



Trabajo final de carrera

Ingeniería en Telecomunicaciones

Desarrollo de Tecnología Bulk Acoustic Wave

Alfred Giménez Bonastre

Director: Óscar Menéndez Nadal

*Departamento de Telecomunicación
e Ingeniería de Sistemas*

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

Septiembre 2012

El sotasignat, *Óscar Menéndez Nadal*, Professor de l'Escola d'Enginyeria de la Universitat Autònoma de Barcelona (UAB),

CERTIFICA:

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

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

Bellaterra, *5 de Setembre de 2012*.

Signatura: *Óscar Menéndez Nadal*

Índice de Contenido

1. Introducción	1
1.1 Escenario de los filtros RF en las telecomunicaciones	1
1.2 El resonador <i>BAW</i>	2
1.2.1 Impedancia de entrada.....	3
1.2.2 Materiales piezoeléctricos.....	4
1.2.3 Tipos de resonadores BAW.....	4
1.3 Tipos de filtros BAW	6
1.3.1 Filtros en escalera.....	6
1.3.2 Filtros <i>Lattice</i>	7
1.3.3 Filtros con resonadores apilados (SCF)	7
1.3.4 Filtros con resonadores acoplados (CRF)	8
1.4 Objetivos del trabajo	9
2. Equivalente eléctrico y métodos de diseño	11
2.1 Circuito eléctrico equivalente del CRF	11
2.1.1 Circuito eléctrico equivalente de una etapa CRF	12
2.1.2 Analogía del circuito equivalente con el prototipo paso banda	13
2.1.3 Circuito eléctrico equivalente del CRF de orden 4	14
2.2 Factor de calidad externo y coeficientes de acoplo.....	15
2.2.1 Factor de calidad externo	16
2.2.2 Coeficientes de acoplo	16
2.3 Solución para el dimensionamiento de las capas de acoplo	17
2.4 Método de los acoplos.....	19

3. Diseño de un CRF mediante el método de los acoplos	21
3.1 Especificaciones del filtro	21
3.2 Parámetros de diseño del filtro.....	22
3.2.1 Parámetros g del prototipo paso bajo	22
3.2.2 Factor de calidad externo y coeficientes de acoplo.....	23
3.3 Aplicación del método de los acoplos.....	23
3.3.1 Paso 1: Obtención del área y del grosor del piezoeléctrico del resonador superior.....	24
3.3.2 Paso 2: Dimensionamiento de los resonadores inferiores.....	25
3.3.3 Paso 3: Dimensionamiento de las capas de acoplo	26
3.4 Inserción de inductores I/O para ampliar el ancho de banda	29
4. Soluciones para el rechazo fuera de banda y el balanceado del CRF...31	
4.1 Rechazo fuera de banda.....	31
4.1.1 Filtro en escalera	31
4.1.2 Resonadores en paralelo In/Out	33
4.2 Balanceado del CRF.....	36
4.2.1 Balanceado con balun.....	37
4.2.2 Balanceado mediante las propiedades del CRF	39
5. Conclusiones.....	45
BIBLIOGRAFÍA.....	47

Índice de Figuras

<i>Fig. 1.2 Modelo de Butterworth-Van Dyke simplificado.</i>	3
<i>Fig. 1.3 Módulo (azul) y fase (rojo) de la impedancia característica de entrada al modelo BVD.</i>	3
<i>Fig. 1.4 Sección cruzada de un resonador FBAR fabricado mediante el proceso de agujereado.</i>	5
<i>Fig. 1.5 Sección cruzada de un resonador SMR.</i>	5
<i>Fig. 1.6 Filtro en escalera. (a) Esquemático del filtro con sus resonadores serie y paralelo y (b) su respuesta, donde apreciamos las frecuencias de resonancia y anti-resonancia.</i>	6
<i>Fig. 1.7 Topología del filtro Lattice.</i>	7
<i>Fig. 1.8 Filtro con resonadores apilados. (a) Sección cruzada, (b) respuesta teórica del filtro centrado a 1575 MHz.</i>	8
<i>Fig. 1.9 Sección cruzada de un CRF.</i>	9
<i>Fig. 2.1 Modelo original en el que el modelo de Mason modela los piezoeléctricos.</i>	12
<i>Fig. 2.2 Simplificación obtenida, válida solo para frecuencias alrededor de la frecuencia de anti-resonancia.</i>	13
<i>Fig. 2.3 Circuito equivalente de un CRF.</i>	13
<i>Fig. 2.4 Esquema del prototipo paso banda de orden 2 según la teoría clásica de filtros.</i>	13
<i>Fig. 2.5 Inversor de impedancias equivalente a f_0.</i>	14
<i>Fig. 2.6 Circuito equivalente del filtro de orden 4 compuesto por dos etapas CRF básicas.</i>	14
<i>Fig. 2.7 (a) Sección cruzada de nuestro filtro en la que aparecen los acoplos que tienen lugar entre los resonadores y los factores de calidad entre los puertos y el filtro. (b) Equivalencia de los inversores de impedancias con una T de capacidades. (c) Circuito sintetizado para identificar los acoplos mediante inversores de impedancia y los resonadores LC.</i>	15
<i>Fig. 2.8 Respuesta del retardo de grupo del parámetro S_{11}.</i>	16
<i>Fig. 2.9 Parámetro S_{21} de dos resonadores acoplados y aislados del resto del circuito.</i>	17
<i>Fig. 2.10 Tres capas de acoplo modelando un inversor de impedancia a f_0.</i>	18
<i>Fig. 2.11 Factor de calidad externo vs área activa del resonador BAW para un electrodo de tungsteno y 200 nm de grosor, junto con el respectivo grosor del piezoeléctrico de nitruro de</i>	

<i>aluminio (AlN) para centrar la resonancia del resonador con la frecuencia central del filtro f_0.</i>	19
<hr/>	
<i>Fig. 3.1 Diagrama del circuito del filtro compuesto por dos etapas CRF. Las líneas discontinuas indican un puerto acústico, mientras que las líneas continuas indican un puerto eléctrico.</i>	24
<i>Fig. 3.2 (a) Resonador superior aislado en sus electrodos por cortocircuitos acústicos. (b) Retardo de grupo mínimo obtenido considerando $t_w = 200$ nm.</i>	25
<i>Fig. 3.3 (a) Resonadores inferiores del filtro CRF aislados superiormente mediante cortocircuito ($Z \rightarrow 0$) e inferiormente mediante el reflector Bragg. (b) Parámetro S_{21} (dB) obtenido de la simulación de la Fig. 3.3 utilizado para calcular el coeficiente de acoplo k_{23}.</i>	26
<i>Fig. 3.4 Resonadores superior e inferior de una de las etapas CRF acoplados mediante las capas de acoplo. (a) Capas de acoplo simuladas mediante una línea de transmisión de longitud eléctrica 90°. (b) Capas de acoplo simuladas mediante 3 líneas de transmisión de baja y alta impedancia y (c) capas de acoplo con materiales.</i>	27
<i>Fig. 3.5 Respuesta final del CRF obtenida mediante el método de los acoplos.</i>	28
<i>Fig. 3.6 Circuito equivalente de una etapa CRF con inductores canceladores que eliminan el efecto capacitivo del resonador BAW.</i>	29
<i>Fig. 3.7 (a) Esquemático del filtro CRF con inductores canceladores. (b) Respuesta del CRF utilizando inductores canceladores para eliminar el efecto capacitivo C_0.</i>	30
<i>Fig. 4.1 Esquemático del CRF añadiendo un filtro Ladder de orden 3 a su salida.</i>	32
<i>Fig. 4.2 Respuesta del CRF donde apreciamos los 3 ceros producidos por el filtro en escalera de orden 3.</i>	33
<i>Fig. 4.3 Esquemático del CRF utilizando resonadores paralelo en la entrada y la salida resonando a diferente f_0 para conseguir el rechazo requerido fuera de banda.</i>	34
<i>Fig. 4.4 Esquemático del CRF con resonadores paralelo en la entrada y la salida compuestos por las mismas capas que el CRF modificando el grosor del electrodo del resonador superior y eliminando el resonador inferior.</i>	35
<i>Fig. 4.5 Respuesta del CRF con un resonador paralelo en la entrada y otro en la salida.</i>	36
<i>Fig. 4.6 Desequilibrio en magnitud y fase del CRF con un balun a su salida.</i>	37
<i>Fig. 4.7 (a) Respuesta del CRF y (b) esquemático añadiendo un balun a su salida.</i>	38
<i>Fig. 4.8 Configuración CRF utilizada para convertir una entrada no balanceada de $Z_i \Omega$ a una salida balanceada de $2Z_o \Omega$. En esta configuración hay representados los resonadores BAW paralelo en las esquinas y las diferentes etapas CRF en el centro.</i>	40
<i>Fig. 4.9 Respuesta para una impedancia de entrada de 25Ω no balanceada y una salida de 100Ω balanceada.</i>	40
<i>Fig. 4.10 Respuesta del CRF para una impedancia de 50Ω no balanceada de entrada y de 100Ω balanceada a la salida.</i>	41

<i>Fig. 4.11 Configuración CRF utilizada con un inversor de impedancia a su entrada.</i>	<i>41</i>
<i>Fig. 4.12 Desequilibrio en magnitud, en fase y respuesta del CRF con salida balanceada y un inversor de impedancia en la entrada para adaptarla.</i>	<i>42</i>

1. Introducción

1.1 Escenario de los filtros RF en las telecomunicaciones

Los avances tecnológicos en los campos de las comunicaciones y la mayor demanda por parte de los usuarios obliga a las compañías a miniaturizar componentes y reducir costes y, al mismo tiempo, aumentar las prestaciones de los dispositivos. En el área de las comunicaciones inalámbricas nos encontramos multitud de aplicaciones y sistemas como HSDPA¹, LTE², WiMAX, Bluetooth y NFC³, entre otras. Estos sistemas de comunicación establecidos, y otros que van apareciendo, mejoran día a día y requieren velocidades de transmisión cada vez mayores, anchos de banda más grandes, frecuencias de trabajo muy elevadas, etc. Sabemos que el espectro radioeléctrico que podemos utilizar no es infinito y tenemos que compartirlo; entonces, muchas aplicaciones nuevas requieren utilizar frecuencias que no estén ya en uso, por lo que nos tenemos que ir a frecuencias cada vez más elevadas.

Para controlar el espectro de las señales y evitar interferencias se deben utilizar los filtros de microondas en los dispositivos móviles. Estos filtros controlan la respuesta frecuencial de los sistemas de microondas, permitiendo el paso de las señales en una cierta banda de paso y atenuando el resto de frecuencias. Interesa que estos filtros sean muy selectivos para poder aprovechar al máximo las bandas de guarda, que son rangos de frecuencia inutilizables entre dos bandas de paso adyacentes para evitar interferencias entre señales cercanas.

Existen muchos tipos de filtros, compuestos por materiales diferentes y organizados de diferente forma. Los filtros de onda acústica de superficie (SAW⁴), formados por elementos cerámicos con comportamientos resonantes, dominaron el mercado de las comunicaciones inalámbricas hasta finales de los 90. Se basan en la propagación de las ondas mecánicas de superficie, con lo que son filtros de tamaño reducido al utilizar ondas acústicas de baja velocidad. La velocidad de una onda acústica es mucho menor que la de una onda electromagnética, lo que nos proporciona una longitud de onda mucho menor y nos facilita la miniaturización de los resonadores. Los problemas con que se encontraron fueron el coste y el

¹ High-Speed Downlink Packet Access

² Long Term Evolution

³ Near Field Communication

⁴ Surface Acoustic Wave

número de limitaciones que tienen este tipo de filtros cuando trabajan en frecuencias superiores a los 2.5 GHz [1], frecuencias muy utilizadas actualmente por muchas aplicaciones.

La tecnología BAW (*Bulk Acoustic Wave*) pertenece a la familia de los MEMS¹ y la propagación de la señal también es mediante ondas acústicas en lugar de ondas electromagnéticas. Este tipo de filtros se estableció como una buena opción para los sistemas más exigentes, ya que ofrecen un alto rendimiento, tamaño reducido y bajo coste. Comparados con los filtros SAW, la tecnología BAW ofrece pérdidas de inserción menores, mejor selectividad, mejor manejo de la potencia, estabilidad con la temperatura y mayor frecuencia de operación [2]. Todas estas ventajas hicieron ganar a la tecnología BAW un gran mercado en las aplicaciones inalámbricas.

Actualmente en los terminales móviles, por ejemplo, se utilizan filtros BAW con topología en escalera ya que son relativamente fáciles de implementar y su coste es reducido. Los problemas que nos encontramos con estos filtros son su tamaño, que aumenta considerablemente si queremos el filtro muy selectivo, y el balanceo, ya que necesitamos la inserción de un balun para conseguirlo. En cambio, los filtros con resonadores acoplados (CRF²) son más difíciles de implementar y su coste es mayor, pero su tamaño es reducido y es capaz de implementar internamente la función de balun, transformando una señal de entrada no balanceada en una señal de salida balanceada. También hacen la función de transformador de impedancia [3], pudiendo tener una impedancia de entrada diferente a la de salida, como puede ser el caso de una antena a impedancia 50 Ω y un LNA³ de 100 Ω .

1.2 El resonador BAW

A grandes rasgos, un resonador BAW es como un condensador de placas paralelas en el que tenemos un material piezoeléctrico entre ellas (Fig. 1.1). Este material es el que nos permite generar la resonancia acústica deseada. Los electrodos conectan el material piezoeléctrico con el resto del circuito y, al aplicar un campo eléctrico entre éstos, el efecto piezoeléctrico hace que se produzca una deformación en el piezoeléctrico, generando así una onda acústica que se propaga en dirección al campo eléctrico.



Fig. 1.1 Resonador BAW.

¹ Micro Electro Mechanical System

² Coupled Resonator Filter

³ Low Noise Amplifier

Los electrodos deben tener en sus extremos superior e inferior un material reflectante para confinar la onda acústica en el interior del piezoelectrico. Existen dos posibles configuraciones para obtener la reflexión de la onda, que veremos en el apartado 1.2.3.

La frecuencia de resonancia de este tipo de filtros viene determinada principalmente por el grosor del material piezoelectrico, que debe ser aproximadamente de media longitud de onda. Aunque si queremos ser exactos debemos tener en cuenta los efectos de carga mecánica de los electrodos [4].

1.2.1 Impedancia de entrada

La impedancia de entrada la podemos calcular fácilmente utilizando el circuito equivalente de un resonador BAW, conocido como modelo Butterworth-Van Dyke (BVD). Dicho modelo, mostrado en la Fig. 1.2, es solo válido cuando estamos cerca de la frecuencia de resonancia fundamental f_0 [5]. Se compone por una capacidad estática C_0 , que simula el comportamiento capacitivo de los electrodos con el piezoelectrico entre ellos, en paralelo con una capacidad C_m y una inductancia L_m en serie que simulan la resonancia acústica producida en el resonador. Este circuito de segundo orden genera un cero y un polo en la magnitud de la impedancia, tal y como podemos ver en la Fig. 1.3. El cero indica la frecuencia de resonancia (f_r) generada por el resonador $L_m C_m$, y el polo indica la frecuencia de anti-resonancia (f_a) generada por el resonador en paralelo con la capacidad C_0 .

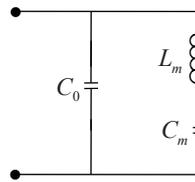


Fig. 1.2 Modelo de Butterworth-Van Dyke simplificado.

El comportamiento de la impedancia entre la frecuencia de resonancia y la de anti-resonancia es inductivo, con una fase de 90° , mientras que fuera de éstas, la respuesta del resonador es dominada por la capacidad estática existente entre los electrodos, proporcionando una respuesta capacitiva con una fase de -90° y una magnitud proporcional a $1/f$.

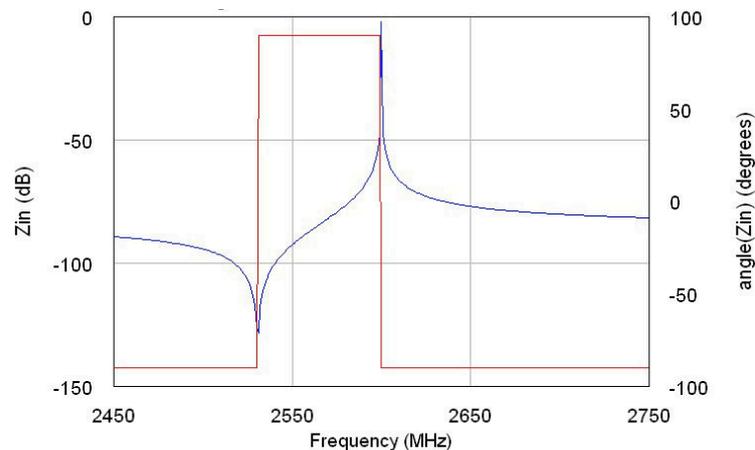


Fig. 1.3 Módulo (azul) y fase (rojo) de la impedancia característica de entrada al modelo BVD.

La diferencia relativa de frecuencia entre el máximo de magnitud de la impedancia y el mínimo depende del coeficiente de acoplamiento piezoeléctrico k_t . Este coeficiente de acoplamiento determina el grado de intercambio de energía entre el dominio eléctrico y el dominio mecánico, y se puede definir como:

$$k_t^2 = \frac{e^2}{Z_{0p} \epsilon_0 \epsilon_r v_p} \quad (1)$$

donde e es la constante del piezoeléctrico, Z_0 la impedancia característica por unidad de área, ϵ_0 la permitividad en el espacio libre, ϵ_r la permitividad relativa y v_p la velocidad de propagación de la onda acústica. También puede definirse mediante la serie de Taylor de 2º orden como:

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

1.2.2 Materiales piezoeléctricos

La parte más importante de un resonador BAW es la capa de material piezoeléctrico. Ésta es la que nos transporta del mundo eléctrico al mecánico (o acústico) y viceversa. Además son materiales con un alto factor de calidad, con lo que la señal resultante no se ve degradada por la conversión electroacústica. Si a un material piezoeléctrico se le aplica una tensión mecánica (conocido como *stress*) ésta tiene efectos en el mundo eléctrico. De igual forma, si le aplicamos un campo eléctrico al material, éste sufre una deformación física (conocido como *strain*). Este fenómeno es debido al hecho de que los materiales piezoeléctricos presentan un momento dipolar no nulo ante la presencia de fenómenos mecánicos, con lo que el flujo de campo eléctrico se ve alterado a través del material al aplicar una tensión mecánica.

Los materiales piezoeléctricos más utilizados son el nitruro de aluminio (AlN), el óxido de zinc (ZnO) y el zirconato titanato de plomo (PZT) [6]. Cada material presenta unas ventajas e inconvenientes respecto a los demás. Por ejemplo, el ZnO y el PZT son mejores que el AlN en cuanto a velocidad de propagación de la onda acústica, ya que a menor velocidad de la onda menor grosor necesitaremos para realizar el resonador. En cambio, si nos fijamos en las pérdidas intrínsecas del material, el PZT se queda atrás, ya que son demasiado elevadas para la mayoría de aplicaciones. Generalmente, en la mayoría de aplicaciones se utiliza el AlN, debido a que a nivel global presenta unas prestaciones aceptables y se pueden fabricar a gran escala manteniendo un buen rendimiento [4].

1.2.3 Tipos de resonadores BAW

Todas las suposiciones vistas hasta ahora consideran que el resonador BAW está en contacto con aire por sus dos superficies, confinando así la onda acústica perfectamente en el interior del mismo. En la realidad, estos resonadores se fabrican sobre un sustrato en el cual se van depositando las diferentes capas que forman el resonador, hecho que afectará a las condiciones

vistas hasta ahora. Es por ello que los resonadores BAW se pueden clasificar en dos grupos diferentes dependiendo del mecanismo utilizado para confinar la onda acústica en su interior: FBAR (*Film Bulk Acoustic Wave Resonator*) y SMR (*Solidly Mounted Resonators*) [7] y [8].

Film Bulk Acoustic Wave Resonator

El resonador FBAR se fabrica de forma que quede una capa de aire debajo del electrodo inferior, que actúa como un cortocircuito acústico y confina la onda en el resonador. Para ello se implementan las capas del resonador sobre una membrana de soporte, bajo la cual hay una cavidad con aire. Otra posible solución es montando el resonador sobre el sustrato y luego agujerear el mismo para dejar bajo el electrodo inferior un espacio con aire, tal y como nos muestra la Fig. 1.4. Estos tipos de resonadores tienen pocas pérdidas y un alto factor de calidad Q , aunque son frágiles a la presión mecánica y disipan poco el calor, de forma que quedan limitados los niveles de potencia máximos que puede soportar este tipo de estructura.

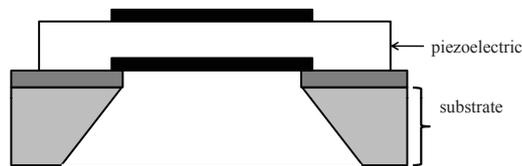


Fig. 1.4 Sección cruzada de un resonador FBAR fabricado mediante el proceso de agujereado.

Solidly Mounted Resonators

Por otra parte, el resonador SMR confina la onda empleando un espejo acústico conocido también como reflector de Bragg. Este espejo está formado generalmente por una secuencia de varias capas de grosor igual a una cuarta parte de la longitud de onda acústica, alternando capas con un material de alta impedancia acústica y capas con otro material de baja impedancia acústica. De esta forma generamos un cortocircuito acústico o una impedancia acústica efectiva muy pequeña desde el punto de vista del resonador. Esta estructura tiene la ventaja de ser más resistente que los resonadores de membrana aunque, como desventaja, su coste de fabricación es mayor debido al mayor número de capas que forman el resonador. Además, su factor de calidad Q es peor que en los resonadores FBAR.

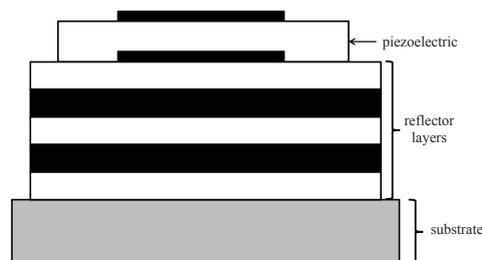


Fig. 1.5 Sección cruzada de un resonador SMR.

1.3 Tipos de filtros BAW

Un filtro BAW está compuesto generalmente por varios resonadores BAW. Existen dos posibles métodos de acoplo para estos resonadores: los resonadores unidos eléctricamente y los resonadores unidos acústicamente. En el primer grupo de filtros encontramos dos configuraciones bien conocidas cómo son los filtros en escalera y los filtros *Lattice*, uniendo los resonadores como si fueran componentes discretos, mientras que para el segundo grupo nos encontramos con las configuraciones de filtros apilados (SCF) y los filtros acoplados (CRF), en los que los resonadores están unidos mediante acoplos acústicos [9].

1.3.1 Filtros en escalera

Este tipo de filtro, también conocido como filtro *Ladder*, está formado por un conjunto de resonadores serie y resonadores paralelo, tal y como nos muestra la Fig. 1.6(a). Para simplificar el análisis del filtro se asume que todos los resonadores serie son iguales entre sí y que todos los resonadores paralelos son iguales entre sí, pero diferentes de los serie. La diferencia entre la frecuencia de resonancia de los resonadores serie y la de los paralelos se llama generalmente frecuencia de desintonización.

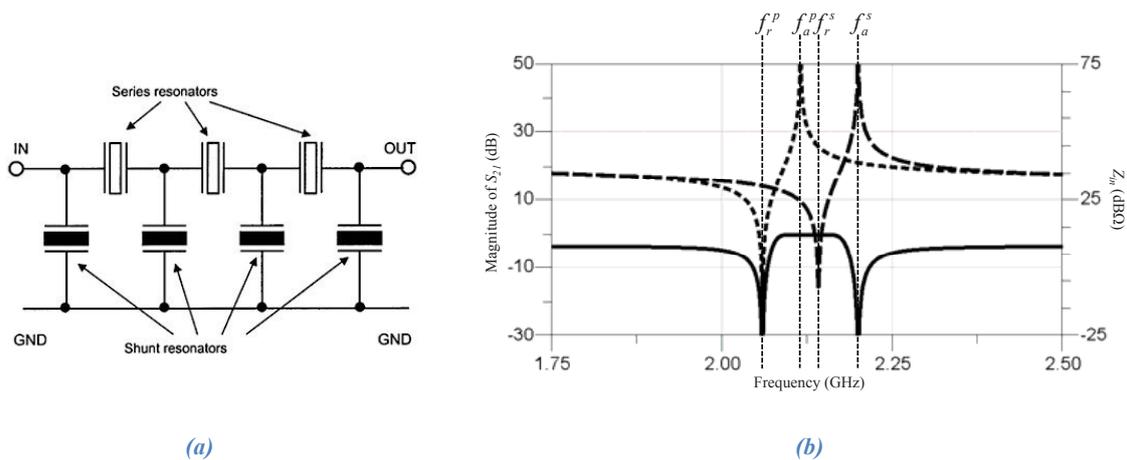


Fig. 1.6 Filtro en escalera. (a) Esquemático del filtro con sus resonadores serie y paralelo y (b) su respuesta, donde apreciamos las frecuencias de resonancia y anti-resonancia.

La característica principal de este tipo de filtros es el par de ceros de transmisión a cada lado de la banda de paso, consiguiendo así filtros muy selectivos (ver Fig. 1.6(b)). El cero de menor frecuencia es causado por la frecuencia de resonancia de los resonadores paralelos, ya que a esta frecuencia éstos presentan una impedancia muy baja (Fig. 1.3) y se pueden considerar cortocircuitos a masa. El cero de mayor frecuencia, en cambio, es causado por la frecuencia de anti-resonancia de los resonadores serie, ya que éstos presentan en ese punto una impedancia casi infinita, impidiendo así el paso de la señal. En la banda de paso nos encontramos con las frecuencias de resonancia serie y la de anti-resonancia paralelo, muy próximas entre sí y permitiendo el paso de la señal, ya que la impedancia de los resonadores serie es muy pequeña y la de los resonadores paralelo es muy grande [10].

El efecto de tener estos ceros en cada lado del filtro hace que el rechazo fuera de banda sea malo y, aunque puede mejorarse incrementando el orden del filtro, también nos encontraremos con que las pérdidas de inserción aumentan con cada etapa que añadimos. Otro problema con que tienen este tipo de filtros es que el ancho de banda máximo que pueden conseguir está limitado por la constante de acoplo piezoeléctrico, debido a que si la frecuencia de desintonización es muy grande, la banda de paso empeora.

1.3.2 Filtros *Lattice*

Este tipo de filtros está pensado principalmente para trabajar con señales balanceadas. Cada etapa de este tipo de filtros está formada por cuatro resonadores BAW: dos resonadores en serie en las líneas superior e inferior y dos resonadores en paralelo en las líneas diagonales, tal y como vemos en la Fig. 1.7. Como en el caso de los filtros en escalera, los resonadores serie y los resonadores paralelos están desintonizados, es decir, su frecuencia central es distinta.

Sobre las características de este tipo de filtros comentaremos que, para un mismo orden que los filtros en escalera, tienen un mayor rechazo fuera de banda, pero su selectividad es menor. Además, las señales de entrada con errores de fase no son filtradas correctamente.

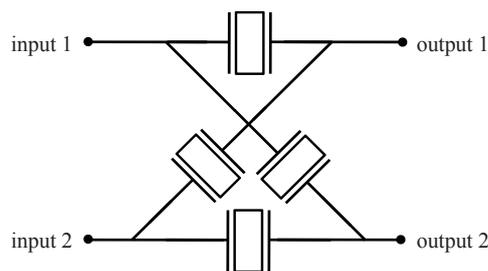


Fig. 1.7 Topología del filtro Lattice.

1.3.3 Filtros con resonadores apilados (SCF)

Este tipo de filtros, al igual que los filtros con resonadores acoplados que veremos en el siguiente punto, se diferencian de los anteriormente vistos porque el acoplo entre los resonadores que forman la estructura es acústica en lugar de eléctrica.

Su forma, que viene mostrada en la Fig. 1.8(a), se caracteriza por tener tres electrodos y dos materiales piezoeléctricos entre ellos. Nos encontramos entonces con dos resonadores BAW apilados. El primer piezoeléctrico convierte la señal eléctrica en señal acústica, la cual no se ve afectada por el plano de masa eléctrico y pasa así al segundo piezoeléctrico, que convertirá la señal acústica en señal eléctrica.

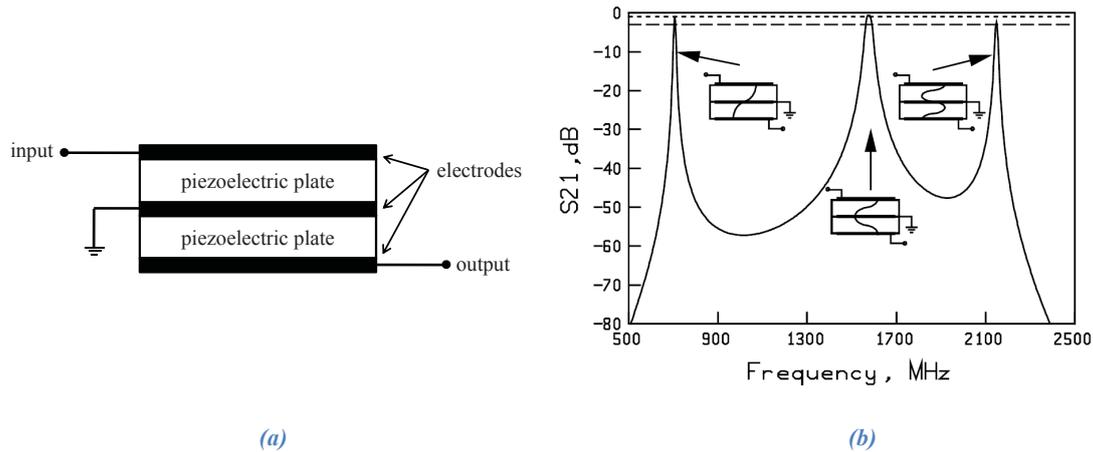


Fig. 1.8 Filtro con resonadores apilados. (a) Sección cruzada, (b) respuesta teórica del filtro centrado a 1575 MHz.

Si observamos la respuesta del filtro en banda ancha (Fig. 1.8(b)) podemos diferenciar claramente tres resonancias. La resonancia a menor frecuencia es el modo fundamental y es debido a que el grosor total de la estructura se corresponde con media longitud de onda. La segunda resonancia se debe a que cada resonador se corresponde con media longitud de onda, con lo que tenemos una longitud de onda cubriendo toda la estructura. La última resonancia es debida a que el grosor de toda la estructura se corresponde con una longitud y media de onda [11]. Cabe destacar que el segundo modo es generalmente el más utilizado debido a que tiene el mayor ancho de banda y menores pérdidas de inserción.

1.3.4 Filtros con resonadores acoplados (CRF)

Los filtros con resonadores acoplados son una extensión de los filtros con resonadores apilados. La diferencia se encuentra en unas capas de acoplo entre los dos resonadores BAW (Fig. 1.9) que nos permiten controlar el acoplo entre ambos, actuando así como resonadores separados en lugar de actuar como un único resonador de una longitud de onda, tal y como pasaba con los SCF. De esta manera podemos obtener un ancho de banda máximo mayor. Los CRF se consideran filtros de orden 2, debido a los dos polos que podemos encontrar en la respuesta de su sección básica, mientras que los SCF, en cambio, son filtros de orden 1. Esto demuestra el efecto de las capas de acoplo, que separan los dos resonadores, mientras que en los SCF actúan como un único resonador.

Aparte del control del acoplo entre los resonadores, este filtro presenta la ventaja de poder trabajar con señales balanceadas, e incluso es capaz de implementar la función de balun, permitiendo transformar una señal de entrada no balanceada en una señal de salida balanceada, tal y como veremos en próximos apartados. También se pueden utilizar como convertidores de impedancia.

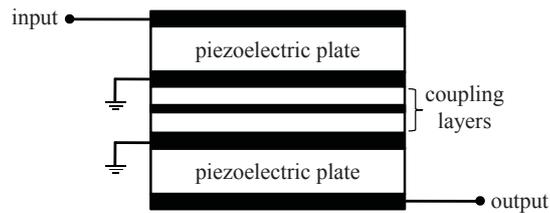


Fig. 1.9 Sección cruzada de un CRF.

Este tipo de filtros son los que estudiaremos en este proyecto y los utilizados para conseguir el filtro con las especificaciones proporcionadas. Aunque también utilizaremos en algún punto alguna etapa de los filtros en escalera anteriormente vistos.

1.4 Objetivos del trabajo

El objetivo principal de este trabajo consiste en analizar los principios básicos y métodos de diseño de un filtro con resonadores acoplados y, basándonos en ellos, implementar un ejemplo de CRF cumpliendo unas especificaciones predeterminadas. Para lograr este objetivo principal hemos seguido unos objetivos más específicos detallados a continuación:

- Estudio del modelo de un filtro BAW con resonadores acoplados y obtención del circuito equivalente de un CRF de orden 2 y de orden 4.
- Especificación de un método de diseño obtenido a partir del equivalente eléctrico del CRF, conocido como método de los acoplos.
- Implementación de un filtro con resonadores acoplados de orden 4, basándose en el método de diseño anteriormente estudiado.
- Búsqueda de alternativas para mejorar la respuesta de nuestro filtro CRF y lograr las especificaciones definidas.

2. Equivalente eléctrico y métodos de diseño

En este capítulo veremos los métodos de diseño utilizados para conseguir nuestro filtro. El diseño de un CRF consistía en procesos de optimización que modificaban el grosor de las capas y el área del filtro hasta obtener la respuesta deseada. Ahora también podemos utilizar los modelos eléctricos de los resonadores BAW, como el modelo de Mason, que es muy preciso, modelando el modo de propagación de onda acústica longitudinal y los efectos del piezoeléctrico. Obtenemos así unos resultados muy precisos del modo de propagación del filtro. Así pues obtendremos el circuito equivalente del filtro a partir de unas modificaciones realizadas al modelo de una etapa CRF en la que los piezoeléctricos son modelados por el modelo de Mason. Aunque en este trabajo no se analizarán en detalle todas las transformaciones y suposiciones llevadas a cabo para obtener el circuito equivalente, ya que solo pretende proporcionar las bases teóricas esenciales para entender los pasos realizados en el diseño del CRF en los capítulos siguientes.

Por otra parte tenemos un método de diseño de filtros que funciona con cualquier tipo de resonador sea cual sea su estructura: el método de los acoplos. Esta técnica de diseño se basa en la utilización de los coeficientes de acoplo entre resonadores y de los factores de calidad externos del primer y último resonador para obtener los grosores y el área que compondrán el filtro. En los siguientes apartados veremos como calcular estos parámetros de diseño a partir de las especificaciones dadas, y como éstos nos ayudan a implementar una primera aproximación del filtro.

El filtro con el que trabajaremos durante el proyecto consistirá en dos etapas CRF unidas eléctricamente por los electrodos de los resonadores inferiores, mientras que la entrada y la salida se encontrarán en los electrodos de los resonadores superiores.

2.1 Circuito eléctrico equivalente del CRF

En este apartado mostraremos los pasos para obtener el circuito eléctrico equivalente del filtro de orden 4 que deseamos diseñar a partir del circuito eléctrico equivalente de una etapa CRF. Veremos que éste tiene una gran similitud con un prototipo paso banda.

2.1.1 Circuito eléctrico equivalente de una etapa CRF

El circuito eléctrico equivalente de una etapa CRF la podemos obtener fácilmente asumiendo que:

- La estructura es simétrica, con el resonador BAW superior y el inferior idénticos en cuanto a propiedades del material y a geometría.
- El grosor de los electrodos de los resonadores es infinitesimal, con lo que el resonador se puede considerar una única pieza piezoeléctrica.
- El conjunto de capas de acoplo entre resonadores es modelado con un inversor de impedancia. Esto no afecta al comportamiento del filtro ya que el propósito de las capas de acoplo es controlar el grado de acoplo acústico entre resonadores, cosa que podemos hacer mediante un inversor de impedancia.
- Los límites de las caras externas de los resonadores son considerados cortocircuitos acústicos perfectos. La realidad es parecida a esto, ya que en el límite superior tendremos aire y en el límite inferior el reflector de Bragg o aire, depende del modo de fabricación.

Obtenemos entonces lo mostrado en la Fig. 2.1, donde podemos ver los dos resonadores piezoeléctricos modelados por el modelo de Mason y las capas de acoplo modeladas por el inversor de impedancia de valor $K_{coupling}$. El efecto piezoeléctrico lo modela el transformador, representando la conversión de energía eléctrica a energía acústica, y la capacidad negativa $-C_o$. La capacidad positiva C_o modela el efecto dieléctrico del piezoeléctrico.

Para simplificar el circuito movemos un transformador junto al otro, modificando los elementos según corresponda. De esta manera se cancelan mutuamente debido a la simetría. Si luego realizamos una conversión de impedancias de Z_1 y Z_2 de T a Π^1 y resolvemos la matriz ABCD² de los elementos entre las capacidades en paralelo, obtenemos lo mostrado en la Fig. 2.2. Todos los pasos detallados los podemos encontrar en [12].

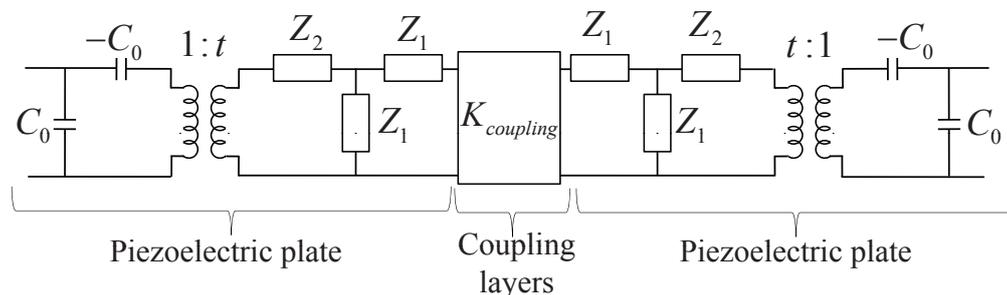


Fig. 2.1 Modelo original en el que el modelo de Mason modela los piezoeléctricos.

¹ Configuraciones de elementos con forma de 'T' y con forma de el símbolo Π .

² Parámetros de transmisión utilizados para caracterizar cuádrupolos.

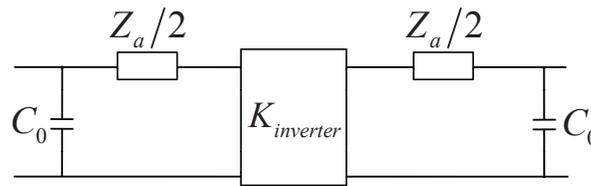


Fig. 2.2 Simplificación obtenida, válida solo para frecuencias alrededor de la frecuencia de anti-resonancia.

El siguiente paso es la síntesis de la impedancia serie $Z_a/2$ con la impedancia serie de un resonador LC Z_{LC} , formada por una inductancia L y una capacidad C . Obtenemos entonces el circuito eléctrico equivalente de un filtro con resonadores acoplados mediante componentes discretos (Fig. 2.3), lo que hace posible trabajar con el CRF de forma sencilla.

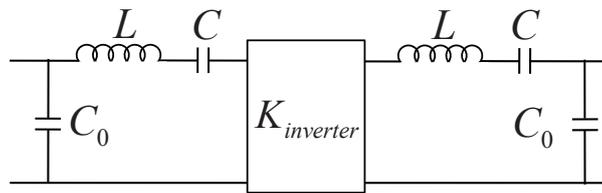


Fig. 2.3 Circuito equivalente de un CRF.

2.1.2 Analogía del circuito equivalente con el prototipo paso banda

El circuito equivalente obtenido del CRF presenta un comportamiento muy parecido al que presentaría un prototipo paso banda compuesto por inversores de impedancia y resonadores LC en serie (Fig. 2.4), según la teoría clásica de filtros en [13].

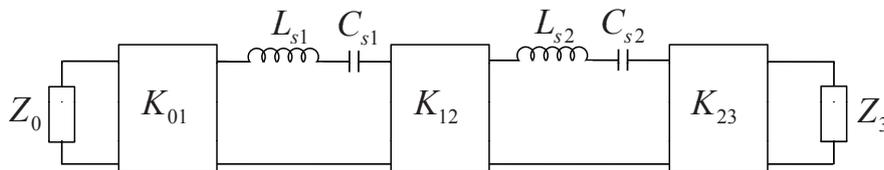


Fig. 2.4 Esquema del prototipo paso banda de orden 2 según la teoría clásica de filtros.

Para enlazar dichos circuitos debemos llevar a cabo dos cambios en el circuito equivalente del CRF mostrado en la Fig. 2.3:

1. Añadir dos capacidades idénticas C_x pero de diferente signo entre las capacidades en paralelo C_0 y los resonadores serie LC. Ello no afecta al comportamiento del circuito ya que ambas capacidades se cancelan mutuamente. La capacidad C_x positiva será absorbida por el resonador, con lo que éste tendrá una nueva capacidad de la forma:

$$C_r = (C^{-1} + C_x^{-1})^{-1} \quad (3)$$

- Añadir una línea de transmisión de impedancia característica igual a la impedancia del puerto Z_0 y de longitud eléctrica ϕ entre la capacidad en paralelo C_0 y el puerto. Esta línea de transmisión solo afecta a la fase de los parámetros S_{11} y S_{21} de la respuesta del filtro, pero no a la magnitud, ya que está perfectamente adaptada. La añadimos para, junto con la capacidad C_x negativa del punto anterior, formar un inversor de impedancias equivalente [5], tal y como nos muestra la Fig. 2.5.

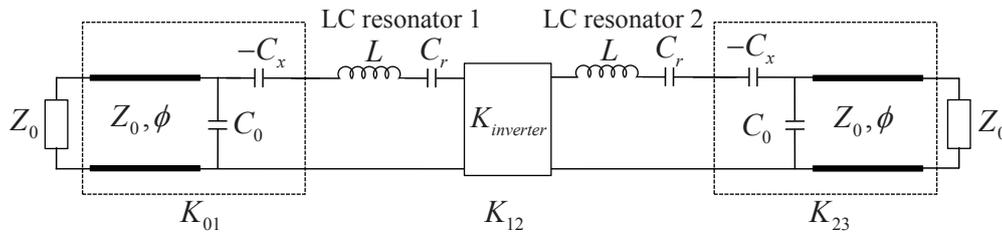


Fig. 2.5 Inversor de impedancias equivalente a f_0 .

2.1.3 Circuito eléctrico equivalente del CRF de orden 4

El circuito eléctrico equivalente del CRF de orden 4 que queremos diseñar está compuesto por dos etapas del modelo eléctrico básico de un CRF, visto en el apartado anterior. En este caso consideramos que el resonador BAW superior y el inferior tienen diferentes grosores, lo que implica que las inductancias y los condensadores que forman los resonadores son diferentes en una misma etapa. Aún así el circuito sigue siendo simétrico debido a que los dos CRF en cascada sí son idénticos. Nos encontramos entonces con el circuito mostrado en la Fig. 2.6, donde la capacidad entre electrodos de los resonadores superiores está modelada por la capacidad C_{01} mientras que la capacitancia de los resonadores inferiores la modela C_{02} . El conjunto de capas de acoplo de cada etapa CRF las modela el inversor de impedancias K . La resonancia producida en los resonadores BAW en el campo mecánico se lleva a cabo en los resonadores LC en serie con valores L_1 y C_1 para los resonadores superiores y L_2 y C_2 para los inferiores.

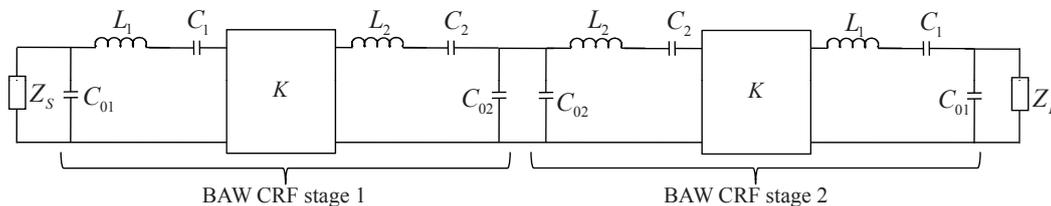


Fig. 2.6 Circuito equivalente del filtro de orden 4 compuesto por dos etapas CRF básicas.

Como hemos comentado anteriormente, queremos diseñar el filtro utilizando el método de los acoplos, con lo que nos interesa tener en el equivalente eléctrico tantos inversores de impedancias como acoplos tenga el filtro, quedando así un circuito similar al prototipo paso banda. En la Fig. 2.7(a) podemos observar que nuestro filtro tiene 3 acoplamientos entre los

resonadores (k_{12} , k_{23} y k_{34}) y dos acoplamientos más de las señales de entrada y salida al filtro, modelados por el factor de calidad externo Q_{e1} y Q_{e4} . Entonces nuestro circuito equivalente debería tener 5 inversores de impedancias. Tal y como hemos visto en el punto 2.1.2, podemos implementar un inversor de impedancias añadiendo al circuito una línea de transmisión y un par de condensadores del mismo valor pero signo distinto. También debemos considerar que hay otra forma de implementar un inversor de impedancias mediante una T de condensadores [5], tal y como podemos ver en la Fig. 2.7(b). Obtenemos así nuestro circuito eléctrico equivalente de orden 4 definitivo, mostrado en la Fig. 2.7(c).

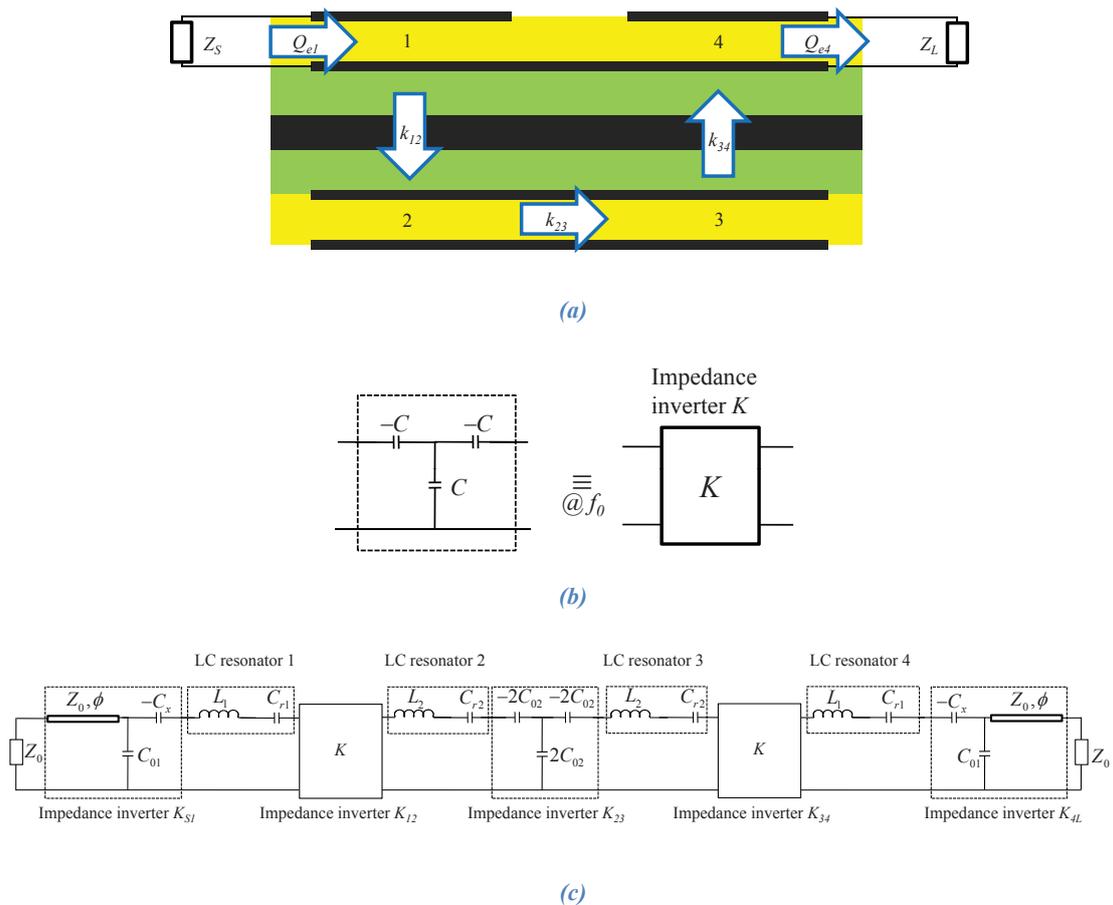


Fig. 2.7 (a) Sección cruzada de nuestro filtro en la que aparecen los acoplos que tienen lugar entre los resonadores y los factores de calidad entre los puertos y el filtro. (b) Equivalencia de los inversores de impedancias con una T de capacidades. (c) Circuito sintetizado para identificar los acoplos mediante inversores de impedancia y los resonadores LC.

2.2 Factor de calidad externo y coeficientes de acoplo

El factor de calidad externo y los coeficientes de acoplo son los parámetros básicos que necesitaremos para el diseño del filtro mediante la teoría de acoplos. Estos parámetros los podemos obtener de las especificaciones proporcionadas mediante la teoría de diseño de filtros clásica con el prototipo paso bajo.

2.2.1 Factor de calidad externo

El factor de calidad externo Q_e nos cuantifica el acoplo existente entre un resonador BAW y la señal en su respectivo puerto de entrada o salida. Lo podemos extraer midiendo el parámetro S_{11} de la respuesta del resonador con el puerto, aislando el resto del circuito. Si obtenemos el retardo de grupo $\tau_{S_{11}}$ del parámetro S_{11} , el factor de calidad se define como:

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

En la Fig. 2.8 tenemos representado el retardo de grupo en función de la frecuencia de un resonador acoplado con su puerto y aislado del resto del circuito. El máximo valor que toma el retardo de grupo tiene lugar a la frecuencia de resonancia f_0 .

Si partimos de las especificaciones del filtro, podemos obtener el factor de calidad utilizando el prototipo paso bajo [13].

$$Q_{e1} = \frac{g_0 g_1}{\Delta} \quad Q_{en} = \frac{g_n g_{n+1}}{\Delta} \quad (5)$$

donde g_0 y g_1 son los elementos del prototipo paso bajo y Δ es el ancho de banda fraccional o relativo del filtro.

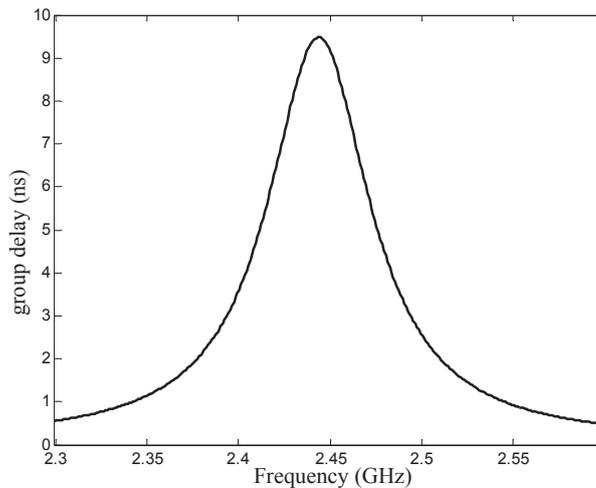


Fig. 2.8 Respuesta del retardo de grupo del parámetro S_{11} .

2.2.2 Coeficientes de acoplo

Los coeficientes de acoplo nos indican el nivel de acoplo existente entre dos resonadores si éstos están aislados del resto. La Fig. 2.9 nos muestra una respuesta de transmisión (parámetro S_{21}) típica obtenida de dos resonadores acoplados. Diferenciamos claramente dos resonancias localizadas en las frecuencias de resonancia f_{p1} y f_{p2} . Es debido a que cuando los resonadores están interactuando el efecto del acoplo entre ellos separa las resonancias originales de cada resonador.

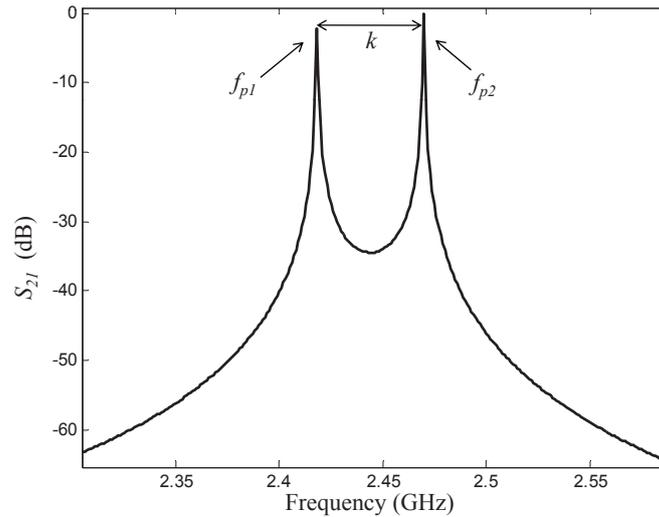


Fig. 2.9 Parámetro S_{21} de dos resonadores acoplados y aislados del resto del circuito.

El coeficiente de acoplo de dos resonadores resonando a la misma frecuencia f_0 puede calcularse utilizando la siguiente expresión:

$$k = \pm \frac{f_{p2}^2 - f_{p1}^2}{f_{p2}^2 + f_{p1}^2} \quad (6)$$

Utilizando el prototipo paso bajo para obtener los coeficientes de acoplo a partir de las especificaciones tenemos:

$$k_{i,i+1} = \frac{\Delta}{\sqrt{g_i g_{i+1}}} \quad \text{para } i = 1 \text{ hasta } n - 1 \quad (7)$$

2.3 Solución para el dimensionamiento de las capas de acoplo

En los apartados anteriores hemos estado modelando las capas de acoplo mediante un inversor de impedancia. Sabemos que un inversor de impedancia es una línea de transmisión de $\lambda/4$ con una impedancia característica K . Entonces, lo más lógico sería que los resonadores superiores e inferiores se acoplaran mediante una capa de $\lambda/4$ con una impedancia acústica de valor K . El problema reside en que las impedancias de los materiales utilizados son demasiado grandes comparadas con el valor requerido de acoplo K de la mayoría de aplicaciones que utilizan tecnología BAW.

La solución se encontró con el reflector Bragg, que alterna varias capas de baja y alta impedancia, dando como resultado una impedancia efectiva muy pequeña. Por eso las capas de acoplo utilizadas en el CRF son 3 capas distintas de baja y alta impedancia, tal y como vemos en la Fig. 2.10.

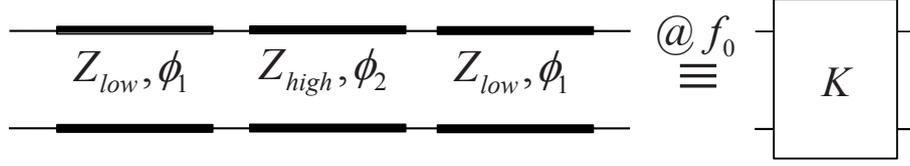


Fig. 2.10 Tres capas de acoplo modelando un inversor de impedancia a f_0

Pero, ¿cómo dimensionar estas capas para que modelen un inversor de impedancia de valor K a la frecuencia f_0 ? Las capas de acoplo las podemos considerar líneas de transmisión acústicas con sus respectivas impedancias y velocidades y, conociendo las impedancias de los materiales utilizados, podemos encontrar las longitudes acústicas (ϕ_1 y ϕ_2) de cada línea de transmisión que cumplen con los requisitos de acoplo. Debemos tener en cuenta que la primera y la última capa son iguales, tanto en impedancia (o material) como en longitud.

Primero debemos resolver las matrices de transmisión ABCD de cada línea y las igualamos a la matriz de transmisión del inversor:

$$ABCD_{L1} \cdot ABCD_{L2} \cdot ABCD_{L3} = ABCD_{inversor} \quad (8)$$

$$\begin{pmatrix} \cos(\phi_1) & jZ_{low} \sin(\phi_1) \\ \frac{j \sin(\phi_1)}{Z_{low}} & \cos(\phi_1) \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \cos(\phi_2) & jZ_{high} \sin(\phi_2) \\ \frac{j \sin(\phi_2)}{Z_{high}} & \cos(\phi_2) \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \cos(\phi_1) & jZ_{low} \sin(\phi_1) \\ \frac{j \sin(\phi_1)}{Z_{low}} & \cos(\phi_1) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & \mp j/K \\ \pm j/K & 0 \end{pmatrix} \quad (9)$$

Resolviendo podemos obtener las longitudes de las líneas en función del valor de acoplo deseado K y de las impedancias de los materiales Z_{low} y Z_{high} .

$$\tan(\phi_1) = \sqrt{\frac{K^2 - Z_{high}^2}{Z_{low}^4 - K^2 Z_{high}^2}} Z_{low} \quad (10)$$

$$\tan(\phi_2) = \frac{\sqrt{Z_{low}^4 - K^2 Z_{high}^2} \sqrt{K^2 - Z_{high}^2} (K^2 - Z_{low}^2)}{Z_{low}^4 Z_{high}^2 - K^2 Z_{low}^4 - K^2 Z_{high}^4 + K^4 Z_{high}^2} Z_{high} \quad (11)$$

Debido a que las longitudes eléctricas deben ser números reales, los valores de acoplo K deben estar limitados por:

$$\frac{Z_{low}^2}{Z_{high}} < K < Z_{high} \quad (12)$$

2.4 Método de los acoplos

En este apartado comentaremos los pasos que se deben seguir para diseñar el CRF de orden 4 utilizando la teoría de los acoplos. Esta teoría nos relaciona los valores requeridos de cada acoplo con los parámetros físicos de la estructura CRF. Para ello dividiremos el diseño en diferentes partes según el número de acoplos que tenga el filtro, vistos en la Fig. 2.7(a): el acoplo de los puertos de entrada y salida con sus respectivos resonadores (Q_{e1} y Q_{e4}), el acoplo entre los dos resonadores inferiores, que se lleva mediante una conexión eléctrica, (k_{23}) y el acoplo entre los resonadores superiores e inferiores, que es puramente acústico y se encuentra entre las capas de acoplo (k_{12} y k_{34}).

Las variables de salida con las que diseñaremos el filtro son los grosores de las diferentes capas que lo componen y el área activa del dispositivo. Como variables de entrada tenemos la configuración de las capas, los parámetros de los materiales utilizados y las especificaciones del filtro, que utilizaremos para obtener los acoplos tal y como hemos visto en el apartado anterior.

El diseño del filtro, utilizando el método de los acoplos, se puede resumir en 3 pasos:

1. Dimensionamiento del área activa de cada CRF y del grosor de los piezoelectricos de los resonadores de entrada y salida (resonadores 1 y 4 respectivamente) para cumplir con la Q_e requerida. El área vendrá definida por el valor nominal del factor de calidad externo, mientras que el grosor de los piezoelectricos nos centrará la frecuencia de resonancia del resonador efectivo L_1C_{r1} con la frecuencia central del filtro f_0 . El grosor de los electrodos lo consideramos parámetro de entrada, y nos servirá para optimizar el filtro y maximizar el acoplo electro-mecánico. En la Fig. 2.11 vemos la relación entre el factor de calidad y el área. Podemos observar que existe un factor de calidad mínimo Q_{e_min} , el cual representa el máximo acoplo entre la fuente y el resonador. Este valor nos limita el ancho de banda máximo del filtro.

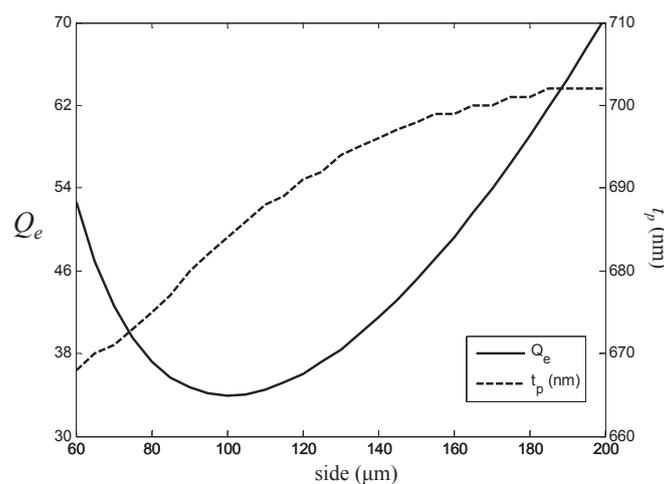


Fig. 2.11 Factor de calidad externo vs área activa del resonador BAW para un electrodo de tungsteno y 200 nm de grosor, junto con el respectivo grosor del piezoelectrico de nitruro de aluminio (AlN) para centrar la resonancia del resonador con la frecuencia central del filtro f_0 .

2. Dimensionamiento del grosor de los piezoeléctricos inferiores (resonadores 2 y 3) y de sus electrodos para cumplir con el acoplo k_{23} requerido. Una buena combinación del grosor del piezoeléctrico y de los electrodos nos centrará el resonador a la frecuencia central del filtro consiguiendo el acoplo k requerido.

3. Dimensionamiento del grosor de las capas de acoplo para cumplir con el acoplo k_{12} o k_{34} . Generalmente las capas de acoplo están compuestas por una capa de material de alta impedancia acústica como el tungsteno (W) entre dos capas de material de baja impedancia acústica como el dióxido de silicio (SiO₂). Para dimensionar estas capas debemos utilizar el método de conversión de un inversor de impedancia a partir de un conjunto de capas de acoplo de alta y baja impedancia, visto en el apartado 2.3.

3. Diseño de un CRF mediante el método de los acoplos

En este capítulo llevaremos a la práctica la teoría vista en el capítulo anterior. Para ello diseñaremos un filtro con resonadores acoplados de orden 4 a partir de unas ciertas especificaciones proporcionadas. Utilizaremos primero el prototipo paso bajo para obtener los coeficientes de acoplo y el factor de calidad externo del filtro necesarios para cumplir con dichas especificaciones. Una vez obtenidas aplicaremos el método de los acoplos, que nos proporcionará los grosores de las diferentes capas de nuestro filtro. Tendremos así una primera aproximación bastante exacta de lo que será nuestro filtro.

Veremos que las especificaciones proporcionadas son bastante estrictas, y con el método anterior nos será imposible conseguirlas. Las especificaciones que nos restringen más son el ancho de banda y el rechazo fuera de ella. Entonces deberemos utilizar la optimización de algunas capas para ir dando al filtro la forma deseada e ir acercándonos cada vez más a los parámetros requeridos. Además deberemos incluir elementos externos a las dos etapas CRF que componen nuestro filtro, como inductancias en paralelo en los extremos, tal y como veremos al final del capítulo.

3.1 Especificaciones del filtro

A la hora de diseñar cualquier filtro necesitamos una serie de parámetros que nos lo definan y nos digan la forma final que deberá tener dicho filtro. Entre ellos encontramos el ancho de banda, la frecuencia central del filtro, las impedancias de entrada y salida y las pérdidas de retorno. También suele proporcionarse el rechazo fuera de banda, ya que puede haber cerca de nuestra banda de paso otras señales interferentes. Con estos parámetros y con los métodos de diseño establecidos somos capaces de aproximarnos al filtro deseado. Hay otro parámetro de interés que es la constante de acoplamiento electroacústico del piezoeléctrico k_t , aunque éste viene determinado por el tipo de material piezoeléctrico utilizado, con lo que no es un parámetro de diseño que podamos modificar.

En nuestro caso y para el filtro CRF de orden 4 que vamos a diseñar en este trabajo, las especificaciones proporcionadas son:

- Banda de paso: 1805 MHz – 1880 MHz $\rightarrow f_0 = 1842.5$ MHz.
- Pérdidas de retorno: -12.5 dB.
- Impedancia de entrada: 50 Ω no balanceado.
- Impedancia de salida: 100 Ω balanceado.
- Rechazo mínimo de -50 dB en la banda de 1710 MHz - 1785 MHz.

A partir de estas especificaciones debemos obtener ahora el factor de calidad externo y los coeficientes de acoplo mediante el método del prototipo paso bajo para aplicar la teoría de los acoplos.

3.2 Parámetros de diseño del filtro

3.2.1 Parámetros g del prototipo paso bajo

Debemos encontrar los valores de los elementos del prototipo paso bajo *Chebyshev* según las tablas proporcionadas por *Hong* y *Lancaster* en [13]. Estas tablas vienen proporcionadas para ciertos valores del rizado, el cual no viene definido en las especificaciones pero podemos encontrar mediante la siguiente ecuación:

$$L_{Ar} = -10 \log(1 - 10^{0.1L_R}) \text{ dB} \quad (13)$$

donde L_R son las pérdidas de retorno en dB ($L_R < 0$).

Según nuestras especificaciones, las pérdidas de retorno deben ser $L_R < -12.5$ dB, con lo que según la ecuación anterior $L_{Ar} < 0.251$ dB. Observando las tablas vemos que la única opción que tenemos es escoger los parámetros g para un rizado de $L_{Ar} = 0.1$ dB. Esto significa que en un principio la respuesta del filtro resultante deberá tener pérdidas de retorno menores que las indicadas en las especificaciones. Veremos que realmente no será así debido al gran ancho de banda requerido.

Como el orden de nuestro filtro es $n = 4$, los parámetros del prototipo paso bajo que utilizaremos serán $g_1 = 1.1088$, $g_2 = 1.3063$, $g_3 = 1.7704$, $g_4 = 0.8181$ y $g_5 = 1.3554$.

3.2.2 Factor de calidad externo y coeficientes de acoplo

Una vez tenemos los parámetros g ya podemos aplicar las fórmulas vistas en el apartado 2.2 para obtener el factor de calidad externo y los coeficientes de acoplo, que como ya hemos visto, serán necesarios para encontrar los parámetros físicos de diseño del filtro. Utilizando los parámetros de las especificaciones obtenemos primero el ancho de banda relativo Δ del filtro.

$$\Delta = \frac{B}{f_0} = 0.0407 \quad (14)$$

Sabemos que el filtro es simétrico, con lo que $Q_{e1} = Q_{e4}$, y aplicando las ecuaciones (4) y (5) obtenemos que el factor de calidad externo y el retardo de grupo son:

$$Q_{e1} = \frac{g_0 g_1}{\Delta} = 27.24 \quad \rightarrow \quad \tau_{S11} = \frac{4Q_{e1}}{w_0} = 9.41e-9 \text{ s} \quad (15)$$

Del mismo modo $k_{12} = k_{34}$. Aplicando la ecuación (7) obtenemos los coeficientes de acoplo:

$$k_{1,2} = \frac{\Delta}{\sqrt{g_1 g_2}} = k_{3,4} = 0.0338 \quad (16)$$

$$k_{2,3} = \frac{\Delta}{\sqrt{g_2 g_3}} = 0.0267 \quad (17)$$

Ahora que ya tenemos todos los acoplos definidos para las especificaciones proporcionadas, ya podemos aplicar la teoría de los acoplos para obtener los grosores de los materiales que compondrán el filtro CRF.

3.3 Aplicación del método de los acoplos

En este punto vamos a aplicar los pasos vistos en la sección 2.4 para obtener los grosores de las diferentes capas de nuestro filtro. La Fig. 3.1 muestra un diagrama del CRF que queremos implementar en el que se representan el puerto de entrada y salida, los resonadores, las capas de acoplo y el reflector Bragg, junto con el tipo de material de que se compone cada capa.

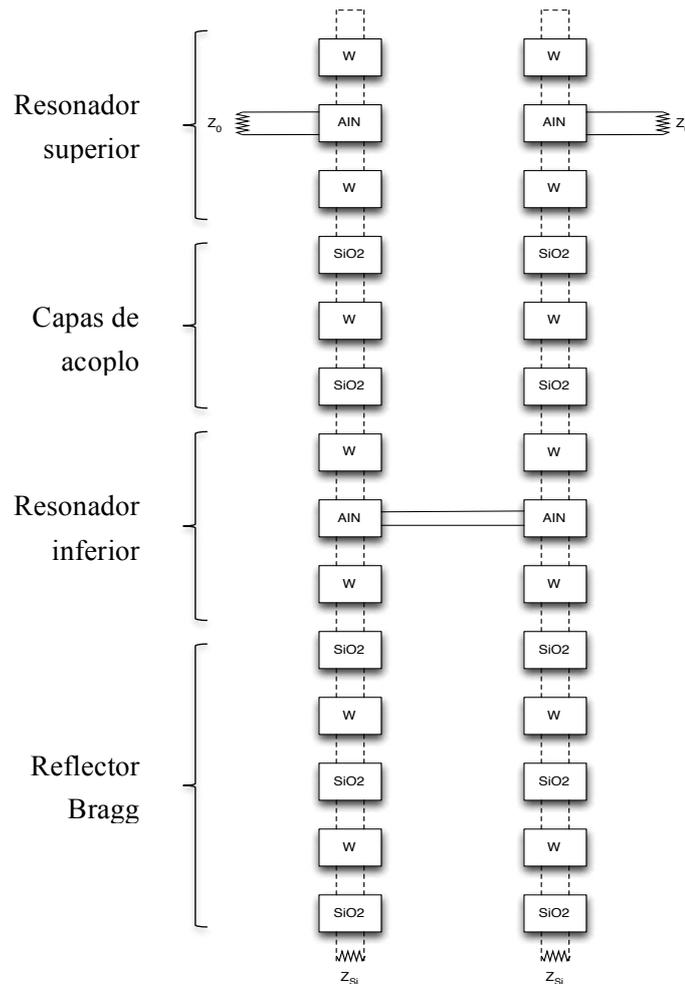


Fig. 3.1 Diagrama del circuito del filtro compuesto por dos etapas CRF. Las líneas discontinuas indican un puerto acústico, mientras que las líneas continuas indican un puerto eléctrico.

3.3.1 Paso 1: Obtención del área y del grosor del piezoeléctrico del resonador superior

El factor de calidad externo nos determinará el área y el grosor del piezoeléctrico (AlN). El grosor de los electrodos (W) lo debemos fijar de antemano, aunque posteriormente lo añadiremos a la optimización para perfilar la respuesta final. En nuestro caso hemos fijado un grosor de electrodos de $t_w = 200 \text{ nm}$. La Fig. 3.2(a) nos muestra un esquema del circuito que simularemos para obtener el retardo de grupo en función del área y del grosor del piezoeléctrico. Podemos observar como el resonador de la figura ha sido aislado mediante cortocircuitos acústicos para inducir su resonancia.

Hemos visto anteriormente que el factor de calidad, que está directamente relacionado con el retardo de grupo, no puede tomar cualquier valor, sino que está limitado inferiormente por un valor mínimo Q_{e_min} . Éste valor mínimo nos delimita un ancho de banda máximo, con lo que en un principio nos será imposible conseguir anchos de banda mayores a éste. Veremos en los

próximos puntos que hay métodos que nos permitirán más adelante conseguir más ancho de banda.

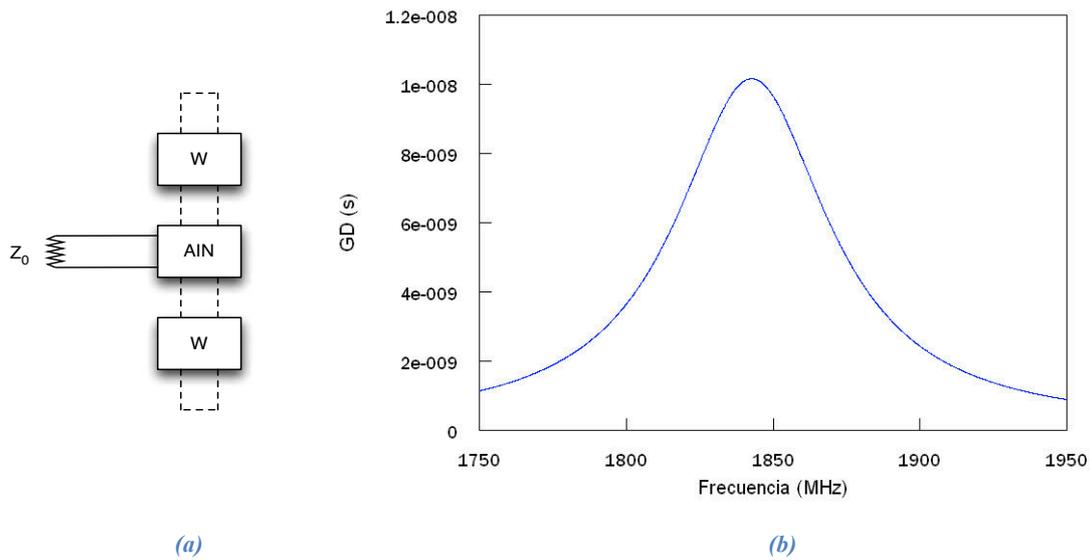


Fig. 3.2 (a) Resonador superior aislado en sus electrodos por cortocircuitos acústicos. (b) Retardo de grupo mínimo obtenido considerando $t_w = 200$ nm.

Considerando el punto anterior, el siguiente paso es simular el esquemático e ir modificando manualmente el área y el grosor del piezoeléctrico hasta obtener el valor de retardo de grupo deseado a la frecuencia de resonancia o central del filtro. El valor más cercano al retardo de grupo requerido ($\tau_{s11} = 9.41e-9$ s) que hemos podido obtener a f_0 es de $\tau_{s11} = 10.16e-9$ s, tal y como podemos ver en la Fig. 3.2(b). Nos ha sido imposible obtener el valor requerido por las especificaciones debido a la limitación de Q_{e_min} comentada anteriormente.

Los valores de área y grosor del piezoeléctrico obtenidos son de:

$$A = 148 \times 148 \mu m^2 \quad t_{AIN_1} = 1095 \text{ nm}$$

3.3.2 Paso 2: Dimensionamiento de los resonadores inferiores

En este paso calcularemos los grosores de los electrodos y del piezoeléctrico de los resonadores inferiores utilizando el coeficiente de acoplo k_{23} . Para ello simularemos el esquemático que aparece en la Fig. 3.3(a) y, al igual que en el punto anterior, deberemos tinear los grosores hasta encontrar el valor de acoplo deseado a la frecuencia central f_0 . Podemos ver que el esquemático que simularemos tiene los resonadores BAW cortocircuitados superiormente, ya que el valor de la impedancia de los puertos tiende a 0. En la parte inferior tenemos el reflector Bragg, que ya nos confina la onda en el resonador. Como ya hemos comentado, el reflector Bragg son capas de $\lambda/4$ de materiales de baja y alta impedancia alternándose.

Una vez simulado y tuneado, comprobamos (Fig. 3.3(b)) que efectivamente cumplimos con el coeficiente de acoplo requerido y que estamos en la frecuencia central mediante las siguientes fórmulas vistas anteriormente:

$$k_{23} = \frac{f_{p2}^2 - f_{p1}^2}{f_{p2}^2 + f_{p1}^2} \quad f_0 = \frac{f_{p1} + f_{p2}}{2} \quad (18)$$

En nuestro caso obtenemos $k_{23} = 0.0266$ y $f_0 = 1842.5 \text{ MHz}$, lo cual cumple el coeficiente de acoplo especificado. Los grosores obtenidos de los electrodos y del piezoeléctrico de los resonadores inferiores son:

$$t_{W_2} = 324 \text{ nm} \quad t_{AIN_2} = 683 \text{ nm}$$

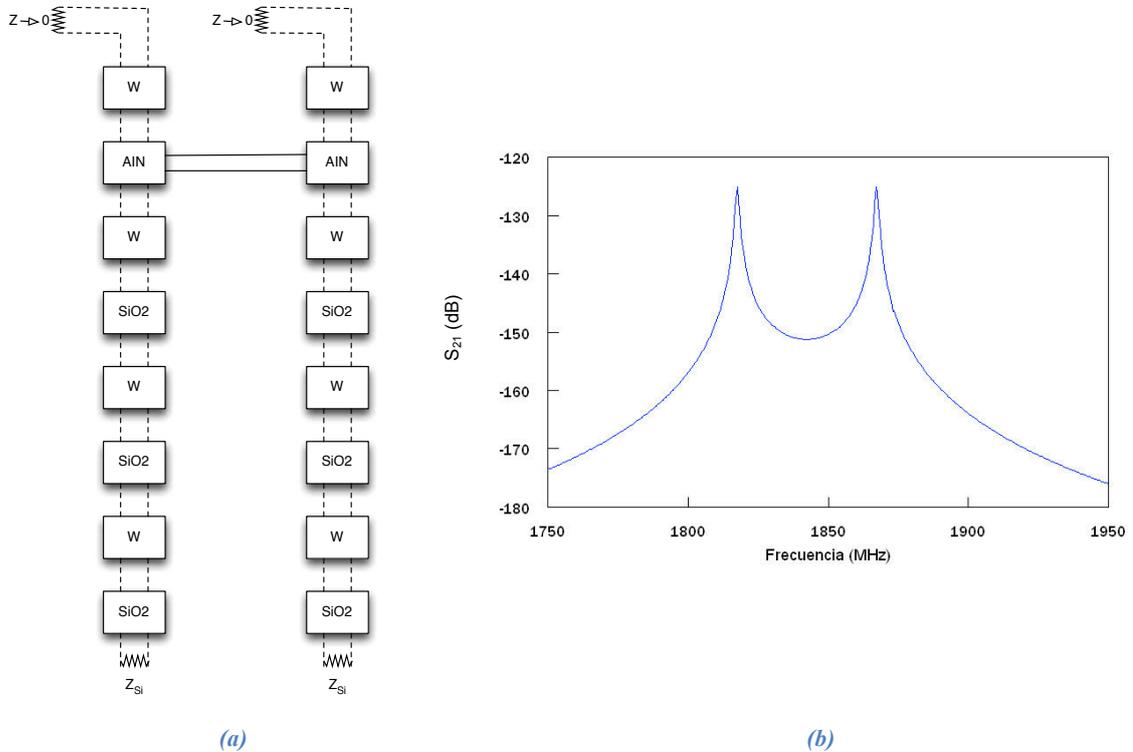


Fig. 3.3 (a) Resonadores inferiores del filtro CRF aislados superiormente mediante cortocircuito ($Z \rightarrow 0$) e inferiormente mediante el reflector Bragg. (b) Parámetro S_{21} (dB) obtenido de la simulación de la Fig. 3.3 utilizado para calcular el coeficiente de acoplo k_{23} .

3.3.3 Paso 3: Dimensionamiento de las capas de acoplo

El último paso consiste en la obtención del grosor de las capas de acoplo mediante el método de conversión de un inversor de impedancias. Para ello debemos hacer una transformación mediante líneas de transmisión tal y como nos muestran los siguientes circuitos:

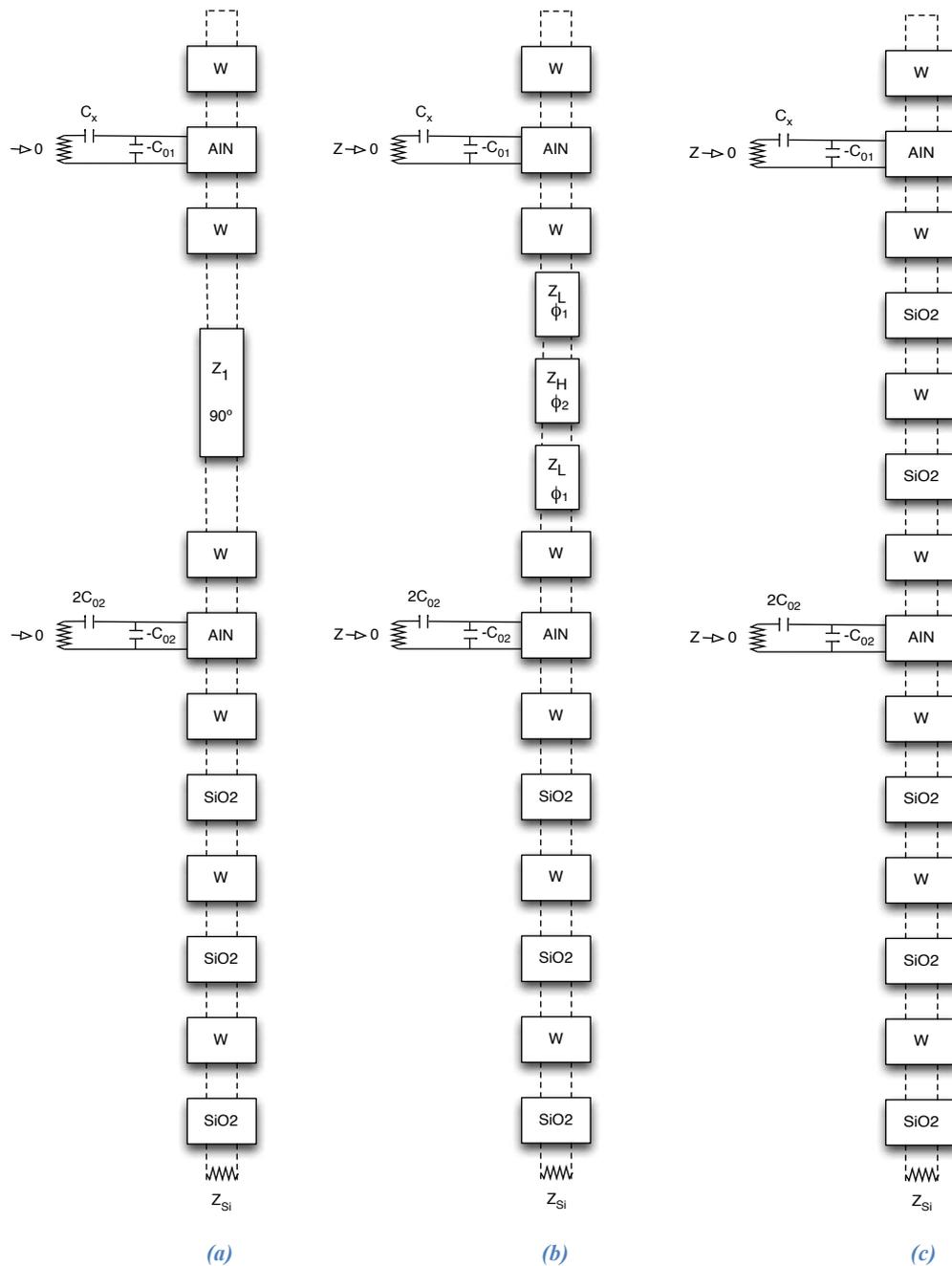


Fig. 3.4 Resonadores superior e inferior de una de las etapas CRF acoplados mediante las capas de acoplo. (a) Capas de acoplo simuladas mediante una línea de transmisión de longitud eléctrica 90° . (b) Capas de acoplo simuladas mediante 3 líneas de transmisión de baja y alta impedancia y (c) capas de acoplo con materiales.

En el primer circuito (Fig. 3.4(a)) las capas de acoplo son simuladas por una línea de transmisión de longitud acústica 90° , ya que sabemos que un inversor de impedancia equivale a una línea de transmisión de $\lambda/4$. En este caso la impedancia de la línea Z_1 la tenemos que tunear hasta encontrar el valor que nos cumple el coeficiente de acoplo k_{12} requerido. Una vez obtenida la impedancia debemos simular el segundo esquemático (Fig. 3.4(b)) en el que tenemos 3 líneas de transmisión en el lugar de las capas de acoplo. Estas líneas tienen las impedancias de los

materiales que utilizaremos (materiales de baja y alta impedancia) y las longitudes (ϕ_1 y ϕ_2) obtenidas mediante las ecuaciones (10) y (11) que utilizan la impedancia Z_l anteriormente encontrada. Finalmente simularemos el circuito mostrado en la Fig. 3.4(c), en el que las capas de acoplo están compuestas por los materiales SiO₂ y W, con los grosores obtenidos a partir de las longitudes acústicas anteriores mediante la siguiente expresión:

$$t = \frac{\phi \cdot \lambda}{2\pi} \quad (19)$$

donde ϕ es la longitud acústica obtenida mediante las tres líneas de transmisión y λ es la longitud de onda acústica del material que vamos a dimensionar.

Realizados todos los pasos anteriores y simulando el esquemático final de la Fig. 3.4(c), obtenemos un coeficiente de acoplo de $k_{12} = 0.0315$, el cual se aproxima bastante a las especificaciones. Los grosores resultantes son:

$$t_{W_acoplo} = 175 \text{ nm} \quad t_{SiO_2_acoplo} = 736 \text{ nm}$$

En la Fig. 3.5 tenemos la respuesta del filtro CRF obtenida. Vemos como no cumplimos exactamente con las especificaciones marcadas tal y como nos temíamos, debido a que no hemos conseguido el factor de calidad externo Q_e requerido. Aún así, el método de los acoplos nos aproxima bastante a la respuesta deseada en cuanto a pérdidas de retorno. En cambio, tal y como podemos ver, éste método no tiene en cuenta el rechazo fuera de banda, con lo que tendremos que buscar otras soluciones a este problema.

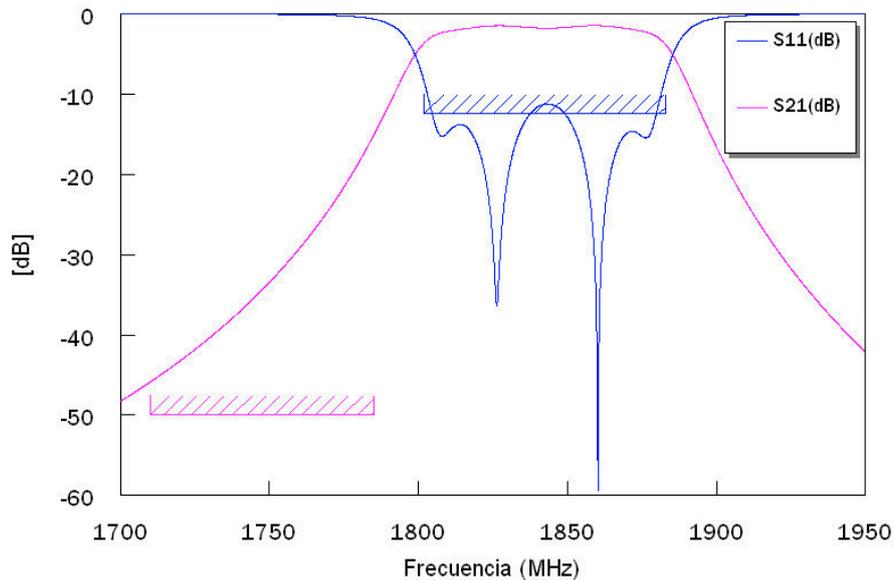


Fig. 3.5 Respuesta final del CRF obtenida mediante el método de los acoplos.

3.4 Inserción de inductores I/O para ampliar el ancho de banda

Como hemos visto en el apartado anterior, la respuesta del filtro no cumple exactamente las especificaciones. Las pérdidas de retorno y el ancho de banda del filtro son unas de las especificaciones que no se cumplen, y que vamos a resolver mediante un par de inductancias en los extremos del filtro.

Como hemos visto en el apartado 2.1.1 donde obteníamos el circuito equivalente de una etapa CRF, existe una capacidad C_0 en paralelo que simula el efecto dieléctrico del piezoeléctrico (efecto capacitivo). Esta capacidad, que depende del grosor del piezoeléctrico, nos limita el ancho de banda del filtro, ya que está directamente relacionada con el acoplo entre el puerto y el primer resonador. Añadiendo unos inductores en la entrada y salida del filtro, tal y como podemos ver en la Fig. 3.6, podemos eliminar el efecto de la capacidad C_0 y conseguir hasta un 25% más de ancho de banda fraccional en nuestra respuesta final [14]. Aplicar esto a nuestro filtro CRF no es mas que añadir dos inductores L_i entre los puertos y los resonadores BAW, tal y como podemos ver en la Fig. 3.7(a).

El valor de la inductancia viene definido por el valor de la capacidad en paralelo i la frecuencia de trabajo del filtro según:

$$L_0 = \frac{1}{\omega_0^2 C_0} \quad , \text{dónde } C_0 = \frac{\epsilon A}{t_{AIN}} \quad (20)$$

Una vez fijado este valor debemos redimensionar los grosores de los resonadores superior e inferior y de las capas de acoplo de la misma forma que en el apartado anterior, mediante el método de los acoplos. Una vez realizados los 3 pasos del método, optimizamos las diferentes capas del filtro para conseguir las pérdidas de retorno de $L_R = 12.5 \text{ dB}$ y el ancho de banda correspondiente. La Fig. 3.7(b) nos muestra la respuesta final obtenida, en la que podemos ver que con la ayuda de los inductores hemos conseguido las pérdidas de retorno requeridas para el ancho de banda especificado, aunque el rechazo fuera de banda sigue sin cumplirse.

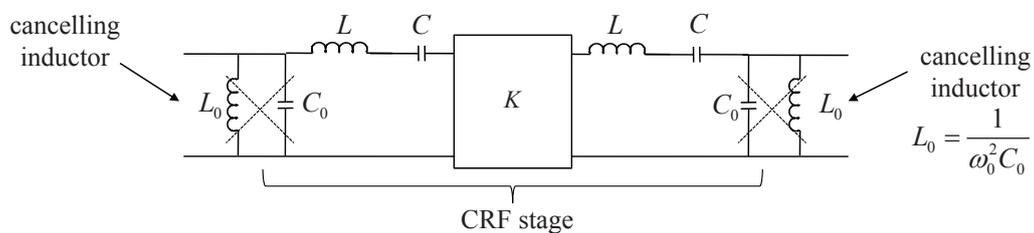


Fig. 3.6 Circuito equivalente de una etapa CRF con inductores canceladores que eliminan el efecto capacitivo del resonador BAW.

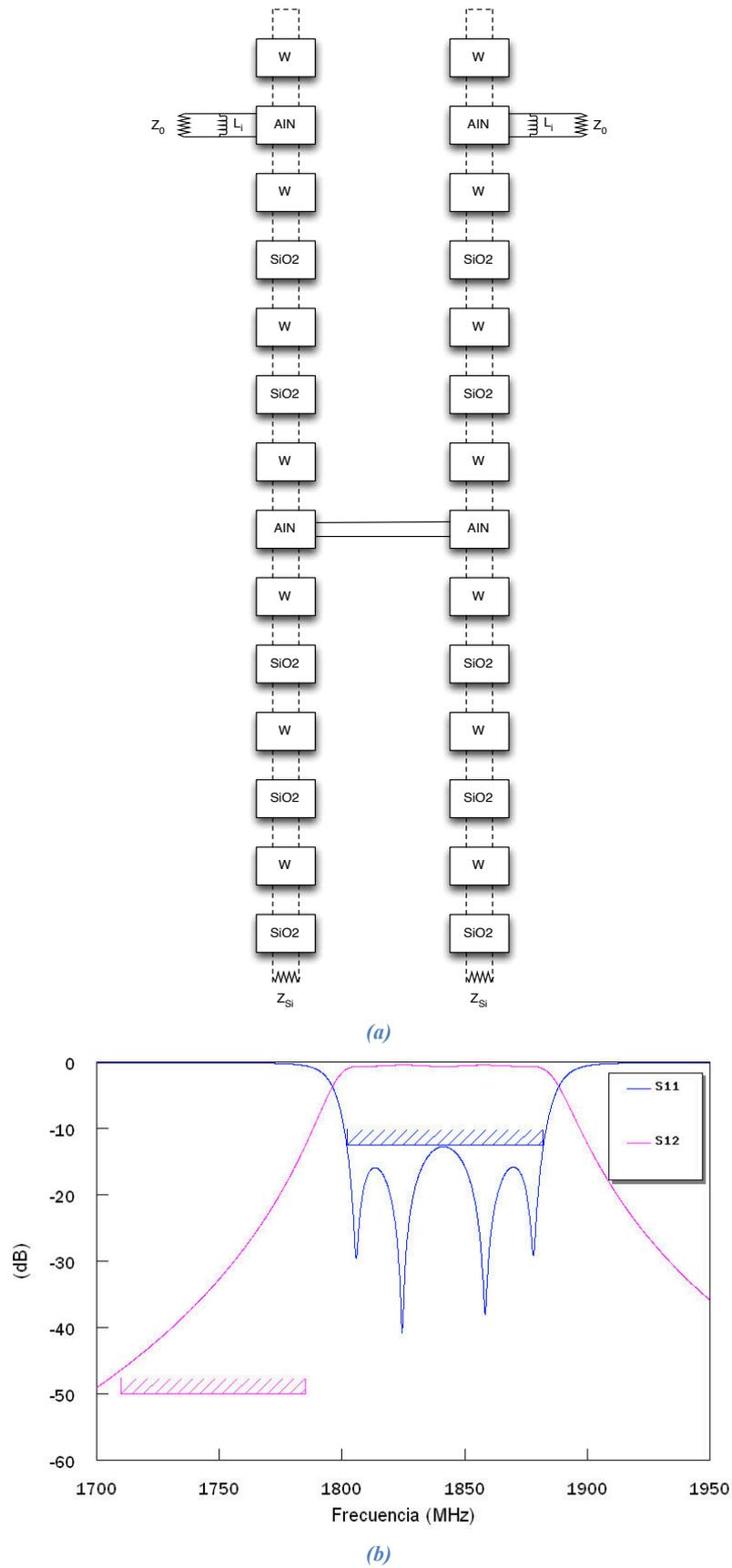


Fig. 3.7 (a) Esquemático del filtro CRF con inductores canceladores. (b) Respuesta del CRF utilizando inductores canceladores para eliminar el efecto capacitivo C_0 .

4. Soluciones para el rechazo fuera de banda y el balanceado del CRF

En este capítulo veremos dos posibles soluciones para conseguir el rechazo fuera de banda especificado de 50 dB entre las frecuencias 1710 MHz y 1785 MHz. La opción más lógica es añadir un filtro en escalera a la salida del CRF, aunque después veremos que a partir de esta idea obtenemos otra solución más viable. Una vez cumplamos todas las especificaciones solo nos faltará aplicar la salida balanceada al filtro. También estudiaremos dos casos para llevarlo a cabo: mediante un balun y mediante las propiedades intrínsecas del CRF que le permiten actuar como filtro y balun a la vez.

4.1 Rechazo fuera de banda

4.1.1 Filtro en escalera

La primera opción estudiada es añadir un filtro *Ladder* a la salida de nuestro CRF. Como hemos visto en el apartado 1.3.1, este tipo de filtros se caracteriza por tener un cero de transmisión a cada lado de la banda de paso, debido a la frecuencia de resonancia de los resonadores paralelo y a la frecuencia de anti-resonancia de los resonadores serie. Añadiendo este tipo de filtro podemos conseguir una selectividad mayor cumpliendo el rechazo fuera de banda especificado a cambio de incrementar el tamaño final del filtro resultante. La Fig. 4.1 nos muestra la forma de nuestro CRF con el filtro *Ladder* a su salida. Observamos que los resonadores BAW en paralelo del filtro en escalera están unidos a unas inductancias L_1 y L_2 . Estas inductancias nos modifican la frecuencia de resonancia de cada resonador, pudiendo tener distintas frecuencias de resonancia paralelo para dos resonadores BAW idénticos. Esto nos es útil debido a que con un solo cero no podemos cumplir con el rechazo fuera de banda para todo el rango de frecuencias requerido.

Los valores de las capacidades e inductancias de los resonadores serie y paralelo los obtenemos de la siguiente forma:

$$C_{BAW_p} = \frac{8 \cdot C_{0_p}}{-8 + \frac{\pi^2}{k_t^2}} \quad C_{BAW_s} = \frac{8 \cdot C_{0_s}}{-8 + \frac{\pi^2}{k_t^2}} \quad (21)$$

$$L_{BAW_p} = \frac{1}{32 \cdot k_t^2 \cdot C_{0_p} \cdot f_{a_p}^2} \quad L_{BAW_s} = \frac{1}{32 \cdot k_t^2 \cdot C_{0_s} \cdot f_{a_s}^2} \quad (22)$$

donde f_{a_p} y f_{a_s} son la frecuencia de anti-resonancia paralelo y serie del filtro en escalera y k_t^2 es la constante de acoplo del piezoeléctrico.

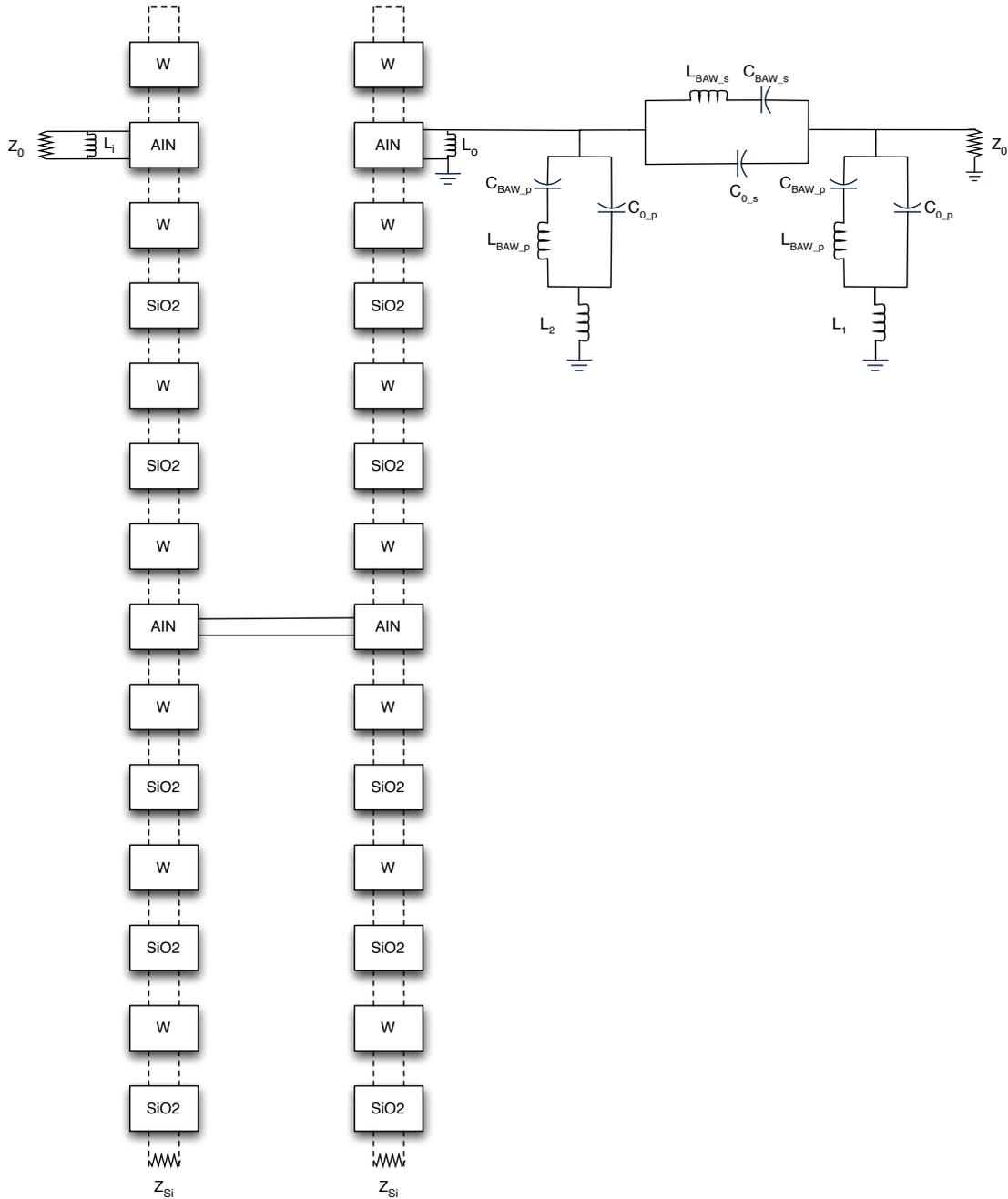


Fig. 4.1 Esquemático del CRF añadiendo un filtro Ladder de orden 3 a su salida.

Una vez hemos obtenido el valor de todos los parámetros de diseño del filtro en escalera y hemos optimizado los valores de las inductancias L_1 y L_2 y de las frecuencias de anti-resonancia de los resonadores serie y paralelo, así como los grosores de algunas capas, obtenemos el resultado mostrado en la Fig. 4.2. Podemos observar que ahora sí que cumplimos con todas las especificaciones anteriormente descritas. Vemos como, efectivamente, hay tres ceros de transmisión, debidos a los tres resonadores del filtro en escalera que hemos añadido; los ceros de la izquierda son causados por la frecuencia de resonancia de los resonadores BAW paralelos, mientras el cero de la derecha lo causa la frecuencia de anti-resonancia del resonador BAW serie.

Este modelo final tiene la ventaja de tener un cero de transmisión a la derecha, lo que hace que sea mas selectivo cerca de la banda de paso, pero tiene el inconveniente de que al añadir tres etapas de un *Ladder*, el tamaño final del filtro resultante se ve muy incrementado.

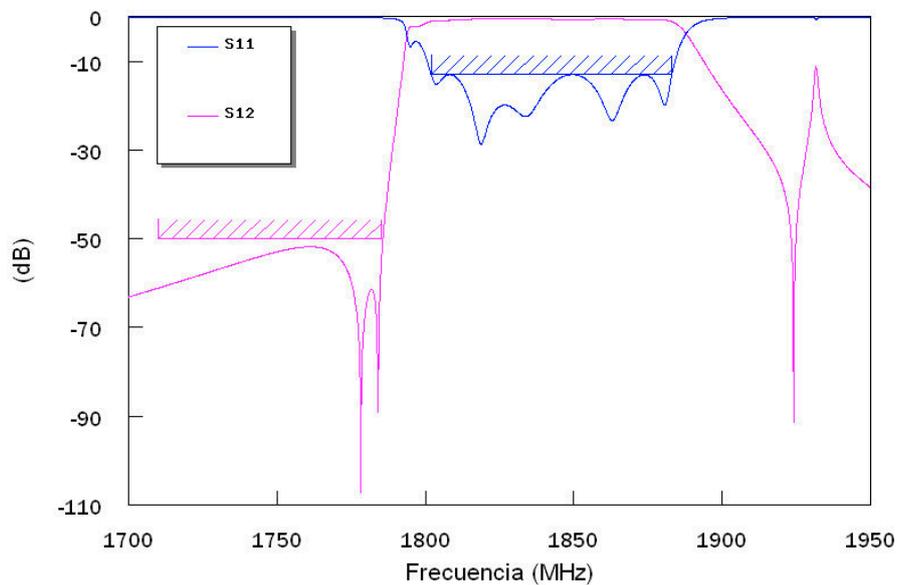


Fig. 4.2 Respuesta del CRF donde apreciamos los 3 ceros producidos por el filtro en escalera de orden 3.

4.1.2 Resonadores en paralelo In/Out

Viendo el resultado del punto anterior observamos que solamente necesitamos dos de los tres ceros obtenidos para cumplir especificaciones, ya que no nos dicen nada sobre el rechazo fuera de banda por encima de la banda de paso. Las dos resonancias que necesitamos pertenecen a los resonadores en paralelo del filtro en escalera, con lo que en un principio podríamos eliminar el resonador serie y disminuir así el tamaño final del filtro. Haciendo esto dejamos de tener un filtro *Ladder* en nuestro modelo, para tener simplemente dos resonadores BAW en paralelo resonando a frecuencias f_0 distintas. Es lógico entonces que, también para ahorrarnos tamaño y proporcionar sencillez al circuito, los resonadores sean diferentes, quitando así las inductancias L_1 y L_2 (véase Fig. 4.3).

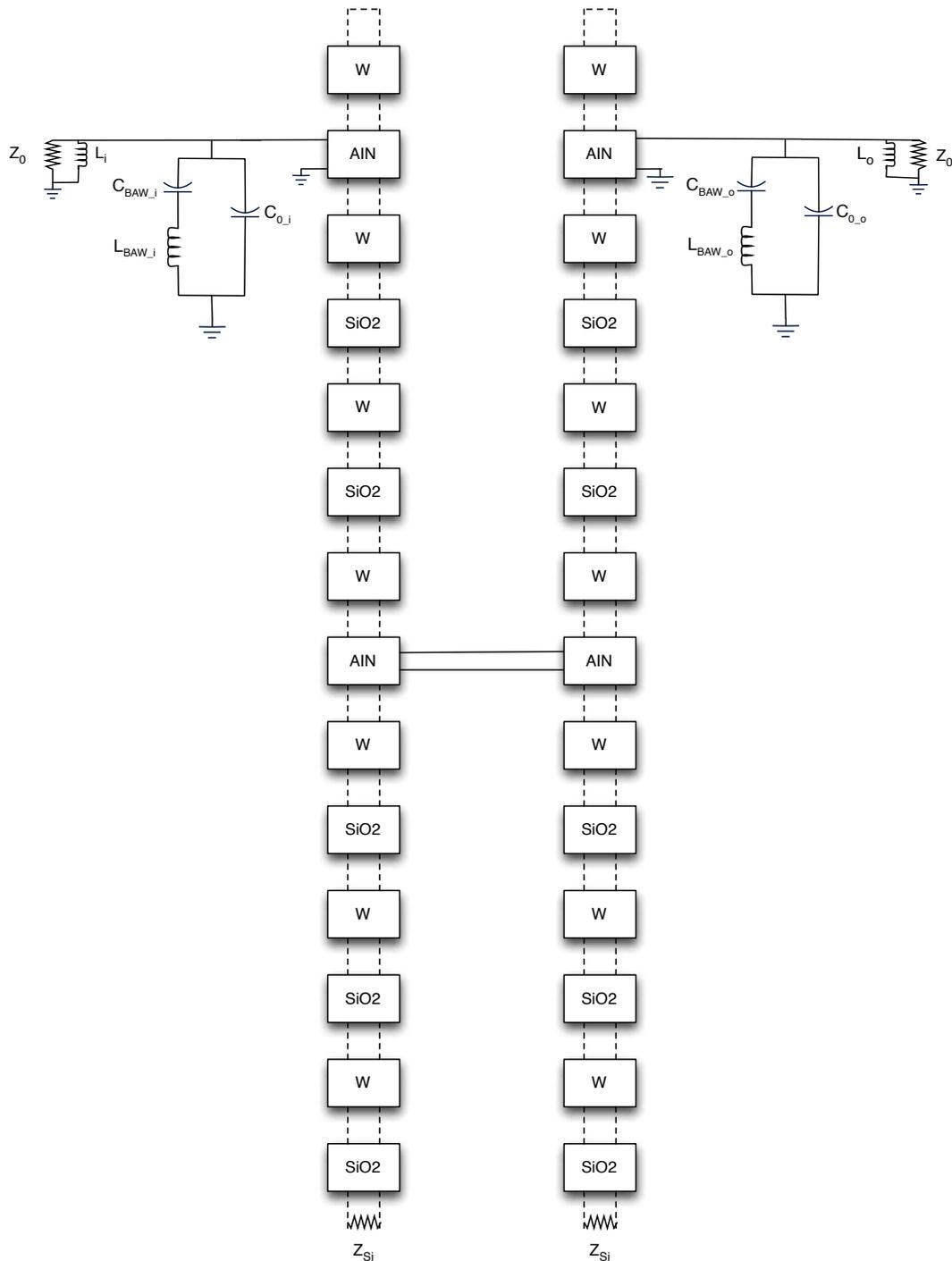


Fig. 4.3 Esquemático del CRF utilizando resonadores paralelo en la entrada y la salida resonando a diferente f_0 para conseguir el rechazo requerido fuera de banda.

Una de las ventajas de este modelo es que los dos resonadores en paralelo se pueden implementar de la misma forma que el resto del filtro CRF, utilizando el mismo número de capas y realizando solo un par de modificaciones. En la Fig. 4.4 tenemos representado el modelo donde vemos que el único cambio respecto al CRF se produce en el resonador inferior.

Los resonadores paralelo de la entrada y la salida equivalen al resonador superior de la etapa CRF, con lo que debemos eliminar el inferior utilizando dióxido de silicio. De esta forma la onda se confina en el resonador superior. El parámetro utilizado para definir el valor de frecuencia de resonancia de los resonadores paralelos de entrada y salida es el grosor del electrodo superior. El resto de grosores quedan igual que los del filtro CRF.

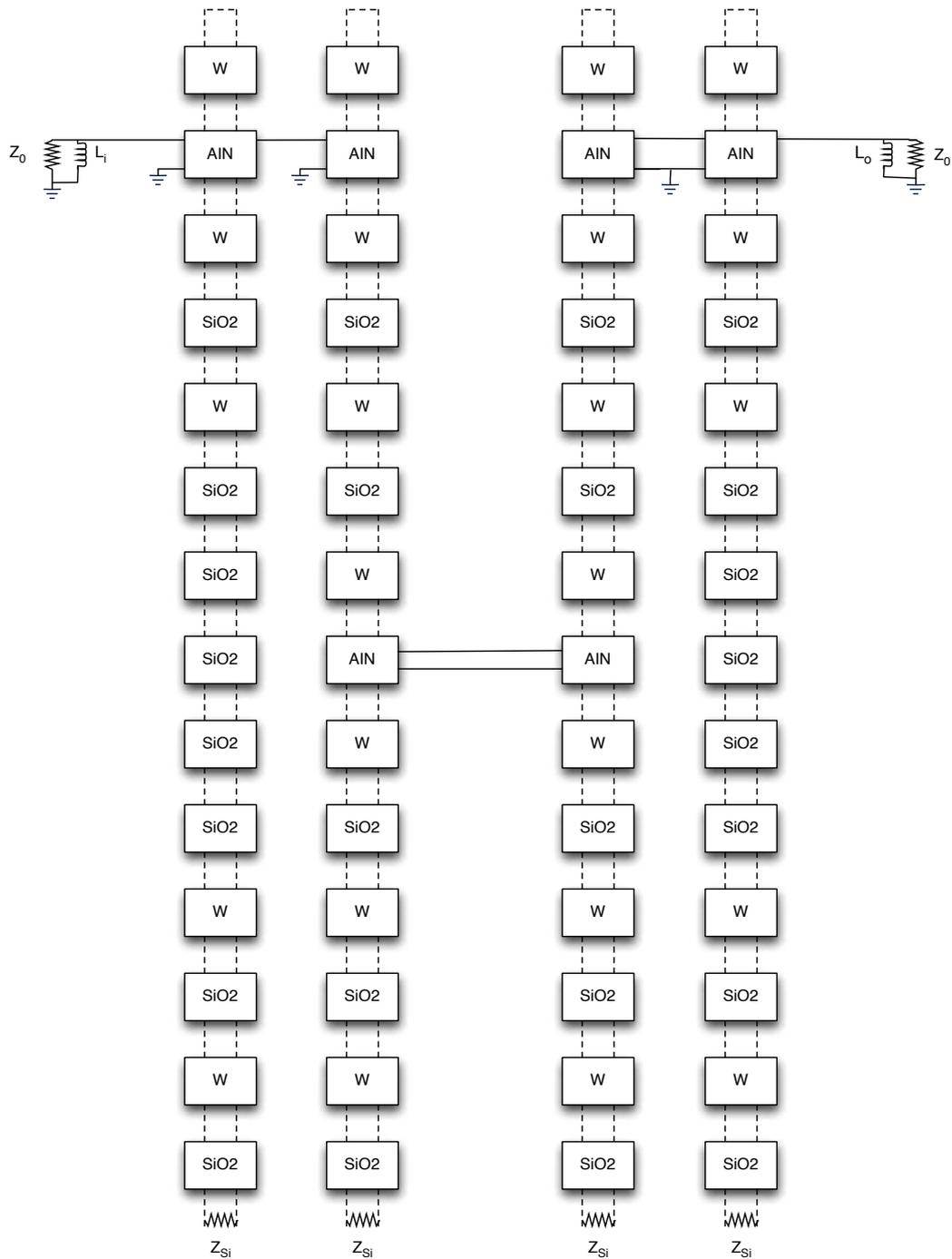


Fig. 4.4 Esquemático del CRF con resonadores paralelo en la entrada y la salida compuestos por las mismas capas que el CRF modificando el grosor del electrodo del resonador superior y eliminando el resonador inferior.

Definidos todos los parámetros y con la ayuda de la optimización, obtenemos como respuesta del filtro lo que nos muestra la Fig. 4.5, donde vemos que también cumplimos con las especificaciones propuestas. En este caso, y como hemos comentado anteriormente, el cero de la derecha ha desaparecido, haciendo el filtro menos selectivo pero de tamaño menor.

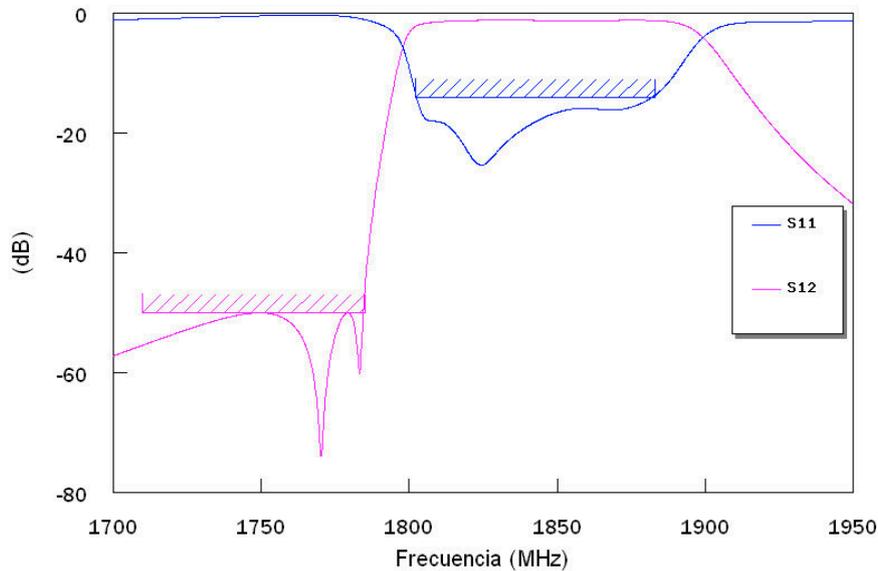


Fig. 4.5 Respuesta del CRF con un resonador paralelo en la entrada y otro en la salida.

4.2 Balanceado del CRF

Llegados a este punto, lo único que nos falta para completar el diseño del filtro CRF especificado es aplicar el balanceado al filtro. Generalmente la antena tiene un único puerto a 50Ω de impedancia y el LNA¹ presenta una entrada balanceada de alta impedancia (típicamente 100Ω). Es por ello que nuestro filtro CRF debe tener una entrada no balanceada de 50Ω y una salida balanceada de 100Ω .

Los filtros en escalera proporcionan filtros de alta calidad, pero son incapaces de proporcionar transformaciones de impedancia o el balanceado de puertos sin elementos externos como un balun. En cambio, los CRF son dispositivos clave en la tecnología BAW para aplicar filtros con conversiones no balanceado a balanceado y transformadores de impedancia. Esto hace que los dispositivos CRF actúen como filtro y balun a la vez. Estudiaremos pues ambos casos para el balanceado del filtro; añadiendo un balun a su salida o utilizando las propiedades de los filtros con resonadores acoplados.

El estudio del filtro ahora incluye tener presente el desequilibrio en fase y en magnitud, que nos compara las señales que salen por las dos líneas balanceadas. Nos interesa que ambas

¹ Low Noise Amplifier

tengan un desfase de 180° y una magnitud lo más parecida posible. Para el cálculo de este desequilibrio utilizaremos las siguientes expresiones:

$$\theta_I = \text{angle}(S_{12}) - \text{angle}(S_{13}) \text{ [}^\circ\text{]} \quad (23)$$

$$\text{mag}_I = \frac{|S_{12}|}{|S_{13}|} \text{ [dB]} \quad (24)$$

La respuesta del filtro la representarán el parámetro S_{11} y los parámetros S_{ds} y S_{dd2} , definidos mediante los parámetros S como:

$$S_{ds} = \frac{S_{12} - S_{13}}{\sqrt{2}} \quad (25)$$

$$S_{dd2} = \frac{S_{22} - S_{23} - S_{32} + S_{33}}{2} \quad (26)$$

4.2.1 Balanceado con balun

Es el caso más sencillo, ya que simplemente debemos introducir un balun a la salida de nuestro filtro, tal y como podemos ver en la Fig. 4.7(b). Éste está formado por bobinas L_B y condensadores C_B dispuestos de la forma que nos muestra el esquemático [15]. Sus valores son parámetros a optimizar para cumplir con las especificaciones del filtro.

Si observamos la Fig. 4.6 vemos que se cumplen los requisitos de desequilibrio en fase y en magnitud en la frecuencia central f_0 , aunque no se mantienen constantes para toda la banda de paso, si no que ambos desequilibrios varían desde el principio de la banda hasta el final, con lo que nuestra señal se puede ver distorsionada. La respuesta final del filtro (Fig. 4.7(a)) sigue cumpliendo especificaciones, con lo que en general el modelo del CRF con el balun es bastante bueno.

Cabe destacar que el área del balun es bastante grande comparada con el filtro CRF, pero ésta se implementa en el laminado, no en el silicio, con lo que su coste es prácticamente nulo.

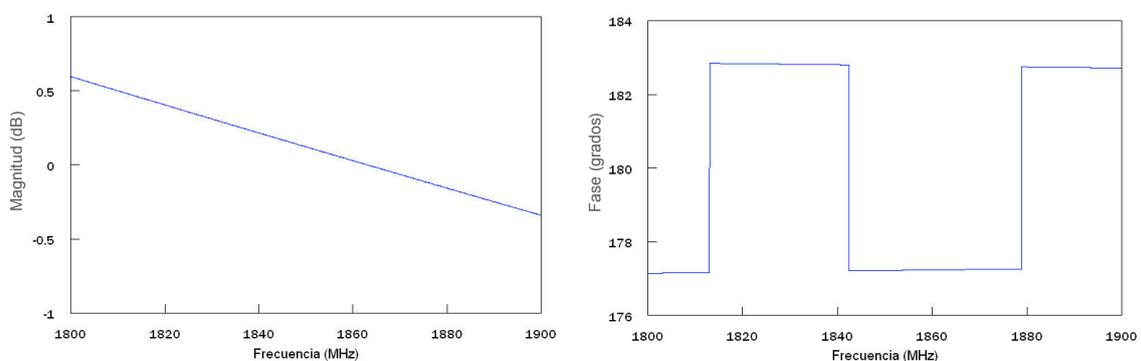
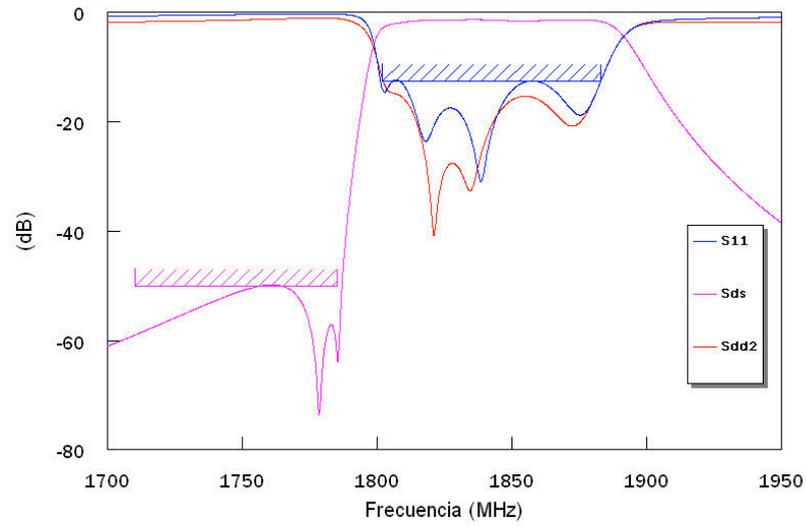
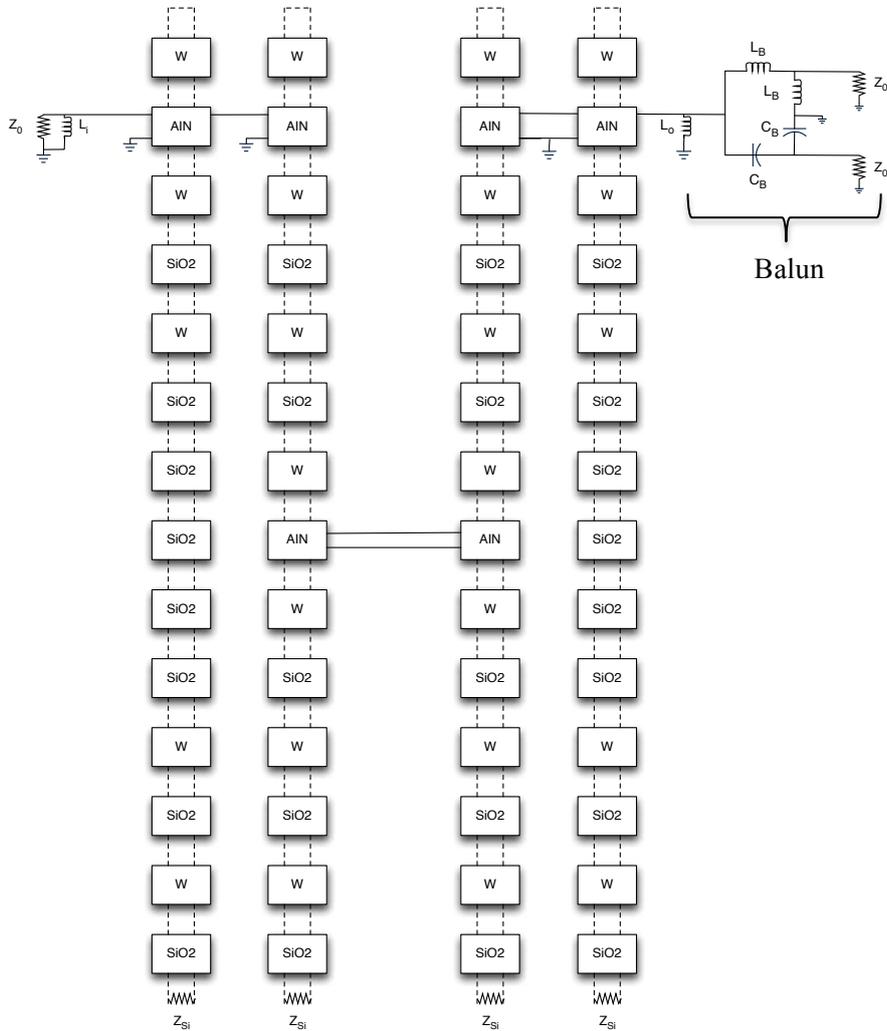


Fig. 4.6 Desequilibrio en magnitud y fase del CRF con un balun a su salida.



(a)



(b)

Fig. 4.7 (a) Respuesta del CRF y (b) esquemático añadiendo un balun a su salida.

La siguiente tabla nos muestra los resultados obtenidos:

Parte de la estructura	Material/Componente	Valor	Unidades
Resonador BAW superior	W	156	nm
	AlN	806	nm
	W	173	nm
Capas de acoplo	SiO2	1140	nm
	W	245	nm
	SiO2	761	nm
Resonador BAW inferior	W	428	nm
	AlN	739	nm
	W	218	nm
Reflector Bragg	SiO2	760	nm
	W	705	nm
	SiO2	760	nm
	W	705	nm
	SiO2	760	nm
Area	-	130x130	μm^2
Inductores canceladores	L_i	2.89	nH
	L_o	2.68	nH
Balun	L_B	5.17	nH
	C_B	1.27	pF

4.2.2 Balanceado mediante las propiedades del CRF

Este tipo de balanceo consiste en duplicar nuestro filtro CRF y cruzar una entrada para crear el desfase de 180° . La Fig. 4.8 nos muestra la configuración que utilizaremos para simular el filtro en una primera instancia. Observamos que tenemos dos CRF con sus correspondientes resonadores y bobinas en la entrada y la salida. El desfase, como podemos ver en la figura, se hace en los resonadores inferiores, ya que la señal de entrada entra por el electrodo inferior en lugar de por el electrodo superior. También podríamos implementar este desfase cruzando las líneas de acoplo eléctrico entre los dos resonadores inferiores, pero eso complicaría bastante la fabricación del filtro.

Hasta ahora hemos diseñado el filtro considerando unos puertos de impedancia $Z_0 = 50 \Omega$. Eso significa que al duplicarlo, el puerto de entrada ve dos líneas en paralelo, con lo que la impedancia es $Z_0/2 = 25 \Omega$, y la salida dos líneas en serie, es decir, $2Z_0 = 100 \Omega$. La configuración proporciona un ratio de transformación de impedancia 1:4. Según las especificaciones, nuestro filtro debe tener un ratio de 1:2, con una impedancia de entrada de 50Ω y una impedancia de salida de 100Ω balanceada. Es por ello que primero simularemos el filtro con un ratio de 1:4 y luego aplicaremos la conversión para obtener un ratio 1:2.

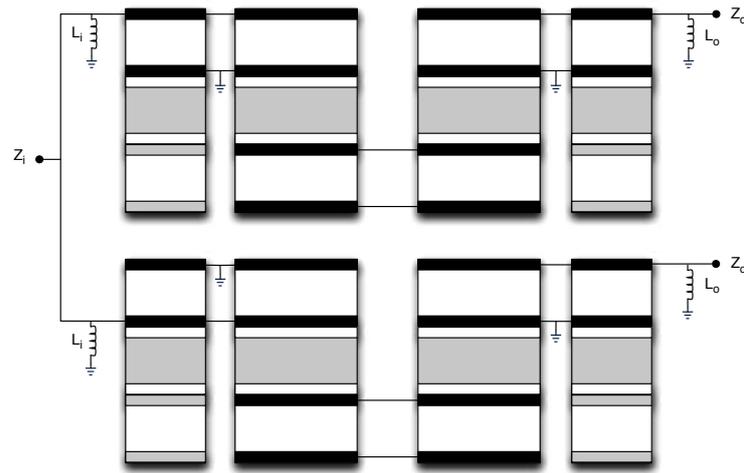


Fig. 4.8 Configuración CRF utilizada para convertir una entrada no balanceada de $Z_i \Omega$ a una salida balanceada de $2Z_o \Omega$. En esta configuración hay representados los resonadores BAW paralelo en las esquinas y las diferentes etapas CRF en el centro.

La respuesta obtenida para el primer caso, con una impedancia de entrada *single ended* de 50Ω y una impedancia de salida balanceada de 100Ω , nos la muestra la Fig. 4.9. En este caso la transformación es directa ya que, como hemos comentado, la naturaleza del balanceado del CRF tiene un ratio de transformación de impedancia de 1:4. Es por ello que cumplimos las especificaciones sin ningún tipo de problema.

El siguiente paso es convertir la impedancia de entrada de 25Ω en una de 50Ω , lo que no es trivial. La Fig. 4.10 nos muestra la respuesta obtenida una vez hecho el cambio de impedancia y optimizado el filtro. Vemos claramente que el parámetro S_{11} , que representa la cantidad de señal que se ve refleja en el puerto 1, no cumple con las especificaciones, ya que está desadaptado al cambiar la impedancia. Sin embargo los resonadores paralelo siguen cumpliendo con el rechazo fuera de banda y los puertos balanceados siguen adaptados, cumpliendo también con las especificaciones.

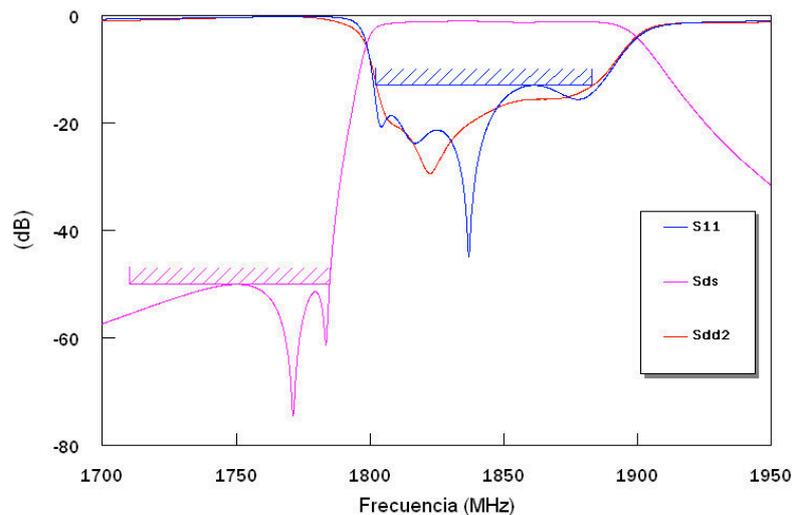


Fig. 4.9 Respuesta para una impedancia de entrada de 25Ω no balanceada y una salida de 100Ω balanceada.

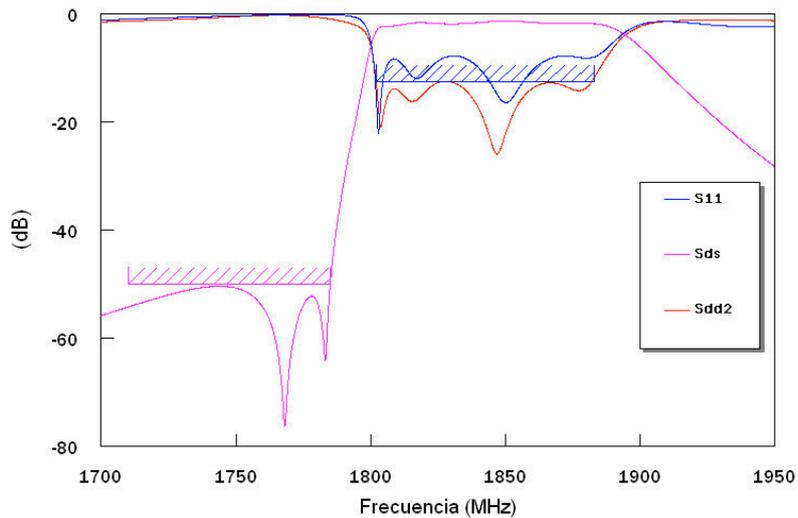


Fig. 4.10 Respuesta del CRF para una impedancia de 50Ω no balanceada de entrada y de 100Ω balanceada a la salida.

Para solucionar el problema de la desadaptación del puerto de entrada a 50Ω podemos añadir un inversor de impedancia a la entrada de nuestro filtro [16]. Este inversor de $\lambda/4$ lo implementaremos mediante componentes discretos (2 inductancias y 1 condensador), tal y como tenemos representado en la Fig. 4.11, y nos ayudará a adaptar el puerto a la frecuencia de diseño.

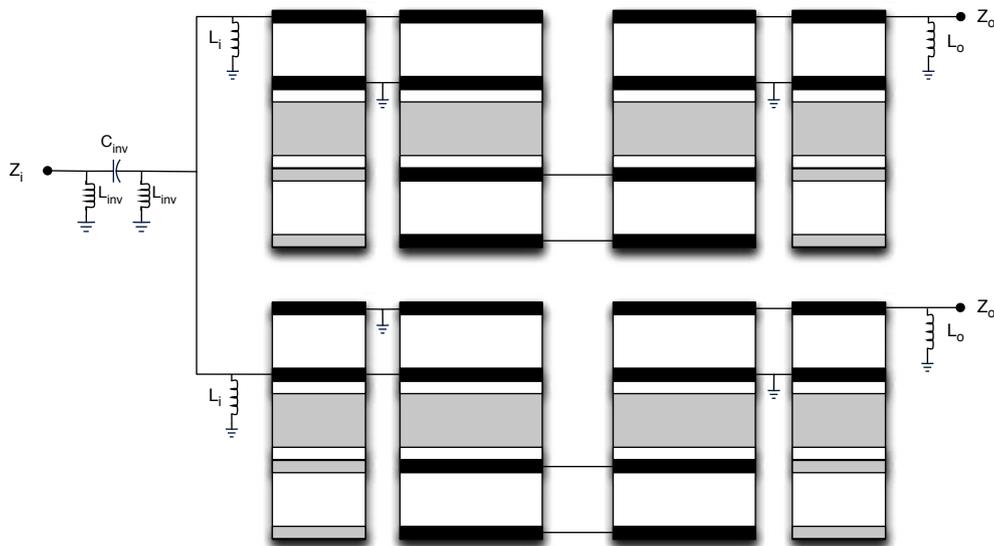


Fig. 4.11 Configuración CRF utilizada con un inversor de impedancia a su entrada.

Una vez optimizado y simulado el CRF, obtenemos una respuesta tal como la mostrada en la Fig. 4.12, en la que vemos que ahora sí cumplimos con todas las especificaciones. Si observamos el desequilibrio en magnitud y fase del filtro, mostrado en la Fig. 4.12, podemos comprobar que efectivamente cumple un desequilibrio en magnitud de 0 dB y un desequilibrio en fase de 180° . Además, estas propiedades se cumplen para toda la banda de frecuencias del filtro, a diferencia de lo que pasaba con el CRF más el balun. Esto implica que, pagando un

coste de fabricación mayor, podemos obtener una calidad en el funcionamiento del filtro superior. Entonces es ésta, pues, la respuesta final obtenida con el filtro que hemos diseñado.

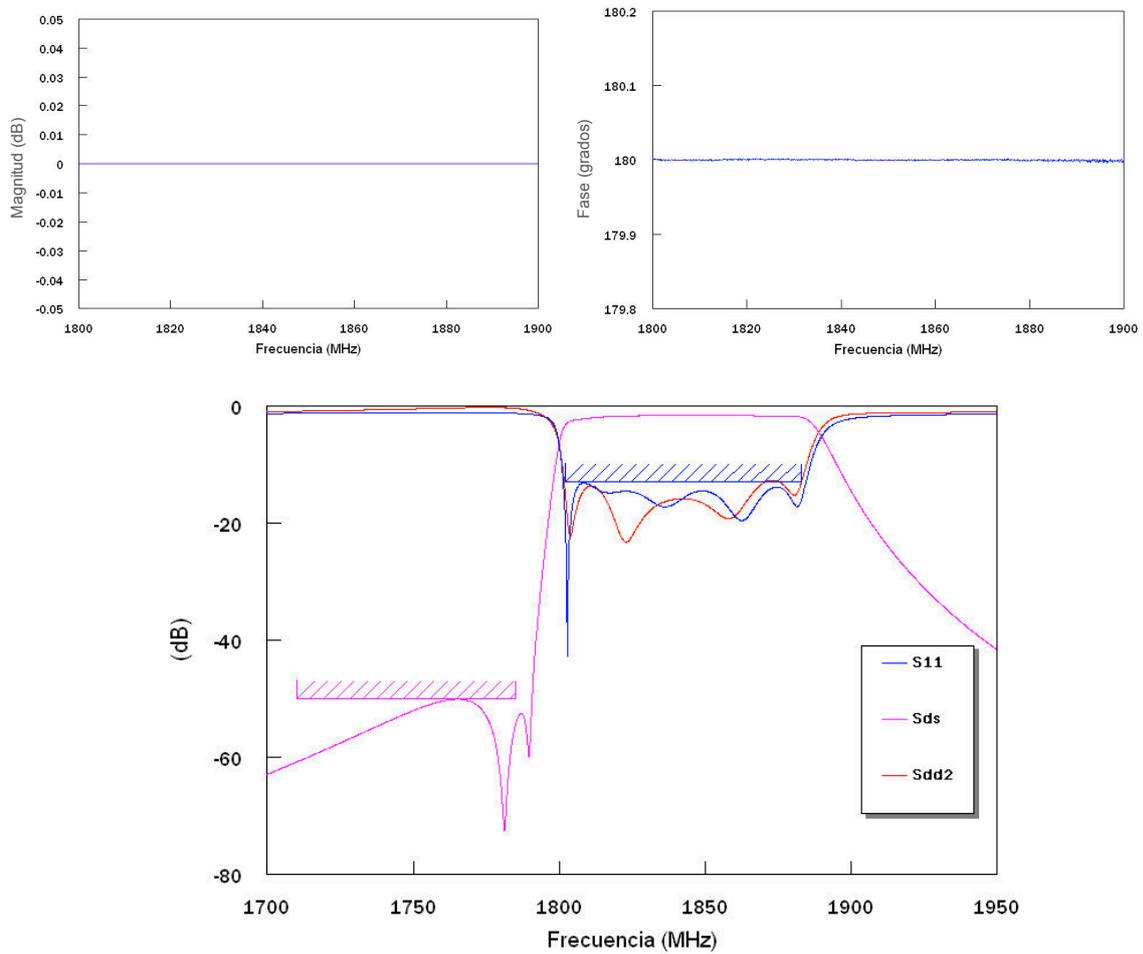


Fig. 4.12 Desequilibrio en magnitud, en fase y respuesta del CRF con salida balanceada y un inversor de impedancia en la entrada para adaptarla.

El tamaño de nuestro filtro junto con los grosores de cada capa los tenemos en la siguiente tabla:

Parte de la estructura	Material	Valores	Unidades
Resonador BAW superior	W	155	nm
	AlN	811	nm
	W	155	nm
Capas de acoplo	SiO ₂	1130	nm
	W	349	nm
	SiO ₂	807	nm
Resonador BAW inferior	W	323	nm
	AlN	823	nm
	W	235	nm
Reflector Bragg	SiO ₂	760	nm
	W	705	nm
	SiO ₂	760	nm
	W	705	nm
	SiO ₂	760	nm
Area	-	15180	μm ²
Inversor de impedancia	L _{inv}	3.14	nH
	C _{inv}	2.18	pF
Inductores canceladores	L _i	2.77	nH
	L _o	3.38	nH

5. Conclusiones

La reciente tecnología BAW está siendo pionera a la hora de diseñar filtros de microondas para dispositivos de comunicaciones inalámbricas miniaturizados. Aún hay mucho por estudiar e investigar sobre el tipo de materiales acústicos, procesos de fabricación, modelados y diseños de dispositivos, nuevas estructuras, etc. Actualmente el tipo de filtro BAW más utilizado es el filtro en escalera, aunque el CRF también promete ser una buena solución a la hora de implementar filtros BAW en los dispositivos. Los requerimientos de las aplicaciones son cada vez más estrictos debido a la mayor demanda y avances tecnológicos, y el CRF ofrece muy buenas prestaciones como el rechazo fuera de banda a frecuencias alejadas de la banda de paso, mayores anchos de banda y conversión de *single-ended* a balanceado. La desventaja que tienen es que aún son difíciles de diseñar y fabricar, debido al gran número de capas que los forman.

Un reto en el diseño de los CRF es encontrar una solución al modelo más eficiente, ya que de momento gran parte del diseño consiste en procesos de optimización. Los capítulos 1 y 2 nos muestran las diferentes características de los resonadores BAW, comparando los diferentes tipos de filtro que podemos implementar con ellos. También nos enseña el circuito equivalente de una etapa CRF, desde el modelo de Mason hasta la aproximación más simple que podemos utilizar para diseñar el filtro. Además se proporcionan unas técnicas de diseño de filtros que utilizan el equivalente paso bajo para obtener el factor de calidad externo y los coeficientes de acoplo, necesarios para definir los grosores de las capas que componen el CRF.

A partir de esta teoría, en los capítulos 3 y 4 diseñamos un CRF a partir de unas especificaciones bastante estrictas. Empezamos con el método de los acoplos para obtener una primera aproximación de lo que será nuestro filtro resultante, aunque debido al gran ancho de banda y las exigentes pérdidas de retorno no podemos conseguir el factor de calidad externo necesario para cumplir las especificaciones. Vemos que una de las limitaciones viene dada por la capacitancia propia del resonador BAW, al tener un dieléctrico entre dos electrodos. Éste efecto capacitivo lo podemos eliminar añadiendo unas inductancias a la entrada y la salida del filtro, con las cuales conseguimos cumplir con las pérdidas de retorno y el ancho de banda requerido.

El método de los acoplos no nos proporciona ninguna solución al rechazo fuera de banda especificado, con lo que debemos buscar soluciones alternativas como la inserción de un filtro en escalera a la salida del CRF. Con un filtro *Ladder* de orden 3 conseguimos el rechazo

especificado, pero nos damos cuenta que de los tres resonadores BAW que componen el *Ladder* solo nos hacen falta dos para cumplir con las especificaciones de rechazo fuera de banda: los resonadores paralelo. Diseñamos entonces el mismo CRF pero con dos resonadores paralelo en lugar de con el filtro en escalera, uno en la entrada y otro en la salida, los cuales podemos diseñar de la misma forma que una etapa CRF, en la que eliminamos el resonador inferior cambiando el W y el AlN por SiO₂. La resonancia de estos resonadores paralelo la controlamos con el grosor del electrodo superior del resonador BAW, ya que el resto de capas tienen el mismo grosor que el CRF. Conseguimos así un filtro que sigue cumpliendo especificaciones y con un tamaño menor que con el *Ladder*.

Para acabar el diseño del filtro, necesitamos una entrada de 50 Ω no balanceada y una salida de 100 Ω balanceada, con lo que debemos aplicar una transformación de impedancia de ratio 1:2. Lo planteamos de dos maneras en el capítulo 4: mediante un balun y mediante las características del CRF que nos permiten el balanceo del filtro. Con el balun obtenemos unos buenos resultados y, aunque el tamaño del balun es mayor que el del CRF, éste prácticamente no tiene coste alguno, ya que se fabrica en el laminado en lugar de en el silicio. Como contrapartida, el desequilibrio en fase y en magnitud no es constante en toda la banda, lo que puede distorsionarnos la señal de salida. En cambio, implementando el balanceado mediante la duplicación del CRF y añadiendo un inversor de impedancias al puerto de entrada para conseguir la adaptación, conseguimos un filtro de menor tamaño pero mayor coste, aunque sus características de desequilibrio en fase y magnitud son perfectas en toda la banda.

El resultado es un compromiso entre funcionalidad, tamaño y precio. Es por ello que se deben conseguir mejoras y avances en cuanto a la fabricación y el diseño de filtros con resonadores acoplados, pudiendo obtener así el filtro perfecto en funcionalidad, de reducido tamaño y de precio atractivo.

BIBLIOGRAFÍA

- [1] R. Aigner, “*MEMS in RF Filter Applications: Thin-film Bulk Acoustic Wave Technology*”, Infineon Technologies, pp. 179 – 180, 2003.
- [2] A. Coon, “*SAW Filters and Competitive Technologies. A Comparative Review*”, IEEE Ultrasonics Symposium, pp. 155 – 159, 1991.
- [3] G. Fattinger, R. Aigner, W. Nessler, “*Coupled Bulk Acoustic Wave Resonator Filter: Key Technology for single-to-balanced RF Filters*”, IEEE MTS Symp. Digest, pp. 927 – 929, 2004.
- [4] O. Menéndez, P. de Paco, E. Corrales, J. Verdú, “*Procedure for the Design of Ladder BAW Filters Taking Electrodes Into Account*”, Progress In Electromagnetics Research Letters, Vol. 7, pp. 127 – 137, 2009.
- [5] E. Corrales, “*Analysis and Design of Bulk Acoustic Wave Filters Based on Acoustically Coupled Resonators*”, PHD Thesis, May 2011.
- [6] H.P. Löbl, M. Klee, R. Milsom, R. Dekker, C. Metzmacher, W. Brand, P. Lok, “*Materials for Bulk Acoustic Wave (BAW) Resonators and Filters*”, Journal of the European Ceramic Society, 2001.
- [7] K. Lakin, “*A review of thin-film resonator technology*”, IEEE Microwave Magazine, pp. 61 – 67, Dic. 2003.
- [8] K.Y. Hashimoto, “*Bulk Acoustic Wave Filters for Communications*”, Artech House, 2009.
- [9] K. Lakin, C. Andrus, J. Belsick, K. McCarron, W. Thornhill, “*Wide Bandwidth Thin Film BAW Filters*”, TFR Technologies, 2004.
- [10] O. Menéndez, P. de Paco, J. Pozo, J. Parrón, “*Método sistemático para la síntesis de filtros FBAR con topología en escalera*”, Simposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio, 2006.
- [11] K. Lakin, “*Bulk Acoustic Wave Coupled Resonator Filters*”, IEEE 2002 Frequency Control Symposium, May. 2002.

- [12] E. Corrales, P. de Paco, O. Menéndez, J. Verdú, “*Modelo Circuitual de un Filtro BAW Basado en Resonadores Acoplados Acústicamente*”, Simposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio, Sep. 2008.
- [13] J. S. Hong, M. J. Lancaster, “*Microstrip Filters for RF / Microwave Applications*”, John Wiley & Sons, 2001.
- [14] S. Mahon, R. Aigner, “*Bulk Acoustic Wave Devices – Why, How, and Where They are Going*”, CS Mantech Conference, May. 2007.
- [15] G. Yong, “*Phase Generation and Manipulation in CMOS Integrated Circuits*”, Master Thesis, pp. 5 – 6, 2008.
- [16] P. De Paco, “*Radiación y Ondas Guiadas*”, Apuntes Universitat Autònoma de Barcelona, pp. 194 – 197.

Resumen

El creciente uso de dispositivos móviles y el gran avance en la mejora de las aplicaciones y sistemas inalámbricos ha impulsado la demanda de filtros paso banda miniaturizados, que trabajen a altas frecuencias y tengan unas prestaciones elevadas. Los filtros basados en resonadores *Bulk Acoustic Wave* (BAW) están siendo la mejor alternativa a los filtros *Surface Acoustic Wave* (SAW), ya que funcionan a frecuencias superiores, pueden trabajar a mayores niveles de potencia y son compatibles con la tecnología CMOS.

El filtro en escalera, que utiliza resonadores BAW, es de momento la mejor opción, debido a su facilidad de diseño y su bajo coste de fabricación. Aunque el filtro con resonadores acoplados (CRF) presenta mejores prestaciones como mayor ancho de banda, menor tamaño y conversión de modos. El problema de este tipo de filtros reside en su complejidad de diseño y su elevado coste.

Este trabajo lleva a cabo el diseño de un CRF a partir de unas especificaciones bastante estrictas, demostrando sus altas prestaciones a pesar de su mayor inconveniente: el coste de fabricación.

Resum

El creixent ús de dispositius mòbils i el gran avanç en la millora de les aplicacions i sistemes sense fils ha impulsat la demanda de filtres pas banda miniaturitzats, que treballin a freqüències elevades i tinguin unes altes prestacions. Els filtres basats en ressonadors *Bulk Acoustic Wave* (BAW) estan essent la millor alternativa als filtres *Surface Acoustic Wave* (SAW), ja que funcionen a freqüències superiors, poden treballar a més alts nivells de potència i són compatibles amb la tecnologia CMOS.

El filtre en escalera, que utilitza ressonadors BAW, es de moment la millor opció, degut a la seva facilitat de disseny i al seu baix cost de fabricació. Tot i que el filtre amb ressonadors acoblats (CRF) presenta unes prestacions millors com més ample de banda, de mida reduïda i conversió de modes. El problema d'aquest tipus de filtres resideix en la seva complexitat de disseny i el seu cost elevat.

Aquest projecte du a terme el disseny d'un CRF a partir d'unes especificacions bastant estrictes, demostrant les seves altes prestacions a pesar del seu gran inconvenient: el cost de fabricació.

Abstract

The increasing use of mobile devices and the breakthrough improvement in applications and wireless systems has boosted demand for miniaturized bandpass filters that operate at high frequencies and have high performance. Filters based on Bulk Acoustic Wave (BAW) resonators are the best alternative to Surface Acoustic Wave (SAW) filters, since they work at higher frequencies, can operate at higher power and are compatible with CMOS technology.

Ladder filter type, which uses BAW resonators, is currently the best choice due to its ease of design and low manufacturing cost. But Coupled Resonator Filter (CRF) provides better performance as higher bandwidth, smaller size and mode conversion. The problems with this type of filters are their design complexity and their high cost.

This paper carries out the design of a CRF from quite strict specifications, demonstrating its high performance despite its biggest drawback: cost of manufacturing.