



# ESTUDIO DE LAS DIFERENTES ALTERNATIVAS PARA MEJORAR LA RESPUESTA DE LOS FILTROS BAW (BULK ACOUSTIC WAVE) CON TOPOLOGÍA EN ESCALERA

Memoria del Trabajo Final de Carrera  
de Ingeniería Técnica de Telecomunicaciones,  
Especialidad Sistemas Electrónicos  
realizado por  
Mercedes Jimenez Blasco  
y dirigido por  
Oscar Menéndez Nadal  
Bellaterra, 14 de Junio de 2007



Universitat  
Autònoma  
de Barcelona



Escola Tècnica Superior d'Enginyeria





## Índice de contenidos

Resumen .....	9
Capítulo 1 Introducción .....	13
1.1 Objetivos .....	15
1.2 Contenidos .....	16
Capítulo 2 Teoría básica de la tecnología BAW: resonadores y filtros	19
2.1 Resonadores BAW .....	19
2.1.1 Estructura .....	19
2.1.2 Material piezoeléctrico.....	20
2.1.3 Funcionamiento básico .....	21
2.2 Filtros BAW con topología en escalera .....	23
2.2.1 Estructura y funcionamiento .....	23
2.2.2 Prestaciones y limitaciones .....	26
2.2.3 Metodología de diseño.....	27
2.2.4 Ejemplo de diseño .....	30
2.3 Conclusiones .....	32
Capítulo 3 Alternativas para mejorar las prestaciones de los filtros con topología en escalera.....	35
3.1 Filtro multicero con topología en escalera desplazando impedancias de resonadores .....	36
3.2 Filtro multicero con topología en escalera añadiendo componentes .....	42
3.2.1 Ejemplo de diseño .....	50
3.2.2 Discusión pérdidas.....	52
3.3 Conclusiones .....	54
Capítulo 4 Resumen, conclusiones y líneas futuras de trabajo.....	57
4.1 Resumen y conclusiones .....	57
4.2 Líneas futuras de trabajo .....	61
Bibliografía.....	63

## Índice de figuras

Fig. 1: Estructura básica de un resonador BAW.....	20
Fig. 2: Respuesta de la impedancia de entrada de un resonador BAW en función de la frecuencia. El eje de ordenados representado en $\text{dB}\Omega$ .....	22
Fig. 3: a) Símbolo representativo de un resonador serie en un filtro ladder, b) Símbolo representativo de un resonador paralelo en un filtro ladder. ....	24
Fig. 4: Estructura de un filtro BAW con topología en escalera de orden 5 formado por tres resonadores serie y dos resonadores paralelos.....	24
Fig. 5: Respuesta frecuencial ( $S_{21}$ ) de un filtro BAW de orden $N=2$ con topología ladder (línea continua), junto con el módulo de la impedancia de entrada para el resonador paralelo (línea discontinua) y para el resonador serie (línea de puntos). .....	25
Fig. 6: Rechazo en la banda atenuada en función del cociente de capacidades $\Psi$ , para distintos valores de $N$ [11].....	30
Fig. 7: Respuesta ( $S_{21}$ ) en frecuencia del filtro diseñado.....	31
Fig. 8: Respuesta frecuencial de un filtro BAW de orden $N=3$ con topología ladder; línea discontinua ( $S_{21}$ ): todos los resonadores series iguales, línea continua ( $S_{21}'$ ): con un resonador serie desintonizado (desplazado un 1%) y línea punteada ( $Z_s'$ ): módulo de la impedancia eléctrica de entrada de un resonador serie desintonizado. ....	36
Fig. 9: a) Respuesta frecuencial de un filtro BAW de orden $N=3$ con topología ladder desintonizado con un desplazamiento de 2%. b) Respuesta frecuencial de un filtro BAW de orden $N=3$ con topología ladder; línea discontinua ( $S_{21}$ ): todos los resonadores series iguales, línea continua ( $S_{21}'$ ): con un resonador serie desintonizado (desplazado un -1%) y línea punteada ( $Z_s'$ ): módulo de la impedancia eléctrica de entrada de un resonador serie desintonizado. (según especificaciones Tabla 3) .....	38

- Fig. 10: Respuesta frecuencial ( $S_{21}$ ) de un filtro BAW de orden N=6 con topología ladder (línea discontinua), respuesta frecuencial ( $S_{21}$ ) de un filtro BAW de orden N=7 con topología ladder (línea punteada) y respuesta frecuencial ( $S_{21}'$ ) de un filtro BAW de orden N=6 con topología ladder (línea continua) con un resonador serie y uno paralelo desintonizados (desplazado un 2%). ..... 40
- Fig. 11: Posibles configuraciones de resonadores BAW con capacidades o inductancias en serie o paralelo. En línea continua módulo impedancia del resonador, en discontinua módulo impedancia resonador modificado. Los resonadores serie y paralelo son los mismos que para el ejemplo de la Fig. 5.43
- Fig. 12: Respuesta frecuencial ( $S_{21}$ ) de un filtro BAW de orden N=6 con topología ladder (línea discontinua), respuesta frecuencial ( $S_{21}$ ) de un filtro BAW de orden N=7 con topología ladder (línea punteada) y respuesta frecuencial ( $S_{21}'$ ) de un filtro BAW de orden N=6 con topología ladder (línea continua) con un resonador serie y uno paralelo modificados mediante inductancias ( $L_s = 1.82\text{nH}$ ,  $L_p = 0.39\text{nH}$ ). ..... 48
- Fig. 13: Respuesta frecuencial ( $S_{21}$ ) de diferentes filtros BAW con configuración modificada de orden N=6 con topología ladder: en línea continua, los ceros están en la posición óptima; en línea discontinua, con ceros en posición no óptima. ..... 50
- Fig. 14: Respuesta frecuencial ( $S_{21}$ ) de diferentes filtros BAW multicero de orden N=6 con topología ladder con los ceros en situación óptima: en línea continua N=6, en línea discontinua N=5 y en línea punteada N=4. ..... 51
- Fig. 15: (línea discontinua) Módulo de la impedancia eléctrica con pérdidas ( $Q=1000$ ) de un resonador BAW en función de la frecuencia. (línea continua) Módulo de la impedancia eléctrica con pérdidas de un resonador modificado con una inductancia en serie ( $Q=20$ ) en función de la frecuencia. Eje Y en  $\text{dB}\Omega$ . .. 53
- Fig. 16: Respuesta de transmisión ( $S_{21}$ ) de un filtro BAW con topología en escalera óptimo de orden N=6 con dos pares de ceros de transmisión teniendo en cuenta las pérdidas del resonador y de las inductancias (línea continua) y sin tenerlas en cuenta (línea continua). ..... 54

## Índice de tablas

Tabla 1: Especificaciones del filtro .....	31
Tabla 2: Características de los resonadores en serie y en paralelo junto con el orden del filtro diseñado .....	31
Tabla 3: Especificaciones de un filtro orden N=3 .....	37
Tabla 4: Tendencias de variación de la frecuencia de resonancia y anti-resonancia según la configuración.....	44

## Resumen

Los requisitos de los dispositivos empleados en los nuevos sistemas de telecomunicaciones son: unas avanzadas prestaciones, reducido tamaño y bajo coste. Actualmente, se utilizan filtros basados en la tecnología SAW para trabajar a frecuencias de microondas. Dado los inconvenientes que presentan dicho tipo de filtros, se pretende substituirlos por filtros basados en tecnología BAW. La topología en escalera es hasta el momento la más extendida para diseñar estos filtros.

El objetivo del proyecto ha sido estudiar diferentes alternativas para mejorar la respuesta de los filtros BAW con topología en escalera. Por ello, empezamos el trabajo describiendo las características básicas de los resonadores BAW. A continuación, se explican los filtros BAW con topología en escalera, para los cuales ya existe un método de diseño. La respuesta de transmisión de los filtros aquí estudiados presenta alta atenuación en las bandas de transición. Sin embargo, el rechazo lejos de la banda de paso es pobre.

El método utilizado para cumplir el propósito ha sido modificar la configuración convencional de este tipo de filtros, añadiendo, así, un nuevo par de ceros en la respuesta. Se presentan dos alternativas posibles para un filtro multicero con topología en escalera, a fin de incrementar el rechazo fuera de banda y hacer posible la reducción del orden del filtro.

Els requisits dels dispositius utilitzats en els nous sistemes de telecomunicacions són: unes prestacions avançades, dimensions reduïdes i baix cost. Fins ara, s'han utilitzat filtres basats en la tecnologia SAW per treballar a freqüències de microones. Donat els inconvenients que comporten aquest tipus de filtres, es volen substituir per filtres basats en tecnologia BAW. Actualment, la topologia en escala és la més estesa per dissenyar aquests filtres.

L'objectiu del projecte ha estat estudiar diferents alternatives per millorar la resposta dels filtres BAW amb topologia en escala. Per això, comencem el treball descriuint les característiques bàsiques dels ressonadors BAW. A continuació, s'expliquen els filtres BAW amb topologia en escala, pels quals ja existeix un mètode de disseny. La resposta de transmissió dels filtres estudiats aquí presenta alta atenuació a les bandes de transició. En canvi, el rebuig lluny de la banda de pas és pobre.

El mètode utilitzat per assolir el propòsit ha estat modificar la configuració convencional d'aquest tipus de filtres, afegint, així, un nou parell de zeros de transmissió a la resposta. S'exposen dos alternatives possibles per un filtre multizero amb topologia en escala, per tal d'augmentar el rebuig fora de banda i per fer possible la reducció de l'ordre del filtre.

The requirements for the devices used in new telecommunication systems are: high performance, miniaturization and low cost. Nowadays, filters based on SAW technology are used for microwave frequency applications. Because of this type of filters problems, filters based on BAW technology are called to replace those other filters. Up to now, the ladder topology is the most widespread for this kind of filters design.

The object of this project has been studying different alternatives to improve the transmission response of BAW-based ladder-filters. So this document describes the main characteristics of BAW resonators. Next, BAW-based ladder-filters are explained, for which a method design already exists. The transmission response of this type of filters presents a high rejection in transition bands. However, the out-of-band rejection is poor.

The used method to reach the purpose has been modifying the conventional configuration of this type of filters, introducing a new pair of transmission zeros in the response. Two possible alternatives for a multi-zero ladder-type filter are presented in order to increase the out-of-band rejection and to do possible the decrease of the order of the filter.



## Capítulo 1

### Introducción

Los avances en los sistemas de telecomunicación móviles durante los últimos años han producido un aumento en la demanda de prestaciones para los dispositivos de control de frecuencias operando en el rango de 0.5GHz a 10GHz [1]. Por este motivo se dedican grandes esfuerzos a la miniaturización y reducción del coste de los filtros que trabajan en este rango de frecuencias.

Los terminales de telefonía móvil son uno de los campos de aplicación de los filtros de radiofrecuencia/microondas. La telefonía móvil es un mercado que crece año tras año [2] y a cuyos dispositivos se pretende dar mayor funcionalidad abaratando los precios. Existen, además, otros campos de aplicación para los filtros RF/ $\mu$ w, se pueden encontrar en sistemas Bluetooth, en receptores GPS (Global Positioning System) o aplicaciones WLAN (Wireless Local Area Network), los cuales ocupan el rango de frecuencias entre 100MHz y 6GHz [2].

Los requisitos exigidos a los filtros utilizados en terminales móviles son: altas prestaciones, reducido tamaño, y bajo coste. Tanto los resonadores basados en tecnología SAW (Surface Acoustic Wave) como en tecnología BAW (Bulk Acoustic Wave) son dispositivos con funcionalidad mecánica de la familia de los MEMS (Micro Electro Mechanical System), en los cuales la propagación de la señal es mediante ondas acústicas en lugar de ondas electromagnéticas (EM). El motivo por el cual se emplean filtros acústicos (basados en las dos tecnologías anteriores) en los terminales móviles es porque se consigue reducir mucho la velocidad de onda, mientras que los resonadores basados en estructuras EM persiguen aumentar la permitividad para alcanzar frecuencias de microondas. Es decir, la velocidad de propagación de una onda acústica en los sólidos es 10.000 veces menor a la velocidad de una onda electromagnética; por consiguiente, la longitud de onda acústica a altas frecuencias (1GHz) es de pocos  $\mu$ m. El hecho de tener longitudes de onda tan pequeñas hace posible la miniaturización de los resonadores. Se utiliza el efecto piezoelectrónico de ciertos cristales para asociar la energía eléctrica y la acústica.

Típicamente en los terminales móviles se utilizan los filtros SAW [3]. Manufacturar estos dispositivos resulta simple, pues requieren pocas máscaras, lo cual ha beneficiado a la implantación de este tipo de filtros en el mercado actual. Sin embargo, la tecnología de onda de superficie presenta algunas limitaciones; las prestaciones de los filtros se degradan si funcionan a frecuencias superiores a 2GHz. No pueden trabajar con niveles de potencias elevados porque podrían causar problemas de sobrecalentamiento y electromigración. Los filtros SAW son vulnerables a dañarse por descargas electroestáticas (ESD). El factor de calidad (Q) de estos filtros está típicamente por debajo de 400. Otra desventaja es que la tecnología SAW es incompatible con la tecnología estándar de integración de circuitos (IC) [2].

Los filtros con resonadores basados en tecnología BAW [4] empiezan a competir con los SAW gracias a los progresos realizados en la deposición de finas películas de piezoelectrónico. Se consigue trabajar con frecuencias entre 1GHz y 10GHz presentando buenas prestaciones. Asimismo se pueden integrar en silicio; una propiedad excelente que ofrece la posibilidad de fabricar el filtro junto con el resto de componentes activos de RF. Estos resonadores proporcionan la posibilidad de implementar filtros de pequeñas dimensiones a bajo coste. En comparación con los filtros SAW, sufren menos pérdidas, ya que los factores de calidad son del orden de 1.000, soportan potencias más elevadas y son menos sensibles a descargas electroestáticas [2].

Existen diferentes configuraciones basadas en tecnología BAW para la implementación de filtros, entre las cuales la topología en escalera es una de las más extendidas por la simplicidad de su estructura [5]-[7].

Los filtros RF/ $\mu$ w con alta selectividad son muy importantes para evitar interferencias entre todas las aplicaciones. El margen de guarda requerido entre bandas adyacentes viene definido por la capacidad selectiva de los filtros. Del mismo modo, se deben tener en cuenta las pérdidas de inserción en la banda de paso y la atenuación fuera de dicha banda a fin de evitar que los múltiples sistemas que se encuentran compartiendo el espectro radioeléctrico se interfieran.

El rango de frecuencias para telefonía móvil se encuentra normalmente entre 400MHz y 2,2GHz, dependiendo del país. El ancho de banda de separación entre las

bandas de transmisión y recepción es de 20MHz. En consecuencia, es necesario aplicar filtros con un factor de calidad (Q) muy elevado con tal de asegurar la separación mínima entre las bandas adyacentes. El valor de Q determina las pérdidas de inserción y la selectividad. La atenuación fuera de la banda de paso también es importante, aunque este valor depende bastante de la aplicación.

En los terminales de telefonía móvil un criterio importante para la elección del filtro son las pérdidas de inserción que como máximo se encuentran entre los 3 o 4 dB. En los filtros receptores dichas pérdidas determinan la sensibilidad del receptor y la relación señal a ruido. De modo que si éstas mejoran es beneficioso para el funcionamiento y la eficiencia del terminal móvil. En cuanto a la atenuación fuera de banda en un filtro RF, un valor típico para GSM es entre 20 y 30 dB mientras que para CDMA se encuentra sobre 30 o 40 dB [2].

## 1.1 Objetivos

En este punto haremos referencia a los objetivos básicos planteados en el trabajo.

El objetivo general del proyecto es:

- Estudiar las diferentes alternativas para mejorar la respuesta de los filtros BAW con topología en escalera.

En base a este objetivo general, concretamos los objetivos específicos marcados para el trabajo.

- 1) Describir la estructura de un resonador basado en tecnología BAW y el modelo eléctrico del comportamiento con el que vamos a trabajar a fin de construir la base de conceptos necesarios para alcanzar el resto de objetivos.

Una vez estudiado un resonador de forma individual, nos centraremos en el diseño de filtros compuestos con varios resonadores BAW. Para dichos filtros existen múltiples topologías de diseño. Entre todas la más extendida es la topología en escalera. Nuestro trabajo se centrará concretamente en el uso de la topología en escalera para el diseño de filtros, ya que su estudio presenta mayor simplicidad respecto a otras configuraciones. De modo que los consecutivos objetivos específicos son:

- 2) Mostrar la composición de un filtro BAW con topología en escalera.
- 3) Analizar las prestaciones y deficiencias que presentan en concreto los filtros con esta topología.
- 4) Estudiar diferentes alternativas para mejorar las prestaciones de filtros BAW con topología en escalera.
- 5) Evaluar cual de las alternativas estudiadas permite realizar en mayor medida mejoras en las prestaciones de los filtros.

## 1.2 Contenidos

El contenido de la memoria del trabajo puede dividirse en cuatro capítulos. El primero es la introducción, en el segundo y el tercero se realiza el desarrollo del trabajo y por último se presenta un capítulo de conclusiones generales.

Los dos capítulos intermedios siguen una estructura básica, en la que se hace una introducción de los temas a tratar, luego se desarrollan y para finalizar el capítulo, en un apartado de conclusiones, se recogen las ideas más significativas.

Capítulo 1. Se trata de la introducción que aquí se está realizando. Donde se sitúa al lector en la materia desarrollada en el trabajo. Se presenta el estado del arte de los resonadores BAW y su implicación para las aplicaciones de comunicaciones móviles, así como los objetivos marcados para el trabajo.

Capítulo 2. Este capítulo es esencial para comprender los fundamentos de un resonador basado en tecnología BAW, como los filtros obtenidos a partir de dichos resonadores. En un primer apartado, se define la estructura y se caracteriza el comportamiento de un resonador BAW. En la segunda sección, a partir de los conocimientos sobre resonadores BAW, son tratados los filtros con topología en escalera mostrándose su funcionamiento, las limitaciones que presentan estos dispositivos, así como también, los pasos a seguir para el diseño sistemático de dichos filtros.

Capítulo 3. Se describen dos alternativas distintas para la mejora de las prestaciones de un filtro BAW con topología en escalera: la desintonización de los resonadores que componen el filtro y la conexión de componentes reactivos

añadidos junto con los resonadores del filtro en escalera. Posteriormente, en vista de los resultados obtenidos se muestra un ejemplo de diseño de una de las alternativas de implementación del filtro con la que se consigue mejorar las prestaciones.

Capítulo 4. Finalmente, concluye el trabajo con este capítulo en el que se pretende agrupar todas las conclusiones extraídas a lo largo del trabajo. También, se explican cuales pueden ser la futuras líneas de trabajo.



## Capítulo 2

# Teoría básica de la tecnología BAW: resonadores y filtros

El gran impacto de la tecnología BAW tiene lugar en la síntesis de filtros. Los filtros tienen un gran abanico de aplicaciones referentes a comunicaciones móviles. No obstante, el mayor volumen de fabricación es para aplicaciones de telefonía móvil.

En este capítulo trataremos los resonadores BAW, dispositivos a partir de los cuales conseguimos realizar filtros que trabajan a frecuencias del orden de los GHz. Dado que la construcción de filtros se realiza a partir de resonadores, en primer lugar, describimos la estructura y el funcionamiento de un resonador BAW. Así como aquellas expresiones que nos permiten modelar su comportamiento, por ejemplo, la impedancia de entrada de un resonador.

En segundo lugar, vamos a tratar los filtros basados en resonadores BAW con topología en escalera, una de las más extendidas y utilizadas. Aunque existen diversas topologías de filtros, es nuestro objetivo la mejora de las prestaciones de dicha topología. Se presentará la estructura de un filtro BAW con topología en escalera y proporcionaremos una descripción razonada de la respuesta frecuencial del filtro que nos facilitará la comprensión de los resultados obtenidos en el capítulo 3. Como punto de partida para el capítulo 3, es importante el análisis que se realiza de las limitaciones y el desarrollo del procedimiento de diseño de este tipo de filtros.

### 2.1 Resonadores BAW

#### 2.1.1 Estructura

Un resonador BAW está compuesto por dos placas de electrodos paralelos, los cuales están separados por una lámina delgada de material piezoelectrónico, como podemos apreciar en la Fig. 1. Su estructura es semejante a la de un condensador de placas paralelas donde sustituimos la capa de dieléctrico por la de piezoelectrónico. Estos materiales tienen especial interés por su propiedad de transducción entre energía mecánica y eléctrica.

Los electrodos permiten la conexión de la capa de material piezoelectrónico con el resto del circuito. Al aplicar un campo eléctrico entre los electrodos, en la capa de piezoelectrónico se produce una deformación mecánica debido al efecto piezoelectrónico inverso que provoca la aparición de una onda acústica que se propaga en la dirección del campo eléctrico. De modo que la onda acústica resuena entre las dos superficies de metal.

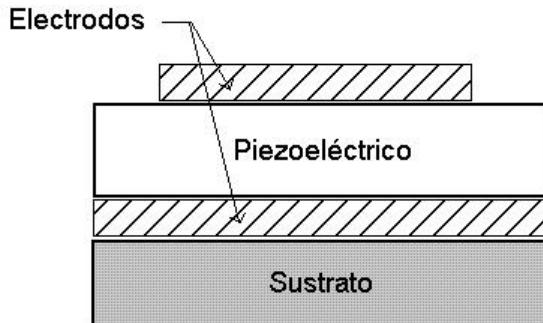


Fig. 1: Estructura básica de un resonador BAW.

Toda la estructura del resonador está contenida sobre un sustrato de silicio. Para conseguir que la onda acústica quede confinada dentro de la estructura resonante es necesario aislar acústicamente el resonador del sustrato, es decir, la onda debe encontrar un elevado coeficiente de reflexión que no permita a la onda propagarse a través del sustrato. Existen dos posibilidades para obtener la reflexión de la onda: FBAR (Film Bulk Acoustic Resonator) y SMR (Solidly Mounted Resonators) [5],[8].

### 2.1.2 Material piezoelectrónico

Como hemos comentado anteriormente, el efecto piezoelectrónico inverso es el causante de la excitación de la onda acústica. La piezoelectricidad es una propiedad que poseen ciertos cristales minerales capaces de generar un voltaje cuando se les aplica un esfuerzo mecánico. El efecto piezoelectrónico inverso se conoce como el hecho de producirse una deformación en el material que posee dicha propiedad al aplicarle un campo eléctrico. Un parámetro a tener en cuenta de estos materiales es el coeficiente de acoplamiento piezoelectrónico ( $k_t^2$ ) que define el grado de intercambio de energía eléctrica y mecánica. Este valor varía en función del material piezoelectrónico que utilicemos para fabricar el resonador.

Si el campo eléctrico que aplicamos en los extremos del resonador tiene una variación senoidal, podremos apreciar la condición de resonancia en aquellos casos en los que el espesor de la capa de piezoelectrónico por donde se propaga la onda

acústica sea equivalente a la mitad de la longitud de onda acústica. Sin embargo, esta última afirmación es una aproximación, ya que para modelos más exactos deberíamos tener en cuenta los efectos de carga mecánica de los electrodos.

### 2.1.3 Funcionamiento básico

Una vez hemos visto cuales son las partes de un resonador, pasamos a explicar cual es su funcionamiento básico. Para explicar el funcionamiento físico de un resonador se trabaja, generalmente, con dos modelos: el modelo de Mason [9] y el de Butterworth-Van Dyke [10].

A partir del modelo de Mason podemos conseguir una expresión para la impedancia eléctrica del resonador piezoeléctrico, sin embargo, si queremos tener en cuenta las multicapas que lo componen su obtención es compleja. Una expresión simplificada se puede obtener al realizar ciertas consideraciones. Al suponer que los electrodos son infinitamente delgados, pudiendo ser despreciados, obtenemos [9]

$$Z(\omega) = \frac{1}{j\omega C_o} \left( 1 - k_t^2 \frac{\tan(\omega d/2v_p)}{\omega d/2v_p} \right) \quad (1)$$

En la expresión de la impedancia en función de la frecuencia tenemos como parámetros:  $k_t^2$  que como ya hemos comentado es el coeficiente de acople electromecánico,  $v_p$  es la velocidad del sonido en el material,  $d$  es el espesor de la lámina piezoeléctrica y  $C_o$  es la capacidad estática entre los electrodos y depende del área del resonador. Así, estamos considerando que el resonador está compuesto únicamente por la capa de material piezoeléctrico que se encuentra superior e inferiormente en contacto con el aire. Para la ecuación (1) no se están teniendo en cuenta ningún tipo de pérdidas.

A continuación pasamos a realizar un análisis del comportamiento de la impedancia eléctrica que define el comportamiento del resonador BAW. Existen dos casos de especial interés que se producen para dos frecuencias determinadas: la frecuencia de resonancia o serie, a la cual nos referiremos por  $f_r$ , y la frecuencia de antiresonancia o paralela, que denotaremos por  $f_a$ . Ésta última se obtiene tomando la frecuencia a la cual la impedancia del resonador alcanza un valor infinito. Dicho valor se consigue cuando:

$$Z(\omega) \rightarrow \infty \Rightarrow \tan(\omega d / 2v_p) \rightarrow \infty \Rightarrow f_a = \frac{v_p}{2d} \quad (2)$$

Así pues,  $f_a$  queda determinada por el espesor de la lámina piezoelectrica ( $d$ ) y la velocidad del sonido en dicho material ( $v_p$ ). Para este caso nos encontramos que  $f_a$  corresponde con la frecuencia de resonancia mecánica del resonador y se obtiene, como ya hemos comentado, cuando el espesor es igual a media longitud de onda de la onda acústica. Por consiguiente, podemos reescribir (1) en función de  $f_a$ :

$$Z(\omega) = \frac{1}{j\omega C_o} \left( 1 - k_t^2 \frac{\tan[\omega/(4f_a)]}{\omega/(4f_a)} \right) \quad (3)$$

La frecuencia de resonancia se define como el valor de frecuencia para el cual la impedancia se aproxima a cero. Con esto obtenemos la siguiente relación entre las dos frecuencias a partir de (3),

$$Z(\omega) \rightarrow 0 \Rightarrow k_t^2 = \left( \frac{\pi}{2} \right)^2 \left( \frac{f_r}{f_a} \right) \left( \frac{f_a - f_r}{f_a} \right) \quad (4)$$

considerando las dos frecuencias muy cercanas. De manera que una vez tengamos fijadas la constante  $k_t^2$  y  $f_a$  por el grosor del material, nos determinarán el valor de  $f_r$ .

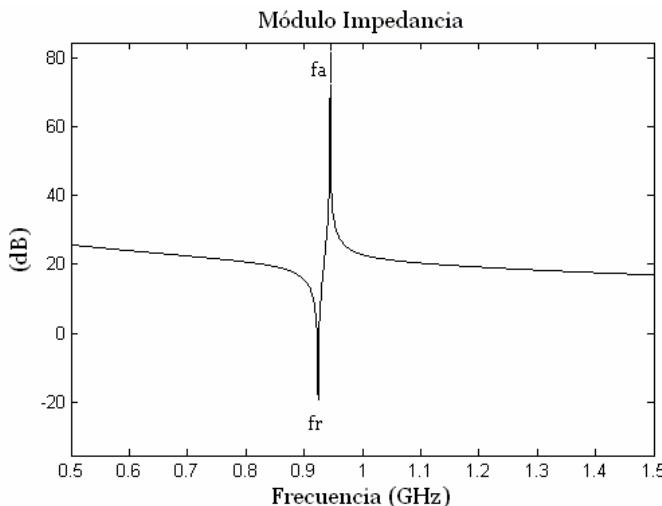


Fig. 2: Respuesta de la impedancia de entrada de un resonador BAW en función de la frecuencia. El eje de ordenados representado en  $\text{dB}\Omega$ .

Al simular la respuesta del módulo de la impedancia eléctrica de un resonador BAW utilizando (3) obtenemos la Fig. 2, en la cual podemos distinguir las dos frecuencias

de resonancia. Cabe destacar que  $f_a$  siempre está mínimamente por encima de  $f_r$ . Como no hemos tenido en cuenta las pérdidas, el factor de calidad (Q), en este caso concreto, es infinito.

Para las frecuencias que se encuentran por debajo de  $f_r$  y por encima de  $f_a$  el resonador tiene un comportamiento capacitivo producido en gran medida por  $C_o$ . En el rango de frecuencias que se encuentran entre las dos frecuencias de resonancia el comportamiento de la impedancia es inductivo.

## 2.2 Filtros BAW con topología en escalera

En apartado 2.1 hemos visto el comportamiento de un resonador BAW, de gran utilidad para comprender el funcionamiento de un filtro paso banda basado en estos resonadores y a la hora de realizar mejoras en las prestaciones de los filtros, como serán tratadas en el siguiente capítulo.

Para la construcción de filtros se utilizan dos tipos de configuraciones. Por un lado, la conexión eléctrica de diversos resonadores siguiendo una cierta topología como son los filtros con topología en escalera y lattice. Por el otro lado, el acoplamiento acústico de resonadores los cuales se amontonan unos encima de otros. Dentro de este grupo encontramos los SCF (Stacked Crystal Filter) y los CRF (Coupled Resonator Filter) [2]. Entre todas las posibilidades, los filtros con topología en escalera presentan una estructura de fácil implementación y sobre los cuales se han realizado numerosos estudios. Por estas razones, los filtros con topología en escalera serán tratados a continuación.

### 2.2.1 Estructura y funcionamiento

Los filtros con topología en escalera, o llamados comúnmente ladder, se construyen con dos grupos de resonadores que tienen diferentes frecuencias de resonancia: los serie, los cuales representaremos con el símbolo mostrado en la Fig. 3 a), y los paralelos que se simbolizan tal como en la Fig. 3 b). La denominación que utilizamos para los resonadores está ligada con la posición que ocupa cada uno de ellos en el diagrama del filtro, aunque se podría pensar que tiene relación con las frecuencias de resonancia. Todos los resonadores serie resuenan a las mismas frecuencias ( $f_a^s$  y  $f_r^s$ ), las cuales están desplazadas superiormente respecto a las

frecuencias de resonancia de los paralelos ( $f_a^p$  y  $f_r^p$ ), que también son comunes para todos los resonadores de este segundo grupo.



Fig. 3: a) Símbolo representativo de un resonador serie en un filtro ladder, b) Símbolo representativo de un resonador paralelo en un filtro ladder.

Su implementación consiste en conectar en cascada alternativamente un resonador serie y uno paralelo. La conexión de un elemento serie con otro en paralelo forman una etapa y es la celda básica para implementar un filtro. Como se observa en la Fig. 4 un filtro ladder consiste en la conexión de varias etapas. El número de resonadores que conforman el filtro determina el orden ( $N$ ).

Seguidamente vamos a explicar cual es el principio de funcionamiento de un filtro ladder. Para ello nos serviremos de un filtro de orden  $N = 2$ , que representa una etapa. Para órdenes mayores nos sirve la misma explicación ya que únicamente se trata de repetir la etapa.

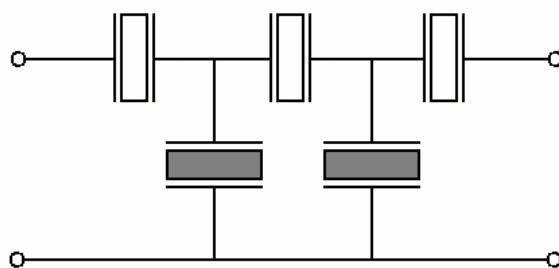


Fig. 4: Estructura de un filtro BAW con topología en escalera de orden 5 formado por tres resonadores serie y dos resonadores paralelos.

En la Fig. 5 se muestran la respuesta frecuencial del filtro junto con las impedancias eléctricas de entrada de los dos resonadores: el serie con  $|Z^s(f)|$  y el paralelo con  $|Z^p(f)|$ . Como se comentó anteriormente tenemos cuatro frecuencias de resonancia que aparecen en el siguiente orden de menor a mayor:  $f_r^p$ ,  $f_a^p$ ,  $f_r^s$  y  $f_a^s$ . Debemos respetar este orden para conseguir la respuesta del filtro deseado. Lo podremos comprobar con la siguiente explicación.

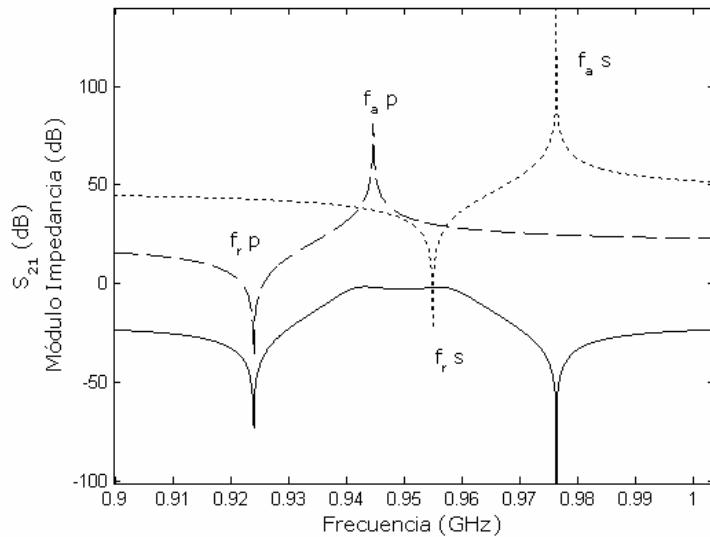


Fig. 5: Respuesta frecuencial ( $S_{21}$ ) de un filtro BAW de orden  $N=2$  con topología ladder (línea continua), junto con el módulo de la impedancia de entrada para el resonador paralelo (línea discontinua) y para el resonador serie (línea de puntos).

A frecuencias por debajo de  $f_r^p$  las impedancias de los dos resonadores tienen un comportamiento capacitivo, luego la respuesta del filtro es casi plana, aunque si mirásemos en detalle veríamos que sí que existe una dependencia entre la atenuación y la frecuencia. Si vamos aumentando la frecuencia hasta alcanzar la frecuencia  $f_r^p$  vemos que  $|Z^p|$  alcanza su valor mínimo, de ahí que en la respuesta del filtro tengamos un cero de transmisión, es decir, para esta frecuencia el filtro no deja pasar la señal. Si seguimos incrementando, alcanzamos el valor de  $f_a^p$ , donde ahora la impedancia  $|Z^p|$  tiene un valor muy cercano a infinito, significando esto que el filtro permite la transmisión de la señal con una atenuación muy baja. Al acrecentar el valor de la frecuencia hasta  $f_r^s$  nos encontramos que quien actúa es la baja impedancia de entrada del resonador serie, y del mismo modo, el filtro permite la transmisión de la señal. En este margen de frecuencias donde tenemos los máximos de transmisión, entre  $f_a^p$  y  $f_r^s$ , se forma la banda de paso del filtro. En último lugar, si seguimos aumentando la frecuencia nos encontramos con  $f_a^s$ . En este punto  $|Z^s|$  es prácticamente infinito, por este motivo a la salida del filtro se transmite muy poca señal, produciéndose un nuevo cero de transmisión. Como hemos podido observar los dos últimos casos son exactamente la situación inversa de los dos primeros. Para valores situados por encima de  $f_a^s$  el comportamiento del filtro vuelve a ser capacitivo, provocando que fuera de banda la respuesta del filtro

sea plana. Por lo tanto, el rechazo del filtro, en global, está dominado por un divisor de tensión de capacidades en cada etapa.

En resumen, acabamos de ver por qué es necesario que las frecuencias sigan el orden que habíamos establecido. Ya que la correcta combinación de las frecuencias da como fruto la respuesta del filtro que vemos en la Fig. 5. Así pues se cumple que en la banda de paso  $|Z^p(f)| > |Z^s(f)|$  con tal de permitir la transmisión de la señal hacia la salida del filtro con las menos pérdidas posibles.

### 2.2.2 Prestaciones y limitaciones

La respuesta de un filtro BAW con topología en escalera está caracterizada por tener dos ceros de transmisión cerca de las bandas de transición donde tenemos una alta atenuación. Estas son provocadas por el comportamiento bloqueador de las impedancias de entrada de los resonadores paralelo y serie a las frecuencias  $f_r^p$  y  $f_a^s$ , respectivamente. Dicho comportamiento produce que la respuesta del filtro cerca de la banda de paso sea muy selectiva. No obstante, si el orden del filtro no es elevado tiene un rechazo pobre en la banda atenuada más alejada de la banda de paso, al cual nos referiremos como *OoB* (out-of-band rejection). El rechazo está controlado por la escalera de condensadores del circuito cuando los resonadores operan como tales. La atenuación que se puede conseguir con cada etapa depende del cociente entre capacidades del resonador serie con el resonador paralelo. Si la capacidad estática del resonador paralelo aumenta se puede mejorar el rechazo en la banda atenuada. Sin embargo, existe un límite inferior y superior que está determinado por el cruce de las impedancias.

Para mejorar el rechazo podemos añadir más resonadores, aumentando el orden del filtro. El gran inconveniente es que al aumentar  $N$  el ancho de banda a -3 dB y el rizado también lo hacen. A la hora de realizar el diseño deberemos tener en cuenta el compromiso que existe entre el orden, el rechazo y el ancho de banda para -3dB.

Con tal de simplificar el diseño es preferible que no exista relación entre el ancho de banda y el orden, que modificar el orden no afecte al ancho de banda del filtro sino que éste únicamente afecte al rechazo. Por consecuencia, definimos el ancho de banda como el ancho de banda entre cruces  $BW_C = f_2 - f_1$ , en lugar del ancho de banda a -3 dB. Donde  $f_1$  y  $f_2$  son las frecuencias para las cuales se cumple

$|Z^p(f_i)| = |Z^s(f_i)|$  siendo  $f_i = f_1, f_2$ , es decir, los dos puntos donde se cortan las impedancias de entrada de los resonadores serie y paralelo. Es evidente, que por mucho que se incremente el orden, las impedancias de los resonadores no variarán y, en consecuencia, tampoco lo hará el ancho de banda entre cruces que cumple:

$$BW_C \leq BW_{3dB} \quad (5)$$

Por otro lado, al aumentar el rechazo, introduciendo más resonadores, también provocamos que las pérdidas de inserción sean mayores.

### 2.2.3 Metodología de diseño

En el diseño de un filtro es necesario marcar el valor de las especificaciones del filtro que se desea conseguir al finalizar el proceso. Del diseño se obtendrán unos parámetros que cumplirán estas especificaciones. En el caso del diseño de un filtro BAW con topología en escalera se utilizan como especificaciones: el ancho de banda entre cruces  $BW_C$ , el rechazo fuera de banda, la frecuencia del cero de transmisión inferior  $f_o^d$  y la frecuencia del cero superior  $f_o^u$ . El valor de estos parámetros viene marcado por el tipo de aplicación a la cual esté destinado el filtro.

Para caracterizar un filtro ladder es necesario obtener los parámetros  $f_a^s$ ,  $f_r^s$ ,  $k_t^s$  y  $C_o^s$  de los resonadores serie,  $f_a^p$ ,  $f_r^p$ ,  $k_t^p$  y  $C_o^p$  de los resonadores paralelos y el orden del filtro  $N$ . La constante de acoplamiento electroacústico del material piezoelectrónico  $k_t$  vendrá determinada por el material piezoelectrónico que se utilice para construir el filtro. Por lo tanto, no será un parámetro de diseño. Supondremos que los dos tipos de resonadores se van a construir con el mismo material lo que implica que  $k_t^s = k_t^p$ . Como vimos en (4), una vez se obtiene  $f_a$  y  $k_t$ , la otra frecuencia de resonancia  $f_r$  queda determinada.

El procedimiento sistemático de diseño que planteamos a continuación presenta una serie de pasos que se deben seguir de forma ordenada con el objetivo de obtener los parámetros de diseño a partir de unas especificaciones marcadas.

#### I. Verificar que se cumple el orden de frecuencias

Se deberá comprobar que los ceros de transmisión marcados en las especificaciones están puestos de tal forma que se cumple el orden de aparición de

las frecuencias comentado en el apartado 2.2.1. Por lo tanto, imponemos que se cumpla la condición:

$$f_r^s \geq f_a^p \quad (6)$$

En la Fig. 5 se aprecia que si los ceros de transmisión se encuentran demasiado cerca, (6) no se cumplirá. Como  $f_r^p = f_o^d$  y  $f_a^s = f_o^u$ , a partir de (4) podemos decir que para que se cumpla la condición anterior deberá cumplirse:

$$f_o^u \geq \left( \frac{\pi^2}{2k_t} \right)^2 \left( \frac{\pi - \sqrt{\pi^2 - 16k_t}}{\pi + \sqrt{\pi^2 - 16k_t}} \right) f_o^d \quad (7)$$

Si (7) no se cumple, deberemos modificar las frecuencias de los ceros de transmisión.

### II. Obtener frecuencias de resonancia del resonador serie

Como hemos visto la frecuencia de anti-resonancia del resonador serie coincide con la frecuencia del cero de transmisión superior, de modo que la frecuencia de resonancia  $f_r^s$  queda directamente determinada a partir de (4) conociendo el valor de  $k_t$ .

### III. Obtener frecuencias de resonancia del resonador paralelo

Se realiza el mismo proceso anterior, teniendo en cuenta que ahora la frecuencia del cero de transmisión inferior coincide con la frecuencia de resonancia del resonador paralelo. Por tanto nos quedará calcular  $f_a^p$  con (4).

### IV. Determinar el cociente entre capacidades $\Psi$ y $BW_c$

Hemos visto que el ancho de banda se define como  $BW_c = f_2 - f_1$ , que depende de las frecuencias de cruce que cumplen:

$$\frac{|Z^s(f_i)|}{|Z^p(f_i)|} = 1 \quad (8)$$

donde  $f_i = f_1, f_2$ . Para desarrollar (8) y obtener el cociente de capacidades, podemos aproximar la impedancia de entrada eléctrica de un resonador descrita en (3) por [11],[12]

$$Z(f) = \frac{1}{j2\pi f C_o} \left( \frac{f^2 - f_r^2}{f^2 - f_a^2} \right) \quad (9)$$

cuando trabajamos con valores de frecuencias cercanos a  $f_a$  y  $f_s$ . Utilizando (9) podemos llegar a la expresión:

$$\Psi = \frac{-f_i^4 + f_i^2 f_a^{p2} + f_i^2 f_r^{s2} - f_r^{s2} f_a^{p2}}{f_i^4 - f_i^2 f_a^{s2} - f_i^2 f_r^{p2} + f_a^{s2} f_r^{p2}} \quad (10)$$

Las frecuencias de corte se pueden obtener según:

$$\begin{aligned} f_1 &= f_c - (BW_c / 2) \\ f_2 &= f_c + (BW_c / 2) \end{aligned} \quad \text{donde } f_c^2 = f_o^d f_o^u \quad [10] \quad (11)$$

siendo  $f_c$  la frecuencial central del filtro. Como se puede observar el ancho de banda entre cruces depende directamente de  $\Psi = C_o^s / C_o^p$ . Puede darse el caso que para determinados valores de  $BW_c$ , se produzca que  $\Psi \leq 0$ , lo cual es físicamente inviable. Por esta razón, será necesario verificar que el ancho de banda entre cruces especificado nos dará un cociente de capacidades positivo, o lo que es lo mismo, se deberá cumplir:

$$f_c - f_a^p < \frac{BW_c}{2} < f_c - f_r^p \quad (12)$$

En caso de no cumplirse (12) se debería modificar el ancho de banda especificado.

#### V. Encontrar el producto entre capacidades $\theta = C_o^s C_o^p$

Con el objetivo de obtener las capacidades estáticas de los resonadores es necesario calcular el producto entre capacidades  $\theta = C_o^s C_o^p$ . Este parámetro está relacionado con la condición de adaptación de impedancias. Para que se cumpla esta condición se ha de verificar [12]:

$$\theta = \frac{1}{(2\pi f_c R)^2} \quad (13)$$

donde  $R$  representa la impedancia de la fuente y de la carga del filtro ( $R = 50\Omega$ ).

#### VI. Determinar valores de las capacidades $C_o^s$ y $C_o^p$

A partir de los IV) y V) en los que hemos encontrado  $\Psi$  y  $\theta$ , debemos determinar los valores de las capacidades  $C_o^s$  y  $C_o^p$ .

## VII. Determinar orden $N$ del filtro

Por último, sólo nos queda determinar el número de resonadores que componen el filtro. En este punto, a excepción del orden, el resto de parámetros están determinados. El orden del filtro nos vendrá determinado por el rechazo fuera de banda  $OoB$  que nos marquen las especificaciones. Fuera de banda el filtro se comporta como una escalera de condensadores, por este motivo, su valor depende principalmente de  $N$  y  $\Psi$ , pero como acabamos de decir este último parámetro ya ha quedado marcado en los pasos anteriores.

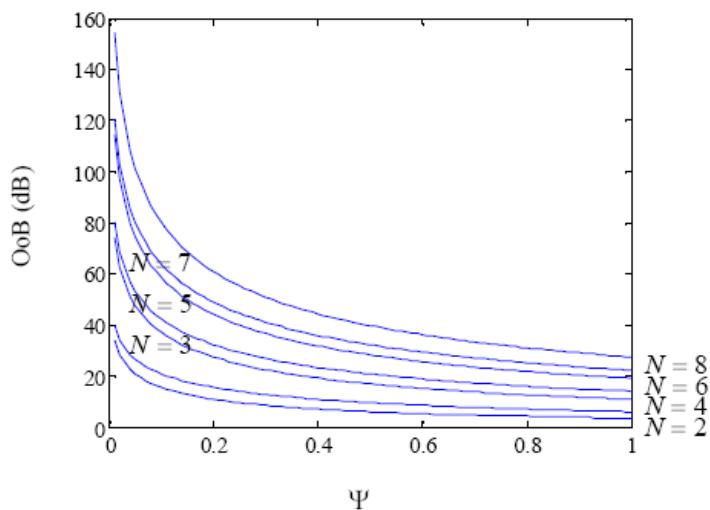


Fig. 6: Rechazo en la banda atenuada en función del cociente de capacidades  $\Psi$ , para distintos valores de  $N$  [13].

La Fig. 6 muestra el rechazo  $OoB$  en la banda atenuada que presenta un determinado orden  $N$  en función de  $\Psi$ . El cociente  $\Psi$  lo tendremos fijado por el ancho de banda entre cruces  $BW_c$ , de manera que si vamos aumentando el orden del filtro conseguimos mejorar el rechazo. En cambio, si tenemos fijado el orden, al aumentar  $BW_c$ , se nos incrementa el valor de  $\Psi$  y en consecuencia tendremos un rechazo más pobre. Como podemos apreciar existe un compromiso entre el rechazo en la banda atenuada  $OoB$  y el ancho de banda entre cruces  $BW_c$ , ya que los dos dependen del cociente  $\Psi$ .

### 2.2.4 Ejemplo de diseño

En este apartado pretendemos ver un ejemplo de diseño de un filtro siguiendo el método anteriormente presentado. En la Tabla 1 se muestran las especificaciones

que se piden para el filtro a diseñar. Se asume que como material piezoelectrónico se utiliza nitruro de aluminio (AlN) con un coeficiente electroacústico  $k_t = 0.25$  [14].

La Tabla 2 muestra los parámetros de diseño para realizar el filtro, cuenta con las características de los resonadores y el orden del filtro necesario.

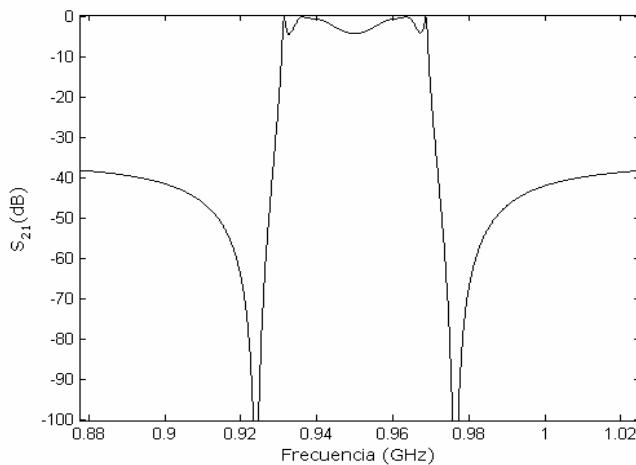
Tabla 1: Especificaciones del filtro

Ancho de banda $BW_C$ (MHz)	27
Frecuencia central (MHz)	949.8
Frecuencia cero de transmisión inferior (MHz)	924
Frecuencia cero de transmisión superior (MHz)	976.4
Rechazo de la banda atenuada (dB)	35

Finalmente la respuesta frecuencial del filtro sin pérdidas se muestra en la Fig. 7, donde se puede comprobar que cumple las especificaciones. Este ejemplo será el que utilicemos en los siguientes apartados para poder realizar comparaciones coherentes.

Tabla 2: Características de los resonadores en serie y en paralelo junto con el orden del filtro diseñado

Resonancia paralela de los resonadores en serie (MHz)	976.4
Capacidad estática de los resonadores en serie (pF)	1.883
Resonancia paralela de los resonadores en paralelo (MHz)	944.7
Capacidad estática de los resonadores en paralelo (pF)	5.963
Orden del filtro $N$	6

Fig. 7: Respuesta ( $S_{21}$ ) en frecuencia del filtro diseñado.

## 2.3 Conclusiones

En el presente capítulo hemos mostrado la estructura de un resonador BAW, el cual se compone de dos placas de electrodos paralelas entre las cuales se deposita una capa de material piezoelectrónico. Este material posee la peculiar propiedad de convertir la energía mecánica en energía eléctrica. Cuando aplicamos un campo eléctrico entre los electrodos el material sufre una deformación mecánica que excita una onda acústica.

Para el análisis del comportamiento del resonador hemos presentado una expresión que modela la impedancia eléctrica de entrada en función de la frecuencia. Gracias a la expresión de la impedancia eléctrica de un resonador BAW hemos visto que ésta presenta dos frecuencias de resonancia, la frecuencia de resonancia y la de anti-resonancia, en las cuales el módulo de la impedancia toma los valores mínimo y máximo, respectivamente. La impedancia eléctrica de un resonador depende del coeficiente de acoplamiento electroacústico, la frecuencia de anti-resonancia y de la capacidad estática entre los extremos de la lámina piezoelectrónica. De estos tres parámetros citados sólo la capacidad estática y la frecuencia de anti-resonancia son parámetros de diseño, pues, la constante de acoplamiento queda definida por el tipo de material piezoelectrónico utilizado. Las dos frecuencias de resonancia están directamente relacionadas con el coeficiente de acoplamiento de la lámina de piezoelectrónico. Como la frecuencia de anti-resonancia es un parámetro de diseño y, en cambio, el coeficiente de acoplamiento no lo es, tenemos que la frecuencia de resonancia está fijada al determinar la otra frecuencia de resonancia para un resonador BAW.

Posteriormente se ha descrito la estructura y el funcionamiento de un filtro BAW con topología en escalera. A partir de la respuesta del filtro y de las impedancias de entrada de los dos tipos de resonadores utilizados en la fabricación de filtros con topología en escalera, hemos comprobado que estos tienen cuatro frecuencias de resonancia que deben seguir un orden de aparición determinado.

A continuación, se han descrito las buenas propiedades y ciertas limitaciones que presentan este tipo de filtros. Por un lado, presentan una estructura simple de fácil implementación y una alta selectividad. Por otro lado, este tipo de filtros tienen un rechazo fuera de banda pobre para órdenes pequeños. Cuando aumentamos el orden, el rechazo mejora pero simultáneamente aumenta el ancho de banda del filtro a -3dB. Para evitar la dependencia de estos tres parámetros se ha definido el

ancho de banda entre cruces, el cual no tiene ninguna relación con el orden del filtro.

Finalmente, se han mostrado los pasos a seguir para obtener de forma sistemática los parámetros de diseño del filtro, esencial en el estudio de las diferentes posibilidades de mejorar las prestaciones de los filtros con topología en escalera que son tratadas en el capítulo 3. Hemos realizado el diseño de un filtro paso banda como ejemplo del procedimiento.



## Capítulo 3

### Alternativas para mejorar las prestaciones de los filtros con topología en escalera

La intención de este capítulo es presentar el estudio realizado con dos configuraciones alternativas de un filtro con topología en escalera. Se han buscado posibles modificaciones en la estructura convencional de estos filtros con el objetivo de obtener una mejoría de las prestaciones. Como se ha visto, con la topología en escalera se consiguen filtros con una banda de transición muy abrupta gracias al par de ceros de transmisión, pero el rechazo de la banda atenuada es pobre. Una vez hemos comprendido, en el capítulo 2, la respuesta frecuencial de un filtro con topología en escalera convencional, nos planteamos si es posible aumentar el rechazo fuera de banda en la respuesta del filtro.

La idea principal es introducir nuevos ceros de transmisión, así estos afectarán de una manera determinada en la respuesta frecuencial del filtro. En nuestro trabajo, nos importarán aquellos casos en los que consigamos modificar el rechazo en la banda atenuada. Para conseguir insertar en la respuesta del filtro dos nuevos ceros de transmisión hemos trabajado con dos posibilidades. La primera de ellas se basa en el desplazamiento frecuencial de una de las impedancias de los resonadores. La otra alternativa consiste en añadir bobinas y condensadores a los resonadores en diferentes configuraciones para modificar las frecuencias de resonancia.

En los dos casos queremos obtener una respuesta del filtro que sea multiceros, para comprobar si es posible aumentar el rechazo del filtro sin necesidad de incrementar el orden. La importancia de reducir el orden del filtro no es únicamente porque se disminuye el rizado, sino que, además, al tener menos resonadores conseguimos que el área necesaria para crear nuestro filtro sea más pequeña, lo que supone un avance en el empeño de miniaturizar los dispositivos.

Por lo tanto, en este capítulo nos centramos en describir cada una de las dos alternativas estudiadas, realizar una presentación de los resultados obtenidos y un posterior análisis. Para concluir, validaremos si las opciones estudiadas alcanzan el

objetivo marcado que es conseguir reducir el orden del filtro con un filtro ladder multicero que siga cumpliendo las especificaciones.

### 3.1 Filtro multicero con topología en escalera desplazando impedancias de resonadores

En este subapartado pretendemos desarrollar la primera de las alternativas estudiadas para mejorar el rechazo fuera de banda en un filtro con topología en escalera. Nosotros partimos de un filtro con la estructura convencional, en la que existen dos grupos de resonadores dentro de los cuales todos los resonadores tienen las mismas frecuencias de resonancia, por lo tanto, únicamente aparecen dos ceros de transmisión en la salida del filtro. Si por ejemplo, un resonador de cada uno de los grupos se modifica de forma que sus frecuencias de resonancia se encuentren desplazadas respecto al resto de resonadores del grupo, ocurrirá que ahora en la respuesta frecuencial aparecen un nuevo par de ceros de transmisión.

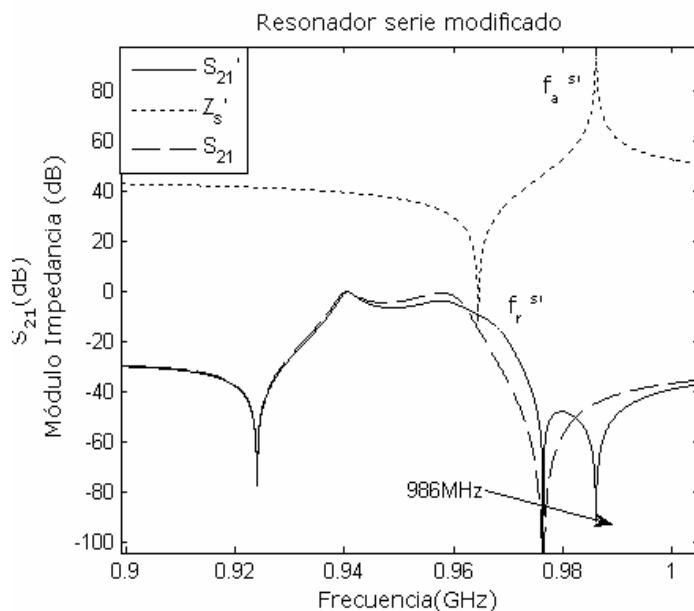


Fig. 8: Respuesta frecuencial de un filtro BAW de orden  $N=3$  con topología ladder; línea discontinua ( $S_{21}$ ): todos los resonadores series iguales, línea continua ( $S_{21}'$ ): con un resonador serie desintonizado (desplazado un 1%) y línea punteada ( $Z_s'$ ): módulo de la impedancia eléctrica de entrada de un resonador serie desintonizado.

Para facilitar las explicaciones vamos a centrarnos en un filtro con topología en escalera de orden tres, que es el mínimo con el cual lo podemos realizar. De modo que sólo añadiremos un nuevo cero de transmisión. Para este caso es equivalente el estudio de un filtro orden tres que empiece con resonador serie, como es el caso de la Fig. 8, que el que comienza con resonador paralelo; solamente variará el lado en el que aparece el cero.

En la Fig. 8, encontramos representada la respuesta frecuencial de un filtro con topología en escalera con el diseño clásico, es decir, con dos grupos de resonadores diferentes y que cumple las especificaciones de la Tabla 3. Como estamos con orden  $N = 3$ , únicamente hay dos resonadores serie y uno paralelo. Lo que hacemos a continuación es modificar esta estructura, cambiando un resonador serie. Al añadir uno de los resonadores diferentes, tenemos un nuevo parámetro de diseño que es la frecuencia de anti-resonancia ( $f_a^s'$ ) del resonador modificado.

Tabla 3: Especificaciones de un filtro orden N=3

Ancho de banda $BW_C$ (MHz)	17
Frecuencia cero de transmisión inferior (MHz)	924
Frecuencia cero de transmisión superior (MHz)	976.4
Rechazo de la banda atenuada (dB)	22

Por tanto, para obtener la respuesta del filtro, en este caso de orden tres, se tienen en cuenta: la impedancia de un resonador serie, la de uno paralelo y la nueva impedancia de un resonador serie modificado. La impedancia del resonador modificado se determina según (3) por  $f_a^s'$ , pues, el parámetro  $k_t$  tiene el mismo valor para todos los resonadores. Si damos diferentes valores a la frecuencia de anti-resonancia del resonador modificado podremos obtener respuestas diferentes.

En la Fig. 8 podemos observar la salida de un filtro orden  $N = 3$ , cuyos resonadores serie no tienen las mismas frecuencias de anti-resonancia. Como podemos observar la nueva frecuencia de anti-resonancia del resonador modificado se corresponde con el nuevo cero de transmisión superior. Este nuevo cero de transmisión en la respuesta del filtro es fruto de la modificación en la estructura del filtro al tener resonadores serie diferentes. Para este caso hemos fijado el nuevo cero a una frecuencia  $f_a^s' = 986$  MHz, fijarse que al marcar este valor, la otra frecuencia de resonancia queda directamente determinada por (4). En lugar de referirnos directamente al valor de la nueva frecuencia de anti-resonancia, determinamos su posición indicando el desplazamiento que le aplicamos respecto a la frecuencia de anti-resonancia del otro resonador serie. Al desplazar  $f_a^s'$  respecto a  $f_a^s$  del resonador sin modificar, también sufre el mismo desplazamiento  $f_r^s'$ .

respecto a  $f_r^s$ . En consecuencia, todos los valores de la impedancia del resonador modificado  $Z^{s'}$  experimentan el mismo desplazamiento (Fig. 8).

Por tanto, ahora nos interesará estudiar qué efectos ha provocado este nuevo diseño del filtro en su respuesta. Como podemos apreciar en la Fig. 8 al tener dos ceros de transmisión superior en la respuesta del filtro ha aparecido un lóbulo entre los ceros. Cabe destacar que cuanto más alejados están los ceros entre ellos más aumenta el nivel del lóbulo que se encuentra entre medio de los dos. Este efecto se aprecia en la Fig. 9 a) donde hemos realizado un desplazamiento del 2% y observamos que el rechazo mínimo en el lóbulo entre ceros es de aproximadamente 30dB.

Para las respuestas mostradas en la Fig. 8, si comparamos la gráfica del filtro sin modificar con la del modificado, observamos que se consigue mejorar el rechazo entre ceros para algunas frecuencias. Esta mejora es a costa de empeorarlo en otras. Pero al alejarnos de la banda de paso el rechazo es igual en los dos casos.

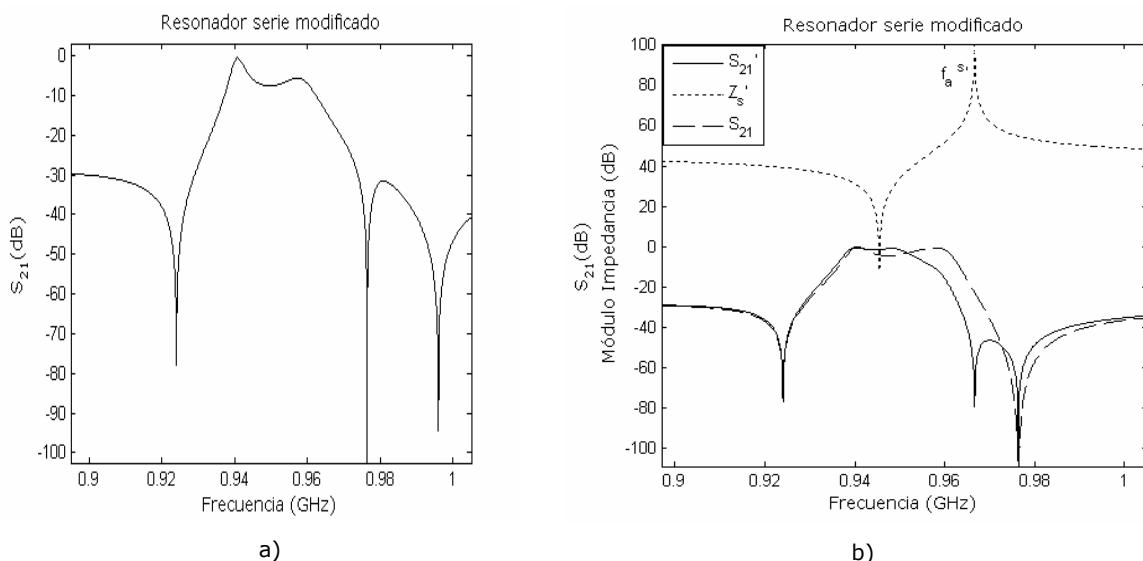


Fig. 9: a) Respuesta frecuencial de un filtro BAW de orden  $N=3$  con topología ladder desintonizado con un desplazamiento de 2%. b) Respuesta frecuencial de un filtro BAW de orden  $N=3$  con topología ladder; línea discontinua ( $S_{21}$ ): todos los resonadores series iguales, línea continua ( $S_{21}'$ ): con un resonador serie desintonizado (desplazado un -1%) y línea punteada ( $Z_s'$ ): módulo de la impedancia eléctrica de entrada de un resonador serie desintonizado. (según especificaciones Tabla 3)

Si observamos la banda de paso (Fig. 8), apreciamos que ésta se ha degradado respecto a la banda de paso que se hubiese obtenido al realizar el filtro con todos los resonadores de un mismo grupo iguales. Esto es debido a que ahora la banda de paso queda determinada por tres frecuencias  $f_a^p$ ,  $f_r^s$  y  $f_r^{s'}$ . El grado en el que

el ancho de banda empeora es proporcional al desplazamiento efectuado al resonador. Si el desplazamiento aumenta la banda de paso se ve más afectada debido a que la distancia entre  $f_a^P$  y  $f_r^{s'}$  aumenta (Fig. 9 a)).

A partir del ejemplo de la Fig. 8, vamos a intentar razonar que ocurre con el rechazo en frecuencias alejadas de la banda de paso. Para frecuencias elevadas observamos que la respuesta del filtro en ese tramo se encuentra ligeramente por debajo de la respuesta del filtro convencional. No obstante, a medida que aumenta la frecuencia, el rechazo en la respuesta del filtro prácticamente es igual al rechazo del filtro con resonadores sin desintonizar. Si aumentásemos el rango de frecuencias veríamos que ya no existe diferencia entre estos dos valores. Este resultado es debido a que el comportamiento capacitivo de las impedancias de los resonadores en ese tramo es idéntico tanto para el filtro convencional como para el filtro con resonadores desintonizados. Cuando modificamos un resonador únicamente varía la posición de sus frecuencias de resonancia, pero el valor de la capacidad estática  $C_o$  no se modifica. El valor que toma la respuesta frecuencial del filtro en la banda atenuada depende de la escalera de condensadores, la cual sigue teniendo el mismo número de condensadores y con los mismos valores. Luego, podríamos decir que no existe diferencia, en este tramo de frecuencias, entre un filtro convencional y uno con resonadores desintonizados. Cuanto mayor sea el desplazamiento de las frecuencias más tardarán en igualarse los valores de las dos impedancias. Pero por otro lado, más perjudicará a la banda de paso y mayor será el nivel del lóbulo entre ceros. Por tanto, existe un compromiso entre el desplazamiento, el ancho de banda y el rechazo entre ceros en la banda atenuada. En la Fig. 8 se aprecia que no conseguimos una mejora significante del rechazo fuera de banda, es decir, que para frecuencias alejadas de la banda de paso el rechazo no cambia.

Si nos planteamos desplazar la frecuencia del resonador serie modificado de manera que  $f_a^{s'} < f_a^s$ , no conseguimos un resultado válido. Estamos provocando que la banda de paso disminuya como podemos apreciar en la Fig. 9 b). En consecuencia, el filtro no cumple especificaciones y la respuesta de transmisión del filtro en la banda atenuada se encuentra ligeramente por encima de la respuesta del filtro convencional. Con lo cual no se incrementa el valor del rechazo fuera de banda. Por estos motivos descartamos la posibilidad de desplazamiento en este sentido.

A continuación, pretendemos analizar que ocurre al aumentar el orden del filtro. Hasta ahora hemos visto que con un filtro de orden  $N = 3$  el resonador modificado tenía mucha influencia en la respuesta del filtro con desplazamientos a partir del 1%. Al aumentar el orden el filtro desintonizado, no producirá tanto efecto sobre su respuesta, ya que se dará la situación de que hay un resonador diferente frente a un número mayor de resonadores iguales entre ellos. Sin embargo, al añadir resonadores aparecen otros inconvenientes como es el aumento del rizado en la banda de paso.

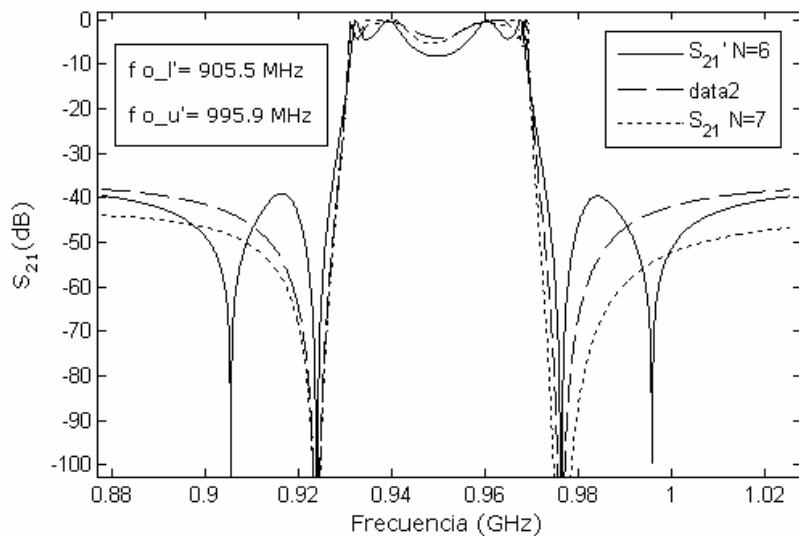


Fig. 10: Respuesta frecuencial ( $S_{21}$ ) de un filtro BAW de orden  $N=6$  con topología ladder (línea discontinua), respuesta frecuencial ( $S_{21}$ ) de un filtro BAW de orden  $N=7$  con topología ladder (línea punteada) y respuesta frecuencial ( $S_{21}'$ ) de un filtro BAW de orden  $N=6$  con topología ladder (línea continua) con un resonador serie y uno paralelo desintonizados (desplazado un 2%).

En la Fig. 10 tenemos representada la respuesta del mismo filtro orden  $N = 6$  que en el apartado 2.2.4 siguiendo las especificaciones marcadas en la Tabla 1. Este filtro ha servido de base para diseñar uno nuevo donde un resonador serie y un resonador paralelo se encuentran desplazados un 2% respecto a sus respectivos resonadores originales. También presentamos su respuesta frecuencial en la Fig. 10. Y por último, se muestra junto a la respuesta de estos dos filtros de orden  $N = 6$  y la de un filtro al cual le hemos añadido un resonador serie más, de modo que observamos la respuesta para  $N = 7$ .

Apreciamos respecto a la Fig. 8 que cuanto mayor es el orden del filtro menos se distorsiona el ancho de banda de la respuesta de transmisión. Es decir, la banda de paso del filtro modificado se parece mucho más al filtro equivalente del mismo

orden con todos los resonadores iguales, lo que implica que el desplazamiento que se puede conseguir es mayor. De todos modos, en la Fig. 10, se aprecia como el valle de la banda de paso es más pronunciado en el caso del filtro desintonizado.

A pesar de la mejora en la banda de paso, no se consiguen mejoras del rechazo suficientemente grandes como para poder realizar un filtro con las mismas especificaciones pero con un orden menor. Esto se entiende mejor con la Fig. 10 en la cual hay representadas las respuestas frecuenciales de los tres filtros. El filtro convencional de orden  $N = 6$  está diseñado para cumplir las especificaciones con el mínimo orden necesario. Si queremos mejorar el rechazo fuera de banda tenemos la opción de añadir un resonador más (para el caso de la Fig. 10 uno serie), de modo que el otro filtro es de orden  $N = 7$  y asimétrico dado que el número de resonadores es impar. Por último, la respuesta del filtro orden  $N = 6$  multicero en el cual se han desintonizado dos de sus resonadores nos muestra que el rechazo es menor para algunas frecuencias. Sin embargo, la modificación no provoca mejoras en el rechazo fuera de banda. En la Fig. 10, concretamente en la banda atenuada superior, podemos comprobar como el aumento de rechazo conseguido al desintonizar los resonadores no mejora el rechazo para frecuencias alejadas, mientras que añadir un resonador más provoca una mejora considerable del rechazo. Por este motivo, decimos que el efecto conseguido no sirve para implementar filtros que cumplan las especificaciones con un orden menor. Comprobamos que respecto al rechazo ocurre lo mismo con el filtro desintonizado de orden  $N = 6$  que en el de  $N = 3$ . Mejoramos el rechazo en frecuencias cercanas a la banda de paso, pero se mantiene para frecuencias alejadas.

En resumen, podemos decir que la alternativa aquí estudiada nos degrada la banda de paso en la respuesta del filtro, mejora ligeramente el rechazo para algunas frecuencias pero, por otra parte, dependiendo del desplazamiento de los nuevos ceros de transmisión, el nivel del lóbulo entre ceros puede estropear el rechazo. Asimismo, para frecuencias alejadas de la banda de paso el rechazo permanece igual. El principal inconveniente de esta técnica es que al modificar la frecuencia de anti-resonancia se modifica a la vez la de resonancia. Por este motivo, a continuación proponemos una nueva alternativa.

### 3.2 Filtro multicero con topología en escalera añadiendo componentes

En este apartado vamos a tratar una nueva alternativa para conseguir que la respuesta de transmisión de un filtro BAW con topología en escalera sea multicero. Se realizará a partir de las diferentes combinaciones que se consiguen al conectar una inductancia o una capacidad en serie o en paralelo con el resonador. Al igual que en el apartado 3.1, buscamos una respuesta con un nuevo par de ceros de transmisión, a fin de aumentar el rechazo.

A diferencia del apartado anterior, el método para obtener el nuevo par de ceros es el de conectar componentes reactivos a un resonador. El efecto que tiene este nuevo componente en el resonador es el de desplazar la frecuencia de resonancia o de anti-resonancia respecto a las de un simple resonador de las mismas características. Por lo tanto, en un filtro BAW con topología en escalera cuya respuesta de transmisión está acorde con la mostrada en la Fig. 5, conseguiremos el nuevo par de ceros si se modifican la frecuencia de resonancia de al menos uno de los resonadores paralelos y la frecuencia de anti-resonancia de, como mínimo, un resonador serie. Es evidente que las nuevas frecuencias de resonancia de estos resonadores modificados, al encontrarse desplazadas respecto a la posición que ocupan las frecuencias de los resonadores sin modificar, son las causantes de que la respuesta de transmisión del filtro tenga un par de ceros más. En resumen, tendremos dos ceros de transmisión fijados por los resonadores originales ( $f_{o\_l}$  y  $f_{o\_u}$ ) y otro par que proceden de los resonadores modificados ( $f'_{o\_l}$  y  $f'_{o\_u}$ ).

A continuación pretendemos ver cual es el efecto que provocan estos nuevos elementos (L, C) únicamente sobre un resonador, de modo que podamos estudiar las diferentes configuraciones sin tener en cuenta que posición ocupa el resonador en la estructura del filtro ladder. Dependiendo del componente que conectemos al resonador y de la configuración utilizada (serie o paralelo) el efecto que producirá en la impedancia del resonador será diferente. La Fig. 11 muestra las posibilidades de las que disponemos. Por el momento, no tendremos en cuenta si se trata de un resonador serie o paralelo, ya que será explicado más adelante. Además, para cada caso se incluye la respuesta del módulo de la impedancia del resonador junto con el módulo de la impedancia resultante del resonador más el elemento reactivo. Fijémonos que las configuraciones son: resonador con inductancia o capacidad en paralelo y resonador con inductancia o capacidad en serie. Los efectos que se

pueden observar son varios. Por un lado, el efecto que producen la inductancia y la capacidad son inversos. Mientras que las capacidades tienen el efecto de disminuir la distancia entre las dos frecuencias de resonancia del BAW, las inductancias actúan haciendo las frecuencias de resonancia más lejanas entre sí. Por otro lado, el desplazamiento que se produce depende del valor nominal del dispositivo utilizado. También cabe destacar que al añadir uno de estos dispositivos al resonador únicamente se modifica una de las frecuencias de resonancia, mientras que la otra permanece en la misma posición. El hecho de que sólo una de las frecuencias se desplace supondrá, como veremos, una ventaja a la hora de implementar un filtro multicero respecto al caso anterior.

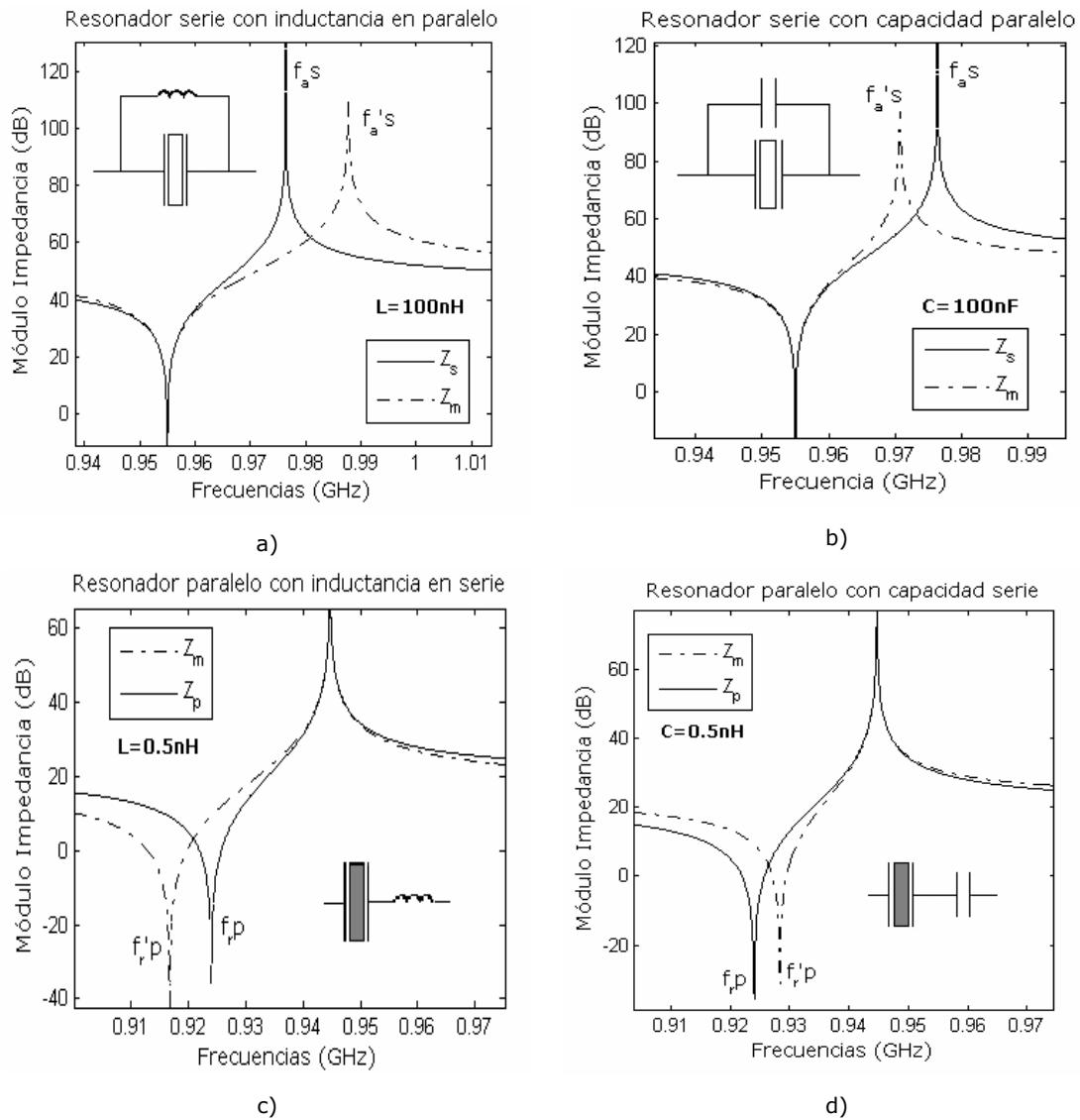


Fig. 11: Posibles configuraciones de resonadores BAW con capacidades o inductancias en serie o paralelo. En línea continua módulo impedancia del resonador, en discontinua módulo impedancia resonador modificado. Los resonadores serie y paralelo son los mismos que para el ejemplo de la Fig. 5.

Para la Fig. 11, nos vamos a fijar en las frecuencias alejadas de  $f_a$  y  $f_r$ , es decir, donde la impedancia tiene un comportamiento capacitivo. Concretamente, para aquellos extremos en los que la frecuencia ha sido desplazada. Como se puede observar el valor de la impedancia varía dependiendo de la situación. Cuando se desplaza la frecuencia hacia valores mayores el módulo de la impedancia en ese extremo aumenta. Contrariamente, cuando desplazamos hacia valores menores el valor de la impedancia en el respectivo extremo disminuye. Lo anterior es sumamente importante, en cuanto a la mejora del rechazo de un filtro con topología en escalera diseñado con multiceros.

Tabla 4: Tendencias de variación de la frecuencia de resonancia y anti-resonancia según la configuración.

Elemento	Conexión	Frecuencia de resonancia	Frecuencia de anti-resonancia
Capacidad	serie	$f_r < f'_r$	$f_a = f'_a$
	paralelo	$f_r = f'_r$	$f_a > f'_a$
Inductancia	serie	$f_r > f'_r$	$f_a = f'_a$
	paralelo	$f_r = f'_r$	$f_a < f'_a$

La nomenclatura que utilizaremos a partir de ahora será para las frecuencias de resonancia de los resonadores modificados  $f'_a$  y  $f'_r$ , mientras que las de un resonador que no ha sido modificado se mantienen,  $f_a$  y  $f_r$ . En la Tabla 4 se encuentran recogidas las cuatro configuraciones posibles con un resonador. Se muestra cual es la tendencia de variación de las frecuencias en función del caso. En la Fig. 11 a) vemos el una primera posibilidad que se corresponde en la Tabla 4 al caso en que tengamos una inductancia conectada en paralelo con un resonador. La frecuencia que experimenta un desplazamiento es la de anti-resonancia, la cual toma siempre un valor mayor respecto a la de anti-resonancia de la impedancia de un solo resonador. La frecuencia de resonancia para el caso del resonador con inductancia en paralelo como sin es equivalente. Para el caso de conectar en paralelo un condensador, se aprecia en la Fig. 11 b) que también se modifica la frecuencia de anti-resonancia manteniendo la de resonancia en la misma posición. Sin embargo, la capacidad provoca que la nueva frecuencia de anti-resonancia sea menor que la del resonador solo. Asimismo podemos intuir que en los casos de conectar un elemento reactivo en serie provocará una variación de

la frecuencia de resonancia manteniendo la posición de la de anti-resonancia. En la Fig. 11 c) se da el caso de una inductancia conectada en serie, que desplaza la frecuencia de resonancia a un valor menor. Mientras que el caso de una capacidad en serie (Fig. 11 d)) desplaza a frecuencias mayores.

El análisis que acabamos de realizar para un solo resonador nos permite ver cual es el efecto que nos interesa aprovechar en nuestros filtros con tal de provocar la aparición de dos nuevos ceros de transmisión. En la respuesta frecuencial de un filtro sin modificar el cero de transmisión inferior está producido por la frecuencia de resonancia del resonador BAW paralelo ( $f_r^p$ ). Entonces, si se pretende modificar esta frecuencia de resonancia deberemos colocar un dispositivo reactivo en serie al resonador paralelo ya que modifica  $f_r$  (Tabla 4). El cero de transmisión superior viene dado por la frecuencia de anti-resonancia del resonador serie ( $f_a^s$ ), que se puede modificar añadiendo un dispositivo reactivo en paralelo al resonador serie (Tabla 4).

En resumen, de todas las posibles combinaciones que se podrían conseguir combinando un resonador serie con una capacidad o una inductancia y lo mismo para un resonador paralelo, únicamente cuatro nos van a producir un efecto deseado en la respuesta del filtro. Si observamos la Fig. 11, ahora sí, teniendo en cuenta si se trabaja con un resonador serie o con uno paralelo, están mostradas las cuatro posibilidades para la obtención de un filtro multicero. Se sigue la misma simbología utilizada anteriormente (Fig. 3). De la Fig. 11 y la Tabla 4, deducimos que cuando un resonador paralelo se modifica con una capacidad en serie la nueva frecuencia  $f_r^p'$  aporta un nuevo cero de transmisión inferior que satisface  $f_{o\_l}' > f_{o\_l}$ ; mientras que si utilizamos una inductancia en serie, entonces, ocurrirá  $f_{o\_l}' < f_{o\_l}$ . Contrariamente, cuando un resonador serie es modificado por una capacidad en paralelo la nueva frecuencia  $f_a^s'$  contribuye en el nuevo cero de transmisión superior que cumple  $f_{o\_u}' < f_{o\_u}$ ; si fuese el caso de una inductancia en paralelo tendríamos  $f_{o\_u}' > f_{o\_u}$ .

El resto de combinaciones no permiten la inclusión de nuevos ceros de transmisión en la respuesta del filtro, sino que perjudican la banda de paso. Si únicamente modificamos las frecuencias que se corresponden con los ceros de transmisión,

nuestra banda de paso no estará afectada por los nuevos componentes, ya que el resto de frecuencias de resonancia, que son las que determinan la banda de paso, no se modifican. Por lo tanto, en el diseño de un filtro multicero tendremos la siguiente correspondencia entre las frecuencias en las cuales se producen los ceros de transmisión y las frecuencias de resonancia de los resonadores:

$$\begin{aligned} f_{o\_l} &= f_r^p, \quad f_{o\_u} = f_a^s \\ f'^{'}_{o\_l} &= f'^p_r, \quad f'^{'}_{o\_u} = f'^s_a \end{aligned} \quad (14)$$

Antes se ha dicho que existía una relación entre el valor de los dispositivos reactivos a añadir y el desplazamiento que conseguíamos. Ahora bien, nos será muy útil conseguir unas expresiones que permitan encontrar el valor de la inductancia o la capacidad necesaria para situar los nuevos ceros de transmisión en una determinada posición. Denominaremos  $C_{tun}$  a la capacidad añadida al resonador o en el caso de una inductancia  $L_{tun}$ . El valor del componente que añadimos al resonador depende de las características del resonador y de la localización deseada para la nueva frecuencia de resonancia o anti-resonancia, que denominaremos por  $f_d$ . Por ejemplo, supongamos el caso de la Fig. 11 d), tenemos la impedancia del resonador paralelo  $Z_p(f)$  y una capacidad con una impedancia  $Z_c(f)$ . La impedancia resultante del resonador modificado  $Z_m(f) = Z_p(f) + Z_c(f)$  corresponde al equivalente de las impedancias del resonador y el condensador en serie. Estas dos impedancias se obtienen:

$$\begin{aligned} Z_p(f) &= \frac{1}{j2\pi f C_o} \left( \frac{f^2 - f_r^2}{f^2 - f_a^2} \right) \\ Z_c(f) &= \frac{1}{j2\pi f C_{tun}} \end{aligned} \quad (15)$$

donde  $f_a$ ,  $f_r$  y  $C_0$  corresponden a la frecuencia de anti-resonancia, de resonancia y a la capacidad estática de correspondiente resonador modificado, en este ejemplo del resonador paralelo.

Para el caso de un resonador con una capacidad en serie, se desplaza la frecuencia de resonancia donde además se cumple que el módulo de la impedancia toma el valor mínimo  $Z_m(f'_r) = 0$ . En global, el nuevo valor de frecuencia de resonancia o anti-resonancia que deseamos conseguir con el desplazamiento lo designamos

como  $f_d$ . Por lo tanto, para nuestro ejemplo  $f_d = f_r'$  y aplicando la condición de que en este punto el valor de la impedancia del resonador modificado sea cero tendremos:

$$\frac{1}{j2\pi f_d C_o} \left( \frac{f_d^2 - f_r^2}{f_d^2 - f_r^2} \right) + \frac{1}{j2\pi f_d C_{tun}} = 0 \quad (16)$$

De modo, que podemos obtener una expresión para el cálculo del valor de capacidad ( $C_{tun}$ ) necesario para alcanzar un determinado valor de frecuencia ( $f_d$ ), que corresponde a:

$$C_{tun} = \frac{C_o (f_d^2 - f_a^2)}{f_r^2 - f_d^2} \quad (17)$$

Para el caso de un resonador serie conectado en paralelo con un condensador obtenemos la misma expresión.

Podemos realizar el mismo proceso para el caso de una inductancia en serie con un resonador paralelo o en paralelo con un resonador serie. Siguiendo el mismo procedimiento para obtener la nueva expresión de la impedancia del resonador modificado y aplicando las condiciones de resonancia o anti-resonancia, llegamos una expresión,

$$L_{tun} = \frac{(f_r^2 - f_d^2)}{4\pi^2 f_d^2 C_o (f_a^2 - f_d^2)}, \quad (18)$$

que nos permite calcular el valor de la inductancia ( $L_{tun}$ ) que debemos colocar al resonador para alcanzar una determinada frecuencia ( $f_d$ ).

Seguidamente, nos planteamos como aprovechar lo que se ha visto hasta ahora para crear filtros multiceros con topología en escalera en los que se obtengan mejoras respecto a la atenuación fuera de banda en comparación con los filtros que utilizan la configuración básica.

En la Fig. 12, se representa el mismo filtro ladder de orden  $N = 6$  que cumple las especificaciones de la Tabla 1. También tenemos la respuesta de un filtro de orden  $N = 7$  que parte del de orden  $N = 6$  añadiéndole un nuevo resonador serie. Y por último, un filtro multicero de orden  $N = 6$ , al que se le han modificado un resonador serie y uno paralelo añadiendo inductancias.

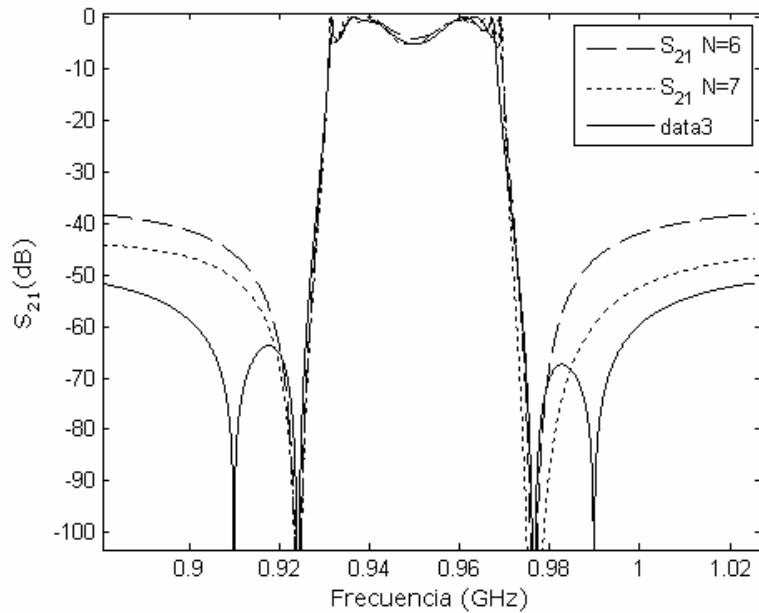


Fig. 12: Respuesta frecuencial ( $S_{21}$ ) de un filtro BAW de orden  $N=6$  con topología ladder (línea discontinua), respuesta frecuencial ( $S_{21}$ ) de un filtro BAW de orden  $N=7$  con topología ladder (línea punteada) y respuesta frecuencial ( $S_{21}'$ ) de un filtro BAW de orden  $N=6$  con topología ladder (línea continua) con un resonador serie y uno paralelo modificados mediante inductancias ( $L_s = 1.82\text{nH}$ ,  $L_p = 0.39\text{nH}$ ).

Cuando hemos estudiado cada una de las posibles configuraciones hemos visto, que el efecto de los condensadores es el de disminuir la separación entre la frecuencia de resonancia y la de anti-resonancia, pero a la vez también provoca que el valor de la impedancia con comportamiento capacitivo aumente o disminuya según la configuración. Con las bobinas, obtenemos la situación inversa, provocan un aumento de la distancia existente entre las dos frecuencias de resonancia del BAW. Los dispositivos que nos son útiles para mejorar el rechazo en las bandas atenuadas del filtro son las inductancias. Seguidamente, razonamos la anterior elección.

En un principio pensamos es escoger impedancias dado que queremos mejorar el rechazo fuera de banda, las inductancias son las que nos introducen los nuevos ceros de transmisión en la banda atenuada. Pero también se puede justificar de otra manera. En la Fig. 12, si nos situamos en las frecuencias de los ceros de transmisión inferiores, estamos viendo el efecto que tienen los resonadores paralelos. Tal como se aprecia en Fig. 11 c), para el resonador modificado la impedancia es menor, lo que se traduce en un mayor rechazo en la banda atenuada inferior del filtro, ya que cuando la impedancia del resonador paralelo es menor, la respuesta del filtro produce una atenuación mayor en la señal transmitida. De la misma manera, para la banda de frecuencias cercanas a los ceros de transmisión

superiores, el resonador que actúa es el serie. Por lo tanto, para un resonador serie modificado, la impedancia es mayor en la zona capacitiva, tal como demuestra en Fig. 11 a). Así, si la respuesta del filtro en esta zona es inversa a la impedancia del resonador serie; tendremos que el rechazo en la banda de atenuación superior del filtro aumentará con un resonador serie modificado por una inductancia (ver Fig. 12). Es decir, que cuando la impedancia del resonador serie aumenta, el filtro pone más impedimento a que se transmita la señal. Como se comentó al describir los filtros con topología en escalera, fuera de banda estos filtros se comportan como una escalera de condensadores, por eso, tiene sentido que el rechazo varíe cuando añadimos los dispositivos pasivos.

Como se puede apreciar en la Fig. 12 donde se representa un filtro multicero en el que se han añadido inductancias, la banda de paso no se ve afectada significativamente por esta modificación de los resonadores, ya que únicamente se desplaza una de las frecuencias de resonancia de cada resonador BAW. En otras palabras, el ancho de banda entre cruces prácticamente no se modifica, factor importante para asegurarnos que estamos cumpliendo las especificaciones. Aún incluso con un desplazamiento suficientemente grande, la banda de paso se conserva respecto a la del filtro sin modificar. Por otro lado, cuanto más desplazados estén el nuevo par de ceros respecto a los ceros de transmisión dependientes del resto de resonadores sin modificar, mayor será el rechazo que alcancemos lejos de la banda de paso del filtro (*OoB*). A cambio, el nivel de los lóbulos que se forman entre los ceros de transmisión en cada banda se incrementa al separar las frecuencias. Por el contrario, si los ceros se aproximan, el nivel del lóbulo se decrementa, y el rechazo conseguido en *OoB* es menor.

En referencia a lo que acabamos de explicar, cuando se altera la posición de los nuevos ceros de transmisión el rechazo en *OoB* se modifica pero también lo hace, inversamente, el rechazo mínimo entre ambos ceros (Fig. 13). En consecuencia, se podrá alcanzar una situación óptima de los nuevos ceros en la que el nivel máximo de los lóbulos entre ceros sea igual al rechazo en *OoB*. En la Fig. 13 se muestra este caso junto con el de la Fig. 12. La posición de los ceros óptimos es  $f_{o\_l}' \approx 900$  MHz y  $f_{o\_u}' \approx 1005$  MHz con los respectivos valores de inductancias  $L_s = 2.48$  nH y  $L_p = 0.26$  nH. Para esta nueva situación, conseguimos incrementar el rechazo *OoB* en unos 21 dB respecto al que se conseguía con el correspondiente filtro convencional.

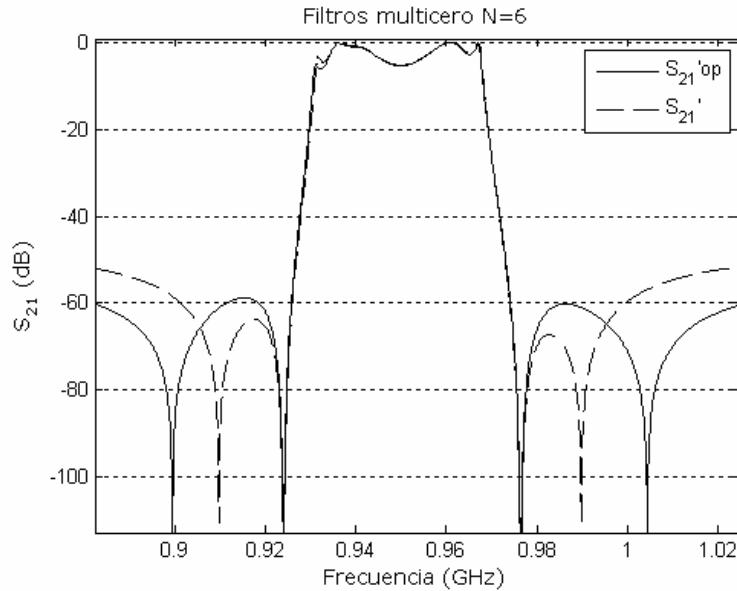


Fig. 13: Respuesta frecuencial ( $S_{21}$ ) de diferentes filtros BAW con configuración modificada de orden  $N=6$  con topología ladder: en línea continua, los ceros están en la posición óptima; en línea discontinua, con ceros en posición no óptima.

En el apartado 3.1, pudimos comprobar como el aumento de rechazo conseguido al desintonizar los resonadores no era tan cuantioso como el que se conseguía al añadir un resonador más. Sin embargo, en la Fig. 12 se aprecia como el rechazo fuera de banda es notable, y comparable al que se consigue con un filtro de un orden mayor. Por este motivo, decimos que el rechazo conseguido es suficiente como para implementar filtros que cumplan las especificaciones con un orden menor. En el siguiente ejemplo de diseño podremos comprobarlo.

### 3.2.1 Ejemplo de diseño

Para esta sección vamos a partir del filtro BAW con topología en escalera convencional de orden  $N = 6$ , que hemos empleado hasta ahora y que cumple las especificaciones marcadas en Tabla 1 y cuyos parámetros característicos se muestran en la Tabla 2.

Como hemos visto en la Fig. 12, al añadir una inductancia en serie con el primer resonador paralelo, con valor  $L_s = 1.82 \text{ nH}$  y una inductancia en paralelo con el primer resonador serie de valor  $L_p = 0.39 \text{ nH}$  introducimos un nuevo par de ceros de transmisión en  $f_{o\_l}' \approx 910 \text{ MHz}$  y  $f_{o\_u}' \approx 990 \text{ MHz}$ . Comprobamos que se consigue incrementar sobre 13 dB el rechazo en *OoB* respecto al que obteníamos con el filtro diseñado sin componentes reactivos. A la vez que la banda de paso del filtro no ve seriamente afectada y los ceros originales se mantienen.

Con los resultados que acabamos de obtener, nos planteamos si es posible seguir cumpliendo la especificación de rechazo de la Tabla 1, pero con un resonador menos en el filtro multicero óptimo, es decir, con un orden menos. El par de ceros de transmisión adicional se mantiene en la posición para la cual el rechazo es óptimo y se elimina el último resonador paralelo. El resultado que se obtiene se muestra en la Fig. 14, como se aprecia la posición de los ceros no se ha modificado respecto al filtro de orden  $N = 6$ , ni la banda de paso se modifica considerablemente, la variación que observamos es debida a la disminución del rizado al reducir el orden. Como hemos eliminado un resonador, tanto el rechazo en *OoB* como en los lóbulos entre ceros ha disminuido, pero su valor mínimo sigue respetando las especificaciones. Debemos destacar que se aprecia una asimetría en la respuesta, causada por el hecho de tener un número impar de resonadores. Como tenemos un resonador serie más que los paralelos, éstos dominan en las frecuencias superiores y por esto, provocan un efecto mayor en la banda atenuada, aumentando el rechazo.

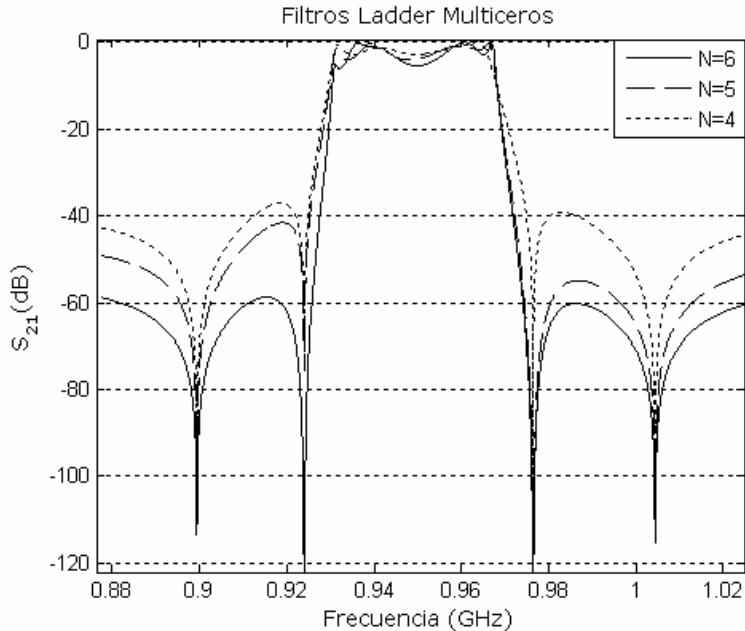


Fig. 14: Respuesta frecuencial ( $S_{21}$ ) de diferentes filtros BAW multicero de orden  $N=6$  con topología ladder con los ceros en situación óptima: en línea continua  $N=6$ , en línea discontinua  $N=5$  y en línea punteada  $N=4$ .

En la Fig. 14 también se ha representado un filtro siguiendo la localización óptima de los ceros, pero con un orden  $N = 4$ , para el cual comprobamos que el rechazo lejos de la banda de paso es  $OoB \approx 40dB$ , con lo que se cumplen las especificaciones pero ahora el margen respecto a estas se ha reducido

considerablemente. Apreciamos que la respuesta para este filtro vuelve a ser simétrica dado que volvemos a tener un orden par.

### 3.2.2 Discusión pérdidas

Como se acaba de ver, modificando la estructura de un filtro convencional con topología en escalera, conseguimos mejorar el rechazo fuera de banda. Esta mejora conlleva una posible reducción del orden del filtro y a la vez seguir cumpliendo las especificaciones marcadas. Sin embargo, se consigue gracias a la adición de dos nuevos elementos reactivos, para nuestro caso inductancias, cuyo factor de calidad es mucho menor que el de un resonador [15].

En un primer momento, se podría pensar que el hecho de introducir inductancias implicaría un aumento considerable de las pérdidas de inserción del filtro, dado el factor de calidad que estas inductancias presentan  $Q=20$ . Mientras que los resonadores BAW toman valores de  $Q=1000$  [15]. Ahora bien, veamos que ocurre si consideramos las pérdidas de un resonador modificado, es decir, un resonador BAW junto con una inductancia en paralelo por ejemplo.

En la Fig. 15 se representa la impedancia eléctrica para un resonador BAW solo, en el cual hemos tenido en cuenta las pérdidas. Dado que el factor de calidad para un resonador BAW es tan elevado, vemos que en las frecuencias de resonancia el ancho de banda prácticamente no se ve afectado respecto al caso sin pérdidas que vimos en el apartado 2.1.3. En la Fig. 15, también tenemos representada la impedancia eléctrica de un resonador modificado, en el caso de conectar una inductancia en serie. Es decir, tomamos un resonador BAW con pérdidas más una inductancia en serie con sus propias pérdidas. Los valores del factor de calidad empleados son los anteriormente citados.

Lo que observamos es que el bajo factor de calidad del elemento reactivo, únicamente afecta de forma considerable al ancho de banda de la frecuencia de resonancia que se desplazada. Vemos que el ancho de banda en este punto se ha incrementado. Este hecho es debido a que únicamente modificamos una de las frecuencias de resonancia cuando añadimos un elemento reactivo.

A continuación estudiamos que ocurre si tenemos en cuenta las pérdidas para un filtro modificado con inductancias, es decir añadiendo dos nuevos ceros de transmisión. Concretamente vamos a partir del filtro de orden  $N = 6$  visto en la

Fig. 14, el cual cumple que sus ceros se encuentran en la posición óptima. Si simulamos teniendo en cuenta las pérdidas el resultado obtenido se muestra en la Fig. 16. Además en la figura también se muestra el caso sin pérdidas. De nuevo los valores del factor de calidad son:  $Q_r=1000$  para el resonador y  $Q_l=20$  para las inductancias.

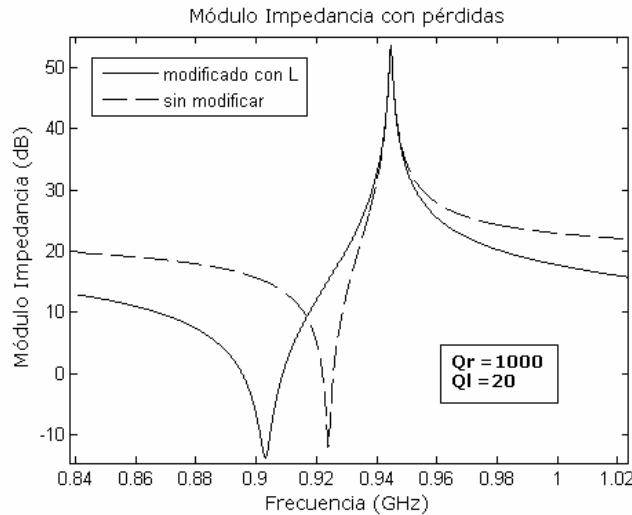


Fig. 15: (línea discontinua) Módulo de la impedancia eléctrica con pérdidas ( $Q=1000$ ) de un resonador BAW en función de la frecuencia. (línea continua) Módulo de la impedancia eléctrica con pérdidas de un resonador modificado con una inductancia en serie ( $Q=20$ ) en función de la frecuencia. Eje Y en  $\text{d}\Omega$ .

La Fig. 16 muestra como el hecho de que las inductancias tengan un factor de calidad mucho menor que el de los resonadores, tiene un efecto en el ancho de banda de los nuevos ceros de transmisión, que ha aumentado. En el caso del resonador paralelo modificado, las elevadas pérdidas de la inductancia conectada en serie solamente reducen considerablemente el factor de calidad de la frecuencia que ha sido modificada. En este caso la frecuencia de resonancia del resonador paralelo modificado, que se corresponde con el nuevo cero de transmisión inferior, se ve afectada. De la misma manera, para el cero de transmisión superior también observamos una reducción del factor de calidad, ya que se corresponde con la frecuencia de antirresonancia del resonador serie modificado, es decir, un resonador serie conectado en paralelo con una inductancia. Por lo tanto, el resto de frecuencias de resonancia de los resonadores modificados no observan modificaciones considerables al no verse alteradas por el elemento reactivo. Por lo tanto la banda de paso que está directamente relacionada con estas frecuencias y las de los resonadores sin modificar no sufrirá grandes cambios, dando un resultado válido.

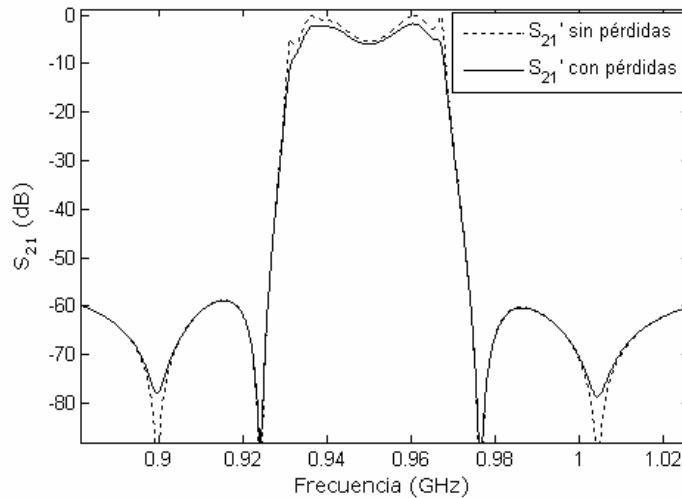


Fig. 16: Respuesta de transmisión ( $S_{21}$ ) de un filtro BAW con topología en escalera óptimo de orden  $N=6$  con dos pares de ceros de transmisión teniendo en cuenta las pérdidas del resonador y de las inductancias (línea continua) y sin tenerlas en cuenta (línea discontinua).

### 3.3 Conclusiones

Para concluir el capítulo se presentan las diferentes conclusiones obtenidas después de haber realizado un estudio sobre dos alternativas para mejorar el rechazo de un filtro BAW con topología en escalera. Estas alternativas se basan en conseguir un nuevo par de ceros de transmisión.

En el primer caso, hemos visto que para conseguir los dos nuevos ceros de transmisión, realizábamos una desintonización de un resonador serie y otro paralelo. De manera que las impedancias de estos dos resonadores y, en consecuencia, sus frecuencias de resonancia aparecían desplazadas respecto a las frecuencias de resonancia de los resonadores sin modificar. El hecho de que las dos frecuencias de resonancia se desplacen provoca que la banda de paso que obtenemos en el filtro multicero se haya degradado respecto a la del filtro original y por este motivo los desplazamientos realizados no pueden ser muy grandes (aproximadamente entre un 1% para órdenes pequeños y un 2% para órdenes mayores). Hemos podido comprobar que este efecto se reducía al aumentar el número de resonadores sin modificar, ya que estos tenían mayor efecto frente a los modificados.

En cuanto al rechazo en frecuencias alejadas de la banda de paso, hemos comprobado que no se consigue un incremento, debido a que en estas zonas los resonadores tienen un comportamiento capacitivo, y por lo tanto, la salida del filtro, para este caso multicero, sigue siendo la misma escalera de condensadores que en

el filtro original. Asimismo, hemos probado que el incremento del rechazo al añadir un nuevo par de ceros desintonizando no es comparable al que se obtendría si aumentamos en uno el orden del resonador. Por este motivo, señalamos que esta alternativa de desplazar las impedancias de los resonadores no nos es muy útil para mejorar el rechazo de los filtros con topología en escalera.

En resumen, lo que hemos demostrado es que con esta alternativa estamos destruyendo la banda de paso. Además, los resultados obtenidos en el rechazo fuera de banda no justifican el aumento de coste que supondría desintonizar los resonadores.

Por otro lado, se ha estudiado una segunda alternativa que consiste en conectar componentes reactivos a los resonadores. En cuanto a esta segunda alternativa existen dos grandes diferencias respecto a la primera. En primer lugar, destacamos que al añadir un elemento al resonador, ya sea en serie o en paralelo, lo que estamos provocando es una modificación de la impedancia del resonador respecto al que no está modificado, que no es un desplazamiento. En segundo lugar, hemos comprobado que en un resonador modificado, con un componente reactivo, únicamente una de las frecuencias de resonancia se altera, la otra permanece en la misma posición que en el resonador original.

Por tanto en este capítulo, una vez hemos estudiado las posibles combinaciones existentes entre un resonador con una inductancia o capacidad y visto que efecto provoca cada una de ellas, hemos pasado al diseño de filtros multiceros utilizando esta alternativa. Así hemos obtenido dos expresiones que nos permiten calcular el valor de los componentes en función de la posición en la cual se quieren colocar los nuevos ceros de transmisión.

Para este tipo de filtros multicero, se ha mostrado como la banda de paso no se ve alterada significativamente por el hecho de añadir resonadores modificados, puesto que las frecuencias de resonancia que la conforman no se han desplazado. En cuanto al rechazo fuera de banda, hemos comprobado que se pueden conseguir incrementos importantes respecto al del filtro original, lo que nos ha llevado a pensar que es posible diseñar filtros con orden menor que sigan cumpliendo las especificaciones si utilizamos este método multicero; y así lo hemos demostrado con el ejemplo de diseño. Por otro lado, se ha visto que existe relación entre la posición en la que se encuentran los nuevos ceros de transmisión y el nivel de los

Ióbulos entre ceros, luego, es posible encontrar una posición óptima donde se cumple que el rechazo fuera de banda y el rechazo mínimo entre ceros es igual.

Finalmente, hemos explicado como a priori se creía que el hecho de añadir elementos reactivos podía tener el inconveniente de aumentar las pérdidas de inserción del filtro modificado. Pero, contrariamente, se ha visto que los reducidos valores que presentan las inductancias y capacidades únicamente nos afectaran de forma considerable en el ancho de banda de los nuevos ceros de transmisión y que por lo tanto, esto no afecta a que el filtro siga cumpliendo las especificaciones marcadas.

En conclusión, de las dos alternativas estudiadas para mejorar el rechazo de un filtro BAW con topología en escalera, la mejor de ellas es la segunda en la que añadimos elementos reactivos.

## Capítulo 4

# Resumen, conclusiones y líneas futuras de trabajo

### 4.1 Resumen y conclusiones

En este trabajo se ha presentado el estudio realizado de diferentes alternativas que permiten mejorar la respuesta de un filtro BAW con topología en escalera. Estos filtros cumplen los requisitos que demanda actualmente la industria de filtros para las aplicaciones en comunicaciones móviles, ofreciendo mejores prestaciones que los filtros SAW. El desarrollo principal del trabajo está dividido en dos capítulos.

En el capítulo uno se realiza una introducción del trabajo. Se explica la importancia de estos filtros en las principales aplicaciones, revisando al mismo tiempo las tecnologías empleadas actualmente. Presentamos objetivos y estructura del trabajo.

En el capítulo 2 se presenta la estructura de un resonador BAW, formada por una capa de material piezoelectrónico entre dos electrodos. Gracias al efecto piezoelectrónico se consigue una resonancia acústica en el interior del resonador. La longitud de onda acústica es varios órdenes de magnitud inferior a la longitud de onda electromagnética, lo que desemboca en una reducción importante del tamaño del resonador. Se han presentado las expresiones que modelan el comportamiento eléctrico. Esto ha permitido obtener la impedancia eléctrica de entrada de un resonador, la cual presenta dos frecuencias de resonancia, denominadas de anti-resonancia y de resonancia, que corresponden a los puntos en los que el módulo de la impedancia toma los valores máximo y mínimo respectivamente. En nuestro estudio de la impedancia no se han incluido las pérdidas, en consecuencia, el factor de calidad es infinito.

También hemos comprobado que los parámetros de diseño de un resonador son dos: la frecuencia de anti-resonancia y la capacidad estática entre los electrodos; el resto viene fijado por el material o queda directamente determinado por estos otros.

Seguidamente se realiza la descripción de los filtros BAW con topología en escalera, basados en la conexión en cascada de resonadores idénticos en serie con resonadores idénticos en paralelo. De manera que la respuesta del filtro presenta cuatro frecuencias de resonancia, donde: dos conforman la banda de paso y las otras dos equivalen a los ceros de transmisión del filtro, que provocan que éste sea muy selectivo cerca de la banda de paso. Sin embargo, el rechazo fuera de banda en la respuesta de un filtro en escalera es bastante pobre si el orden no es elevado.

Vista la dependencia entre el orden del filtro, el ancho de banda a -3dB y el rechazo fuera de banda, se ha definido el ancho de banda entre cruces, que corresponde a la distancia entre los dos puntos donde las impedancias de los dos resonadores se cruzan. Este nuevo parámetro elimina la relación del ancho de banda con el orden del filtro.

Finalmente, se han resumido los pasos a seguir en el diseño de un filtro en escalera convencional, ya que este método nos ha sido de gran utilidad cuando hemos tenido que extraer resultados del desarrollo de las alternativas tratadas en el siguiente capítulo. Como ejemplo de validación del método presentado se ha realizado el diseño de un filtro con resultados excelentes.

En general, hemos visto que los filtros convencionales con topología en escalera:

- Presentan una estructura sencilla y de fácil implementación.
- Elevada selectividad en las bandas de transición, producida por los ceros de transmisión, pero un rechazo pobre fuera de banda.

En el capítulo 3, se han tratado dos posibles alternativas para mejorar la respuesta de los filtros BAW con topología en escalera. Siempre partimos de filtros que siguen la estructura convencional y de los cuales queremos mantener la banda de paso y mejorar el rechazo. Las dos opciones estudiadas proponen una modificación de la estructura básica del filtro ladder con la intención de añadir dos ceros más a la respuesta de transmisión. Para introducir los nuevos ceros, en los dos métodos hemos modificado solo un resonador serie y uno paralelo. Lo que se pretende es ver con cual de las dos se consigue que estos nuevos ceros de transmisión provoquen mejoras en el rechazo fuera de banda y se mantenga la banda de paso. Para conseguirlo será importante tener en cuenta dos aspectos:

- 1) Al desplazar las frecuencias de resonancia correspondientes a los ceros superior e inferior, será cuando aparezcan los nuevos ceros de transmisión. Pero dependiendo de si las otras frecuencias de resonancia también se desplazan al modificar la estructura, la banda de paso se verá afectada o no.
- 2) El filtro en frecuencias lejanas a la banda de paso se comporta como una escalera de condensadores. Por lo tanto, el hecho de que se altere el rechazo fuera de banda por la modificación efectuada dependerá de si este cambio afecta al valor de la impedancia del resonador modificado cuando ésta tiene un comportamiento capacitivo.

En el primer caso tratado, los nuevos ceros de transmisión se consiguen desintonizando, es decir, desplazando las impedancias de uno de los resonadores serie y de uno de los paralelos. Cuando hacemos un resonador ligeramente diferente al resto es modificar la frecuencia de anti-resonancia y en ningún momento variar la capacidad estática entre electrodos. Luego, el desplazamiento de una frecuencia de resonancia está ligado con el desplazamiento de la otra. En consecuencia, cuando se realiza la desintonización la banda de paso se ve afectada y se degrada.

Por otro lado, en frecuencias lejos de la banda de paso, el filtro modificado presenta la misma escalera de condensadores que el convencional, porque los valores de las impedancias de los resonadores en comportamiento capacitivo no se han visto afectadas por este cambio, con lo cual la mejora del rechazo es muy pobre.

Así, de esta alternativa de desintonización de resonadores, concluimos:

- La banda de paso se destruye al superar un cierto margen de desplazamientos muy pequeño, dentro del cual la banda de paso no se degrada significativamente y es un buen resultado.
- La banda de paso está menos afectada por el desplazamiento cuanto mayor es el orden del filtro.
- El lóbulo entre los ceros me puede perjudicar en aquellos casos en que el desplazamiento es grande, ya que el rechazo disminuye al aumentar la distancia entre ceros.
- Para frecuencias alejadas de la banda de paso el rechazo del filtro se mantiene igual que en el convencional.

- Realizar filtros con resonadores de estas características supone un incremento muy elevado del coste dado que tendremos varios resonadores con tamaños diferentes: los serie, los paralelos, el serie modificado y el paralelo modificado.

La segunda alternativa ha consistido en conectar componentes reactivos (bobinas y condensadores) a los resonadores. Se consigue introducir los nuevos ceros modificando las impedancias de un resonador serie y uno paralelo. En la nueva impedancia del resonador modificado conseguimos que únicamente una de las frecuencias de resonancia del resonador se desplace. Cuando la impedancia tiene comportamiento capacitivo su valor corresponde al equivalente entre la impedancia del resonador y la del elemento reactivo añadido, por lo tanto, en estos tramos su valor es diferente respecto a un solo resonador.

Para mejorar el rechazo debemos añadir inductancias en serie con los resonadores paralelos e inductancias en paralelo con los resonadores en serie, ya que los ceros de transmisión aparecerán en la banda atenuada. Con esta alternativa, las frecuencias que conforman la banda de paso se mantienen en la misma posición. Así pues, hemos visto como la banda de paso no varía considerablemente.

Otro aspecto importante en esta configuración es el rechazo obtenido. Al modificar las impedancias de los resonadores con los nuevos elementos reactivos, se modifica el comportamiento de la respuesta del filtro para las frecuencias fuera de banda. Añadiendo inductancias conseguimos aumentar el rechazo fuera de banda.

Se ha definido la posición óptima de los ceros de transmisión como aquella en la que el rechazo entre ceros y fuera de banda son iguales. Además, en el ejemplo de diseño hemos comprobado que al introducir dos nuevos ceros de transmisión el rechazo fuera de banda mejora y nos ha permitido demostrar que es posible diseñar un filtro que siga cumpliendo las especificaciones pero con un orden menor, y por lo tanto, se puede obtener una banda de paso con menos rizado respecto al filtro convencional. El hecho de introducir elementos reactivos a la estructura del filtro, puede ser un inconveniente dado que el área necesaria para implementar el filtro aumentaría, pero como conseguimos reducir el orden y por tanto, eliminar un resonador que tiene un tamaño del mismo orden de magnitud, se compensa este inconveniente.

En un principio se podría pensar que las pérdidas introducidas por las inductancia o capacidades podrían afectar a la respuesta del filtro dado que estos componentes tienen un factor de calidad Q muy bajo respecto al de los resonadores, que es del orden de 1000. Finalmente, hemos visto al simular la respuesta con pérdidas que éstas no afectan a la selectividad del filtro. Las elevadas pérdidas de estos elementos reactivos únicamente afectarán al factor de calidad de aquellas frecuencias que se corresponden con los nuevos ceros de transmisión. Ni la banda de paso ni los ceros de transmisión originales se ven afectados.

En general, sobre esta segunda alternativa de añadir componentes, se obtienen las siguientes conclusiones:

- El hecho de modificar una frecuencia de resonancia no afecta a la posición de la otra frecuencia.
- Es posible introducir nuevos ceros de transmisión sin modificaciones considerables en la banda de paso.
- Podemos variar la separación entre las frecuencias de resonancia sin modificar la constante de acoplamiento electroacústico.
- Se obtienen mejora del rechazo fuera de banda.
- Esta alternativa permite realizar filtros con ordenes menores que siguen cumpliendo especificaciones.
- El aumento del tamaño del filtro al añadir inductancias se compensa tras la eliminación de un resonador al reducir el orden.
- Los bajos valores del factor de calidad de las inductancias y capacidades afectan principalmente al ancho de banda del nuevo par de ceros de transmisión, sin alterar el de los cero originales ni la banda de paso.

En resumen, después de lo presentado en este proyecto, queda claro que de las dos alternativas presentadas la segunda es la que permite una mejora más significativa de la respuesta de un filtro BAW con topología en escalera.

## 4.2 Líneas futuras de trabajo

A continuación se exponen varias ideas como líneas futuras de trabajo a partir del trabajo presentado:

1. Trabajar conjuntamente con el CNM (Centro Nacional de Microelectrónica) para fabricar los filtros aquí propuestos y realizar una verificación

- experimental. Tomando las medidas oportunas nos permitiría evaluar la calidad de los resultados teóricos con los prácticos.
2. Estudiar en concreto los efectos que producen las bobinas y condensadores añadidos, ver como se podrían fabricar. Buscando de que modo se disminuyen sus dimensiones y estudiar los valores del factor de calidad de estos dispositivos reactivos.
  3. Plantear un método de diseño, de la misma manera que en el caso del filtro con topología en escalera convencional, para un filtro con la misma topología pero en lugar de tener todos los resonadores serie y todos los resonadores paralelos iguales, pues que tuviese resonadores diferentes. Esto permitiría aumentar los grados de libertad a la hora de diseñar.
  4. Como la pérdidas introducidas por los elementos reactivos únicamente reducen el factor de calidad de aquellas frecuencias que han sido desplazadas, se podría estudiar como se modificaría la respuesta del filtro al añadirle más de un par nuevo de ceros de transmisión. Es decir, ver que ocurriría al modificar más de un resonador serie y uno paralelo, ya que, a priori, las pérdidas de inserción no se incrementarían significativamente.
  5. Estudiar nuevas alternativas diferentes a la que se han tratado en este trabajo que permitan mejorar la respuesta de los filtros BAW con topología en escalera.
  6. Estudiar el diseño de filtros con topología en escalera en cascada con un SCF (Stacked Cristal Filters) o CRF(Coupled Resonador Filter). Aprovechando que estos filtros presentan un buen rechazo fuera de banda, nos permitiría mejorar el de los filtros ladder.

## Bibliografía

- [1] Orlov A., "Thin film Bulk Wave Acoustic Resonators (FBAR) based filters", 2004 14<sup>th</sup> Inc. Crimean' Conference Microwave & TelecommunicationTechnology', p. 425, Crimea, Septiembre 2000.
- [2] R. Aigner, "MEMS in RF Filter Applications: Thin-film Bulk Acoustic Wave Technology", Infineon Technologies, pp. 175-210, Munich, Germany.
- [3] C. W. Ruppel y J. Machui, "SAW devices for communication systems," MTT-S workshop on 'Comparative filter technologies for communications systems', Baltimore, Junio 1998.
- [4] H.P. Loebel, C. Metzmacher, R.F. Milsom, P. Lok, F. Van Straten, and A. Tuinhout, "RF Bulk Acoustic Wave Resonators and Filters", Journal of Electroceramics 12 , pp.109 -118, 2004.
- [5] K. M. Lakin, "Thin film resonator technology", IEEE Transactions on Ultrasonics,Ferroelectrics, and Frequency Control, vol. 52, no. 5, pp. 707-716, Mayo 2005.
- [6] M. Ylilammi, J. Ellä, M. Partanen y J. Kaitila, "Thin film bulk acousticwave filter," IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control, vol. 49, no. 4, pp. 535-539, Abril 2002.
- [7] J. Park, H. C. Lee, K. H. Lee, H. M. Lee, Y. J. Ko, J. H. Shin, S. H. Moon, and J. U. Bu, "Micromachined FBAR RF Filters for Advanced Handset Applications", International Conference on Solid State Sensors, Actuators and Microsystems, pp.911-914, Boston, 2003.
- [8] A.Shirakawa, J-M. Pham, P. Jarry, E. Kerhervé, "Design of FBAR Filters at High Frequency Bands", Wiley Periodicals Inc., 2006.

- [9] W. P. Mason, "Physical acoustics principles and methods," Academic Press, vol. 1A, pp. 239–247, 1964.
- [10] J. D. Larson III, P. D. Bradley, S. Wartenberg y R. C. Ruby, "Modified Butterworth-Van Dyke circuit for FBAR resonators and automated measurement system," 2000 IEEE Ultrasonics Symposium, vol. 1, pp.863–868, San Juan, Octubre 2000.
- [11] 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, Noviembre 2004.
- [12] O. Menéndez, P. de Paco, J. Pozo y P. Parrón, "Método sistematico para la síntesis de filtros FBAR con topología de escalera," XXI Simposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio, pp. 408-411, Oviedo, Septiembre 2006
- [13] J. Naqui, "Método sistematico para la síntesis de filtros FBAR (Film Bulk Acoustic Resonator) con topología en escalera," Memoria del trabajo de final de carrera de Ingeniería Técnica de Telecomunicaciones, especialidad Sistemas Electrónicos, p. 39, Bellaterra, Junio 2006
- [14] M. Dubois, "Thin film bulk acoustic wave resonators: a technology overview," 4<sup>th</sup> Workshop on MEMS for millimeterwave communication, Toulouse, Julio 2003.
- [15] H.J. de los Santos, "On the Ultimate Limits of IC Inductors – An RF MEMS Perspective", IEEE Electronic Components and Technology Conference, 2002.