



Proyecto Final de Carrera

**Ingeniería de Telecomunicaciones**

---

**DISEÑO DE FILTROS BULK ACOUSTIC WAVE CON  
TOPOLOGÍA EN ESCALERA DE ALTAS  
PRESTACIONES**

Víctor Pascual Rodríguez

---

Director: Óscar Menéndez Nadal

*Departamento de Telecomunicaciones  
e Ingeniería de Sistemas, Área de  
Teoría de la Señal y Comunicaciones*

**Escola d'Enginyeria  
Universitat Autònoma de Barcelona (UAB)**

Febrero 2011



El sotasignat, .....

Professor de l'Escola d'Enginyeria de la Universitat Autònoma de Barcelona (UAB),

CERTIFICA:

Que el projecte presentat en aquesta memòria de Projecte Fi de Carrera ha estat realitzat sota la seva direcció per l'alumne .....

I, perquè consti a tots els efectes, signa el present certificat.

Bellaterra, .....

Signatura: .....

---

# ÍNDICE DE CONTENIDOS

---

<b>Capítulo 1. INTRODUCCIÓN.....</b>	<b>1</b>
1.1 Objetivos.....	3
1.2 Contenidos .....	4
<b>Capítulo 2. TECNOLOGÍA BULK ACOUSTIC WAVE .....</b>	<b>7</b>
2.1 Resonador BAW .....	7
2.1.1 Estructura .....	8
2.1.1.1 Resonadores FBAR .....	9
2.1.1.2 Resonadores SMR .....	10
2.1.2 Materiales piezoeléctricos.....	10
2.1.3 Respuesta eléctrica.....	12
2.1.4 Modelo circuital de un resonador BAW: modelo Butterworth-van Dyke (BVD) .....	14
2.2 Diseño de filtros BAW con topología en escalera. ....	16
2.2.1 Estructura y diseño de un filtro en escalera .....	16
2.3 Conclusiones .....	19
<b>Capítulo 3. MÉTODO SISTEMÁTICO PARA LA SÍNTESIS DE FILTROS BULK ACOUSTIC WAVE CON TOPOLOGÍA EN ESCALERA .....</b>	<b>23</b>
3.1 Paso 1: determinar las frecuencias del cero superior e inferior del filtro.....	24
3.2 Paso 2: determinar $f_{rsy}$ y $f_{ap}$ .....	25
3.3 Paso 3: determinar el coeficiente entre capacidades.....	25
3.4 Paso 4: determinar el producto de capacidades.....	26
3.5 Paso 5: determinar $C0s$ y $C0p$ .....	27
3.6 Paso 6: determinar el orden del filtro .....	28
3.7 Ejemplo de filtro diseñado a partir del método sistemático. ....	30
3.8 Prestaciones y limitaciones .....	33
3.9 Conclusiones .....	36
<b>Capítulo 4. ESTUDIO DE LAS LIMITACIONES ESTRUCTURALES DE LOS FILTROS CON TOPOLOGÍA EN ESCALERA.....</b>	<b>39</b>
4.1 Análisis de la estructura de los filtros en escalera convencionales.....	39
4.2 Formación de la nueva estructura .....	48
4.3 Mejoras obtenidas con la nueva estructura .....	57
4.4 Conclusiones .....	58
<b>Capítulo 5. NUEVO MÉTODO SISTEMÁTICO PARA LA SÍNTESIS DE FILTROS BULK ACOUSTIC WAVE .....</b>	<b>61</b>

5.1	Nuevo método sistemático para la síntesis de filtros BAW con topología en escalera.....	65
5.2	Paso 1: determinar las frecuencias del cero superior e inferior del filtro.....	65
5.3	Paso 2: determinar $f_{rs}$ y $f_{ap}$ .....	65
5.4	Paso 3: determinar el coeficiente entre capacidades.....	65
5.5	Paso 4: determinar el producto de capacidades.....	66
5.6	Paso 5: determinar $C0s$ y $C0p$ .....	66
5.7	Paso 6: determinar $C0s'$ y $C0p'$ .....	66
5.8	Paso 7: determinar el producto de capacidades $\theta' = C0p' C0s'$ .....	67
5.9	Paso 8: determinar el orden del filtro N.....	67
5.10	Validación del nuevo método sistemático desarrollado .....	68
5.11	Conclusiones .....	73
<b>Capítulo 6. RESUMEN, CONCLUSIONES Y LÍNEAS FUTURAS DE TRABAJO .....</b>		<b>75</b>
6.1	Resumen y conclusiones .....	75
6.2	Líneas futuras de trabajo .....	79
<b>REFERENCIAS.....</b>		<b>81</b>

---

# ÍNDICE DE FIGURAS

---

<i>Figura 1-1. Estructura de los filtros en escalera. ....</i>	<i>2</i>
<i>Figura 1-2. Respuesta general de un filtro en escalera de orden N=6. ....</i>	<i>3</i>
<i>Figura 2-1. Estructura de un resonador BAW. ....</i>	<i>8</i>
<i>Figura 2-2. Estructura de un resonador FBAR [16]. ....</i>	<i>9</i>
<i>Figura 2-3. Estructura de un resonador SMR [7]. ....</i>	<i>10</i>
<i>Figura 2-4. Impedancia eléctrica de un resonador BAW a partir del modelo de Mason. ....</i>	<i>13</i>
<i>Figura 2-5. Modelo LCR equivalente para un resonador BAW de un puerto. ....</i>	<i>15</i>
<i>Figura 2-6. a) Símbolo representativo de un resonador serie en un filtro con topología en escalera. b) Símbolo representativo de un resonador paralelo en un filtro con topología en escalera. ....</i>	<i>16</i>
<i>Figura 2-7. Celda básica de un filtro BAW en escalera. ....</i>	<i>17</i>
<i>Figura 2-8. Estructura de un filtro FBAR con topología en escalera [10]. ....</i>	<i>17</i>
<i>Figura 2-9. Respuesta frecuencial (<math>S_{21}</math>) de un Filtro FBAR con N=2 y topología en escalera (línea azul discontinua), junto con el módulo de la impedancia de entrada del resonador FBAR en paralelo (línea verde continua) y en serie (línea roja punteada). ....</i>	<i>18</i>
<i>Figura 3-1. Respuesta frecuencial (<math>S_{21}</math>) de un Filtro FBAR con N=2 y topología en escalera (línea azul discontinua), junto con el módulo de la impedancia de entrada del resonador FBAR en paralelo (línea verde continua) y en serie (línea roja punteada). ....</i>	<i>24</i>
<i>Figura 3-2. Rechazo en la banda atenuada en función de <math>\psi</math> para distintos valores de N. ....</i>	<i>28</i>
<i>Figura 3-3. Celda básica de un filtro BAW en escalera. ....</i>	<i>28</i>
<i>Figura 3-4. Esquema simplificado del filtro para aplicaciones GSM diseñado en ADS [6]. ....</i>	<i>31</i>
<i>Figura 3-5. Respuesta <math>S_{21}</math> del filtro GSM. ....</i>	<i>31</i>
<i>Figura 3-6. Respuesta del filtro diseñado con el método sistemático (línea roja discontinua) vs respuesta del filtro de la referencia [6] (línea azul continua). ....</i>	<i>33</i>
<i>Figura 3-7. Evolución de la banda de paso de los filtros con topología en escalera al incrementar el orden N manteniendo <math>\psi</math> y <math>BW_c</math> constantes (<math>kt = 0.23</math>). ....</i>	<i>34</i>

<i>Figura 3-8. Evolución de la banda de paso y del rechazo variando <math>BW_c</math> y manteniendo el orden (<math>kt = 0.23</math>).</i> .....	35
<i>Figura 3-9. Evolución de la impedancia serie y paralelo de los filtros representados en la Figura 3-8 con un <math>BW_c</math> de 15, 25 y 40 MHz.</i> .....	36
<i>Figura 4-1. Evolución de la banda de paso de los filtros con topología en escalera al incrementar el orden <math>N</math> manteniendo <math>\psi</math> y <math>BW_c</math> constantes (<math>kt = 0.23</math>).</i> .....	40
<i>Figura 4-2. Estructura filtro en escalera de seis etapas (<math>N=12</math>) según las referencias [24], [25] y [26].</i> .....	41
<i>Figura 4-3. Representación de dos redes antes de proceder a la adaptación.</i> .....	41
<i>Figura 4-4. Análisis de la impedancia de una celda básica vista desde el puerto 1.</i> .....	42
<i>Figura 4-5. Impedancia (resistencias y reactancia) de una celda básica vista desde el puerto 1.</i> .....	43
<i>Figura 4-6. Análisis de la impedancia de una celda básica vista desde el puerto 2.</i> .....	43
<i>Figura 4-7. Impedancia (resistencias y reactancia) de una celda básica vista desde el puerto 2.</i> .....	44
<i>Figura 4-8. Resistencia de una celda básica vista desde el puerto 1 (línea roja discontinua) y puerto 2 (línea azul continua).</i> .....	44
<i>Figura 4-9. Reactancia de una celda básica vista desde el puerto 1 (línea roja discontinua) y puerto 2 (línea azul continua).</i> .....	45
<i>Figura 4-10. Conexión de una celda básica con otra girada.</i> .....	45
<i>Figura 4-11. Estructura del filtro diseñado con el método sistemático.</i> .....	46
<i>Figura 4-12. Estructura de diseño de filtros BAW en escalera propuesta en [24], [25] y [26].</i> .....	46
<i>Figura 4-13. Comparativa entre la respuesta del filtro diseñado de manera tradicional (línea roja) y la respuesta del filtro diseñado a partir del diseño propuesto (línea azul discontinua).</i> .....	47
<i>Figura 4-14. Comparativa entre la respuesta de la banda de paso del filtro diseñado de manera tradicional (línea azul discontinua) y la respuesta del filtro diseñado a partir del diseño propuesto (línea roja). Representación de la impedancia paralelo (línea verde) y serie (línea amarilla punteada).</i> .....	47
<i>Figura 4-15. Estructura del filtro diseñado con el método sistemático.</i> .....	49
<i>Figura 4-16. Nueva estructura propuesta para el filtro de la Figura 4-16 donde se marcan los resonadores serie y paralelo que podemos simplificar en uno de solo.</i> .....	49
<i>Figura 4-17. Comparativa entre la respuesta del filtro diseñado de manera tradicional (línea roja) y la respuesta del filtro diseñado a partir de la estructura propuesta (línea azul).</i> .....	49

<i>Figura 4-18. Proceso de simplificación de los resonadores paralelos.....</i>	<i>50</i>
<i>Figura 4-19. Proceso de simplificación de los resonadores serie.....</i>	<i>50</i>
<i>Figura 4-20. Filtro de la Figura 4-15 después de aplicar la simplificación.....</i>	<i>51</i>
<i>Figura 4-21. Comparativa de la respuesta del filtro a partir del nuevo método de diseño sin simplificar (línea roja) y simplificado (línea azul).....</i>	<i>51</i>
<i>Figura 4-22. Filtro de N=4 diseñado a partir del método tradicional de diseño.....</i>	<i>53</i>
<i>Figura 4-23. Filtro N=4 con etapa 2 invertida.....</i>	<i>53</i>
<i>Figura 4-24. Filtro de N=4 simplificado a partir de la nueva estructura propuesta.....</i>	<i>53</i>
<i>Figura 4-25. Filtro de N=5 diseñado a partir del método tradicional de diseño.....</i>	<i>54</i>
<i>Figura 4-26. Filtro N=5 con etapa 2 invertida.....</i>	<i>54</i>
<i>Figura 4-27. Filtro de N=5 simplificado a partir de la nueva estructura propuesta.....</i>	<i>54</i>
<i>Figura 4-28. Rechazo en la banda atenuada en función de <math>\psi</math> para distintos valores de N con el nuevo método de diseño propuesto.....</i>	<i>55</i>
<i>Figura 4-29. Respuesta del filtro de N=6 convencional (línea roja), con estructura 4A (línea verde discontinua), con estructura 4B (línea azul discontinua punteada).....</i>	<i>56</i>
<i>Figura 4-30. Zoom aplicado a la banda de paso del filtro de N=6 convencional (línea roja), con estructura 4A (línea verde discontinua), con estructura 4B (línea azul discontinua punteada).....</i>	<i>56</i>
<i>Figura 4-31. Evolución de la banda de paso de los filtros con topología en escalera convencional al incrementar el orden N manteniendo <math>\psi</math> y <math>BW_c</math> constantes (<math>kt = 0.23</math>).....</i>	<i>58</i>
<i>Figura 4-32. Evolución de la banda de paso de los filtros con la nueva estructura al incrementar el orden N manteniendo <math>\psi</math> y <math>BW_c</math> constantes (<math>kt = 0.23</math>).....</i>	<i>58</i>
<i>Figura 4-33. Rechazo en la banda atenuada en función de <math>\psi</math> para distintos valores de N con la estructura convencional.....</i>	<i>58</i>
<i>Figura 4-34. Rechazo en la banda atenuada en función de <math>\psi</math> para distintos valores de N con la nueva estructura propuesta.....</i>	<i>58</i>
<i>Figura 5-1. Respuesta general de la impedancia de un resonador serie (<math>Z_s</math>) y un resonador paralelo (<math>Z_p</math>).....</i>	<i>62</i>
<i>Figura 5-2. Estructura del filtro diseñado con el método sistemático.....</i>	<i>62</i>
<i>Figura 5-3. Filtro de la Figura 5-2 después de aplicar la simplificación.....</i>	<i>63</i>

<i>Figura 5-4. Respuesta de la banda de paso del filtro de la Figura 5-2 diseñado a partir de la nueva estructura. ....</i>	<i>63</i>
<i>Figura 5-5. Representación de la impedancia de los resonadores <math>Z_s</math>(línea amarilla), <math>Z_p</math> (S (línea azul punteada), <math>Z_s' = 2Z_s</math> (línea verde discontinua) y <math>Z_p' = Z_p/2</math> (línea roja discontinua) utilizados en el circuito <math>N=4A</math> visto en 4.2. ....</i>	<i>64</i>
<i>Figura 5-6. a) Zoom aplicado a las frecuencias de corte inferiores. b) Zoom aplicado a las frecuencias de corte superiores. ....</i>	<i>64</i>
<i>Figura 5-7. Rechazo en la banda atenuada en función de <math>\psi</math> para distintos valores de <math>N</math> con el nuevo método de diseño propuesto. ....</i>	<i>68</i>
<i>Figura 5-8. Estructura del filtro diseñado con el método sistemático con estructura convencional. ....</i>	<i>70</i>
<i>Figura 5-9. Estructura del filtro diseñado con el método sistemático para la nueva estructura. ....</i>	<i>70</i>
<i>Figura 5-10. Respuesta del filtro diseñado a partir del método sistemático visto en el apartado 3.7 (línea azul discontinua) y con el método propuesto en 5.1 (línea roja continua). ....</i>	<i>70</i>
<i>Figura 5-11. Estructura del filtro diseñado con el método sistemático con estructura convencional. ....</i>	<i>72</i>
<i>Figura 5-12. Estructura del filtro diseñado con el método sistemático con la nueva estructura. ....</i>	<i>72</i>
<i>Figura 5-13. Respuesta del filtro diseñado a partir del método sistemático visto en el apartado 3.7 (línea azul discontinua) y con el método propuesto en 5.1 (línea roja continua). ....</i>	<i>72</i>

---

# ÍNDICE DE TABLAS

---

<i>Tabla 2-1. Características de los materiales piezoeléctricos más utilizados en tecnología BAW [7].</i>	<i>11</i>
<i>Tabla 3-1. Características del filtro diseñado para aplicaciones GSM con piezoeléctrico de óxido de Zinc (<math>kt = 0.23</math>)[6].</i>	<i>30</i>
<i>Tabla 3-2. <math>BW_c</math> y <math>BW - 3</math> dB filtro GSM diseñado a partir de [6].</i>	<i>31</i>
<i>Tabla 3-3. Especificaciones del filtro a diseñar con el método sistemático de diseño.</i>	<i>32</i>
<i>Tabla 3-4. Comparativa de los resultados obtenidos con el método sistemático de diseño y el filtro GSM de la referencia [6].</i>	<i>32</i>
<i>Tabla 4-1. Características de los resonadores utilizados en el análisis de la impedancia equivalente de una celda básica vista desde ambos puertos de ésta.</i>	<i>42</i>
<i>Tabla 4-2. Parámetros de diseño del filtro obtenidos con el método sistemático presentado en el apartado 3.7.</i>	<i>46</i>
<i>Tabla 4-3. Parámetros de diseño del filtro obtenidos con el método sistemático presentado en el apartado 3.7.</i>	<i>48</i>
<i>Tabla 4-4. Comparativa del número de resonadores con el método tradicional y el número de resonadores después de aplicar la simplificación.</i>	<i>51</i>
<i>Tabla 5-1. Características del filtro utilizado.</i>	<i>62</i>
<i>Tabla 5-2. Especificaciones del filtro a diseñar.</i>	<i>68</i>
<i>Tabla 5-3. Comparativa de los resultados obtenidos a las especificaciones de la Tabla 5-2 aplicando el método sistemático visto en el apartado 3.7 y aplicando el nuevo método sistemático propuesto en 5.1.</i>	<i>69</i>
<i>Tabla 5-4. Especificaciones del filtro a diseñar.</i>	<i>71</i>
<i>Tabla 5-5. Comparativa de los resultados obtenidos a las especificaciones de la Tabla 5-4 aplicando el método sistemático visto en 3.7 y aplicando el nuevo método sistemático propuesto en 5.1.</i>	<i>71</i>



# Capítulo 1.

## INTRODUCCIÓN

---

El mercado de los sistemas de comunicaciones móviles ha crecido de manera espectacular en las últimas dos décadas. Desde un punto de vista tecnológico, este crecimiento se debe principalmente a la rápida evolución de las tecnologías que trabajan con el silicio, y muchas de las aplicaciones de hoy en día utilizan circuitos integrados de silicio (Si-IC) [1]. Sin embargo, los osciladores precisos [2] y el filtrado en radio-frecuencia (RF) son una excepción, ya que para obtener buenas prestaciones, ambos se suelen construir a partir del uso de resonadores de cuarzo [3] y de los dispositivos conocidos como SAW (Surface Acoustic Wave) [4].

Todavía hoy, la mayoría de los filtros utilizados en los sistemas de comunicaciones móviles están basados en resonadores tipo SAW, los cuales permiten diseñar filtros pequeños, ligeros y con altas prestaciones; sin embargo, están limitados en frecuencia (frecuencias no mayores a 3 GHz) y no son integrables en silicio lo que les hace incompatibles con las tecnologías de circuitos integrados (CI) estándar.

Los filtros RF-BAW [5] (Radiofrequency Bulk Acoustic Wave) ya se conocen desde 1980 y, aunque sus prestaciones excelentes ya se conocían, la mayoría de ingenieros creyeron que su aplicabilidad estaba muy limitada debido a que los requerimientos del proceso de fabricación eran extremadamente estrictos.

Sin embargo, el gran esfuerzo de unos pocos que creían en esta tecnología movió montañas. Los dispositivos RF-BAW han progresado sorprendentemente en la última década y actualmente se producen en masa.

En un futuro cercano se espera que los filtros basados en resonadores BAW (Bulk Acoustic Wave) [6] sustituyan a los basados en tecnología SAW. Aunque ambos tienen dimensiones muy similares, los filtros BAW pueden trabajar a frecuencias superiores a 3 GHz y su tecnología es totalmente integrable en silicio haciendo posible el diseño de un cabezal receptor de RF completo sobre tecnología de silicio. Además, los filtros BAW son menos sensibles a los cambios de temperatura, pueden soportar potencias más elevadas y presentan un factor de calidad mejor que los filtros SAW.

Debido a sus altas prestaciones, la investigación en materia de filtros BAW ha centrado su mayor esfuerzo tanto en mejorar el proceso tecnológico como la calidad de los materiales [7]. Sin embargo, los avances en el diseño de estos filtros han sido escasos.

Dentro del diseño de filtros BAW se pueden diferenciar dos familias de filtros según sea la naturaleza de su acoplamiento entre resonadores: los filtros acoplados eléctricamente, donde encontramos las topologías ladder o lattice [7], y los acoplados acústicamente como los Stacked Crystal Filters (SCFs) y Coupled Resonator Filters (CRFs) [8], [9].

En este proyecto nos hemos centrado en los filtros con topología en escalera (ladder) que son los más extendidos y fáciles de implementar pero tienen ciertas limitaciones. Esta topología está formada por dos grupos de resonadores como vemos en la Figura 1-1 [10]: los resonadores serie, que son idénticos entre ellos y los resonadores paralelo que, como en el caso de los resonadores serie, también son idénticos entre ellos. Un resonador serie conectado a un resonador paralelo constituye una celda básica y forma una etapa del filtro. Los filtros en escalera consisten, por lo tanto, en la concatenación de múltiples etapas como se puede ver en la Figura 1-1.

En la Figura 1-2 se observa la respuesta general de un filtro BAW con topología en escalera [10]. Esta respuesta se caracteriza por tener dos ceros de transmisión cerca de la banda de paso que hacen que tengan una gran selectividad en las zonas de transición pero un pobre rechazo fuera de banda, este rechazo se puede mejorar aumentando el orden, sin embargo, se suelen necesitar ordenes altos para tener un buen rechazo fuera de banda. Otros inconvenientes que presentan las estructuras en escalera son que su ancho de banda viene limitado por las características de los resonadores, y la aparición de un rizado indeseado ("spike") en los extremos de la banda de paso, lo que provoca un aumento en las pérdidas de retorno y empeoramiento de la transmisión en los extremos de la banda de paso. Finalmente, otro defecto de este tipo de filtros es que si los ceros de transmisión están muy alejados y el ancho de banda es pequeño se crea un valle en la banda de paso empeorando significativamente las propiedades de transmisión.

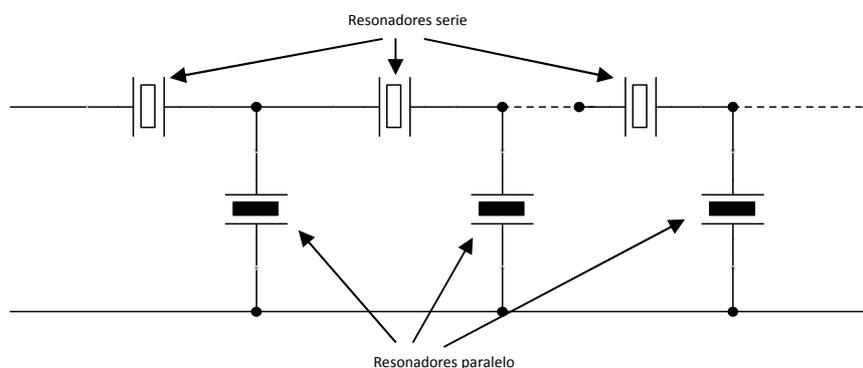


Figura 1-1. Estructura de los filtros en escalera.

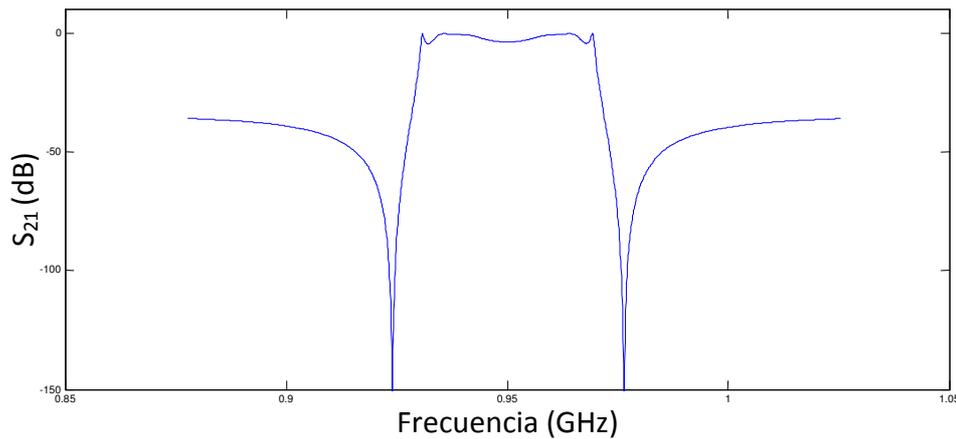


Figura 1-2. Respuesta general de un filtro en escalera de orden N=6.

Debido a la aparición en la última década de gran cantidad de dispositivos que son capaces de recibir y trabajar con señales de diferentes bandas de frecuencias, esto ha provocado un aumento de la complejidad en el diseño de estos dispositivos, ya que se han añadido nuevos servicios y aplicaciones pero intentando siempre mantener el tamaño de estos dispositivos. Por lo tanto, dentro de un terminal móvil podemos encontrarnos con diferentes filtros que se encargan de separar las señales recibidas a diferentes frecuencias destinadas a dar servicio a las múltiples aplicaciones del terminal. Por lo tanto, el gran reto de futuro en el diseño de filtros es conseguir miniaturizar lo máximo posible los filtros manteniendo las características principales de éstos. Por lo tanto, en este proyecto se trabajará con el objetivo de hacer alguna aportación en este ámbito, teniendo en cuenta que nos centraremos en los filtros BAW con topología en escalera que, justamente, son filtros muy utilizados en terminales móviles debido a sus prestaciones.

## 1.1 Objetivos

En este punto se hace referencia a los principales objetivos planteados en el presente trabajo.

El objetivo principal del proyecto es el de conseguir reducir, a partir de diferentes cambios en la estructura del filtro, el orden de los filtros con topología en escalera, es decir, miniaturizar el tamaño total del filtro manteniendo las especificaciones.

Con el objetivo de satisfacer el objetivo principal del proyecto se han creado los siguientes sub-objetivos:

- Analizar las prestaciones y limitaciones de los filtros BAW con topología en escalera.

- **Proceder al estudio de soluciones a las limitaciones de los filtros BAW en escalera variando de manera adecuada la estructura tradicional de los filtros en escalera.** A priori, lo normal es que para solucionar estas limitaciones se tenga que aumentar el orden del filtro. En nuestro caso, además de buscar solución a estas limitaciones, **imponemos la condición de que el orden del filtro debe reducirse lo máximo posible.**
- Validar que las soluciones propuestas dan los resultados esperados.
- Desarrollar y presentar un método sistemático propio con expresiones cerradas para el diseño de filtros BAW para la nueva estructura propuesta.

## 1.2 Contenidos

Con el objetivo de cumplir todos los objetivos fijados en el trabajo, éste se ha dividido en 6 capítulos. El primer capítulo se corresponde a la introducción, del segundo capítulo al quinto se desarrollan los objetivos anteriormente descritos. Por último, en el sexto capítulo se presentan las conclusiones y las posibles líneas futuras de trabajo.

- Capítulo 1: Este primer capítulo está dividido en tres partes, una introducción sobre el tema que se va a tratar en el presente trabajo y las motivaciones de éste, una segunda parte donde se exponen los objetivos y, finalmente, la tercera parte donde se explica el contenido del trabajo.
- Capítulo 2: En este segundo capítulo se presentan las principales características de la tecnología BAW que nos serán necesarias para entender el desarrollo de los capítulos posteriores. En primer lugar se presentará la estructura de un resonador BAW y las características de los materiales que lo forman, se analizará su respuesta eléctrica y funcionamiento para exponer el circuito equivalente de un resonador BAW. Por último, se presentará la estructura de los filtros con topología en escalera junto a las características principales de funcionamiento.
- Capítulo 3: En este capítulo se presentará un método sistemático a partir de una serie de ecuaciones cerradas que permitirá obtener todos los parámetros de diseño del filtro para unas especificaciones fijadas. Para comprobar su correcto funcionamiento, se partirá de un filtro conocido de GSM y a partir de sus características, se introducirán unas especificaciones en el método y se comparan las respuestas. Finalmente se hará un análisis de los mayores inconvenientes que conlleva diseñar un filtro en escalera.

- Capítulo 4: En este capítulo se va a proceder al estudio en profundidad de la estructura en escalera convencional para identificar las causas de las limitaciones de los filtros con topología en escalera para, en la medida de lo posible, encontrar y proponer soluciones para mejorar las prestaciones de este tipo de filtros.
- Capítulo 5: A partir de las propuestas de diseño expuestas en el capítulo 4, en este capítulo se va a presentar un nuevo método sistemático propio para la síntesis de filtros BAW basado en el método presentado en el capítulo 3 y que tenga en cuenta las mejoras propuestas en el capítulo 4. Para comprobar el correcto funcionamiento del método de diseño propuesto en este capítulo, se diseñará un filtro tanto con el método explicado en el capítulo 3 como con el método propuesto en el presente capítulo para poder verificar que los resultados y las mejoras son las esperadas.
- Capítulo 6: En este capítulo se presenta un resumen del proyecto, las conclusiones y algunas ideas para posibles líneas futuras de trabajo.



## Capítulo 2.

# TECNOLOGÍA BULK ACOUSTIC WAVE

---

En este capítulo se presentarán los aspectos principales sobre la tecnología BAW que nos serán necesarios para entender los siguientes capítulos. Se va a presentar la estructura de un resonador BAW y los materiales más utilizados en su proceso de fabricación. Como los resonadores BAW son compatibles en la tecnología del silicio se presentarán los métodos más utilizados para aislar los resonadores BAW del substrato de silicio donde van integrados. Posteriormente, se presentará la respuesta eléctrica de un resonador BAW para, más tarde, presentar el modelo circuital de un resonador BAW con el que se va a trabajar a lo largo del proyecto. Una vez presentados todos los conceptos necesarios sobre los resonadores BAW, finalmente, se presentará la estructura y diseño de una topología muy extendida de diseño de filtros basada en la conexión de resonadores BAW con la que se trabajará en capítulos posteriores.

### 2.1 Resonador BAW

En los materiales sólidos, las ondas acústicas viajan con una velocidad de aproximadamente 5000 m/s y se pueden propagar largas distancias sin deteriorarse. Este efecto se debe a que las ondas acústicas de los materiales sólidos y del aire prácticamente no se acoplan entre ellas, ya que la impedancia acústica del aire es de un factor 100 000 veces menor lo que provoca que el 99.995% de la energía se refleje. Los cristales de cuarzo que trabajan a frecuencias por encima de 100 MHz utilizan este método para confinar la energía dentro una capa fina vibrante. Esta capa vibrante suele ser una capa de cuarzo orientada en una dirección determinada y con electrodos a ambos lados. Un cristal de cuarzo a 10 MHz suele tener un grosor de 170  $\mu\text{m}$ . Sin embargo, la fabricación de cristales de cuarzo superiores a 100 MHz se convierte en un reto a medida que el grosor del cristal se reduce a 10  $\mu\text{m}$ . En los cristales de cuarzo el modo fundamental se da cuando  $\lambda/2$  es igual al grosor del cuarzo, la frecuencia más baja a la que se puede propagar una onda estacionaria. Los electrodos son muy finos si los comparamos con la longitud de onda acústica y aunque no haya efectos de onda en los electrodos, éstos provocan desviaciones de la frecuencia de resonancia.

Los resonadores BAW pretenden extender este principio de los cristales de cuarzo a frecuencias superiores pero utilizando una capa de material piezoeléctrico [11]. El grosor típico de una capa piezoeléctrica es de pocos  $\mu\text{m}$  o incluso menor y la tensión de campo es similar a la de un cristal de cuarzo pero la porción de onda estacionaria que se propaga a los electrodos y las capas de soporte es mayor. Esto aumenta la

importancia de estas capas y el diseño de las diferentes capas del resonador será muy importante para ajustar los dispositivos BAW a unas necesidades específicas.

### 2.1.1 Estructura

En la Figura 2-1, como se ha comentado en el punto 2.1, se puede ver que un resonador BAW está básicamente formado por una lámina delgada de material piezoeléctrico situado entre dos electrodos metálicos [5]. Su estructura es muy similar a la de un condensador de placas paralelas, con la diferencia que se sustituye la capa del dieléctrico por la capa de piezoeléctrico.

Cuando se aplica un campo eléctrico entre los electrodos, la estructura sufre una deformación mecánica y excita una onda acústica que se propaga paralela al campo eléctrico. En una primera aproximación la condición de resonancia se establece cuando el espesor total del piezoeléctrico es igual a la mitad de la longitud de onda de la onda acústica ( $\lambda/2$ ). Sin embargo, un modelo más exacto tendrá en cuenta los efectos de carga mecánica que ejercen los electrodos [12]. Observar en la Figura 2-1, que los electrodos están en contacto con el piezoeléctrico y con el aire (vacío), lo que provoca que las ondas acústicas se reflejen y se mantengan confinadas en el resonador. Sin embargo, una de las ventajas del resonador BAW es que éste está integrado sobre un sustrato de silicio, lo que implica que la onda acústica que aparece pueda propagarse por la estructura de silicio y no solo dentro del resonador. Por lo tanto, nace la necesidad de mantener la onda confinada dentro de la estructura resonante y, por lo tanto, se debe aislar acústicamente el resonador del sustrato de silicio. Con el objetivo de mantener confinada la onda dentro de la estructura resonante, existen dos configuraciones posibles: Los resonadores de membrana llamados Film Bulk Acoustic Wave resonators (FBAR) [13] y los Solidly Mounted BAW Resonators (SMR) [14].



Figura 2-1. Estructura de un resonador BAW.

### 2.1.1.1 Resonadores FBAR

La tecnología FBAR es actualmente una de las tecnologías más utilizadas en la fabricación de dispositivos BAW, el primer dispositivo que contenía esta tecnología fue publicado por Laking y Wang en 1981 [15].

La estructura de un resonador FBAR la podemos ver en la Figura 2-2 [16], donde se aprecia que para aislar la onda acústica del substrato de silicio, se utilizan interfaces de aire a ambos lados de la estructura resonante. De esta manera la onda cuando entra en contacto con el aire se refleja prácticamente en su totalidad.

El mayor atractivo de los FBAR se encuentra en la poca cantidad de capas que se tienen que fabricar y en la facilidad de conseguir factores de calidad Q muy altos [12]. Por el otro lado, los resonadores FBAR son muy delicados mecánicamente hablando, ya que si se aplica demasiada fuerza se pueden provocar deformaciones o roturas en la estructura. Incluso durante el proceso de ensamblaje hay que ir con mucho cuidado ya que es muy fácil dañarlo. Desafortunadamente, los resonadores FBAR aparte de confinar perfectamente las ondas acústicas dentro de la estructura resonante, también evitan la transferencia de calor entre el substrato y el resonador, con lo que una porción importante del calor generado entre el substrato y resonador no se eliminará adecuadamente. Por esta razón los resonadores FBAR, en lo que se refiere a los niveles de potencia que pueden soportar, tienen ciertas limitaciones.

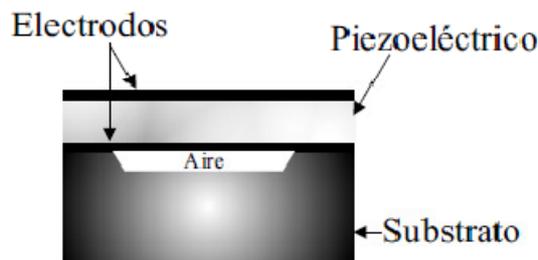


Figura 2-2. Estructura de un resonador FBAR [16].

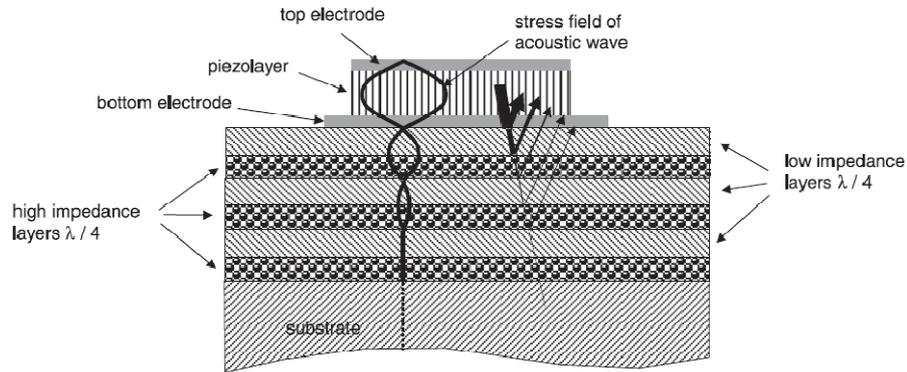


Figura 2-3. Estructura de un resonador SMR [7].

### 2.1.1.2 Resonadores SMR

Los resonadores SMR ofrecen una alternativa de diseño respecto a los FBAR. Como se ve en la Figura 2-3 [7], en los resonadores SMR el confinamiento de la onda acústica se consigue a partir de un espejo acústico. Se pueden construir espejos eficientes utilizando varias capas que van alternando valores de alta y baja impedancia acústica y con un grosor equivalente a una cuarta parte de la longitud de onda de la frecuencia de resonancia principal. En cualquiera de las interfaces entre una capa de alta y baja impedancia se reflejará gran parte de la onda incidente y como las capas son de grosor  $\lambda/4$ , la onda reflejada se sumará en fase.

Normalmente utilizando tres pares de capas de alta y baja impedancia es suficiente para alcanzar una reflectividad suficiente para cualquier caso práctico si  $Z = Z_H/Z_L$  es bastante grande.

La principal desventaja de esta estructura respecto a los FBAR es que, al necesitar varias capas, se encarece considerablemente el proceso de fabricación. Por el otro lado, esta estructura es mucho más robusta, no corre ningún riesgo de dañarse a lo largo del proceso de fabricación y, además, disipa mucho mejor el calor generado permitiendo el uso de potencias superiores.

### 2.1.2 Materiales piezoeléctricos

El método más sencillo para generar una onda acústica es usando un material piezoeléctrico y, como ya se ha visto, el piezoeléctrico es una de las partes más importantes de un filtro BAW. Cabe recordar que la piezoelectricidad de un material es la propiedad de algunos materiales que permite establecer una relación entre los fenómenos eléctricos y los mecánicos o acústicos [17]. Esta propiedad dice que si a un material piezoeléctrico se le aplica tensión mecánica (stress), ésta tiene efectos en el mundo eléctrico. Además, este fenómeno es reversible, de forma que si a un material piezoeléctrico se le aplica un campo eléctrico, en consecuencia se produce una deformación física (strain). Por lo tanto, la elección de un material u otro afectará a

diversos aspectos del filtro que diseñemos, ya que este material es el encargado de transformar la señal eléctrica que le llega a una señal acústica y viceversa.

Los parámetros a tener en cuenta en un material piezoeléctrico para diseñar dispositivos BAW son:

- Coeficiente de acoplo  $k_t^2$ : Determina el grado de energía que se intercambia del mundo eléctrico al mecánico y viceversa. Un piezoeléctrico con un coeficiente de acoplo muy bajo no será capaz de proporcionar un filtro con el ancho de banda requerido para aplicaciones de telefonía móvil.
- Constante dieléctrica  $\epsilon_r$ : Una constante dieléctrica grande permite reducir el área del resonador, por lo tanto, interesa que sea lo mayor posible.
- Velocidad del sonido  $v_L$ : Un material con una velocidad del sonido pequeña implica capas de piezoeléctrico más finas, por lo tanto, también implica dispositivos más finos.
- Pérdidas propias del material.
- Coeficiente de temperatura.

Lo materiales piezoeléctricos más utilizados son:

- Nitruro de Aluminio (AlN)
- Óxido de Zinc (ZnO)
- Zirconato Titanato de Plomo (PZT)

En la Tabla 2-1 se presentan las principales características de los materiales piezoeléctricos más utilizados [7].

Tabla 2-1. Características de los materiales piezoeléctricos más utilizados en tecnología BAW [7].

	Nitruro de Aluminio AlN	Óxido de Zinc ZnO	Zirconato Titanato de plomo PZT
Coeficiente de acoplo $kt^2(\%)$	6.5	7.5	8-15
Constante dieléctrica $\epsilon_r$	9.5	9.2	80-400
Velocidad del sonido $v_L$ (longitudinal)(m/s)	10400	6350	4000-6000
Pérdidas propias del material	Muy bajas	Bajas	Altas, incrementa con la frecuencia

	Nitruro de Aluminio AlN	Óxido de Zinc ZnO	Zirconato Titanato de plomo PZT
Compatible con CMOS	Si	No	Nunca
Tasa de deposición	Alta	Media	Baja

De la Tabla 2-1 podemos sacar las siguientes conclusiones:

- Teniendo en cuenta el coeficiente de acoplo (interesa alto), el material que nos ofrece mejores prestaciones es el PZT, mientras que el peor es el AlN.
- Si tenemos en cuenta la constante dieléctrica vemos que, de nuevo, el que mejor se ajusta es el PZT. En cambio, la peor constante dieléctrica nos la da el ZnO aunque tiene un valor muy parecido al del AlN.
- La velocidad del sonido, como se ha comentado, interesa lo más baja posible para así obtener resonadores sensiblemente más pequeños. Por lo tanto, en este aspecto el material con una velocidad inferior es el PZT, mientras que el peor es el AlN.
- En lo que a pérdidas propias del material se refiere, el material con más pérdidas intrínsecas es el PZT y el de menos pérdidas el AlN.
- De los tres materiales más utilizados el único totalmente compatible con la tecnología CMOS es el AlN.
- Finalmente, observando la tasa de deposición que es la velocidad de crecimiento del material sobre el substrato, vemos que el material más adecuado es el AlN y el más lento el PZT.

A simple vista analizando las conclusiones extraídas de la Tabla 2-1 puede parecer que, a priori, el AlN no es el material más idóneo para utilizarlo en la tecnología BAW, ya que se ve superado en muchos aspectos por los otros materiales pero, sin embargo, en la práctica es el material más utilizado, ya que es el material con la mejor relación proceso de fabricación y rendimiento y es totalmente compatible con la tecnología CMOS.

### 2.1.3 Respuesta eléctrica

Una vez conocida la estructura y materiales de los que está formado un resonador BAW procedemos, ahora, a analizar la respuesta eléctrica de un resonador BAW. La

respuesta eléctrica de un resonador BAW puede ser descrita utilizando el modelo de Mason [18][20] o bien el modelo de Butterworth-Van Dyk [7][19][20].

El modelo de Mason es un modelo físico unidimensional de gran utilidad para la simulación del comportamiento de dispositivos BAW y de dispositivos electroacústicos. Según este modelo, asumiendo un material piezoeléctrico con electrodos infinitamente delgados (se pueden despreciar) y con un aislamiento acústico perfecto, podemos escribir la impedancia eléctrica a la entrada de un resonador BAW de la siguiente manera [10]:

$$Z(\omega) = \frac{1}{j\omega C_0} \left( 1 - kt^2 \frac{\tan\left(\frac{\omega}{4f_a}\right)}{\frac{\omega}{4f_a}} \right) \quad (2.1)$$

Donde  $C_0$  representa la capacidad estática existente entre los electrodos,  $kt$  es el coeficiente de acoplo piezoeléctrico del material utilizado y  $f_a$  (frecuencia de anti-resonancia) que es la frecuencia en la que el módulo de la impedancia eléctrica es máxima. A partir de este modelo una vez fijado el material a utilizar ( $kt$ ), los únicos parámetros de diseño que tenemos son  $f_a$  y  $C_0$ , donde la frecuencia de anti-resonancia  $f_a$  está directamente relacionada con la velocidad del sonido del material y el grosor del piezoeléctrico (a más grosor menor  $f_a$ ), mientras que  $C_0$  está directamente relacionado con el área y el grosor de la capa piezoeléctrica. Por lo tanto, vemos que el modelo de Mason nos permite transformar directamente las características físicas de un resonador a una respuesta eléctrica. Podremos definir totalmente las características de nuestro resonador con, únicamente, dos parámetros de diseño ( $f_a$  y  $C_0$ ) una vez fijado el material a utilizar ( $kt^2$ ).

En la Figura 2-4 se representa la impedancia eléctrica de un resonador BAW a partir de la ecuación (2.1).

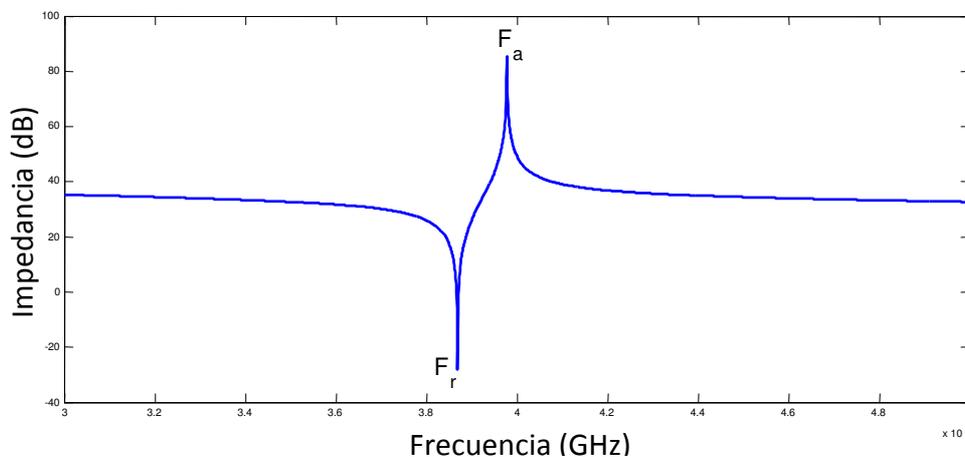


Figura 2-4. Impedancia eléctrica de un resonador BAW a partir del modelo de Mason.

Como se puede ver en la Figura 2-4, en el módulo de la impedancia  $|Z(\omega)|$  se pueden apreciar dos frecuencias de resonancia muy cercanas:  $f_a$  donde la impedancia eléctrica tiende a infinito,  $f_r$  (frecuencia de resonancia) donde la impedancia tiende a ser cero. Es importante remarcar que  $f_r$  es siempre ligeramente inferior a  $f_a$ . Entre estas dos frecuencias  $Z(\omega)$  tiene un comportamiento inductivo, mientras que fuera de esa banda tiene un comportamiento capacitivo.

La separación entre  $f_a$  y  $f_r$  depende principalmente de  $kt$ , y la relación que existe entre ellas se puede aproximar, considerando que  $f_a$  y  $f_r$  están muy cercanas y despreciando los efectos de los electrodos, de la siguiente manera [19]:

$$k_t^2 = \left(\frac{\pi^2}{4}\right) \left(\frac{f_r}{f_a}\right) \left(\frac{f_a - f_r}{f_a}\right) \quad (2.2)$$

De la ecuación (2.2) podemos ver que la única incógnita que tenemos es  $f_r$ , ya que, como se ha comentado,  $k_t^2$  viene fijado por las características del material y  $f_a$  se escoge según las especificaciones requeridas variando el grosor del piezoeléctrico. Por lo tanto, conociendo  $f_a$  y  $k_t^2$ ,  $f_r$  queda automáticamente definida por (2.2).

Como se ha dicho, la ecuación (2.2) no tiene en cuenta los efectos de carga de los electrodos ni de las capas del sustrato, pero evidentemente en la práctica estos efectos se deben tener en cuenta. Por lo tanto, si estos efectos se tienen en cuenta, la distancia entre las frecuencias de resonancia y anti-resonancia variará, ya que el volumen de la estructura resonante es mayor y, por lo tanto, el recorrido de la onda acústica es mayor, con lo que la resonancia aparece desplazada en frecuencia. Si se quieren tener en cuenta los efectos de los electrodos y de las capas de la estructura ya no se habla de  $kt^2$ , sino que se habla del coeficiente de acoplo efectivo  $k_{eff}^2$  [7]. La expresión para definir el coeficiente de acoplo efectivo es idéntica a (2.2) pero se le llama  $k_{eff}$  para indicar que se están teniendo en cuenta los efectos de los electrodos y las diferentes capas del sustrato donde va integrado el resonador. Hay que tener en cuenta que, por lo tanto, siempre se cumplirá que  $k_{eff}^2 > kt^2$ , ya que el volumen total de la estructura resonante con  $k_{eff}$  es mayor.

## 2.1.4 Modelo circuital de un resonador BAW: modelo Butterworth-van Dyke (BVD)

En el apartado 2.1.3 se ha presentado la respuesta eléctrica de un resonador BAW según el modelo de Mason, que no es más que el paso previo a la obtención de modelos circuitales equivalentes. Un circuito equivalente que modele un resonador BAW sin efectos parásitos es idéntico al modelo Butterworth-van Dyke que originalmente se inventó para los cristales de cuarzo y que se presenta en la Figura 2-5. Aunque actualmente existen modelos mucho más complejos y que sufren algunas variaciones con el fin de ajustar mejor su respuesta a la respuesta real del dispositivo,

el esquema de la Figura 2-5 será el circuito equivalente con el que se trabajará a lo largo del proyecto para construir y simular los diseños realizados.

Como se puede observar en la Figura 2-5, si no tenemos en cuenta las pérdidas, el resonador BAW se puede simplificar en una capacidad estática  $C_0$  que representa la capacidad física entre los electrodos, una bobina  $L$  y un condensador  $C$  en paralelo con la capacidad estática. Las pérdidas no se han tenido en cuenta, ya que los resonadores BAW son dispositivos de bajas pérdidas y el tenerlas en cuenta o no, no afecta de manera significativa la respuesta, por lo tanto, a partir de ahora y a lo largo del proyecto no se tendrán en cuenta estas pérdidas.

Como se ha comentado en el apartado 2.1.3, una vez fijado el material ( $kt^2$ )  $C_0$  es uno de los parámetros de diseño junto a  $f_a$  ( $f_r$  queda definida por  $f_a$  y  $kt^2$  en (2.2)). Por lo tanto, una vez fijados estos valores automáticamente quedan definidos los valores de  $L$  y  $C$  tal y como muestran las expresiones (2.3) y (2.4) obtenidas de [21]. Cabe recalcar, que tanto  $C_0$ ,  $C$  o  $L$  están estrictamente ligados y que no se puede cambiar el valor de uno de ellos de manera individual con el objetivo de diseñar un filtro mejor.

$$C = \frac{8}{\frac{\pi^2}{k_{eff}^2} - 8} C_0 \tag{2.3}$$

$$L = \frac{1}{(2\pi f_r)^2 C} \tag{2.4}$$

En la expresión (2.3) aparece el término  $k_{eff}^2$  que implica que se están teniendo en cuenta los efectos de los electrodos y capas del substrato. En este proyecto los electrodos se considerarán infinitamente pequeños, con lo que lo sustituiremos por  $k_t^2$ , ya que en capítulos posteriores se presentará una metodología de diseño de filtros que no tiene en cuenta estos efectos, y en realidad coger  $k_{eff}^2$  o  $k_t^2$  es indiferente siempre y cuando se sepa con qué modelo se trabaja.

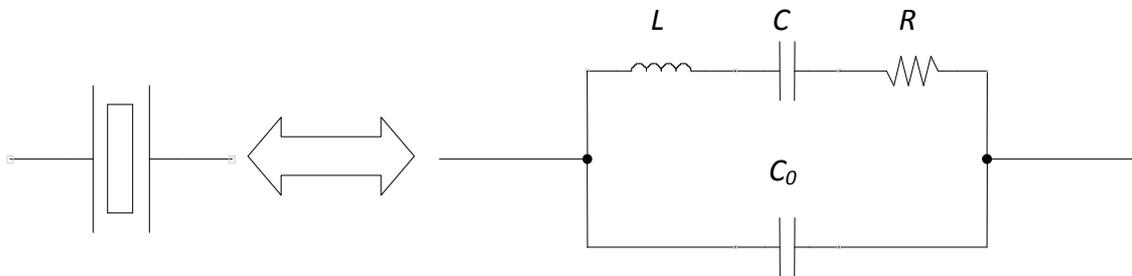


Figura 2-5. Modelo LCR equivalente para un resonador BAW de un puerto.

La respuesta eléctrica del circuito resultante es exactamente la misma que la obtenida con la expresión (2.1) presentada en el apartado 2.1.3. Por lo tanto, el método BVD es una aproximación práctica en el diseño de filtros y los resultados obtenidos dependerán en gran medida del modelo escogido. Una de las ventajas de este modelo ante el modelo de Mason es que únicamente utiliza elementos circuitales y, por lo tanto, es mucho más sencillo y, además, cualquier simulador de circuitos será capaz de simular la respuesta del filtro.

## 2.2 Diseño de filtros BAW con topología en escalera.

A lo largo del presente capítulo hemos presentado toda la información necesaria para entender el funcionamiento de un resonador BAW (estructura, materiales y respuesta eléctrica) que es la base de los filtros diseñados con tecnología BAW. En el diseño de filtros con resonadores BAW existen diversas topologías. De las diversas topologías existentes, en este proyecto nos hemos centrado en la topología en escalera que es de las topologías más extendidas y fáciles de implementar y, donde su estructura y respuesta serán objeto de estudio en capítulos posteriores.

### 2.2.1 Estructura y diseño de un filtro en escalera

Los filtros con topología en escalera están principalmente formados por dos tipos de resonadores: resonadores serie ( $Z_s$ ) (Figura 2-6 a) y resonadores en paralelo ( $Z_p$ ) (Figura 2-6 b). Cada uno de los resonadores serie puede tener unas características propias ( $C_0^s, f_a^s, f_r^s$  y  $k_t^s$ ) y lo mismo puede suceder con cada uno de los resonadores en paralelo ( $C_0^p, f_a^p, f_r^p$  y  $k_t^p$ ). Sin embargo, con el objetivo de simplificar el proceso de implementación, todos los resonadores en serie son idénticos y por lo tanto tienen la misma  $C_0^s, f_r^s$  y  $f_a^s$ , mientras que todos los resonadores en paralelo también son iguales entre ellos y, por lo tanto, tienen la misma  $C_0^p, f_r^p$  y  $f_a^p$ . Por el otro lado, los resonadores serie y paralelo son diferentes entre ellos.

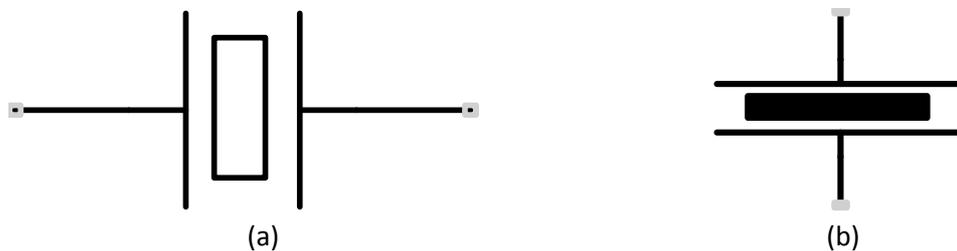


Figura 2-6. a) Símbolo representativo de un resonador serie en un filtro con topología en escalera. b) Símbolo representativo de un resonador paralelo en un filtro con topología en escalera.

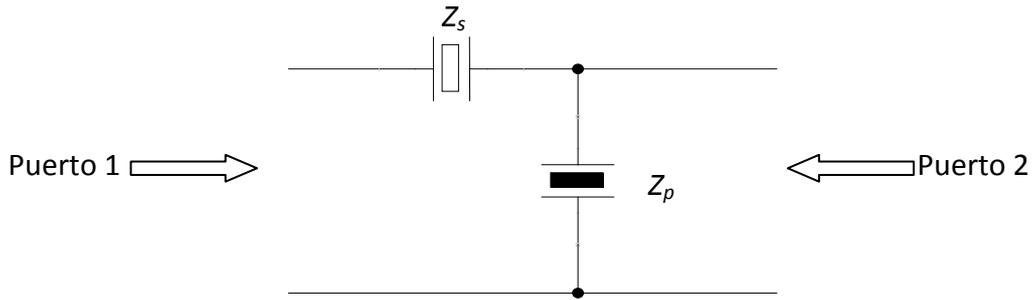


Figura 2-7. Celda básica de un filtro BAW en escalera.

La implementación de un filtro en escalera consiste en conectar en cascada alternativamente un resonador serie con uno en paralelo. La conexión de un elemento serie con otro en paralelo forman una etapa y es la celda básica (Figura 2-7) para implementar un filtro.

Como se puede ver en la Figura 2-8 [10], un filtro con estructura en escalera consiste en la conexión de varias celdas básicas. El número de resonadores que formarán el filtro determinará el orden (N).

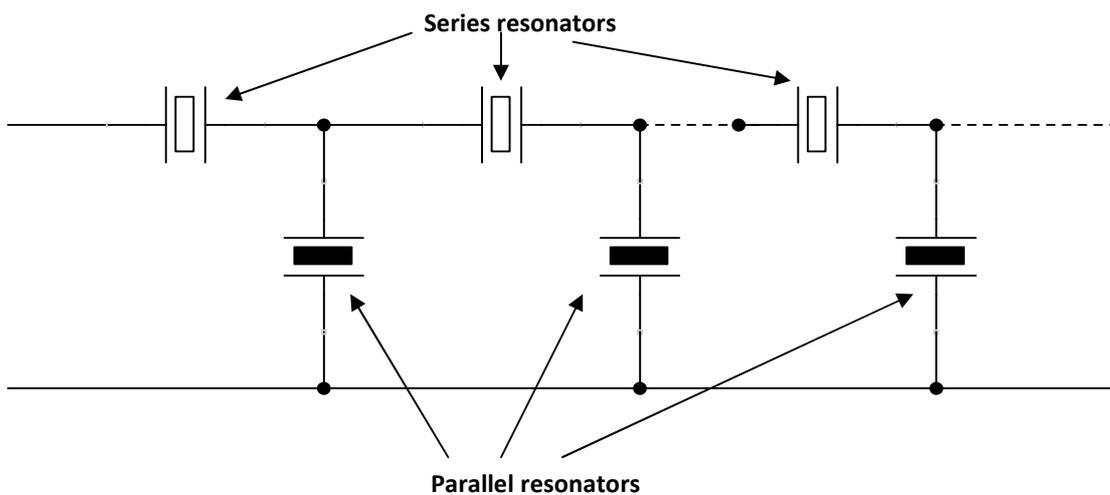


Figura 2-8. Estructura de un filtro FBAR con topología en escalera [10].

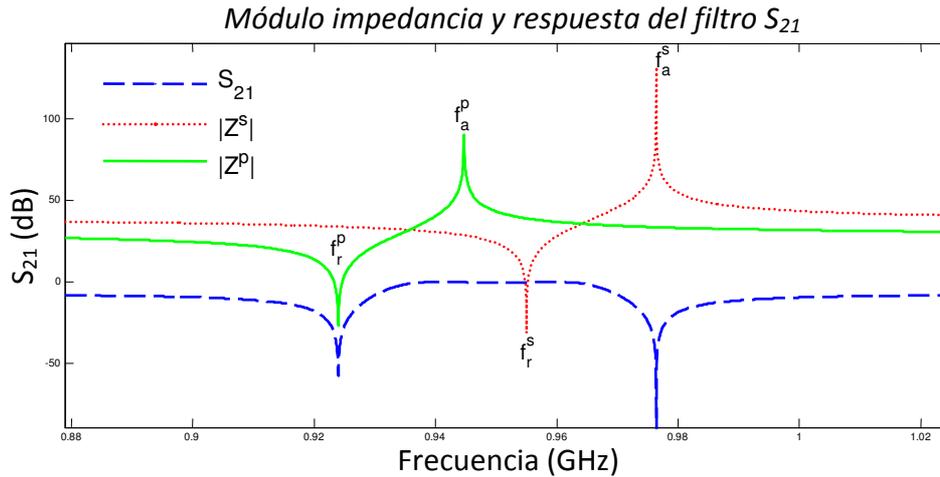


Figura 2-9. Respuesta frecuencial ( $S_{21}$ ) de un Filtro FBAR con  $N=2$  y topología en escalera (línea azul discontinua), junto con el módulo de la impedancia de entrada del resonador FBAR en paralelo (línea verde continua) y en serie (línea roja punteada).

El principio de funcionamiento de un filtro FBAR con topología en escalera se puede explicar de manera sencilla para el caso más sencillo con  $N=2$  visto en la Figura 2-7. Este filtro, como ya se ha visto, representa la celda básica, y el aumento del orden conlleva la repetición de esta celda básica.

En la Figura 2-9 se muestra la respuesta en frecuencia de un filtro con topología en escalera de orden  $N=2$ , junto con el módulo de la impedancia eléctrica de entrada del resonador en serie  $|Z^s(f)|$  y del resonador en paralelo  $|Z^p(f)|$ . Nótese que las frecuencias de resonancia del resonador en paralelo ( $f_r^p$  y  $f_a^p$ ) son inferiores a las frecuencias de resonancia del resonador serie ( $f_r^s$  y  $f_a^s$ ). Esta condición debe cumplirse siempre para obtener la respuesta deseada.

A frecuencias inferiores a las frecuencias de resonancia de los resonadores BAW, éstos se comportan como una escalera de condensadores, lo que provoca que el filtro tenga una respuesta casi plana a estas frecuencias. Si aumentamos la frecuencia hasta  $f_r^p$ , el resonador en paralelo tiene una impedancia próxima a cero lo que provoca que la señal se transmita a tierra generando un profundo cero de transmisión en la respuesta del filtro. Si continuamos incrementando la frecuencia llegamos a  $f_a^p$  donde el resonador en paralelo tiene una impedancia próxima a infinito y, por lo tanto, la señal pasa directamente por la rama serie del filtro con una atenuación muy pequeña. Si seguimos aumentando la frecuencia nos encontramos con  $f_r^s$  donde el resonador serie tiene una impedancia próxima a cero y, por lo tanto, continuamos teniendo muy poca atenuación. En este margen de frecuencias próximas a  $f_a^p$  y  $f_r^s$  es donde se forma la banda de paso del filtro. Finalmente, si incrementamos la frecuencia hasta  $f_a^s$  entonces el resonador serie tiene una impedancia próxima a infinito, lo que significa que llegará muy poca señal a la salida del filtro, produciéndose otro cero de transmisión. Más allá de esta frecuencia, el filtro se vuelve a comportar como una escalera de capacidades

generando de nuevo una banda de rechazo casi plana. Es importante remarcar que para que el filtro tenga los ceros de transmisión los más profundos posibles, los resonadores en paralelo deben tener una resistencia a la frecuencia de anti-resonancia  $f_a^p$  lo más alta posible, y en el caso de los resonadores en serie deben tener un factor de calidad Q lo más alto posible a la frecuencia de resonancia  $f_r^s$  para forzar una impedancia lo más baja posible. La proximidad de estos ceros hace que estos filtros se diseñen para ser utilizados en terminales móviles u otras aplicaciones de alto rendimiento.

En resumen, la característica básica de la respuesta de este tipo de filtros es que tienen un par de ceros de transmisión cercanos a la banda de paso que hacen que estos filtros tengan una selectividad elevada, pero por el contrario si el orden del filtro no es elevado entonces tienen un rechazo pobre en la banda atenuada. La banda atenuada se puede mejorar añadiendo nuevas etapas al filtro, es decir, aumentando el orden del filtro, sin embargo, esto provocará un aumento en el ancho de banda a -3 dB ( $BW_{-3dB}$ ), que se demostrará y estudiará en el Capítulo 3 y Capítulo 4 respectivamente. Esto significa que el orden, el rechazo y el ancho de banda están relacionados haciendo difícil el diseño del filtro. Para solucionar este problema, en vez de definir el ancho de banda a -3 dB ( $BW_{-3dB}$ ), el ancho de banda de este tipo de filtros se define como el ancho de banda entre cruces  $BW_c = f_2 - f_1$ , donde  $f_1$  y  $f_2$  son las frecuencias donde  $|Z^s(f_i)| = |Z^p(f_i)|$  ( $i = 1,2$ ). Esta definición hace que el ancho de banda  $BW_c$  sea totalmente independiente de N, y que sea ligeramente inferior al  $BW_{-3dB}$ , de esta forma se simplifica de manera significativa el diseño.

$$BW_c \leq BW_{-3dB} \quad (2.5)$$

## 2.3 Conclusiones

En este capítulo, se ha visto que los resonadores BAW están basados en los principios utilizados en los cristales de cuarzo pero que pueden utilizarse a frecuencias superiores. La estructura de un resonador BAW está, básicamente, formada por una lámina delgada de material piezoeléctrico, que tiene la propiedad de excitar una onda acústica cuando se le aplica un campo eléctrico, y que está situado entre dos electrodos metálicos. Por lo tanto, una de las partes más importantes de un resonador BAW es el propio piezoeléctrico, ya que de él dependerán en buena medida las características del resonador. Se han presentado los parámetros más importantes a tener en cuenta a la hora de escoger un material u otro y los materiales piezoeléctricos más comunes que son:

- Nitruro de Aluminio (AlN)

- Óxido de Zinc (ZnO)
  
- Zirconato Titanato de Plomo (PZT)

Pese a que el AlN se ve superado en muchas propiedades por el ZnO y el PZT, éste es el material que más se utiliza en la práctica, ya que es el que tiene mejor relación entre rendimiento y proceso de fabricación y es el único totalmente compatible con la tecnología CMOS.

Debido a que la tecnología BAW es compatible con la tecnología del silicio, la onda generada en la estructura resonante debe aislarse del silicio para no tener demasiadas pérdidas. Se han presentado dos configuraciones diferentes en este aspecto: Los resonadores de membrana o FBARs que para confinar la onda dentro de la estructura resonante utilizan dos interfaces de aire a los extremos de los electrodos, y los resonadores SMR formados por diferentes capas alternadas con alta y baja impedancia que hacen que la onda que se propaga al substrato de silicio se refleje prácticamente en su totalidad. De ambas configuraciones, la que confina mejor la onda es la FBAR pero también es la más delicada mecánicamente lo que hace que se pueda dañar fácilmente. Por el otro lado, los SMR no ofrecen un aislamiento tan bueno y su fabricación es mucho más cara pero mecánicamente es mucho más robusto y fiable.

A continuación, con el objetivo de analizar el funcionamiento de un resonador BAW, se ha introducido la respuesta eléctrica de éste, que viene definida por una ecuación donde se tienen en cuenta aspectos tales como: la capacidad estática del resonador  $C_0$ , el coeficiente de acoplo  $kt$  y la frecuencia de anti-resonancia  $f_a$ , donde se ha visto que el parámetro principal de diseño de estos filtros es el tamaño de cada resonador.

Para entender mejor el funcionamiento se ha presentado el modelo de Butterworth-van Dyke, que representa un modelo circuital equivalente formado únicamente por elementos circuitales y que representa con mucha exactitud el comportamiento de un resonador BAW. Este modelo circuital está formado por una capacidad estática ( $C_0$ ) en paralelo con un resonador LC que está directamente relacionado con el valor de esta capacidad  $C_0$ .

Finalmente, se ha presentado la estructura y el diseño de filtros con resonadores BAW con topología en escalera y que está, básicamente, formada por dos tipos de resonadores: resonadores serie donde todos son iguales entre ellos y resonadores paralelos que también son idénticos entre ellos pero diferentes de los resonadores serie. Un resonador serie conectado a un resonador paralelo forman una celda básica de este tipo de filtros, y el diseño de un filtro consiste en la concatenación de múltiples celdas básicas hasta alcanzar las prestaciones deseadas.

Se ha comprobado que la respuesta frecuencial de este tipo de filtros consta de dos ceros cercanos a la banda de paso, con lo que poseen una gran selectividad pero, sin embargo, si el orden del filtro no es lo suficientemente alto, el rechazo en la banda atenuada es pobre. Este rechazo se puede mejorar aumentando el orden  $N$  pero, teniendo en cuenta que a medida que se aumenta el orden también se aumenta el ancho de banda a  $-3$  dB cosa que dificulta el diseño, este aumento del orden puede llegar a tener consecuencias negativas.

Una vez conocida la estructura y diseño de un filtro con topología en escalera, en el siguiente capítulo (Capítulo 3) se presentará un método sistemático para la síntesis de este tipo de filtros con el que a partir de una serie de expresiones cerradas y unas especificaciones fijadas, obtendremos todos los parámetros de diseño del filtro. En ese mismo capítulo también se presentarán las prestaciones de estos filtros, y sobre todo se presentaran las principales limitaciones y desventajas de la estructura en escalera tradicional.



## Capítulo 3.

# MÉTODO SISTEMÁTICO PARA LA SÍNTESIS DE FILTROS BULK ACOUSTIC WAVE CON TOPOLOGÍA EN ESCALERA

Una vez ya presentada la estructura y el diseño de los filtros en escalera en el Capítulo 2, en este capítulo se va a presentar una metodología sistemática de diseño ya existente para este tipo de estructuras junto a un ejemplo que verifique su correcto funcionamiento. Por último, se analizarán las propiedades de la respuesta frecuencial de esta topología para identificar las prestaciones y sobre todo las limitaciones de la estructura, ya que serán objeto de estudio en el Capítulo 4.

El objetivo del método sistemático será el de proporcionar todos los parámetros ( $f_a^s$ ,  $C_0^s$ ,  $f_a^p$ ,  $C_0^p$  y N) de diseño necesarios para la construcción del filtro cumpliendo con las especificaciones fijadas y sin la necesidad de realizar ningún tipo de optimización. Comentar, que el método presentado se puede encontrar en [10]. Este método no tiene en cuenta el efecto de los electrodos aunque se pueden incluir como se puede ver en [22], ya que lo único que varía es que si se utiliza el coeficiente de acoplo del material  $k_t^2$  significa que no se tienen en cuenta los efectos de los electrodos, y si se utiliza el coeficiente de acoplo efectivo  $k_{eff}^2$  si que se tienen en cuenta tanto los efectos de los electrodos como los efectos de las capas de que consta el resonador. Solo debemos tener claro con cuál de los dos modelos estamos trabajando.

Antes de proceder a explicar en qué consiste el método sistemático hay que definir las especificaciones que deseamos que cumpla el filtro. Se utilizan como especificaciones del filtro: ancho de banda entre cruces ( $BWc$ ), el rechazo en la banda atenuada ( $00B$ ), la frecuencia del cero de transmisión inferior ( $f_0^l$ ) y superior ( $f_0^u$ ).

En lo que se refiere a los parámetros a diseñar, el diseño de un filtro BAW con topología en escalera consiste en caracterizar tanto los resonadores en serie como los resonadores en paralelo, y determinar el número total de resonadores N (orden del filtro). A partir de (2.1) podemos ver que los resonadores en serie están caracterizados por  $f_a^s$ ,  $k_t^s$  y  $C_0^s$ , mientras que los resonadores en paralelos están caracterizados  $f_a^p$ ,  $k_t^p$  y  $C_0^p$ . Como ya se ha comentado, la constante  $kt$  está básicamente determinada por las características del material piezoeléctrico que utilicemos en la fabricación de

los resonadores, por lo tanto no se le considera un parámetro de diseño del filtro, y además, se asume que  $k_t = k_t^s = k_t^p$ .

En resumen, el diseño de un filtro BAW con topología en escalera consiste en determinar  $f_a^s$ ,  $f_a^p$ ,  $C_0^s$ ,  $C_0^p$  y N a partir de las especificaciones que deseemos que se cumplan.

A continuación se va a presentar el procedimiento sistemático que consta de diferentes pasos (6 pasos) que hay que seguir de forma ordenada con el objetivo de obtener todos los parámetros necesarios para la construcción del filtro con las especificaciones requeridas.

### 3.1 Paso 1: determinar las frecuencias del cero superior e inferior del filtro

En la Figura 3-1 se puede observar la respuesta general de un filtro con topología en escalera y el módulo de la impedancia serie y paralelo. En esta gráfica se pueden ver marcadas las frecuencias de resonancia y anti-resonancia de los resonadores serie y paralelo. Por lo tanto, en este primer paso se verifica la posición de los ceros de transmisión. Como se puede ver, el cero de transmisión superior  $f_0^u$  será  $f_a^s$ , mientras que el cero de transmisión inferior  $f_0^l$  se corresponde con  $f_r^p$ . Comentar que la frecuencia central del filtro se puede calcular como se muestra en (3.1).

$$f_c = \sqrt{f_0^l f_0^u} \tag{3.1}$$

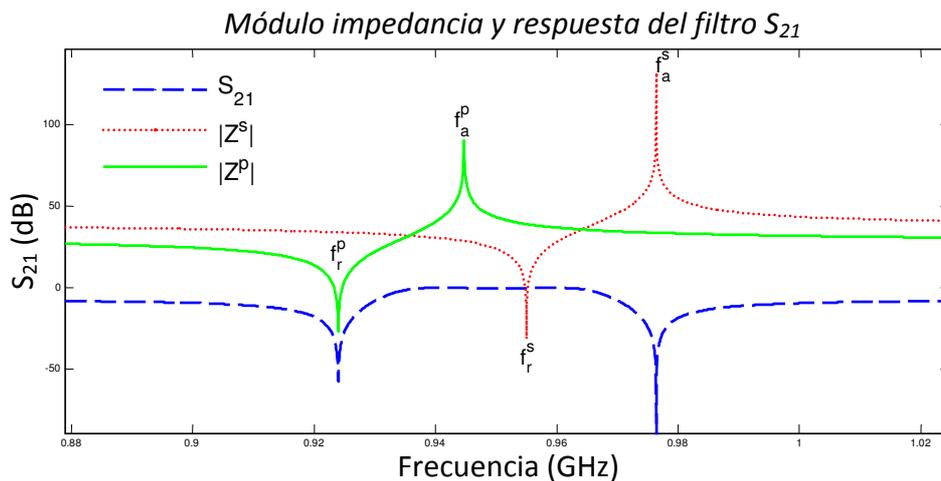


Figura 3-1. Respuesta frecuencial ( $S_{21}$ ) de un Filtro FBAR con N=2 y topología en escalera (línea azul discontinua), junto con el módulo de la impedancia de entrada del resonador FBAR en paralelo (línea verde continua) y en serie (línea roja punteada).

### 3.2 Paso 2: determinar $f_r^S$ y $f_a^P$

A partir de un valor de  $kt$  dado es muy sencillo de calcular  $f_r^S$  y  $f_a^P$  a partir de (2.2). Sin embargo, hay que tener en cuenta que si los 2 ceros de transmisión se sitúan excesivamente juntos entonces tenemos  $f_r^S < f_a^P$ , y teniendo en cuenta que solo se obtiene un ancho de banda razonable si:

$$f_r^S \geq f_a^P \quad (3.2)$$

Debemos encontrar una relación entre  $f_0^u$  y  $f_0^l$  para que esto no ocurra.

- Determinar  $f_r^S$  a partir de  $f_a^S$  y la expresión (2.2):

$$f_r^S \leq \frac{-\pi^2 f_a^S \pm \sqrt{(\pi^2 f_a^S)^2 - 4\pi^2 4k_t^2 f_a^{S2}}}{2\pi^2} \quad (3.3)$$

- Determinar  $f_a^P$  a partir de  $f_r^P$  y la expresión (2.2):

$$f_a^P \geq \frac{-\pi^2 f_r^P \pm \sqrt{(\pi^2 f_r^P)^2 - 4\pi^2 4k_t^2 f_r^{P2}}}{2 4k_t^2} \quad (3.4)$$

Combinando las expresiones (3.3) y (3.4) de forma adecuada y teniendo en cuenta lo explicado en el punto 3.1 se puede llegar a la siguiente relación:

$$f_0^u \geq \left( \frac{(\pi - \sqrt{\pi^2 - 16k_t^2})}{(\pi + \sqrt{\pi^2 - 16k_t^2})} \right) \left( \frac{\pi^2}{4k_t^2} \right) f_0^l \quad (3.5)$$

Con la relación definida en la expresión (3.5) ya podemos garantizar la condición vista en (3.2) y, por lo tanto, si las frecuencias de los cero de transmisión no cumplen la condición (3.5) se deberán modificar las frecuencias de los ceros de transmisión.

### 3.3 Paso 3: determinar el coeficiente entre capacidades

Usando la definición de  $BWc$  descrita anteriormente ( $BWc = f_2 - f_1$ ) con (2.1), se puede ver que el  $BWc$  depende de  $f_a^S$ ,  $f_r^S$ ,  $f_a^P$ ,  $f_r^P$  y  $\psi$ . Como todas las frecuencias ya se han determinado, entonces  $\psi$  se puede escoger con el objetivo de alcanzar el  $BWc$  especificado.

Si se utiliza (2.1) para describir la impedancia eléctrica, vemos que se hace muy costoso el encontrar una relación de  $\psi$  con  $BWc$ . Con el objetivo de simplificar los cálculos se utiliza la siguiente aproximación de la impedancia eléctrica para frecuencias cercanas a la resonancia [23]:

$$Z(\omega) = \frac{1}{j\omega C_0} \left( \frac{f^2 - f_r^2}{f^2 - f_a^2} \right) \quad (3.6)$$

La ecuación (3.6) indica que en la banda de paso el resonador se comporta como un condensador cosa que no es cierta, ya que únicamente se comporta como una escalera de condensadores fuera de banda. Aún así, como aproximación, nos es útil para calcular la relación entre capacidades.

Como se ha dicho  $f_2$  y  $f_1$  son los puntos donde se cumple  $|Z^s(f_i)| = |Z^p(f_i)|$  y están simétricamente espaciados respecto  $f_c$ , por lo tanto:

$$\frac{|Z^s(f_i)|}{|Z^p(f_i)|} = 1 \quad (3.7)$$

Para calcular  $\psi$  introducimos (3.6) en (3.7) con lo que obtenemos (3.8) y se puede deducir (3.9) a partir de cierta manipulación matemática.

$$\left| \frac{\frac{1}{j\omega C_0^s} \left( \frac{f^2 - f_r^{s2}}{f^2 - f_a^{s2}} \right)}{\frac{1}{j\omega C_0^p} \left( \frac{f^2 - f_r^{p2}}{f^2 - f_a^{p2}} \right)} \right| = 1 \quad (3.8)$$

$$\psi = \left( \frac{C_0^s}{C_0^p} \right) = \left( \frac{-f_i^4 + f_i^2 f_a^{p2} + f_i^2 f_r^{s2} - f_r^{s2} f_a^{p2}}{f_i^4 - f_i^2 f_a^{s2} - f_i^2 f_r^{p2} + f_r^{p2} f_a^{s2}} \right) \quad (3.9)$$

Si en la fórmula (3.9) introducimos la condición  $f_i = f_c \pm \frac{BWc}{2}$  (frecuencias de corte  $i=1,2$ ), se puede observar como  $\psi$  aumenta de forma directamente proporcional a  $BWc$ . Sin embargo, aumentar  $\psi$  afecta de manera negativa al rechazo fuera de banda. También es importante remarcar que dado que  $f_a^s$ ,  $f_a^p$ ,  $f_r^s$  y  $f_r^p$  están fijadas se pueden obtener  $\psi < 0$  si  $BWc$  es muy alto, lo que es físicamente imposible. Por esta razón es necesario verificar que el ancho de banda entre cruces especificado nos dará un coeficiente de capacidades positivo y, por lo tanto,  $BWc$  deberá cumplir:

$$f_c - f_a^p < \frac{BWc}{2} < f_c - f_r^p \quad (3.10)$$

En caso de que no se cumpla la condición (3.10), se deberían cambiar las especificaciones de ancho de banda para poder diseñar el filtro.

### 3.4 Paso 4: determinar el producto de capacidades

En el diseño de filtros en escalera los valores de los elementos en serie y paralelos deben ser escogidos teniendo en cuenta la condición (3.11)[24].

$$Z_0 = \left| \sqrt{Z_s Z_p} \right| \quad (3.11)$$

Donde  $Z_0$  es la impedancia característica del sistema al que se conecta el filtro y  $Z_s$  y  $Z_p$  son las impedancias eléctricas del resonador serie y paralelo respectivamente. Con esta condición se intenta asegurar que en la frecuencia central del filtro tengamos una adaptación perfecta, pero no se puede asegurar que se mantenga en toda la banda de paso. Comentar, que para obtener una banda de paso aceptable lo que nos interesa es que  $Z_p$  sea lo mayor posible para que no haya derivas de la señal a masa, y  $Z_s$  interesa lo más pequeña posible para que toda la señal se transmita a la salida. Por lo tanto, la banda de paso que se obtiene depende en gran medida de las impedancias  $Z_s$  y  $Z_p$ . Más adelante se verá con detalle los efectos de ambas impedancias a la respuesta del filtro.

El cálculo de (3.11) se suele hacer muy costoso si cogemos la expresión de la impedancia descrita en (2.1), por lo tanto, para facilitar los cálculos se suele suponer que  $Z_s$  y  $Z_p$  se comportan como condensadores ( $\frac{1}{j\omega C}$ ) a la frecuencia central del filtro. A partir de esta suposición se puede llegar fácilmente a deducir la expresión (3.12) que es la que se utilizará en el método. Este parámetro es una aproximación, ya que supone que el resonador se comporta como un capacidad dentro de la banda de paso, cosa que es falsa aunque para casos en que el ancho de banda no es muy grande la aproximación es muy útil. Sin embargo, a medida que el ancho de banda se hace mayor esta aproximación se aleja más del resultado real.

$$\theta = C_0^s C_0^p = \frac{1}{(2\pi f_c R)^2} \quad (3.12)$$

Donde  $R = 50\Omega$  es la impedancia de fuente y carga.

### 3.5 Paso 5: determinar $C_0^s$ y $C_0^p$

A partir de los pasos 3 y 4 se deduce el siguiente resultado:

$$C_0^{p2} = \frac{1}{(2\pi f_c R)^2 \psi} \quad (3.13)$$

$$C_0^s = \psi C_0^p \quad (3.14)$$

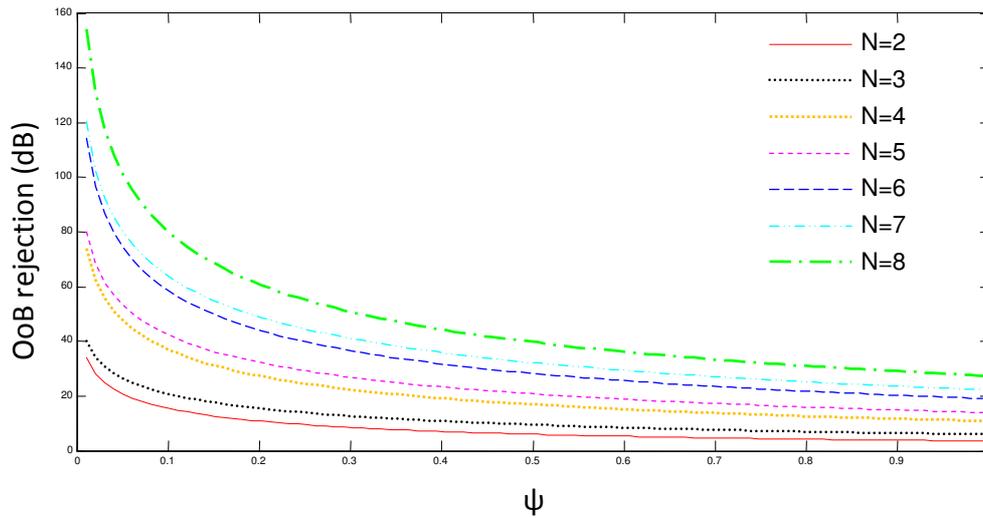


Figura 3-2. Rechazo en la banda atenuada en función de  $\psi$  para distintos valores de  $N$ .

### 3.6 Paso 6: determinar el orden del filtro

El orden del filtro lo escogemos para tener un rechazo determinado fuera de banda. En esta banda el filtro se comporta como una escalera de condensadores, por lo tanto el rechazo depende principalmente de  $N$  y  $\psi$ . Dado que  $\psi$  está fijado por  $BW_c$ , entonces podemos determinar  $N$  a partir del rechazo. En la Figura 3-2 se observa como un aumento de  $N$  conlleva siempre una mejora del rechazo, y por el otro lado vemos que para una  $N$  fija el aumento de  $BW_c$  provoca un aumento de  $\psi$  y, por lo tanto, conduce a una disminución del rechazo en la banda atenuada.

Para que quede claro el proceso que se ha llevado a cabo para obtener el rechazo fuera de banda ( $OoB$ ) en función de  $\psi$  y  $N$ , se explicará el más sencillo de todos los casos,  $N=2$  (celda básica) de la Figura 3-3.

De la Figura 3-3 se extrae la matriz ABCD tanto del resonador serie ( $Z_s$ ) que tiene una matriz ABCD que se corresponde a la de una impedancia (3.15), como del resonador paralelo ( $Z_p$ ) que su matriz ABCD se corresponde a la de una admitancia (3.16).

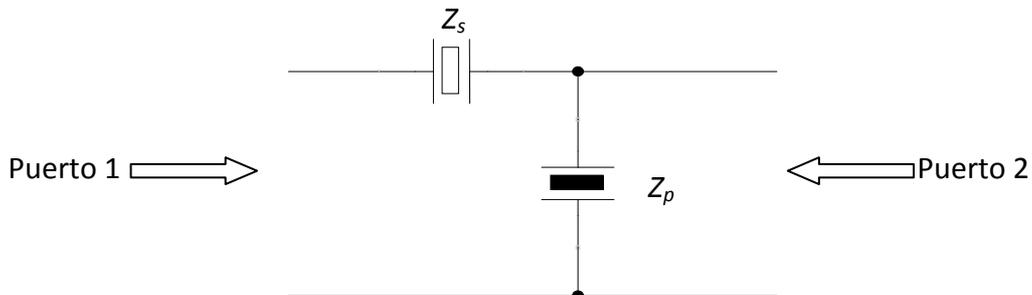


Figura 3-3. Celda básica de un filtro BAW en escalera.

- Matriz ABCD del resonador serie  $Z_s$ :

$$\begin{bmatrix} A & B \\ D & C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & Z \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (3.15)$$

Donde  $Z = \frac{1}{j\omega C_0^s}$ , ya que fuera de banda el resonador se comporta como un condensador.

- Matriz ABCD del resonador paralelo  $Z_p$ :

$$\begin{bmatrix} A & B \\ D & C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ Y & 1 \end{bmatrix} \quad (3.16)$$

Donde  $Y = j\omega C_0^p$ .

Una vez tenemos las matrices de todos los elementos del circuito, viendo la estructura del circuito, vemos que ambos elementos del circuito están colocados en cascada, con lo que la matriz total del circuito se puede calcular como el producto de las matrices ABCD (  $ABCD(Z_s) ABCD(Z_p)$ ), con lo que la matriz total del circuito queda de la siguiente manera:

$$\begin{bmatrix} 1 + ZY & Z \\ Y & 1 \end{bmatrix} \quad (3.17)$$

De (3.17) y haciendo la transformación a parámetros [s] del parámetro de transmisión  $S_{21}$  (3.18) podremos encontrar el rechazo de banda a partir de la respuesta del filtro (3.19).

$$S_{21} = \frac{2(AD - BC)}{A + \frac{B}{Z_0} + C Z_0 + D} \quad (3.18)$$

$$S_{21} = \frac{2}{2 + ZY + \frac{Z}{Z_0} + YZ_0} \quad (3.19)$$

En la expresión (3.19) aparece el término  $ZY$  que si lo desarrollamos teniendo en cuenta su valor, vemos que equivale a  $\psi^{-1}$  que es el inverso del coeficiente de capacidades. Por el contrario, nos aparecen dos términos frecuenciales  $\frac{Z}{Z_0}$  y  $YZ_0$  que no se anulan, sin embargo, estos dos términos provocan que la atenuación fuera de banda aún sea mejor pero molestan mucho a la hora de hacer los cálculos ya que no dependen de  $\psi$ . Por lo tanto, si eliminamos estos dos términos estamos creando una cota superior, es decir, aseguramos que la atenuación fuera de banda sea la peor

posible para unas especificaciones dadas y, por lo tanto, la atenuación real será siempre algo mayor. Por lo tanto, despreciamos todos los términos frecuenciales que no dependan de  $\psi$  y de esa manera la expresión queda definida en (3.20).

$$S_{21} = \frac{2}{2 + \psi^{-1}} \quad (3.20)$$

Y podemos calcular el *OoB* a partir de (3.21).

$$OoB = 10 \log \left( \frac{2}{2 + \psi^{-1}} \right) \quad (3.21)$$

Para órdenes mayores el proceso de cálculo es exactamente el mismo donde todos los términos que no dependan de  $\psi$  se desprecian.

### 3.7 Ejemplo de filtro diseñado a partir del método sistemático.

Una vez explicado el método sistemático, a continuación se llevará a cabo el diseño de un filtro con una respuesta conocida para demostrar el correcto funcionamiento del método explicado. Lo que se va a hacer es que a partir de un filtro conocido de una referencia y su respuesta se intentarán definir las especificaciones que debemos introducir en el método sistemático presentado para que una vez lo apliquemos, éste nos proporcione todos los valores de diseño para construir el filtro. Posteriormente, se compararán los valores de diseño calculados con el método y los de la referencia para verificar que coinciden y, finalmente, se diseñará el filtro según los valores calculados y se comparará la respuesta con la de la referencia para verificar resultados.

El filtro que utilizamos para verificar el método es un filtro de seis resonadores diseñado para aplicaciones de GSM obtenido de [6]. La Tabla 3-1 muestra las características del filtro [6] y en la Figura 3-4 se muestra el esquema del circuito a diseñar. Comentar que el circuito se ha simulado con ADS (Advanced Design System) y para ello, a partir de los valores de la Tabla 3-1 se ha aplicado el método de BVD explicado en el punto 2.1.4 para obtener los elementos circuitales (L y C) y poder proceder a su simulación.

Tabla 3-1. Características del filtro diseñado para aplicaciones GSM con piezoeléctrico de óxido de Zinc ( $kt = 0.23$ )[6].

	<i>pF</i>	<i>f<sub>a</sub></i> (MHz)	<i>k<sub>t</sub></i>
$C_0^s$	1.888	976.4	0.23
$C_0^p$	5.344	944.7	0.23

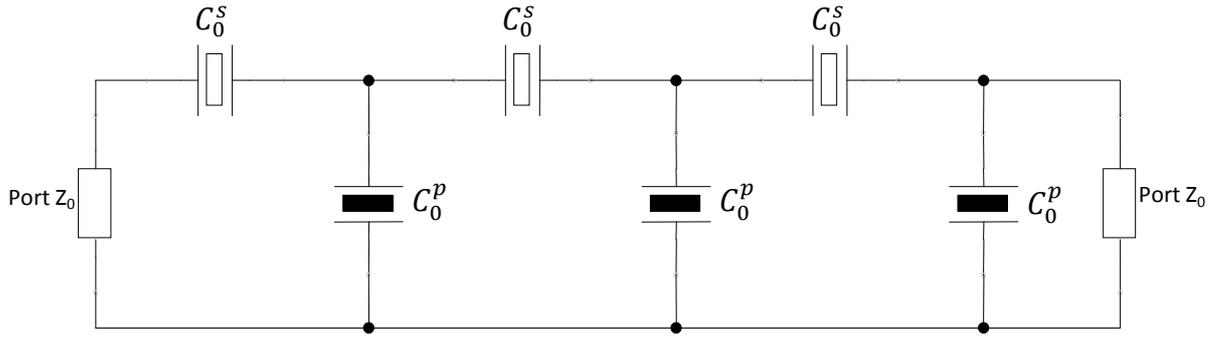


Figura 3-4. Esquema simplificado del filtro para aplicaciones GSM diseñado en ADS [6].

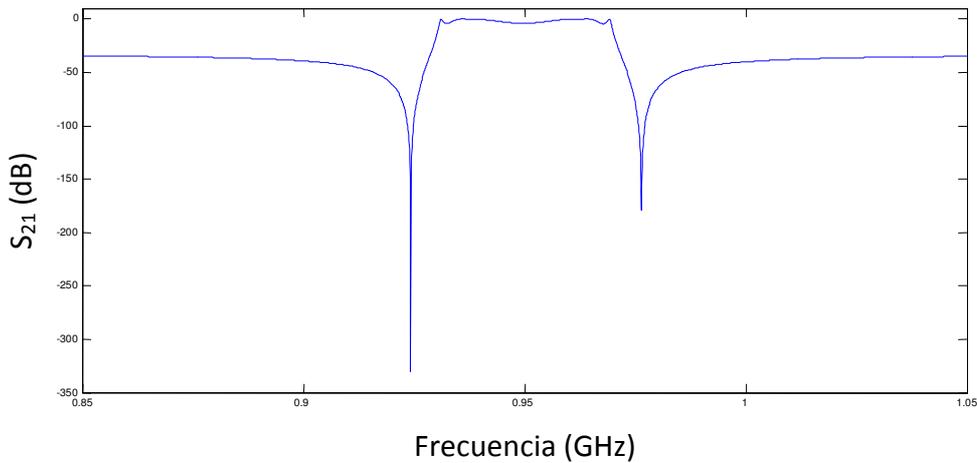


Figura 3-5. Respuesta  $S_{21}$  del filtro GSM.

La Figura 3-5 muestra la respuesta del filtro diseñado a partir de los valores de la referencia [6] definidos en la Tabla 3-1. Analizando la respuesta del filtro se extraen los datos que nos definirán las especificaciones a introducir en el método sistemático presentado. En primer lugar buscamos el ancho de banda entre cruces a definir. De la respuesta del filtro podemos extraer el  $BW_{-3\text{ dB}}$  y a partir de los valores de las capacidades de la referencia [6] podemos calcular el  $BW_c$ . Ambos resultados se muestran en la Tabla 3-2, donde se aprecia que, como se ha comentado en el apartado 2.2.1,  $BW_c < BW_{-3\text{ dB}}$  y, además,  $BW_c$  es independiente del orden  $N$  del filtro. Por lo tanto el ancho de banda que se especifica en las especificaciones será  $BW_c = 28.2\text{ MHz}$ . De la misma respuesta también podemos extraer las frecuencias del cero superior e inferior y el rechazo fuera de banda. Todas las especificaciones descritas las podemos encontrar resumidas en la Tabla 3-3.

Tabla 3-2.  $BW_c$  y  $BW_{-3\text{ dB}}$  filtro GSM diseñado a partir de [6].

$BW_c$ (MHz)	$BW_{-3\text{ dB}}$ (MHz)
28.2	38.7

Tabla 3-3. Especificaciones del filtro a diseñar con el método sistemático de diseño.

ESPECIFICACIONES FILTRO	
<b>BWc (MHz)</b>	28.2
<b><math>f_0^l</math> (MHz)</b>	924
<b><math>f_0^u</math> (MHz)</b>	976.4
<b>OoB rejection(dB)</b>	-30 dB

Una vez se conocen las especificaciones del filtro que deseamos construir, aplicamos el método sistemático presentado para obtener todos los parámetros de diseño necesarios para construir el filtro. En la Tabla 3-4 se muestran los parámetros de diseño obtenidos aplicando el método presentado, comparados con los valores procedentes de la referencia [6]. De esta tabla se puede ver que, a primera vista, los parámetros entre el filtro de la referencia [6] y los parámetros obtenidos con el método sistemático no son del todo iguales. Podemos apreciar como las frecuencias de anti-resonancia y el orden cuadrado, sin embargo, las capacidades no son exactamente las mismas. El esquema del filtro es exactamente el mismo que el de la Figura 3-4, únicamente varían los valores de los resonadores.

Como se ha comentado, los parámetros de diseño obtenidos no son idénticos a los valores de la referencia [6], sin embargo, procedemos a simular el filtro diseñado con los valores obtenidos del método sistemático para observar si la respuesta con el filtro de la referencia [6] varía significativamente o, si por el contrario, aún teniendo valores diferentes de diseño la respuesta se puede considerar equivalente.

Tabla 3-4. Comparativa de los resultados obtenidos con el método sistemático de diseño y el filtro GSM de la referencia [6].

PARÁMETRO	RESULTADOS MÉTODO SISTEMÁTICO	FILTRO GSM DE LA REFERENCIA [6]
<b><math>f_a^s</math> (MHz)</b>	976.4	976.4
<b><math>f_a^p</math> (MHz)</b>	944.71	944.7
<b><math>\psi</math></b>	0.3618	-
<b><math>C_0^s</math> (pF)</b>	2.0158	1.888
<b><math>C_0^p</math> (pF)</b>	5.5712	5.344
<b>N</b>	6	6

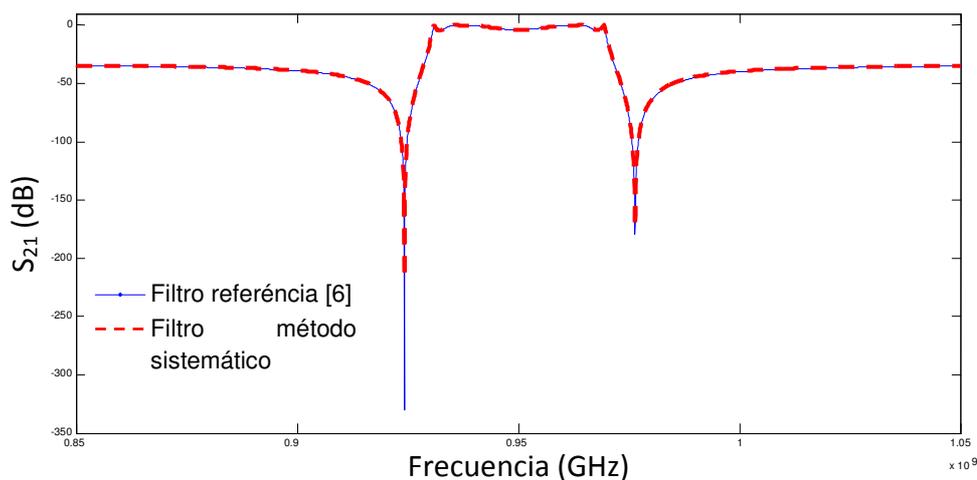


Figura 3-6. Respuesta del filtro diseñado con el método sistemático (línea roja discontinua) vs respuesta del filtro de la referencia [6] (línea azul continua).

En la Figura 3-6 se muestra la respuesta tanto del filtro diseñado de la referencia [6], como del filtro diseñado a partir de los resultados del método sistemático. Se puede ver claramente que aunque los valores de diseño de ambos filtros no sean idénticos, la respuesta de ambos filtros es prácticamente idéntica, con lo que los resultados obtenidos con el método sistemático presentado son excelentes.

### 3.8 Prestaciones y limitaciones

Como se ha ido comentando, un filtro con topología en escalera se caracteriza por tener dos ceros cercanos a la banda de paso que hacen que estos filtros tengan una selectividad elevada, y debido a sus prestaciones son muy utilizados en terminales móviles y aplicaciones de alto rendimiento. Sin embargo, vemos que los filtros en escalera tienen ciertos aspectos que se deberían mejorar.

Uno de los principales inconvenientes de esta estructura es su pobre rechazo fuera de banda, que lo podemos mejorar incrementando el orden  $N$ , sin embargo, un incremento de  $N$  implica un aumento del ancho de banda a  $-3\text{dB}$  ( $BW_{-3\text{dB}}$ ), como se puede ver en la Figura 3-7, complicando así el diseño.

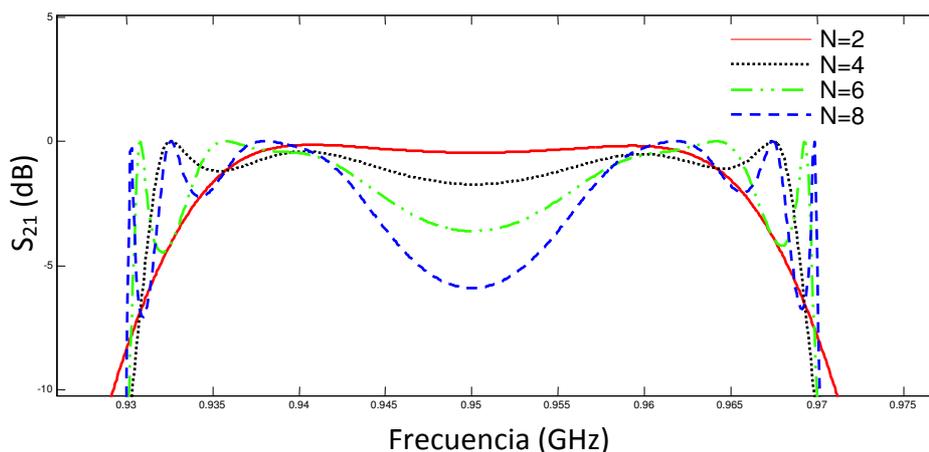


Figura 3-7. Evolución de la banda de paso de los filtros con topología en escalera al incrementar el orden N manteniendo  $\psi$  y  $BWc$  constantes ( $kt = 0.23$ ).

En la Figura 3-7, vemos que a medida que se aumenta el orden del filtro aparece un rizado ("spike") cada vez más pronunciado a los extremos de la banda de paso, lo que provoca que las pérdidas por desadaptación sean mayores en esa zona, perjudicando de esta manera a la transmisión en las bandas frecuenciales donde aparece. Esto lleva a que el ancho de banda realmente útil sea menor de lo que en principio se pueda esperar. Observando la Figura 3-7, se observa como para un orden de  $N=8$  el rizado llega a tener unas pérdidas de aproximadamente  $-7$  dB, valor que está muy por encima de los valores que se permiten en un rizado. Las dos limitaciones planteadas hasta ahora serán objeto de estudio en el Capítulo 4 y veremos que son causadas principalmente por la desadaptación entre las propias celdas del filtro. En ese mismo capítulo, estos dos problemas se mejorarán a partir de modificaciones en la estructura de los filtros en escalera tradicionales.

Observando la Figura 3-7 vemos que aparece otro problema, y es que en los filtros en escalera, aparte de aparecer un rizado en los extremos de la banda de paso con el incremento de N, también vemos como la banda de paso se deteriora, ya que aparece un valle no deseado en la zona central de la banda de paso. Para entender el porqué de la aparición de este valle se va a estudiar qué sucede al aumentar el orden del filtro.

Una de las condiciones de los filtros en escalera es que  $f_r^s \geq f_a^p$  y de esta misma condición es de donde proviene este aumento del valle con N como ahora mostraremos. Cuando se cumple  $f_r^s = f_a^p$  a la frecuencia central del filtro la impedancia serie ( $Z_s$ ) es prácticamente igual a cero y la impedancia paralelo ( $Z_p$ ) tiende a ser muy grande con lo que la señal se transmite directamente a la salida del filtro y, por lo tanto, no aparece el valle central. La condición anterior se cumple para filtros donde los ceros de transmisión están muy cercanos y es el mejor de los casos posibles que podemos tener. Sin embargo, cuando los ceros de transmisión están muy alejados ya no se cumple la condición  $f_r^s = f_a^p$  y existe una de-sintonización de la  $f_r^s$  y

$f_a^p$ , lo que provoca que a la frecuencia central del filtro,  $Z_s$  ya no tienda a cero y  $Z_p$  no sea tan grande y, por lo tanto, parte de la potencia de la señal se derive a masa provocando la aparición del valle central. Aún así, en la Figura 3-7 vemos que para órdenes pequeños no afecta, ya que la de-sintonización entre  $f_r^s$  y  $f_a^p$  es pequeña, pero a medida que se añaden nuevas etapas idénticas, todas ellas de-sintonizadas, cada vez influyen más haciendo más visible el valle central.

Aparte de la aparición del valle central con el aumento de  $N$ , éste también puede aparecer por otra causa como se puede ver en la Figura 3-8. En esta figura se ve claramente que para  $BW_c$  pequeños el valle central empeora de manera muy significativa (valores de hasta -10 dB) pero el rechazo fuera de banda es muy alto, mientras que a medida que el  $BW_c$  aumenta, el valle central desaparece casi por completo pero el rechazo fuera de banda empeora considerablemente. La causa de este problema es que al variar el  $BW_c$ , implícitamente también se varía el valor de  $\psi$  de forma directamente proporcional y, por lo tanto, se provoca un cambio en las impedancias serie y paralelo. En la Figura 3-9 (donde se representa la evolución de la impedancia serie y paralelo de los filtros representados en la Figura 3-8 con un  $BW_c$  de 15, 25 y 40 MHz) se puede ver que al tener un  $BW_c$  muy pequeño,  $\psi$  también es muy pequeño y esto provoca que en la banda de paso tanto  $Z_s$  como  $Z_p$  tengan valores similares con lo que gran parte de la señal se deriva a masa. En cambio, al tener un  $BW_c$  grande,  $\psi$  también será grande con lo que  $Z_s$  y  $Z_p$  tienen valores más alejados y el valle se hace menos visible.

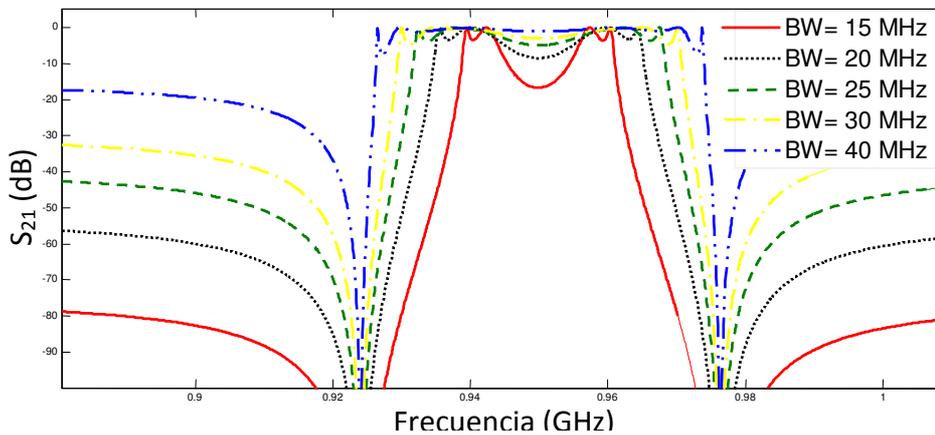


Figura 3-8. Evolución de la banda de paso y del rechazo variando  $BW_c$  y manteniendo el orden ( $kt = 0.23$ ).

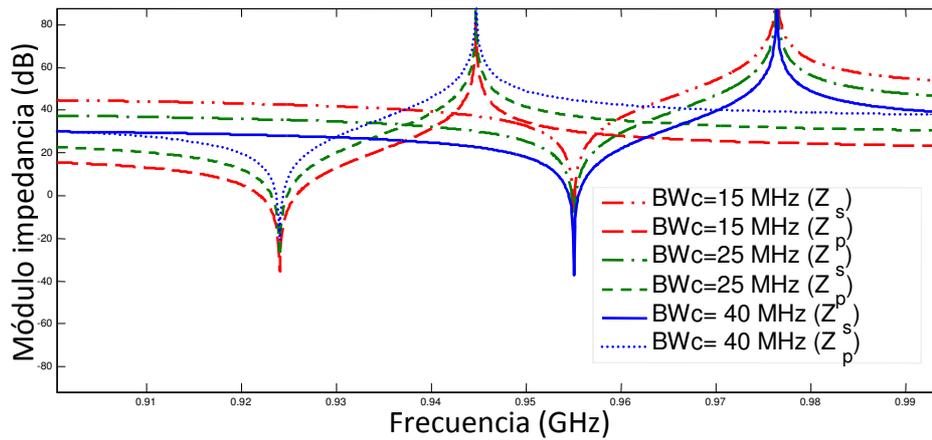


Figura 3-9. Evolución de la impedancia serie y paralelo de los filtros representados en la Figura 3-8 con un  $BW_c$  de 15, 25 y 40 MHz.

Como conclusión, vemos que el problema que surge con el valle central, a priori, no se puede solucionar ya que no es un problema de la estructura del filtro, sino que es un problema implícito de las propias bases de funcionamiento de la topología. Para evitar la aparición de este valle deberá existir un compromiso entre  $N$ ,  $BW_c$  y la posición de los ceros de transmisión. Sin embargo, el problema del rizado en los extremos de la banda de paso como se verá más adelante es un problema de la estructura con la que se diseña el filtro y que se analizará en el Capítulo 4.

### 3.9 Conclusiones

A lo largo del presente capítulo se ha presentado un método de diseño sistemático para la síntesis de filtros BAW en escalera, que a partir de unas especificaciones fijadas nos permite obtener todos los parámetros de diseño necesarios para construir un filtro en escalera tradicional. El método presentado consta de los siguientes pasos que hay que seguir de forma ordenada:

- 1) Determinar las frecuencias del cero superior e inferior del filtro.
- 2) Determinar  $f_r^s$  y  $f_a^p$ .
- 3) Determinar el coeficiente entre capacidades  $\psi = \frac{C_0^s}{C_0^p}$ .
- 4) Determinar el producto de capacidades  $\theta = C_0^p C_0^s$ .
- 5) Determinar  $C_0^s$  y  $C_0^p$ .
- 6) Determinar el orden del filtro  $N$ .

Para la validación del método presentado se ha utilizado el filtro conocido de la referencia [6]. A partir de los valores de la referencia se diseñado y simulado el filtro. De la misma respuesta del filtro se han extraído los datos que nos son útiles para definir las especificaciones del filtro del que queremos que el método nos proporciones todos los parámetros de diseño. Más tarde se ha aplicado el método a

dichas especificaciones y se han obtenido unos valores de diseño donde algunos difieren de los valores de la referencia. El orden del filtro, las frecuencias de resonancia y anti-resonancia son idénticos pero los valores de las capacidades de los resonadores varían significativamente. Sin embargo, se ha simulado la respuesta en ambos casos y se ha podido ver que aunque los valores difieren, las respuestas son prácticamente idénticas, verificando de esta manera el método presentado.

Una vez verificado el método sistemático, por último, se han comentado las prestaciones y, sobretodo las limitaciones o inconvenientes de los filtros diseñados con esta topología.

Como prestaciones, los filtros en escalera tienen la propiedad de tener dos ceros muy cercanos a la banda de paso lo que les hace tener una selectividad muy elevada en las zonas de transición. Esta propiedad hace que estos filtros sean atractivos para usarse en telefonía móvil y aplicaciones de alto rendimiento.

Las principales limitaciones de los filtros en escalera las podemos resumir en los siguientes puntos.

- Aparición de un valle a frecuencias cercanas a la frecuencia central del filtro si se aumenta el orden.
- Aparición de un valle a frecuencias cercanas a la frecuencia central del filtro si se disminuye  $BW_c$ .
- Aparición de un rizado ("spike") indeseado en los extremos de la banda de paso a medida que se aumenta el orden.
- Tiene un pobre rechazo fuera de banda si el orden es bajo.
- El ancho de banda a -3 dB ( $BW_{-3dB}$ ) incrementa si se incrementa N.

Se ha visto que las dos primeras limitaciones son de origen funcional del filtro, es decir, son causados por las propias condiciones de funcionamiento del filtro y, por lo tanto, no se pueden solucionar. Por el otro lado, el resto de limitaciones se verá (Capítulo 4) que son de origen estructural, es decir, se causan debido a que ciertos aspectos de la estructura no están bien diseñados. Estas limitaciones estructurales se mejorarán en el Capítulo 4, a partir de un estudio en profundidad la estructura para poder identificar las causas y, finalmente modificando de alguna manera la estructura del filtro podamos eliminarlas o al menos mejorarlas.



## Capítulo 4.

# ESTUDIO DE LAS LIMITACIONES ESTRUCTURALES DE LOS FILTROS CON TOPOLOGÍA EN ESCALERA

---

En el Capítulo 3 se han presentado las principales limitaciones tanto funcionales como estructurales de los filtros con topología en escalera. Por lo tanto, el objetivo principal del presente capítulo y también del proyecto es hacer un estudio en profundidad de la estructura en escalera, para encontrar las causas de las limitaciones estructurales y una vez identificadas, ver qué aspectos de la propia estructura podemos cambiar para, en la medida de lo posible, diluir o **mejorar las limitaciones de los filtros manteniendo prestaciones** y como se verá, incluso **mejorando el orden del filtro**.

Las principales limitaciones estructurales comentadas en el Capítulo 3 y a las que podemos buscar una solución o mejorar son:

- Aparición de un rizado (“spike”) indeseado en los extremos de la banda de paso a medida que se aumenta el orden.
- El rechazo fuera de banda es muy pobre si el orden es bajo.
- El  $BW_{-3dB}$  incrementa si se incrementa N.

A continuación se va a proceder a un estudio en profundidad de la estructura en escalera para identificar los porqués de estas limitaciones, y presentar, si es posible, las modificaciones necesarias en la estructura para mejorarlas.

### 4.1 Análisis de la estructura de los filtros en escalera convencionales

Como se ha comentado en el apartado 3.8, la aparición del rizado en los extremos de la banda de paso se debe principalmente a la desadaptación entre las propias etapas (celdas básicas) del filtro. Esta desadaptación puede degradar progresivamente la respuesta del filtro a medida que se añaden nuevas etapas. Se puede comprobar en la Figura 4-1, como efectivamente, al aumentar el orden del filtro la banda de paso se degrada progresivamente en los extremos, creando un rizado indeseado más conocido

como “spike”. Por el centro de la banda de paso vemos que la respuesta también se degrada pero, como ya se ha comentado en el apartado 3.8, este valle no es causado por la desadaptación, sino que es provocado por el propio funcionamiento de la topología en escalera y, a priori, no se puede solucionar.

Con el objetivo de reducir la desadaptación entre etapas en [24], [25] y [26] se propone una nueva estructura de diseño para filtros con topología en escalera. Con esta nueva topología una celda básica se conecta a otra celda básica con sus puertos de salida y entrada invertidos y esta a la vez está conectada de nuevo a otra celda básica en su posición natural. La estructura comentada se puede observar en la Figura 4-2. Para poder entender el porqué de la nueva estructura propuesta en [24], [25] y [26], vamos a estudiar en qué consiste esta desadaptación entre etapas de la que hemos hablado. Para ello, se va a proceder a realizar un estudio de la impedancia equivalente de una celda básica vista desde ambos puertos. Una vez entendidos los problemas de la estructura de diseño utilizada hasta ahora, se estudiarán las ventajas que puede aportar la nueva estructura de diseño propuesta en [24], [25] y [26].

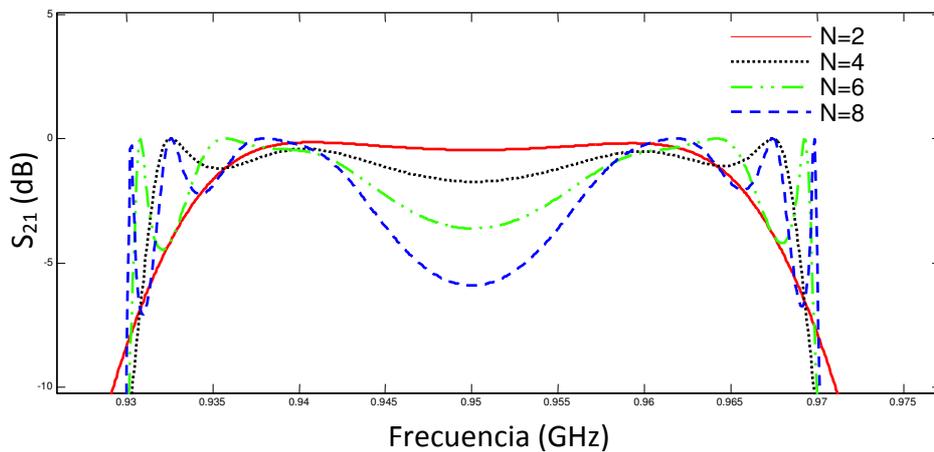


Figura 4-1. Evolución de la banda de paso de los filtros con topología en escalera al incrementar el orden  $N$  manteniendo  $\psi$  y  $BWc$  constantes ( $kt = 0.23$ ).

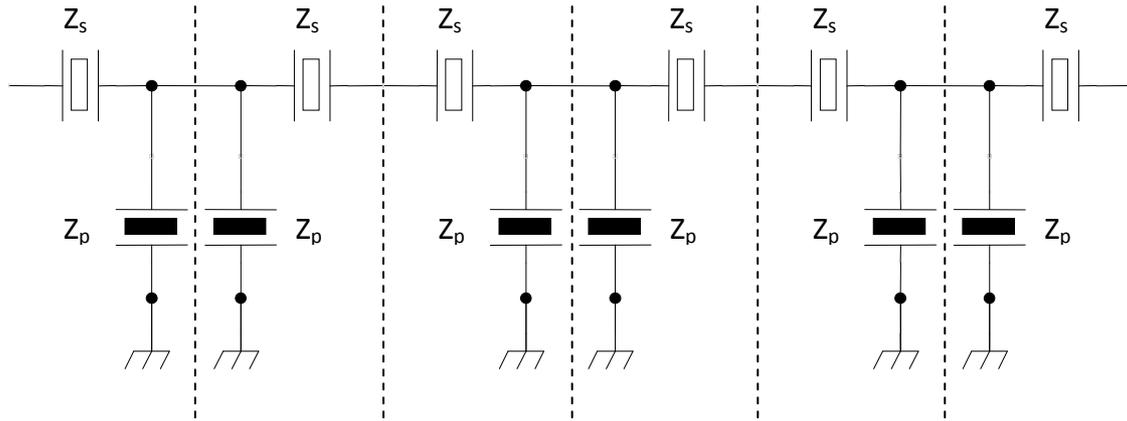


Figura 4-2. Estructura filtro en escalera de seis etapas (N=12) según las referencias [24], [25] y [26].

Previo al estudio de la impedancia equivalente vista de ambos lados, es necesario repasar el concepto de adaptación para la interconexión de dos redes de dos puertos como la representada en la Figura 4-3. En ella se representa el caso de dos redes de adaptación: Una primera red A con una impedancia vista desde el puerto dos como la de la expresión (4.1), y una segunda red B con una impedancia vista desde el puerto tres como la de la expresión (4.2).

De acuerdo con la teoría de interconexión de redes, cuando dos redes de dos puertos arbitrarias se conectan entre sí como se ve en la Figura 4-3, con el objetivo de minimizar las pérdidas debidas a la reflexión entre etapas, los valores de las impedancias equivalentes de las dos redes adyacentes (A y B), vistas desde los terminales de conexión, deberían ser una impedancia igual al conjugado de la otra como muestra (4.3). En caso de tener impedancias únicamente reales, con tener la misma impedancia a ambos lados se satisface la condición de adaptación, pero en nuestro caso, como se ha visto, estamos trabajando con resonadores, por lo tanto, tendrán tanto una parte real como una parte imaginaria, es decir, se deberá cumplir la condición de que una impedancia debe ser el conjugado de la otra.

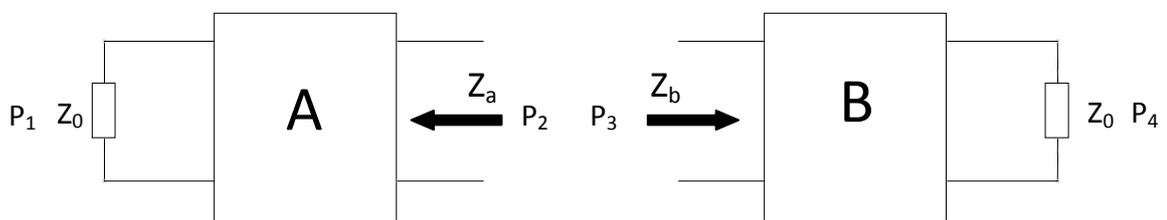


Figura 4-3. Representación de dos redes antes de proceder a la adaptación.

$$Z_a = R_a + jX_a \tag{4.1}$$

$$Z_b = R_b + jX_b \tag{4.2}$$

$$Z_a = Z_b^* \tag{4.3}$$

La celda básica que se utilizará en este estudio proviene del filtro diseñado a partir del método sistemático presentado en el Capítulo 3 y cuyos parámetros se recuerdan en la Tabla 4-1. En la Figura 4-4 se muestra el primer caso a analizar donde se analiza la impedancia equivalente de la celda básica vista desde el puerto 1.

En la Figura 4-5 se muestra la respuesta de la impedancia y reactancia de la estructura representada en la Figura 4-4. Como se puede ver, la estructura tiene una anti-resonancia a la frecuencia donde está el cero de transmisión superior, en concreto a  $f_a^S$ , ya que la resistencia tiene su valor máximo, mientras que la reactancia tiene su paso por cero. Cerca de la frecuencia central de la celda básica no se aprecia bien debido a la magnitud del pico máximo, pero la resistencia tiende a ser muy pequeña y la reactancia tiende a valer cero.

Tabla 4-1. Características de los resonadores utilizados en el análisis de la impedancia equivalente de una celda básica vista desde ambos puertos de ésta.

PARÁMETRO	RESULTADOS MÉTODO SISTEMÁTICO
$f_a^S$ (MHz)	976.4
$f_a^P$ (MHz)	944.71
$\psi$	0.3618
$C_0^S$ (pF)	2.0158
$C_0^P$ (pF)	5.5712

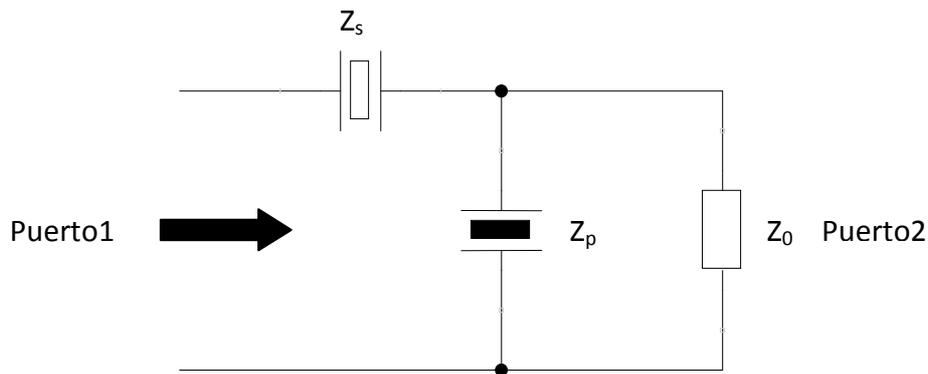


Figura 4-4. Análisis de la impedancia de una celda básica vista desde el puerto 1.

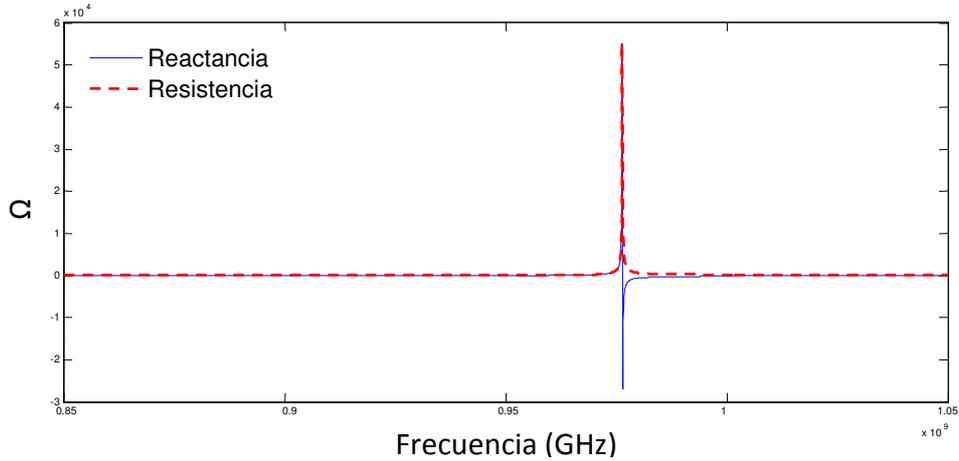


Figura 4-5. Impedancia (resistencias y reactancia) de una celda básica vista desde el puerto 1.

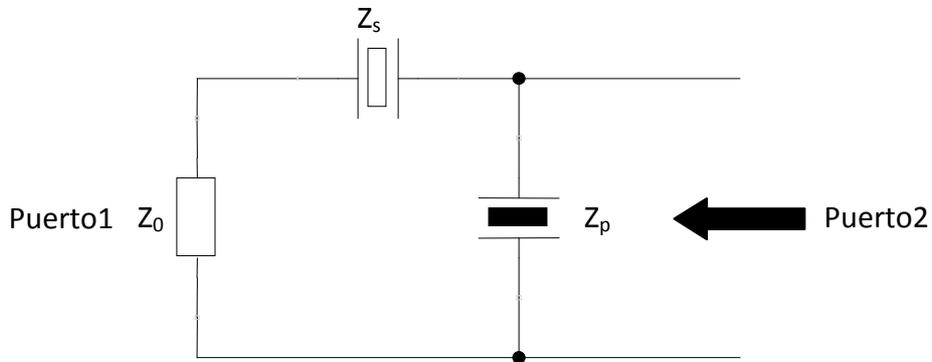


Figura 4-6. Análisis de la impedancia de una celda básica vista desde el puerto 2.

El siguiente paso, como se ve en la Figura 4-6, es analizar la impedancia equivalente vista desde el puerto 2 y cuya respuesta está representada en la Figura 4-7. En este caso, en la estructura analizada hay dos zonas de interés. En la primera, existe un primer pico donde la resistencia es mínima y la reactancia tiene su paso por cero. La otra zona de interés la encontramos en el punto donde la resistencia tiene su mayor máximo y la reactancia su valor mínimo. En el primer punto de interés está muy cerca de la frecuencia del cero inferior, mientras que en el segundo está cercano a la frecuencia del cero superior.

A simple vista se puede ver que ambas respuestas no son equivalentes. En el caso de la parte real de la impedancia (resistencia) vista desde ambos puertos como se muestra en la Figura 4-8, se ve claramente que no tienen el mismo valor. En el caso de la parte imaginaria (reactancia) de la impedancia vista desde ambos puertos como en la Figura 4-9, se puede ver claramente que aparte de no ser equivalente tampoco se cumple que una sea el conjugado de la otra. Por lo tanto, concatenando dos celdas básicas como lo hemos ido haciendo hasta ahora (apartado 2.2.1) no se cumple, para nada, la condición de adaptación descrita en (4.3) ( $R_a \neq R_b$  y  $X_a \neq -X_b$ ), con lo que la conexión de una celda básica con otra provoca que entre el puerto de salida de la

primera y el puerto de entrada de la segunda haya una gran desadaptación lo que implica que cierta potencia de la onda incidente a la segunda celda se refleje en su puerto de entrada provocando una pérdida de la potencia transmitida a la salida de la segunda celda.

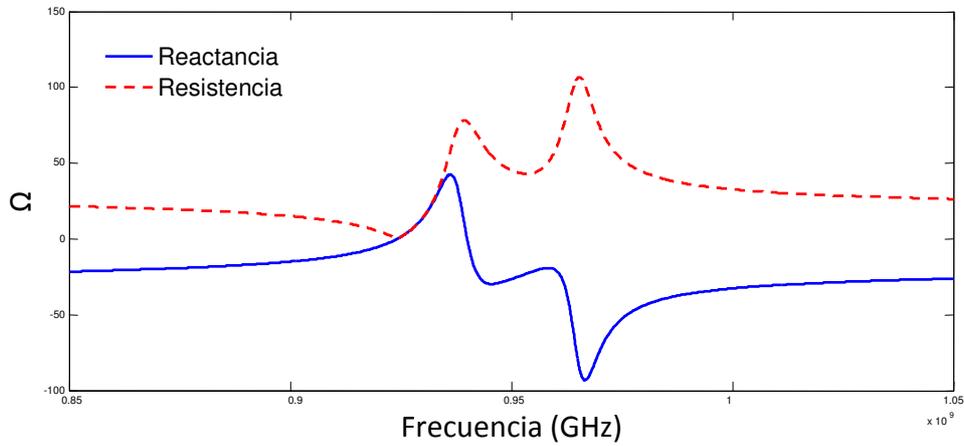


Figura 4-7. Impedancia (resistencias y reactancia) de una celda básica vista desde el puerto 2.

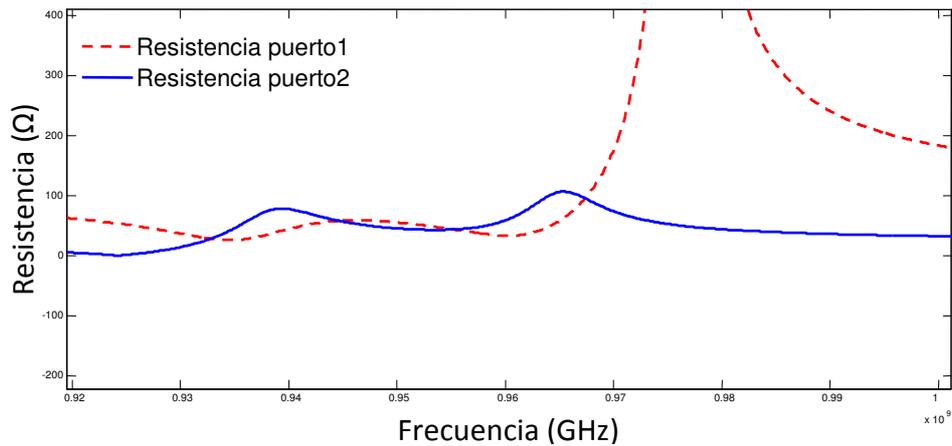


Figura 4-8. Resistencia de una celda básica vista desde el puerto 1 (línea roja discontinua) y puerto 2 (línea azul continua).

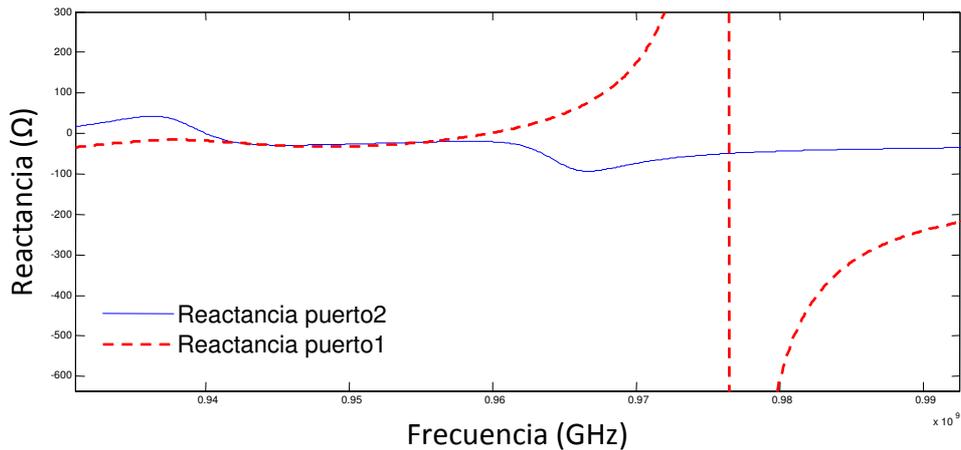


Figura 4-9. Reactancia de una celda básica vista desde el puerto 1 (línea roja discontinua) y puerto 2 (línea azul continua).

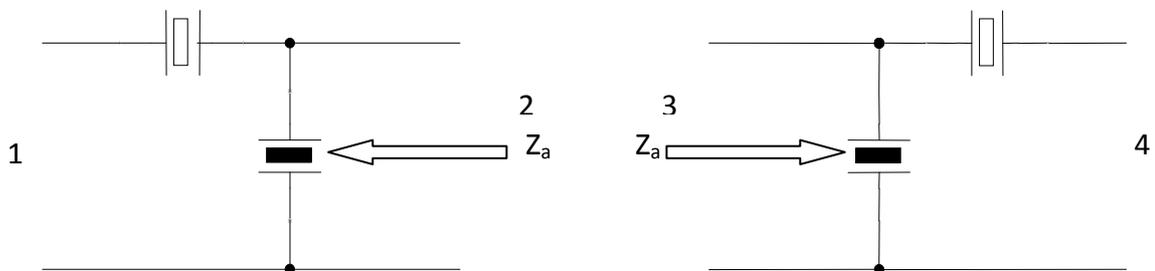


Figura 4-10. Conexión de una celda básica con otra girada.

Visto que con la estructura tradicional de los filtros en escalera hay una gran desadaptación vamos a ver qué sucede con la nueva estructura de diseño propuesta en [24], [25] y [26]. A simple vista como se ve en la Figura 4-10, y teniendo en cuenta que todas las celdas básicas son idénticas se puede ver que una de las ventajas principales de esta topología es que, entre etapa y etapa habrá una mejor adaptación que la que obtenemos con la estructura que hemos utilizado hasta ahora (apartado 2.2.1). Imponiendo este diseño se sigue sin cumplir la condición del conjugado de impedancias vista en (4.3) pero la nueva estructura mejora la adaptación claramente entre los puerto 2 y 3, ya que al menos conseguimos cumplir una de las condiciones de adaptación  $R_a = R_b$  aunque la reactancia vale  $X_a = X_b$  y no  $X_a = -X_b$  para tener plena adaptación. Por lo tanto, esta nueva estructura aunque no garantiza plena adaptación puede ser una buena solución para mejorar el rizado que aparece a los extremos de la banda de paso.

Llegados a este punto vamos a comprobar si aplicando esta nueva estructura de diseño, el rizado de los extremos realmente mejora o desaparece. Para ello, en la Tabla 4-2 y en la Figura 4-11 recuperamos los parámetros y el esquema de la estructura del filtro obtenidos con el método de diseño en el apartado 3.7. A este mismo filtro se le van a aplicar los cambios propuestos en [24], [25] y [26] para comprobar su correcto

funcionamiento. En la Figura 4-12 se muestra como queda el filtro aplicando los cambios propuestos en las referencias citadas pero con la caracterización de los resonadores obtenida en el método sistemático.

Tabla 4-2. Parámetros de diseño del filtro obtenidos con el método sistemático presentado en el apartado 3.7.

PARÁMETRO	RESULTADOS MÉTODO SISTEMÁTICO
$f_a^s(MHz)$	976.4
$f_a^p(MHz)$	944.71
$\psi$	0.3618
$C_0^s(pF)$	2.0158
$C_0^p(pF)$	5.5712
<b>N</b>	<b>6</b>

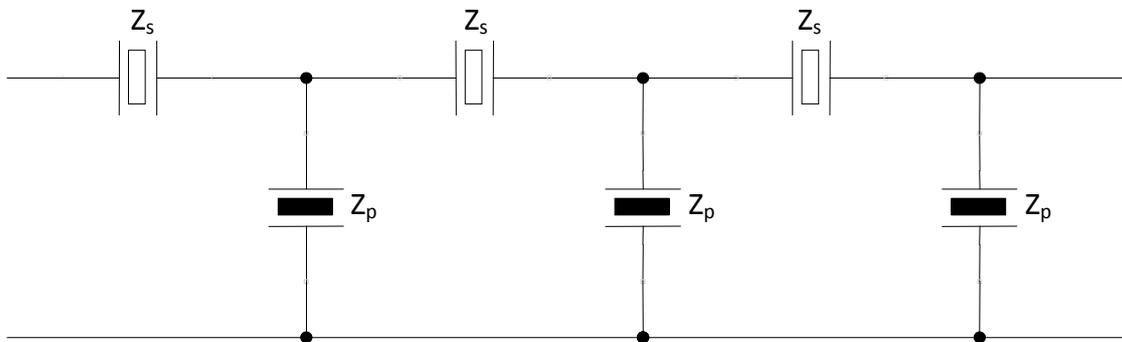


Figura 4-11. Estructura del filtro diseñado con el método sistemático.

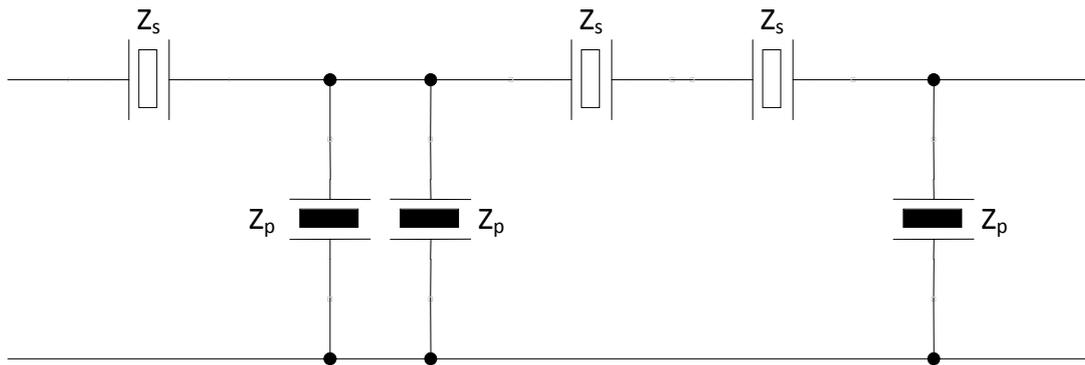


Figura 4-12. Estructura de diseño de filtros BAW en escalera propuesta en [24], [25] y [26].

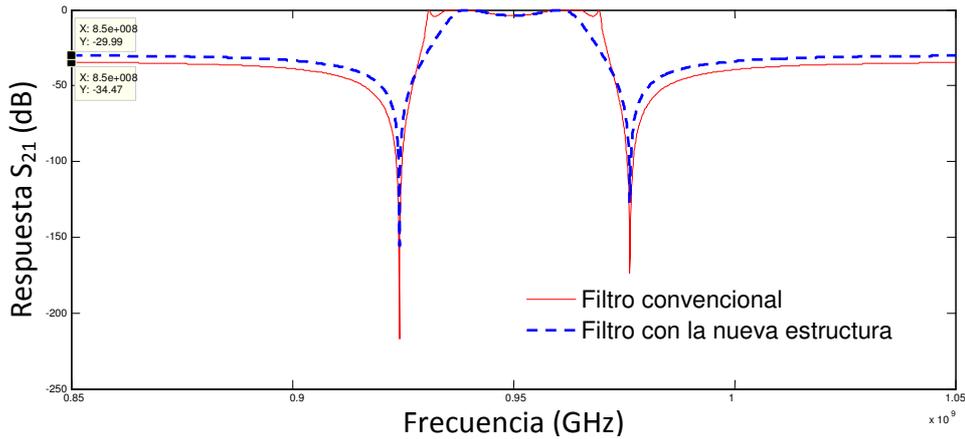


Figura 4-13. Comparativa entre la respuesta del filtro diseñado de manera tradicional (línea roja) y la respuesta del filtro diseñado a partir del diseño propuesto (línea azul discontinua).

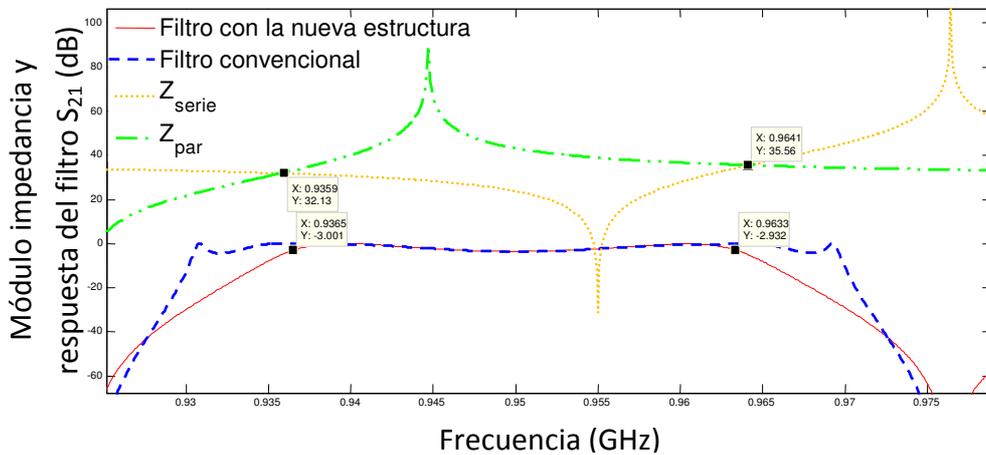


Figura 4-14. Comparativa entre la respuesta de la banda de paso del filtro diseñado de manera tradicional (línea azul discontinua) y la respuesta del filtro diseñado a partir del diseño propuesto (línea roja). Representación de la impedancia paralelo (línea verde) y serie (línea amarilla punteada).

Una vez diseñado el filtro de la Figura 4-12, se muestra la respuesta de éste y del filtro de la Figura 4-11 para ver si introduce alguna mejora. La respuesta de ambos filtros está representada en la Figura 4-13 y en la Figura 4-14, donde se ha aplicado un zoom en la banda de paso para poder analizar bien lo que está pasando. En la Figura 4-13 lo más significativo es que el rechazo fuera de banda ha empeorado pero de manera insignificante ( $\sim 4$  dB). En cambio, de la Figura 4-14 podemos analizar muchos más aspectos que están sucediendo. Se puede constatar que el rizado que antes aparecía en los extremos de la banda de paso ha desaparecido totalmente, lo que quiere decir que, efectivamente, el rizado en los extremos de la banda de paso se debía a la desadaptación existente entre las propias etapas del filtro. Una vez mejorada la adaptación, el rizado desaparece, y además, vemos que el  $BW_{-3dB}$  disminuye considerablemente, hasta el punto en que  $BW_{-3dB} \approx BW_c$  con lo que el ancho de

banda a  $BW_{-3dB}$  se ajusta mucho mejor al ancho de banda fijado en las especificaciones y, por lo tanto, la respuesta es mucho más precisa.

## 4.2 Formación de la nueva estructura

Una vez vistas las mejoras introducidas por la nueva estructura vamos a explicar con detalle la formación de ésta, partiendo de la estructura explicada en el apartado 2.2.1. La idea principal es que partiendo de un filtro con estructura convencional obtenido con el método sistemático, podamos construir su filtro equivalente con la nueva estructura de manera sencilla. Para explicar la formación de la estructura volvemos a recuperar el filtro con las propiedades de la Tabla 4-3 y con una estructura como la de Figura 4-15. En la Figura 4-15 se ve claramente donde empieza y acaba cada una de las celdas básicas que componen el filtro. Esta descomposición y numeración de las celdas básicas o etapas nos será muy útil para ver gráficamente cuales son las celdas que debemos que girar. Como vemos este filtro consta de 3 celdas básicas o etapas.

Una vez descomponemos el filtro en celdas básicas o etapas, el próximo paso es invertir únicamente aquellas celdas que caen en una posición par. En nuestro caso únicamente hay tres etapas, por lo tanto, solo tenemos que invertir la segunda etapa. Si se invierte la segunda etapa obtenemos el esquema de la Figura 4-16. Hasta este punto la respuesta con la nueva estructura respecto al filtro en escalera tradicional la podemos ver en Figura 4-17. Como se ha comentado anteriormente en el apartado 4.1, con la nueva estructura se anula el rizado a los extremos de la banda de paso, la banda de paso se mantiene igual y el rechazo fuera de banda es casi idéntico.

Llegados a este punto, vemos que los extremos de cada celda básica están en serie o paralelo con resonadores de la misma impedancia característica, lo que nos permite unir los dos resonadores paralelos y los dos resonadores serie en un resonador paralelo y serie equivalente.

Tabla 4-3. Parámetros de diseño del filtro obtenidos con el método sistemático presentado en el apartado 3.7.

PARÁMETRO	RESULTADOS MÉTODO SISTEMÁTICO
$f_a^s(MHz)$	976.4
$f_a^p(MHz)$	944.71
$\psi$	0.3618
$C_0^s(pF)$	2.0158
$C_0^p(pF)$	5.5712
<b>N</b>	<b>6</b>

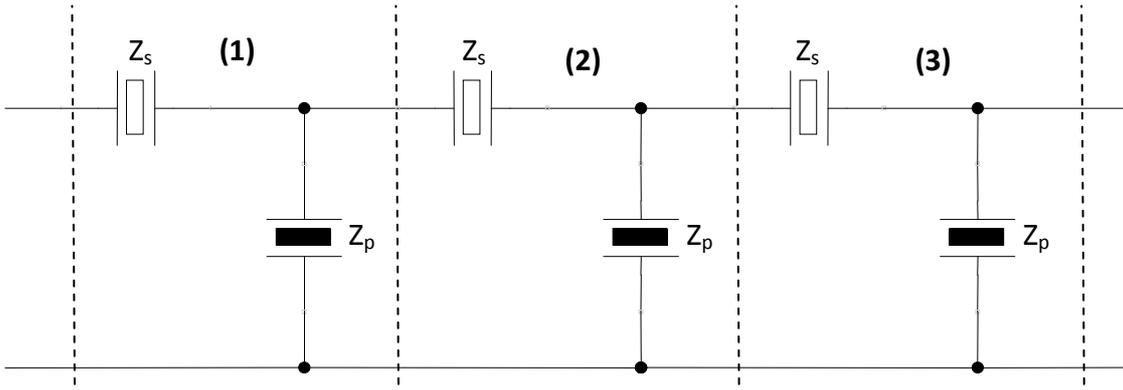


Figura 4-15. Estructura del filtro diseñado con el método sistemático.

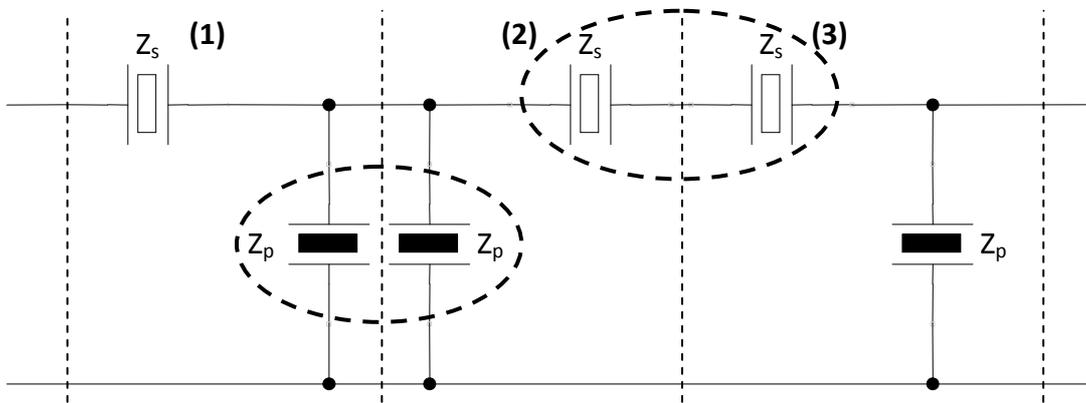


Figura 4-16. Nueva estructura propuesta para el filtro de la Figura 4-16 donde se marcan los resonadores serie y paralelo que podemos simplificar en uno de solo.

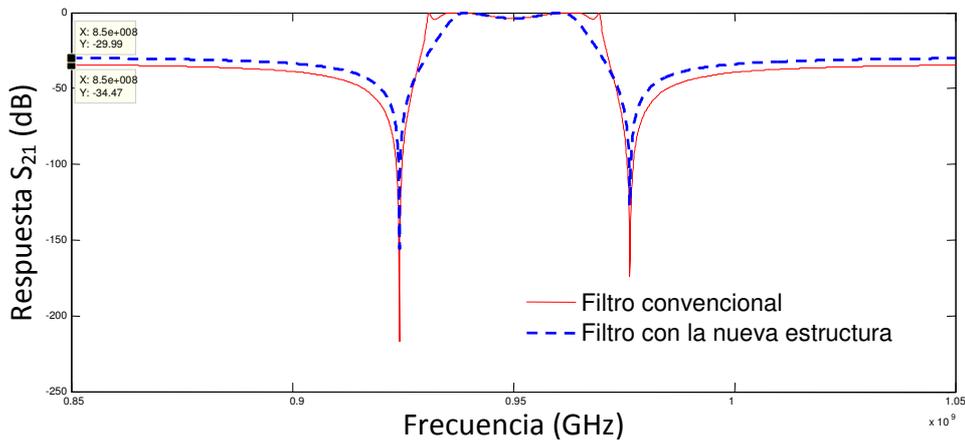


Figura 4-17. Comparativa entre la respuesta del filtro diseñado de manera tradicional (línea roja) y la respuesta del filtro diseñado a partir de la estructura propuesta (línea azul).

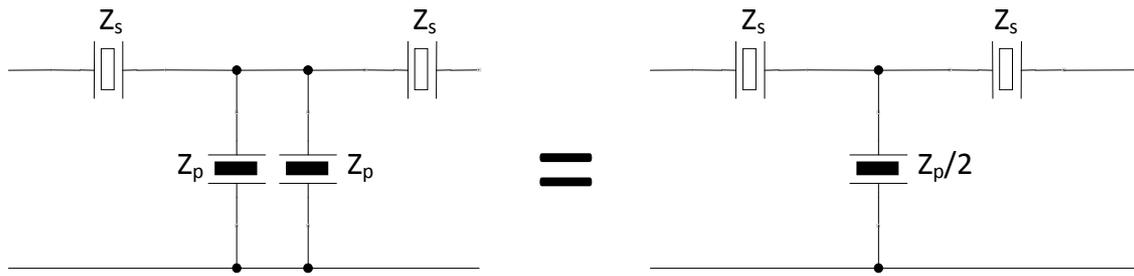


Figura 4-18. Proceso de simplificación de los resonadores paralelos.

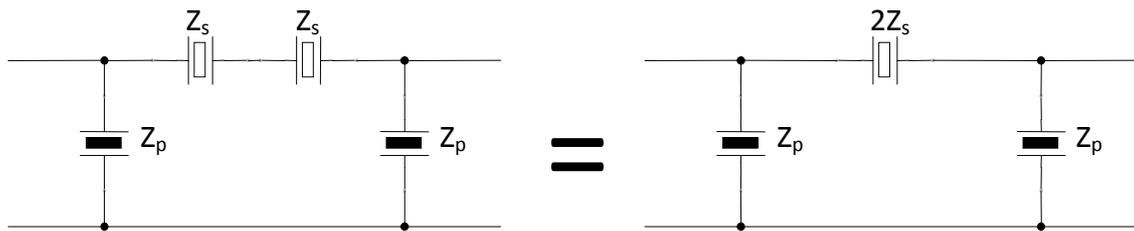


Figura 4-19. Proceso de simplificación de los resonadores serie.

Al hacer la simplificación de los dos resonadores en paralelo, y como son idénticos, el resultado es un resonador con una impedancia equivalente igual a la mitad ( $Z_p/2$ ) como se puede ver en la Figura 4-18. Esto implica que el valor de la capacidad estática  $C_0^p$  será el doble.

$$C_0^{p'} = 2C_0^p \quad (4.4)$$

Sin embargo, como se puede ver en la Figura 4-19, la simplificación de los dos resonadores en serie equivale a un resonador con una impedancia equivalente igual al doble de la original ( $2Z_s$ ). En este caso, esto implica que el valor de la capacidad estática se reduce a la mitad.

$$C_0^{s'} = \frac{C_0^s}{2} \quad (4.5)$$

Por lo tanto, al unir dos resonadores en uno equivalente estamos reduciendo el orden, y en realidad lo único que estamos cambiando es el valor de la capacidad estática  $C_0^p$  y  $C_0^s$ . El filtro resultante de esta simplificación se puede ver en la Figura 4-20. Finalmente, falta ver si el filtro de la Figura 4-20, que ha sufrido el proceso de simplificación tiene, como esperamos, una respuesta idéntica al de la Figura 4-16, o si por el contrario, la respuesta ha mejorado o en empeorado. Esta comparación se realiza en la Figura 4-21. En ella, se puede observar perfectamente que la simplificación de los resonadores no ha afectado para nada la respuesta del filtro. Por lo tanto, los resultados obtenidos a partir de los cambios realizados son excelentes, ya que mantenemos invariables las pérdidas de retorno de la zona central de la banda de paso, hemos hecho desaparecer por completo el rizado que aparecía en los extremos

de la banda de paso, el nuevo  $BW_{-3dB}$  se ajusta mucho más al  $BW_c$  fijado en las especificaciones y, sobretodo, **hemos reducido el número de resonadores de seis a cuatro**, con la miniaturización del circuito que conlleva. Esta reducción ha implicado un ligero empeoramiento del rechazo en la banda de rechazo ( $\sim 4$  dB), pero que a los niveles de atenuación que se trabaja en esa banda no supone un deterioro significativo.

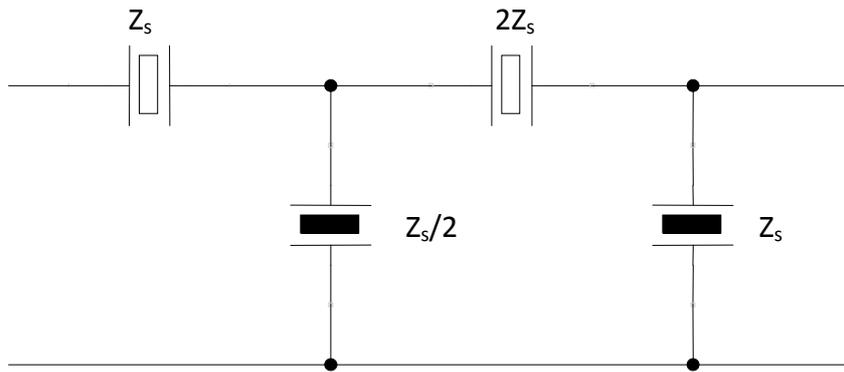


Figura 4-20. Filtro de la Figura 4-15 después de aplicar la simplificación.

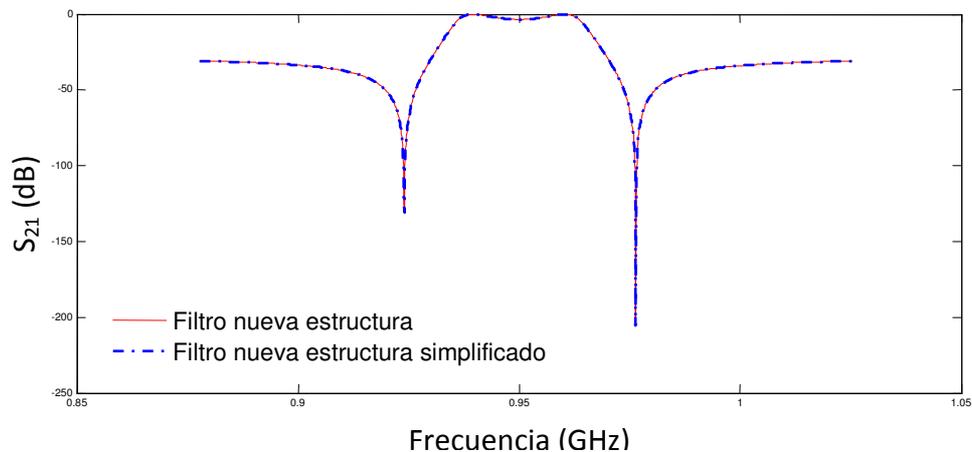


Figura 4-21. Comparativa de la respuesta del filtro a partir del nuevo método de diseño sin simplificar (línea roja) y simplificado (línea azul).

Tabla 4-4. Comparativa del número de resonadores con el método tradicional y el número de resonadores después de aplicar la simplificación.

NÚMERO DE RESONADORES SIN SIMPLIFICACIÓN	NÚMERO DE RESONADORES APLICANDO SIMPLIFICACIÓN
2	2
3	2
4	3
5	3
6	4
7	4
8	5

NÚMERO DE RESONADORES SIN SIMPLIFICACIÓN	NÚMERO DE RESONADORES APLICANDO SIMPLIFICACIÓN
9	5
10	6

Con el método de simplificación explicado anteriormente se puede encontrar una relación entre el número de resonadores de los filtros en escalera convencionales y el número de resonadores que obtenemos con esta simplificación. Esta relación la podemos ver representada en la Tabla 4-4 y, además se observa que existe una relación diferente según si el número del circuito original era par o impar.

- Relación para valores pares de N:

$$N_{simplificado} = \left( \frac{N_{original} + 2}{2} \right) \text{ si } N \geq 2 \quad (4.6)$$

- Relación para valores impares de N:

$$N_{simplificado} = \left( \frac{N_{original}}{2} + 1 \right) \text{ si } N \geq 3 \quad (4.7)$$

A partir de la Tabla 4-4 podemos ver que, curiosamente, con la nueva estructura, un filtro de un orden determinado es equivalente a dos filtros de diferente orden del método tradicional de diseño. Esta propiedad es una herramienta muy potente a la hora de diseñar nuestros filtros, ya que con un mismo orden podemos conseguir dos rechazos fuera de banda diferentes. Para poder entender lo que está pasando vamos a simplificar la estructura de los filtros con N=4 y N=5 diseñados con el método tradicional.

- Filtro de orden N=4 con estructura convencional

En la Figura 4-22 vemos la estructura del filtro de N=4 diseñado con la estructura convencional. Al ser un filtro de orden cuatro, solo consta de dos etapas y por lo tanto la segunda etapa como se ve en la Figura 4-23 la podemos invertir. De esta misma figura vemos que podemos simplificar los dos resonadores en paralelo que están en contacto. Finalmente, una vez aplicada la simplificación obtenemos la estructura de la Figura 4-24.

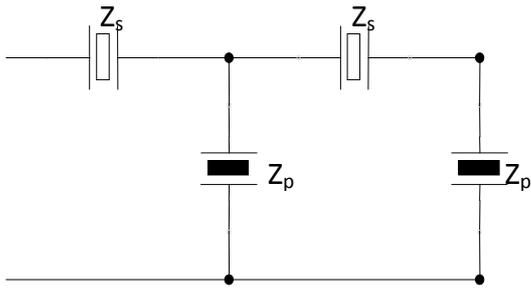


Figura 4-22. Filtro de N=4 diseñado a partir del método tradicional de diseño.

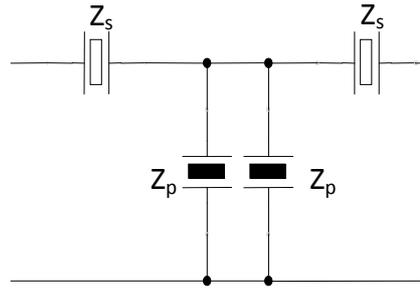


Figura 4-23. Filtro N=4 con etapa 2 invertida.

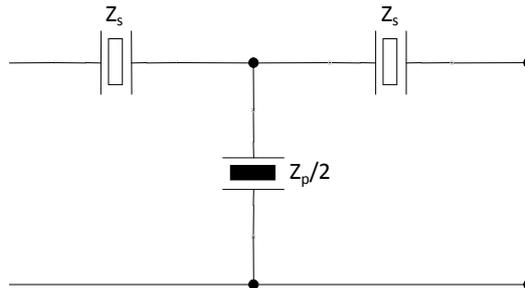


Figura 4-24. Filtro de N=4 simplificado a partir de la nueva estructura propuesta.

- Filtro de orden N=5 con estructura convencional

En la Figura 4-25 vemos la estructura del filtro de N=5 diseñado con la estructura convencional. Al ser un filtro de orden 5, éste consta de dos etapas y un único resonador en serie que se correspondería a la tercera etapa. Con esta estructura, por lo tanto, como para el caso N=4 solo podemos invertir la segunda etapa del filtro como se muestra en la Figura 4-26. De esta misma figura vemos que podemos simplificar dos resonadores en paralelo y dos más en serie que están en contacto. Finalmente, una vez aplicada la simplificación obtenemos la estructura de la Figura 4-27.

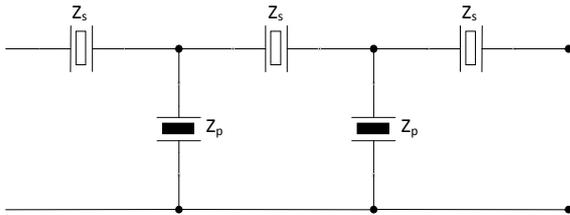


Figura 4-25. Filtro de N=5 diseñado a partir del método tradicional de diseño.

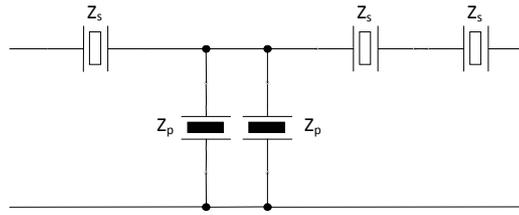


Figura 4-26. Filtro N=5 con etapa 2 invertida.

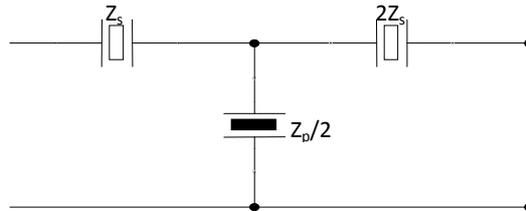


Figura 4-27. Filtro de N=5 simplificado a partir de la nueva estructura propuesta.

De la Figura 4-24 y la Figura 4-27 se puede ver que la única diferencia entre ambos circuitos está en el valor de la última impedancia del circuito. Por lo tanto, debemos tener algún método para diferenciar estos casos en que un filtro con un mismo N pero diferente estructura nos permite obtener dos rechazos diferentes. Para ello, al filtro que contenga como último resonador un resonador con impedancia equivalente  $Z_s$  o  $Z_p$  le denominaremos con la letra A y de los dos rechazos posibles, será el más bajo. Por el otro lado, para el filtro que tiene como último resonador, un resonador serie o paralelo equivalente a  $2Z_s$  o  $Z_p/2$  lo denominaremos con la letra B y será el caso de mayor rechazo posible para ese orden N.

Una vez definidas todas las estructuras posibles, en la Figura 4-28 se representa el rechazo que obtenemos con la nueva estructura para diferentes órdenes N (indicando el equivalente a la estructura convencional) y valores de  $\psi$ . En ella se puede comprobar que, efectivamente, un mismo filtro con el mismo número de resonadores puede ofrecernos dos rechazos fuera de banda diferentes dependiendo de la estructura que escojamos. Si observamos la equivalencia con la estructura convencional, la Figura 4-28 también muestra que con la nueva estructura se consiguen mayores rechazos para un mismo orden que con el método tradicional, ya que un orden 8B equivale a un orden 15 con la estructura convencional, lo que es **una reducción del orden del filtro excelente**. Otra propiedad importante que se puede ver es que con un orden no muy alto se pueden alcanzar buenos niveles de atenuación (~40 dB).

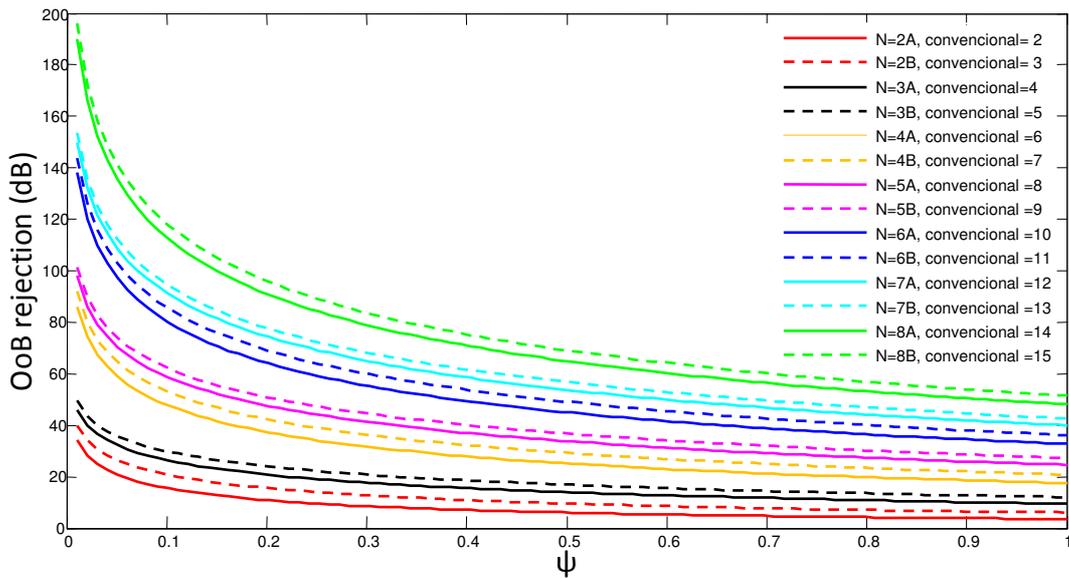


Figura 4-28. Rechazo en la banda atenuada en función de  $\psi$  para distintos valores de N con el nuevo método de diseño propuesto.

Visto que con el nuevo diseño un mismo filtro nos proporciona dos respuestas diferentes es necesario, por lo tanto, analizar si debemos tener en cuenta ambas respuestas (estructura A o B) a la hora de diseñar el filtro o, por el contrario, nos quedaremos siempre con la de mayor rechazo, es decir, nos quedaremos con la estructura B.

Hemos visto que tanto A como B tienen diferente rechazo fuera de banda pero hasta ahora no hemos analizado que ocurre en la banda de paso para ambos casos. Si la banda de paso para el caso B es idéntica o mejor que a la obtenida con la estructura A podremos despreciar siempre la estructura A, ya que con la B siempre obtendremos mayores rechazos fuera de banda. Para analizar la necesidad o no de tener en cuenta la estructura A estudiaremos el filtro de N=6 (especificaciones en Tabla 4-3) con el que se ha trabajado a lo largo de este apartado y que como se ha visto equivale a la estructura 4A. Posteriormente aumentaremos las especificaciones en lo que a rechazo de banda se refiere para diseñar un filtro de N=7 (las demás características de la Tabla 4-3 se mantienen intactas), que para el nuevo método de diseño propuestos equivale a la estructura 4B.

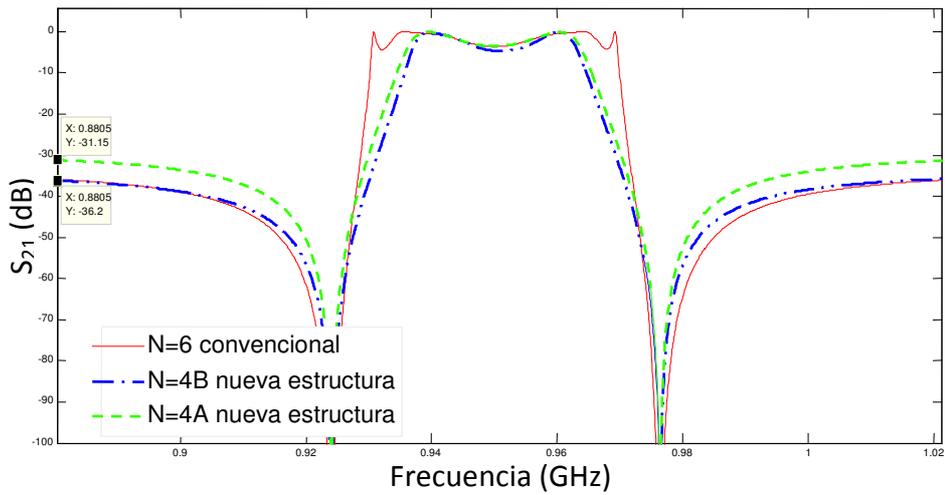


Figura 4-29. Respuesta del filtro de N=6 convencional (línea roja), con estructura 4A (línea verde discontinua), con estructura 4B (línea azul discontinua punteada).

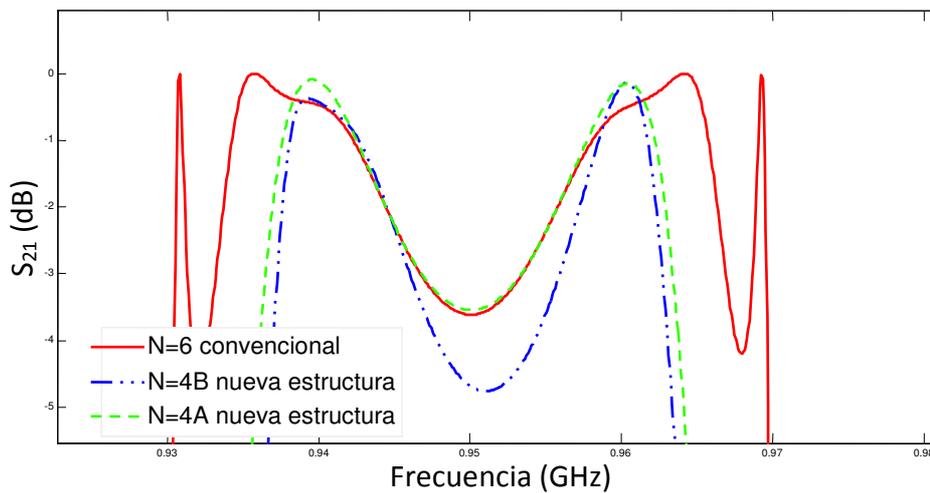


Figura 4-30. Zoom aplicado a la banda de paso del filtro de N=6 convencional (línea roja), con estructura 4A (línea verde discontinua), con estructura 4B (línea azul discontinua punteada).

En la Figura 4-29 se puede ver que la diferencia en el rechazo de banda de la estructura A y B es de 5 dB aproximadamente, con lo que, a priori es mejor la respuesta de B, además, B se ajusta mejor al rechazo comparado con el de la estructura tradicional. Sin embargo, observando la Figura 4-30 se puede observar como la banda de paso para ambas estructuras es significativamente diferente. En la estructura B vemos como el valle central de la banda de paso empeora aproximadamente en 1 dB, que a priori no es mucha diferencia, pero hay que tener en cuenta que estamos mirando la banda de paso donde lo que interesa es la mínima cantidad de pérdidas para conseguir la mejor transmisión posible y, por lo tanto 1 dB de más en pérdidas en esta zona es una diferencia importante. Otra desventaja de la estructura B ante A es que en la parte inferior de la banda de paso aparece un ligero empeoramiento en la adaptación. Vistas estas diferencias en la banda de paso para ambas estructuras, podemos constatar que

no se puede despreciar el caso de la estructura A, ya que según las especificaciones de la banda de paso puede interesar más A que B ya que, en general, su respuesta en banda siempre será peor que la de

### 4.3 Mejoras obtenidas con la nueva estructura

Con la nueva estructura de diseño para filtros con topología en escalera se han mejorado considerablemente algunas de las limitaciones estructurales de los filtros con la estructura convencional. Las limitaciones principales eran:

- Aparición de un rizado (“spike”) indeseado en los extremos de la banda de paso a medida que se aumenta el orden.
- El rechazo fuera de banda es muy pobre si el orden es bajo.
- El  $BW_{-3dB}$  incrementa si se incrementa N.

Vamos a analizar, por lo tanto, cómo responde a cada una de estas limitaciones la nueva estructura a medida que se aumenta el orden.

Con lo que respecta al rizado en los extremos de la banda de paso, a lo largo del apartado 4.2 ya se ha visto que para un caso en concreto ( $N=4A$ ), el rizado de los extremos de la banda de paso desaparecía por completo. En la Figura 4-31 se muestra la evolución de la banda de paso para diferentes órdenes con la estructura convencional mientras que, en la Figura 4-32 se muestra la misma evolución pero con la nueva estructura. A partir de ambas figuras se puede comparar visualmente como con la nueva estructura el rizado que aparecía en la banda de paso a partir de órdenes mayores a 2 con la estructura convencional, con la nueva estructura se mejora de manera muy importante, llegando incluso a desaparecer para órdenes inferiores a 6.

Otra limitación que se ve mejorada como muestra la Figura 4-32 respecto a la Figura 4-31 es que al aumentar el orden el  $BW_{-3dB}$  se mantiene prácticamente idéntico, con lo cual el  $BW_c$  de las especificaciones se ajusta muchísimo mejor al  $BW_{-3dB}$  y, por lo tanto, la respuesta del filtro es mucho más precisa que con la estructura anterior.

Por último, y la mejora más importante de todas es que el rechazo fuera de banda con la nueva estructura (Figura 4-34) se mejora de manera muy significativa respecto a la estructura convencional (Figura 4-33). Esto permite que para un mismo rechazo fuera de banda, el orden del filtro a diseñar sea menor con la nueva estructura. Además, a medida que se aumenta el orden con la nueva estructura, la reducción del orden respecto a la estructura convencional se hace mucho más importante.

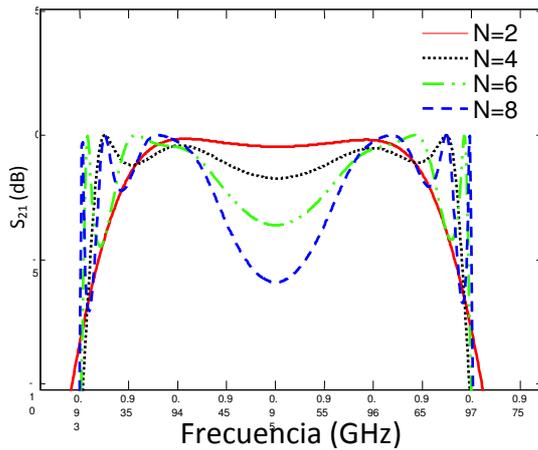


Figura 4-31. Evolución de la banda de paso de los filtros con topología en escalera convencional al incrementar el orden  $N$  manteniendo  $\psi$  y  $BW_c$  constantes ( $kt = 0.23$ ).

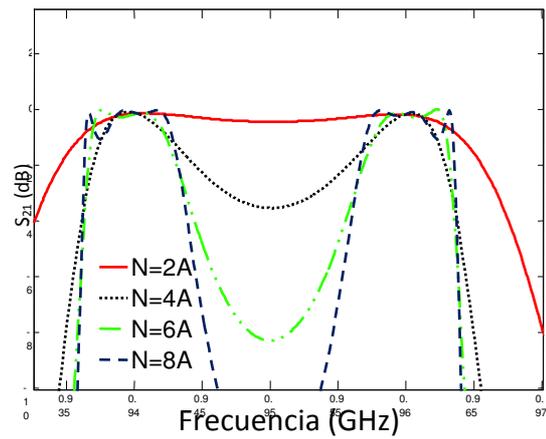


Figura 4-32. Evolución de la banda de paso de los filtros con la nueva estructura al incrementar el orden  $N$  manteniendo  $\psi$  y  $BW_c$  constantes ( $kt = 0.23$ ).

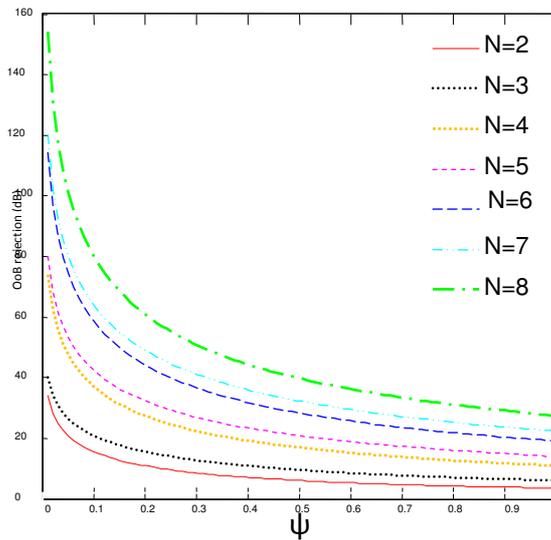


Figura 4-33. Rechazo en la banda atenuada en función de  $\psi$  para distintos valores de  $N$  con la estructura convencional.

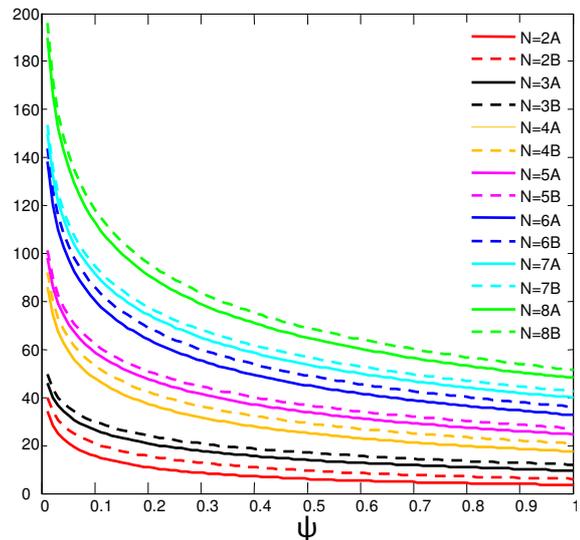


Figura 4-34. Rechazo en la banda atenuada en función de  $\psi$  para distintos valores de  $N$  con la nueva estructura propuesta.

## 4.4 Conclusiones

En el presente capítulo se llevado a cabo la parte más importante del proyecto. En este capítulo se ha realizado un estudio en profundidad de la estructura en escalera convencional. A partir del estudio realizado, se ha visto que con la estructura convencional existe una gran desadaptación de impedancias entre las propias etapas del filtro que son la principal causa del rizado que aparece en los extremos de la banda de paso. Con el objetivo de mejorar esa desadaptación se ha propuesto una nueva estructura para los filtro en escalera. Ésta consiste en la concatenación de una celda

básica con otra celda básica idéntica pero con los puertos de entrada y salida invertidos. De esta manera no se obtiene una adaptación perfecta pero se cumple que la impedancia característica de salida de una de las celdas sea la misma que la impedancia característica de entrada de la otra.

Una vez presentada la nueva estructura, se ha realizado una explicación con detalle para, a partir de un filtro obtenido con la estructura convencional seamos capaces de diseñar el equivalente con la nueva estructura. Los pasos principales son:

- 1) Descomponer el filtro con estructura convencional en celdas básicas o etapas numerando cada una de ellas.
- 2) Invertir el puerto de salida y de entrada de las celdas básicas o etapas que están numeradas con un número par.
- 3) Simplificar todos aquellos resonadores idénticos entre ellos y que estén en contacto directo.

Una vez presentada con claridad la formación de la nueva estructura se ha analizado las ventajas que ofrece esta nueva estructura ante la convencional. Las principales ventajas las podemos resumir en que:

- La nueva estructura permite mejorar o incluso hacer desaparecer el rizado en los extremos de la banda de paso (“spike”).
- El  $BW_{-3dB}$  se ajusta mucho mejor a  $BW_c$  con lo que la respuesta del filtro es mucho más precisa.
- Permite tener el **mismo rechazo fuera de banda pero reduciendo el orden del filtro.**

En el siguiente capítulo (Capítulo 5) se va a desarrollar un método sistemático basado en el presentado en el Capítulo 3, que a partir de unas especificaciones nos proporcione todos los parámetros de diseño del filtro pero para la nueva estructura de diseño presentada en el presente capítulo.



## Capítulo 5.

# NUEVO MÉTODO SISTEMÁTICO PARA LA SÍNTESIS DE FILTROS BULK ACOUSTIC WAVE

---

A partir de la nueva estructura de diseño de filtros en escalera vista en el Capítulo 4, a continuación se va a llevar a cabo uno de los sub-objetivos más importantes del presente proyecto. Se va a desarrollar un nuevo método sistemático propio para la síntesis de filtros, basado en el presentado en el Capítulo 3 y que nos proporcionará todos los parámetros de diseño necesarios para construir la nueva estructura.

Las especificaciones del filtro serán las mismas que las utilizadas para el método visto en el Capítulo 3: El ancho de banda  $BWc$ , el rechazo fuera de banda y la frecuencia del cero de transmisión inferior ( $f_0^l$ ) y superior ( $f_0^u$ ).

Con lo que respecta al ancho de banda, en el método visto en el Capítulo 3, se definía el ancho de banda como el ancho de banda entre cruces ( $BWc = f_2 - f_1$ ). Esta definición se debe a que con la estructura convencional todas las celdas eran exactamente idénticas y, por lo tanto solo existían dos tipos de resonadores con sus respectivas impedancias. En la Figura 5-1 se representa la respuesta general de la impedancia de los dos tipos de resonadores que componen la estructura convencional. En ella se aprecia cómo, efectivamente, existen dos frecuencias de corte entre ambos resonadores y que son las que fijan el  $BWc$  de las especificaciones.

Con la nueva estructura propuesta, sin embargo, las etapas del filtro, dependiendo del orden, no tienen que ser idénticas entre ellas, con lo que pueden existir más de dos tipos de resonadores diferentes, lo que implica la aparición de nuevas frecuencias de corte y, por lo tanto, será necesario estudiar cuál será el ancho de banda que se introducirá en las especificaciones del filtro para ajustarlo de la mejor manera posible a la respuesta final del filtro.

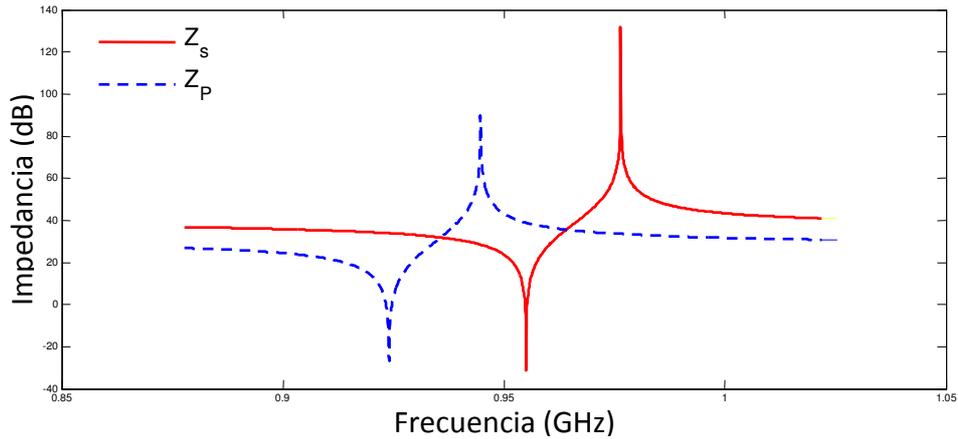


Figura 5-1. Respuesta general de la impedancia de un resonador serie ( $Z_s$ ) y un resonador paralelo ( $Z_p$ ).

Experimentalmente, con la nueva estructura propuesta se observa como el  $BW_{-3\text{ dB}}$  es prácticamente el  $BW_c$  que utilizábamos en el método tradicional visto en el Capítulo 3. Para poder demostrarlo con un caso en concreto, recuperamos el filtro obtenido con el método sistemático existente en el apartado 3.7. Las características del filtro las podemos ver en la Tabla 5-1 y su estructura en la Figura 5-2. Para poder proceder a la demostración aplicamos todos los pasos descritos en el apartado 4.2 para obtener el filtro con la nueva estructura (Figura 5-3) y cuya respuesta en la zona de la banda de paso la podemos ver en la Figura 5-4.

Tabla 5-1. Características del filtro utilizado.

PARÁMETRO	RESULTADOS MÉTODO SISTEMÁTICO
$f_a^s(\text{MHz})$	976.4
$f_a^p(\text{MHz})$	944.71
$\psi$	0.3618
$C_0^s(\text{pF})$	2.0158
$C_0^p(\text{pF})$	5.5712
<b>N</b>	<b>6</b>

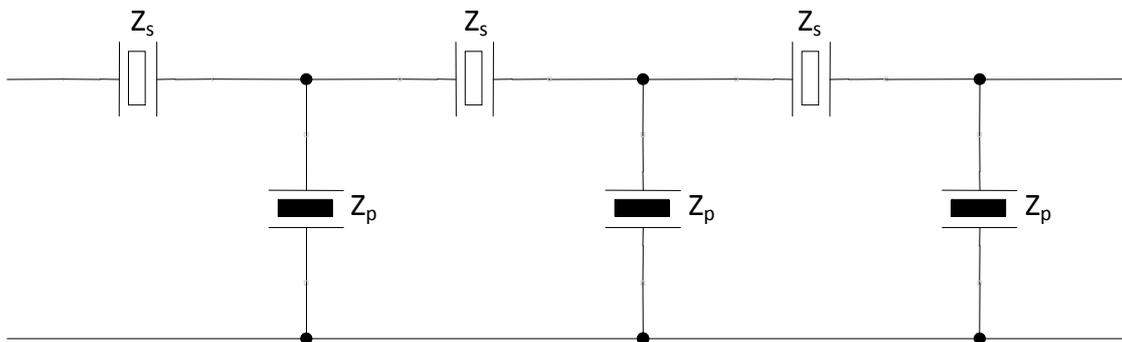


Figura 5-2. Estructura del filtro diseñado con el método sistemático.

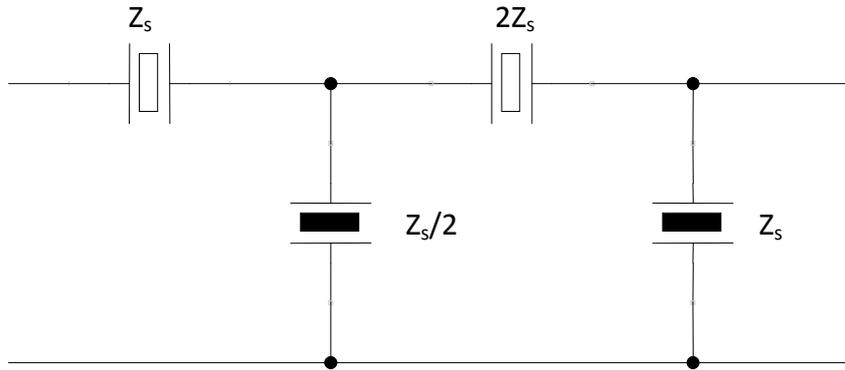


Figura 5-3. Filtro de la Figura 5-2 después de aplicar la simplificación.

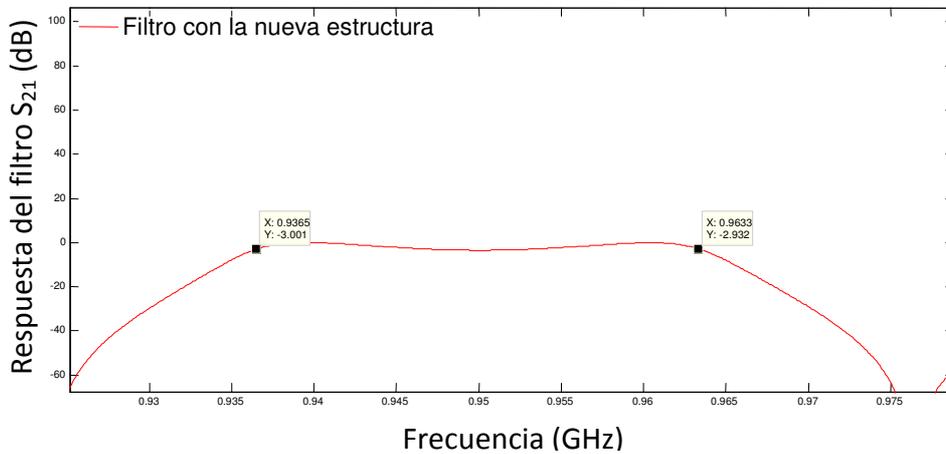


Figura 5-4. Respuesta de la banda de paso del filtro de la Figura 5-2 diseñado a partir de la nueva estructura.

En la Figura 5-3 se puede observar que para este caso, tenemos hasta cuatro tipos de resonadores diferentes, que es el caso con más resonadores diferentes que nos podremos encontrar, y cada uno de ellos con su respectiva impedancia. En la Figura 5-5 se pueden ver representadas las impedancias de los cuatro resonadores del filtro. En ella se ve claramente como ahora en vez de tener dos frecuencias de corte, tenemos ocho frecuencias de corte diferentes, con lo que habrá que analizar que dos frecuencias de corte se ajustan mejor a la respuesta del filtro. Para ello aplicamos un zoom a las 2 zonas de interés: la zona donde encontraremos la frecuencia de corte inferior (Figura 5-6 a)) y la zona donde se encontrará la frecuencia de corte superior (Figura 5-6 b)).

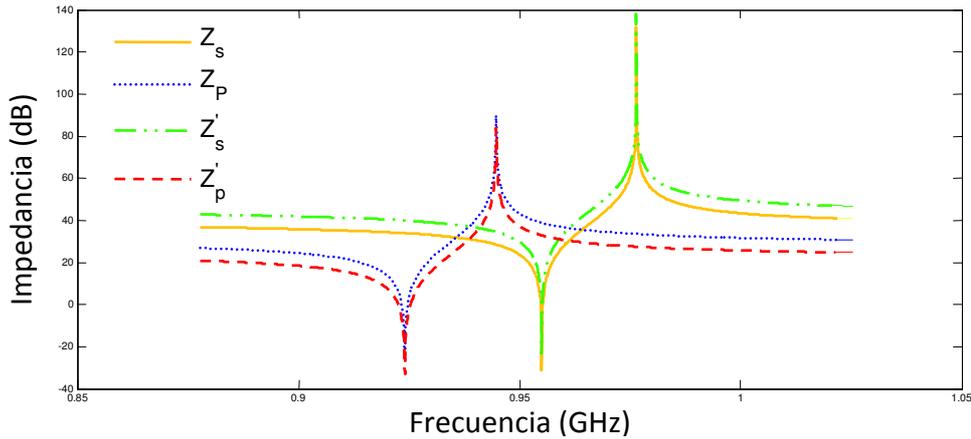


Figura 5-5. Representación de la impedancia de los resonadores  $Z_s$  (línea amarilla),  $Z_p$  (línea azul punteada),  $Z'_s = 2Z_s$  (línea verde discontinua) y  $Z'_p = Z_p/2$  (línea roja discontinua) utilizados en el circuito N=4A visto en 4.2.

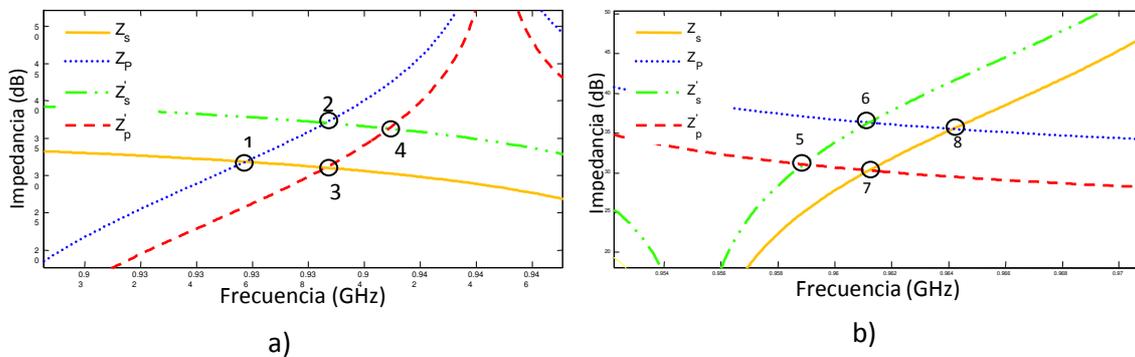


Figura 5-6. a) Zoom aplicado a las frecuencias de corte inferiores. b) Zoom aplicado a las frecuencias de corte superiores.

Viendo que la frecuencia inferior a -3 dB del filtro de N=4A de la Figura 5-4 es de 936.6 MHz, y observando la Figura 5-6 (a), vemos que la frecuencia de cruce que más se acerca a la del filtro es el marker 1 (935.9 MHz) que es la misma que se utilizaba en el método visto en el Capítulo 3. Para el caso de la frecuencia superior a -3 dB (963.5 MHz), Figura 5-6 (b) también se puede ver que la frecuencia que mejor se ajusta es el marker 8 (964.1 MHz) que, como en el caso anterior, es la que ya utilizábamos en el método sistemático visto en el Capítulo 3. Con estos datos podemos calcular el  $BW_{-3dB}$  como en la expresión (5.1) y el  $BWc$  en la expresión (5.3). Ambos resultados parecen ser muy cercanos pero para asegurarnos calculamos el  $RBW_{-3dB}$  (ancho de banda a -3 dB relativo) en (5.2), y  $RBWc$  (ancho de banda relativo entre cruces) en (5.4).

$$BW_{-3dB} = 963.5 \text{ MHz} - 936.6 \text{ MHz} = 26.9 \text{ MHz} \quad (5.1)$$

$$RBW_{-3dB} = \frac{26.9 \text{ MHz}}{f_c} = 0.028 \rightarrow 2.8\% \quad (5.2)$$

$$BWc = 964.1 \text{ MHz} - 935.9 \text{ MHz} = 28.2 \text{ MHz} \quad (5.3)$$

$$RBW_c = \frac{28.2 \text{ MHz}}{f_c} = 0.029 \rightarrow 2.9\% \quad (5.4)$$

Si comparamos (5.2) y (5.4) vemos que la diferencia entre  $RBW_{-3dB}$  y  $RBW_c$  es aproximadamente de 0.1%, con lo que la aproximación es excelente, ya que ahora podremos definir con mayor exactitud el ancho de banda del circuito cosa que antes no era tan exacto.

## 5.1 Nuevo método sistemático para la síntesis de filtros BAW con topología en escalera

Una vez definido el ancho de banda que introducimos en las especificaciones ya podemos proceder a exponer el nuevo método de diseño sistemático que consta de los siguientes pasos y, está basado en el presentado en el Capítulo 3.

### 5.2 Paso 1: determinar las frecuencias del cero superior e inferior del filtro

Este paso es exactamente igual al paso visto en el apartado 3.1, con lo que el cero de transmisión superior  $f_0^u$  será  $f_a^s$ , mientras que el cero de transmisión inferior  $f_0^l$  se corresponde con  $f_r^p$ . La frecuencia central del filtro seguirá valiendo  $f_c = \sqrt{f_0^l f_0^u}$ .

### 5.3 Paso 2: determinar $f_r^s$ y $f_a^p$

Como pasa para el punto 5.2, este punto es exactamente igual al paso 0 del método presentado en el Capítulo 3. Por lo tanto, se llega a la siguiente conclusión para obtener anchos de banda razonables.

$$f_0^u \geq \left( \frac{(\pi^2 - \sqrt{(\pi^2)^2 - 4\pi^2 4k_t^2})}{(\pi^2 + \sqrt{(\pi^2)^2 - 4\pi^2 4k_t^2})} \right) \left( \frac{\pi^2}{4k_t^2} \right) f_0^l \quad (5.5)$$

### 5.4 Paso 3: determinar el coeficiente entre capacidades

Este paso, como en los dos anteriores, es equivalente al paso 3.3. Por lo tanto, el coeficiente de capacidades queda definido como en (5.6) siempre y cuando se siga cumpliendo la condición de la expresión (5.7):

$$\psi = \left( \frac{C_0^s}{C_0^p} \right) = \left( \frac{-f_i^4 + f_i^2 f_a^{p2} + f_i^2 f_r^{s2} - f_r^{s2} f_a^{p2}}{f_i^4 - f_i^2 f_a^{s2} - f_i^2 f_r^{p2} + f_r^{p2} f_a^{s2}} \right) \quad (5.6)$$

$$f_c - f_a^p < \frac{BW_c}{2} < f_c - f_r^p \quad (5.7)$$

## 5.5 Paso 4: determinar el producto de capacidades

En este punto se puede llegar a la misma conclusión vista en el punto 3.4.

$$\theta = \frac{1}{(2\pi f_c R)^2} \quad (5.8)$$

Donde  $R = 50\Omega$  es la impedancia de fuente y carga.

## 5.6 Paso 5: determinar $C_0^s$ y $C_0^p$

A partir de los pasos 3 y 4 es muy fácil de calcular. Como  $\psi$  lo tenemos, calculamos las capacidades de la siguiente manera:

$$C_0^{p2} = \frac{1}{(2\pi f_c R)^2 \psi} \quad (5.9)$$

$$C_0^s = \psi C_0^p \quad (5.10)$$

Hasta este punto todos los pasos eran idénticos a los vistos en el método presentado en el Capítulo 3. Sin embargo, a partir de este punto se podrán apreciar nuevos pasos y algunos cambios.

## 5.7 Paso 6: determinar $C_0^{s'}$ y $C_0^{p'}$

Como se ha visto, con el nuevo método de diseño pueden aparecer según el orden dos tipos nuevos de resonadores, los serie que tienen una impedancia igual a  $2Z_s$  y los paralelo que tienen una impedancia igual a  $Z_p/2$ . Estos dos nuevos resonadores se diferencian de los resonadores  $Z_s$  y  $Z_p$  únicamente por el valor de la capacidad estática que en el caso paralelo valdrá el doble como se puede ver en (5.11), y en el serie valdrá la mitad como se muestra en (5.12) y.

$$C_0^{p'} = 2 C_0^p \quad (5.11)$$

$$C_0^{s'} = \frac{1}{2} C_0^s \quad (5.12)$$

De las ecuaciones (5.11) y (5.12) se puede deducir el valor de un nuevo coeficiente entre capacidades que si lo comparamos con el calculado en el tercer paso, está directamente relacionado como muestra (5.13).

$$\psi' = \frac{1}{4} \psi \quad (5.13)$$

## 5.8 Paso 7: determinar el producto de capacidades

$$\theta' = C_0^{p'} C_0^{s'}$$

En este punto nos encontramos con el mismo caso que el paso 4. Sin embargo, el cambio de los valores de algunos de los resonadores (ecuaciones (5.11) y (5.12)) mantiene invariable. La capacidad estática en paralelo es doble ( $2 C_0^p$ ) pero, por el otro lado, la capacidad estática en serie es la mitad ( $\frac{1}{2} C_0^s$ ) como se ve en (5.14) y, por lo tanto, ambos valores quedan compensados como se ve en (5.15) y esa compensación provoca que el coeficiente quede invariable como se ve en (5.16).

$$\theta' = 2 C_0^p \frac{1}{2} C_0^s \quad (5.14)$$

$$\theta' = \theta = C_0^s C_0^p \quad (5.15)$$

$$\theta' = \frac{1}{(2\pi f_c R)^2} \quad (5.16)$$

## 5.9 Paso 8: determinar el orden del filtro N

El proceso para determinar el orden del filtro es exactamente el mismo al visto en 3.6, lo único que varía es que ahora, como ya se ha comentado repetidamente, según el orden pueden aparecer dos nuevos tipos de resonadores dentro de la configuración del filtro. Estos dos nuevos resonadores tendrán 2 matrices ABCD diferentes a las del resto de resonadores, ya que el valor de la capacidad estática se ha cambiado.

Antes teníamos la siguiente Z e Y para definir las matrices de cada resonador:

$$Z = \frac{1}{j\omega C_0^s} \quad (5.17)$$

$$Y = j\omega C_0^p \quad (5.18)$$

Ahora, aparte de (5.17) y (5.18), también pueden aparecer las siguientes definiciones que nos definen el valor de Z para un resonador de  $2Z_s$  y el valor de Y para un resonador  $Z_p/2$ .

$$Z = \frac{1}{j\omega \frac{C_0^s}{2}} \quad (5.19)$$

$$Y = j\omega 2C_0^p \quad (5.20)$$

Por lo tanto, debemos multiplicar las matrices en el orden en que aparecen y además, con este nuevo método de diseño también habrá que ir teniendo en cuenta el tipo de resonador ( $Z_s, Z_p, 2Z_s$  y  $Z_p/2$ ) que forma cada matriz ABCD del circuito para poder calcular de forma adecuada el orden del filtro.

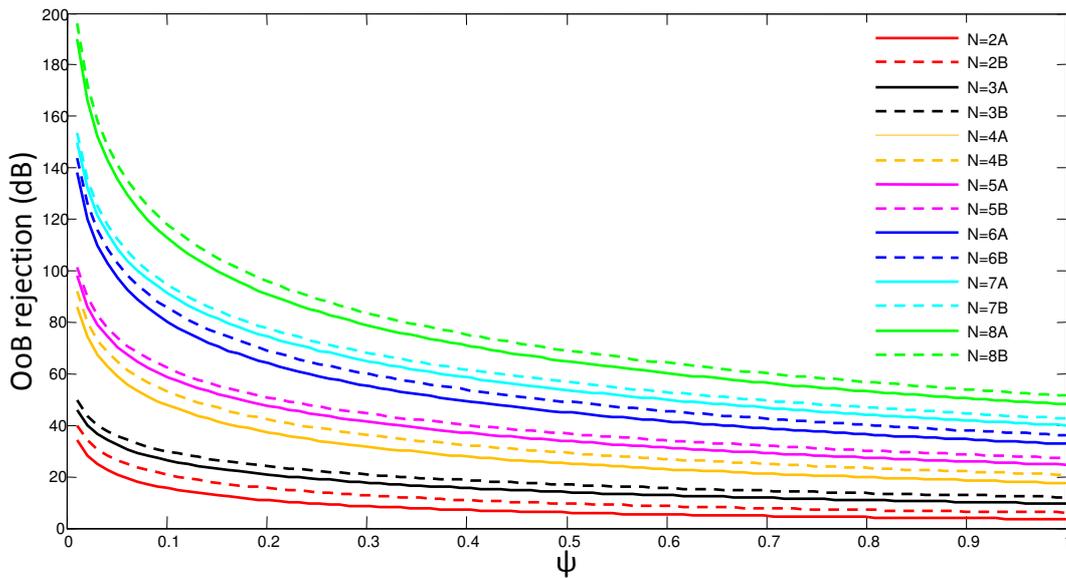


Figura 5-7. Rechazo en la banda atenuada en función de  $\psi$  para distintos valores de N con el nuevo método de diseño propuesto.

En la Figura 5-7 se puede observar una aproximación del rechazo en la banda atenuada en función de  $\psi$  y para distintos N. Se puede constatar que un aumento de N conlleva siempre una mejora en el rechazo, en cambio el aumento de  $BW_c$ , que implícitamente aumenta el valor de  $\psi$ , conduce a una disminución del rechazo fuera de banda.

## 5.10 Validación del nuevo método sistemático desarrollado

Una vez presentados los pasos a seguir para el diseño del filtro a partir del nuevo método de diseño, partiremos del ejemplo utilizado en el apartado 3.7 para comparar resultados y ver si el nuevo método funciona correctamente. Para proceder a la comprobación partimos de las mismas especificaciones utilizadas en 3.7 y que las podemos ver en la Tabla 5-2.

Tabla 5-2. Especificaciones del filtro a diseñar.

ESPECIFICACIONES FILTRO	
$BW_c$ (MHz)	28.2
$f_0^l$ (MHz)	924
$f_0^u$ (MHz)	976.4
OoB rejection (dB)	-30 dB

Tabla 5-3. Comparativa de los resultados obtenidos a las especificaciones de la Tabla 5-2 aplicando el método sistemático visto en el apartado 3.7 y aplicando el nuevo método sistemático propuesto en 5.1.

PARÁMETRO	MÉTODO SISTEMÁTICO VISTO EN EL APARTADO 3.7	MÉTODO SISTEMÁTICO PROPUESTO EN EL APARTADO 5.1
$f_a^s$ (MHz)	976.4	976.4
$f_a^p$ (MHz)	944.71	944.71
$\psi$	0.3618	0.3618
$\psi'$	-	0.0905
$C_0^s$ (pF)	2.0158	2.0158
$C_0^{s'}$ (pF)	-	1.0079
$C_0^p$ (pF)	5.5712	5.5712
$C_0^{p'}$ (pF)	-	11.142
N	6	4 A

A partir de las especificaciones de la Tabla 5-2, aplicamos tanto el método sistemático presentado en 3.7 como el nuevo método sistemático propuesto en el presente capítulo. El resultado de aplicar ambos métodos se muestra en la Tabla 5-3. Como se puede ver en los resultados, con el nuevo método aparecen tres nuevas variables:  $\psi'$  que es el cociente entre los resonadores simplificados,  $C_s^{p'}$  que es la capacidad estática resultante de simplificar dos resonadores en serie y por último,  $C_p^{p'}$  que es la capacidad estática resultante de simplificar dos resonadores en paralelo. Todos los valores que comparten ambos métodos tienen el mismo valor excepto por el orden del filtro que varía significativamente, ya que **con el nuevo método propuesto hemos pasado de seis resonadores a cuatro para obtener unas mismas especificaciones. Este dato**, como ya se ha comentado, **es excelente**, ya que permite miniaturizar considerablemente el tamaño del filtro con las ventajas que esto aporta a la hora de construir el filtro e introducirlo en el dispositivo que vaya integrado. Como recordatorio comentar, que las especificaciones introducidas se corresponden a un filtro utilizado en GSM, por lo tanto, este filtro va integrado en un terminal de telefonía móvil con la limitación de espacio que eso supone, de ahí las ventajas de miniaturizar lo máximo posible el tamaño de los filtros.

Una vez obtenidos los valores teóricos para la construcción del filtro procedemos a la simulación del filtro con ambas estructuras para poder comprobar que los resultados son los esperados. En la Figura 5-8 se muestra la estructura del filtro obtenido con el método sistemático presentado en el Capítulo 3 y en la Figura 5-9 se muestra la estructura del filtro diseñado a partir de los resultados obtenidos con el método sistemático presentado en este capítulo.

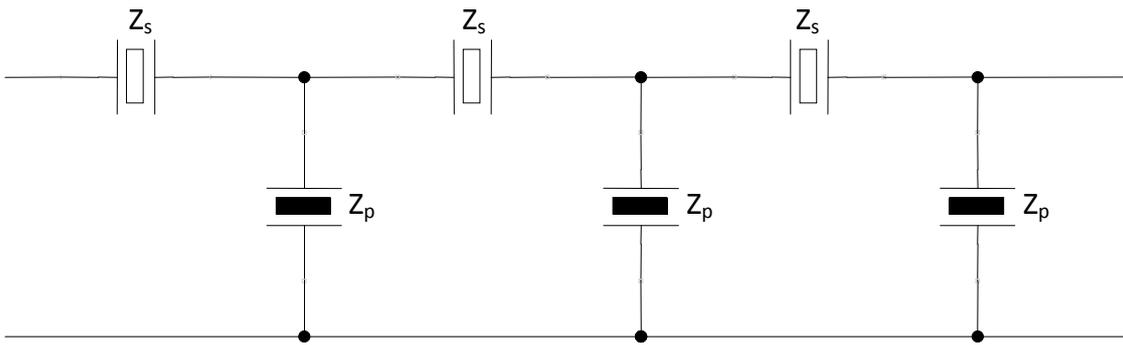


Figura 5-8. Estructura del filtro diseñado con el método sistemático con estructura convencional.

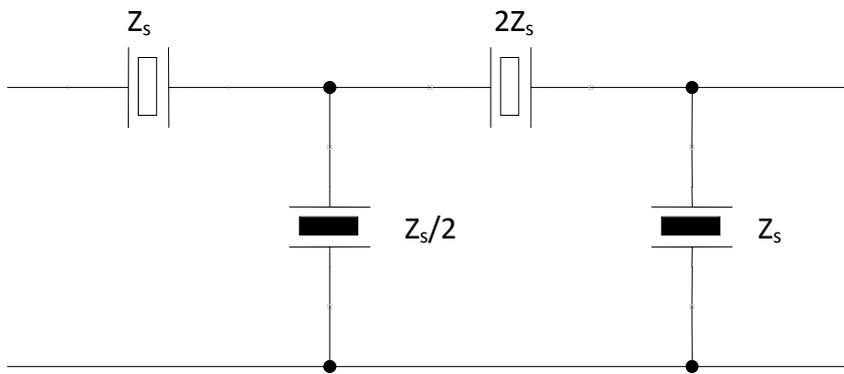


Figura 5-9. Estructura del filtro diseñado con el método sistemático para la nueva estructura.

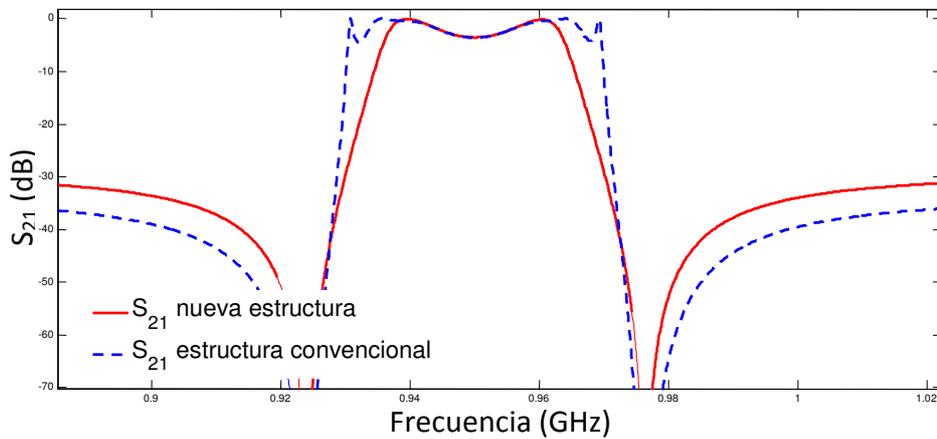


Figura 5-10. Respuesta del filtro diseñado a partir del método sistemático visto en el apartado 3.7 (línea azul discontinua) y con el método propuesto en 5.1 (línea roja continua).

Analizando la Figura 5-10 vemos, como ya se ha comentado en el apartado 4.3, que con la nueva estructura se han mejorado varios aspectos si lo comparamos con la estructura convencional.

En el nuevo diseño ha desaparecido el rizado indeseado (“spike”) que aparecía a los extremos de la banda de paso. Esto ha provocado una reducción del  $BW_{-3dB}$  del filtro

llegando a valer prácticamente  $BW_c$ , lo que facilita enormemente el diseño del filtro, ya que el ancho de banda del filtro a -3 dB será prácticamente  $BW_c$  con lo que podemos prever la respuesta del filtro con mayor exactitud. También vemos que con la nueva estructura no se empeora el valle central.

Como defecto, se puede comentar que el rechazo fuera de banda se ha empeorado pero de manera insignificante teniendo en cuenta las mejoras que ofrece.

Finalmente vamos a ver qué ocurre si se aumentan las especificaciones del filtro a -35 dB de rechazo fuera de banda con ambos métodos. En la Tabla 5-4 están representadas las especificaciones nuevas. Los resultados obtenidos de aplicar las especificaciones de la Tabla 5-4 a el método presentado en el Capítulo 3 y al nuevo método presentado en el presente capítulo se pueden ver en la Tabla 5-5. Con los valores obtenidos de ambos métodos diseñamos los filtros resultantes para verificar los resultados. En la Figura 5-11 vemos la estructura del filtro obtenido con el método presentado en el Capítulo 3, mientras que en la Figura 5-12 vemos la estructura del filtro diseñado a partir del filtro obtenido con el nuevo método desarrollado en el presente capítulo.

Tabla 5-4. Especificaciones del filtro a diseñar.

ESPECIFICACIONES FILTRO	
$BW_c$ (MHz)	28.2
$f_0^l$ (MHz)	924
$f_0^u$ (MHz)	976.4
OoB rejection(dB)	-35 dB

Tabla 5-5. Comparativa de los resultados obtenidos a las especificaciones de la Tabla 5-4 aplicando el método sistemático visto en 3.7 y aplicando el nuevo método sistemático propuesto en 5.1.

PARÁMETRO	MÉTODO SISTEMÁTICO VISTO EN EL APARTADO 3.7	MÉTODO SISTEMÁTICO PROPUESTO EN EL APARTADO 5.1
$f_a^s$ (MHz)	976.4	976.4
$f_a^p$ (MHz)	944.71	944.71
$\psi$	0.3618	0.3618
$\psi'$	-	0.0905
$C_0^s$ (pF)	2.0158	2.0158
$C_0^{s'}$ (pF)	-	1.0079
$C_0^p$ (pF)	5.5712	5.5712
$C_0^{p'}$ (pF)	-	11.142
N	7	4 B

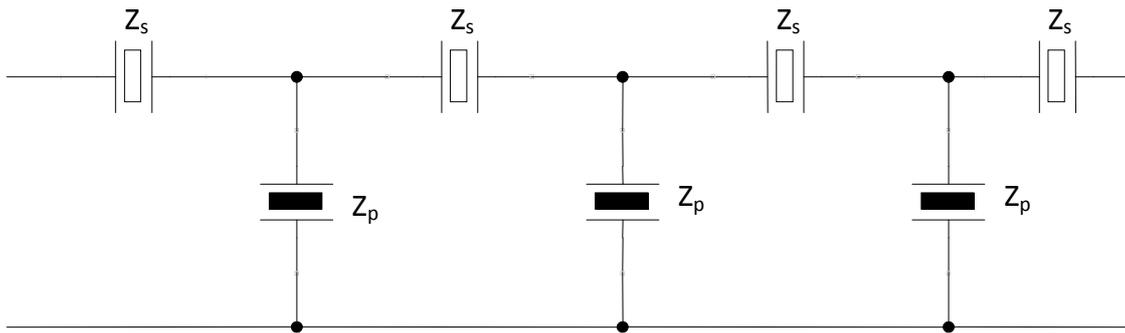


Figura 5-11. Estructura del filtro diseñado con el método sistemático con estructura convencional.

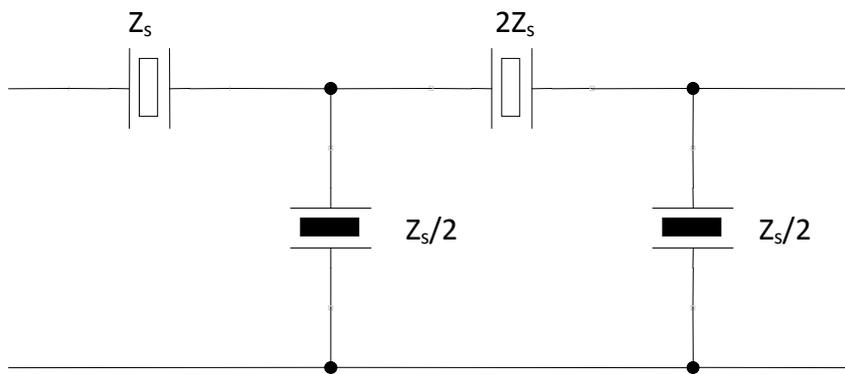


Figura 5-12. Estructura del filtro diseñado con el método sistemático con la nueva estructura.

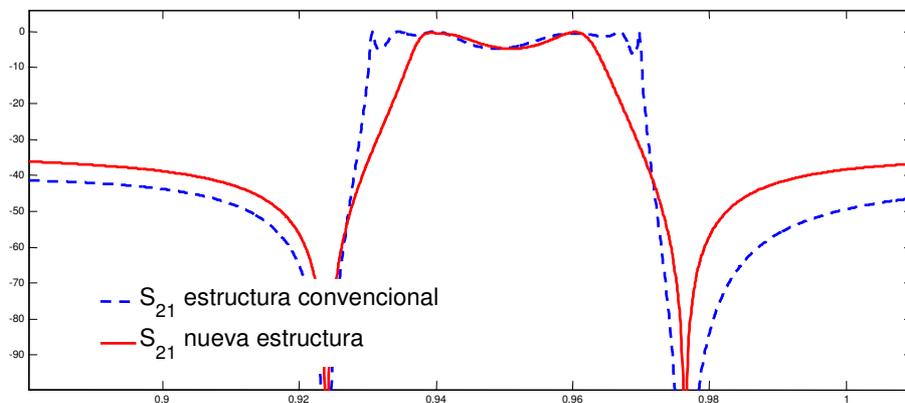


Figura 5-13. Respuesta del filtro diseñado a partir del método sistemático visto en el apartado 3.7 (línea azul discontinua) y con el método propuesto en 5.1 (línea roja continua).

En la Figura 5-13 se muestra la respuesta del filtro de la Figura 5-11 y el de la Figura 5-12. Observando la Figura 5-13, se verifica claramente el correcto funcionamiento del método de diseño expuesto, ya que en este caso los resultados aun son más satisfactorios que para el filtro equivalente a  $N=6$ . En el ejemplo anterior se había conseguido reducir el orden de  $N=6$  a  $N=4$ , mientras que ahora esa reducción es todavía mejor, ya que el orden ha pasado de  $N=7$  a  $N=4$  con lo que se ha reducido en 3

el número de resonadores, lo que es una mejora excelente. Esta mejora es excelente, pero más aún, si al observar la banda de paso vemos que no ha empeorado nada.

En resumen, se puede decir que la nueva estructura expuesta en el presente trabajo ofrece grandes ventajas respecto a la estructura tradicional de diseño debido a que:

- **Reduce el orden** necesario para conseguir un mismo rechazo.
- Mejora o incluso elimina el rizado que aparece en los extremos de la banda de paso debido a la mala adaptación entre etapas manteniendo la selectividad del filtro en las zonas de transición.
- El valle central se mantiene igual.
- El  $BW_{-3dB}$  del filtro se ajusta mucho mejor a las especificaciones de diseño ( $BW_c$ ).

## 5.11 Conclusiones

A partir de las conclusiones del Capítulo 4, donde se han analizado las limitaciones de los filtros con topología en escalera y se han propuesto algunos cambios en el diseño de esta estructura, en el presente capítulo se ha presentado un nuevo método sistemático para la síntesis de filtros FBAR con esta nueva topología. El nuevo método está formado por un conjunto de ecuaciones cerradas que nos proporcionan todos los parámetros necesarios para la construcción del filtro a partir de unas especificaciones fijadas. Este método presentado consta de los siguientes pasos:

- 1) Determinar las frecuencias del cero superior e inferior del filtro.
- 2) Determinar  $f_r^s$  y  $f_a^p$ .
- 3) Determinar el coeficiente entre capacidades  $\psi = \frac{C_0^s}{C_0^p}$ .
- 4) Determinar el producto de capacidades  $\theta = C_0^p C_0^s$ .
- 5) Determinar  $C_0^s$  y  $C_0^p$ .
- 6) Determinar  $C_0^{s'}$  y  $C_0^{p'}$ .
- 7) Determinar el producto de capacidades  $\theta' = C_0^{p'} C_0^{s'}$ .
- 8) Determinar el orden del filtro N.

El correcto funcionamiento del método propuesto se ha validado a partir del diseño de un filtro con especificaciones para su uso en GSM. Este filtro se ha diseñado a partir de los resultados obtenidos con el método sistemático existente presentado en capítulos anteriores y con el método sistemático propuesto en el presente capítulo para poder comparar los resultados de ambos diseños. Al simular ambos diseños se puede ver que los resultados para el nuevo método de diseño en comparación con el existente son excelentes, ya que ofrece grandes mejoras:

- Reduce el orden de resonadores necesarios para mantener un mismo rechazo.
- Elimina el rizado que aparece en los extremos de la banda de paso debido a la mala adaptación entre etapas manteniendo la selectividad del filtro en las zonas de transición.
- El valle central de la banda de paso se mantiene igual.
- El  $BW_{-3\text{ dB}}$  del filtro se ajusta mucho mejor a las especificaciones de diseño ( $BW_c$ ).

## Capítulo 6.

# RESUMEN, CONCLUSIONES Y LÍNEAS FUTURAS DE TRABAJO

---

### 6.1 Resumen y conclusiones

Debido a que en la actualidad existe una gran demanda de dispositivos para sistemas de comunicaciones móviles, la tecnología en el diseño de estos sistemas ha evolucionado significativamente en la última década. Históricamente, los sistemas de comunicaciones móviles incluían en el diseño un filtro SAW (Surface Acoustic Wave). Sin embargo, en un futuro cercano se espera que los filtros basados en tecnología BAW sustituyan a los SAW.

Dentro de los BAW existen diferentes topologías de diseño pero en el presente trabajo nos hemos centrado en la topología en escalera (ladder) que es la más extendida debido a su sencillez, facilidad de implementación y a la elevada selectividad que proporciona en las bandas de transición. En el presente trabajo, se ha hecho un estudio en profundidad de las deficiencias o limitaciones de los filtros en escalera para, una vez analizadas y entendidas sus causas, poder aportar soluciones a estas limitaciones introduciendo, si hace falta, algunos cambios a la hora de diseñar este tipo de filtros con el objetivo final de proponer y verificar una metodología sistemática teniendo en cuenta los cambios introducidos en el diseño y basada en una serie de ecuaciones cerradas que nos relacionen las especificaciones del filtro deseado con el número de resonadores y las características de cada uno de éstos.

Cabe remarcar que en el presente trabajo se han considerado filtros compuestos por elementos sin pérdidas. Los dispositivos reales tendrán pérdidas con factores de calidad finitos. Sin embargo, las pérdidas en los filtros FBAR son tan pequeñas, que habrá una gran similitud entre los modelos sin pérdidas y los modelos con pérdidas.

Para llegar al objetivo final que es presentar una nueva estructura de diseño para los filtro en escalera que reduzca el orden pero manteniendo prestaciones, el presente trabajo se ha dividido en diferentes capítulos.

En el primer capítulo simplemente se presentan las razones que nos han motivado a trabajar sobre el tema del presente trabajo, también se presentan los contenidos y objetivos del trabajo realizado.

En el segundo capítulo ya se entra más en materia, ya que en este capítulo se presenta toda la teoría sobre la tecnología BAW necesaria para poder entender los capítulos posteriores. En este capítulo se exponen las características físicas, donde la estructura de un resonador BAW está formada por una lámina delgada de material piezoeléctrico que tiene la propiedad de excitar una onda acústica cuando se le aplica un campo eléctrico y que está situado entre dos electrodos metálicos. También se han presentado los parámetros principales a tener en cuenta a la hora de escoger un tipo u otro de material piezoeléctrico, se ha analizado su respuesta en frecuencia donde existe una frecuencia de resonancia donde la impedancia tiende a valer cero y existe una frecuencia de anti-resonancia donde la impedancia tiende a infinito, se ha presentado su modelado (modelo de Mason y modelo de BVD) y finalmente, se ha presentado la estructura y el diseño de filtros con resonadores BAW con topología en escalera que está, básicamente, formada por dos tipos de resonadores: resonadores serie donde todos son iguales entre ellos y resonadores paralelos que también son idénticos entre ellos pero diferentes de los resonadores serie. Un resonador serie conectado a un resonador paralelo forman una celda básica de este tipo de filtros, y el diseño de un filtro consiste en la concatenación de múltiples celdas básicas hasta alcanzar las prestaciones deseadas.

Se ha visto que la respuesta frecuencial de este tipo de filtros consta de dos ceros cercanos a la banda de paso con lo que poseen una gran selectividad pero, sin embargo, si el orden del filtro no es lo suficientemente alto, el rechazo en la banda atenuada es pobre. Este rechazo se puede mejorar aumentando el orden  $N$  pero, teniendo en cuenta que a medida que se aumenta el orden también se aumenta el ancho de banda a  $-3$  dB cosa que dificulta el diseño, este aumento del orden puede llegar a tener consecuencias negativas.

En el tercer capítulo se ha presentado una metodología sistemática para el diseño de filtros BAW con topología en escalera, que a partir de unas especificaciones fijadas permite obtener todos los parámetros de diseño necesarios para construir un filtro en escalera tradicional. El método presentado consta de los siguientes pasos que hay que seguir de forma ordenada:

- 1) Determinar las frecuencias del cero superior e inferior del filtro.
- 2) Determinar  $f_r^s$  y  $f_a^p$ .
- 3) Determinar el coeficiente entre capacidades  $\psi = \frac{C_0^s}{C_0^p}$ .
- 4) Determinar el producto de capacidades  $\theta = C_0^p C_0^s$ .
- 5) Determinar  $C_0^s$  y  $C_0^p$ .

## 6) Determinar el orden del filtro N.

Para la validación del método presentado se ha utilizado el filtro conocido de una de las referencias. A partir de los valores de la referencia se diseñó y simuló el filtro. De la misma respuesta del filtro se han extraído los datos útiles para definir las especificaciones del filtro. Más tarde se ha aplicado el método a dichas especificaciones y se han obtenido unos valores de diseño donde algunos difieren de los valores de la referencia. El orden del filtro, las frecuencias de resonancia y anti-resonancia son idénticos pero los valores de las capacidades de los resonadores varían significativamente. Sin embargo, se ha simulado la respuesta en ambos casos y se ha podido ver que aunque los valores difieren, las respuestas son prácticamente idénticas, verificando de esta manera el método presentado. Una vez verificado el método sistemático, por último, se han comentado las prestaciones y, sobretudo las limitaciones o inconvenientes de los filtros diseñados con esta topología.

Como prestaciones, los filtros en escalera tienen la propiedad de tener dos ceros muy cercanos a la banda de paso lo que les hace tener una selectividad muy elevada en las zonas de transición. Esta propiedad hace que estos filtros sean atractivos para usarse en telefonía móvil y aplicaciones de alto rendimiento.

Las principales limitaciones de los filtros en escalera las podemos resumir en los siguientes puntos.

- Aparición de un valle a frecuencias cercanas a la frecuencia central del filtro si se aumenta el orden.
- Aparición de un valle a frecuencias cercanas a la frecuencia central del filtro si se disminuye  $BW_c$ .
- Aparición de un rizado ("spike") indeseado en los extremos de la banda de paso a medida que se aumenta el orden.
- Tiene un pobre rechazo fuera de banda si el orden es bajo.
- El ancho de banda a -3 dB ( $BW_{-3dB}$ ) incrementa si se incrementa N.

Se ha visto que las dos primeras limitaciones son de origen funcional del filtro, es decir, son causados por las propias condiciones de funcionamiento del filtro y, por lo tanto, no se pueden solucionar. Por el otro lado, el resto de limitaciones son de origen estructural, es decir, se causan debido a que ciertos aspectos de la estructura no están bien diseñados.

En el cuarto capítulo se ha realizado un estudio en profundidad de la estructura en escalera tradicional. Con ese estudio se han identificado una serie de defectos en la estructura convencional. Con el objetivo de solucionar los defectos detectados, a partir

de una serie de modificaciones se ha propuesto una nueva estructura de diseño para los filtros en escalera. Una vez presentadas las ideas de la nueva estructura, se ha realizado una explicación con detalle para, a partir de un filtro obtenido con la estructura convencional seamos capaces de diseñar el equivalente con la nueva estructura. Lo pasos principales son:

- 1) Descomponer el filtro con estructura convencional en celdas básicas o etapas numerando cada una de ellas.
- 2) Invertir el puerto de salida y de entrada de las celdas básicas o etapas que están numeradas con un número par.
- 3) Simplificar todos aquellos resonadores idénticos entre ellos y que estén en contacto directo.

Una vez presentada con claridad la formación de la nueva estructura se ha analizado las ventajas que ofrece esta nueva estructura ante la convencional. Las principales ventajas las podemos resumir en que:

- La nueva estructura permite mejorar o incluso hacer desaparecer el rizado en los extremos de la banda de paso ("spike").
- El  $BW_{-3dB}$  se ajusta mucho mejor a  $BW_c$  con lo que la respuesta del filtro es mucho más precisa.
- Permite tener el mismo rechazo fuera de banda pero reduciendo el orden del filtro.

A partir de las ideas para mejorar las limitaciones de los filtros diseñados con topología en escalera, en el capítulo 5 se presenta un nuevo método sistemático propio para la nueva metodología de diseño basado en el explicado en el capítulo 3. Comparando los resultados entre ambos métodos se puede concluir que el nuevo método introduce las siguientes mejoras:

- Reduce el orden de resonadores necesarios para mantener un mismo rechazo.
- Elimina el rizado que aparece en los extremos de la banda de paso debido a la mala adaptación entre etapas manteniendo la selectividad del filtro en las zonas de transición.
- El valle central de la banda de paso se mantiene igual.
- El  $BW_{-3dB}$  del filtro se ajusta mucho mejor a las especificaciones de diseño ( $BW_c$ ).

Por lo tanto la nueva estructura desarrollada en este proyecto es muy potente, ya que el reto de futuro más importante en el diseño de filtros está en reducir todo lo posible su tamaño, y con la nueva estructura presentada vemos que el tamaño del filtro se puede reducir de manera considerable, ya que hay una reducción muy importante en el orden de éstos. Otra herramienta muy potente desarrollada es la nueva metodología sistemática, ya que nos relaciona las especificaciones de un filtro con el número de resonadores y las características de estos pero teniendo en cuenta la nueva topología presentada.

Finalmente, comentar que el método desarrollado en el presente proyecto se ha enviado a una revista científica especializada para su evaluación y posterior publicación.

## 6.2 Líneas futuras de trabajo

A continuación se presentan varias ideas para futuras líneas de trabajo:

- 1) Trabajar conjuntamente con el CNM (Centro Nacional de Microelectrónica) en la construcción de los filtros diseñados a partir de la nueva metodología de diseño. A partir del filtro construido se podrá estudiar la similitud de los resultados teóricos con los resultados experimentales para poder evaluar la calidad de los primeros.
- 2) Estudiar nuevas alternativas para mejorar la respuesta frecuencial de los filtros diseñados con topología en escalera. Por ejemplo, se podrían añadir nuevos elementos reactivos entre cada una de las etapas del filtro para conseguir una adaptación entre etapas perfecta.
- 3) A partir del método presentado en este proyecto, se podría plantear un método de optimización de las características de los resonadores con el objetivo de hacer desaparecer el valle central de la banda de paso pero sin degradar el resto de las propiedades del filtro.
- 4) Estudiar el diseño de filtros en escalera con un SCF (Stacked Cristal Filters) o con un CRF (Coupled Resonator Filter). Los SCF y los CRF permiten tener mayores rechazos fuera de banda, con lo que mejoraríamos la respuesta de los filtros en escalera.



---

# REFERENCIAS

---

- [1] **William Andrew Publishing / Noyes,** "Manual de tecnología de semiconductores de silicio," *Feb. 2002.*
- [2] **Pozar, D.M,** "Microwave Engineering second edition," *John Wiley&Sons, chapter 11: design of microwave amplifiers and oscillators, Univesity of Massachusetts.*
- [3] **Pozar, D.M,** "Microwave Engineering second edition," *John Wiley&Sons, chapter 6: microwave resonators, Univesity of Massachusetts.*
- [4] **Yoshio Satoh, Osamu Ikata, and Tsutomu Miyashita,** "RF SAW filters," *Fujitsu Laboratories Ltd., Peripheral System Laboratories, Japan.*
- [5] **Ken-ya Hashimoto,** "RF Bulk acoustic Wave Filters for Communications," *Artech House Microwave Library, May. 2009.*
- [6] **M. Ylilammi, J. Ella, M. Partanen, and J. Kaitila,** "thin film bulk acoustic wave filter," *IEEE trans. Ultrason., Ferroelect., Freq. Contr., vol. 49 , pp. 535-539, Apr. 2002.*
- [7] **R. Aigner,** "MEMS in RF Filter Applications: Thin-film bulk acoustic wave technology," *Infineon technologies, Munich, Germany.*
- [8] **Lakin, K.M.** "Thin film resonator technology," *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control, Volume 52, Issue 5, May 2005 pp.707 – 716.*
- [9] **Lakin, K.M.,** "Bulk acoustic wave coupled resonator filters," *Frequency Control Symposium and PDA Exhibition, 2002. IEEE International 29-31 May 2002 pp.8 – 14.*
- [10] **O. Menéndez, P. de Paco, R. Villarino and J. Parrón,** "Closed-form expressions for the design of ladder-type FBAR filters," *IEEE microwave and wireless components letters, vol. 1, NO. 11, November 2002.*
- [11] **M. Cúpich, F. J. Elizondo,** "Actuadores piezoeléctricos," *Ingenierías, Enero-Marzo 2000, Vol. III, No.6.*

- 
- [12] **Kenneth M. Lakin, Gerald R. Kline, and Kevin T. McCarron,** "High-Q Microwave Acoustic Resonators and Filters," *IEEE Transactions on microwave theory and techniques*, Vol. 41, No. 12. Dec. 1993.
- [13] **Bradley P.,** "A film acoustic bulk resonator (FBAR) duplexer for USPCS handset applications," *In IEEE MTT-S*, pp. 367-370, 2001.
- [14] **Fattinger, G., Kaitila, J. Aigner, R., Nessler, W.,** "Thin film bulk acoustic wave devices for applications at 5.2 GHz," *In IEEE UFFC Symposium* pp. 174-177, 2003.
- [15] **K. M. Lakin and J. S. Wang,** "Acoustic bulk wave composite resonators," *Applied Physics let.* 38, pp. 125-127, 1981.
- [16] **O. Menéndez, P. de Paco, J. Pozo y J. Parrón,** "Método sistemático para la síntesis de filtros FBAR con topología en escalera," *XXI Simposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio, Departamento de Telecomunicación e Ingeniería de Sistemas, UAB*, pp. 408-411, 2006.
- [17] **A. Safari, V. Janas, A. Bandyopadhyay, A. Kholkine,** "Piezoelectric Transducers and Sensors," *CRC press*, 1999.
- [18] **W. P. Mason,** "Physical acoustics principles and methods," *Academic Press*, Vol. 1A, pp.239-247, 1964.
- [19] **J.D. Larson III, P. Bradley, and Y. Oshmyansky,** "Modified Butterworth-van Dyke circuit for FBAR resonators and automated measurement system," *IEEE Ultrasonics Symposium*, Oct. 2000, pp. 863-868.
- [20] **K. M. Lakin,** "Modeling of thin resonators and filters," *IEEE MTT-S Digest, TFR technologies Inc*, pp. 149-152 Oregon, 1992.
- [21] **F. Fernández,** "Notch-BAW-filter," *Memoria del trabajo de final de carrera de Ingeniería de Telecomunicaciones*, p.¿?, Bellaterra, Septiembre 2010.
- [22] **O. Menendez, P. de Paco, E. Corrales, and J. Verdú,** "Procedure for design of ladder BAW filters taking electrodes into account," *Progress In Electromagnetics Research Letters*, Vol. 7, pp. 127-137, 2009.

- 
- [23] **A. Shirakawa, J. M. Pham, P. Jarry, E. Kerherve y E. Hanna**, "ladder type FBAR filter synthesis methodology," *DCIS 2004 XIX Conference on Design of Circuits and Integrated Systems*, pp. 519-523, Burdeos, Nov. 2004.
- [24] **Ou Hok Huor, N. Inose and N. Sakamoto**, "Improvement of Ladder-Type SAW Filter Characteristics by Reduction of Inter-Stage Mismatching loss," *IEEE Ultrasonics Symposium*, pp. 97-102, 1998.
- [25] **T. Omori, Y. Tanaka, K. Hashimoto and M. Yamaguchi**, "Synthesis of Frequency Response for Wideband SAW Ladder Type Filters," *IEEE Ultrasonics Symposium 2007*, pp. 2574-2577.
- [26] **T. Komatsu, Y. Tanaka, K. Hashimoto, T. Omori and M. Yamaguchi**, "Design of Narrow Bandwidth Ladder-type Filters with Sharp Transition Bands Using Mutually Connected Resonators Elements," *IEEE transactions on ultrasonics, ferroelectrics, and frequency control*. Vol. 56, NO. 7, pp.1451-1456, July, 2009.

**Resum:**

*Degut als avenços als dispositius de telecomunicacions durant l'última dècada, els filtres integrats en aquests dispositius requereixen de millors prestacions, baix cost y, per sobre de tot, requereixen unes dimensions el més reduïdes possibles. Tot i que avui dia encara s'utilitzen el filtres SAW en aquests dispositius, cada cop més s'estan substituint pels filtres amb tecnologia BAW, ja que tenen millors prestacions. En l'actualitat la topologia BAW més extensa i utilitzada és la topologia en escala.*

*En aquest projecte s'ha portat a terme un estudi en profunditat de les limitacions dels filtres en escala. A partir de les limitacions detectades s'ha presentat una nova estructura de disseny per aquest tipus de filtres que redueix les dimensions d'aquests i millora considerablement algunes de les limitacions de l'estructura convencional. Paral·lelament s'ha desenvolupat una metodologia sistemàtica pròpia pel disseny de la nova estructura .*

**Resumen:**

*Debido a los avances en los dispositivos de telecomunicaciones durante la última década, los filtros integrados en estos dispositivos requieren mejores prestaciones, bajo coste y, sobretodo, requieren unas dimensiones los más reducidas posibles. Aunque hoy día todavía se utilizan filtros SAW en estos dispositivos, cada vez más se están sustituyendo los filtros SAW por los filtros con tecnología BAW debido a sus mejores prestaciones. En la actualidad la topología de filtros BAW más utilizada y extendida es la topología en escalera.*

*En este proyecto se ha realizado un estudio en profundidad de las limitaciones de la topología en escalera. A partir de las limitaciones detectadas se ha presentado una nueva estructura de diseño de filtros con topología en escalera que reduce el tamaño de éstos y mejora considerablemente algunas de las limitaciones de la estructura convencional. Paralelamente se ha desarrollado una metodología sistemática propia para el diseño de la nueva estructura.*

**Summary:**

*Due to advances in telecommunications devices along the last decade, filters integrated in these devices require a higher performance, low cost and, specially, require the minimum dimensions achievable. Although nowadays are still used SAW filters in these devices, they are increasingly being replaced by BAW filters because of their better performance. Nowadays, BAW's topology that is most widely used and extended is the ladder topology.*

*This project has made a study of the ladder's constraints. From the constraints identified it has been presented a new structure design for ladder filters which reduces their size and improves significantly some of conventional structure constraints. In parallel it has been developed a new systematic methodology for the new structure design.*