



# UNIVERSITAT POLITÈCNICA DE VALÈNCIA

ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR DE INGENIEROS DE TELECOMUNICACIÓN  
MÁSTER EN TECNOLOGÍAS, SISTEMAS Y REDES DE COMUNICACIONES

## Tesina

# Síntesis y diseño de filtros paso bajo

Òscar Monerris i Belda

València, Septiembre 2010

Directores

Dr. Vicente E. Boria Esbert  
Dr. Santiago Cogollos Borrás



*A Julià i Fina*

*A Sandra*

*A Débora*

*A Miguel, José M<sup>a</sup>,  
Josefa i María*



# ÍNDICE GENERAL

<b>Índice general</b>	<b>I</b>
<b>1 Introducción</b>	<b>1</b>
1.1. Estado del arte . . . . .	1
1.2. Objetivos de este trabajo . . . . .	3
1.3. Organización del trabajo . . . . .	4
<b>2 Metodología de síntesis</b>	<b>5</b>
2.1. Proceso de síntesis de redes en escalera . . . . .	5
2.2. Síntesis de la respuesta Chebyshev . . . . .	10
<b>3 Modelado de los saltos</b>	<b>13</b>
3.1. Compensación de la longitud . . . . .	13
3.2. Circuito equivalente . . . . .	15
3.3. Impedancia característica en una guía rectangular . . . . .	16
<b>4 Filtros en guía rectangular</b>	<b>18</b>
4.1. Guía rectangular con esquinas rectas . . . . .	18
4.2. Guía rectangular con esquinas redondeadas . . . . .	24
4.3. Filtros con iris capacitivos . . . . .	27
<b>5 Mejora de la respuesta en frecuencia</b>	<b>32</b>
5.1. Optimizador de rizado constante . . . . .	32
5.2. Aplicación del algoritmo de optimización . . . . .	35
<b>6 Conclusiones y líneas futuras</b>	<b>39</b>
6.1. Puntos que se han abordado . . . . .	39
6.2. Objetivos alcanzados . . . . .	39
6.3. Líneas futuras . . . . .	40
<b>Bibliografía</b>	<b>42</b>



# INTRODUCCIÓN

En este trabajo de investigación se va a presentar una estrategia de síntesis y diseño de filtros paso bajo (FPB) en banda de microondas. A pesar de que la gran mayoría de tecnologías en el campo de las microondas pueden implementar filtros paso bajo, esta memoria se va a centrar en las tecnologías de guía rectangular y coaxial empleadas tradicionalmente en comunicaciones espaciales.

En las cargas útiles de los satélites los filtros paso bajo se suelen ubicar en las etapas de salida tras los amplificadores de potencia, de este modo se pretende eliminar los productos de intermodulación producidos en los mismos. Igualmente son muy comunes en la etapa de entrada del sistema para eliminar otras señales indeseadas que puedan haber sido recibidas en una banda de frecuencias distinta a la de interés.

Los filtros situados tras los multiplexores de salida deben tener unas características especiales para soportar altos niveles de potencia. Por ello, durante el diseño de estos dispositivos se debe cuidar de manera especial su geometría para maximizar la potencia que serán capaces de manejar. De este modo se consigue minimizar el riesgo de que se produzcan efectos indeseados de descarga como Corona o Multipactor.

La propia naturaleza de la guía rectangular provoca que los filtros paso bajo sintetizados posean una respuesta de tipo cuasi-paso bajo. Esto es debido al límite inferior que impone la frecuencia de corte de la guía. Por otro lado, en la guía coaxial no existe dicha limitación, y su respuesta paso bajo se prolonga hasta la frecuencia de 0 Hz.

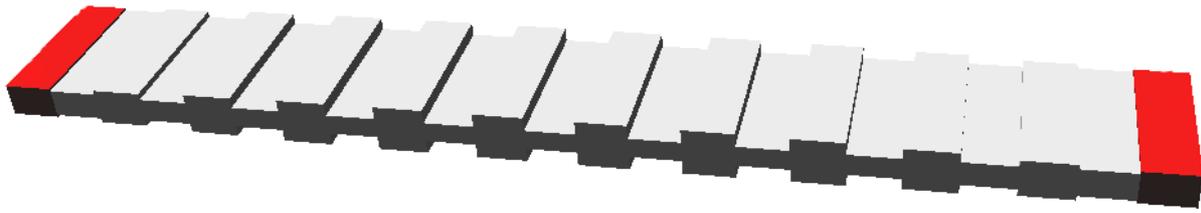
La Fig. 1.1 muestra las cuatro topologías de filtros paso bajo que serán objeto de estudio en este trabajo.

## 1.1. Estado del arte

La etapa de mayor auge en la investigación de filtros de microondas se remonta a mediados del siglo XX, y en especial a la segunda guerra mundial. De aquellos años han surgido un conjunto de libros que forman la base sobre la que se cimienta gran parte del conocimiento actual sobre estructuras filtrantes basadas en guía onda. De entre todos ellos cabe destacar un tratado excelente sobre los medios de transmisión [1], así como un valioso compendio sobre técnicas de síntesis y diseño de dispositivos de microondas [2].

A la hora de diseñar un dispositivo pasivo de microondas se pueden utilizar distintas respuestas objetivo en la banda de paso. Debido a las limitaciones de cálculo numérico existentes en aquellos años, los procedimientos teóricos de diseño debían ser lo más sencillos posibles.

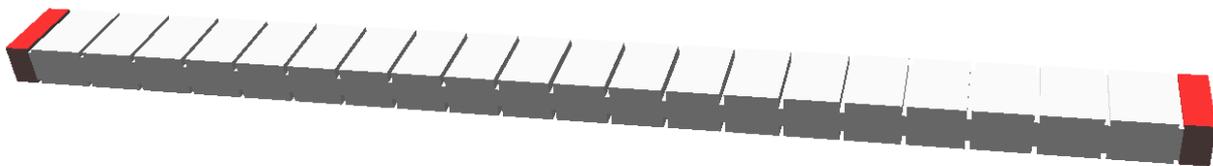
Entre las distintas soluciones matemáticas que se propusieron, se encuentran las respuesta de Butterworth y Chebyshev. De estas dos respuestas, ha sido la de rizado constante o Chebyshev (Fig. 1.2) la más utilizada a lo largo de los años.



(a) FPB corrugado en guía rectangular.

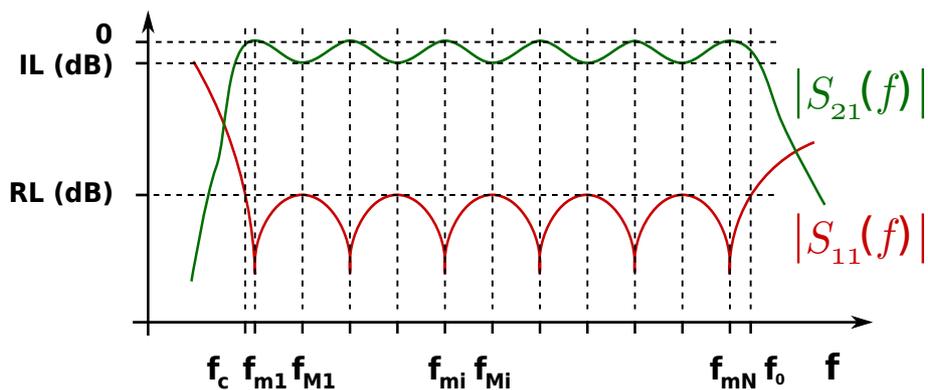


(b) FPB corrugado en guía rectangular con esquinas redondeadas.



(c) FPB corrugado con iris capacitivos en guía rectangular.

Figura 1.1: Topologías de FPB que se pretenden estudiar.

Figura 1.2: Respuesta de rizado constante. Los términos  $f_c$  y  $f_0$  representan, respectivamente, la frecuencia de corte del medio de transmisión y la frecuencia de corte del filtro.

En primer lugar esta respuesta permite, para cualquier filtro en escalera de un orden dado, maximizar la selectividad en la banda eliminada para un nivel de rizado máximo en la banda de paso.

De hecho, para cualquier respuesta paso bajo dada con  $N$  ceros de reflexión, la respuesta de rizado constante es aquella que minimiza la potencia reflejada en la banda de paso

$$P = \int_{2\pi f_c}^{2\pi f_0} |S_{11}(j\omega)|^2 d\omega \quad (1.1)$$

siendo  $f_c$  y  $f_0$ , respectivamente la frecuencia de corte de la guía y la frecuencia de corte superior del filtro, respectivamente.

Aunque de manera general la respuesta Chebyshev es la más utilizada [3], en los sistemas de comunicaciones reales puede resultar interesante utilizar la respuesta Achisier-Zolotarev [4]. Esta respuesta es útil cuando la banda de paso debe empezar a una frecuencia superior a  $f_c$  del medio de transmisión. En dicha situación la respuesta de Zolotarev consigue un rizado constante entre dicha frecuencia y la frecuencia superior de corte del filtro.

Debido a la dispersión en las frecuencias cercanas a la frecuencia de corte del medio de transmisión y otros problemas, los sistemas de comunicaciones no hacen uso, de manera general, de toda la banda. Por ello es posible penalizar el comportamiento del filtro desde en las frecuencias más bajas para mejorar en otros aspectos (como puede ser un menor orden del filtro), en este caso la respuesta Achisier-Zolotarev puede conseguir características en la banda eliminada similares a la Chebyshev pero con un orden menor.

La síntesis y el diseño de filtros paso bajo en guía rectangular se ha abordado profundamente en [3], [5] y [6]. En estos artículos se muestran tres técnicas distintas de síntesis que abarcan, desde la obtención analítica de las impedancias de los distintos tramos, hasta la compensación de las capacidades parásitas que aparecen en las estructuras. En estos artículos se proponen diversos procedimientos para recuperar la respuesta de rizado constante en estas estructuras.

De manera generalizada los diseños encontrados en la bibliografía están basados en estructuras homogéneas, en las cuales la frecuencia de corte del medio de transmisión no varía a lo largo de los distintos elementos. No obstante, trabajos recientes [7] sugieren que las estructuras no homogéneas pueden mejorar las prestaciones fuera de banda. Con estas estructuras se pueden conseguir diseños en los cuales la banda eliminada sea más amplia, evitando el uso de otros elementos tras el filtro como los propuestos en [8] para mejorar el comportamiento en la banda eliminada.

## 1.2. Objetivos de este trabajo

Con este trabajo de investigación se pretende desarrollar una herramienta capaz de realizar la síntesis y el diseño de filtros paso bajo con respuesta Chebyshev, tanto en guía rectangular como en guía coaxial. Esta herramienta debe ser capaz de sintetizar filtros de manera totalmente automatizada. Para ello se partirá de unas especificaciones eléctricas y físicas conocidas, y a partir de éstas, el programa deberá ser capaz de sintetizar la estructura deseada.

Para ello se va a estudiar e implementar la teoría básica descrita en [3]. Con esta teoría se podrá obtener el conjunto de impedancias que sintetizan la respuesta paso bajo deseada. Tras ello, y haciendo uso de uno de los procedimientos descritos en [6], se desarrollará un prototipo circuital basado en elementos distribuidos que sea representativo de la estructura real que se pretende sintetizar, y que además pueda modelar efectos reales como la presencia de esquinas redondeadas.

Sobre dicho prototipo circuital se pretende aplicar un proceso de diseño que compense los efectos introducidos por las discontinuidades de la estructura. Con ello se obtendrá un equivalente circuital que caracterice con precisión la estructura real y que, tras conseguir rizado constante sobre éste, podrá ser trasladado a la estructura guíaonda deseada con las máximas garantías.

Adicionalmente, se dedicará un capítulo a la aplicación de un proceso de optimización sobre el prototipo. Con esto se pretende recuperar, a nivel circuital, el rizado constante para todos los casos en los cuales la compensación anterior no haya conseguido resultados satisfactorios.

Quedan fuera del alcance de esta memoria el estudio de estructuras inhomogéneas, así como otras respuestas como la Achisier-Zolotarev o incluso respuestas más generalizadas. Estos dos puntos serán estudiados en profundidad en la realización de una futura tesis doctoral que se pretende realizar en los próximos años.

### 1.3. Organización del trabajo

El presente trabajo de investigación se divide en 8 capítulos:

**Capítulo 1** En este capítulo se realiza un repaso a las aplicaciones de los filtros paso bajo, así como de los objetivos que se pretende abordar y la organización del documento.

**Capítulo 2** Este segundo capítulo analiza el procedimiento teórico que permite sintetizar el conjunto de impedancias que posteriormente se utilizan en el diseño de filtros paso bajo.

**Capítulo 3** Este capítulo se dedica a presentar el procedimiento utilizado para convertir el prototipo paso bajo ideal en otro prototipo que representa más fielmente a la estructura final con la que se implementa el filtro.

**Capítulo 4** Se pretende abordar la validación del proceso de diseño y optimización de filtros en la tecnología de guía onda rectangular. Dentro de la tecnología guíaonda rectangular, se estudiará el diseño de filtros con esquinas rectas y redondeadas. Así mismo, también se analizará la transformación del filtro corrugado en otras estructuras basadas en iris capacitivos, así como las prestaciones de estas nuevas topologías.

**Capítulo 5** Tras presentar la técnica de diseño convencional se mostrará un procedimiento de optimización que consigue mejorar aún más la respuesta en frecuencia obtenida. Esta nueva técnica mejorará el rizado en la banda de paso, consiguiendo una forma de respuesta que se asemeja en mayor medida a la respuesta ideal.

**Capítulo 6** Finalmente, en este último capítulo se recogen las principales conclusiones obtenidas, así como observaciones sobre las futuras líneas de investigación que se abren a partir del presente trabajo.

## METODOLOGÍA DE SÍNTESIS

En este capítulo se va a presentar el proceso clásico de síntesis de redes en escalera. El procedimiento utilizado sigue la metodología propuesta por Darlington, que consiste en la descomposición en fracciones continuas de la expresión de la impedancia de entrada de la red [9].

Este procedimiento permite la síntesis de cualquier respuesta que no presente ceros de transmisión. Como se ha comentado en la introducción, se va a abordar el estudio de la respuesta de Chebyshev debido a sus mejores prestaciones. Por ello, tras presentar el método de Darlington, se describirá el desarrollo matemático que permite sintetizar la respuesta de rizado constante según el método propuesto por Levy en [3].

### 2.1. Proceso de síntesis de redes en escalera

El proceso de síntesis que se va a presentar a continuación es un método genérico que puede aplicarse a cualquier red en escalera. Este método requiere que se conozcan las expresiones polinómicas de la respuesta a implementar.

En el caso particular de desear una respuesta paso bajo de tipo Chebyshev, se puede utilizar la teoría mostrada en el apartado 2.2 para encontrar el conjunto de raíces de los polinomios implicados.

La Fig. 2.1 describe los pasos a realizar en el proceso de síntesis de filtros en escalera.

$$\begin{array}{c}
 |H(j\omega)|^2, R_S, R_L \\
 \downarrow (1) \\
 |\Gamma(j\omega)|^2 = 1 - |H(j\omega)|^2 = \frac{|R_S - Z_{IN}(s)|^2}{|R_S + Z_{IN}(s)|^2} \\
 \downarrow (2) \\
 \Gamma(j\omega) = \frac{Z_{IN} - R_S}{Z_{IN} + R_S} \\
 \downarrow (3) \\
 Z_{IN}(j\omega) = R_S \frac{1 + \Gamma(j\omega)}{1 - \Gamma(j\omega)} \\
 \downarrow (4) \\
 \text{Extracción del valor de los elementos} \\
 \text{de la red en escalera (Método de Darlington)}
 \end{array}$$

Figura 2.1: Pasos en el proceso de síntesis de una red todo polos (sin ceros de transmisión).

1. **Encontrar la función de transferencia deseada.** El primer paso consiste en determinar la función de transferencia  $|H(j\omega)|^2$  que debe tener el filtro a sintetizar.

Dado que se trata de una respuesta paso bajo, el cociente de polinomios que determina la respuesta del filtro se debe poder expresar como

$$|H(j\omega)|^2 = \frac{1}{1 + \varepsilon^2 P_N^2(f(\omega))} \quad (2.1)$$

donde  $P_N(x)$  es un polinomio que cumple las siguientes características:

- Es de grado  $N$ .
  - Todos sus coeficientes son reales.
  - Está normalizado para que su máximo en la banda de paso sea igual a 1.
  - Es un polinomio par si  $N$  es par e impar si  $N$  es impar.
  - Sus raíces deben cumplir las siguientes propiedades:
    - Si las raíces son imaginarias puras, deben aparecer en pares de complejos conjugados  $(+jb, -jb)$ .
    - Si las raíces son imaginarias, deben aparecer en la forma de cuartetos de complejos conjugados  $(a + jb, a - jb, -a + jb, -a - jb)$ .
    - Si el polinomio es de orden impar, debe tener una raíz de multiplicidad impar en 0.
2. **Encontrar el factor de reflexión al cuadrado ( $|\Gamma(j\omega)|^2$ ).** Este paso es directo tras conocer la función de transferencia anterior.

$$|\Gamma(j\omega)|^2 = 1 - |H(j\omega)|^2 = \frac{\varepsilon^2 P_N^2(f(\omega))}{1 + \varepsilon^2 P_N^2(f(\omega))} \quad (2.2)$$

Si  $f(\omega) = \omega$ , tras la descomposición se obtiene una red clásica de elementos concentrados. No obstante, si se toma  $f(\omega) = \sin(\theta)/\sin(\theta_0)$  con  $\omega = (2\pi l)/\lambda_g(\omega)$  el resultado del proceso de extracción da lugar a una red de elementos distribuidos cuya longitud es  $l$ .

3. **Hallar el coeficiente de reflexión ( $\Gamma(j\omega)$ ).** A continuación se debe factorizar el polinomio encontrado en el paso 2. Para ciertos polinomios  $P_N(x)$  se pueden encontrar expresiones analíticas que permitan obtener dichas raíces de manera eficiente. En caso de no ser posible utilizar ecuaciones cerradas, es necesario emplear rutinas numéricas de factorización. Las variable  $p$  que aparecen en las expresiones se corresponden a  $p = j\omega$  si se están utilizando elementos concentrados y  $p = 1/\tan\phi$  en caso de utilizarse elementos distribuidos. En ambos casos las raíces de  $(|\Gamma(j\omega)|^2)$  deben ser reales o pares de complejos conjugados.

Tras obtener las raíces se puede escribir la ec. (2.2) como

$$|\Gamma(j\omega)|^2 = \varepsilon^2 \prod_{r=1}^N \frac{(p^2 - p_r^2)}{(p^2 - p_r'^2)} \quad (2.3)$$

siendo  $\pm p_r$  y  $\pm p_r'$  las raíces del numerador y del denominador, respectivamente.

El cociente que define  $|\Gamma(j\omega)|^2$  posee, para un respuesta sin ceros de transmisión, las siguientes características:

- **Numerador:** Todos los ceros deben tener multiplicada par. A todos ellos se les reduce su multiplicidad a la mitad. Si se conoce  $P_N$  no es necesario realizar la factorización, pues ya se tiene el polinomio deseado.
  - **Denominador:** Como debe ser un polinomio Hurwitz para que represente una estructura pasiva, se deben tomar sólo las raíces del semiplano izquierdo ( $\Re(p'_r) \leq 0$ ).
4. **Encontrar la expresión de la impedancia de entrada ( $Z_{IN}(j\omega)$ ).** Seguidamente se puede encontrar el cociente de polinomios que permite obtener la impedancia de entrada.

$$Z_{IN}(j\omega) = R_S \frac{1 + \Gamma(j\omega)}{1 - \Gamma(j\omega)} \quad (2.4)$$

5. **Descomponer el polinomio de la impedancia de entrada.** Finalmente se debe descomponer la ecuación (2.4) en fracciones continuas. En cada paso de la descomposición se obtiene la impedancia de cada uno de los elementos de la red.

Para realizar la descomposición del polinomio se utiliza un método basado en el método de Darlington pero ligeramente modificado.

Tras el proceso de extracción se obtiene el conjunto de  $N$  impedancias normalizadas que sintetizan la respuesta deseada. En la Fig. 2.2 se muestra el prototipo ideal que de manera general sintetiza una red en escalera con una respuesta paso bajo.

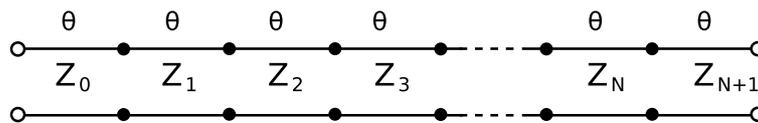


Figura 2.2: Prototipo ideal del filtro paso bajo basado en saltos de impedancias.

## Obtención de la función de transferencia

Como se ha comentado anteriormente, el primer paso dentro del proceso de síntesis y diseño consiste en encontrar la función de transferencia que se ajuste a las necesidades del problema.

Para ello se deberá escoger adecuadamente la función  $P_N(x)$  que define las funciones  $H(j\omega)$  y  $\Gamma(j\omega)$  en (2.1) y (2.2). Esta última ecuación, que deberá cumplir una serie de restricciones, se debe factorizar para encontrar las raíces de su numerador y denominador.

Para algunas respuestas, como se mostrará más adelante, existe solución analítica. En otros casos se debe recurrir a métodos numéricos para encontrar la solución.

## Cálculo del factor de reflexión

De manera general, una vez conocidas las raíces del numerador y del denominador, se puede definir el factor de reflexión en función de éstas.

$$|\Gamma(p)|^2 = \varepsilon^2 \prod_{r=1}^N \frac{(p^2 - p_r^2)}{(p^2 - p_r'^2)} \quad (2.5)$$

Las raíces que forman la ecuación (2.5) en  $p^2$ , es decir, sus ceros y polos  $p_r^2$  y  $p_r'^2$ , deben cumplir ciertas restricciones: deben ser reales o complejos conjugados, ya que  $|\Gamma(p)|^2$  debe ser una función racional en  $p^2$  con coeficientes reales. De hecho se puede demostrar que, para  $N$  par no hay ninguna raíz real en el denominador y para  $N$  impar solamente hay una  $(p_{(N+1)/2}^2)$ .

**Caso  $N$  par** Escogiendo las raíces en pares conjugados

$$\Gamma(p) = K_e \prod_{r=1}^{N/2} \frac{(p^2 + |p_r|^2)}{(p^2 + P'_r p + |p'_r|^2)} \quad (2.6)$$

**Caso  $N$  impar** Para el caso impar dado que unas de las raíces no será compleja conjugada se obtiene que

$$\Gamma(p) = \frac{K_o}{(p + p'_{(N+1)/2})} \prod_{r=1}^{(N-1)/2} \frac{(p^2 + |p_r|^2)}{(p^2 + P'_r p + |p'_r|^2)} \quad (2.7)$$

siendo en en ambos casos  $P'_r = p'_r + p'_r^*$ .

Para obtener el valor de  $K_e$  y  $K_o$ , para una respuesta de Chebyshev, se deben comparar las ecuaciones (2.6) y (2.7) con (2.2) particularizando en  $\sin^2 \theta = 1/(1 - p^2)$ . En el caso par y el impar se obtiene respectivamente

$$K_e = \frac{\varepsilon}{\sqrt{1 + \varepsilon^2}} = \frac{1}{\cosh H} \quad (2.8)$$

$$K_o = \frac{N\varepsilon}{\sin \theta_0} = \frac{N \cosh \frac{J}{N}}{\sinh H} \quad (2.9)$$

## Impedancia de entrada a la red

Tras obtener el coeficiente de reflexión, se debe encontrar el cociente de polinomios que define la impedancia normalizada de entrada de la red. Para ello se utilizan las ecuaciones (2.6) y (2.8) para el caso par o (2.7) y (2.9) para el impar.

$$Z(p) = \frac{1 + \Gamma(p)}{1 - \Gamma(p)} = \frac{P_N(p)}{Q_N(p)} \quad (2.10)$$

Siendo  $P_N(p)$  y  $Q_N(p)$  polinomios reales con coeficientes positivos. La expresión dual, dada por  $Z(p) = Q_N(p)/P_N(p)$ , también sería válida.

## Extracción de los elementos de la red en escalera

Una vez obtenida la función racional que representa a la impedancia de entrada, se deben extraer los  $N$  elementos que componen la red en escalera.

La matriz ABCD de una línea de transmisión viene dada por

$$ABCD' = \begin{bmatrix} \cos \theta & jZ_0 \sin \theta \\ jY_0 \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix}$$

que dividiendo por  $j \sin \theta$

$$ABCD = j \sin \theta \begin{bmatrix} \frac{\cos \theta}{j \sin \theta} & Z_0 \\ Y_0 & \frac{\cos \theta}{j \sin \theta} \end{bmatrix} = j \sin \theta \begin{bmatrix} p & Z_0 \\ Y_0 & p \end{bmatrix}$$

dado que  $\sin^2 \theta = \frac{1}{1 - p^2}$  se puede escribir

$$ABCD = \frac{1}{\sqrt{p^2 - 1}} \begin{bmatrix} p & Z_0 \\ Y_0 & p \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

Para un conjunto de  $N$  líneas de transmisión en serie se puede definir la matriz ABCD del conjunto como

$$ABCD = \frac{1}{(p^2 - 1)^{N/2}} \prod_{r=1}^N \begin{bmatrix} p & Z_0 \\ Y_0 & p \end{bmatrix} = \frac{1}{(p^2 - 1)^{N/2}} \begin{bmatrix} A(p) & B(p) \\ C(p) & D(p) \end{bmatrix} \quad (2.12)$$

y la impedancia de entrada de dicha red de elementos en serie es

$$Z(p) = \frac{A(p) + B(p)}{C(p) + D(p)} \quad (2.13)$$

Los polinomios  $A(p)$  y  $D(p)$  tienen coeficientes con potencias pares cuando  $N$  es par y coeficientes impares cuando  $N$  es impar. Por otro lado, los polinomios  $B(p)$  y  $C(p)$  poseen todos sus coeficientes impares cuando  $N$  es par y pares si  $N$  es impar. De este modo es posible encontrar los valores de dichos polinomios descomponiendo adecuadamente el numerador y el denominador de la ecuación (2.10).

En este punto ya se está en condiciones de aplicar el procedimiento de síntesis de Darlington para extraer el valor de los  $N$  elementos de la red. Éste proceso consiste en descomponer la impedancia de entrada en fracciones simples.

Ahora se debe descomponer (2.13) en sus  $N$  matrices elementales. Para ello, en cada iteración se multiplica por la matriz inversa de la línea de transmisión.

$$ABCD_{LinTx}^{-1} = \begin{bmatrix} p & -Z_0 \\ -Y_0 & p \end{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{p^2 - 1}} \quad (2.14)$$

Este proceso de extracción, basado en la premultiplicación de (2.13) por (2.14), da como resultado dos soluciones válidas para  $Z_0$  que permitan cumplir las propiedades que deben tener  $A(p)$ ,  $B(p)$ ,  $C(p)$  y  $D(p)$  al reducir el orden en una unidad.

La obtención de la impedancias se realiza mediante la descomposición en fracciones continuas de uno de los siguientes cocientes de polinomios:

$$Z_i = \frac{A(p)}{C(p)} = \frac{B(p)}{D(p)} \quad (2.15)$$

Siendo  $A(p)$ ,  $B(p)$ ,  $C(p)$  y  $D(p)$  los polinomios obtenidos en la ecuación (2.13).

Dado que, con ambas descomposiciones, se deben obtener los mismos valores, se puede utilizar esta propiedad para comprobar los errores numéricos que se están cometiendo durante el proceso de extracción.

Otra comprobación adicional consiste en comprobar que, para las impedancias normalizadas, se cumple la siguiente relación

$$Z_r Z_{N-r+1} = \begin{cases} 1 & \text{si } N \text{ impar} \\ S & \text{si } N \text{ par} \end{cases} \quad (2.16)$$

donde  $S$  viene dado por  $S = 1 + 2\varepsilon^2 + 2\sqrt{\varepsilon^2 + \varepsilon^4}$ .

## Determinación de la fase eléctrica de los elementos

La fase eléctrica de los distintos elementos puede ser tanto un parámetro de diseño, o bien calcularse a partir de la frecuencia de máxima atenuación.

Como se puede observar en la Fig. 2.3, la fase eléctrica de las secciones  $\theta_0$  se corresponde con el desfase eléctrico producido en cada una de ellas a la frecuencia de corte superior. Para su

determinación, es necesario conocer la frecuencia de corte superior del filtro  $f_0$  y la frecuencia de máxima atenuación  $f_m$ .

Conocidos los valores anteriores se puede determinar la fase eléctrica utilizando el siguiente procedimiento. En primer lugar se calcula la longitud de onda en el medio de transmisión, sabiendo que para los modos TEM ( $f_c = 0$ ) Hz y que para los modos TEM ( $f_c \neq 0$ ) Hz.

$$\lambda_{gf_0} = \frac{c_0}{\sqrt{f_0^2 - f_c^2}}$$

$$\lambda_{gf_m} = \frac{c_0}{\sqrt{f_m^2 - f_c^2}}$$

Sabiendo que el desfase eléctrico para la frecuencia de máxima atenuación es  $\pi/2$ , se puede obtener el desfase eléctrico en radianes a la frecuencia de corte superior de la banda de paso:

$$\theta_0 = \frac{\pi \lambda_{gf_m}}{2 \lambda_{gf_0}} \quad (2.17)$$

## 2.2. Síntesis de filtros paso bajo con respuesta Chebyshev

La respuesta de Chebyshev es un referente a nivel académico, debido a que existe solución analítica para sus raíces y ofrece el mejor comportamiento si la banda de paso empieza a la  $f_c$  de la guía. Es por ello que a continuación se van a desarrollar las ecuaciones que permiten obtener las raíces que sintetizan un filtro paso bajo con rizado constante. El procedimiento de síntesis utilizado se basa en el método descrito en [3].

Dado que esta respuesta no presenta ceros de transmisión se puede asegurar que la síntesis siempre será posible.

En primer lugar, la función de transferencia puede encontrarse analíticamente en función de los polinomios de Chebyshev

$$|H(\theta)|^2 = \frac{1}{1 + \varepsilon^2 T_N^2\left(\frac{\sin\theta}{\sin\theta_0}\right)} \quad (2.18)$$

donde  $T_N(x)$  es el polinomio de Chebyshev de orden  $N$ ,  $\frac{\sin\theta}{\sin\theta_0}$  se utiliza para desnormalizar en frecuencia la respuesta paso bajo y  $\varepsilon$  es función del rizado de la respuesta.

Para obtener  $\varepsilon$  a partir de las pérdidas de retorno ( $RL$  en dB) del filtro puede utilizarse la expresión

$$\varepsilon^2 = \frac{1}{10^{\left(\frac{RL}{10}\right)} - 1} \quad (2.19)$$

Como puede apreciarse en la Fig. 2.3 las pérdidas de inserción obtenidas tienen rizado constante hasta el ángulo  $\theta_0$  (que se corresponde con la frecuencia de corte de diseño del filtro). La máxima atenuación se produce en  $\theta = \pi/2$  y a partir de este punto aparecen réplicas de la respuesta con periodicidad  $\pi$ .

Según el paso 2 del diagrama de la Fig. 2.1, una vez conocida la función de transferencia del filtro se puede obtener el coeficiente de reflexión utilizando

$$|\Gamma|^2 = 1 - |H(\theta)|^2 = \frac{\varepsilon^2 T_N^2\left(\frac{\sin\theta}{\sin\theta_0}\right)}{1 + \varepsilon^2 T_N^2\left(\frac{\sin\theta}{\sin\theta_0}\right)} \quad (2.20)$$

Una vez hallado  $|\Gamma|^2$  se debe encontrar la raíz cuadrada de la ecuación (2.20). Para obtener la raíz cuadrada de un polinomio se debe descomponer el mismo en fracciones simples. Para ello se realiza el procedimiento comentado anteriormente.

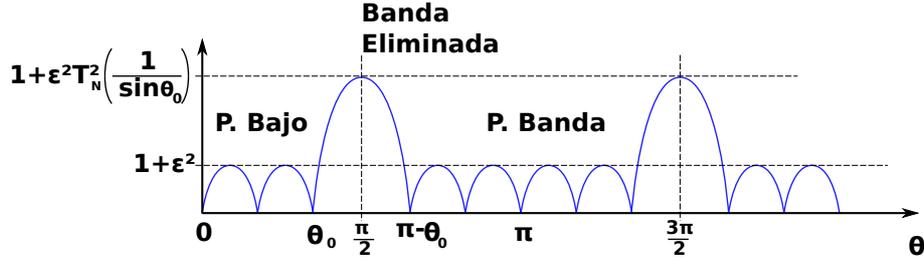


Figura 2.3: Pérdidas de inserción.

## Raíces del denominador

Las  $N$  raíces del denominador vienen dadas por la expresión

$$\frac{\sin\theta_r}{\sin\theta_0} = \cos\left[\frac{2r-1}{2N}\pi + j\frac{H}{N}\right] \quad r = 1, 2, \dots, N \quad (2.21)$$

donde

$$H = \sinh^{-1}(1/\epsilon) \quad (2.22)$$

Para simplificar la notación se define  $p$  como

$$p = \frac{1}{j \tan\theta} = \frac{1}{\tanh j\theta} = \coth j\theta \quad (2.23)$$

y la variable  $\alpha$

$$\frac{1}{\sin\theta_0} = \alpha = \cosh \frac{J}{N} \quad (2.24)$$

sustituyendo (2.24) en la ecuación (2.21) se obtiene

$$\sin\theta_r = \frac{\cos\left[\frac{2r-1}{2N}\pi + j\frac{H}{N}\right]}{\cosh \frac{J}{N}} \quad (2.25)$$

Se puede llegar a una expresión que liga  $\sin^2\theta_r$  con las raíces  $p'_r$ . Para ello, haciendo uso de la expresión  $\sin^2(\theta) + \cos^2(\theta) = 1$  se relacionan las ecuaciones (2.23) y (2.25).

$$\sin^2\theta = \frac{1}{1-p^2} \implies \sin^2\theta_r = \frac{1}{1-p_r'^2} \quad (2.26)$$

Despejando  $p_r'^2$  de (2.26) se obtiene la expresión que proporciona las raíces del denominador

$$p_r'^2 = 1 - \frac{\cosh^2 \frac{J}{N}}{\cos^2\left[\frac{2r-1}{2N}\pi + j\frac{H}{N}\right]} = 1 - \frac{\alpha^2}{\cos^2\left[\frac{2r-1}{2N}\pi + j\frac{H}{N}\right]} = 1 - \frac{\alpha^2}{x_r^2} \quad (2.27)$$

donde  $x_r = \cos\left[\frac{2r-1}{2N}\pi + j\frac{H}{N}\right]$  es la raíz  $r$ -ésima de  $1 + \epsilon^2 T_N^2(x)$ .

Dado que las raíces complejas deben aparecer en pares de complejos conjugados las siguientes expresiones permiten simplificar la notación. Para ello se debe calcular  $P'_r = p'_r + p_r'^*$  y  $|p'_r|^2$

Por un lado tenemos que  $|p'_r|^2$  viene dado por

$$|p'_r|^2 = \frac{\sqrt{(\cosh(2(b+\gamma)) - \cos(2a))(\cosh(2(b-\gamma)) - \cos(2a))}}{\cos(2a) + \cosh(2b)} \quad (2.28)$$

donde  $a = \frac{2r-1}{2N}\pi$ ,  $b = \frac{H}{N}$  y  $\gamma = \frac{J}{N}$ .

Por otro lado podemos definir la suma  $p'_r + p_r'^*$  como

$$P'_r = p'_r + p_r'^* = \sqrt{2 \left[ 1 - 2 \cosh^2(\gamma) \frac{1 + \cos(2a) \cosh(2b)}{(\cos(2a) + \cosh(2b))^2} + |p'_r|^2 \right]} \quad (2.29)$$

### Raíces del numerador

La expresión analítica para las raíces del numerador de la ecuación (2.20) puede encontrarse de manera similar al caso anterior.

Para ello las  $N$  raíces del numerador vienen expresadas por

$$\frac{\sin \theta}{\sin \theta_0} = \cos \frac{2r-1}{2N} \pi \quad (2.30)$$

despejando  $\sin \theta$

$$\sin \theta = \frac{\cos \frac{2r-1}{2N} \pi}{\cosh \frac{J}{N}} = \frac{\cos \zeta}{\alpha}$$

por lo que elevando al cuadrado la expresión anterior

$$\sin^2 \theta = \frac{\cos^2 \zeta}{\alpha^2} \quad (2.31)$$

Una vez obtenida la ecuación (2.31) se puede hallar  $p_r^2$  mediante su relación con  $\sin^2 \theta$

$$\frac{1}{1-p_r^2} = \frac{\cos^2 \zeta}{\alpha^2}$$

de lo que se puede despejar

$$p_r^2 = 1 - \frac{\alpha^2}{\cos^2 \zeta}$$

Tomando módulos en la ecuación anterior

$$|p_r|^2 = \left| 1 - \frac{\alpha^2}{\cos^2 \zeta} \right| \quad \Im(p_r) = 0 \quad (2.32)$$

Para eliminar el valor absoluto de la parte derecha de la ecuación (2.32), se puede comprobar el signo que toma la expresión.

Dado que  $1/\sin \theta = \alpha > 1$  y  $\cos^2 \zeta < 1$  se obtiene finalmente que

$$|p_r|^2 = \frac{\alpha^2}{\cos^2 \zeta} - 1 \quad (2.33)$$

## MODELADO DE LOS SALTOS

En este capítulo se presenta el procedimiento utilizado para mejorar el equivalente circuital sobre el que se realiza el proceso de síntesis seguido en este trabajo.

Para ello se parte del prototipo ideal basado en líneas de transmisión de la misma longitud eléctrica pero con distintas impedancias. Posteriormente se añaden un conjunto de elementos que modelan el efecto de las capacidades parásitas que aparecen en las discontinuidades reales de la estructura.

Finalmente se modifica adecuadamente la longitud de cada uno de los tramos para conseguir el mismo comportamiento a nivel electromagnético.

### 3.1. Compensación de la longitud

Hasta este momento se ha visto que los filtros paso bajo se pueden modelar como una serie de líneas de transmisión conectadas en cascada. Éstas tienen la misma longitud eléctrica  $\theta_0$  y ciertas impedancias características  $Z_i$ .

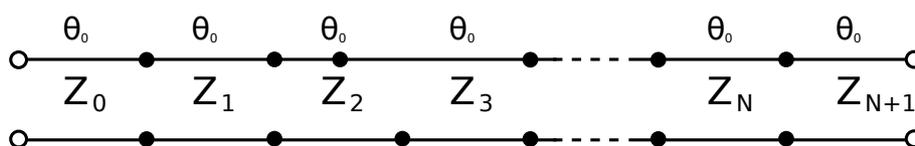


Figura 3.1: Circuito equivalente del filtro paso bajo.

El siguiente paso, para tratar de acercar este prototipo ideal a la realidad, consiste en modelar las discontinuidades físicas que aparecen en la estructura real [10]. Las discontinuidades pueden modelarse con bastante precisión mediante un condensador en paralelo. Tras situar estos condensadores en el prototipo se obtiene el circuito mostrado en la Fig. 3.2.

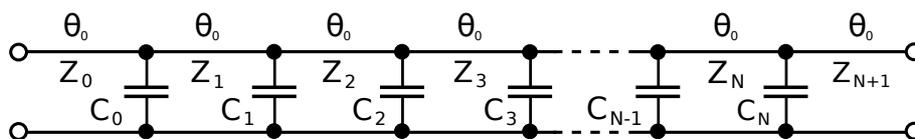


Figura 3.2: Circuito equivalente con los condensadores paralelo.

Dado que estos condensadores no han sido considerados en el modelo inicial, es de esperar que el comportamiento de ambos circuitos (Figs. 3.1 y 3.2) no sea eléctricamente equivalente.

Por ello se debe modificar alguno de los grados de libertad de los que se dispone para conseguirlo. En el apartado 3.3 se muestra que la impedancia característica de las guías viene determinada por la altura y la anchura en la guía rectangular. Por lo tanto, se puede utilizar la longitud como parámetro de diseño, ya que de otro modo se estarían variando las impedancias proporcionadas por el proceso de síntesis.

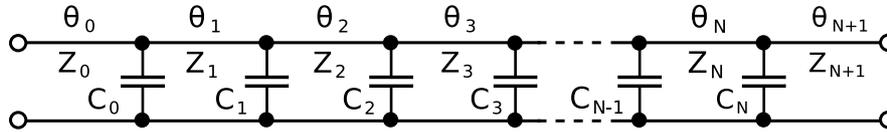


Figura 3.3: Circuito con los condensadores y las longitudes de cada tramo modificadas adecuadamente.

Para realizar la compensación se deben caracterizar las discontinuidades de la estructura. Esta caracterización puede realizarse siguiendo dos estrategias.

#### Mediante el modelo circuital equivalente del salto.

- ✓ Evaluación muy rápida.
- ✓ El programa de síntesis no requiere de ningún programa externo.
- ✗ Cada discontinuidad requiere de un conjunto particular de ecuaciones diferentes.
- ✗ No existen modelos equivalentes para cualquier tipo de saltos (por ejemplo, esquinas redondeadas o saltos muy abruptos).
- ✗ Menor exactitud y precisión.

#### Mediante el análisis electromagnético del salto

- ✓ Mayor exactitud y precisión.
- ✓ Admite un conjunto mayor de discontinuidades.
- ✗ Caracterización más lenta.
- ✗ El simulador electromagnético debe estar instalado si se desea ejecutar la síntesis.

De los  $N + 2$  elementos que componen el filtro, las longitudes de los  $N$  elementos centrales ( $UE_1, UE_2, \dots, UE_{N-1}, UE_N$ ) pueden modificarse para recuperar la respuesta deseada. Dado que cada uno de estos elementos está unido por sus dos extremos existen, dos discontinuidades que se deben considerar en cada tramo.

Para obtener el valor a corregir se debe conocer el comportamiento de los parámetros  $S$  de un salto ideal. Tras ello se obtiene el comportamiento de los mismos en la discontinuidad bajo análisis y se comparan con los primeros. De estos dos valores se puede derivar fácilmente la corrección a aplicar.

La corrección se obtiene mediante el uso del parámetro  $S_{11}$ . Para ello se sitúa un puerto en mitad del tramo  $i$  y se obtiene el parámetros  $S_{11}$  hacia cada una de las dos direcciones.

Como puede observarse en la Fig. 3.4 la guía  $i$  se encuentra conectada con las guías  $i - 1$  e  $i + 1$ . Introduciendo el puerto de medida (puerto 1) se pueden medir los parámetros  $\angle S_a$  y  $\angle S_b$ .

Si se obtienen los parámetros  $S$  de un salto de impedancias ideal, en el cual no existe condensador paralelo, se puede comprobar como la fase de los parámetros  $S_{11}$  y  $S_{22}$  es cero. Por ello debe conseguirse que la fase medida  $\angle S_a|_{f_0}$  y  $\angle S_b|_{f_0}$ , en la posición en la cual se produce el salto, sea también igual a cero.

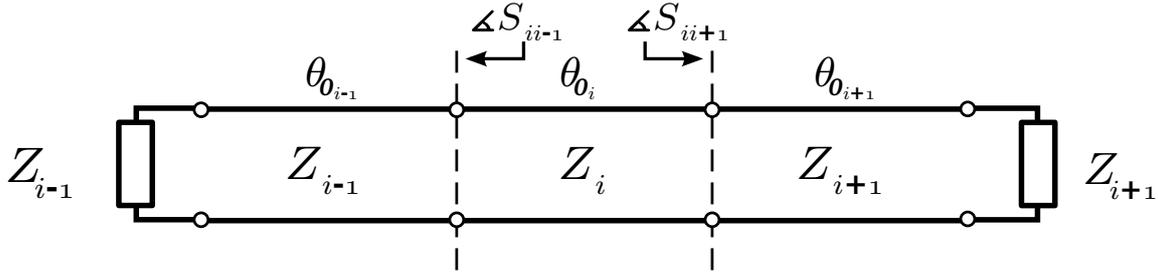


Figura 3.4: Circuito equivalente que modela el salto entre guías de distinta impedancia.

Si la medida de los parámetros  $S$  no se realiza justo en el salto de impedancia, como sucede con el puerto 1 de la Fig. 3.4, éstos deben desplazarse hasta el punto en el que ocurre el salto de impedancias ( $z = 0$  y  $z = l$ ).

Para desplazar el puerto de medida de los parámetros  $S$  en una red de microondas desde  $z = 0$  hasta  $z = l$  tal y como se muestra en la Fig. 3.5 se puede utilizar la expresión  $S'_{11} = S_{11} e^{-2j\beta l}$ , siendo la constante de propagación  $\beta = \sqrt{k_0^2 - k_c^2}$ .

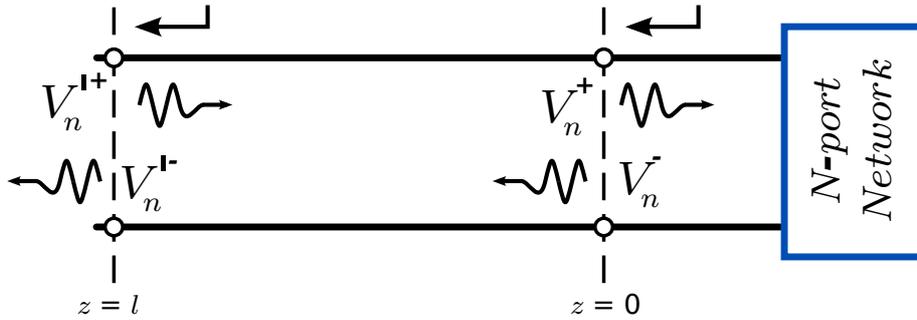


Figura 3.5: Traslación del puerto de medida de los parámetros  $S$ .

La longitud de corrección que se debe añadir a cada uno de los tramos a partir del parámetro  $S_{11}$ , la ecuación que permite el cálculo de dicha longitud es:

$$\delta_i = \frac{\lambda_g|_{f=f_0}}{4\pi} \gamma_i|_{f=f_0} \tag{3.1}$$

en la que  $\gamma_i$  es la fase en radianes del parámetro  $S_{ii}|_{f_0}$  y  $\lambda_g$  es la longitud de onda en la línea de transmisión a la frecuencia superior  $f_0$  del filtro paso bajo.

Finalmente, la longitud física del tramo  $i$  viene dada por

$$l_i = l + \delta_{i,i-1} + \delta_{i,i+1} \tag{3.2}$$

donde la longitud  $l = \theta_0 / \beta$  es la que se obtiene mediante el método clásico [6].

### 3.2. Circuito equivalente

La Fig. 3.6 muestra el modelo circuital que se utiliza para caracterizar la estructura. Sobre este modelo se realiza la compensación de las longitudes. El modelo circuital utiliza dos tipos de elementos:

- Líneas de transmisión monomodo que pueden ser TEM o TE.

- Saltos entre las líneas de transmisión. Puede estar caracterizado mediante un simulador electromagnético [11] o mediante las ecuaciones recogidas en [1].

De manera habitual, la caracterización en el ancho de banda de interés de los saltos se realiza mediante un espaciado lineal en  $\theta$  en lugar del eje de frecuencia. De este modo se consigue que en medios de transmisión dispersivos exista una concentración de puntos mayor en frecuencias cercanas a la de corte. Con ello se consigue mejorar la resolución espacial cerca de la frecuencia de corte.

La caracterización de los saltos no requiere de un espaciado particularmente fino. Por ello 60 puntos en frecuencia y una interpolación lineal es suficiente para un ancho de banda de 20 GHz.

Debido al método de trabajo empleado por el simulador electromagnético [11], la obtención de los parámetros  $S$ , en una cantidad moderada de puntos, no supone un coste adicional perceptible. Esto se debe a que la mayor parte del coste computacional reside en el análisis estático de la discontinuidad, siendo el tiempo de simulación de cada punto mucho menor una vez resuelta dicha parte estática común.

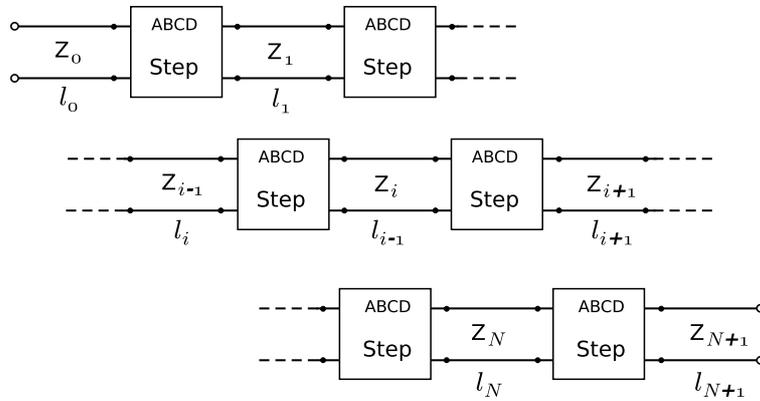


Figura 3.6: Modelo circuital basado en líneas de transmisión monomodo y la caracterización de los saltos en el medio guiado.

### 3.3. Impedancia característica en una guía rectangular

En esta sección se aborda el análisis de la impedancia característica de una guía rectangular. Existen diversos criterios a la hora de definir la impedancia característica en estas líneas de transmisión. La que aquí se utilizará es conocida como *Impedancia característica de Potencia*.

$$P = \frac{|V|^2}{Z_c} \Rightarrow Z_c = \frac{|V|^2}{P} \quad (3.3)$$

donde  $P$  se obtiene a partir del vector de Poynting, y  $V$  integrando por el camino en el cual el campo eléctrico es máximo.

En este caso la impedancia característica se puede obtener aplicando la definición  $Z = |V|^2/P$ .

$$Z_c = \frac{VV^*}{P} = \frac{4j\omega\mu b}{\gamma a} = 4Z_{\text{TE}_{10}} \frac{b}{a} = \frac{4\eta}{\underbrace{\sqrt{1 - \left(\frac{\pi/a}{\omega\sqrt{\mu\epsilon}}\right)^2}}_K} \frac{b}{a} \quad (3.4)$$

Finalmente se puede analizar un salto de impedancias en guía rectangular en el cual solamente se modifica el alto de la guía manteniendo el resto de parámetros constantes  $a, f, \epsilon = \text{cte}$ . En ese

caso, el cociente entre las impedancias características recién deducidas vendrá dado por:

$$\frac{Z_{c1}}{Z_{c2}} = \frac{(Kb_1)/a_1}{(Kb_2)/a_2} = \frac{b_1}{b_2} \quad (3.5)$$

## FILTROS EN GUÍA RECTANGULAR

Esta parte del trabajo de investigación muestra el procedimiento utilizado para el diseño de filtro paso bajo en guía rectangular. Tras el proceso de síntesis que se ha descrito en el Capítulo 2, en este capítulo se muestran los pasos realizados en la fase de diseño, así como los resultados más destacables.

En la Fig. 4.1 se muestra, a modo de ejemplo, un filtro paso bajo corrugado de 15 secciones.

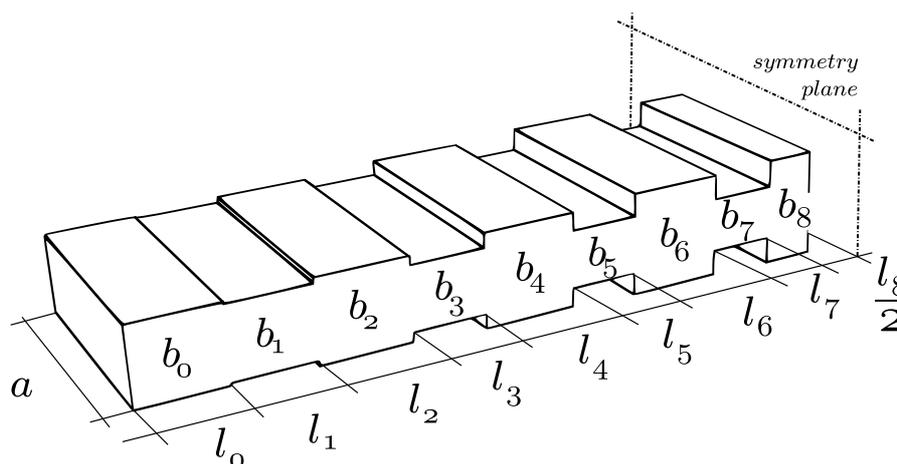


Figura 4.1: Filtro paso bajo corrugado con simetría horizontal de 15 secciones.

### 4.1. Guía rectangular con esquinas rectas

#### Diseño de filtros con simetría horizontal

En el diseño de filtros paso bajo, la elección de la longitud de cada una de las secciones es un punto de gran importancia si se pretende que los resultados de la síntesis sean satisfactorios. El Capítulo 3 presentó el método utilizado para conseguir un diseño satisfactorio mediante la compensación de las longitudes de los tramos de guía, con el objeto de corregir los efectos que introducen los saltos reales y que no tiene en cuenta el modelo ideal descrito en el Capítulo 2. En este apartado se van a realizar diversos ejemplos en los cuales se aplica la técnica de compensación para comprobar las mejoras que ésta introduce.

Los filtros que se pretende diseñar cuentan con simetría horizontal. Gracias a esto se produce una supresión de un gran conjunto de modos de orden superior. Dado que los modelos distribui-

Cuadro 4.1: Especificaciones del filtro paso bajo I

Ancho del filtro $a = 19,05$ mm	Alto del $UE_0$ $b_0 = 4$ mm
Frec. corte superior $f_0 = 12$ GHz	Pérdidas de retorno 25 dB
Frec. máxima atenuación $f_m = 15$ GHz	Atenuación máxima 50 dB

dos que se utilizan son monomodo, es de esperar un mejor comportamiento para estructuras que, dada su geometría, cuentan con un menor número de modos superiores excitados.

Para obtener las respuesta de las figuras que se van a mostrar se va a hacer uso del simulador circuital descrito en el apartado 3.2. Así mismo, se hará uso de un simulador electromagnético para validar los resultados obtenidos.

### Filtro con simetría horizontal I

Las especificaciones recogidas en la Tabla 4.1 caracterizan el primer filtro que se va a diseñar. Los resultados que se pretenden obtener y comparar son:

- Respuesta ideal y respuesta del circuito no compensado.
- Respuesta ideal y respuesta del circuito compensado caracterizando los saltos con las ecuaciones [1].
- Respuesta ideal y respuesta del circuito compensado caracterizando los saltos con el simulador EM [11].
- Respuesta fuera de banda del filtro caracterizando los saltos con el simulador EM [12].

En cada una de las gráficas se indicará adecuadamente si la caracterización de los saltos se ha realizado con el modelo analítico propuesto en [1] o con el simulador electromagnético [11]. Adicionalmente, en la leyenda de las figuras se indicará aquellos casos en los cuales se haya realizado la simulación en frecuencia de la estructura completa mediante el simulador electromagnético.

Para cumplir las especificaciones de atenuación se ha determinado que se necesita un filtro de orden  $N = 21$ . Tras realizar el diseño se han determinado las dimensiones recogidas en la Tabla 4.2 para los distintos elementos del filtro.

Dado que la altura y anchura no se modifican en el proceso de compensación, los valores recogidos en la tabla son comunes para los tres resultados. Así mismo, las tres últimas columnas muestran las diferencias entre las longitudes de los tres diseños, producidas al compensar los efectos de las capacidades parásitas de los saltos de impedancia.

La Fig. 4.2 compara la respuesta ideal con la respuesta obtenida con el simulador circuital cuando todas las secciones del filtro tienen la misma longitud. La caracterización de los saltos se ha realizado mediante el simulador electromagnético.

A simple vista puede observarse cómo la respuesta obtenida pierde totalmente su rizado constante y cómo se desplaza 500 MHz en frecuencia. Sin lugar a dudas es imprescindible mejorar esta respuesta para obtener un filtro mínimamente aceptable.

Las longitudes utilizadas para esta primera figura se corresponden con las mostradas en la columna  $l_0$  de la Tabla 4.2.

Aplicando el proceso de compensación de longitudes descrito en el Capítulo 3 se pueden mejorar notablemente los resultados de la Fig. 4.2. Caracterizando en este caso los saltos mediante las ecuaciones recogidas en [1], la Fig. 4.3 muestra la respuesta en frecuencia proporcionada por el simulador circuital.

Cuadro 4.2: Dimensiones del Filtro I en guía rectangular

UE $i$	Ancho (mm)	Alto (mm)	Longitud			Diferencias		
			$l_0^0$ (mm)	$l_1^1$ (mm)	$l_2^2$ (mm)	$\Delta_{l_0,l_1}$ (mm)	$\Delta_{l_0,l_2}$ (mm)	$\Delta_{l_1,l_2}$ ( $\mu\text{m}$ )
0	19.05	4.0000	5.8745	5.8745	5.8745	0.0000	0.0000	0.00
1	19.05	3.4259	5.8745	5.4774	5.4754	0.3971	0.3991	2.00
2	19.05	4.5158	5.8745	6.2639	6.2651	-0.3894	-0.3906	-1.20
3	19.05	2.9304	5.8745	5.1533	5.1519	0.7212	0.7226	1.40
4	19.05	5.1936	5.8745	6.3229	6.3236	-0.4484	-0.4491	-0.70
5	19.05	2.6331	5.8745	4.9605	4.9593	0.9140	0.9152	1.20
6	19.05	5.5897	5.8745	6.3181	6.3186	-0.4436	-0.4441	-0.50
7	19.05	2.5112	5.8745	4.8801	4.8790	0.9944	0.9955	1.10
8	19.05	5.7573	5.8745	6.3111	6.3116	-0.4366	-0.4371	-0.50
9	19.05	2.4667	5.8745	4.8509	4.8498	1.0236	1.0247	1.10
10	19.05	5.8159	5.8745	6.3082	6.3087	-0.4337	-0.4342	-0.50
11	19.05	2.4555	5.8745	4.8435	4.8425	1.0310	1.0320	1.00

Simetría,  $UE_{N+2-i} = EU_i$

<sup>0</sup> Longitudes sin compensar

<sup>1</sup> Longitudes compensadas. Saltos caracterizados con las ecuaciones de [1].

<sup>2</sup> Longitudes compensadas. Saltos caracterizados con el simulador electro-magnético descrito en [11] para modelar saltos capacitivos.

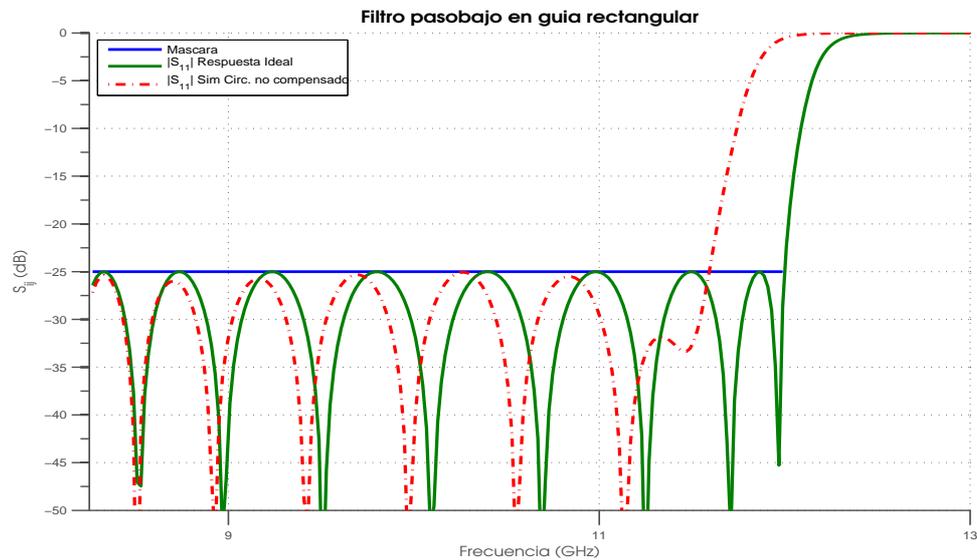


Figura 4.2:  $|S_{11}|$  del simulador circuital sin compensar comparada con la respuesta ideal del prototipo paso bajo.

Tras la compensación se ha recuperado su rizado constante hasta  $f_0$  como era de esperar. Las longitudes utilizadas en este caso se corresponden con las mostradas en la columna  $l_1$  de la Ta-

bla 4.2.

Puede comprobarse como la respuesta del simulador circuital y la simulación electromagnética difieren muy ligeramente. Esto es debido a la exactitud de las ecuaciones utilizadas para caracterizar los saltos.

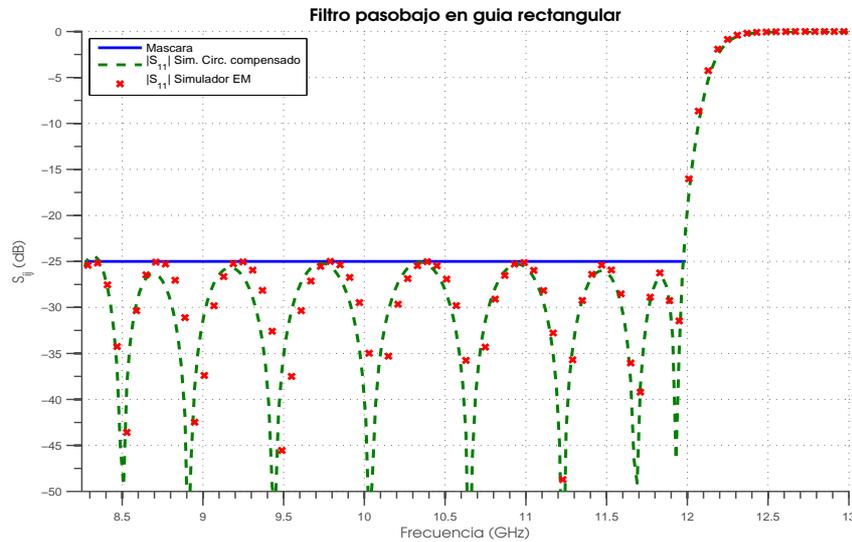


Figura 4.3:  $|S_{11}|$  del simulador circuital compensando las longitudes. Ecuaciones de [1].

En este tercer ejemplo se realiza la compensación de las longitudes utilizando el simulador electromagnético. Tras realizar la compensación se obtienen las longitudes recogidas en la columna  $l_2$  de la Tabla 4.2.

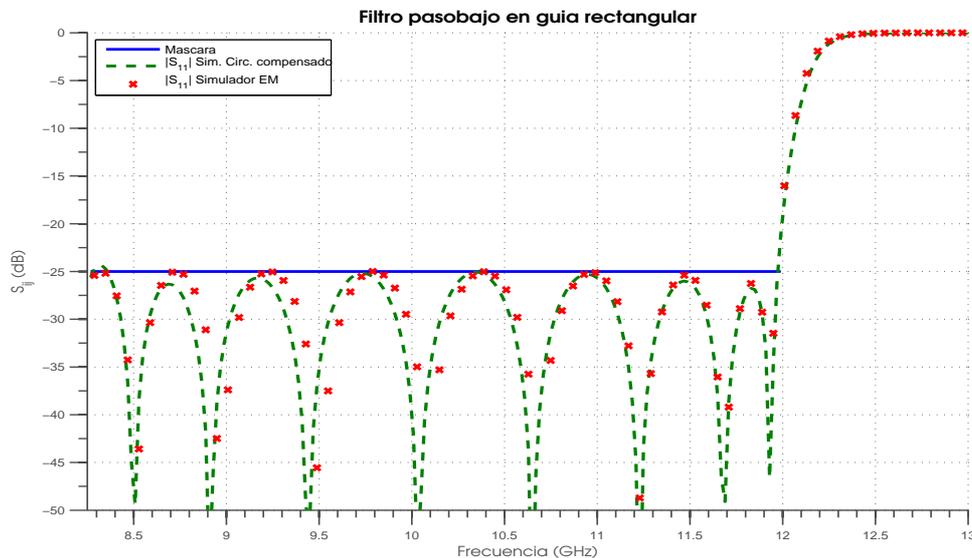


Figura 4.4:  $|S_{11}|$  del simulador circuital compensando las longitudes. Simulador EM [11].

Finalmente la Fig. 4.5 muestra la respuesta fuera de banda del filtro compensado. Puede comprobarse como la respuesta ideal y compensada se ajusta de manera correcta en la banda de paso. Así mismo se observa que la respuesta del simulador circuital se ajusta, también, a la respuesta ideal en la segunda réplica del filtro.

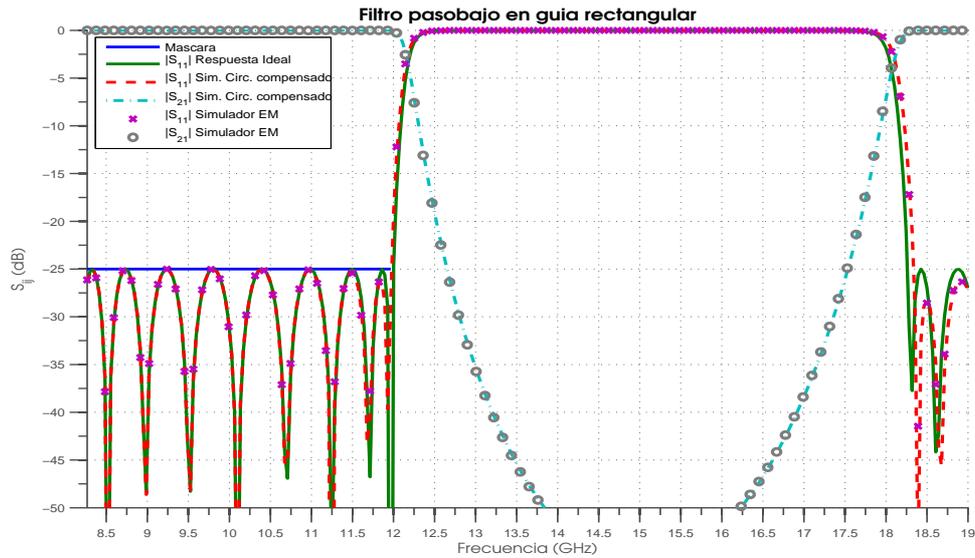


Figura 4.5:  $|S_{11}|$  y  $|S_{21}|$  hasta la segunda réplica. Simulador EM [12].

Cuadro 4.3: Especificaciones del filtro paso bajo II

Ancho del filtro $a = 19,05$ mm	Alto del $UE_0$ $b_0 = 8$ mm
Frec. corte superior $f_0 = 12$ GHz	Pérdidas de retorno 25 dB
Frec. máxima atenuación $f_m = 15$ GHz	Atenuación máxima 50 dB

Con estos resultados se ha demostrado cómo con un sencillo proceso de compensación de la longitudes, se puede restaurar la respuesta de rizado constante en un filtro paso bajo implementado en guía rectangular. En el siguiente ejemplo se pretende analizar el comportamiento de los métodos de caracterización de los saltos cuando éstos son de mayor altura.

### Filtro con simetría horizontal II

En este segundo filtro se han utilizado prácticamente las mismas especificaciones que en el caso anterior. A diferencia del primer diseño se ha aumentado la altura de la guía de entrada, y consecuentemente la altura de todos los elementos del filtro.

Comparando los resultados obtenidos para los dos filtros en las Tablas 4.2 y 4.4 puede observarse que, a medida que la sección del filtro aumenta, las longitudes obtenidas tras la compensación tienden a ser más dispares con la longitud inicial.

El aumento significativo en la altura de los elementos más grandes, junto al acortamiento de los tramos de menor altura, provocan que en la estructura se propaguen los modos de orden superior con mayor potencia.

Las Figs. 4.6 y 4.7 muestran los resultados obtenidos tras la compensación utilizando las ecuaciones desarrolladas en [1] y el simulador EM [11] respectivamente.

Como puede observarse en ambos casos se produce un desplazamiento de la frecuencia superior y un desplazamiento de la posición de los lóbulos superiores. No obstante, la respuesta recuperada utilizando el simulador EM consigue resultados ligeramente mejores que con el otro método. Esto se debe a la limitación impuesta por el rango de validez de las ecuaciones en [1].

Por otro lado, como se muestra en las Figs. 4.6 y 4.7, las respuestas del simulador circuital y del simulador EM coinciden para las frecuencias bajas, pero difieren ligeramente en las frecuencias

Cuadro 4.4: Dimensiones del Filtro II paso bajo en guía rectangular

UE $i$	Ancho (mm)	Alto (mm)	Longitud			Diferencias		
			$l_0^0$ (mm)	$l_1^1$ (mm)	$l_2^2$ (mm)	$\Delta_{l_0,l_1}$ (mm)	$\Delta_{l_0,l_2}$ (mm)	$\Delta_{l_1,l_2}$ ( $\mu\text{m}$ )
0	19.05	8.0000	5.8745	5.8745	5.8745	0.0000	0.0000	0.00
1	19.05	6.8518	5.8745	5.0724	5.0679	0.8021	0.8066	4.50
2	19.05	9.0317	5.8745	6.6609	6.6635	-0.7864	-0.7890	-2.60
3	19.05	5.8607	5.8745	4.4068	4.4037	1.4677	1.4708	3.10
4	19.05	10.3873	5.8745	6.7812	6.7827	-0.9067	-0.9082	-1.50
5	19.05	5.2662	5.8745	4.0035	4.0006	1.8710	1.8739	2.90
6	19.05	11.1795	5.8745	6.7714	6.7727	-0.8969	-0.8982	-1.30
7	19.05	5.0224	5.8745	3.8325	3.8296	2.0420	2.0449	2.90
8	19.05	11.5146	5.8745	6.7573	6.7585	-0.8828	-0.8840	-1.20
9	19.05	4.9335	5.8745	3.7695	3.7668	2.1050	2.1077	2.70
10	19.05	11.6319	5.8745	6.7515	6.7526	-0.8770	-0.8781	-1.10
11	19.05	4.9109	5.8745	3.7537	3.7509	2.1208	2.1236	2.80

Simetría,  $UE_{N+2-i} = EU_i$

<sup>0</sup> Longitudes sin compensar

<sup>1</sup> Longitudes compensadas. Saltos caracterizados con las ecuaciones de [1].

<sup>2</sup> Longitudes compensadas. Saltos caracterizados con el simulador electro-magnético descrito en [11] para modelar saltos capacitivos.

cercanas a  $f_0$  debido a los modos de orden superior.

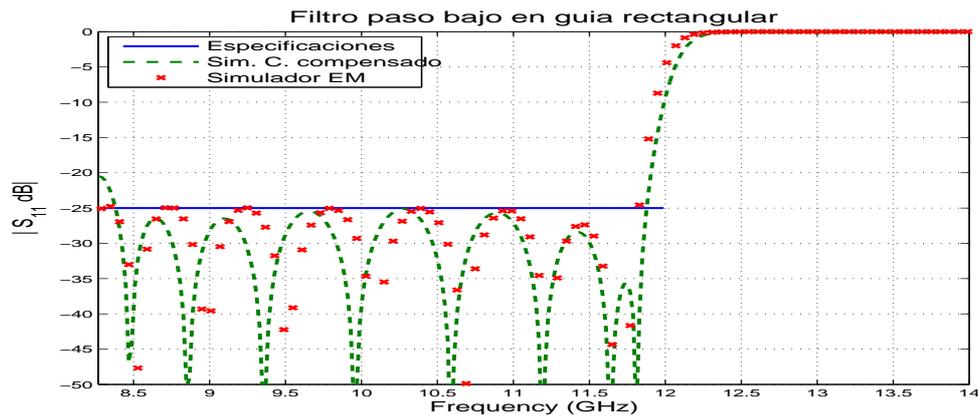


Figura 4.6:  $|S_{11}|$  del simulador circuital compensando las longitudes. Ecuaciones de [1].

### Diseño de filtros sin simetría horizontal

Tras haber analizado el proceso de diseño de filtros simétricos en guía rectangular, se pretende comentar las prestaciones y limitaciones de los diseños utilizando estructuras asimétricas. De las expresiones de los modos LSE y LSM [11] se puede deducir que cualquier filtro asimétrico es

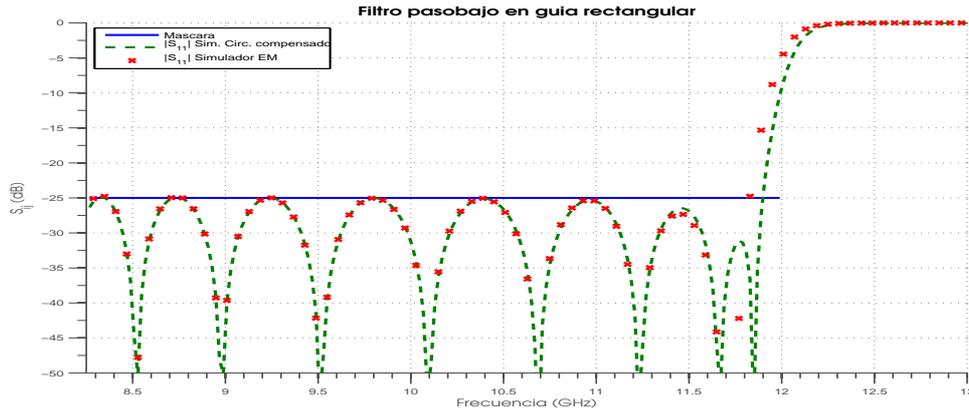


Figura 4.7:  $|S_{11}|$  del simulador circuital compensando las longitudes. Simulador EM [11].

equivalente a otro simétrico con el doble de altura. Por ello se debe cumplir que los resultados obtenidos para el diseño que se propone sean muy parecidos a los obtenidos para el último diseño de la sección anterior.

## 4.2. Guía rectangular con esquinas redondeadas

El análisis de filtros con esquinas redondeadas requiere de técnicas de análisis más costosas que las guías rectangulares con esquinas rectas [11]. No obstante, la posibilidad de realizar el proceso de síntesis teniendo en cuenta las esquinas redondeadas presenta muchas ventajas si se tiene en mente la técnica de fabricación de los filtros.

Las técnicas habituales de fabricación son:

- Técnicas basadas en el empleo de fresadoras. Económicas y rápidas.
- Técnicas basadas en procesos físico-eléctricos. Costosas, más lentas pero más precisas.

Tradicionalmente los procesos de diseño y síntesis se han realizado utilizando cavidades perfectamente rectangulares. Posteriormente se han compensado los efectos no previstos introducidos por las esquinas redondeadas utilizando elementos de sintonía, como por ejemplo tornillos. Este ajuste se realiza manualmente siendo un proceso lento y laborioso. Además los tornillos aumentan las pérdidas de la estructura y favorecen otros efectos indeseados (descargas de RF, PIM).

El proceso de diseño que considere las esquinas redondeadas puede conseguir resultados satisfactorios sin necesidad de introducir elementos de sintonía. De este modo se reduce el coste y el tiempo requerido para fabricar el componente.

Cuando existen esquinas redondeadas, como las mostradas en las Figs. 4.8a y 4.8b, se puede aplicar el mismo proceso de compensación de la longitud que se ha utilizado con anterioridad empleando un simulador EM que permita representar discontinuidades arbitrarias como el descrito en [11] basado en el método BI-RME (Boundary Integral-Resonant Mode Expansion). El modelo analítico [1] no es aplicable a geometrías con esquinas redondeadas.

En la Fig. 4.8a se muestra un salto simétrico con esquinas redondeadas donde  $R_1$  y  $R_2$  son los radios de curvatura. Estos radios aparecen justo en las discontinuidades de la estructura. La estructura mostrada utiliza unas longitudes  $l_1$  y  $l_2$  que abarcan las curvaturas de la estructura.

En el caso ideal, en el cual  $R_1 = R_2 = 0$ , las longitudes  $l_1$  y  $l_2$  pueden tomar un valor arbitrario y el puerto de medida se puede desplazar sin más complicaciones. Para desplazar el puerto en la medida de los parámetros S se utiliza la constante de propagación y el valor adecuado de longitud

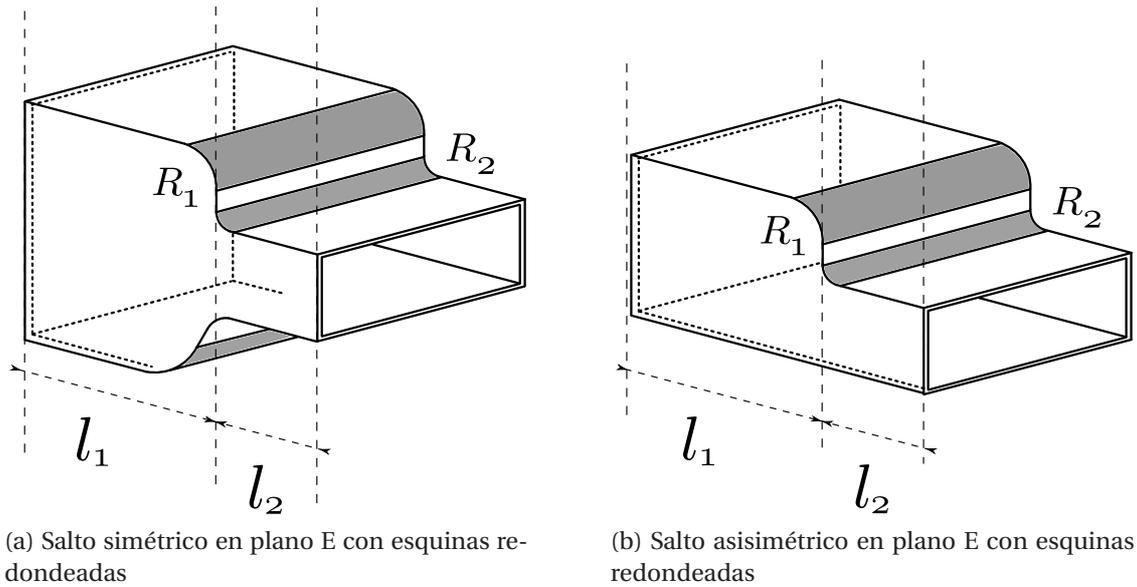


Figura 4.8: Saltos en altura con esquinas redondeadas en una guía rectangular.

de desplazamiento. Cuando existen radios de curvatura las longitudes deben ser mayores que los propios radios, es decir  $l_1 \geq 2R_1$  y  $l_2 \geq 2R_2$ . De este modo se tienen en cuenta los efectos de la redondez de las esquinas sobre el propio salto.

Una vez medida la fase de los parámetros  $S_{11}$  y  $S_{22}$  en la estructura de las Figs. 4.8a o 4.8b se deben desplazar los puertos de medida hasta el punto en el que se produce el salto, es decir, a distancia cero del salto [13].

Tal y como se ha descrito anteriormente, la fase del parámetro  $S_{ii}|_{l=0}$  en el punto de interés para la compensación es

$$\angle S_{ii}|_{l=0} = \angle S_{ii}|_{l=l_i} - 2\beta_{TE_{10}} l_i \quad i \in 1, 2 \quad (4.1)$$

### Diseño de filtros con esquinas redondeadas.

En el diseño de filtros paso bajo con esquinas redondeadas (Fig. 4.9), la caracterización de los saltos no puede ser realizada mediante el empleo de las ecuaciones de [1]. Por ello la compensación se realiza únicamente con el simulador EM.

Cuadro 4.5: Especificaciones del filtro paso bajo IV

Ancho del filtro $a = 19,05$ mm	Alto del $UE_0$ $b_0 = 4$ mm
Radio exterior de las esquinas ( $R_1$ ) 0,5 mm ó 1 mm	
Radio interior de las esquinas ( $R_2$ ) 0,0 mm	
Frec. corte superior $f_0 = 12$ GHz	Pérdidas de retorno 25 dB
Frec. máxima atenuación $f_m = 15$ GHz	Atenuación máxima 50 dB

Según las especificaciones de la Tabla 4.5 se obtiene la respuesta en frecuencia de la Fig. 4.10 cuando  $R_1 = 0,5\text{mm}$ . Por otro lado, la Fig. 4.11 muestra los resultados cuando se utiliza un radio de dimensiones  $R_1 = 1\text{mm}$ .

Aunque los resultados obtenidos son satisfactorios, se observa que el proceso de diseño no consigue unos resultados tan correctos como cuando se consideraban las esquinas rectas. Aunque se cumplen las especificaciones cerca de la frecuencia de corte superior, el rizado deja de ser totalmente constante en las frecuencias inferiores.



Figura 4.9: Filtro paso bajo con esquinas redondeadas en guía rectangular.

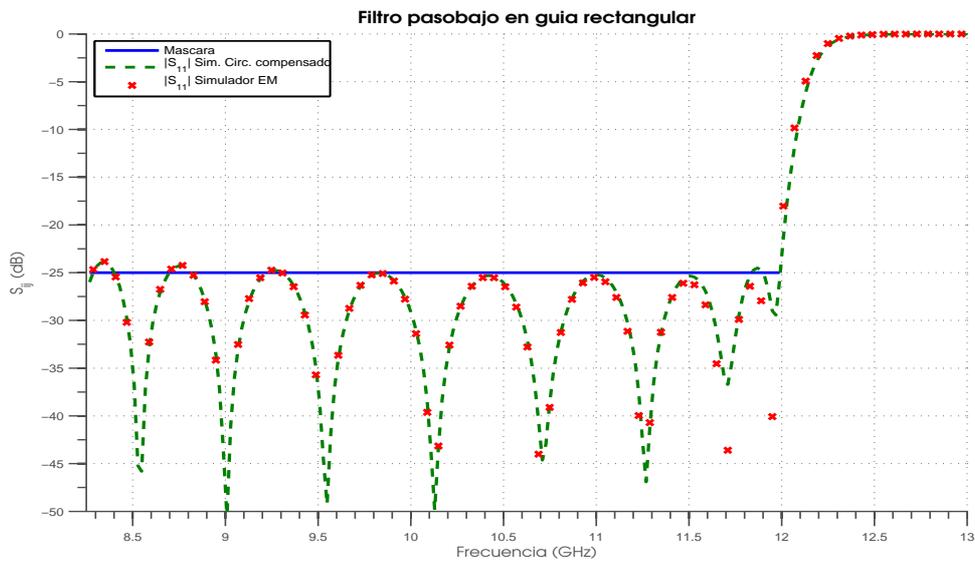


Figura 4.10:  $|S_{11}|$  utilizando esquinas redondeadas  $R_1 = 0,5$  mm.

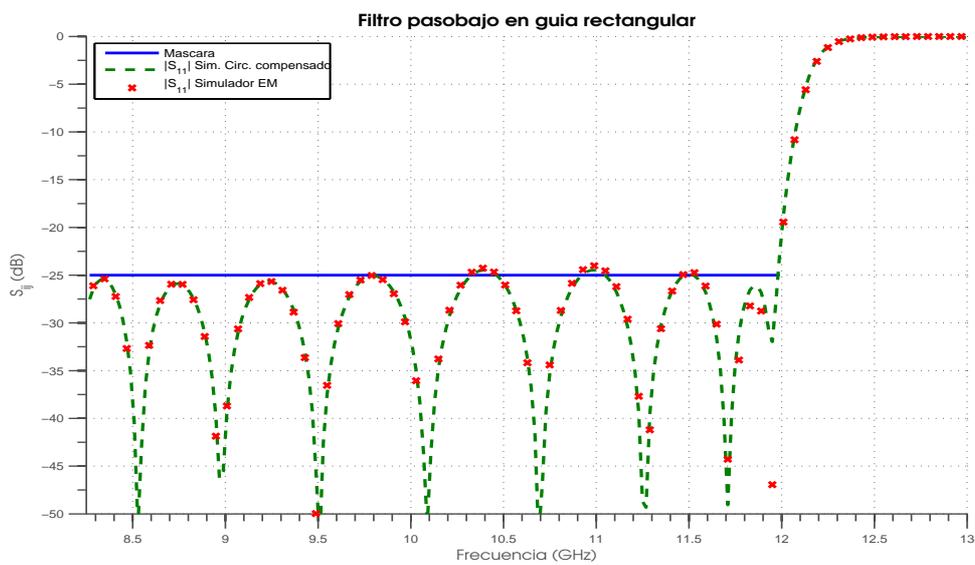


Figura 4.11:  $|S_{11}|$  utilizando esquinas redondeadas  $R_1 = 1,0$  mm.

### 4.3. Filtros con irises capacitivos

La implementación de filtros con irises capacitivos (Fig. 4.12) presenta ciertas ventajas respecto al método propuesto anteriormente [6], [14]. Al introducir más elementos en la red de líneas de transmisión vista en el Capítulo 2, se consigue aumentar el número de grados de libertad de los que se dispone. Este incremento permite fijar las alturas de las secciones al valor deseado.

Como se ha podido comprobar, los filtros corrugados generalmente requieren que, para poder recuperar el rizado constante en la etapa de diseño, el primer elemento sea una guía de baja impedancia (baja altura). Por ello es necesario utilizar adaptadores de impedancia para poder conectar el filtro a una guía estándar.

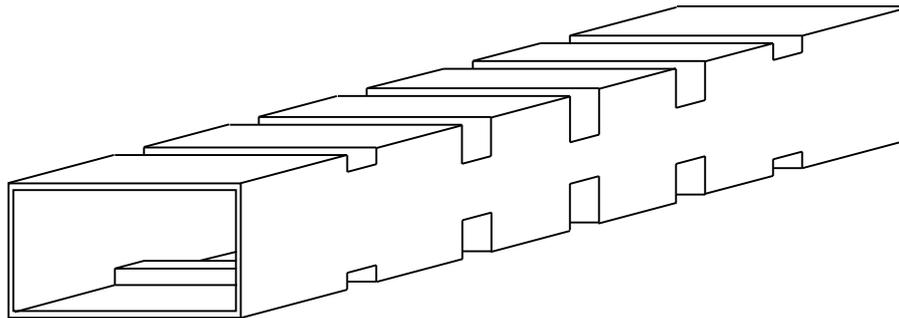


Figura 4.12: Filtro paso bajo con irises capacitivos.

Para implementar esta nueva topología de filtros se parte del esquema de saltos de impedancias (Fig. 4.13). El valor de las impedancias para este circuito equivalente se obtiene mediante el método de Levy [3]. Conocido el valor del conjunto de  $N + 2$  impedancias, y dado que el modelo no cuenta con inversores de impedancia, se introduce un conjunto de inversores redundantes con constante de inversión igual a la unidad. De modo que ambos circuitos sigan siendo equivalentes entre sí.

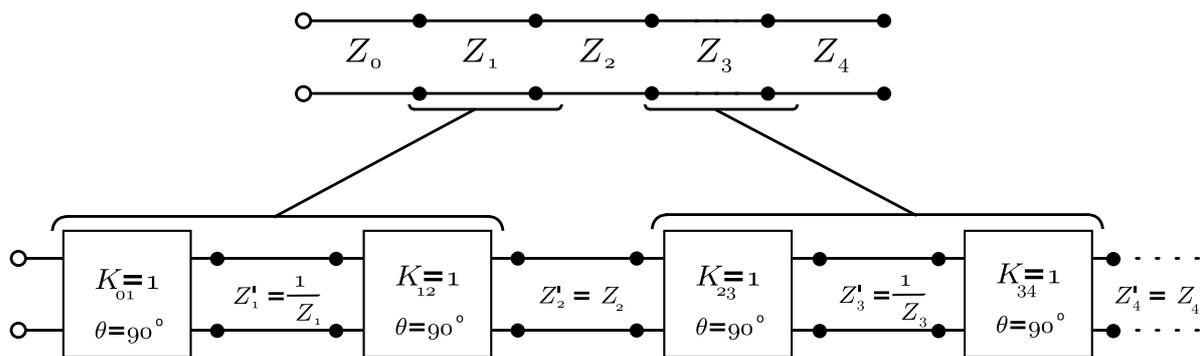


Figura 4.13: Circuito equivalente con los inversores de impedancia.

Dado que se han introducido los inversores de impedancia ( $K = 1$ ), se deben convertir los tramos capacitivos en inductivos con el fin de que el nuevo circuito sea equivalente eléctricamente. Por ello las nuevas impedancias son

$$Z'_i = \begin{cases} Z_i & \text{si } i \text{ es par} \\ 1/Z_i & \text{si } i \text{ es impar} \end{cases} \quad (4.2)$$

El siguiente paso en la transformación consiste en conseguir que todos los tramos tengan la misma impedancia. Para ello se modifica adecuadamente la constante de inversión con el objetivo de fijar el valor de las impedancia en ambos lados de cada inversor.

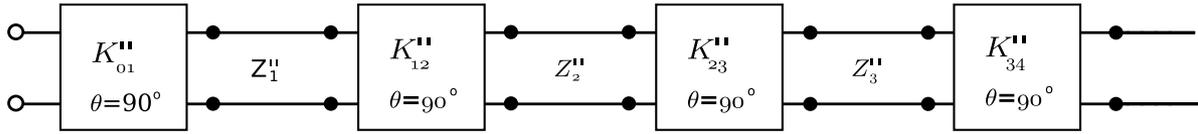


Figura 4.14: Modificación del valor de los inversores de impedancia

Dado que los circuitos de las Figs. 4.13 y 4.14 deben ser equivalentes, las nuevas constantes de inversión toman el valor

$$k_{i,i+1} = \frac{K_{i,i+1}}{\sqrt{Z'_i \cdot Z'_{i+1}}} = \frac{K''_{i,i+1}}{\sqrt{Z''_i \cdot Z''_{i+1}}} \quad (4.3)$$

y finalmente, normalizando el valor de las impedancias de todos los tramos  $Z''_i = 1 \forall i$  se puede despejar el valor de los nuevos inversores  $K''_{i,i+1}$

$$K''_{i,i+1} = \frac{K_{i,i+1}}{\sqrt{Z'_i \cdot Z'_{i+1}}} = \frac{1}{\sqrt{Z'_i \cdot Z'_{i+1}}} \quad (4.4)$$

### Síntesis de los inversores de impedancia

El siguiente paso en el proceso de diseño es la obtención de las dimensiones de los iris que sintetizan las constantes de inversión calculadas anteriormente. Para ello se utiliza el procedimiento descrito en [14].

Un inversor puede modelarse mediante una red en  $T$  o una red en  $\Pi$  como las mostradas en las Figs. 4.15a y 4.15b. Es común utilizar una red en  $\Pi$  cuando se está modelando inversores de admitancias, mientras que, una red en  $T$  es más adecuada para los inversores de impedancias. De todos modos un inversor de impedancias cuenta con un inversor de admitancias equivalente con constante de inversión  $J = 1/K$ .

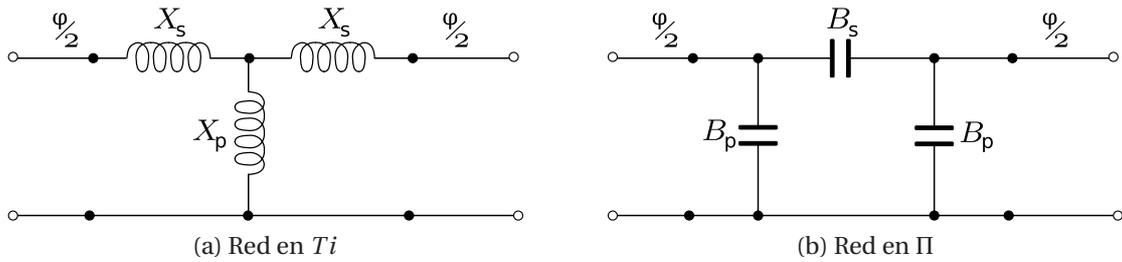


Figura 4.15: Modelos circuitales de un inversor de impedancias (a) y admitancias (b).

Utilizando el equivalente basado en una red en  $T$  se puede obtener una expresión que liga el valor de  $X_s$  y  $X_p$  en función de los parámetros  $S_{ij}$  de la estructura

$$j \frac{X_s}{Z_0} = \frac{1 - S_{12} + S_{11}}{1 - S_{11} + S_{12}} \quad (4.5)$$

$$j \frac{X_p}{Z_0} = \frac{2S_{12}}{(1 - S_{11})^2 - S_{12}^2} \quad (4.6)$$

$$(4.7)$$

Los parámetros  $S_{ij}$  se obtienen del análisis electromagnético de la estructura mostrada en la Fig. 4.16. La frecuencia a la cual se realiza el análisis viene determinada por la frecuencia superior de la banda de paso del filtro. Sobre dicho iris se modifica la altura del estrechamiento hasta

Cuadro 4.6: Especificaciones del filtro paso bajo IV

Ancho del filtro $a = 19,05$ mm	Alto del $UE_0$ $b_0 = 9,525$ mm
Frec. corte superior $f_0 = 11$ GHz	Pérdidas de retorno 25 dB
Frec. máxima atenuación $f_m = 15$ GHz	Atenuación máxima 50 dB

encontrar el valor de la constante de inversión deseada. Generalmente la profundidad del iris  $l_i$  suele fijarse de antemano al tratarse de un parámetro de diseño.

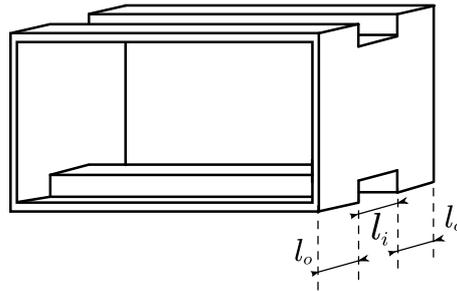


Figura 4.16: Inversor de impedancias en guía rectangular realizado con un estrechamiento en plano E.

Conocido el valor de  $X_s$  y  $X_p$  se puede obtener el valor de la constante de inversión utilizando

$$\frac{K}{Z_0} = \left| \tan \left( \frac{\phi}{2} + \arctan \frac{X_s}{Z_0} \right) \right| \quad (4.8)$$

y el valor en longitud eléctrica  $\phi/2$  que debe añadirse en cada uno de los tramos de guía entre los que está situado el iris

$$\phi = -\arctan \left( 2 \frac{X_p}{Z_0} + \frac{X_s}{Z_0} \right) - \arctan \frac{X_s}{Z_0} \quad (4.9)$$

### Diseño de filtros con irises capacitivos

Para contrastar los resultados obtenidos al sintetizar filtros con la transformación mostrada anteriormente se va a diseñar un filtro paso bajo utilizando unas especificaciones similares a los ya diseñados en el apartado 4.1. La Tabla 4.6 recoge las especificaciones utilizadas.

Tras el proceso de diseño y síntesis se obtienen un filtro de orden  $N_{\text{Cap}} = 15$ .

Según [14] esta topología debería presentar una selectividad equivalente a un filtro de orden  $N_{\text{CorrEq}} \approx N_{\text{Cap}} + (N_{\text{Cap}} + 1)$ . Esta suposición está basada en el hecho de que la estructura con irises capacitivos presenta la misma cantidad de parámetros de diseño que su filtro corrugado equivalente. No obstante, en la estructura con irises algunos de esos grados de libertad se fijan de manera homogénea en todo el filtro. Este hecho provoca que se pierdan ciertas prestaciones. Para comprobar si es cierta esta afirmación se diseña simultáneamente un filtro corrugado cuyo orden se obtiene aplicando la ecuación anterior ( $N_{\text{CorrEq}} = 2 \cdot 15 + 1 = 31$ ). Ambos filtros se han diseñado para que su  $\theta_0$  sea idéntica.

La Tabla 4.7 recoge las dimensiones de ambos filtros así como la longitud total de cada uno. De la tabla se puede extraer que el filtro corrugado se compone por tramos de una longitud similar, mientras que el filtro con irises capacitivos se compone de elementos de longitud muy dispar. La longitud total de ambas estructuras es similar, aunque menor en el caso del filtro corrugado. No obstante, esta ventaja no sería tal en una implementación real, ya que el filtro corrugado se ha

Cuadro 4.7: Dimensiones del filtro V con iris capacitivos y su estructura corrugada equivalente

UE $i$	Ancho (mm)	Iris capacitivo		Corrugado	
		Alto (mm)	Longitud (mm)	Alto (mm)	Longitud (mm)
0	19.0500	9.5250	5.8688	5.0000	5.8688
1	19.0500	6.8461	1.0000	3.9637	5.1080
2	19.0500	9.5250	13.8694	6.6371	6.3988
3	19.0500	5.2834	1.0000	2.9521	4.5240
4	19.0500	9.5250	13.1823	8.2023	6.3240
5	19.0500	4.1300	1.0000	2.6058	4.3106
6	19.0500	9.5250	12.5662	8.7803	6.2735
7	19.0500	3.4975	1.0000	2.5096	4.2505
8	19.0500	9.5250	12.1601	8.9748	6.2560
9	19.0500	3.1626	1.0000	2.4758	4.2313
10	19.0500	9.5250	11.9352	9.0551	6.2489
11	19.0500	3.0138	1.0000	2.4608	4.2236
12	19.0500	9.5250	11.8209	9.0932	6.2456
13	19.0500	2.9301	1.0000	2.4536	4.2200
14	19.0500	9.5250	11.7647	9.1111	6.2441
15	19.0500	2.9021	1.0000	2.4507	4.2185
16	19.0500	9.5250	11.7505	9.1164	6.2437
Simetría, $UE_{N+2-i} = EU_i$					
Longitud total del filtro con iris capacitivo: 217.09 mm					
Longitud total del filtro corrugado: 176.14 mm					

diseñado con una guía de altura reducida y sería necesario el uso de transformadores, tanto en la entrada como en la salida, que alargarían notablemente la longitud total.

En la Fig. 4.17 se han representado el parámetros  $|S_{11}|$  de ambos filtros para poder comparar sus prestaciones en la banda de paso. El desajuste del comportamiento del filtro basado en iris capacitivo viene dado por que las constantes de inversión de los iris no son constantes con la frecuencia. Por ello, dado que los iris se diseñan a la frecuencia de corte superior del filtro, los error más grandes se producen en la zona más alejada de ésta.

Tras observar la respuesta del filtro se va a comparar las prestaciones en términos de selectividad de estos filtros. En la Fig. 4.18 se ha representado el filtro sintetizado simultáneamente con las respuesta ideales correspondientes a  $N_{\text{Cap}} = 15$  y  $N_{\text{CorrEq}} = 31$  secciones. Según se indica en [14], la selectividad del filtro se debería ajusta a la curva definida por  $N_{\text{CorrEq}} = 31$ .

Al observarse que la respuesta fuera de banda no se ajusta a ninguna de las dos curvas, se ha encontrado de forma empírica una respuesta ideal cuyo orden presenta una respuesta fuera de banda similar a la del filtro bajo análisis. Se ha observado que una respuesta ideal de orden  $N = 25$  ajusta suficientemente bien la caída cerca de la frecuencia de corte superior del filtro.

El motivo por el cual esta nueva topología no obtiene las mismas prestaciones que el filtro de orden  $N_{\text{CorrEq}}$  se debe a que, a igual número de elementos, la estructura corrugada aprovecha de manera óptima los grados de libertad de los que dispone. Los filtros con iris, al fijar de antemano la longitud de los iris, restringe los grados de libertad de los que dispone. Así mismo, se debe obser-

var que a diferencia de la estructura basada en irises capacitivos, la estructura corrugada cumple las especificaciones fuera de banda tras el diseño.

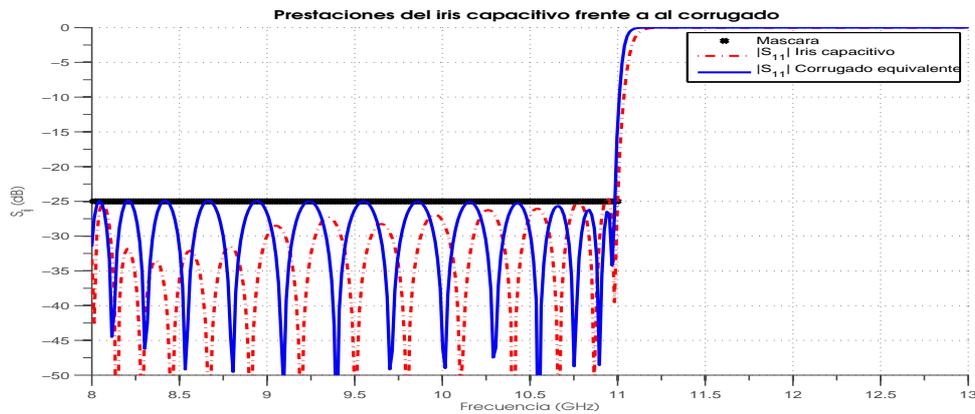


Figura 4.17:  $|S_{11}|$  del filtro paso bajo con iris capacitivo y del filtro corrugado equivalente.

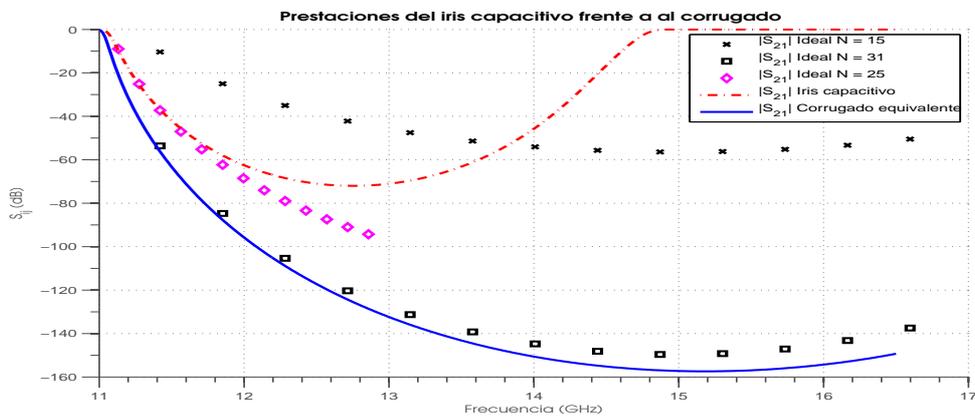


Figura 4.18: Módulo del parámetro  $S_{21}$  del filtro paso bajo con iris capacitivo, filtro corrugado equivalente y respuestas ideales de distintos ordenes.

De los resultados se puede comprobar como, efectivamente, la respuesta que se obtiene para un filtro con iris presenta una caída mucho mayor que la esperada para un filtro de ese orden. No obstante, se puede comprobar como sus prestaciones no se corresponde con la de un filtro de orden  $N_{\text{CorrEq}}$  si no con un filtro de orden intermedio.

Por otro lado se puede ver con claridad que no se cumplen las especificaciones fuera de banda y la segunda réplica aparece mucho antes de lo esperado.

Finalmente se puede concluir que esta topología presenta ciertas ventajas al no requerir adaptación en los puertos de entrada, pero tiene muchas deficiencias que no la hacen adecuada para su uso.

Por ello es mejor prestar mayor atención a la estructura corrugada, la cual proporciona más grados de libertad y una mayor flexibilidad que se puede explotar para mejorar las prestaciones de la estructura.

## MEJORA DE LA RESPUESTA EN FRECUENCIA

Hasta este punto del trabajo, se ha presentado el método clásico de diseño y síntesis de filtros paso bajo. El método incluía dos partes bien diferenciadas.

La primera de ellas consistía en obtener la expresión racional de la impedancia de entrada y la posterior extracción de los elementos que sintetizan dicha respuesta. Tras ello se convertían dichas impedancias en tramos de líneas de transmisión para que la relación de sus impedancias fuera la obtenida tras la síntesis.

Con esto se conseguía tener una primera aproximación de la estructura del filtro paso bajo. No obstante, como se ha comprobado, los resultados obtenidos tras este primer paso no eran satisfactorios en todos los casos, y puntualmente necesitaban de una mejora inicial para cumplir las especificaciones de diseño.

Como se ha mostrado en los capítulos anteriores la compensación de las longitudes permite mejorar en gran medida la respuesta del filtro obteniendo. Como se ha podido comprobar, bajo ciertas restricciones, se puede conseguir una respuesta final muy satisfactoria.

No obstante se han mostrado ciertos ejemplos en los cuales, de manera general, se podía comprobar como la respuesta de rizado constante se degradaba a medida que se acerca a la frecuencia de corte superior del filtro.

Por ello, el siguiente paso en el proceso de diseño y síntesis de los filtros paso bajo consiste en implementar un sistema que permita recuperar de una manera más general la respuesta de rizado constante en toda la banda de paso del filtro.

Para conseguirlo se ha utilizado un método de optimización diseñado especialmente para recuperar respuestas de rizado constante en una cierta banda. Este método transforma el problema de recuperación del rizado en un problema de búsqueda de ceros. Con la elección de una función de error adecuada se puede convertir el primer problema en el segundo.

Dado que la simulación electromagnética es costosa, el optimizador hace uso del equivalente circuital empleado para caracterizar la estructura, y realizar una optimización más eficiente.

De este modo se consigue recuperar la respuesta de rizado constante sobre un prototipo, y posteriormente trasladar los nuevos resultados a la estructura del filtro paso bajo.

### 5.1. Optimizador de rizado constante

A continuación se va a resumir el funcionamiento del método de optimización. Para encontrar la solución del problema se utiliza una variante del algoritmo de Newton-Raphson que permite obtener unos resultados muy satisfactorios en muy pocas iteraciones.

El método de optimización empleado se basa en una modificación del procedimiento descrito en [15]. Este método fue inicialmente concebido para la optimización de filtros paso banda y ha podido adaptarse adecuadamente a la naturaleza de los filtros paso bajo.

## Método de optimización

Con tal de abordar el proceso de optimización se parte de un conjunto de premisas que deben cumplirse. En dicho caso se puede establecer una función de error que posteriormente permite recuperar el rizado constante.

Las restricciones generales del método son las siguientes:

- Debe tratarse de un dispositivo de dos accesos.
- Debe ser pasivo, recíproco y sin pérdidas.
- No puede tener ceros de transmisión.
- En la respuesta de partida se deben distinguir los  $N$  mínimos y los  $N - 1$  máximos del rizado del módulo del parámetros  $S_{11}$ .

Debido a que las estructuras más habituales en el diseño de filtros paso bajo cuentan con puertos de acceso iguales, es poco habitual encontrar filtros de orden par. Por ello la adaptación del método que se ha implementado para filtros paso bajo se limita a estructuras simétricas, es decir, de orden impar.

Para la formulación de la función de error se fuerza a que el valor de los parámetros  $S$  en sus máximos sea igual al valor de las pérdidas de inserción máximas permitidas del filtro. Por ello la diferencia existente entre el valor que se tiene en cada una de dichas frecuencias y el valor objetivo constituye en sí misma una función de error.

$$g_1 = \varepsilon \frac{S_{11}(f_c)}{jS_{21}(f_c)} - (-1)^N \quad (5.1)$$

$$g_i = \varepsilon \frac{S_{11}(f_{M_i})}{jS_{21}(f_{M_i})} - (-1)^{N+1-i} \quad i = 2, 3, \dots, N \quad (5.2)$$

$$g_{N+1} = \varepsilon \frac{S_{11}(f_0)}{jS_{21}(f_0)} - (-1) \quad (5.3)$$

donde  $\varepsilon$  es una constante de normalización para que el valor de la función en las frecuencias de máxima amplitud sea igual a la unidad y

$$\varepsilon = \sqrt{10^{RL(dB)/20} - 1} \quad (5.4)$$

En el caso de estructuras simétricas el número de parámetros de diseño se reduce a  $N + 1$ . El objetivo que se debe perseguir para conseguir rizado constante consiste en lograr que  $g_i = 0 \forall i$ .

A partir de esta condición se puede plantear el siguiente sistema de  $N + 1$  ecuaciones dónde  $x_i$  es el parámetro  $i$ -ésimo elegido para optimizar, pudiéndose referir tanto a una longitud como a una impedancia.

$$\mathbf{G} = \begin{pmatrix} g_1(x_1, x_2, \dots, x_{N+1}) \\ g_2(x_1, x_2, \dots, x_{N+1}) \\ \vdots \\ g_{N+1}(x_1, x_2, \dots, x_{N+1}) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} g_1(\mathbf{x}) \\ g_2(\mathbf{x}) \\ \vdots \\ g_{N+1}(\mathbf{x}) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{pmatrix} = \mathbf{0} \quad (5.5)$$

con  $\mathbf{x} = (x_1, x_2, \dots, x_{N+1})^T$ .

El algoritmo utilizado para la búsqueda de ceros es el método de Newton-Raphson. Este método aproxima la función de error  $\mathbf{G}(\mathbf{x})$  alrededor de  $\mathbf{x}_0$  mediante los dos primeros términos de su desarrollo de Taylor.

De modo que se puede expresar esta aproximación según

$$\mathbf{G}(\mathbf{x}) = \mathbf{G}(\mathbf{x}_0) + \mathbf{J}_G(\mathbf{x}_0)(\mathbf{x} - \mathbf{x}_0) \quad (5.6)$$

siendo  $\mathbf{J}_G(\mathbf{x}_0)$  el Jacobiano en el punto  $\mathbf{x}_0$

$$\mathbf{J}_G(\mathbf{x}_0) = \begin{pmatrix} \frac{\partial g_1(\mathbf{x}_0)}{\partial x_1} & \frac{\partial g_1(\mathbf{x}_0)}{\partial x_2} & \cdots & \frac{\partial g_1(\mathbf{x}_0)}{\partial x_N} \\ \frac{\partial g_2(\mathbf{x}_0)}{\partial x_1} & \frac{\partial g_2(\mathbf{x}_0)}{\partial x_2} & \cdots & \frac{\partial g_2(\mathbf{x}_0)}{\partial x_N} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \frac{\partial g_N(\mathbf{x}_0)}{\partial x_1} & \frac{\partial g_N(\mathbf{x}_0)}{\partial x_2} & \cdots & \frac{\partial g_N(\mathbf{x}_0)}{\partial x_N} \end{pmatrix} \quad (5.7)$$

Despejando  $\mathbf{x}$  de la ecuación (5.6) se puede encontrar una expresión, que aplicada iterativamente y bajo ciertas restricciones, converge a la solución deseada.

$$\mathbf{x} = \mathbf{x}_0 - \mathbf{J}_G^{-1}(\mathbf{x}_0)\mathbf{G}(\mathbf{x}_0). \quad (5.8)$$

Dado que el algoritmo realiza una aproximación local de la función, pueden darse situaciones en las cuales se produzca un desplazamiento demasiado elevado del punto  $\mathbf{x}_0$ . Para evitar este problema se implementa un conjunto de rutinas que permiten determinar una región de confianza donde se le restringirá el paso. La obtención de la región de confianza se detalla ampliamente en [15]. Con ello se evita dar pasos demasiado grandes que podrían provocar fallos en el algoritmo.

## Modelado circuital de la estructura

El método de optimización que se ha mostrado anteriormente puede aplicarse a cualquier forma de caracterización de la estructura que implementa el filtro. Se podría, por ejemplo, utilizar un simulador electromagnético muy preciso para obtener los parámetros  $S$  en cada una de las evaluaciones de la función de error. Sin lugar a dudas, de este modo se obtendría un resultado muy preciso, no obstante esta manera de proceder se debe descartar. Esto es debido a que el método de optimización evalúa la función de error muchas veces, lo cual haría que la convergencia se obtuviera en mucho minutos o quizás horas.

Por ello se debe abordar el problema definiendo un prototipo matemático que represente, con la mayor exactitud posible, la estructura. Tras ello, se realiza la optimización de la respuesta sobre este prototipo y los resultados que se obtienen son devueltos a la estructura real. Esta forma de actuar aumenta la velocidad de forma considerable.

En este caso se utiliza un prototipo basado en una sucesión de matrices  $ABCD$  que caracterizan sucesivamente los saltos de impedancia y las líneas de transmisión. Como se puede observar en la Fig. 5.1, el modelo propuesto es muy similar al método 2 propuesto por Levy en [10]. No obstante en esta ocasión los saltos de impedancias se caracterizan mediante un simulador electromagnético en un rango de frecuencias suficientemente amplio. La caracterización electromagnética de los saltos da un modelo similar al mostrado en [1], que puede representarse básicamente como un condensador en paralelo.

Para caracterizar los saltos de impedancia se utiliza un espaciado lineal en  $\theta$  (relacionado inversamente con la longitud de onda). Posteriormente, durante la optimización, se interpola linealmente para obtener el valor en la frecuencia deseada.

Las ventajas más destacables de utilizar este prototipo son

- Es un modelo que representa correctamente la estructura en un ancho de banda elevado.
- Si se utiliza un simulador electromagnético modal [11], el coste de la evaluación en un amplio rango de frecuencias no supone un sobrecoste computacional excesivo.

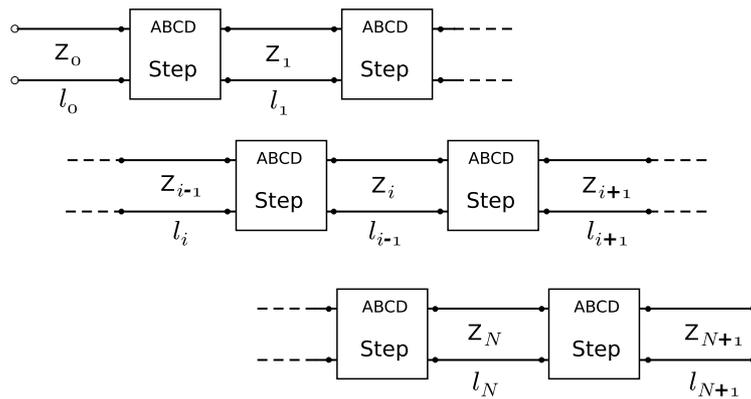


Figura 5.1: Prototipo filtro paso bajo corrugado basado en matrices  $ABCD$ .

- La mayor parte de la complejidad electromagnética de la estructura se almacena en la matriz  $ABCD$  de los saltos.
- Si se utilizan las longitudes como parámetro de optimización, los saltos solamente se caracterizan una vez durante todo el proceso.

## 5.2. Aplicación del algoritmo de optimización

El primer ejemplo que se ha desarrollado consiste en un filtro de 19 elementos con unos requerimientos muy elevados en cuanto a nivel de rizado. Las especificaciones de diseño para este filtro se detallan en la Tabla 5.1.

Cuadro 5.1: Especificaciones del primer filtro diseñado

Ancho del filtro $a = 19,05$ mm	Alto del $UE_0$ $b_0 = 6,5$ mm
Frec. corte superior $f_0 = 11$ GHz	Pérdidas de retorno 35 dB
Número de secciones $N = 19$	Longitud de los tramos $l_0 = 7$ mm

Como se puede observar en la Fig. 5.2, la respuesta obtenida inicialmente aplicando el método de diseño habitual, sin optimización, presenta un rizado no constante cerca de la frecuencia de corte superior del filtro. Tras aplicar el algoritmo de rizado constante, utilizando las longitudes como variable de optimización, se consigue recuperar de manera excelente el nivel de rizado. El modelo optimizado se ha contrastado con los simuladores HFSS [16] y FEST3D [12] que han validado los resultados obtenidos.

El segundo ejemplo que se ha diseñado, ver Fig. 5.3, consiste en un filtro paso bajo con un orden muy elevado. Este diseño muestra como la técnica propuesta consigue resultados válidos en casos complicados de tratar con métodos numéricos.

Las especificaciones eléctricas para este filtro se recogen en la Tabla 5.2.

Cuadro 5.2: Especificaciones del segundo filtro diseñado

Ancho del filtro $a = 19,05$ mm	Alto del $UE_0$ $b_0 = 7$ mm
Frec. corte superior $f_0 = 11$ GHz	Pérdidas de retorno 25 dB
Número de secciones $N = 31$	Longitud de los tramos $l_0 = 7$ mm

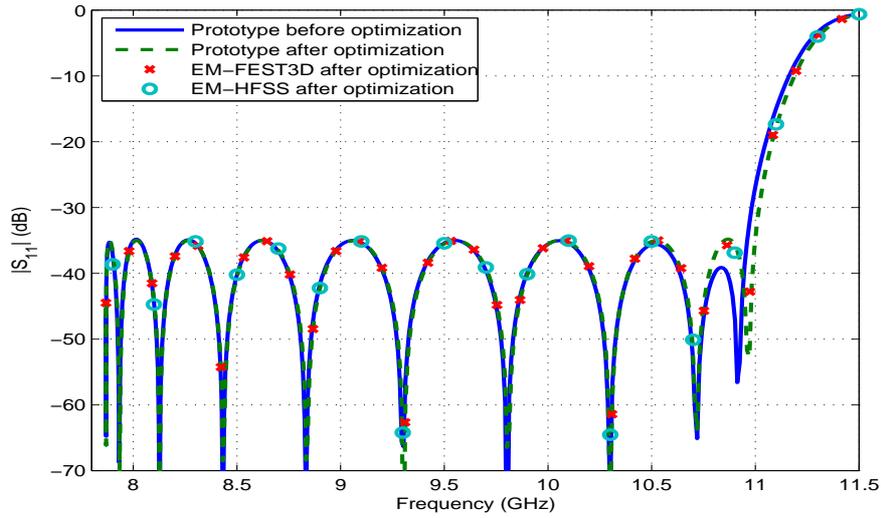


Figura 5.2:  $|S_{11}|$  respuesta del prototipo de orden 19 tras ser optimizado comparada con la respuesta inicial.

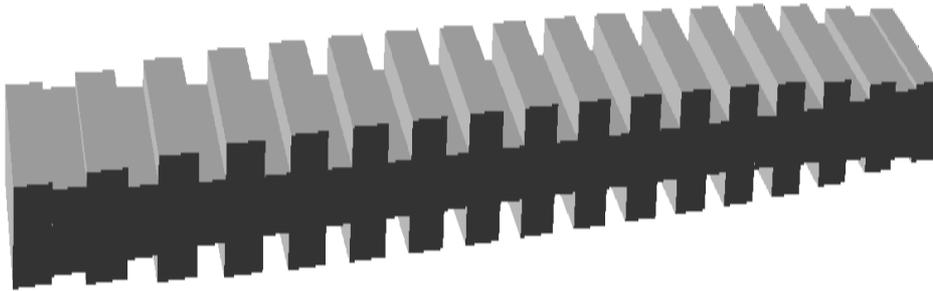


Figura 5.3: Filtro paso bajo corrugado implementado en guía rectangular.

Las dimensiones de los distintos elementos del filtro, en las diferentes etapas del proceso de diseño, se muestra en la Tabla 5.3. La diferencia en la dimensiones con el método habitual y los obtenidos tras la optimización se encuentra en un margen de  $20\text{--}75\ \mu\text{m}$ , lo cual está más allá de las tolerancias de fabricación habituales. Como puede observarse, las discontinuidades más abruptas presentan diferencias más elevadas.

Las Figs. 5.4 y 5.5 se han obtenido con el simulador FEST3D [12] y comparan los resultados obtenidos con el procedimiento habitual y los resultados tras aplicar el optimizador de rizado constante. Cuando no se aplica el optimizador de rizado constante la respuesta en frecuencia se degrada disminuyendo la frecuencia de corte unos 60 MHz.

Tras optimizar la respuesta, se consigue situar la frecuencia de corte su posición y se ha mejorado notablemente el rizado en la banda de paso. Este proceso se realiza en un tiempo no superior a 5 segundos. Como puede observarse la respuesta optimizada tampoco es estrictamente de rizado

Cuadro 5.3: Dimensiones de los elementos para el segundo filtro

UE $i, N+1-i$	Ancho (mm)	Alto (mm)	Longitud		
			Optimizado (mm)	Sin optimizar (mm)	Variación ( $\mu\text{m}$ )
0,32	19.05	7.0000	7.0000	7.0000	0.00
1,31	19.05	6.0104	6.3096	6.3049	4.68
2,30	19.05	7.8617	7.6675	7.6829	-15.40
3,29	19.05	5.1654	5.7416	5.7469	-5.28
4,28	19.05	9.0156	7.7482	7.7901	-41.91
5,27	19.05	4.6448	5.3865	5.4037	-17.15
6,26	19.05	9.7113	7.7270	7.7839	-56.83
7,25	19.05	4.4221	5.2319	5.2540	-22.07
8,24	19.05	10.0250	7.7058	7.7713	-65.52
9,23	19.05	4.3314	5.1693	5.1932	-23.89
10,22	19.05	10.1640	7.6934	7.7646	-71.23
11,21	19.05	4.2914	5.1428	5.1670	-24.18
12,20	19.05	10.2290	7.6877	7.7614	-73.66
13,19	19.05	4.2728	5.1294	5.1549	-25.58
14,18	19.05	10.2590	7.6873	7.7599	-72.56
15,17	19.05	4.2651	5.1194	5.1501	-30.67
16	19.05	10.2670	7.6919	7.7594	-67.48

constante. Esto es debido a que el optimizador ha conseguido el rizado constante en el prototipo, pero las pequeñas diferencias existente entre éste y la estructura real provocan que la respuesta final no sea exactamente la deseada. De todos modos se puede comprobar como la mejora en los resultados es notable.

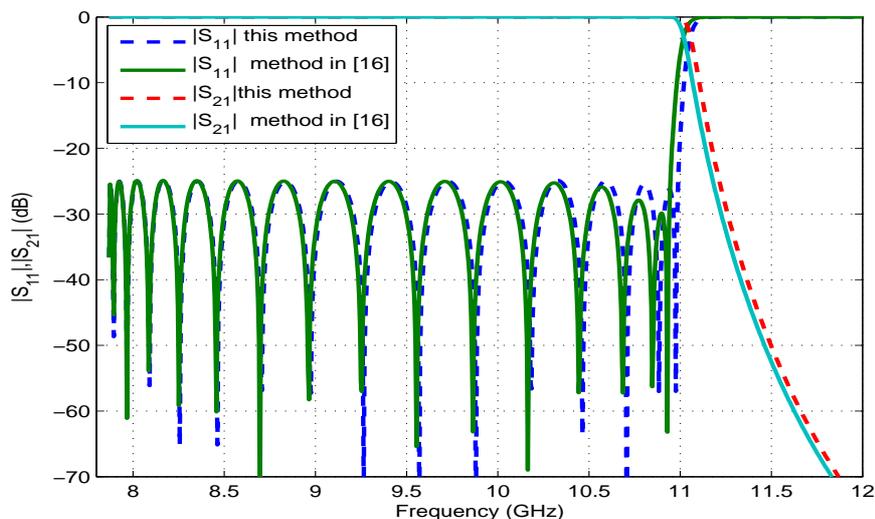


Figura 5.4: Respuesta electromagnética obtenida antes y tras la optimización.

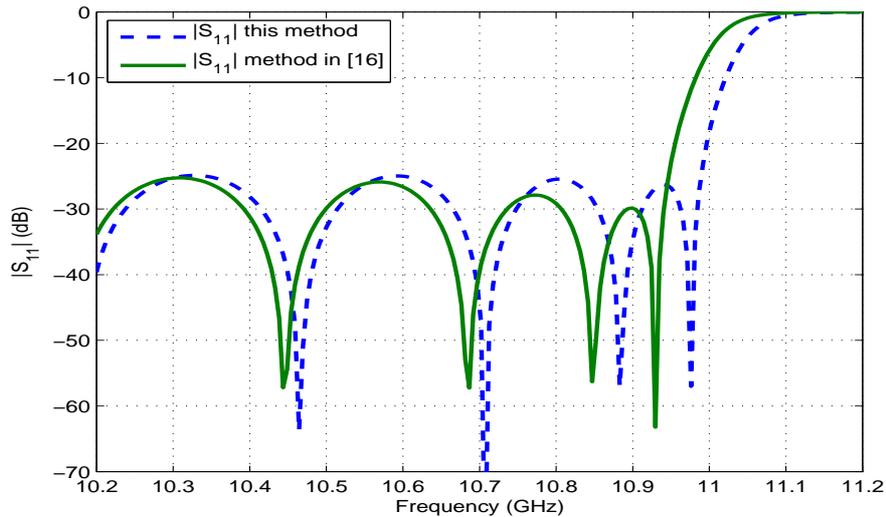


Figura 5.5: Detalle en la zona problemática de la respuesta electromagnética obtenida antes y tras la optimización.

Para finalizar la presentación de esta mejora del proceso de diseño se debe destacar que la altura inicial de este filtro (7 mm) está muy cerca de la altura de la guía WR-75 (9,525 mm). Para conseguir unos resultados similares sin utilizar el optimizador se debe reducir la altura global del filtro utilizando una altura inicial inferior a 3,5 mm. Un claro ejemplo de esto se observa en el artículo [17] en el cual, para un filtro de similares características, se utiliza una altura inicial mucho menor.

Finalmente, dado que se consigue una altura mayor, siempre por encima de 4,265 mm, el filtro será capaz de manejar más potencia y requerirá de unas etapas de adaptación mucho más cortas para poder conectarse a una guía estándar WR-75.

## CONCLUSIONES Y LINEAS FUTURAS

Con este trabajo se ha pretendido abordar de manera detallada y didáctica el proceso de síntesis y diseño de filtros paso bajo.

En los capítulos anteriores se ha demostrado la potencia del método de síntesis utilizado así como de las optimizaciones que a partir de este se han aplicado.

Así mismo, se ha comprobado la facilidad con la que un mismo procedimiento se ha podido aplicar sobre varias tecnologías con ligeras modificaciones.

### 6.1. Puntos que se han abordado

A continuación se resumen los puntos más importantes que se han abordado a lo largo de este trabajo de investigación.

- Procedimiento de síntesis mediante el método de Levy y obtención de las impedancias características de cada uno de los elementos que componen el filtro.
- Generalización del método de compensación utilizado para poder aplicarlo a las estructuras con esquinas redondeadas.
- Análisis de las prestaciones de las estructuras con iris capacitivos.

### 6.2. Objetivos alcanzados

De los objetivos propuestos en el Capítulo 1, se han alcanzado los siguientes:

1. Se ha logrado recuperar en gran medida la respuesta de rizado constante para las estructuras corrugadas propuestas en [10].
2. Se ha propuesto un método general que permite el diseño de estructuras más complejas como filtros con esquinas redondeadas o en guía coaxial.
3. Se ha aplicado satisfactoriamente un procedimiento de optimización que permite obtener respuestas con un mejor rizado en la banda de paso. Esta técnica se ha demostrado ser superior a las técnicas existentes hasta el momento.

### 6.3. Líneas futuras

Dentro de las líneas futuras se debe diferenciar entre las posibles líneas de investigación futuras y otras mejoras dentro de las aplicaciones prácticas que este tipo de filtros proporciona. En referencia a las líneas futuras de investigación cabe destacar:

1. Implementación de un algoritmo de síntesis y optimización con múltiples objetivos. Con capacidad para lograr una respuesta de rizado constante en un gran ancho de banda y conseguir una estructura con ciertas condiciones sobre la potencia que el dispositivo sea capaz de manejar.
2. Mejorar el modelo circuital de la estructura para que pueda considerar modos superiores y obtener resultados en todo tipo de estructuras: simétricas y asimétricas; con y sin esquinas redondeadas.
3. Desarrollar un procedimiento que de más flexibilidad al diseño a la hora de elegir las alturas del filtro, o lo que es lo mismo, el nivel de impedancia de las distintas líneas.
4. Desarrollo de un procedimiento de diseño de filtros inhomogéneos que permitan mejorar las prestaciones fuera de banda de los filtros.
5. Aplicación del método empleado en otras tecnologías como la guía ridge o los filtros waffle-iron.

Así mismo el algoritmo implementado a fecha de hoy puede mejorarse con la paralelización del código, que permita procesar múltiples bloques de manera simultánea reduciendo el tiempo de ejecución de manera drástica.

## PUBLICACIONES

Este trabajo de investigación ha dado lugar a las siguientes publicaciones internacionales en el congreso más importante del área a nivel europeo:

- Monerris, O.; Soto, P.; Cogollos, S.; Boria, V. E.; Gil J.; Vicente C.; Gimeno B., “Accurate Circuit Synthesis of Low-Pass Corrugated Waveguide Filters”, in 40<sup>th</sup> European Microwave Conference, Paris, 4 pp., oct. 2010

Si bien existen resultados generados, como la capacidad de diseño de filtros corrugados con esquinas redondeadas que aún no se ha publicado, y serán objeto de una futura publicación.

## BIBLIOGRAFÍA

- [1] N. Marcuvitz, *Waveguide Handbook*. Stevenage, UK: Institution of Electrical Engineers, 1986.
- [2] G. Matthaei, *Microwave Filters, Impedance-Matching Networks, and Coupling Structures*. Norwood, MA: Artech House, 1980.
- [3] R. Levy, “Tables of element values for the distributed low-pass prototype filter,” *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 13, pp. 514 – 536, Sep. 1965.
- [4] R. Levy, “Generalized rational function approximation in finite intervals using zolotarev functions,” *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 18, pp. 1052 – 1064, Dec. 1970.
- [5] R. Levy and T. Rozzi, “Precise design of coaxial low-pass filters,” *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 16, pp. 142 – 147, Mar. 1968.
- [6] R. Levy, “Tapered corrugated waveguide low-pass filters,” *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 21, pp. 526 – 532, Aug. 1973.
- [7] R. Levy, “Inhomogeneous stepped-impedance corrugated waveguide low pass filters,” in *Microwave Symposium Digest, 2005 IEEE MTT-S International*, pp. 12–17, 2005.
- [8] I. Arnedo, J. Gil, N. Ortiz, T. Lopetegui, M. Laso, M. Thumm, M. Sorolla, D. Schmitt, and M. Guglielmi, “Spurious removal in satellite output multiplexer power filters,” pp. 67–70, Oct. 2007.
- [9] P. Dewilde, “Generalized darlington synthesis,” *Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications, IEEE Transactions on*, vol. 46, pp. 41 –58, Jan. 1999.
- [10] R. Levy, “A generalized design technique for practical distributed reciprocal ladder networks,” *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 21, pp. 519 – 526, Aug. 1973.
- [11] G. Conciauro, M. Guglielmi, and R. Sorrentino, *Advanced Modal Analysis: CAD Techniques for Waveguide Components*. New York, NY: John Wiley & Sons, 2000.
- [12] Aurora Software and Testing, S.L. on behalf of ESA/ESTEC, Valencia, Spain, *FEST3D 6.0.2*, 2008. [www.fest3d.com](http://www.fest3d.com).
- [13] D. Pozar, *Microwave Engineering*. Wiley, 1998.
- [14] R. Cameron, M. R., and K. C.M., *Microwave Filters for Communication Systems*. Hoboken, New Jersey: John Wiley & Sons, 2007.
- [15] E. Tarín, *Diseño Optimizado de Filtros Inductivos en Guía Rectangular de Gran Ancho de Banda*. Valencia, Spain: UPV, 2008.
- [16] Ansoft, Pittsburgh, PA, *HFSS Manual*, 2008. Release 11.1.3.
- [17] M. Simeoni, “Automatic dimensional synthesis without optimization for stepped impedance low-pass filters,” *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 44, pp. 190–194, Feb. 2005.