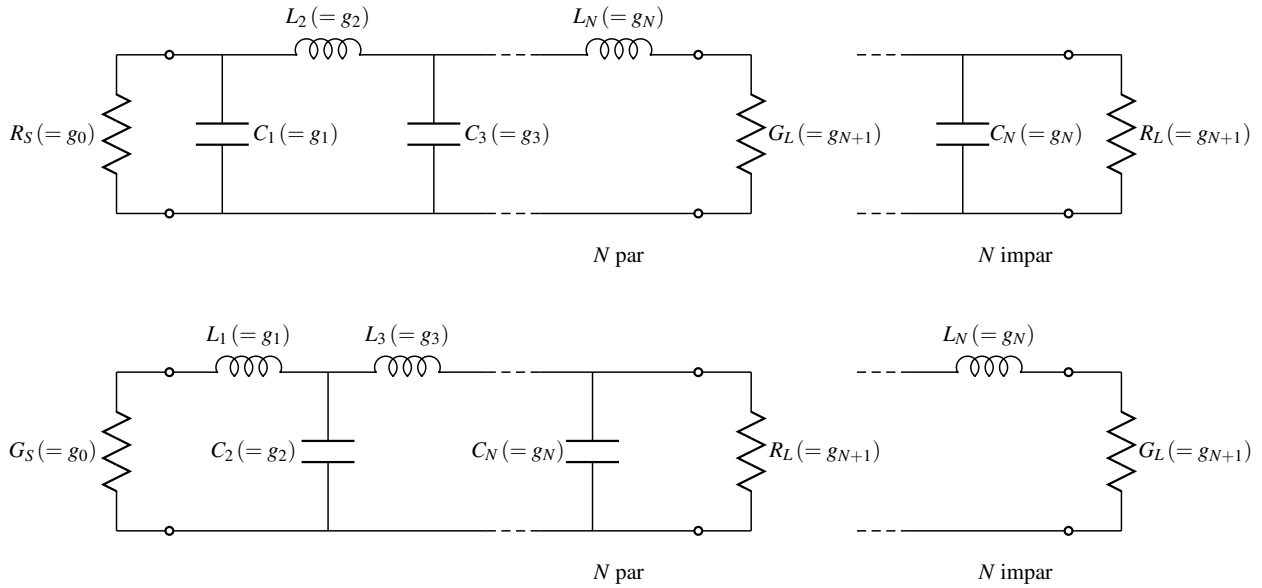


Figura 2.1: Redes en escalera para el prototipo de filtros paso-bajo (órdenes par e impar). Abajo aparecen las redes duales.

- **Obtención del orden del filtro además de los valores de los elementos concentrados que conforman el prototipo paso-bajo:** El prototipo paso-bajo está formado por una red en escalera conformada por elementos resistivos, capacitivos e inductivos. La figura 2.1 ilustra la configuración descrita, tanto para el caso de orden par o impar, o bien se comience la red con un elemento capacitivo o inductivo. Los coeficientes g_k se pueden extraer de tablas o aplicando las expresiones descritas en [3]. En este caso, las fórmulas empleadas son las que afectan a filtros de tipo Chebyshev. Los coeficientes g_0 y g_{N+1} hacen referencia a los valores de impedancia de fuente y carga respectivamente. Cabe decir que todos coeficientes están normalizados.
- **Realizar la transformación en frecuencia y aplicar una desnormalización de impedancia:** Tras la obtención de los valores de los coeficientes del prototipo paso-bajo, es necesario aplicar las transformaciones en frecuencia presentes en las expresiones 2.4, 2.6, 2.8 y 2.12 que se desglosarán con más profundidad posteriormente. Para finalizar, cabe recordar que, al estar los coeficientes normalizados, se ha de proceder a la desnormalización de los elementos capacitivos o inductivos atendiendo a las expresiones que se presentan a continuación:

$$L = \bar{L}Z_0 \quad (2.1)$$

$$C = \frac{\bar{C}}{Z_0} \quad (2.2)$$

donde \bar{L} y \bar{C} son los valores de bobinas y condensadores normalizados, mientras que Z_0 es la impedancia de referencia.

Tras la consecución de este último paso, ya se habrían conseguido los valores de los elementos concentrados necesarios para el filtro exigido. El modo de implementación de estos condensadores y bobinas en bandas de microondas queda fuera del objetivo de este capítulo.

2.2.1. Transformaciones en frecuencia

En esta subsección se va a proceder a la explicación, con cierto grado de detalle, de las diferentes transformaciones en frecuencia necesarias para la conversión del dominio del prototipo paso-bajo a la banda de interés real. De igual modo, se presentaran los modelos circuitales correspondientes a la implementación de cada una de dichas transformaciones.

La notación que se empleará en las diversas expresiones de las transformaciones se muestra seguidamente:

$$S = \Sigma + j\Omega \quad (2.3a)$$

$$s = \sigma + j\omega \quad (2.3b)$$

La expresión 2.3a hace referencia a las variables del prototipo paso-bajo, mientras que la expresión 2.3b indican las variables del filtro real requerido.

2.2.1.1. Transformación paso-bajo a paso-bajo

Esta transformación no es más que el resultado de realizar una desnormalización en frecuencia. Se desea trasladar una banda $-1 < \Omega < 1$ del dominio paso-bajo al rango $-\omega_c < \omega < \omega_c$ en el dominio real. La transformación aplicada tiene la siguiente forma:

$$\Omega = \frac{\omega}{\omega_c} \quad (2.4)$$

El resultado que esta transformación provoca es que los elementos del prototipo paso-bajo ya sean inductancias o capacitancias se dividan por la ω_c .

$$L = \frac{L_n}{\omega_c} \quad (2.5a)$$

$$C = \frac{C_n}{\omega_c} \quad (2.5b)$$

2.2.1.2. Transformación paso-bajo a paso-alto

La transformación paso-bajo a paso-alto tiene la finalidad de llevar la banda $-1 < \Omega < 1$ del prototipo paso-bajo al rango de frecuencias comprendido entre $\omega_c < \omega < +\infty$, para el caso de frecuencias positivas y $-\infty < \omega < -\omega_c$ para la parte negativa. La expresión tiene la siguiente forma:

$$\Omega = -\frac{\omega_c}{\omega} \quad (2.6)$$

Al contrario que en el caso anterior, en el que tanto los condensadores como las bobinas eran divididos por la pulsación, en este caso se produce un intercambio de elementos.

$$L = \frac{1}{C_n \omega_c} \quad (2.7a)$$

$$C = \frac{1}{L_n \omega_c} \quad (2.7b)$$

2.2.1.3. Transformación paso-bajo a paso-banda

Sin duda esta transformación es la más empleada. El objetivo es convertir $-1 < \Omega < 1$ a una frecuencia o pulsación central ω_0 , delimitada por ω_1 y ω_2 , tal que la banda quedaría comprendida en el rango $\omega_1 < \omega < \omega_2$ para el caso positivo y $-\omega_2 < -\omega < -\omega_1$ para la parte negativa. La transformación paso-bajo a paso-banda es

$$\Omega = \frac{1}{\Delta\omega} \frac{\omega^2 - \omega_0^2}{\omega} \quad (2.8)$$

donde

$$\omega_0 = \sqrt{\omega_1\omega_2} \quad (2.9a)$$

$$\Delta\omega = \omega_2 - \omega_1 \quad (2.9b)$$

En esta ocasión, la conversión de los elementos reactivos es más compleja. La bobina pasará a ser un circuito LC serie, con los siguientes valores de L y C

$$L = \frac{L_n}{\Delta\omega} \quad (2.10a)$$

$$C = \frac{\Delta\omega}{L_n\omega_0^2} \quad (2.10b)$$

, por su parte, el condensador se transformará en otro circuito LC pero en este caso paralelo, cuyos valores serán

$$L = \frac{\Delta\omega}{C_n\omega_0^2} \quad (2.11a)$$

$$C = \frac{C_n}{\Delta\omega} \quad (2.11b)$$

2.2.1.4. Transformación paso-bajo a banda eliminada

En este caso, la pulsación $\Omega = 1$ se traslada a las pulsaciones ω_1 y $-\omega_2$ y $\Omega = -1$ se convierte en $-\omega_1$ y ω_2 . La transformación paso-bajo a banda-eliminada es

$$\Omega = -\Delta\omega \frac{\omega}{\omega^2 - \omega_0^2} \quad (2.12)$$

donde

$$\omega_0 = \sqrt{\omega_1\omega_2} \quad (2.13a)$$

$$\Delta\omega = \omega_2 - \omega_1 \quad (2.13b)$$

De forma contraria al caso paso-banda, los elementos inductivos y capacitivos se convierten en el circuito dual de la transformación paso-bajo a paso-banda. Los elementos inductivos L pasan a ser resonadores LC paralelo que siguen las siguientes expresiones

$$L = \frac{\Delta\omega L_n}{\omega_0^2} \quad (2.14a)$$

$$C = \frac{1}{\Delta\omega L_n} \quad (2.14b)$$

,por su parte, los elementos capacitivos se transformarán en otro circuito LC pero en este caso serie, cuyos valores serán

$$L = \frac{1}{\Delta\omega C_n} \quad (2.15a)$$

$$C = \frac{\Delta\omega C_n}{\omega_0^2} \quad (2.15b)$$

2.2.1.5. Transformación paso-bajo a múltiples bandas de paso

En las secciones anteriores, se han desarrollado las transformaciones en frecuencia más utilizadas, pero en todo momento se han tratado desde un punto de vista particular. Este apartado tiene como objetivo tratar de generalizar una transformación en frecuencia para pasar del prototipo paso-bajo a un filtro con diversas bandas de paso.

Como anteriormente, la idea es hallar una función $\Omega = X(\omega)$ que nos permita relacionar el dominio del prototipo paso-bajo con la banda o bandas reales de interés. La función $X(\omega)$ o función reactancia, parte imaginaria de la función impedancia $Z(\omega)$, debe ser una función con polos y ceros, por lo que debe tener forma racional.

La función debe tener las siguientes características:

- Debe existir una sucesión de bandas de paso y bandas atenuadas con pulsaciones centrales $\omega_{01}, \omega_{02}, \dots$. Los ceros de la función serán provocados por las bandas de paso en ω_{0i} y por contra, los polos serán generados por las bandas atenuadas en ω_{0j} . Al asumir que existe simetría en el eje de abscisas, se originará un término de la forma $(\omega^2 - \omega_{0i}^2) = (\omega - \omega_{0i})(\omega + \omega_{0i})$ en el numerador de la función, por cada banda de paso. Por otra parte, se insertará un término $(\omega^2 - \omega_{0j}^2)$ por cada banda atenuada, en el denominador de la función de transferencia.
- En el caso de que la banda de paso esté centrada en $\omega = 0$, es necesario que el numerador sea multiplicado por ω , de igual modo que ocurría en la transformación paso-bajo a banda-eliminada. Si $\omega = 0$ es el centro de una banda atenuada, entonces ω multiplicará al denominador, de igual que forma que pasaba en la transformación paso-bajo a paso-banda, caso dual del anterior. El porqué de esto es debido a que si la banda está centrada en el origen del eje de abscisas, no es necesaria su réplica en frecuencias negativas, ya que $\omega = 0$ es a la vez su propia réplica.
- Se necesita un grado de libertad para ajustar las bandas. Esto se realiza con una constante B .
- Se deberá cambiar el signo de $X(\omega)$ suponiendo que ω esté situada en el denominador, debido a que al realizar la sustitución $\omega = s/j$ los coeficientes de s sean positivos.

La función $X(\omega)$ tiene obligatoriamente una de las siguientes formas :

$$X(\omega) = \pm B^{\pm 1} \frac{\omega(\omega^2 - \omega_{02}^2)(\omega^2 - \omega_{04}^2) \dots}{(\omega^2 - \omega_{01}^2)(\omega^2 - \omega_{03}^2) \dots} \quad (2.16a)$$

$$X(\omega) = \pm B^{\pm 1} \frac{(\omega^2 - \omega_{01}^2)(\omega^2 - \omega_{03}^2) \dots}{\omega(\omega^2 - \omega_{02}^2)(\omega^2 - \omega_{04}^2) \dots} \quad (2.16b)$$

Como se ha comentando con anterioridad, B es un parámetro útil para ajustar las bandas que se deberá de obtener. Los centros de las bandas de paso como las atenuadas quedan reflejados mediante

los parámetros $0 < \omega_{01} < \omega_{02} < \dots$ que también deben de obtenerse.

Para comprender mejor la función $X(\omega)$, vamos a centrarnos en la expresión 2.16a. Como se puede observar, la variable ω se encuentra situada en el numerador, lo que quiere decir que la primera banda de paso estará centrada en $\omega = 0$, actuando de filtro paso bajo. Seguidamente se aprecia que ω_{01} se localiza en el denominador, hecho que significa que será la frecuencia central de una banda atenuada. La siguiente banda, centrada en ω_{02} es de paso al encontrarse ω_{02} en el numerador y así de forma sucesiva. Por contra, la expresión 2.16b es la inversa a la anterior, ya que comienza por una banda atenuada con centro en el origen de abscisas y procede de igual forma.

Tras haber obtenido una expresión general que permite obtener el número de bandas de paso y atenuadas que se quiera, el siguiente paso es conseguir la función en el dominio transformado s con el objetivo de obtener posteriormente un modelo circuital que permita implementar la transformación. Evidentemente este modelo se particularizará para un caso concreto de más de una banda y se recurrirá a las formas canónicas de Cauer y Foster recogidas en [4] [5].

La transformación al dominio s es inmediata, debido a que si disponemos de $\Omega = X(\omega)$ conseguimos la función con el cambio $S = j\Omega$ y $s = j\omega$, recogidos en las expresiones 2.3a y 2.3b. Esta función S también es conocida como función impedancia $Z(s)$, ya que produce la transformación desde el dominio paso-bajo al paso-banda de cualquier tipo de impedancia.

El capítulo 3 recoge el desarrollo matemático de la función $Z(s)$ para obtener dos bandas de paso. Así mismo, se deducen una serie de circuitos equivalente a las bobinas y condensadores del prototipo paso-bajo, que implementan la transformación a doble-banda.

2.2.2. Filtros con inversores

Esta subsección recoge la explicación del procedimiento de diseño de filtros mediante el uso de inversores de inmitancias. Antes de abordar el fondo del asunto, cabe contextualizar y explicar previamente qué es un inversor de inmitancia y cuál es su utilidad.

El inversor de inmitancias es una red de dos accesos pasiva, recíproca y sin pérdidas en la que los parámetros S_{11} y S_{22} son reales y el desfase entre puertos es de $\pm 90^\circ$. Además la relación que se guarda entre las impedancias y las admitancias es :

$$Z_{in} = \frac{K^2}{Z_L} \quad (2.17a)$$

$$Y_{in} = \frac{J^2}{Y_L} \quad (2.17b)$$

La representación circuital de un inversor de impedancias como uno de admitancias queda recogida en la figura 2.2. Es importante remarcar que ambos circuitos hacen referencia a la misma red, ya que si se realizara la igualación $Z_L = 1/Y_L$ se obtendría, que para que ambos inversores fueran iguales, necesariamente se tendría que dar la condición de que $K^2 = 1/J^2$.

Los inversores poseen una propiedad de gran utilidad, ya que tienen la capacidad de convertir impedancias en admitancias y viceversa. Si se considera una impedancia como una red de dos accesos, serían necesarios dos inversores con esta impedancia para la obtención de su admitancia correspondiente. Ésto es de gran relevancia, porque mediante la utilización de inversores se podría diseñar filtros utilizando únicamente elementos inductivos o elementos capacitivos. Una vez que



Figura 2.2: Inversor de impedancia e inversor de admitancia.

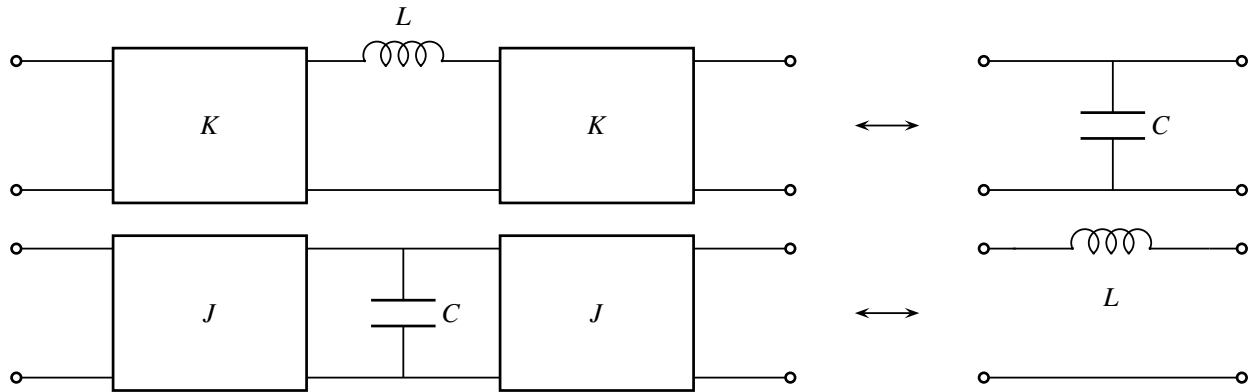


Figura 2.3: Circuito equivalente de una bobina serie y un condensador paralelo mediante inversores.

se ha llegado hasta aquí, los condensadores paralelo se podrían sustituir por una combinación de inversores y una bobina serie, de la misma forma, una bobina serie equivaldría a otra combinación de inversores y condensador paralelo. La figura 2.3 ilustra la propiedad descrita.

Por otro lado, las constantes de inversión de los inversores guardan relación con los coeficientes del prototipo paso-bajo g_k mediante las siguientes expresiones:

$$K_{i,i+1} = \frac{1}{\sqrt{g_i g_{i+1}}} \quad \forall i = 0, 1, \dots, N \quad (2.18)$$

$$J_{i,i+1} = \frac{1}{\sqrt{g_i g_{i+1}}} \quad \forall i = 0, 1, \dots, N \quad (2.19)$$

donde N hace referencia al orden del filtro.

De esta forma, es posible llegar a la conclusión de que la obtención de filtros de microondas mediante la utilización de inversores de inmitancia es factible. El modelo circuital de un filtro implementado mediante inversores queda reflejado en la figura 2.4. De la figura se puede apreciar que se tienen $N+1$ inversores y N elementos capacitivos o inductivos, en función de si se emplean inversores de impedancia K o de admitancia J .

Cabe remarcar que, tanto los valores de los inversores como el de los resonadores, están definidos en el dominio del prototipo paso-bajo. Para obtener la respuesta del filtro en la banda real que se requiera, es necesario aplicar las expresiones referentes a las transformaciones en frecuencia recogidas en la subsección 2.2.1.

Una vez se ha llegado hasta este punto, ya se dispone de todas las herramientas y procesos necesarios para la realización de un filtro de microondas empleando el uso de inversores.

Recapitulando los diferentes puntos abordados, se tiene el siguiente proceso :

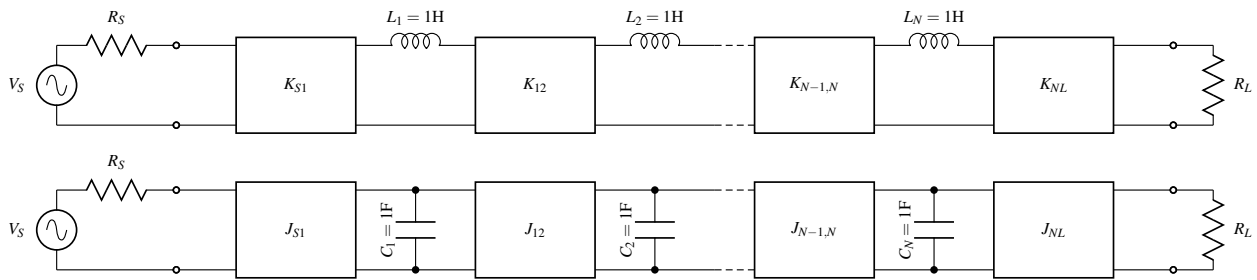


Figura 2.4: Prototipo paso-bajo de un filtro realizado mediante inversores.

- 1) Obtención de las especificaciones paso-bajo del filtro a partir de las reales.
- 2) Obtención del orden del filtro y los valores de los coeficientes del prototipo en función de las especificaciones y el tipo de respuesta.
- 3) Obtención del prototipo paso-bajo del filtro implementado mediante inversores, calculando sus constantes de inversión.
- 4) Elección de la transformación en frecuencia deseada en función del tipo de filtro y cálculo de los valores del modelo circuital que sustituyan a las bobinas serie o condensadores paralelo del prototipo paso-bajo.

En la siguiente sección se va a presentar la forma de convertir el prototipo de los inversores realizados mediante elementos concentrados al prototipo distribuido, posteriormente al electromagnético (EM).

2.2.3. Prototipo distribuido

Los inversores de impedancia presentes en la figura 2.4 han sido obtenidos utilizando las expresiones 2.18 y 2.19 referentes al prototipo concentrado. La finalidad de esta subsección es la de abordar la metodología a seguir para la consecución del prototipo distribuido de un filtro con inversores. El objetivo es la transformación del modelo circuital recogido en la figura 2.4 en el circuito que se muestra en la figura 2.5. Es posible apreciar que en este caso los resonadores LC serie han sido sustituido por líneas de transmisión de impedancia Z_0 y longitud eléctrica l . Al estar tratándose del prototipo paso-bajo, todos los valores estarán normalizados.

Se sabe que el modelo distribuido de un resonador LC es una línea de transmisión de impedancia Z_0 y longitud eléctrica l . La condición necesaria a exigir, para que su comportamiento sea igual, es que la resonancia suceda a la misma frecuencia. Por otro lado, la impedancia de un resonador sólo tiene componente imaginaria, $Z = jX$, por lo que forzando $X = 0$ se obtendría la pulsación de resonancia $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$. Además, una línea de transmisión en cortocircuito ($X = 0$) tiene una impedancia $Z = Z_0 \tan \phi$ donde $\phi = \beta L$, por lo que se tendrá :

$$X = Z_0 \tan \phi = Z_0 \tan \left(\frac{2\pi}{\lambda} \right) l = 0 \rightarrow l = \frac{m\lambda}{2} \quad m = 1, 2, \dots \quad (2.20)$$

A la vista de expresión 2.20, es posible realizar la deducción de que la línea de transmisión deberá ser de un múltiplo de $\frac{\lambda}{2}$.

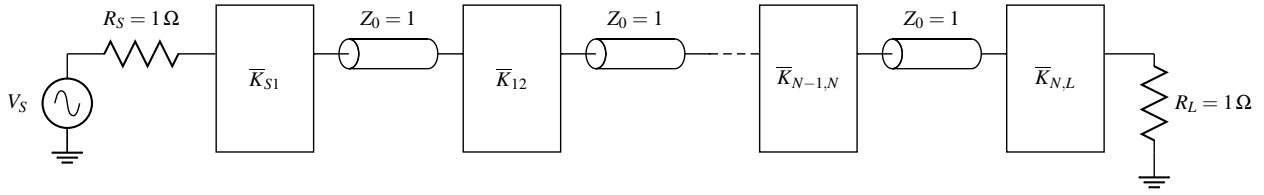


Figura 2.5: Prototipo paso-bajo distribuido de un filtro realizado mediante inversores.

El paso necesario a seguir para realizar la transformación del prototipo concentrado de un inversor al distribuido, pasa necesariamente por aplicar las siguientes expresiones recogidas en [1].

$$\bar{K}_{i,i+1} = M_{i,i+1} \frac{\pi}{2} W \quad (2.21)$$

siendo $M_{i,i+1} = \frac{1}{\sqrt{g_i g_{i+1}}}$. Para el primer y último inversor de la figura 2.5, que carecen de tramos de líneas de transmisión a ambos lados, se tiene:

$$\bar{K}_{S1} = M_{S1} \sqrt{\frac{\pi}{2} W} \quad (2.22a)$$

$$\bar{K}_{NL} = M_{NL} \sqrt{\frac{\pi}{2} W} \quad (2.22b)$$

siendo

$$W = \frac{\phi_2 - \phi_1}{\phi_0} = \frac{\beta_2 - \beta_1}{\beta_0} \begin{cases} \frac{f_2 - f_1}{f_0} & \text{para modos TEM} \\ \frac{\lambda_1 - \lambda_2}{\lambda_0} & \text{para modos TE o TM} \end{cases} \quad (2.23)$$

Las mismas expresiones servirían para inversores de admintancias J .

Una vez se han obtenido los valores de las constantes de inversión para el prototipo distribuido, es necesario conseguir un modelo circuital de los inversores. Para ello, es posible observar en la figura 2.6 uno de los circuitos equivalentes de un inversor presentes en [1]. Una red en T como la que se muestra en la figura es equivalente a un iris inductivo si el valor de X_s es despreciable y si su X_p es positiva. La combinación de las reactancias descritas equivaldrían a una bobina paralelo. En lo que respecta a un iris inductivo, cabe decir que no es mas que un estrechamiento de la guía de onda en anchura.

Para la obtención de un inversor mediante tramos de guía de onda y un iris inductivo, es necesario igualar a la frecuencia de operación el parámetro de transmisión, tanto en módulo como en fase. Para ello, se variará el valor de la longitud l de los tramos de guía y de igual forma la apertura del iris w hasta que coincidan las respuestas a la frecuencia de operación.

Conociendo ésto, es posible realizar la transformación de un filtro mediante inversores con elementos concentrados a su forma distribuida, por extensión, electromagnética.

El modelo electromagnético equivalente de un filtro paso-banda con inversores quedaría reflejado en la figura 2.7. Los elementos w_1, w_2 y w_{N+1} hacen referencia al ancho de la apertura del iris inductivo. El grosor de un iris t inductivo suele considerarse en torno a 2 mm, por lo que se tomará como referencia. Las longitudes L_1, L_2 y L_N son el resultado del solape de los diferentes inversores y se obtienen tras la aplicación de las expresiones recogidas en 2.24. Si el valor de cualquiera de las longitudes excediera de $\frac{\lambda}{2}$, sería necesario restar dicho valor al tramo en cuestión.

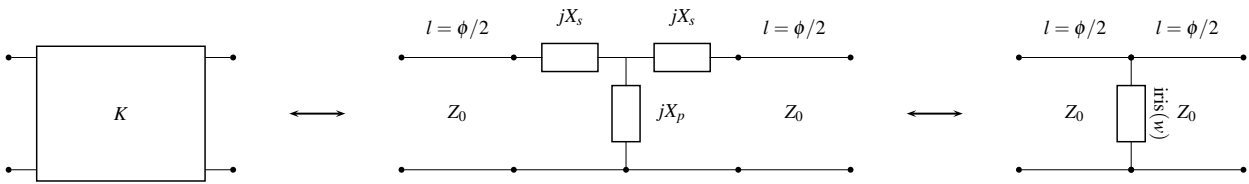


Figura 2.6: Modelo EM equivalente de un inversor.

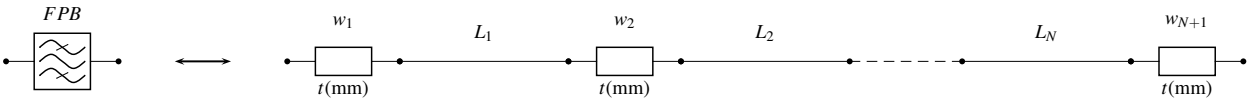


Figura 2.7: Modelo EM equivalente de un filtro paso-banda mediante inversores.

$$\begin{aligned}
 L_1 &= L_{iris1} + L_{iris2} \\
 L_2 &= L_{iris2} + L_{iris3} \\
 L_N &= L_{irisN} + L_{irisN+1}
 \end{aligned}
 \tag{2.24}$$

Una vez finalizada la explicación, ya se estaría en condiciones de implementar filtros en tecnología de guía de onda. En la siguiente sección se presentará el diseño de un filtro paso banda con inversores mediante elementos concentrados. El diseño en guía de onda de los filtros se pospone al capítulo 5.

2.2.4. Ejemplo filtro paso-banda con inversores

Esta sección recoge el ejemplo de diseño de un filtro paso-banda. El método de diseño en cuestión, será el empleado en el diseño de los sucesivos filtros que aparecerán en los próximos capítulos. La implementación se llevará a cabo mediante elementos concentrados, la realización en guía de onda se deja para capítulos futuros.

Las especificaciones del filtro son:

- Frecuencia central $f_0=11$ GHz
- Ancho de banda=100 MHz
- Pérdidas de retorno $RL > 20$ dB
- Orden=4
- Respuesta tipo Chebyshev

La implementación del filtro será llevada a cabo mediante inversores K y resonadores LC serie.

Al ser el filtro de orden 4, se sabe que estará formado por $N+1$ inversores, es decir 5 y N resonadores, 4. Conociendo el orden del filtro y el tipo de respuesta, es posible determinar los valores de los coeficientes g_k . Para la obtención de dichos valores se ha programado una función en MATLAB, empleando las expresiones presentes en [3], que proporcionan los valores de los coeficientes dado el orden y las pérdidas de retorno del filtro, en este caso 20 dB.

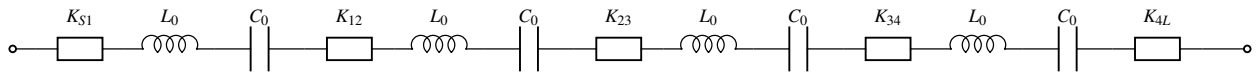


Figura 2.8: Esquemático del filtro mediante inversores.

Los valores de los coeficientes quedan recogidos en la tabla 2.1. Tras la obtención de los valores de los coeficientes, es posible el cálculo de las constantes de inversión y los valores de los resonadores LC, aplicando las expresiones 2.18, 2.10a y 2.10b. La tabla 2.2 recoge los valores de los elementos descritos. El esquemático del filtro obtenido puede ser apreciado en la figura 2.8. Es posible observar la respuesta final obtenida en la figura 2.9.

Tabla 2.1: Valores de los coeficientes g_k para un filtro de orden 4 y RL=20 dB.

g_0	g_1	g_2	g_3	g_4	g_5
1	0.32933	1.29233	1.57951	0.76355	1.22222

Tabla 2.2: Valores de los resonadores e inversores.

L_0 (nH)	C_0 (pF)	K_{S1} (Ω)	K_{12} (Ω)	K_{23} (Ω)	K_{34} (Ω)	K_{4L} (Ω)
1.5915	0.1315	1.0351	0.9105	0.6999	K_{12}	K_{4L}

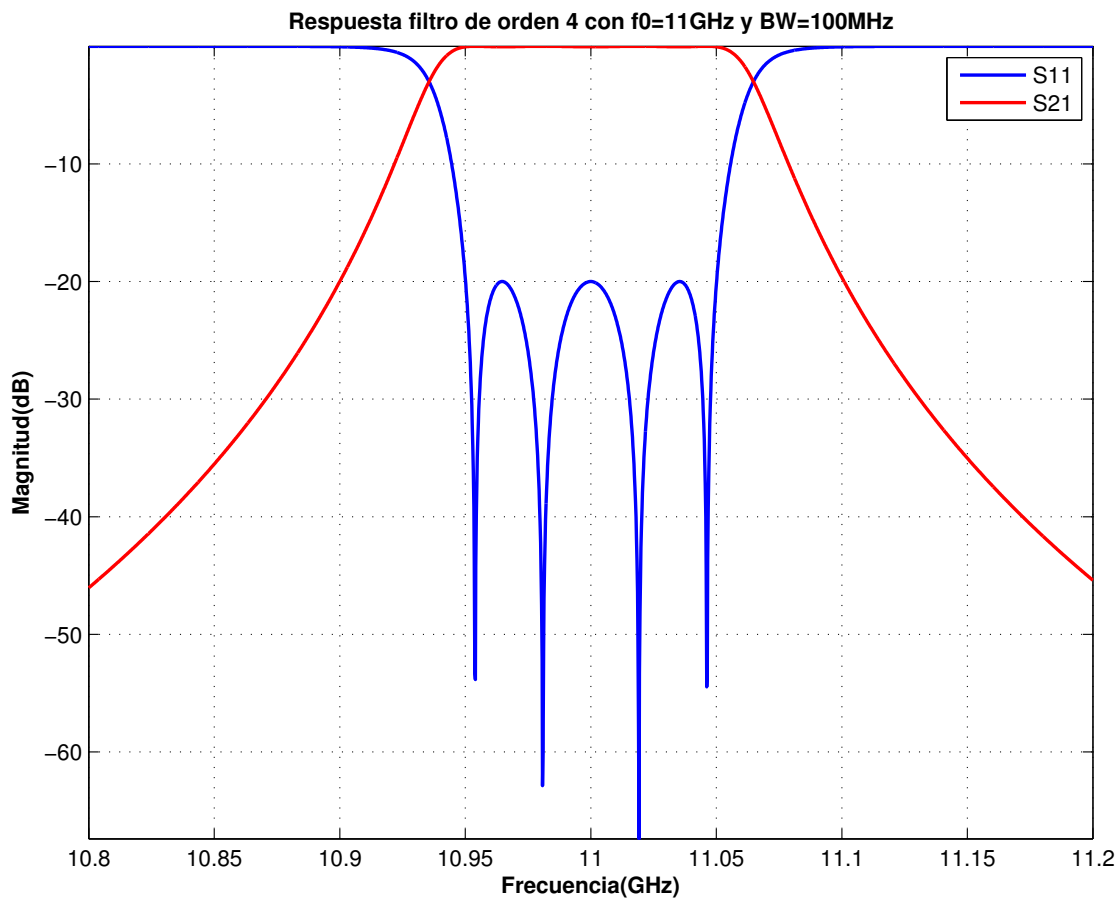


Figura 2.9: Respuesta del filtro paso-banda formado por inversores y resonadores de elementos concentrados.

2.3. Multiplexores

En los sistemas de comunicaciones por satélite, los multiplexores de microondas han tenido y tienen un papel fundamental. Esta importancia radica en su doble finalidad, primero realizan la separación de la señal que llega al satélite en distintos canales para poder realizar su amplificación de forma individual, evitando así productos de intermodulación debidos a la no linealidad de los amplificadores de potencia embarcados. La segunda función que desempeñan es la recombinación de estos canales ya amplificados para ser vueltos a radiar, normalmente hacia nuestro planeta.

Esta sección va a tratar de explicar qué es un multiplexor de entrada (IMUX) y de salida (OMUX), cuál es su función dentro de una cadena de recepción/transmisión y las diferentes configuraciones de dispositivos que pueden conformarlos.

Un multiplexor es un dispositivo pasivo que es utilizado para encaminar señales de un mismo equipo transmisor a diferentes salidas, o bien para agrupar señales a frecuencias distintas en una única salida común.

La figura 2.10 muestra una simplificación de un diagrama de bloques del *payload* o carga útil de un satélite, donde se puede distinguir la localización del multiplexor de entrada y de salida en el satélite.

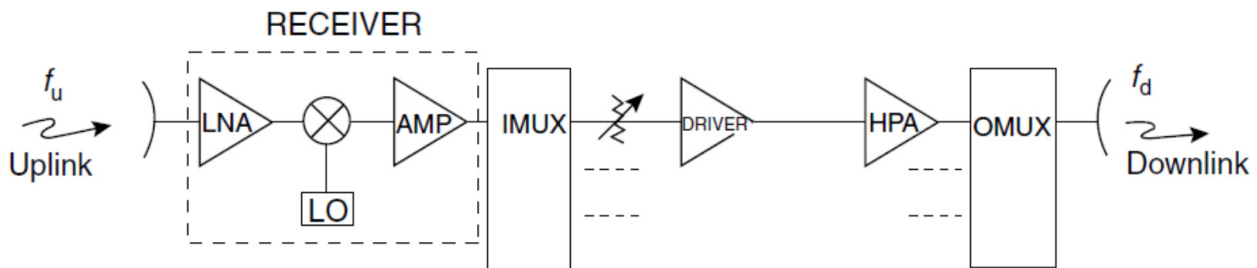


Figura 2.10: Diagrama de bloques simplificado de un satélite [6].

2.3.1. IMUX (Multiplexores de entrada)

Tal y como es posible apreciar en la figura 2.10, el IMUX o multiplexor de entrada se encuentra situado justo después de las antenas y justo al terminar la cadena receptora. Debido a esto, es lógico decir que los niveles de potencia que son manejados por el dispositivo no son excesivamente elevados, estando en torno a 0 dBm o incluso -10 dBm.

La función principal que tiene el multiplexor de entrada es la de separar todo el ancho de banda del sistema en diferentes canales independientes. De esta forma, se evitan problemas debidos a la distorsión o productos de intermodulación, provocados por la no linealidad de los dispositivos activos presentes en el satélite.

Internamente un IMUX está formado por una sucesión de filtros paso-banda, que normalmente tienen un ancho de banda de 36 MHz. Es conveniente que estos filtros sean lo más selectivos posibles, de lo contrario es posible la aparición de complicaciones debido a la interacción de canales adyacentes.

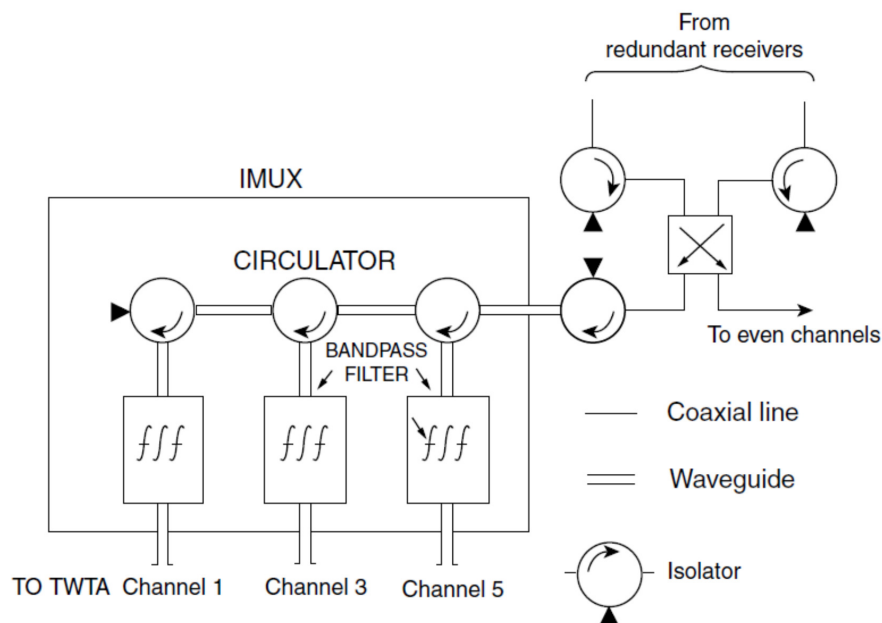


Figura 2.11: Configuración circulator/filtro [6].

Existen dos principales configuraciones básicas a la hora de la realización de un multiplexor de entrada: la topología modular circulator/filtro o la variante de filtro direccional.

2.3.1.1. Configuración circulator/filtro

En esta configuración, la separación de cada canal es realizada mediante la combinación de un circulator y un filtro. En la figura 2.11 es posible apreciar la configuración circulator/filtro. A la vista de la imagen se puede decir que el diseño es modular, pudiendo conseguir más canales simplemente añadiendo más circuladores y filtros.

El híbrido que se puede apreciar tiene la función de dividir la potencia de los canales. Todos los canales van por las dos ramas, siendo los filtros lo que realizarán el filtrado de los canales pares en una rama e impares en la otra. Las bandas de guarda entre filtros suelen ser bastante reducidas, de forma que son necesarios filtros de gran selectividad para poder cumplir las especificaciones. El hecho de que se seleccionen los canales pares e impares por caminos diferentes hace que las bandas de guarda puedan ser mayores, permitiendo el diseño de filtros menos selectivos.

Las principales ventajas que proporcionan los IMUX son:

- Su diseño es totalmente modular.
- Es posible aumentar el número de canales, mediante el incremento del número de circuladores/filtros.
- Las pérdidas no son importantes ya que hay una etapa de amplificación de potencia a continuación.

Por el contrario, los principales inconvenientes serían:

- Las principales pérdidas son debidas a los circuladores 0.2 dB y las reflexiones de los filtros.

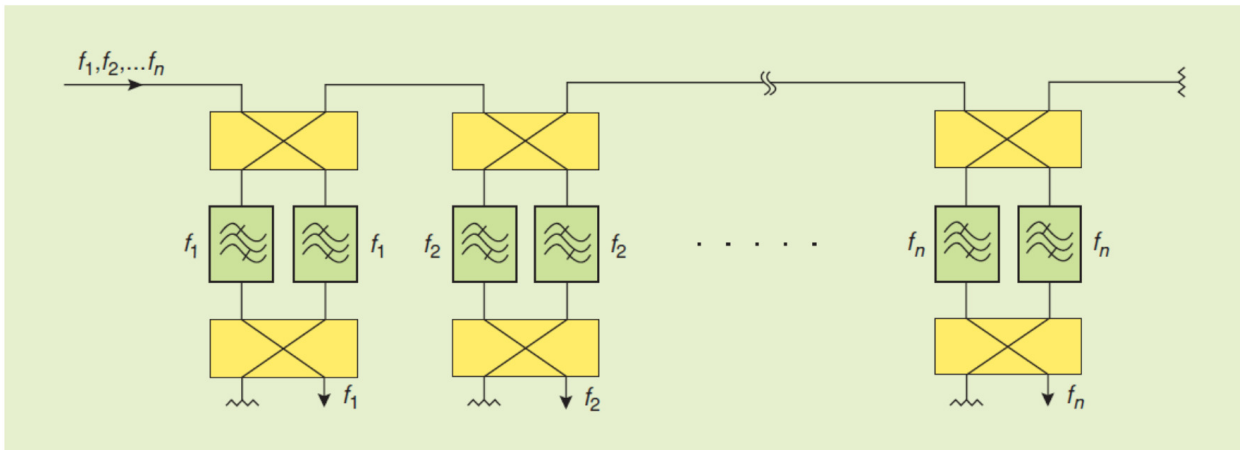


Figura 2.12: Configuración filtro direccional [7].

- Cada canal tiene sus propias pérdidas, siendo mayores las de los últimos canales.
- Los circuladores son de gran tamaño, algo negativo en un satélite donde el coste por kilo extra es muy elevado.

2.3.1.2. Configuración con filtro direccional

En esta configuración, cada canal consiste en dos filtros idénticos y dos híbridos de 90° . Al haber un híbrido a la entrada, la potencia se divide por dos, permitiendo que los filtros manejen potencias menores. Este hecho, hace que en determinadas aplicaciones de muy alta potencia sea posible relajar las especificaciones de los filtros. El hecho de trabajar con potencias menores, provoca que los efectos de corona y multipactor actúen en menor medida. La figura 2.12 muestra la configuración descrita.

2.3.2. OMUX (Multiplexores de salida)

La función que deben desempeñar los multiplexores de salida es la de recombinar todos los canales separados por el IMUX (ver figura 2.10) después de la etapa de amplificación de potencia. Al contrario de lo que sucedía en los IMUX, las pérdidas de inserción son críticas en los OMUX, ya que no se dispone de ninguna etapa amplificadora detrás, debido a que van conectados directamente a la antena transmisora.

Para evitar el uso de circuladores que introducen pérdidas, los multiplexores de salida se consiguen mediante un colector o *manifold* en tecnología guiada, motivada por las elevadas potencias que manejan.

El diseño y el proceso de optimización de un multiplexor de salida no es sencillo, debido a la pequeña separación entre los diferentes canales. Para combatir esto, se presentan dos opciones: la primera utilizar canales contiguos, es decir, todos los canales se mezclarían a la vez en el *manifold*, provocando que la complejidad del multiplexor aumente. Por otra parte, está la variante de utilizar canales no contiguos, hecho que obliga a utilizar un híbrido obligatoriamente, de igual forma que en la configuración circulator/filtro del IMUX. En este caso la complejidad se traspasa del multiplexor a la antena transmisora, siendo necesario el diseño de BFNs (*beam forming networks*).

Normalmente, se emplean filtros de modo dual, que permiten reducir las dimensiones de los filtros.

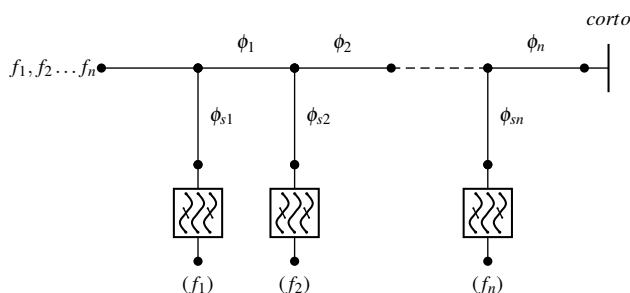


Figura 2.13: Configuración en manifold [7].

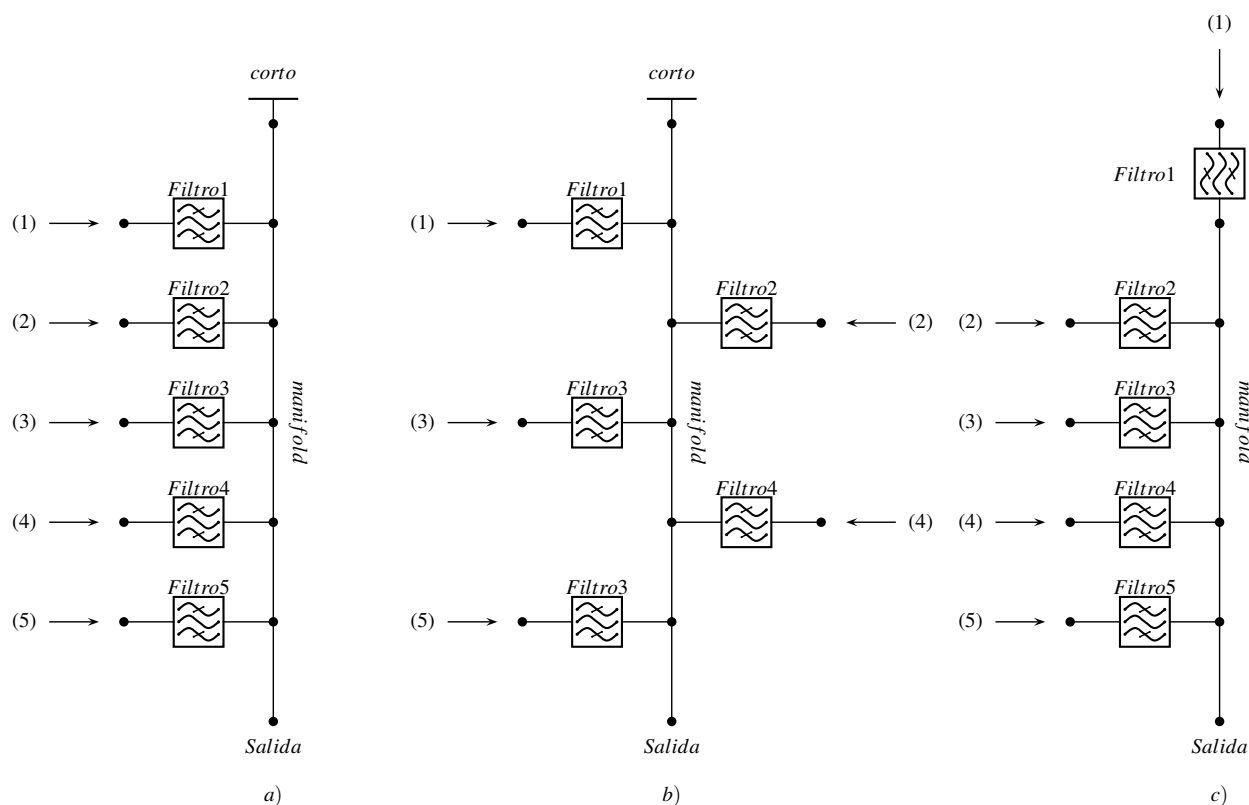


Figura 2.14: Diferentes variantes en manifold, a) *comb*, b) *herringbone* y c) *end-fed* [7].

2.3.2.1. Configuración en manifold

A la hora de minimizar las pérdidas de inserción, la configuración en *manifold* es la que proporciona los resultados óptimos. La figura 2.13 ilustra el esquemático de un multiplexor en configuración *manifold*. Al estar todos los canales interactuando de forma simultánea en el *manifold*, el plan de frecuencias es fijo y único por multiplexor. De igual modo, si el número de canales aumenta, el multiplexor no serviría, teniendo que rediseñarse desde cero. La ventaja de modulabilidad de la que se gozaba en los IMUX no existe en este tipo de multiplexores.

Cabe decir, que todas las interacciones entre canales que se producen en el colector, pueden ser compensadas en el proceso de diseño.

Existen diferentes configuraciones de multiplexores en *manifold*. La figura 2.14 muestra las diferentes variantes que un multiplexor en configuración *manifold* puede tener. La variante *comb* tiene todos los filtros conectados a un lateral, estando el *manifold* terminado en cortocircuito. Esta va-

riante es la que se utilizará para el diseño del filtro N-band que se presentará en el capítulo 5. Por otra parte, se encuentra la configuración *herringbone*, cuyos filtros están situados a una y otra parte del *manifold* según sean pares o impares. El *manifold*, también se encuentra terminado por un cortocircuito. Por último, se tiene la forma *end-fed*, cuya particularidad es que el primer filtro está ubicado donde se encontraba el cortocircuito.

Capítulo 3

La transformación paso-bajo a doble paso-banda

3.1. Introducción

Como ya se ha podido comprobar en el capítulo 2, las transformaciones en frecuencia son fundamentales a la hora de realizar el diseño de cualquier tipo de filtro. Se han presentado diversas transformaciones en la sección 2.2.1 y se ha abierto la puerta a la implementación de filtros multi-banda mediante una transformación a múltiples bandas de paso.

La idea de este capítulo es mostrar el desarrollo matemático de la función impedancia (ver las expresiones 2.16a y 2.16b), para encontrar una transformación en frecuencia la cual permita realizar una conversión del dominio paso-bajo a un filtro con dos bandas de paso, delimitadas por las pulsaciones ω_1 , ω_2 , ω_3 y ω_4 . Seguidamente se ha procedido a la obtención de una serie de modelos circuitales basados en las formas canónicas de Cauer I, Cauer II, Foster I y Foster II, equivalentes a la bobina serie y el condensador paralelo del prototipo paso-bajo realizado con inversores (ver la figura 2.4). Para la obtención de las realizaciones canónicas se ha seguido el proceso descrito en [4] y [5].

3.2. Función de transferencia

Tal y como se explicó en la sección 2.2.1, el objetivo es encontrar una función de transferencia $\Omega = X(\omega)$ tal que proporcione una relación entre el prototipo paso-bajo y un filtro de N bandas de paso.

El punto de partida será la expresión 3.1, presente también en el capítulo 2, donde se comienza con una banda atenuada en el origen del eje de abscisas y se suceden una serie de bandas de paso centradas en ω_{01} , $\omega_{03} \dots$ y bandas eliminadas con centro en ω_{02} , $\omega_{04} \dots$

$$X(\omega) = \pm B^{\pm 1} \frac{(\omega^2 - \omega_{01}^2)(\omega^2 - \omega_{03}^2) \dots}{\omega(\omega^2 - \omega_{02}^2)(\omega^2 - \omega_{04}^2) \dots} \quad (3.1)$$

Una vez se conoce el punto de partida, es necesario obtener una función $X(\omega)$, de forma que realice la transformación a dos bandas de paso, delimitadas por ω_1 y ω_2 en la primera banda y por ω_3 y ω_4 en la segunda banda. La imagen 3.1 recoge la transformación espectral deseada, donde se puede apreciar tanto la parte positiva como negativa del eje de abscisas.

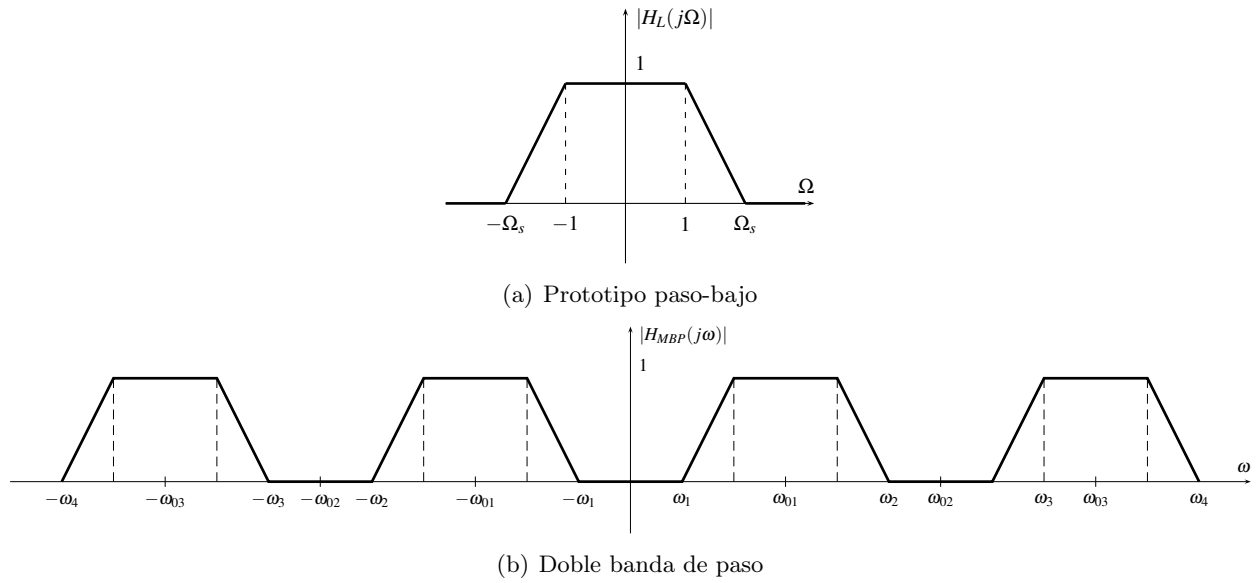


Figura 3.1: Representación simplificada de la transformación frecuencial.

A la vista de la figura 3.1 y de la expresión 3.1, es posible llegar a la conclusión de que la función de transferencia deseada tendrá necesariamente la forma que se presenta a continuación:

$$X(\omega) = \frac{(\omega^2 - \omega_{01}^2)(\omega^2 - \omega_{03}^2)}{\omega B(\omega^2 - \omega_{02}^2)} \quad (3.2)$$

donde, ω_{01} y ω_{03} representan el centro de las bandas de paso que generarán sendos ceros en la función racional. Por otro lado ω_{02} hace referencia el centro de la banda eliminada entre las dos bandas de paso y provocará un polo en la función. La pulsación ω se sitúa en el denominador de la función racional, debido a que $\omega = 0$ es una banda eliminada y del mismo modo generará otro polo en la función. El signo positivo de la constante B tiene la finalidad de que, la transformación posterior a la variable s necesaria para determinar los modelos circuitales correspondientes, tenga los coeficientes positivos.

Seguidamente, se deberán obtener las expresiones referentes a ω_{01} , ω_{02} , ω_{03} y B . Para poder realizar ésto, se escogen frecuencias conocidas en el prototipo paso-bajo que se convertirán en las frecuencias de las dos bandas de paso, del mismo modo que se hacía para la transformación paso-bajo a paso-banda o a banda-eliminada.

En el caso que nos concierne, la transformación de $\Omega = 1$ será a $\omega = -\omega_1$, $\omega = \omega_2$, $\omega = -\omega_3$ y $\omega = \omega_4$. El caso dual $\omega = \omega_1$, $\omega = -\omega_2$, $\omega = \omega_3$ y $\omega = -\omega_4$ sería igualmente válido.

En consecuencia, si se fuerza $\Omega = 1$ en la transformación, surgiría un polinomio de orden 4 mostrado seguidamente:

$$\omega^4 - \omega^3 B - \omega^2(\omega_{03}^2 + \omega_{01}^2) + \omega B \omega_{02}^2 + \omega_{01}^2 \omega_{03}^2 = 0 \quad (3.3)$$

Como las distintas soluciones son conocidas a priori, $\omega = -\omega_1$, $\omega = \omega_2$, $\omega = -\omega_3$ y $\omega = \omega_4$, es posible volver a escribir el polinomio de la siguiente forma:

$$(\omega + \omega_1)(\omega - \omega_2)(\omega + \omega_3)(\omega - \omega_4) = 0 \quad (3.4)$$

Ahora se trata de desarrollar la expresión 3.4 y expresarla de tal forma que se pueda realizar una identificación de términos con la expresión 3.3. Una vez se ha desarrollado la expresión 3.4, es posible

reescribirla mediante una serie de coeficientes:

$$a_4\omega^4 - a_3\omega^3 - a_2\omega^2 + a_1\omega + a_0 = 0 \quad (3.5)$$

donde

$$a_4 = 1 \quad (3.6a)$$

$$a_3 = \omega_2 + \omega_4 - \omega_3 - \omega_1 \quad (3.6b)$$

$$a_2 = \omega_3\omega_4 - \omega_2\omega_4 + \omega_2\omega_3 + \omega_1\omega_4 - \omega_1\omega_3 + \omega_1\omega_2 \quad (3.6c)$$

$$a_1 = \omega_2\omega_3\omega_4 - \omega_1\omega_3\omega_4 + \omega_1\omega_2\omega_4 - \omega_1\omega_2\omega_3 \quad (3.6d)$$

$$a_0 = \omega_1\omega_2\omega_3\omega_4 \quad (3.6e)$$

Identificando términos se tiene:

$$B = a_3 \quad (3.7)$$

$$\omega_{02} = \sqrt{\frac{a_2}{B}} \quad (3.8)$$

Para hallar ω_{01} y ω_{03} es necesario resolver el siguiente sistema de ecuaciones:

$$\begin{cases} \omega_{01}^2\omega_{03}^2 = a_0 \\ \omega_{01}^2 + \omega_{03}^2 = a_2 \end{cases} \quad (3.9)$$

Resolviendo se tiene:

$$\omega_{03} = \begin{cases} \sqrt{\frac{a_2 + \sqrt{a_2^2 - 4a_0}}{2}} \\ \sqrt{\frac{a_2 - \sqrt{a_2^2 - 4a_0}}{2}} \end{cases} \quad (3.10)$$

$$\omega_{01} = \sqrt{\frac{a_0}{\omega_{03}^2}} \quad (3.11)$$

Se escogerá la expresión superior de ω_{03} .

Cabe destacar que, mediante estas expresiones, es posible definir las bandas de paso deseadas simplemente seleccionando ω_1 , ω_2 , ω_3 y ω_4 .

Una vez se han obtenido las pulsaciones centrales en función de los límites de banda que proporcionan la transformación a doble paso banda, es necesario realizar una nueva transformación de dominio. Se deberá pasar de la variable ω a la variable s , aplicando $s = j/\omega$, por lo que la función de transferencia quedaría de la siguiente forma:

$$S = jX(\omega) = \frac{(\omega_{01}^2 - \omega^2)(\omega_{03}^2 - \omega^2)}{j\omega B(\omega_{02}^2 - \omega^2)} \quad (3.12a)$$

$$Z(s) = jX(s/j) = \frac{(s^2 + \omega_{01}^2)(s^2 + \omega_{03}^2)}{sB(s^2 + \omega_{02}^2)} \quad (3.12b)$$

El objetivo de esta transformación es facilitar la obtención de los modelos circuitales, partiendo de la función $Z(s)$.

3.3. Implementaciones canónicas

El siguiente paso a la obtención de la función reactancia es encontrar realizaciones circuitales que la implementen. Existen diversas formas de obtener un modelo circuital partiendo de la función reactancia, he aquí donde surgen las realizaciones o formas canónicas de Cauer y Foster.

Las formas canónicas surgen al aprovechar el hecho de que un elemento inductivo de valor $L = 1$ tiene una reactancia $\Omega L = X(\omega)$. Por lo tanto su impedancia será $SL = S = Z(s)$ que es realizable.

Se dice que una forma es canónica si el número de elementos que componen el circuito es idéntico al número de coeficientes s de la función reactancia.

A continuación se presentará el desarrollo de la expresión 3.12b, la obtención de las implementaciones canónicas de Cauer y Foster se logrado siguiendo el procedimiento descrito en [1], [4] y [5].

3.3.1. Formas de Cauer I y Cauer II

La obtención de las formas de Cauer I y II pasa por la expansión de la función reactancia en fracciones continuas. Ambas funciones parten de la función impedancia $Z(s)$.

3.3.1.1. Cauer I

Partiendo de una función tal que:

$$Z(s) = \frac{(s^2 + \omega_{01}^2)(s^2 + \omega_{03}^2)}{sB(s^2 + \omega_{03}^2)} = \frac{s^4 + s^2(\omega_{03}^2 + \omega_{01}^2) + \omega_{01}^2\omega_{03}^2}{s^3B + sB\omega_{02}^2} \quad (3.13)$$

donde el numerador tiene un orden mayor que el denominador. El objetivo principal es manipular la función de modo que tenga la siguiente forma:

$$Z(s) = L_1s + \frac{1}{C_1s + \frac{1}{L_2s + \frac{1}{C_2s + \dots}}} \quad (3.14)$$

Para ello será necesario realizar la división de la expresión 3.13 y reescribirla del modo:

$$Z(s) = \text{cociente} + \frac{\text{resto}}{\text{divisor}} = \text{cociente} + \frac{1}{\frac{\text{divisor}}{\text{resto}} + \frac{1}{\frac{\text{divisor}}{\text{resto}} \dots}} \quad (3.15)$$

Aplicando este procedimiento a la expresión 3.13 se obtiene:

$$Z(s) = \frac{s}{B} + \frac{1}{\frac{sB}{(\omega_{03}^2 + \omega_{01}^2 - \omega_{02}^2)} + \frac{1}{B \left[\frac{\omega_{02}^2 - \frac{\omega_{01}^2\omega_{03}^2}{(\omega_{03}^2 + \omega_{01}^2 - \omega_{02}^2)}}{\omega_{01}^2\omega_{03}^2} \right] + \frac{1}{sB \left[\frac{\omega_{02}^2 - \frac{\omega_{01}^2\omega_{03}^2}{(\omega_{03}^2 + \omega_{01}^2 - \omega_{02}^2)}}{\omega_{01}^2\omega_{03}^2} \right]}} \quad (3.16)$$

Identificando términos es posible determinar que:

$$L_1 = \frac{1}{B} \quad (\text{H}) \quad (3.17a)$$

$$C_1 = \frac{B}{(\omega_{03}^2 + \omega_{01}^2 - \omega_{02}^2)} \quad (\text{F}) \quad (3.17b)$$

$$L_2 = \frac{(\omega_{03}^2 + \omega_{01}^2 - \omega_{02}^2)}{B \left[\omega_{02}^2 - \frac{\omega_{01}^2 \omega_{03}^2}{(\omega_{03}^2 + \omega_{01}^2 - \omega_{02}^2)} \right]} \quad (\text{H}) \quad (3.17c)$$

$$C_2 = \frac{B \left[\omega_{02}^2 - \frac{\omega_{01}^2 \omega_{03}^2}{(\omega_{03}^2 + \omega_{01}^2 - \omega_{02}^2)} \right]}{\omega_{01}^2 \omega_{03}^2} \quad (\text{F}) \quad (3.17d)$$

A la vista del desarrollo, se puede decir que la forma de Cauer I representa una impedancia que forma una red en escalera compuesta por elementos inductivos y capacitivos. La figura 3.2 muestra el modelo circuital obtenido.

3.3.1.2. Cauer II

El procedimiento que se ha de seguir para la obtención la realización de Cauer II es similar al descrito con anterioridad, en este caso se deben eliminar los términos de menor orden del polinomio racional. De modo similar a la forma de Cauer I, el objetivo es obtener una expresión $Z(s)$ que se ajuste a la siguiente expresión:

$$Z(s) = \frac{1}{C_1 s} + \frac{1}{\frac{1}{L_1 s} + \frac{1}{\frac{1}{C_2 s} + \frac{1}{\frac{1}{L_2 s} + \dots}}} \quad (3.18)$$

La forma de conseguir esto, es reescribir la expresión racional 3.13 de la siguiente manera:

$$Z(s) = \frac{\omega_{01}^2 \omega_{03}^2 + s^2(\omega_{03}^2 + \omega_{01}^2) + s^4}{sB\omega_{02}^2 + s^3B} \quad (3.19)$$

Tras repetir el proceso recogido en la expresión 3.15, se llegaría a la expresión final de $Z(s)$ mostrada a continuación:

$$Z(s) = \frac{\omega_{01}^2 \omega_{03}^2}{sB\omega_{02}^2} + \frac{1}{\frac{B\omega_{02}^2}{s \left[\omega_{03}^2 + \omega_{01}^2 - \frac{\omega_{01}^2 \omega_{03}^2}{\omega_{02}^2} \right]} + \frac{1}{\frac{\left[\omega_{03}^2 + \omega_{01}^2 - \frac{\omega_{01}^2 \omega_{03}^2}{\omega_{02}^2} \right]}{sB \left(1 - \frac{\omega_{02}^2}{\left[\omega_{03}^2 + \omega_{01}^2 - \frac{\omega_{01}^2 \omega_{03}^2}{\omega_{02}^2} \right]} \right)} + \frac{1}{\frac{B \left(1 - \frac{\omega_{02}^2}{\left[\omega_{03}^2 + \omega_{01}^2 - \frac{\omega_{01}^2 \omega_{03}^2}{\omega_{02}^2} \right]} \right)}{s}} \quad (3.20)$$

Identificando términos es posible determinar que:

$$C_1 = \frac{B\omega_{02}^2}{\omega_{01}^2\omega_{03}^2} \quad (\text{F}) \quad (3.21a)$$

$$L_1 = \frac{\left[\omega_{03}^2 + \omega_{01}^2 - \frac{\omega_{01}^2\omega_{03}^2}{\omega_{02}^2} \right]}{B\omega_{02}^2} \quad (\text{H}) \quad (3.21b)$$

$$C_2 = \frac{B \left(1 - \frac{\omega_{02}^2}{\left[\omega_{03}^2 + \omega_{01}^2 - \frac{\omega_{01}^2\omega_{03}^2}{\omega_{02}^2} \right]} \right)}{\left[\omega_{03}^2 + \omega_{01}^2 - \frac{\omega_{01}^2\omega_{03}^2}{\omega_{02}^2} \right]} \quad (\text{F}) \quad (3.21c)$$

$$L_2 = \frac{1}{B \left(1 - \frac{\omega_{02}^2}{\left[\omega_{03}^2 + \omega_{01}^2 - \frac{\omega_{01}^2\omega_{03}^2}{\omega_{02}^2} \right]} \right)} \quad (\text{H}) \quad (3.21d)$$

La figura 3.3 muestra el correspondiente circuito de realización de Cauer II.

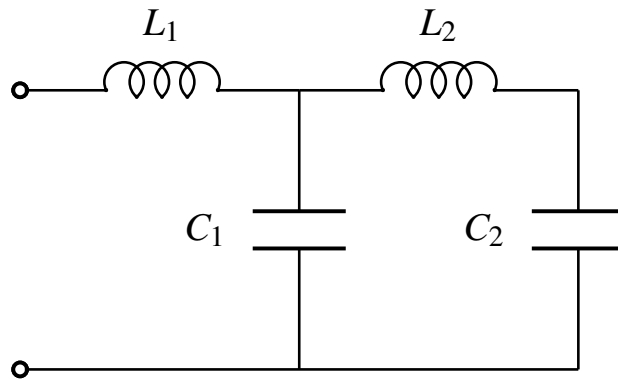


Figura 3.2: Modelo circuital de la implementación canónica de Cauer I.

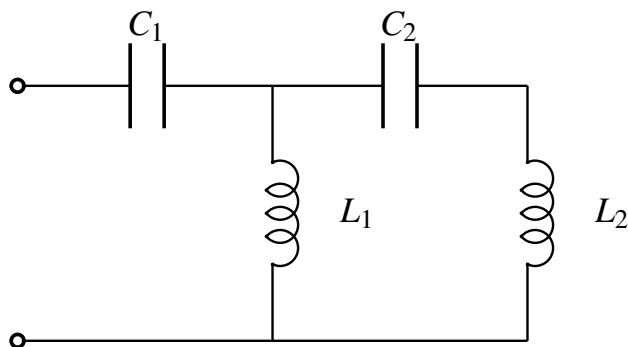


Figura 3.3: Modelo circuital de la implementación canónica de Cauer II.

3.3.2. Formas de Foster I y Foster II

Al contrario que sucedía con las formas de Cauer, donde ambas partían de la función impedancia, en este caso la realización de Foster I sí que parte de la función $Z(s)$, mientras que por otro lado la implementación de Foster II lo hace desde la función admitancia $Y(s)$.

3.3.2.1. Foster I

El objetivo es poder descomponer la función principal en una combinación de funciones impedancia tal que:

$$Z(s) = Z_1(s) + Z_2(s) + \dots + Z_n(s) \quad (3.22)$$

de forma que la red pueda ser implementada mediante la conexión de las impedancias $Z_1(s), Z_2(s), \dots, Z_n(s)$ en serie. Cada impedancia aislada, puede ser un combinación serie o paralelo de elementos inductivos, capacitivos o resistivos, en este caso sólo serán componentes L o C.

Para identificar cada una de estas impedancias aisladas con la función $Z(s)$ se puede obtener otra función:

$$Z'(s) = Ds + \frac{A}{s} + \frac{Cs}{s^2 + E} \quad (3.23)$$

siendo D, A, C y E parámetros a determinar.

De igual modo que sucedía con las formas de Cauer, el primer paso es realizar la división de la función impedancia y presentarla de igual forma que en la expresión 3.15, de modo que se tendrá:

$$Z(s) = \frac{(s^2 + \omega_{01}^2)(s^2 + \omega_{03}^2)}{sB(s^2 + \omega_{03}^2)} \quad (3.24a)$$

$$= \frac{s^4 + s^2(\omega_{03}^2 + \omega_{01}^2) + \omega_{01}^2\omega_{03}^2}{s^3B + sB\omega_{02}^2} \quad (3.24b)$$

$$= \frac{s}{B} + \frac{s^2(\omega_{03}^2 + \omega_{01}^2 - \omega_{02}^2) + \omega_{01}^2\omega_{03}^2}{s(Bs^2 + B\omega_{02}^2)} \quad (3.24c)$$

Simplificando la expresión, es posible formularla en función de las constantes descritas con anterioridad de la siguiente manera:

$$Z(s) = \frac{s}{B} + \frac{A}{s} + \frac{Cs}{Bs^2 + B\omega_{02}^2} \quad (3.25)$$

donde $D = 1/B$, mientras que A y C deberán hallarse igualando las expresiones 3.25 y 3.24c, se tendrá:

$$A(Bs^2 + B\omega_{02}^2) + s^2C = s^2(\omega_{03}^2 + \omega_{01}^2 - \omega_{02}^2) + \omega_{01}^2\omega_{03}^2 \quad (3.26)$$

de forma que, se obtendrá el sistema:

$$\begin{aligned} AB + C &= \omega_{03}^2 + \omega_{01}^2 - \omega_{02}^2 \\ AB\omega_{02}^2 &= \omega_{01}^2\omega_{03}^2 \end{aligned} \quad (3.27)$$

que al resolver proporciona los valores para las constantes:

$$A = \frac{\omega_{01}^2 \omega_{03}^2}{B \omega_{02}^2} \quad (3.28a)$$

$$C = \omega_{03}^2 + \omega_{01}^2 - \omega_{02}^2 - \frac{\omega_{01}^2 \omega_{03}^2}{\omega_{02}^2} \quad (3.28b)$$

por lo tanto:

$$Z(s) = Z_1(s) + Z_2(s) + Z_3(s) \quad (3.29a)$$

$$Z(s) = \frac{s}{B} + \frac{\frac{\omega_{01}^2 \omega_{03}^2}{B \omega_{02}^2}}{s} + \frac{\left(\omega_{03}^2 + \omega_{01}^2 - \omega_{02}^2 - \frac{\omega_{01}^2 \omega_{03}^2}{\omega_{02}^2}\right) s}{B(s^2 + \omega_{02}^2)} \quad (3.29b)$$

$$Z_1(s) = \frac{s}{B} = sL \quad (3.29c)$$

$$Z_2(s) = \frac{\omega_{01}^2 \omega_{03}^2}{s B \omega_{02}^2} = \frac{1}{\frac{B \omega_{02}^2}{\omega_{01}^2 \omega_{03}^2} s} = \frac{1}{sC} \quad (3.29d)$$

$$Z_3(s) = \frac{\left(\omega_{03}^2 + \omega_{01}^2 - \omega_{02}^2 - \frac{\omega_{01}^2 \omega_{03}^2}{\omega_{02}^2}\right) s}{B(s^2 + \omega_{02}^2)} = \frac{1}{\frac{sB}{\left(\omega_{03}^2 + \omega_{01}^2 - \omega_{02}^2 - \frac{\omega_{01}^2 \omega_{03}^2}{\omega_{02}^2}\right)} + \frac{B \omega_{02}^2}{\left(\omega_{03}^2 + \omega_{01}^2 - \omega_{02}^2 - \frac{\omega_{01}^2 \omega_{03}^2}{\omega_{02}^2}\right) s}} = \frac{1}{Y_3}(s) \quad (3.29e)$$

$$Y_3(s) = \frac{sB}{\left(\omega_{03}^2 + \omega_{01}^2 - \omega_{02}^2 - \frac{\omega_{01}^2 \omega_{03}^2}{\omega_{02}^2}\right)} + \frac{B \omega_{02}^2}{\left(\omega_{03}^2 + \omega_{01}^2 - \omega_{02}^2 - \frac{\omega_{01}^2 \omega_{03}^2}{\omega_{02}^2}\right) s} = sC + \frac{1}{sL} \quad (3.29f)$$

Como podemos observar en las expresiones 3.29c, 3.29d y 3.29e, $Z_1(s)$ se convierte en una inductancia L_1 , $Z_2(s)$ en un condensador de valor C_1 y $Z_3(s)$ en un resonador paralelo con valores C_2 y L_2 . A continuación se presentan los valores obtenidos:

$$L_1 = \frac{1}{B} \quad (\text{H}) \quad (3.30a)$$

$$C_1 = \frac{B \omega_{02}^2}{\omega_{01}^2 \omega_{03}^2} \quad (\text{F}) \quad (3.30b)$$

$$C_2 = \frac{B}{\left(\omega_{03}^2 + \omega_{01}^2 - \omega_{02}^2 - \frac{\omega_{01}^2 \omega_{03}^2}{\omega_{02}^2}\right)} \quad (\text{F}) \quad (3.30c)$$

$$L_2 = \frac{\left(\omega_{03}^2 + \omega_{01}^2 - \omega_{02}^2 - \frac{\omega_{01}^2 \omega_{03}^2}{\omega_{02}^2}\right)}{B \omega_{02}^2} \quad (\text{H}) \quad (3.30d)$$

La figura 3.4 ilustra el circuito obtenido.

3.3.2.2. Foster II

La implementación de Foster II es la forma dual a la de Foster I, ya que trabaja sobre la función admitancia $Y(s) = \frac{1}{Z(s)}$, por lo que se presentará directamente el modelo circuital y los valores de los elementos.

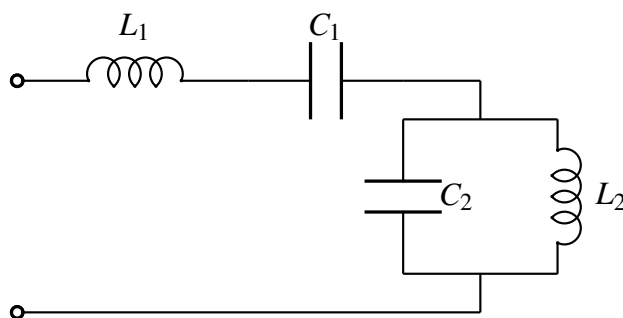


Figura 3.4: Modelo circuital de la implementación canónica de Foster I.

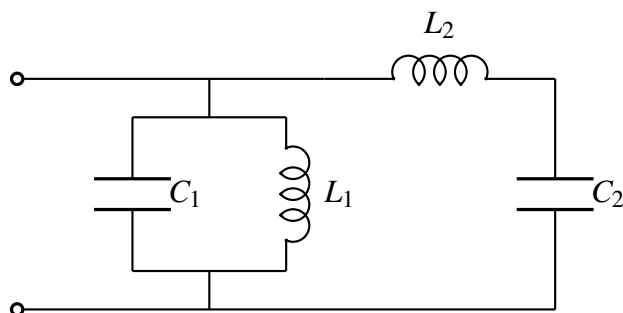


Figura 3.5: Modelo circuital de la implementación canónica de Foster II.

$$C_1 = \frac{1}{B} \quad (\text{F}) \quad (3.31a)$$

$$L_1 = \frac{B\omega_{02}^2}{\omega_{01}^2\omega_{03}^2} \quad (\text{H}) \quad (3.31b)$$

$$L_2 = \frac{B}{\left(\omega_{03}^2 + \omega_{01}^2 - \omega_{02}^2 - \frac{\omega_{01}^2\omega_{03}^2}{\omega_{02}^2}\right)} \quad (\text{H}) \quad (3.31c)$$

$$C_2 = \frac{\left(\omega_{03}^2 + \omega_{01}^2 - \omega_{02}^2 - \frac{\omega_{01}^2\omega_{03}^2}{\omega_{02}^2}\right)}{B\omega_{02}^2} \quad (\text{F}) \quad (3.31d)$$

3.3.3. Ejemplo filtro doble paso-banda con inversores

Una vez se ha obtenido las diferentes implementaciones canónicas que realizan la transformación paso-bajo a doble paso-banda, se procederá al diseño de un filtro de doble banda de paso mediante el uso de inversores, empleando el mismo proceso de diseño que abordó el capítulo 2.

La configuración en serie podrá implementar cualquiera de las formas de Cauer I y II, de igual modo que la de Foster I, ya que las tres implementan un modelo circuital basado en una impedancia $Z(s)$. Por otro lado, la variante paralelo, solamente podrá ser realizada por la realización de Foster II, ya que está desarrollada en base a una admitancia $Y(s)$.

La imagen 3.6 muestra el modelo esquemático que tendrá el filtro una vez se ha aplicado la transformación.

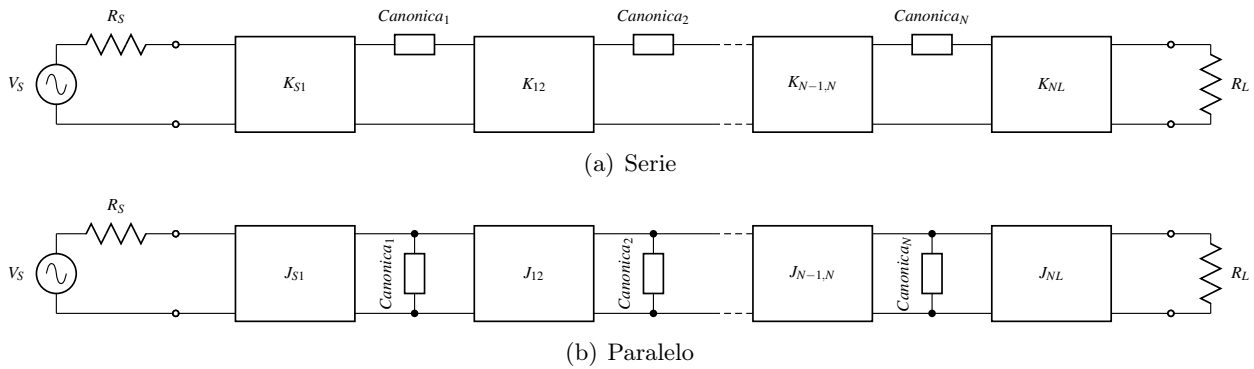


Figura 3.6: Prototipo paso-bajo con inversores.

Las especificaciones del filtro son las siguientes :

- Frecuencias de cada banda: $f_1=10.95$ GHz, $f_2=11.05$ GHz, $f_3=11.45$ GHz y $f_4=11.55$ GHz
- Ancho de banda=100 MHz
- Pérdidas de retorno $RL > 20$ dB
- Orden=4
- Respuesta tipo Chebyshev

Los valores de los inversores serán los mismos que se obtuvieron siguiendo el método descrito en el capítulo 2, ya que el orden y las pérdidas de retorno del filtro son idénticos. Los valores de las inductancias y condensadores se han hallado tras la aplicación de las expresiones obtenidas para cada realización. La tabla 3.1 recoge los valores para las bobinas y condensadores de las diferentes realizaciones canónicas.

Tabla 3.1: Valores de los elementos pertenecientes a las formas canónicas.

Realización Canónica	L_1 (H)	L_2 (H)	C_1 (F)	C_2 (F)
Cauer I	7.957e-10	4.199e-07	2.514e-13	4.772e-16
Cauer II	7.972e-10	4.208e-07	2.518e-13	4.744e-16
Foster I	7.957e-10	1.507e-12	2.518e-13	1.326e-10
Foster II	2.518e-13	1.326e-10	7.957e-10	1.507e-12

La figura 3.7 muestra la respuesta del filtro obtenido. Se puede observar que las especificaciones establecidas han sido satisfechas.

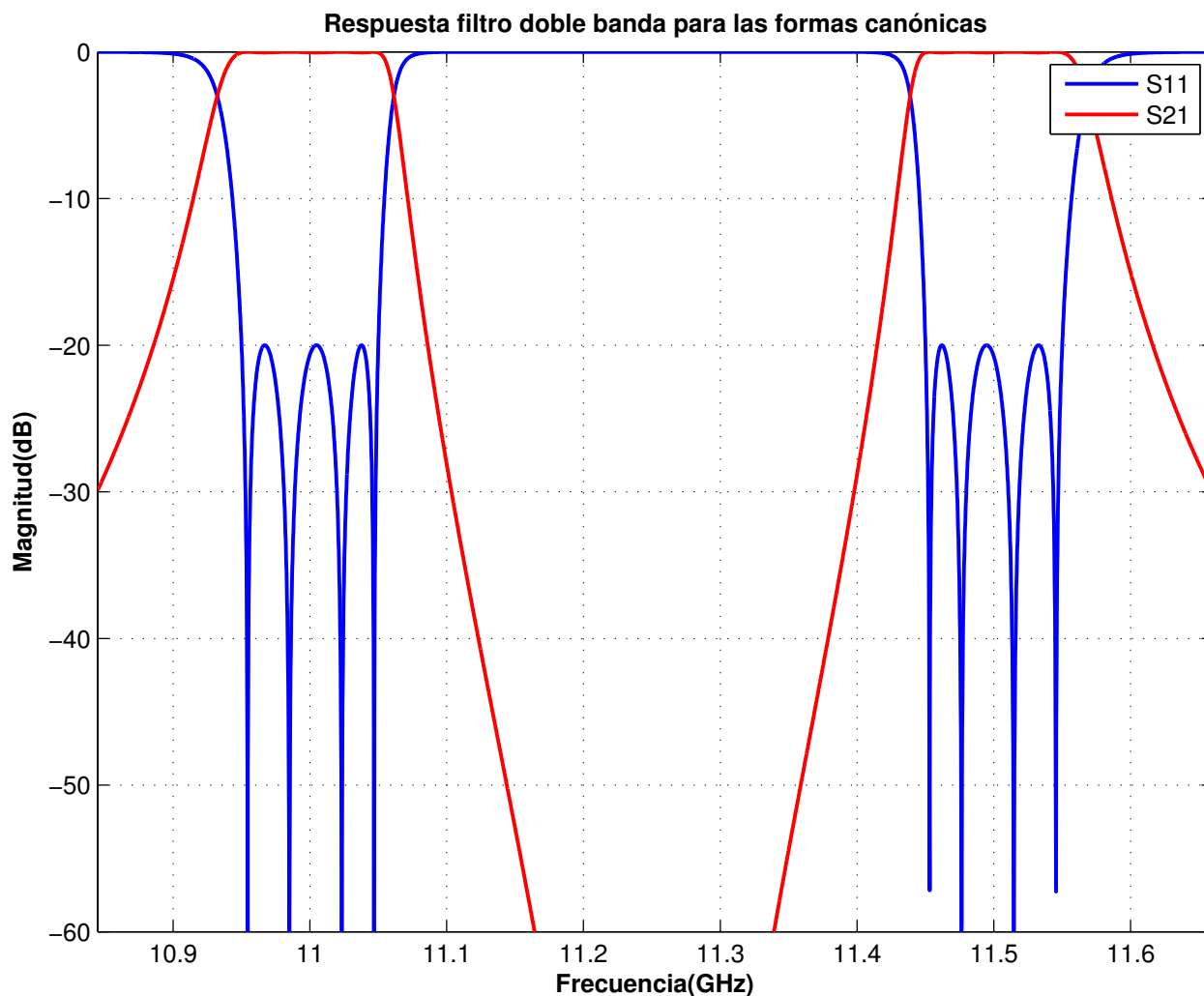


Figura 3.7: Respuesta del filtro doble-banda.

A la vista de los resultados, se ha podido validar el correcto funcionamiento de la transformación paso-bajo a doble-paso banda. También se ha comprobado el tedioso desarrollo matemático que se ha tenido que hacer para obtener todas las constantes de la transformación y los modelos circuitales que la implementan. El problema de este método de diseño, es que es no escalable para un número mayor de bandas. El incremento de una banda, es decir, un filtro con tres bandas de paso, conllevaría la aparición de un polinomio de orden 6 en la función de transferencia, a partir de cual se debería proceder de la misma que forma que se hizo para el polinomio de orden 4 de la transformación a dos bandas. Por otra parte, al haber tres bandas de paso el número de resonadores presentes en los modelos circuitales también se ve incrementado. A la vista de lo expuesto, es fácil decir que el incremento de una única banda de paso, conllevaría un esfuerzo de desarrollo matemático que crecería exponencialmente, aun siendo un proceso metódico y no excesivamente complejo.

Dicho esto, en los capítulos siguientes se va a tratar de presentar un método de diseño de filtros de banda múltiple, partiendo desde un punto de vista diferente. Se diseñarán filtros de una única banda de paso y se combinarán con la técnica de diseño de multiplexores en configuración *manifold*, para la obtención de múltiples bandas de paso, de manera que se evitará el tedioso proceso de la obtención de una transformación frecuencial a N bandas de paso.

Capítulo 4

Procedimiento de diseño de un multiplexor

4.1. Introducción

La conclusión del capítulo 3 es la necesidad de buscar un método general más sencillo a la hora de diseñar filtros multibanda. La técnica para el diseño de filtros N-band que se presentará en capítulos futuros está basada en el método de diseño de multiplexores analógicos. Antes de poner el foco en ella, es conveniente introducir el método utilizado para el diseño de multiplexores en *manifold*. Este capítulo tiene la finalidad de explicar el proceso de diseño que es necesario seguir para el diseño de multiplexores. Para la elaboración de este capítulo se ha seguido el proceso descrito en [2].

4.2. Multiplexor basado en *manifold*

Como queda recogido en el capítulo 2, un multiplexor en *manifold* es aquel en el que todos los filtros que componen el multiplexor están conectados a una guía común a todos llamada colector o *manifold*. Existen diferentes configuraciones (ver figura 2.14), ya sea la *comb*, *herringbone* o *end-fed*. Este capítulo se centrará en la configuración *comb*, ya que facilitará el paso posterior para la realización de un filtro N band.

La carencia de componentes como circuladores o híbridos en un multiplexor en *manifold* hace, como se ha dicho con anterioridad, que todos los filtros estén conectados entre sí a través del *manifold*. Este hecho provoca que el diseño del multiplexor tenga que entenderse como un conjunto, ya que la interactuación de los diferentes filtros imposibilita el diseño aislado de los mismos. Es decir, añadir un canal más a un multiplexor de N canales, trastoca completamente la respuesta global, teniendo que rediseñar por completo el multiplexor.

La figura 4.1 recoge el esquemático correspondiente a un multiplexor. En ella se pueden distinguir varios elementos:

- Los diferentes filtros $f_{01}, f_{02} \dots f_{n1}$.
- Los tramos de guía de onda $L_1, L_2 \dots L_n$ correspondientes al *manifold*.
- Los tramos de guía que conectan los filtros con el *manifold*, $L_{s1}, L_{s2} \dots L_{sn}$ conocidos como *stubs*.

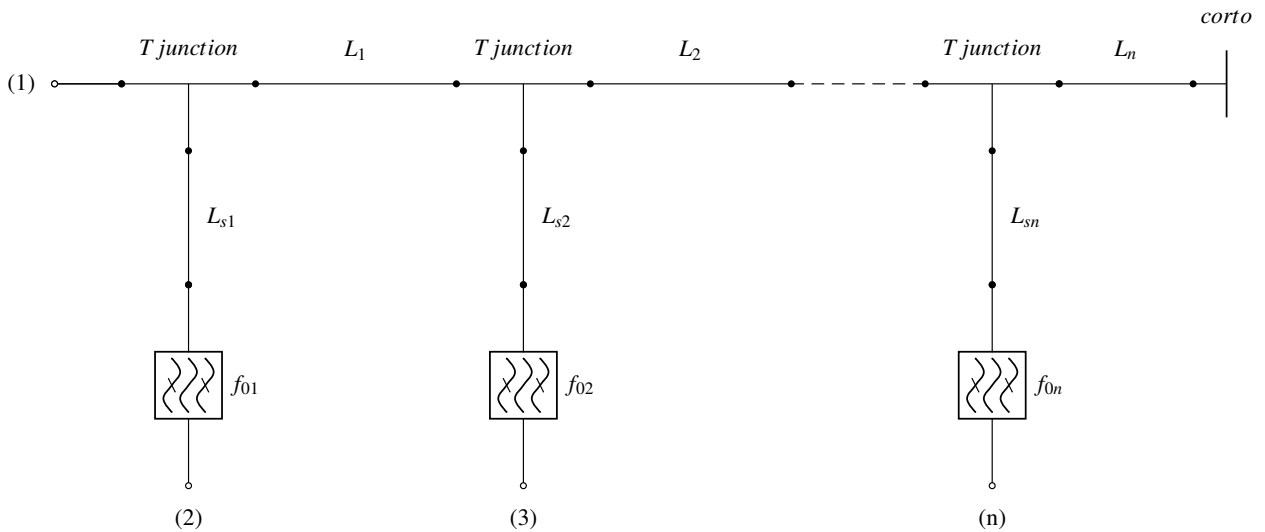


Figura 4.1: Modelo circuital de un multiplexor en *manifold*.

- Las diferentes uniones en T. Es necesario realizar la elección del tipo de unión que se va a emplear, ya sea en plano H o plano E.
- Se puede apreciar que el *manifold* está terminado en un cortocircuito, tal y como lo hacía la variante *comb*.

Los dos parámetros fundamentales a tener en cuenta a la hora del diseño son:

- **CPRL (dB):** *Common Port Return Loss*, que hace referencia a la reflexión total, provocada por las diferentes interacciones de todos los filtros, que se ve en el puerto común del *manifold*.
- **Transmisión de los canales:** Básicamente los parámetros $S_{21}, S_{31} \dots S_{n1}$. El diseño de los canales del multiplexor varía en función de si las bandas están separadas, donde las interacciones entre filtros serán pequeñas, o de si están relativamente juntas, donde aparecerán fuertes interacciones.

4.2.1. Metodología de diseño y optimización

El proceso de diseño está dividido en cuatro partes:

- Diseño individual de los diferentes canales sin considerar el manifold.
- Sintetizar las correspondientes matrices de acoplo ($M_{11}, M_{22}, \dots M_{NN}$).
- Poner inicialmente los tramos de guía $L_1, L_2 \dots L_{n-1}$ que conectan las uniones en T con el *manifold* a $\frac{m\lambda_g}{2}$. A su vez poner L_n a $\frac{\lambda_g}{2}$ si las uniones son plano E o $\frac{\lambda_g}{4}$ si son en plano H. El parámetro m deber ser el mínimo posible.
- Inicializar los *stubs* $L_{s1}, L_{s2} \dots L_{sn}$ a $\frac{n\lambda_g}{2}$, donde el n sea el mínimo posible.

Cabe decir que al trabajar en guía de onda, donde sólo se propagan modos TE o TM, el cálculo de λ_g se realiza mediante la aplicación de la siguiente expresión:

$$\lambda_g = \frac{\left(\frac{c_0}{f}\right)}{\sqrt{1 - \left(\frac{f_c}{f}\right)^2}} \quad (4.1)$$

donde

$$f_c = \frac{k_c c}{2\pi} \quad (4.2a)$$

$$k_c = \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2} \quad (4.2b)$$

siendo a y b las dimensiones de la guía, m y n hacen referencia al modo de propagación, k_c es el número de onda de corte y f_c la frecuencia de corte. En nuestro caso utilizaremos el modo TE_{10} .

La figura 4.2, ilustra el esquemático de un filtro paso-banda. Como novedad respecto al capítulo 2, se puede observar los elementos $M_{11}, M_{22} \dots M_{NN}$. Estos elementos son reactancias que tienen como finalidad permitir el ajuste de la frecuencia de resonancia de cada resonador individual. Estos elementos facilitarán el proceso de optimización del multiplexor, ya que todos los filtros están conectados eléctricamente al *manifold*, de modo que interactúan entre sí.

Tras finalizar el diseño del filtro mediante elementos concentrados, es necesario realizar su conversión a guía de onda. Para ello es conveniente obtener el prototipo distribuido del circuito tal y como se explicó en la subsección 2.2.3.

Una vez se ha realizado el diseño de multiplexor, es necesario aplicar un proceso de optimización del mismo para satisfacer las especificaciones. El procedimiento de optimización sería el siguiente:

- El primer paso es optimizar las longitudes entre las uniones T y entre el cortocircuito y la primera unión en T. De igual modo es conveniente optimizar los *stubs*. Es decir, primero se optimizaría $L_1, L_2 \dots L_n$ y $L_{s1}, L_{s2} \dots L_{sn}$.
- El segundo paso es optimizar partes del *manifold* que afecten a un filtro en particular, el *stub* del filtro y el primer parámetro del filtro n , K_{S1} . Es decir, L_n, L_{sn} y K_{S1} del filtro n . Una vez estancada la optimización se deshabilitarán estas variables. Se repetirá el paso previo para todos los filtros hasta llegar al filtro 1:
 - L_{n-1}, L_{sn-1} y K_{S1} del filtro $n - 1$.
 - L_1, L_{s1} y K_{S1} del filtro 1.
- El tercer paso sería repetir el proceso del paso anterior, pero optimizando el primero y el segundo parámetro de los filtros:
 - L_n, L_{sn}, K_{S1} y M_{11} del filtro n .
 - $L_{n-1}, L_{sn-1}, K_{S1}$ y M_{11} del filtro $n - 1$.
 - L_1, L_{s1}, K_{S1} y M_{11} del filtro 1.
- Repitiendo el paso 2 y 3, poco a poco se irá profundizando a lo largo de los filtros. El problema que surge es que el número de variables optimizables se ve incrementado, por lo que el cálculo computacional se ralentizará. Iterando, se alcanzarán las especificaciones exigidas.

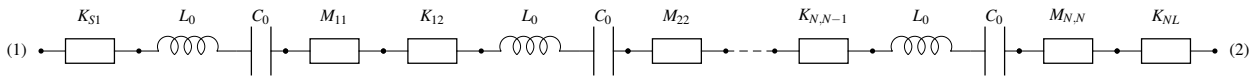


Figura 4.2: Esquemático de un filtro paso-banda con reactancias de ajuste.

Una vez se ha expuesto el proceso de diseño de un multiplexor, se ilustrará el mismo mediante un ejemplo.

4.2.2. Ejemplo diseño de un multiplexor de 2 canales

Las especificaciones de diseño son las siguientes:

- Filtro 1: $f_{01}=11$ GHz
- Filtro 2: $f_{01}=11.5$ GHz
- Ancho de banda=100 MHz
- CPRL>20 dB
- Orden de los filtros: $N=4$
- Respuesta de tipo Chebyshev

Para esta banda de frecuencias es conveniente utilizar la guía de onda WR75 ($a=19.05$ mm y $b=9.525$ mm), cuyo rango de operación se extiende desde 10-15 GHz. Se han elegido las uniones en T en plano H.

El procedimiento seguido es el siguiente:

- Primero se han diseñado los filtros aislados con inversores mediante la técnica de las pérdidas de inserción.
- Seguidamente se han conectado los filtros al *manifold* y *stubs* añadiendo las correspondientes reactancias de ajuste de la frecuencia de resonancia y se ha procedido a la optimización siguiendo el proceso descrito con anterioridad.
- Una vez se han cumplido las especificaciones con los elementos concentrados, se ha procedido a convertir los filtros en tecnología de guía de onda. Para ellos se ha tenido que convertir los inversores del prototipo concentrado al prototipo distribuido aplicando las expresiones 2.21, 2.22a y 2.22b. Una vez hecho esto, se han obtenido los valores de los iris y de los tramos de guía de onda aplicando 2.24.
- Finalmente, se ha procedido a optimizar de nuevo el modelo EM, siguiendo el proceso anterior.

La figura 4.3 muestra el circuito equivalente del multiplexor. Por otro lado, en la tabla 4.1 se exponen los diferentes valores de los tramos del *manifold* y *stubs* obtenidos tras el proceso de optimización tanto para el modelo de elementos concentrados como el EM.

El modelo circuital de los filtros, tanto el modelo concentrado como el EM, quedan recogidos en la figura 4.4.

Las tablas 4.3 y 4.2 muestran los valores obtenidos tras el proceso de optimización de los tramos de guía del *manifold* y *stubs*, así como de los inversores y resonadores correspondientes.

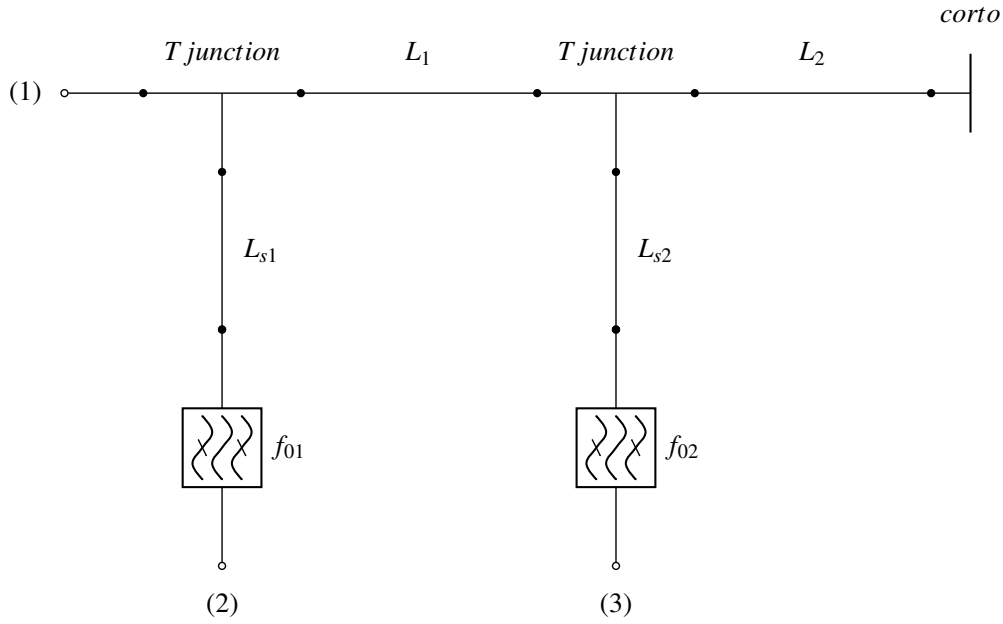


Figura 4.3: Modelo circuital de un multiplexor de 2 canales.

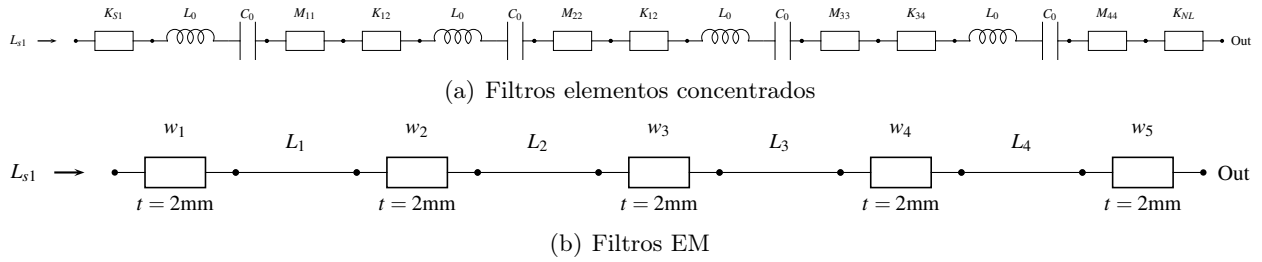


Figura 4.4: Modelo circuital de los filtros. Modelo con elementos concentrados (arriba) y modelo electromagnético (abajo).

Tabla 4.1: Valores de los tramos del *manifold* y *stubs*.

Modelo	L_1 (mm)	L_2 (mm)	L_{s1} (mm)	L_{s2} (mm)
Concentrado	16.752	0.135	1.358	4.453
EM	12.661	0.205	4.270	3.659

Tabla 4.2: Valores de los resonadores e inversores de los filtros.

Filtro	L_0 (nH)	C_0 (pF)	K_{S1} (Ω)	K_{12} (Ω)	K_{23} (Ω)	K_{34} (Ω)	K_{4L} (Ω)	M_{11} (Ω)	M_{22} (Ω)
11GHz	1.591	0.131	1.377	0.895	0.699	0.910	1.035	-0.199	-0.011
11.5GHz	1.519	0.120	1.499	0.923	0.699	0.910	1.035	0.410	0.012

Tabla 4.3: Valores de los anchos de los iris y de los tramos de guía de onda.

Filtro	w_1 (mm)	w_2 (mm)	w_3 (mm)	w_4 (mm)	w_5 (mm)	L_1 (mm)	L_2 (mm)	L_3 (mm)	L_4 (mm)
11GHz	9.598	4.988	4.649	5.004	8.627	16.992	18.648	18.639	17.338
11.5GHz	9.095	4.749	4.379	4.691	8.203	15.439	17.107	17.117	15.952

Los resultados correspondientes tanto a la simulación con elementos concentrados como la realizada con guías e iris se puede ver en la figura 4.5.

Es posible observar que las diferentes respuestas obtenidas tanto para el diseño mediante elementos concentrados como para el diseño EM son prácticamente idénticas salvo por ligeras discrepancias. Estas pequeñas variaciones de las respuestas son debidas a que en el prototipo concentrado, los elementos tienen su valor concretado en un punto, mientras que en el modelo distribuido o EM, el valor está repartido a lo largo de toda la línea de transmisión. Este el motivo de las pequeñas variaciones en la respuesta.

A la vista de los resultados, se puede decir sin problema que la especificaciones han sido satisfechas, ya que la CPRL está por encima de 20 dB en el ancho de banda requerido.

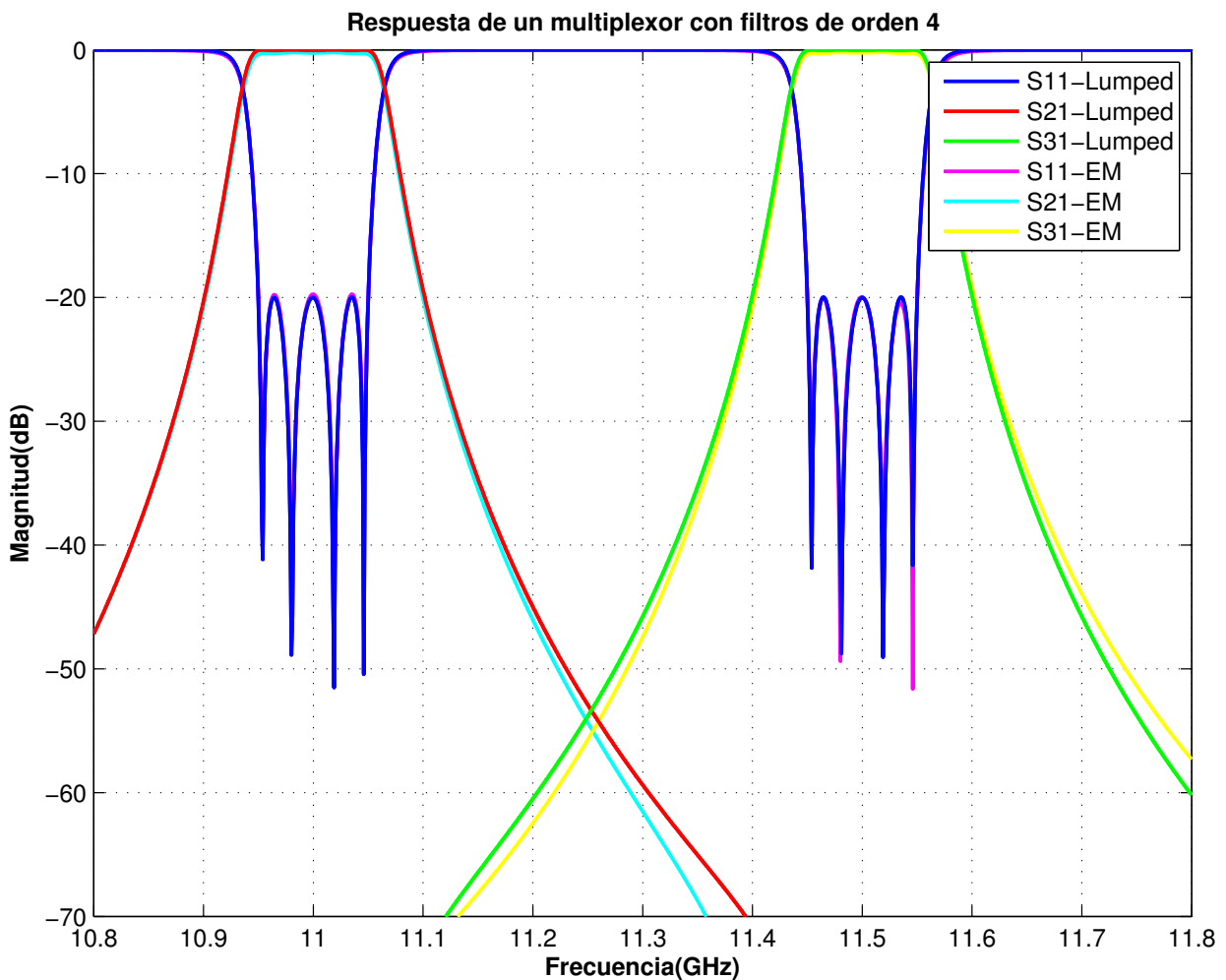


Figura 4.5: Respuesta del multiplexor de 2 canales.

Capítulo 5

Procedimiento de diseño de un filtro N-band

5.1. Introducción

Tras la lectura del capítulo 4, donde se exponía el proceso de diseño de un multiplexor en su configuración *manifold*, este capítulo va a introducir una novedosa técnica de diseño para filtros N-band, objetivo fundamental de este trabajo fin de master.

Previo paso, es fundamental realizar una prueba de concepto que permita comprobar la viabilidad de la idea. La sección 5.2 recoge esta comprobación mediante la implementación de un filtro dual-band realizado con circuladores.

El desarrollo de la técnica se explicará con profundidad en las secciones posteriores, estableciendo un método general y mostrando los resultados obtenidos para el diseño de un filtro dual-band y otro 3-band cuyos filtros tienen diferentes órdenes.

5.2. Prueba de concepto

Como se vió en la sección 2.3.1.1 una posible configuración de un multiplexor de satélite es el resultado de combinar circuladores y filtros. De este modo es posible separar diferentes canales sin problema. Además esta variante presentaba la gran ventaja de poder ser fácilmente escalable, ya que era posible tratar como un módulo independiente al conjunto circulator/filtro, debido a que su conexión en cascada uno al lado del otro, aumentaba el número de canales del multiplexor.

Sabiendo ésto, se ha procedido a combinar los circuladores y los filtros de forma que el conjunto de todos se comportara como un dispositivo de dos accesos que tuviera una respuesta de un filtro de N-bandas. La figura 5.1 ilustra la configuración pensada para la realización de un filtro de dos únicas bandas. Para ello, se han utilizado dos filtros paso-banda, diseñados mediante el proceso explicado en la sección 2.2, que trabajan a 11 y 11.5 GHz respectivamente. Ambos son de orden 4 y presentan un ancho de banda de 100 MHz. Los circuladores que ha sido utilizados, presentan unas pérdidas de inserción de 0.2 dB, mientras que su aislamiento es de 30 dB.

Es posible advertir, que sólo era necesario el diseño de los filtros para este diseño en concreto. Los resultados obtenidos para el circuito en cuestión quedan reflejados en la figura 5.2.

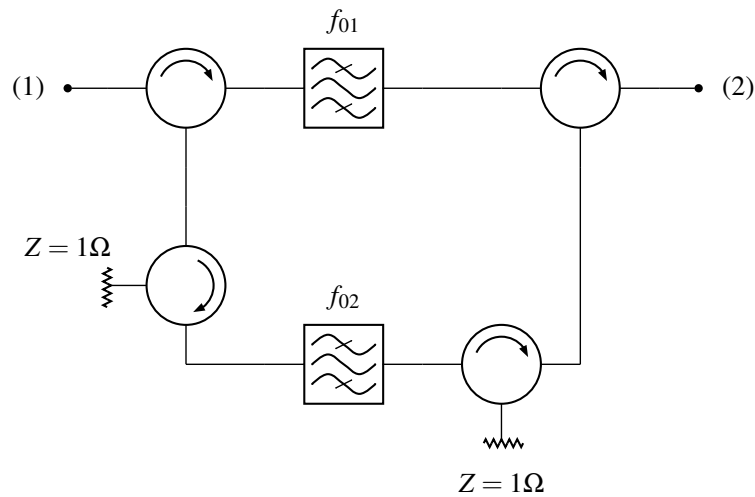


Figura 5.1: Esquemático de un filtro dual-band realizado con circuladores.

A la vista de los resultados, en los que se puede apreciar claramente la respuesta continua de dos bandas de paso centradas en 11 y 11.5 GHz, se podría confirmar el éxito de la prueba de concepto. Algunas consideraciones que se han observado son, por ejemplo, que en la segunda banda de paso se pueden apreciar unas pérdidas alrededor de 1 dB. La explicación de este suceso es simple, ya que los circuladores introducen pérdidas y atendiendo a la figura 5.1 se puede comprobar que la señal a 11.5 GHz atraviesa más circuladores que la señal a 11 GHz. Por otro lado, las pérdidas de retorno son mínimas, debido al buen aislamiento de los circuladores.

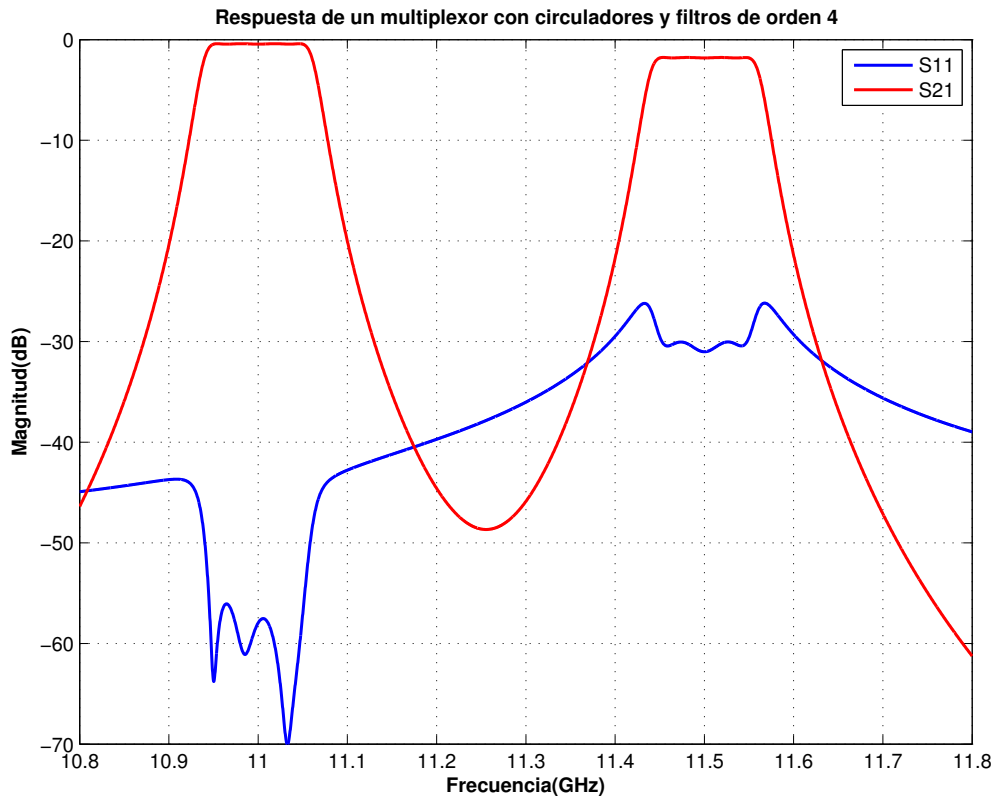


Figura 5.2: Resultados obtenidos para un filtro dual-band implementado con circuladores.

Una vez demostrada la prueba de concepto, el siguiente paso es obtener un circuito en guía de onda. La idea es obtener un método de diseño empleando la configuración en *manifold* de un multiplexor.

5.3. Diseño de un filtro N-band

Una vez ha quedado verificada la prueba de concepto en la sección 5.2, esta sección va a tratar de obtener un método para conseguir un filtro N-band en guía de onda. La idea principal es diseñar un multiplexor como ya se hizo en la sección 4.2.2, para que una vez diseñado, realizar una simetría del circuito y conectarlo en la parte inferior, tal y como se aprecia en la imagen 5.3. Esta figura muestra el circuito general que se tomará como punto de partida, un multiplexor en *manifold* y a su vez muestra el esquemático final que el filtro N-band deberá tener.

Aquí surge el principal problema a solucionar. Cuando se diseña un multiplexor no se tiene en cuenta la longitud de sus filtros y *stubs*, ya que es irrelevante debido a que cada conjunto de *stub* y filtro van conectados a un puerto independiente. Este no es el caso para el filtro N-band, que sólo dispone de dos puertos. Para que la simetría propuesta funcione, el conjunto de *stubs* y filtros debe medir exactamente lo mismo, de lo contrario una rama será más larga que otra haciendo imposible la realización física de la simetría descrita.

La solución al problema, se plantea en la figura 5.4, donde se puede ver que se ha introducido una nueva variable que no aparecía con anterioridad L_{half} , que permitirá la obtención de la simetría. Esta nueva variable abarcará hasta la mitad de los filtros, incluyendo los *stubs*. Para conseguir que todos las ramas tengan la misma longitud, se ha decidido forzar al primer resonador de los filtros, es decir el tramo de guías L_1 de la figura 5.5, a la siguiente expresión:

$$L_1 = L_{\text{half}} - L_{s1} - \frac{L_{\text{filtro}}}{2} \quad (5.1)$$

donde L_{s1} a la longitud del primer *stub* y L_{filtro} se refiere a la longitud que abarque hasta la mitad de cualquier filtro. Particularizando para la expresión 5.1 para el caso de filtros de orden 3 y 4, se tiene la expresión 5.2. En función del orden de filtro que tenga, la expresión se deberá ajustar a la mitad del filtro.

$$\begin{aligned} L_1 &= L_{\text{half}} - L_{s1} - \frac{L_2}{2} - 2t & N &= 3 \\ L_1 &= L_{\text{half}} - L_{s1} - L_2 - 2,5t & N &= 4 \end{aligned} \quad (5.2)$$

donde el parámetro t hace referencia a la longitud o grosor de los iris inductivos.

Una vez se ha finalizado con el diseño del multiplexor aplicando estas restricciones, se procede a realizar la simetría descrita anteriormente. La figura 5.5 muestra como quedarían los filtros tras realizar la simetría.

Tras realizar este último paso, el proceso de diseño del filtro multibanda habría terminado.

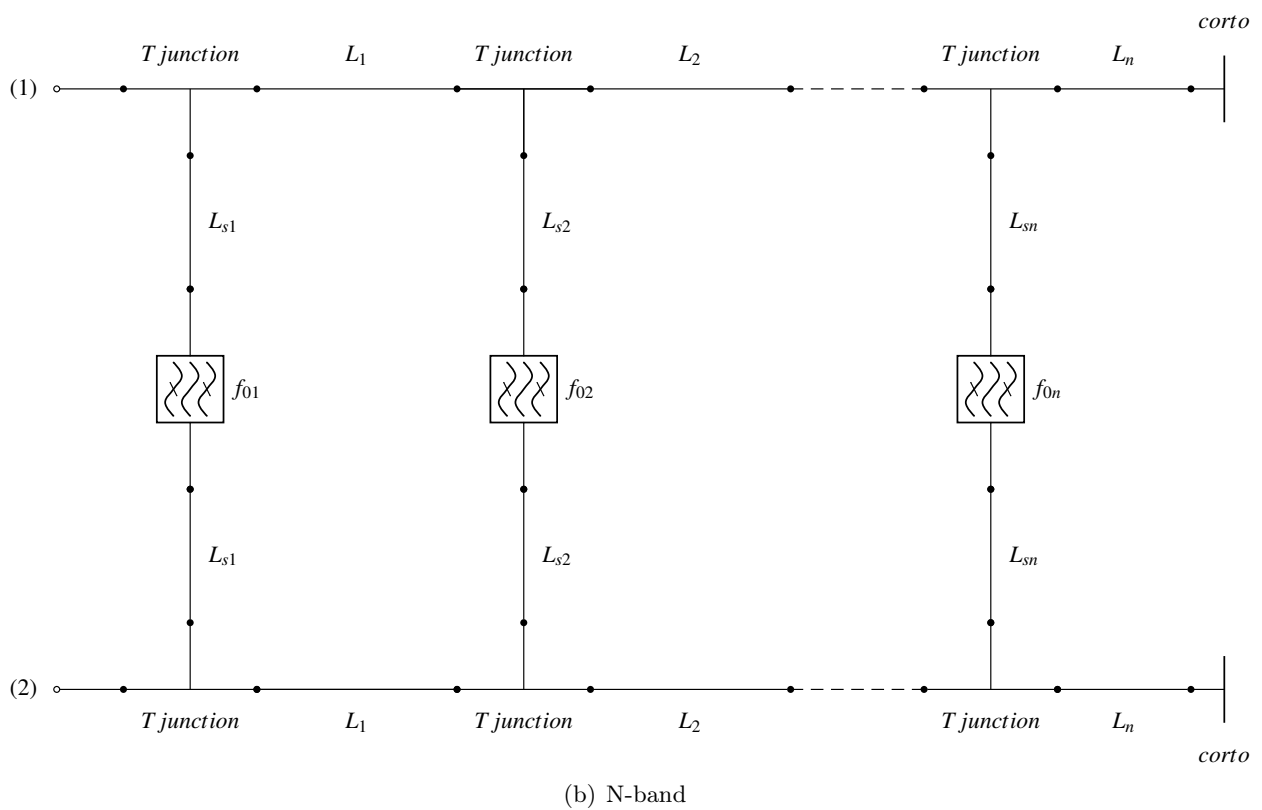
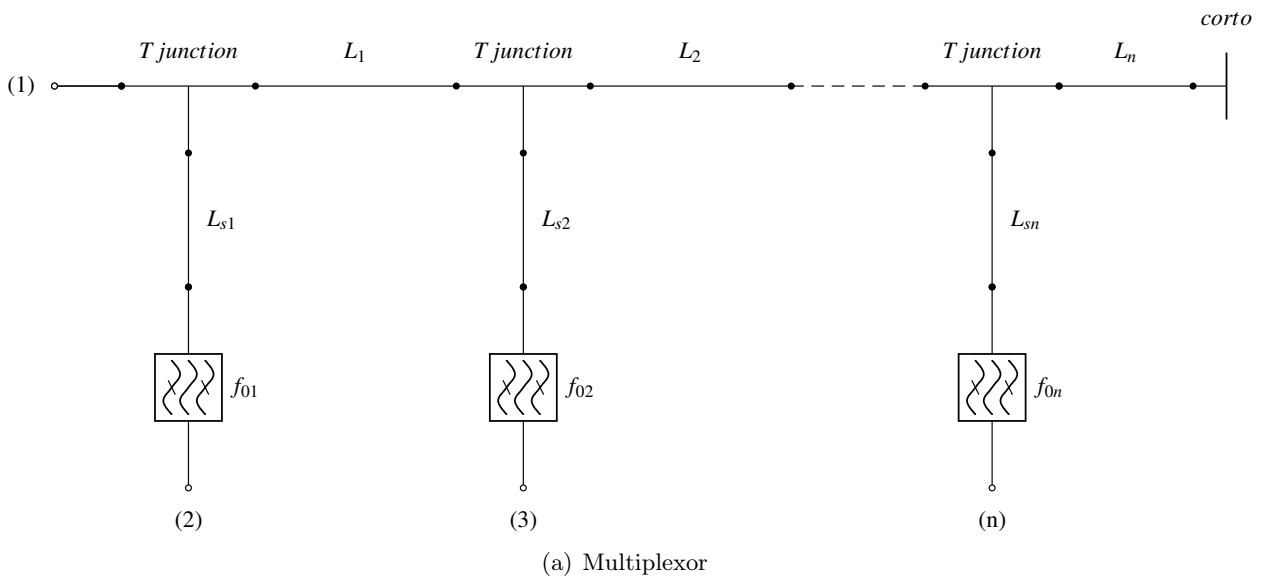


Figura 5.3: Esquemático de un multiplexor *manifold*(arriba) y un filtro N-band (abajo).

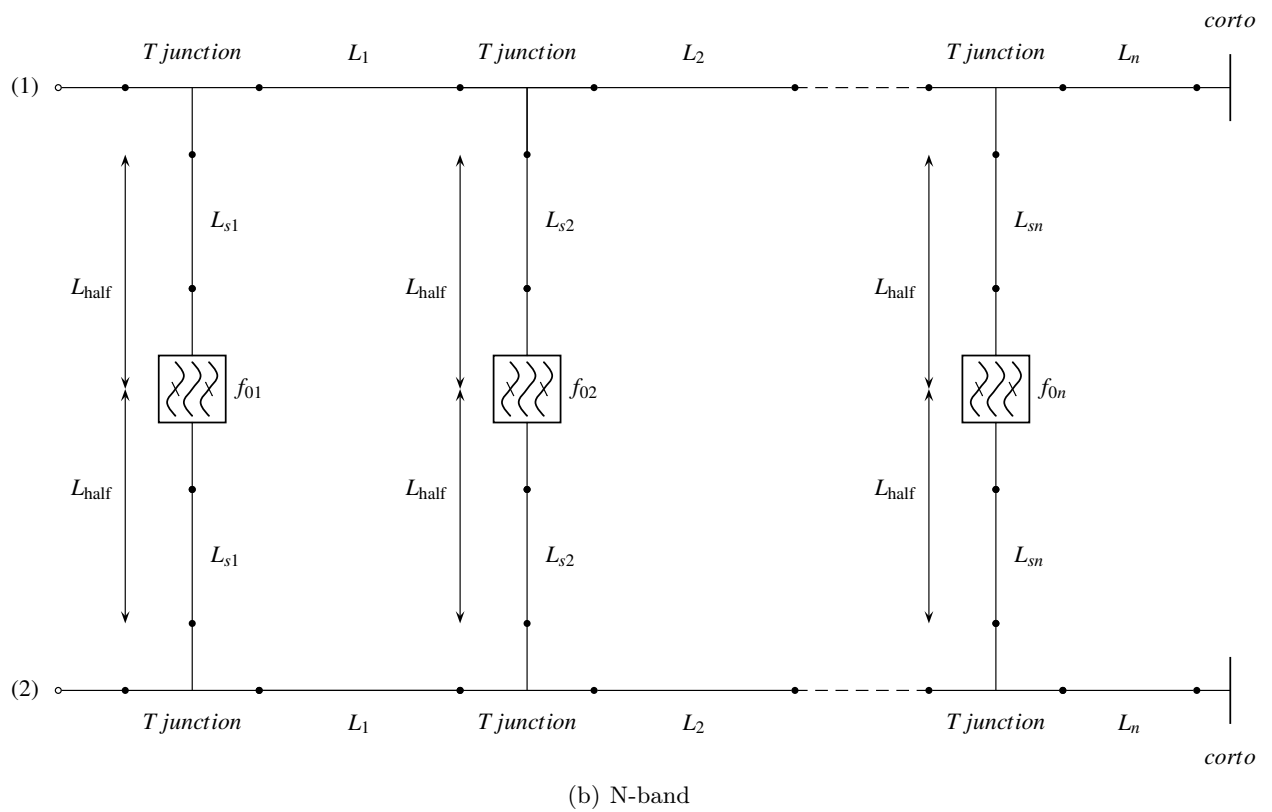
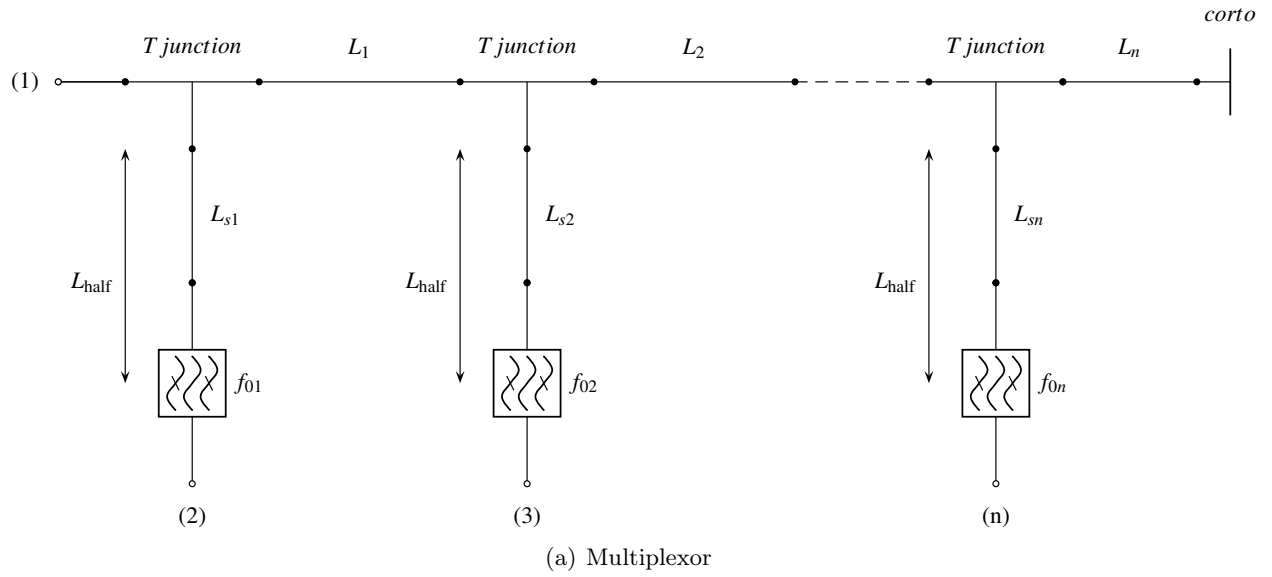


Figura 5.4: Esquemático de un multiplexor *manifold* y un filtro N-band introduciendo la variable L_{half} .

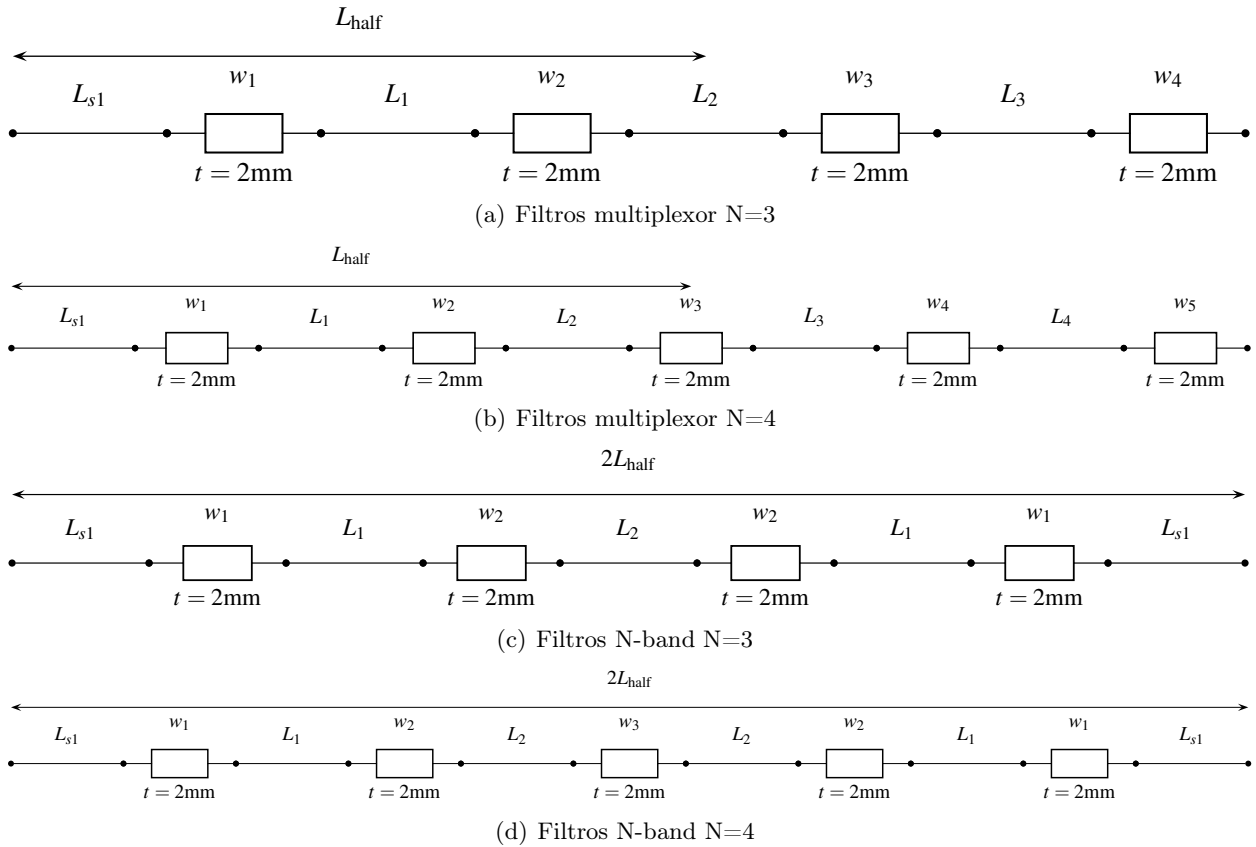


Figura 5.5: Esquemático de los filtros en guía de onda empleados en un multiplexor y en el filtro N-band.

A continuación se recapitulan todos los pasos a seguir:

- Diseñar los filtros independientes cumpliendo las especificaciones que correspondan, mediante inversores y elementos concentrados, siguiendo el proceso explicado en la sección 2.2.
- Diseñar un multiplexor de N canales en guía de onda, aplicando el proceso comentado en la subsección 4.2.1. Transformar los filtros a la tecnología en guía de onda, tal y como se explicada en la subsección 2.2.3.
- Forzar al primer resonador de cada filtro a cumplir la expresión 5.1, para conseguir la igualdad de longitud de todas las ramas del multiplexor.
- Realizar una simetría del multiplexor y conectarla a la parte inferior del mismo. En este paso la respuesta obtenida en el multiplexor y en el N-band serán muy similares.
- Aplicar un proceso de optimización fino para cumplir con las especificaciones del filtro N-band.

Tras exponer el método de diseño general, se va a proceder a demostrar su funcionamiento mediante una serie de ejemplos en las siguientes secciones.

5.4. Diseño de un filtro dual-band

Esta sección tiene el objetivo de mostrar el diseño de un filtro de dos bandas en guía, aplicando el procedimiento descrito con anterioridad.

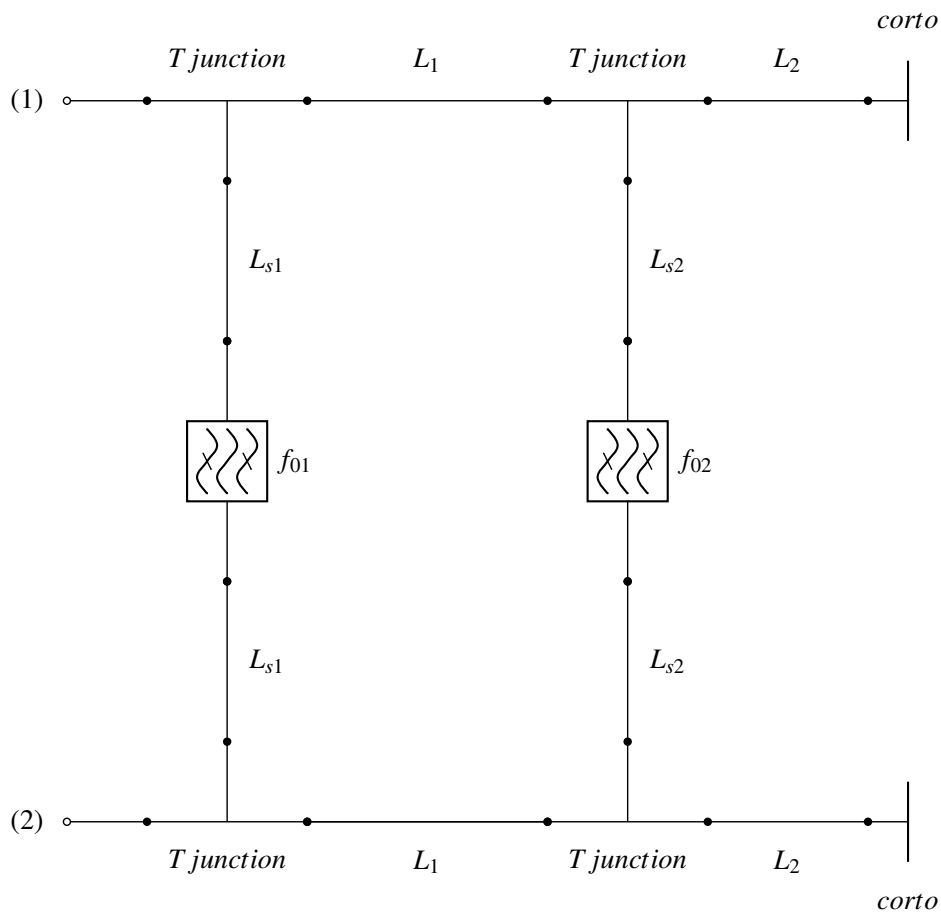


Figura 5.6: Modelo circuital de un filtro dual-band.

Las especificaciones que se le exigen al filtro se presentan seguidamente:

- Filtro 1: $f_{01}=11$ GHz
- Filtro 2: $f_{02}=11.5$ GHz
- Ancho de banda=100 MHz
- Pérdidas de retonro $RL > 20$ dB
- Respuesta de tipo Chebyshev

El filtro se implementará en la guía WR75 ($a=19.05$ mm y $b=9.525$ mm). Se ha elegido diferentes configuraciones de filtros para comprobar el impacto que tiene la combinación de filtros de orden par e impar. Los resultados han sido obtenidos mediante el software electromagnético FEST. El modelo circuital del filtro dual-band puede verse la figura 5.6.

Se han diseñado cuatro filtros dual-band, con diferentes configuraciones de orden de los filtros, donde Nx-Nx hace referencia al orden del filtros utilizados:

- N3-N3
- N3-N4
- N4-N3

- N4-N4

Las imágenes 5.7, 5.8, 5.9 y 5.10, muestran los resultados obtenidos para estos filtros. A la vista de los resultados obtenidos, es posible afirmar que la técnica propuesta es válida para el diseño de filtros de dos bandas de paso. Las especificaciones están casi satisfechas a falta de realizar una optimización fina con el objetivo de obtener los 20 dB de pérdidas de retorno en las bandas requeridas.

Se ha comprobado que utilizar un orden de filtro u otro afecta a la respuesta global del filtro, pudiendo incluso generar ceros de transmisión, algo muy ventajoso en términos de selectividad. Para que exista un cero de transmisión se deben dar dos condiciones inequívocas, igual de amplitud de las señales y oposición de fase. La búsqueda de ceros de transmisión es muy necesaria en el diseño de este tipo de filtros, ya que permitiría aproximar las bandas de paso.

La figura 5.7, pone de manifiesto que la combinación de dos filtros de orden impar, genera un cero de transmisión entre bandas. Este efecto, permite que se puedan diseñar filtros más selectivos. La combinación de un filtro de orden impar y par también genera un cero de transmisión a la vista de los resultados recogidos en la figura 5.8. Por otra parte, comenzar utilizando un filtro de orden par no genera cero de transmisión entre bandas, tal y como se puede vislumbrar en las figuras 5.9 y 5.10.

A raíz de esto, se puede afirmar que comenzar el filtro dual-band con un filtro de orden impar, nos garantiza que exista un cero de transmisión entre las bandas. Las figuras 5.11, 5.12, 5.13 y 5.14 muestran la respuesta en magnitud y fase de los filtros aislados y de igual forma la respuesta en magnitud de cada uno de los dual-band. El motivo de estas gráficas es mostrar el por qué de la aparición o no de ceros de transmisión.

Para la determinación de un cero de transmisión es necesario fijarse en el punto en el que las respuestas de los filtros aislados se cruza y ver si para esa frecuencia se produce inversión de fase o no. En el caso de que sí existiera inversión de fase, se generaría el cero de transmisión. Por otro lado, si existe desfase entre las señales aún no siendo muy elevado, se materializará con un valle entre las dos bandas de la respuesta.

Observando estas figuras, es posible darse cuenta de que la frecuencia en la que se igualan las amplitudes de los filtros y donde se produce inversión de fase o no, no coinciden exactamente con la frecuencia donde aparece el cero de transmisión. Esto se debe principalmente a dos motivos, el primero es que la respuesta en fase y magnitud de los filtros aislados, se ha obtenido mediante el modelo con elementos concentrados de los filtros. Por el contrario la respuesta de los filtros dual-band, es la final una vez se ha convertido todo a guía de onda, donde los resultados varían ligeramente, como se pudo comprobar en la figura 4.5 del capítulo 4. El otro motivo de la discrepancia es debido a la interacción entre filtros, *stubs* y *manifolds*, ya que están conectados eléctricamente entre sí. Este hecho puede provocar la aparición de otros ceros de transmisión, tal y como se puede ver claramente en la figura 5.8, donde aparecen dos ceros de transmisión, el primero debido a la combinación de un filtro de orden impar con otro de orden par y el segundo provocado por la interacción citada.

La tabla 5.1, recoge los diferentes valores de longitudes de guías y anchos de los iris de los diferentes filtros y de igual modo las longitudes de los *stubs* y *manifolds* de las distintas combinaciones.

Una vez mostrados los resultados obtenidos tras el diseño de cuatro configuraciones distintas de un filtro dual-band y verificando el cumplimiento de especificaciones, se va a proceder a dar un paso más ambicioso, el diseño de un filtro con tres bandas de paso. Se va a tratar de demostrar que las afirmaciones en lo que respecta a ceros de transmisión descritas con anterioridad son reales y

Tabla 5.1: Valores de las guías y los anchos de los iris para los filtros dual-band.

Parámetros(mm)	N3-N3	N3-N4	N4-N3	N4-N4
$L_{1\text{manifold}}$	3.325	8.564	4.118	10.723
$L_{2\text{manifold}}$	6.728e-10	2.384	5.212e-9	0.375
L_{s1}	15.556	9.762	3.249	1.583
L_{s2}	18.971	8.186	15.257	4.642
L_{half}	47.152	39.876	43.703	41.141
Filtro 11GHz				
w_1	6.486	9.080	9.739	9.400
w_2	4.853	5.254	4.992	4.925
w_3	-	-	4.645	4.606
L_1	18.276	16.876	16.798	16.896
L_2	18.639	18.475	18.654	18.661
Filtro 11.5GHz				
w_1	9.088	13.171	8.489	9.225
w_2	4.876	5.616	4.886	4.707
w_3	-	4.396	-	4.365
L_1	15.677	9.761	15.948	15.379
L_2	17.005	16.928	16.994	17.118

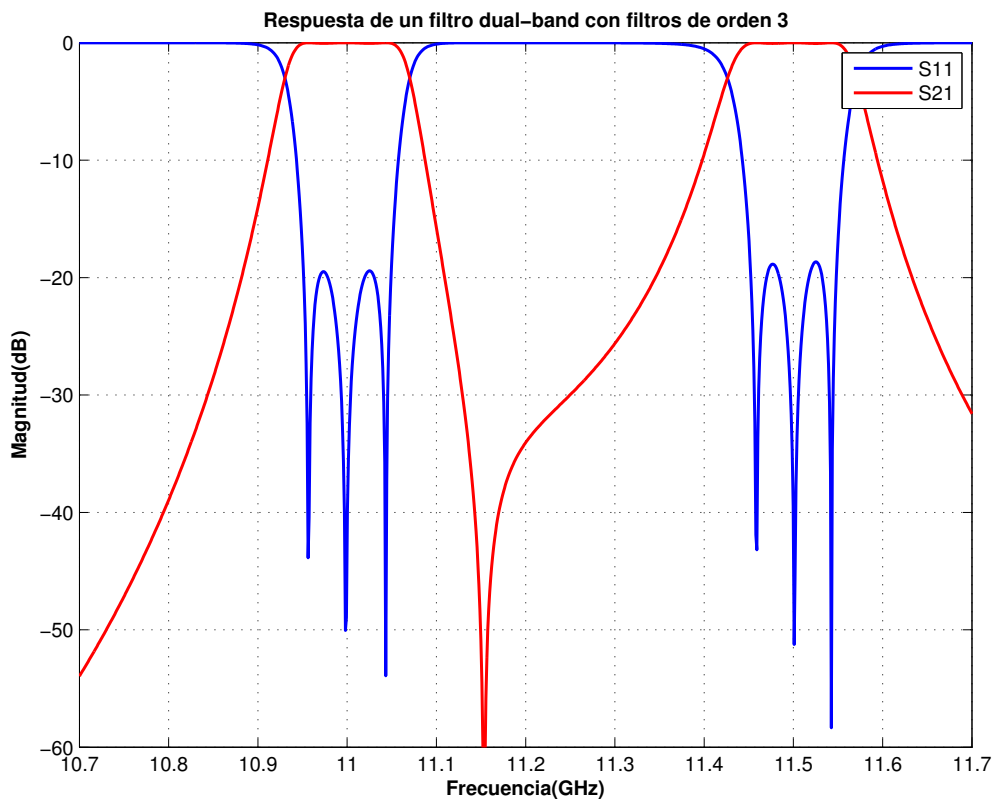


Figura 5.7: Respuesta de un filtro dual-band con filtros de orden 3.

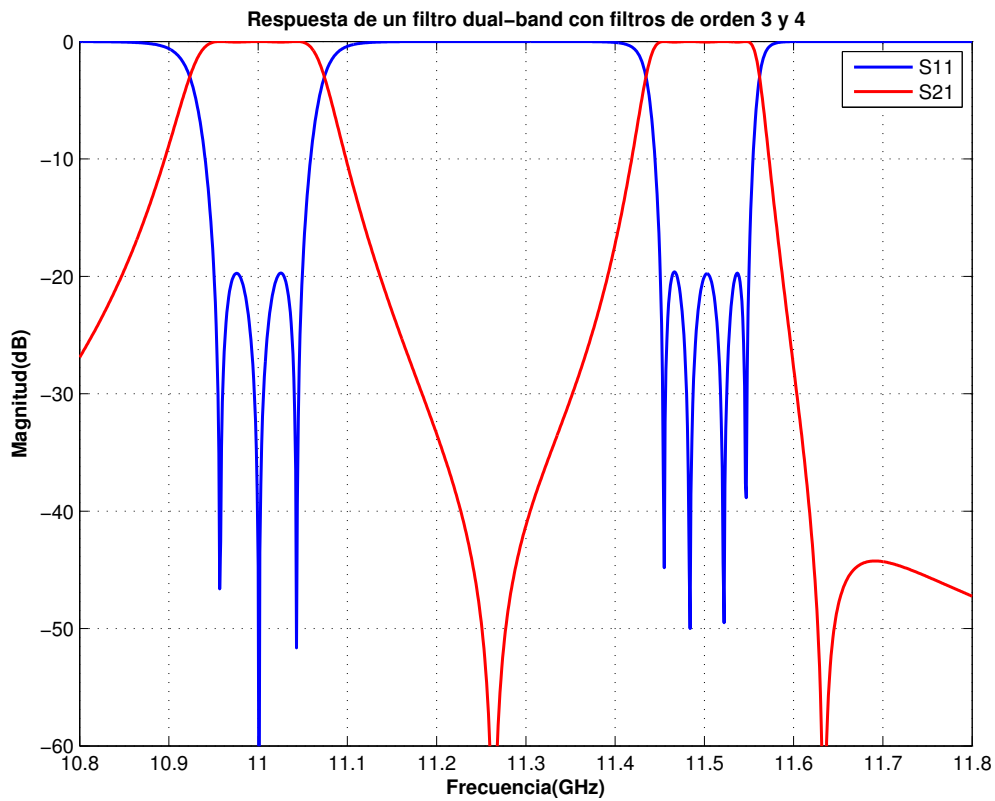


Figura 5.8: Respuesta de un filtro dual-band con filtros de orden 3 y 4.

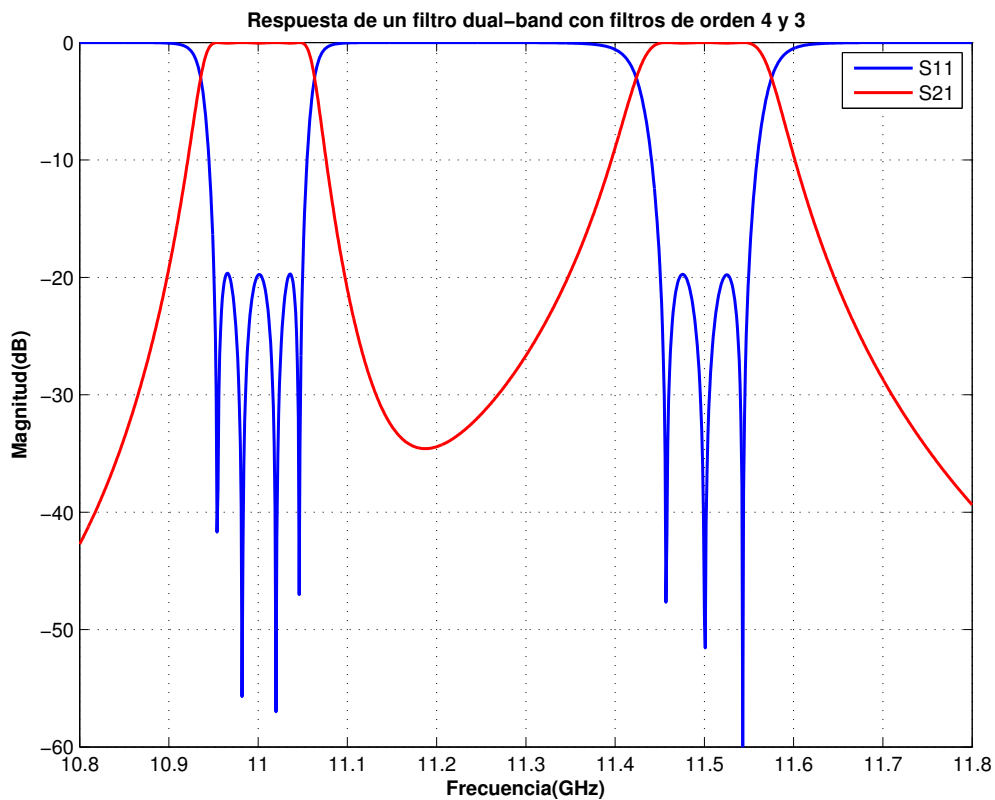


Figura 5.9: Respuesta de un filtro dual-band con filtros de orden 4 y 3.

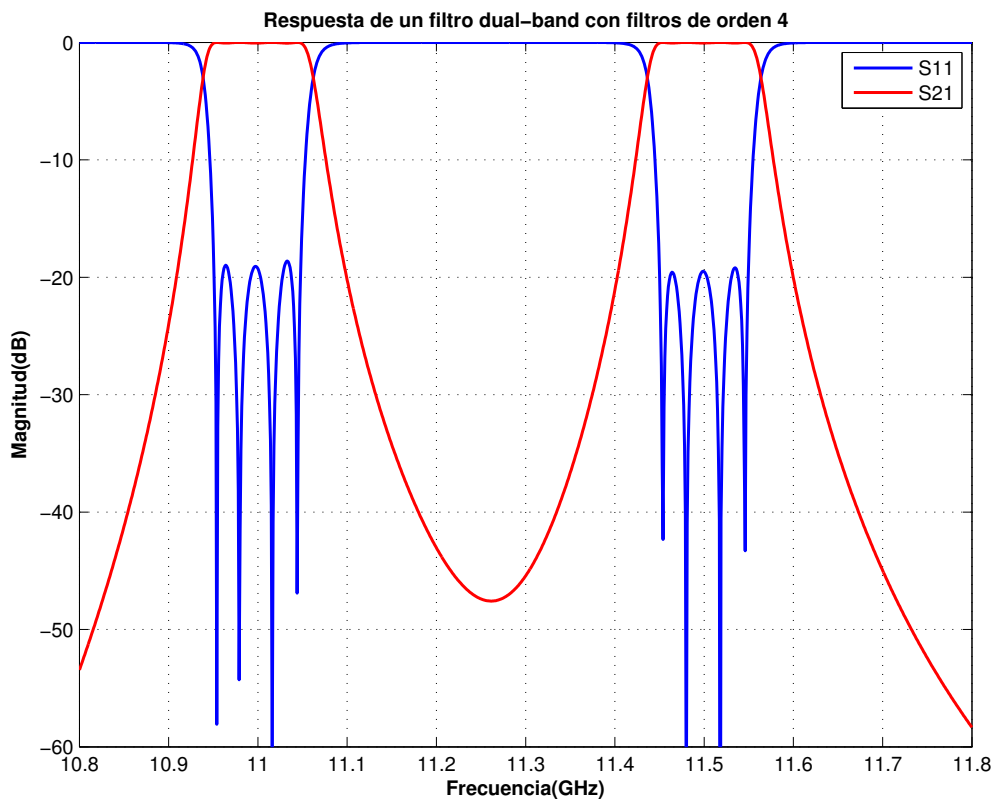


Figura 5.10: Respuesta de un filtro dual-band con filtros de orden 4.

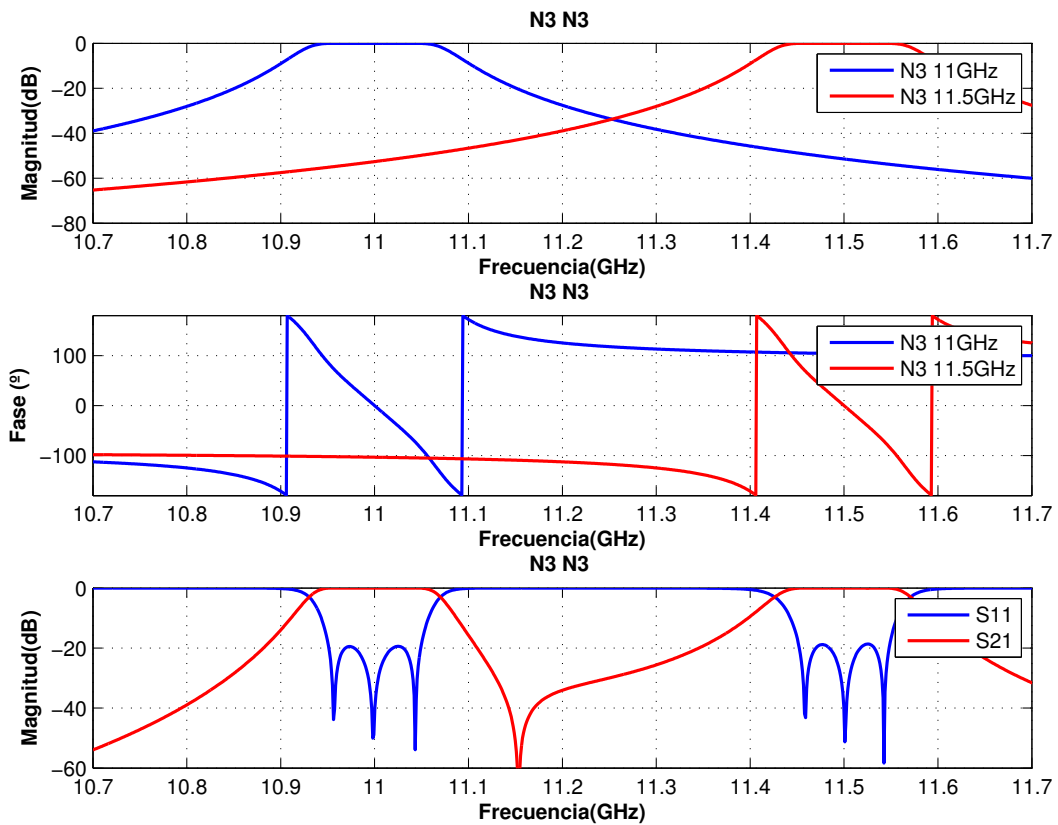


Figura 5.11: Respuesta en magnitud y fase de los filtros aislados y del dual-band N3-N3.

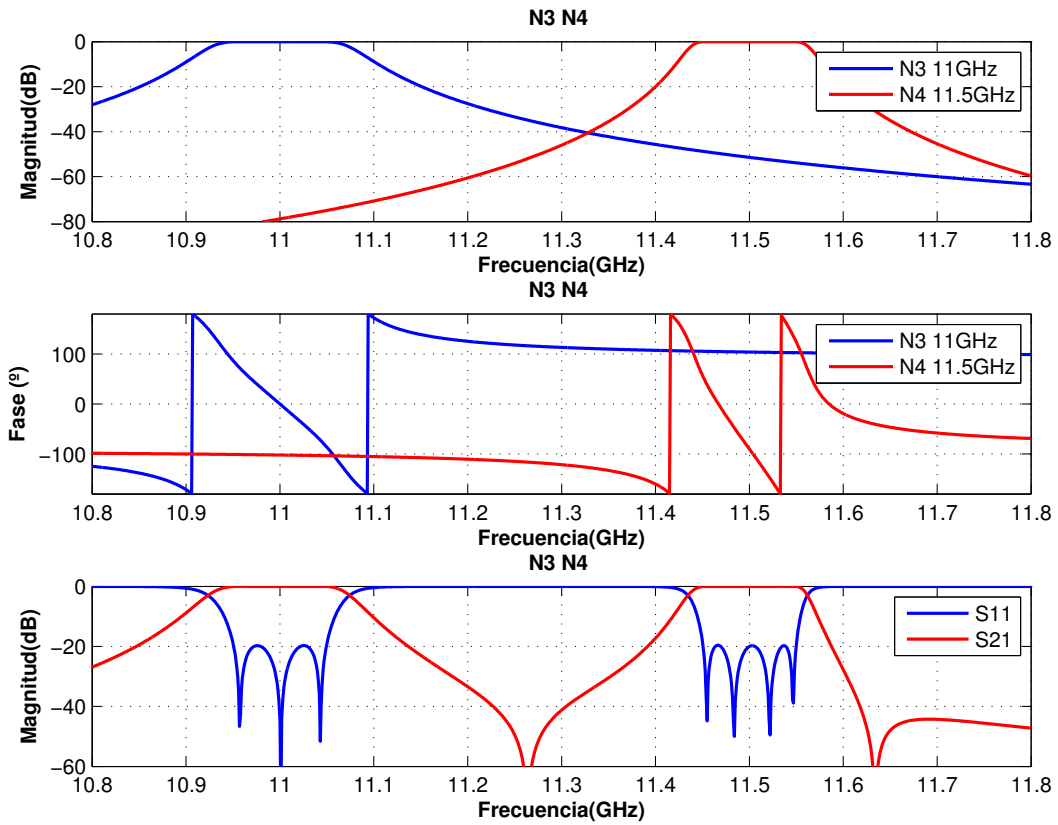


Figura 5.12: Respuesta en magnitud y fase de los filtros aislados y del dual-band N3-N4.

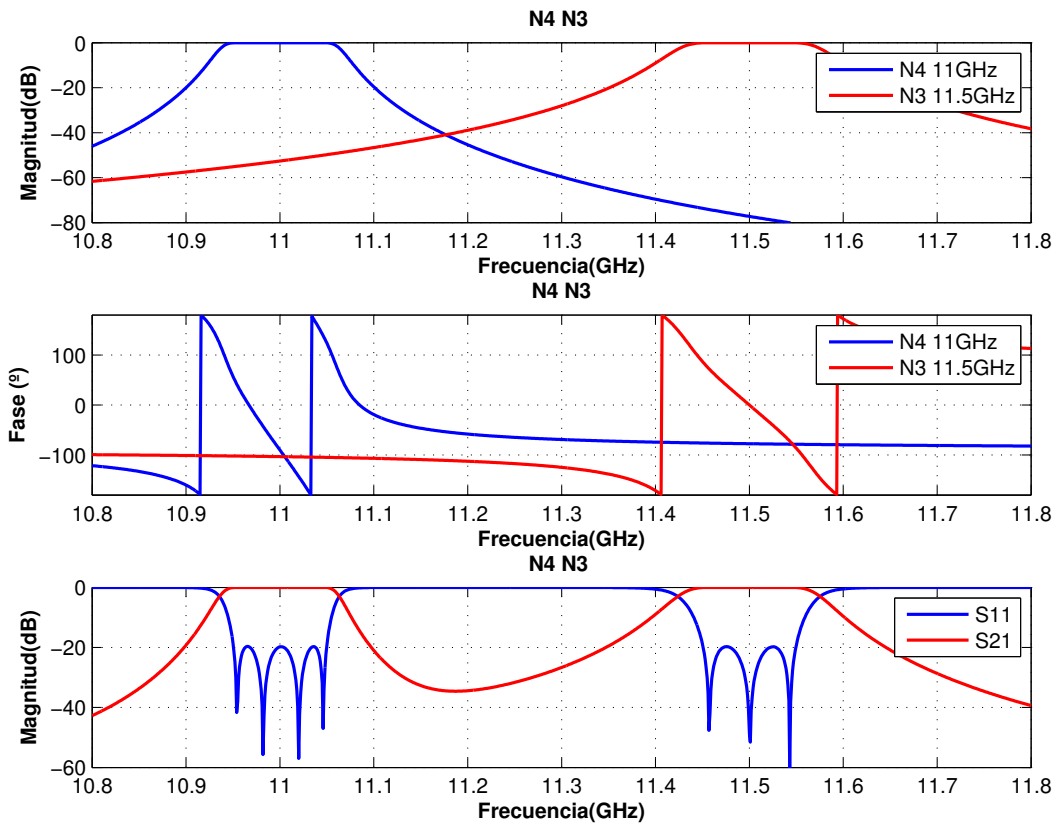


Figura 5.13: Respuesta en magnitud y fase de los filtros aislados y del dual-band N4-N3.

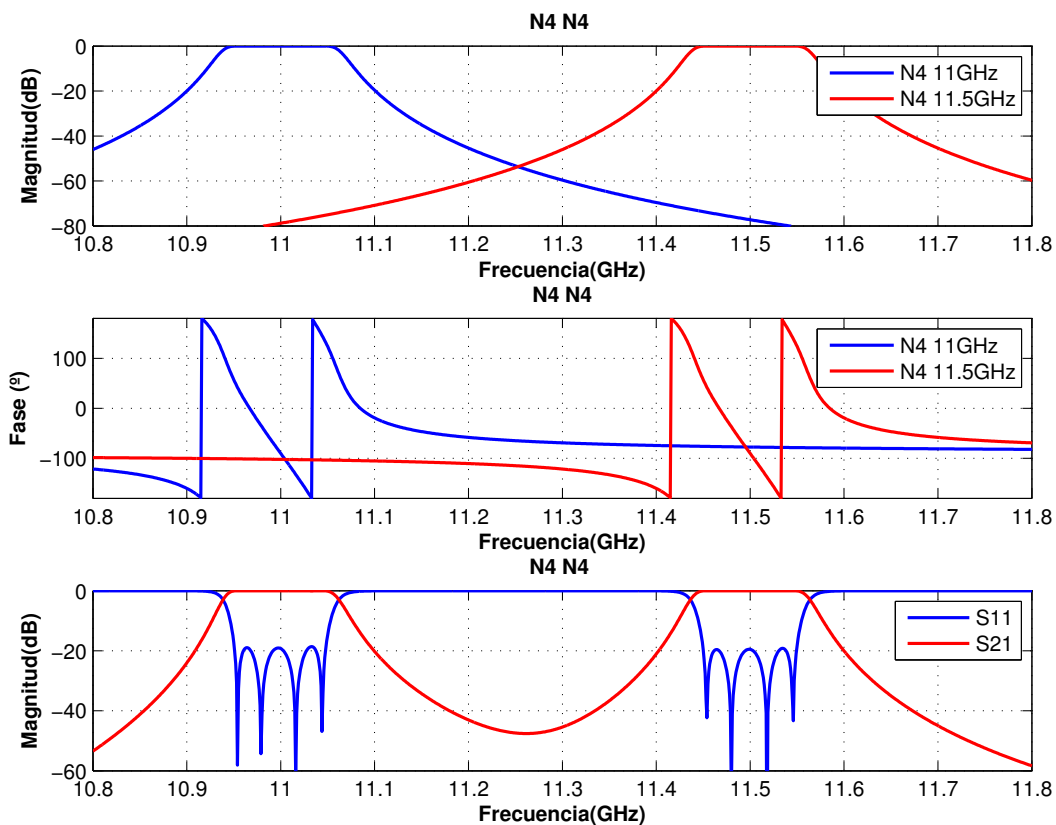


Figura 5.14: Respuesta en magnitud y fase de los filtros aislados y del dual-band N4-N4.

extrapolables a un caso con tres bandas. De igual modo se presentarán los resultados obtenidos, en este caso, para dos configuraciones posibles.

5.5. Diseño de un filtro 3-band

El objetivo más ambicioso que se pretendía conseguir con el desarrollo del trabajo era llegar a este punto. El diseño de filtros de más de dos bandas siguiendo un procedimiento general y relativamente sencillo sería una herramienta muy potente, ya que no existe ninguna metodología de diseño comparable.

En este caso, al haber una banda de paso más que en el caso del filtro dual-band, las especificaciones que se le van a exigir al filtro de tres bandas quedan recogidas a continuación:

- Filtro 1: $f_{01}=11$ GHz
- Filtro 2: $f_{02}=11.5$ GHz
- Filtro 3: $f_{03}=12$ GHz
- Ancho de banda=100 MHz
- Pérdidas de retorno $RL > 20$ dB

Las configuraciones de orden de los filtros seleccionadas en este caso son las siguientes:

- N3-N3-N3

- N3-N4-N3

El modelo circuital del filtro 3-band, se puede ver en la figura 5.15. Los resultados que se han conseguido están reflejados en las figuras 5.16 y 5.17.

De la figura 5.16 se pueden ver los diferentes ceros de transmisión entre bandas. Con esto queda probado que la combinación de dos filtros de orden impar generan necesariamente ceros de transmisión entre bandas. Para realizar una comprobación más exhaustiva, de la figura 5.18 se puede extraer que los ceros se producen en torno a 11.2 y 11.8 GHz, justo donde se produce el cruce entre las respuestas de los filtros aislados y, a su vez, inversión de fase. La inversión de fase correspondiente al primer cero es debida al primer y segundo filtro, mientras que la referente al segundo cero es provocada por el segundo y tercer filtro respectivamente.

Por otra parte, la figura 5.17 corrobora que la combinación de un filtro impar y otro par provoca un cero de transmisión, como ya se había demostrado en la sección anterior. De igual forma, verifica que el conjunto de un filtro par y otro impar no genera cero de transmisión, sino un valle en la respuesta del filtro. Basta observar la imagen 5.19, para darse cuenta del comportamiento en fase de los diferentes filtros. Mientras que el primer y segundo filtro están claramente desfasados en torno a 11.4 GHz y por lo tanto se genera el cero, el desfase del segundo y tercer filtro no es tan grave, por lo que la respuesta proporciona, de nuevo, un valle.

De igual forma que se hizo la sección anterior, la tabla 5.2, recopila los diferentes valores de guía e iris, *stubs* y *manifolds* para las configuraciones diseñadas.

Tabla 5.2: Valores de las guías y los anchos de los iris para los filtros 3-band.

Parámetros (mm)	N3-N3-N3	N3-N4-N3
$L_{1\text{manifold}}$	19.439	19.984
$L_{2\text{manifold}}$	6.649	7.479
$L_{3\text{manifold}}$	0.866	1.443
L_{s1}	5.889	14.657
L_{s2}	7.834	6.339
L_{s3}	9.608	20.140
L_{half}	36.111	44.956
Filtro 11GHz		
w_1	9.215	9.466
w_2	5.108	5.356
w_3	-	-
L_1	16.943	17.104
L_2	18.554	18.388
Filtro 11.5GHz		
w_1	8.133	7.031
w_2	4.869	4.471
w_3	-	4.317
L_1	15.786	16.440
L_2	16.981	17.175
Filtro 12GHz		
w_1	7.955	10.836
w_2	4.666	4.869
w_3	-	-
L_1	14.624	12.981
L_2	15.756	15.668

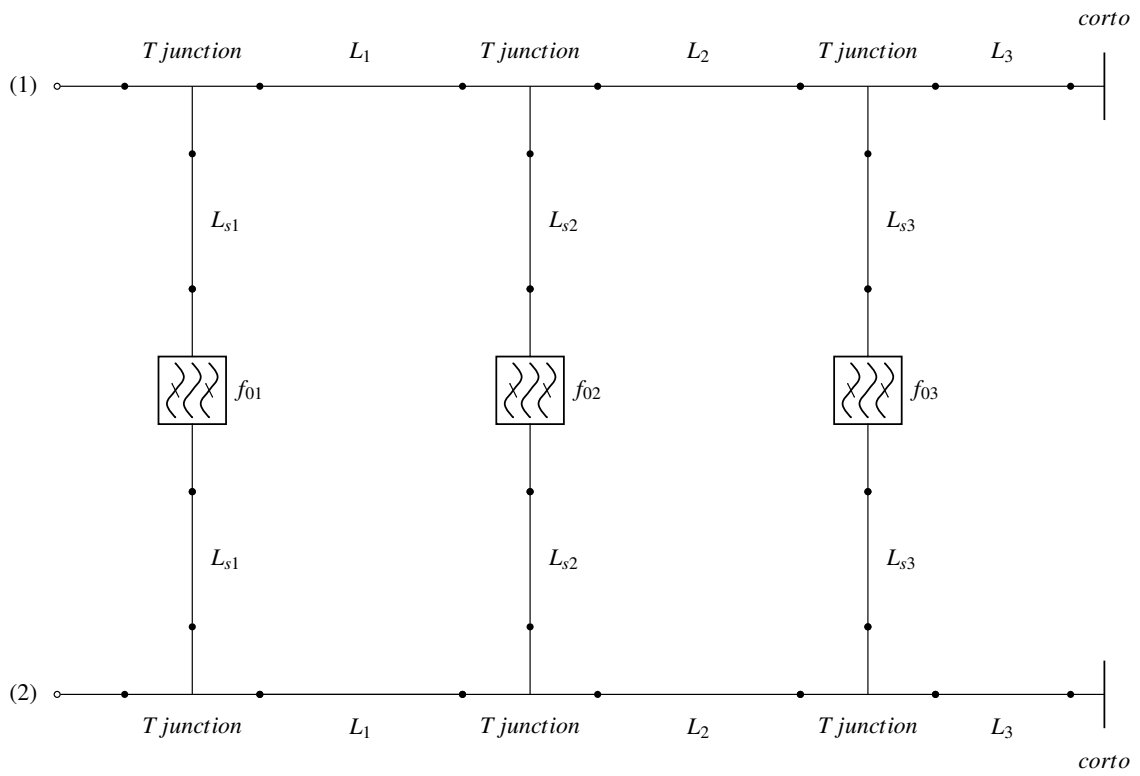


Figura 5.15: Modelo circuital de un filtro 3-band.

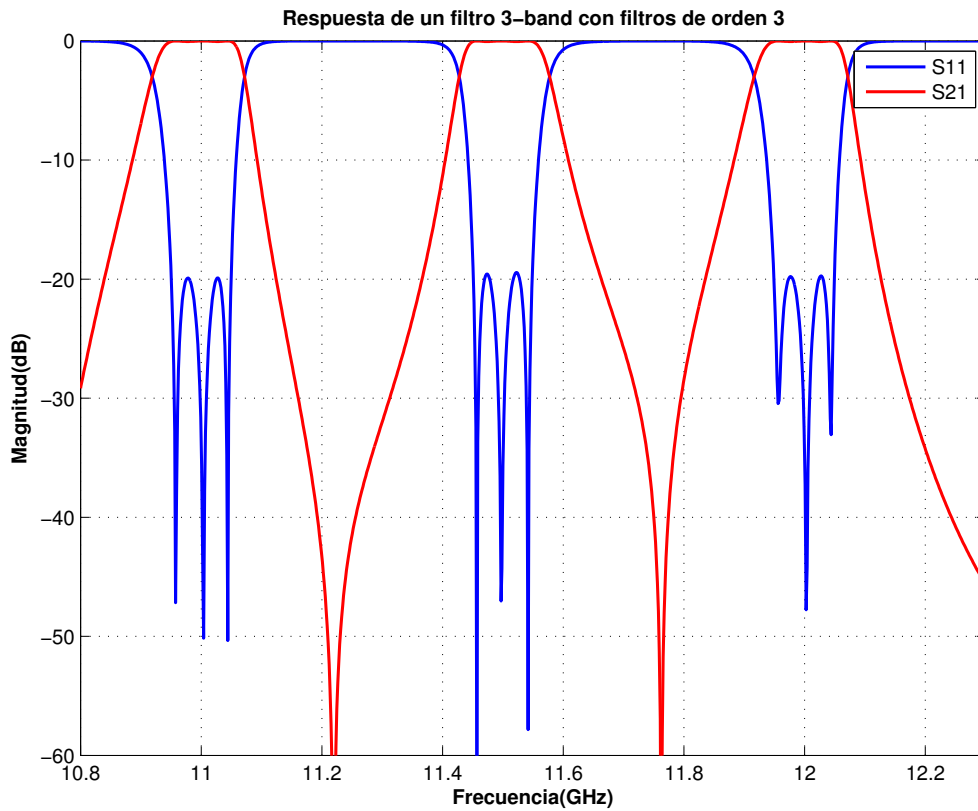


Figura 5.16: Respuesta de un filtro 3-band con filtros de orden 3.

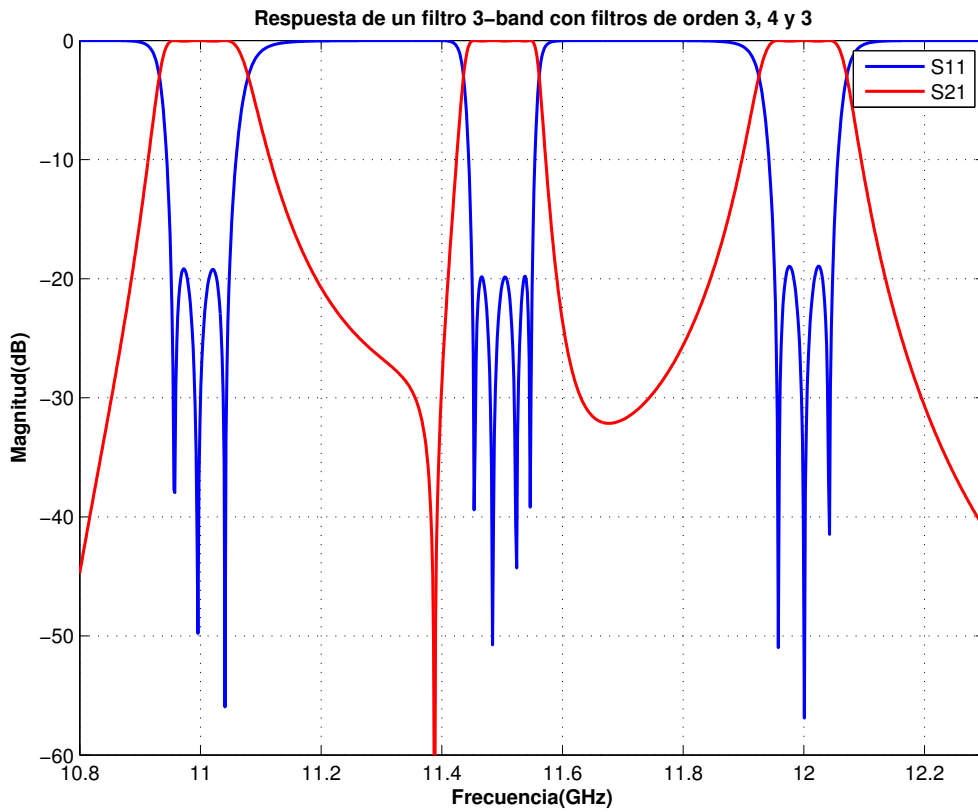


Figura 5.17: Respuesta de un filtro 3-band con filtros de orden 3, 4 y 3.

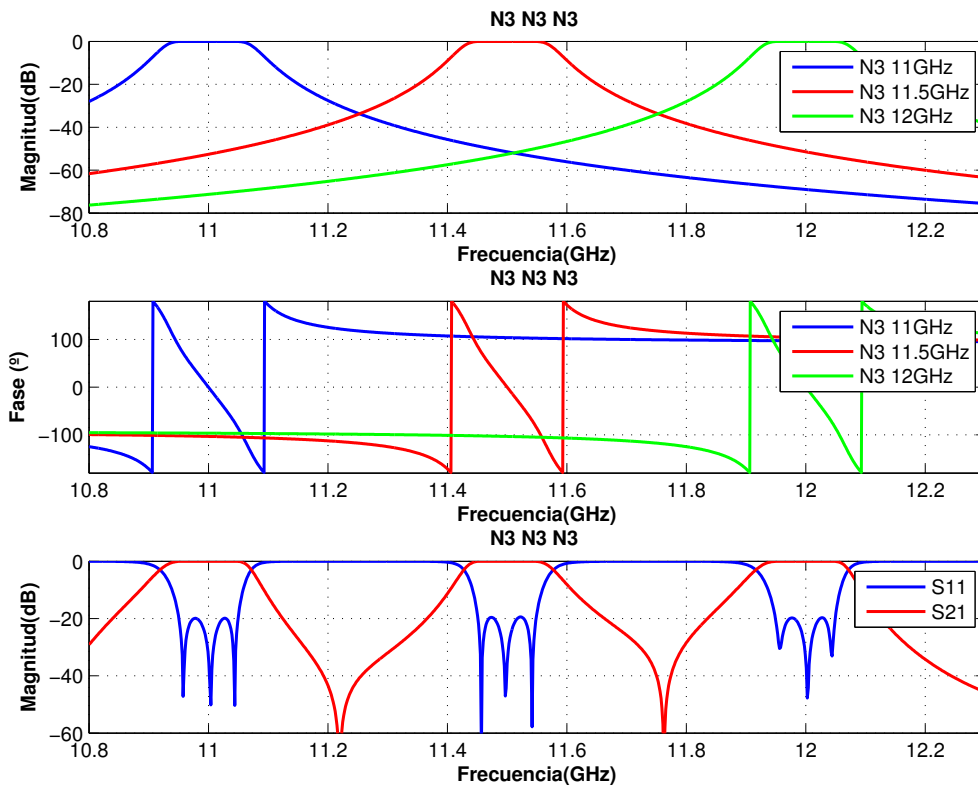


Figura 5.18: Respuesta en magnitud y fase de los filtros aislados y del 3-band N3-N3-N3.

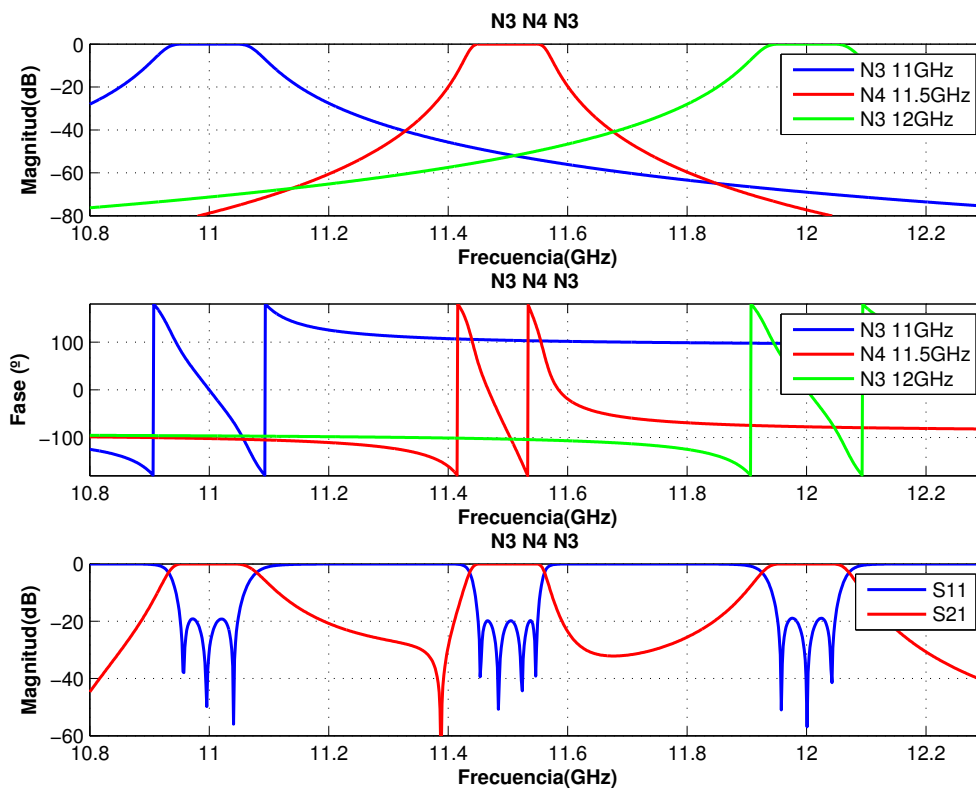


Figura 5.19: Respuesta en magnitud y fase de los filtros aislados y del 3-band N3-N4-N3.

La siguiente sección realiza un comparativa de los diferentes diseños que se han llevado a cabo, de forma que se pueda apreciar a simple vista la ventajas o inconvenientes que presentan cada una de las variantes.

A raíz de los resultados obtenidos, es posible afirmar que la técnica propuesta permite diseñar filtros de N bandas de paso, de una forma versátil y escalable al tipo de filtro que se desee implementar.

5.6. Comparativa

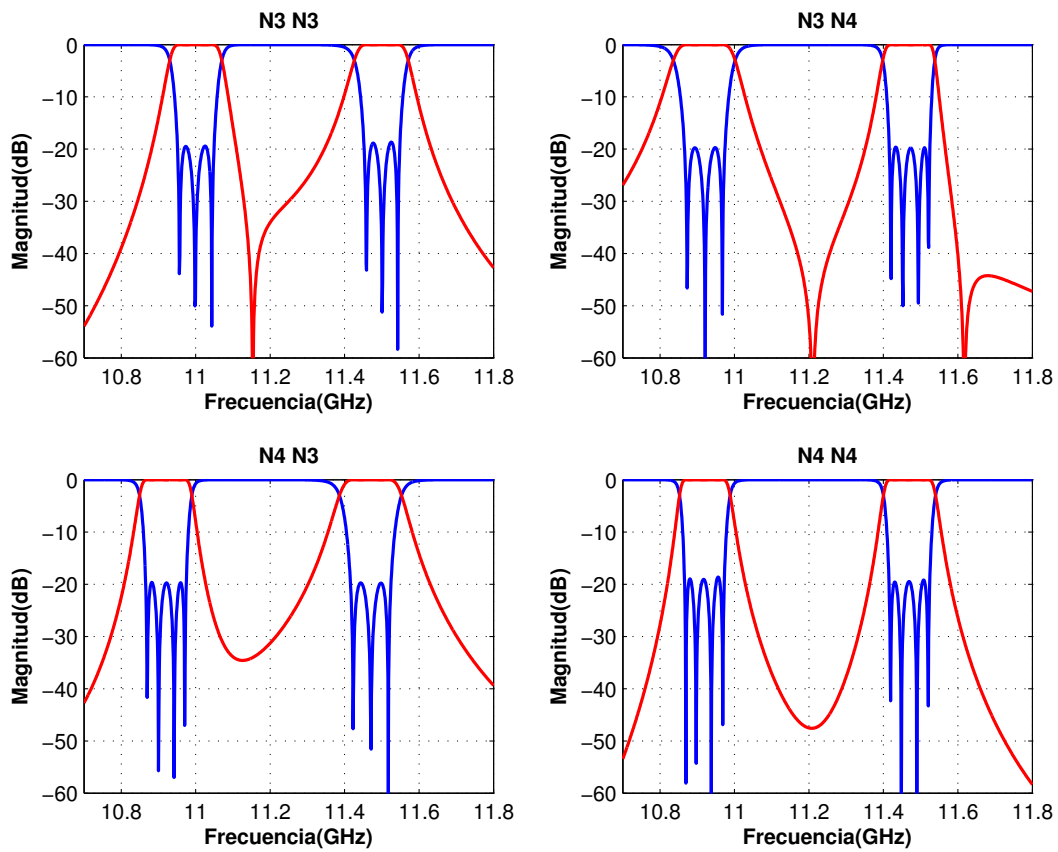
Para concluir, se van a presentar unas figuras que facilitarán al lector la comparativa de las diversas configuraciones diseñadas. La figura 5.20 recopila los diferentes resultados obtenidos en las secciones 5.4 y 5.5. Observando las diferentes imágenes se puede diferenciar claramente qué configuración genera ceros de transmisión.

Las dimensiones y área total de cada uno de los filtros diseñados están recogidas en la tabla 5.3. A la vista de los valores obtenidos, se puede ver que las realizaciones físicas son relativamente pequeñas en tamaño.

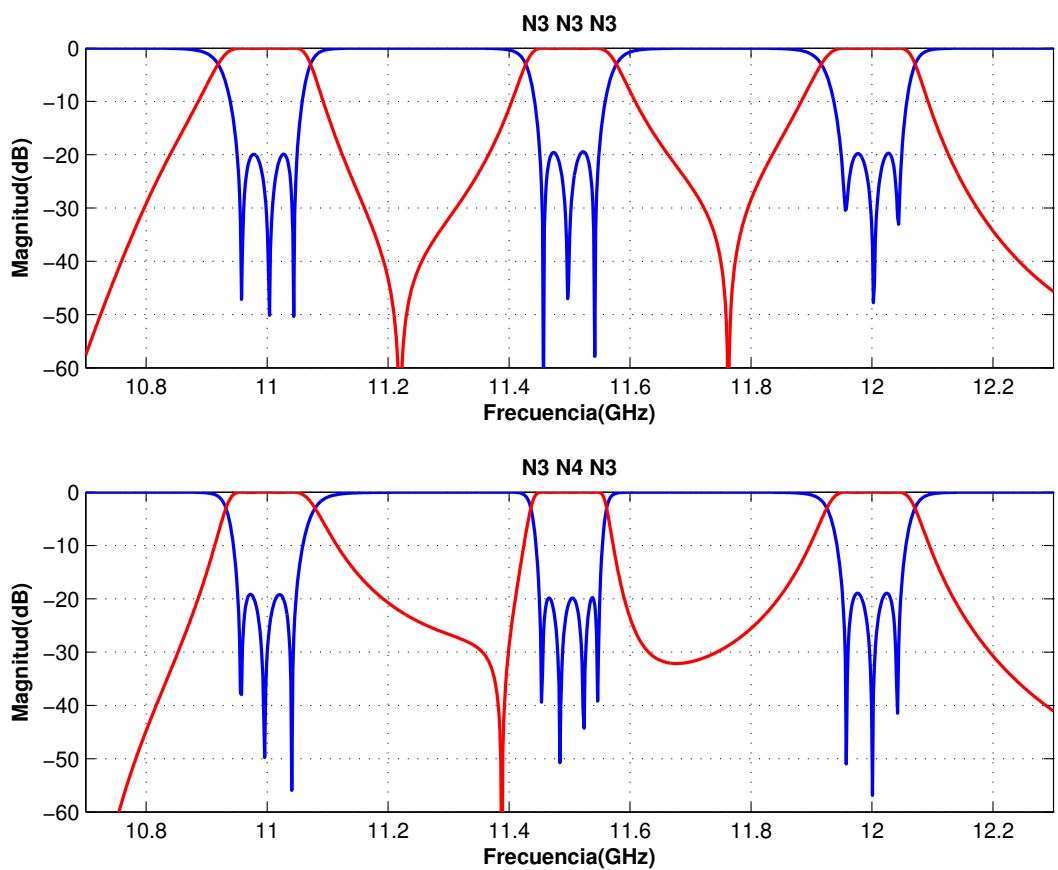
Tabla 5.3: Valores de ancho (a), largo (b) y área de los diferentes filtros.

	N3-N3	N3-N4	N4-N3	N4-N4	N3-N3-N3	N3-N4-N3
a (mm)	46.425	54.048	47.218	54.198	89.124	91.056
b (mm)	132.404	117.852	125.506	120.382	110.322	128.012
área (cm ²)	61.468	63.696	59.261	65.244	98.323	116.562

Para finalizar, tras mostrar numerosas gráficas y valores, conviene recordar que todo el diseño finaliza en una implementación física, en nuestro caso en guía de onda. Por ello, las figuras 5.21, 5.22, 5.23 y 5.24, muestran el modelo 3D y la vista en planta de un filtro dual-band con sus filtros de orden 3 y de otro 3-band con filtros otra vez de orden 3.



(a) Dual-band



(b) 3-band

Figura 5.20: Comparación entre las respuestas de las diferentes configuraciones estudiadas. Filtros dual-band (arriba) y filtros 3-band (abajo).

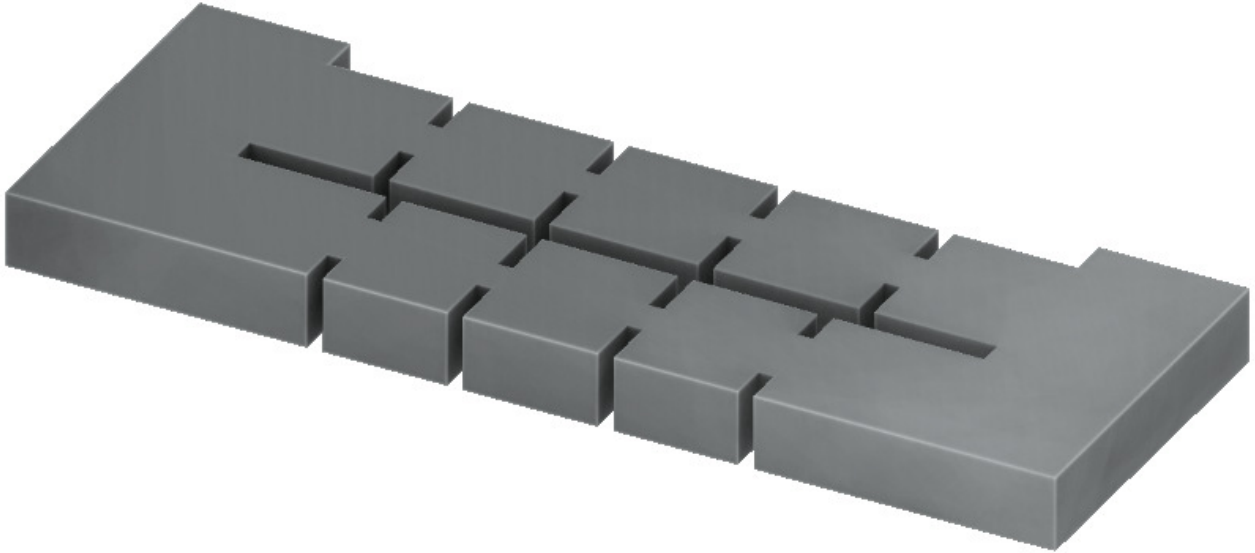


Figura 5.21: Visualización en 3D del filtro dual-band N3-N3.



Figura 5.22: Visualización en planta del filtro dual-band N3-N3.

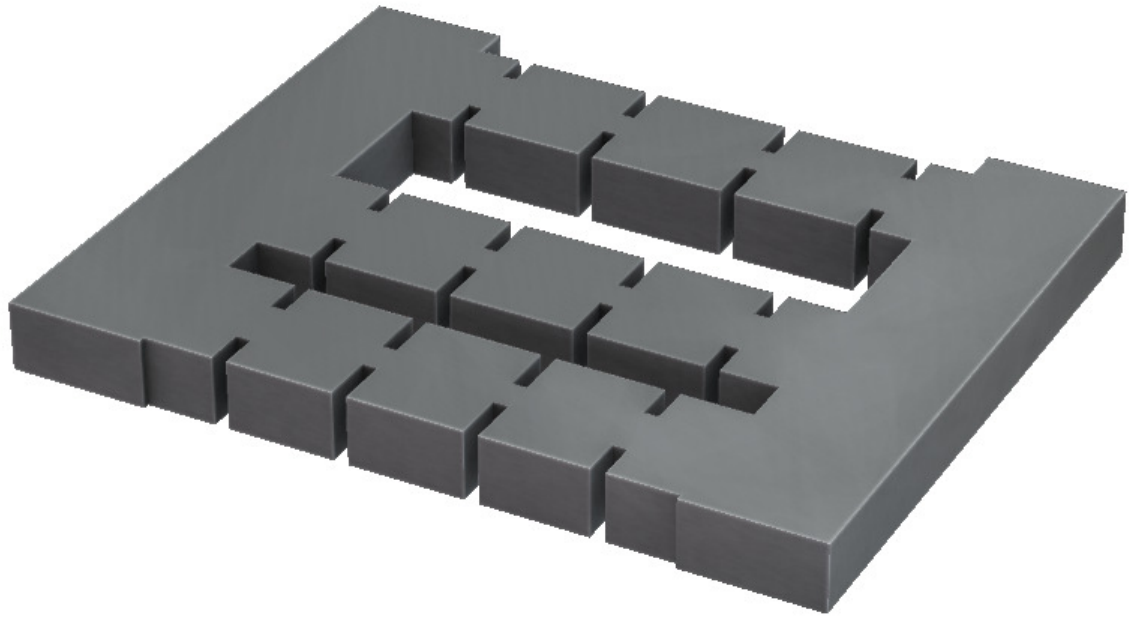


Figura 5.23: Visualización en 3D del filtro 3-band N3-N3-N3.

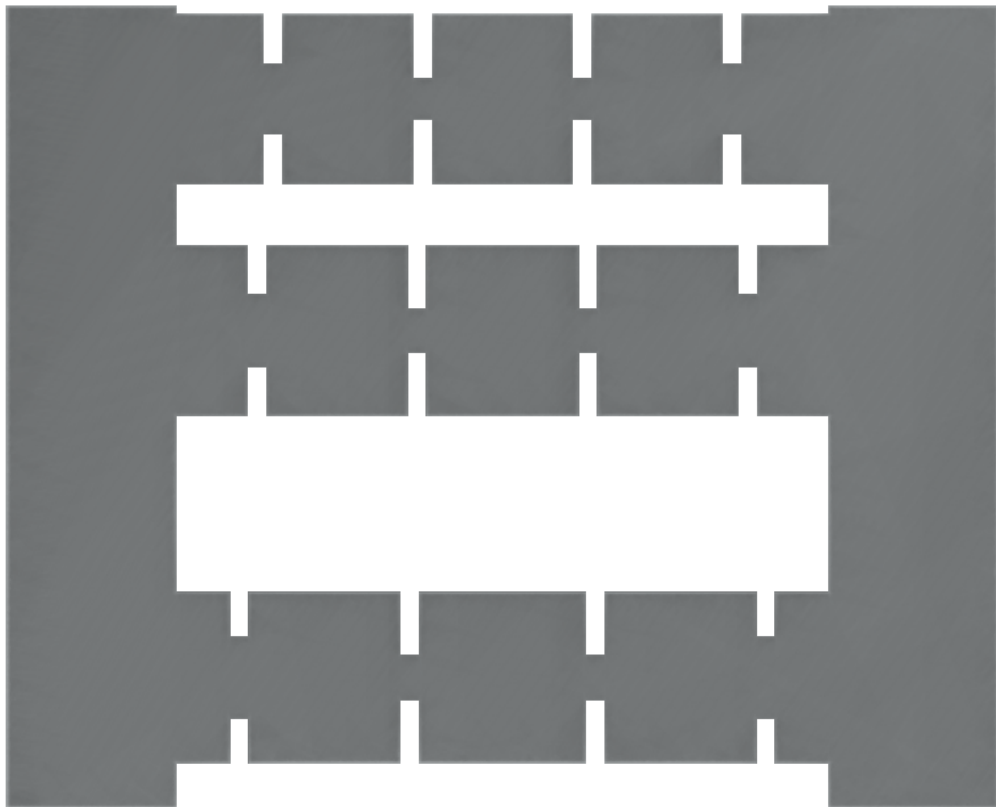


Figura 5.24: Visualización en planta del filtro 3-band N3-N3-N3.

Capítulo 6

Conclusiones y trabajo futuro

6.1. Conclusiones

Como resultado de la elaboración de este Trabajo Fin de Máster, es posible concluir que se ha obtenido una nueva técnica general para el diseño de filtros multibanda, aplicando el proceso de diseño de multiplexores analógicos, implementados en tecnología de guía de onda.

El proceso de diseño se basa en el diseño inicial de filtros paso-banda, seguido de la obtención de un multiplexor en configuración *manifold*. Finalmente, se realiza una simetría del multiplexor para conformar el filtro de múltiples bandas. Obviamente, era conveniente introducir inicialmente el procedimiento de síntesis de filtros paso-banda y de igual forma los pasos a seguir para la obtención de un multiplexor en configuración *manifold*.

Las transformaciones frecuenciales tradicionales a N bandas de paso, presentan el inconveniente de que el incremento en el número de bandas deseadas, provoca un aumento notable del tamaño de las expresiones a desarrollar, haciendo difícil el desarrollo matemático de las funciones de transferencia así como la implementación circuital de las mismas. El método propuesto, tiene la ventaja de que obtiene múltiples bandas de paso aplicando la transformación conocida paso-bajo a paso-banda, junto con la técnica de diseño de multiplexores. Este hecho provocado que el grado de sencillez sea superior respecto a las transformaciones en frecuencia a N bandas.

Por otra parte, se ha podido comprobar que la utilización de filtros de diferentes órdenes en el N band influye en la respuesta del mismo. Los filtros de orden impar generan ceros de transmisión en todos los casos. Por contra los que tienen orden par no provocan ninguno. Mediante la combinación de ambos se han obtenido ceros cuando el primer filtro era de orden impar, en el caso opuesto no se han generado.

La influencia del *manifold* tiene una gran importancia en estos filtros pudiendo incluso provocar ceros de transmisión.

6.2. Trabajo futuro

A la vista de los resultados obtenidos, se abren diversas líneas de trabajo futuro en las que cabría destacar:

- Estudio detallado de la interacción entre los diferentes filtros que componen el N band, para un número de bandas superior, 4 o 5. De este modo se podría caracterizar de una mejor forma la aparición de ceros de transmisión entre bandas dependiendo de los órdenes de los filtros.

- Una mejor caracterización de la interacción entre los filtros, *stubs* y *manifolds* con el objetivo de establecer un patrón de comportamiento.
- Extrapolar el método de diseño obtenido a otro tipo de tecnología, ya sea en guía de onda circular o cualquier tecnología planar.

Bibliografía

- [1] S. Cogollos, *Fundamentos de la Teoría de Filtros*. Editorial UPV, 2016.
- [2] R. J. Cameron, C. M. Kudsia, and R. R. Mansour, *Microwave Filters for Communication Systems: Fundamentals, Design and Applications*. New Jersey: Wiley-Interscience, 2007.
- [3] V. Belevitch, “Chebyshev filters and amplifier networks,” *Wireless Engineer*, vol. 29, pp. 106–110, Apr. 1952.
- [4] M. E. Van Valkenburg, *Introduction to Modern Network Synthesis*. John Wiley & Sons, 1960.
- [5] U. Bakshi and A. Bakshi, *Circuit Analysis-II*. Technical Publications Pune, 2009.
- [6] G. Maral and M. Bousquet, *Satellite Communications Systems: Systems, Techniques and Technologies*, 5th ed. John Wiley & Sons, 2010.
- [7] R. J. Cameron and M. Yu, “Design of manifold-coupled multiplexers,” *IEEE Microwave Magazine*, vol. 8, no. 5, pp. 46–59, Oct. 2007.