



**ESTUDIO DE LAS CAPAS DE ACOPLAMIENTO Y ALTERNATIVAS AL
REFLECTOR DE BRAGG EN ESTRUCTURAS BAW-CRF**

Memoria del Proyecto Final de Carrera
de Ingeniería Superior de Telecomunicación

realizado por

Bárbara Esteva Nebot

y dirigido por

Pedro A. de Paco Sánchez

Bellaterra, 16 de Junio de 2008



El abajo firmante, Pedro A. de Paco Sánchez
Profesor de la Escuela Técnica Superior de Ingeniería de la UAB,

CERTIFICA:

Que el proyecto a que corresponde esta memoria ha sido realizado bajo
su dirección por Bárbara Esteva Nebot

Y para que conste firma la presente.

Firmado: Pedro A. de Paco Sánchez
Bellaterra, 16 de Junio de 2008

| | |
|----------------------------------------------------------------------------------|----|
| Introducción..... | 2 |
| 1 Filtros..... | 5 |
| 1.1 Filtros cerámicos..... | 5 |
| 1.2 Filtros Surface Acoustic Wave (SAW)..... | 5 |
| 1.3 Dispositivos Bulk Acoustic Wave (BAW)..... | 6 |
| 1.4 Filtros Bulk Acoustic Wave (BAW)..... | 9 |
| 1.4.1 Filtros Ladder..... | 9 |
| 1.4.2 Filtros Lattice..... | 10 |
| 1.4.3 Filtros Stacked Crystal Filter (SCF)..... | 11 |
| 1.4.4 Filtros Coupled Resonator Filter (CRF)..... | 13 |
| 1.5 Conclusiones del capítulo..... | 14 |
| 1.6 Referencias del capítulo..... | 16 |
| 2 Coupled Resonators Filters..... | 18 |
| 2.1 Modelo de Mason..... | 18 |
| 2.1.1 Ecuación de onda acústica..... | 18 |
| 2.1.2 Solución unidimensional para una lámina de material no piezoeléctrico..... | 20 |
| 2.1.3 Solución unidimensional para una lámina de material piezoeléctrico..... | 21 |
| 2.1.4 Generalización del modelo de Mason a multicapas..... | 22 |
| 2.1.5 Impedancia eléctrica de los terminales de un material piezoeléctrico..... | 23 |
| 2.2 Diseño de estructuras BAW-CRF..... | 24 |
| 2.3 Conclusiones del capítulo..... | 27 |
| 2.4 Referencias del capítulo..... | 29 |
| 3 Capas de Acoplamiento..... | 31 |
| 3.1 Capas de Acoplamiento alternativas..... | 31 |
| 3.2 Capas de Acoplamiento de 3 capas no conmensuradas..... | 37 |
| 3.2.1 Estudio de la respuesta en fase y magnitud..... | 37 |
| 3.2.2 Estudio de la respuesta de la estructura BAW-CRF..... | 41 |
| 3.2.2.1 Respuesta espuria..... | 43 |
| 3.2.2.2 Reducción del ancho de banda..... | 43 |
| 3.2.3 Implementación..... | 44 |
| 3.3 Capas de Acoplamiento de 5 capas parcialmente no conmensuradas..... | 47 |
| 3.3.1 Estudio de la respuesta en magnitud y fase..... | 47 |
| 3.3.1.1 $Z_{low} < K$ y $Z_{high} < K$ | 47 |
| 3.3.1.2 $Z_{low} < K$ y $Z_{high} > K$ | 49 |
| 3.3.1.3 $Z_{low} > K$ y $Z_{high} > K$ | 51 |
| 3.3.2 Estudio de la respuesta de la estructura BAW-CRF..... | 53 |
| 3.3.2.1 Respuesta espuria..... | 53 |
| 3.3.2.2 Reducción del ancho de banda..... | 57 |
| 3.3.3 Implementación..... | 59 |
| 3.4 Conclusiones del capítulo..... | 61 |
| 3.5 Referencias del capítulo..... | 63 |
| 4 Alternativas al reflector de Bragg..... | 65 |
| 4.1 Reflector de Bragg..... | 66 |
| 4.2 Reflector de 3 capas no conmensuradas..... | 68 |
| 4.3 Reflector de 5 capas parcialmente no conmensuradas..... | 71 |
| 4.4 Conclusiones del capítulo..... | 76 |
| 4.5 Referencias del capítulo..... | 77 |
| Conclusiones..... | 78 |
| Anexos..... | 81 |
| A. Constantes de materiales..... | 81 |
| B. Expresiones de los elementos de filtro prototipo pasobajo de Chebyshev..... | 81 |
| C. Matrices ABCD..... | 83 |

Introducción

En los últimos años se han desarrollado un gran número de nuevas tecnologías inalámbricas, gracias a las cuales obtenemos un gran abanico de servicios, entre los que encontramos los sistemas de navegación por satélite, comunicaciones móviles, y transferencia de datos entre otros. Este amplio conjunto de servicios operan en el rango de frecuencias de 100MHz hasta una decena de GHz, es decir, en la banda de radiofrecuencias y microondas. Este desarrollo ha provocado que las prestaciones requeridas en los filtros sean cada vez más exigentes, y se necesiten filtros pasobanda de altos factores de calidad, alto grado de miniaturización y bajo coste de fabricación.

Según la teoría clásica de filtros, estos se pueden implementar mediante elementos concentrados, es decir, condensadores y bobinas, los cuales generalmente a bajas frecuencias dan buenos resultados. Pero, en los rangos de frecuencias microondas y radiofrecuencias, no son eficientes. Para la implementación de los filtros requeridos en los sistemas de comunicación inalámbricas existen otras tecnologías que ofrecen mejores prestaciones. Por una parte, están los filtros cerámicos basados en resonadores dieléctricos, ampliamente utilizados en filtros RF. Por otra parte, hay dos tecnologías basadas en ondas acústicas: los filtros que utilizan resonadores *Surface Acoustic Wave* (SAW), muy utilizados en radiofrecuencia y frecuencias intermedias, y los filtros que utilizan resonadores *Bulk Acoustic Wave* (BAW), los cuales están en pleno apogeo de desarrollo y empiezan a ocupar un lugar en el mercado.

Los dispositivos BAW se basan en el mismo principio que los resonadores de cristal de cuarzo, en que conseguimos confinar una onda acústica dentro de un material sólido piezoeléctrico, debido a que las ondas acústicas en materiales sólidos se acoplan débilmente al aire. Los resonadores BAW más conocidos son los FBAR que utilizan la tecnología TFR. Esta ha estado bajo desarrollo durante los últimos 40 años con el fin de conseguir más altas frecuencias que las alcanzables con el cristal de cuarzo convencional, y se han conseguido resonadores de 500MHz a 20GHz. Utilizan procesos de fabricación microelectrónicos, MEMS, los cuales permiten la deposición de capas del orden de μm para conformar el dispositivo. Además, uno de los motivos del éxito de esta tecnología ha sido la mejora de las técnicas de procesado microeléctrico.

Los filtros BAW se componen de la conexión eléctrica de varios resonadores en un determinada topología o por la aplicación de resonadores acústicamente acoplados. En estos últimos diferenciamos los filtros SCF (*Stacked Crystal Filter*) y los CRF (*Coupled Resonators Filter*). Los filtros SCF se componen de dos resonadores piezoeléctricos unidas mediante un electrodo de material conductor conectado al plano de masa que realiza la función de aislante eléctrico. Los electrodos superior e inferior entre los que se encuentran las láminas, forman la entrada y la salida del filtro. El ancho de banda limitado inherentemente en los filtros SCF puede aumentarse reduciendo el acoplamiento entre los resonadores, de forma que estos empiecen a comportarse independientemente, en lugar de como un solo resonador, de ahí los filtros CRF. En estos, dos resonadores piezoeléctricos se acoplan acústicamente mediante un conjunto de capas apiladas con una determinada transmisividad acústica en la banda de paso, las cuales son conocidas como capas de acoplamiento.

En una estructura BAW-CRF las capas de acoplamiento se comportan como un inversor de impedancias, y en función de las características deseadas en la estructura BAW-CRF se define el valor de K . Debido al número limitado de materiales con los que implementar las líneas de acoplamiento, obtenemos un rango discreto de K mediante las soluciones en que se utilizan capas de grosor de $\lambda/4$. Por ello, el primer objetivo principal de este proyecto es encontrar soluciones para obtener un rango continuo de valores K .

Toda la estructura del resonador esta contenida sobre un sustrato. Para conseguir que la onda acústica quede confinada dentro de la estructura resonante es necesario aislar acústicamente el resonador del sustrato. Para ello existen dos formas básicas de implementar los dispositivos BAW. La primera es mediante resonadores tipo membrana, en los que se fabrica la estructura sobre una fina capa de membrana que actúa como soporte sobre un vacío de aire, y la segunda mediante SMR (*Solidly Mounted Resonators*), el cual crea el aislamiento acústico entre sustrato y resonador mediante espejos acústicos, que suelen implementarse mediante reflectores de Bragg.

En un filtro BAW encontramos un tipo de ondas, además de las ondas longitudinales, llamadas ondas *shear*. Estas son ondas transversales que viajan en la misma dirección que las ondas longitudinales, y aunque transportan un porcentaje pequeño de la energía total transportada, del orden del 1%, pueden reducir sensiblemente el factor de calidad obtenido en un filtro BAW con reflector de Bragg. El segundo objetivo principal de este proyecto es obtener un tipo de reflector basado en el reflector de Bragg que mejore el comportamiento de las ondas *shear*, y por tanto, el factor de calidad del filtro.

Finalmente, este trabajo esta estructurado en cuatro capítulos. En el primero se presentan las diferentes tecnologías con las que implementar filtros, y se realiza especial hincapié en los dispositivos BAW. En el segundo capítulo, nos centramos en el estudio de estructuras BAW-CRF, donde presentamos su equivalente circuital eléctrico y una metodología sistemática de diseño de filtros pasobanda Chebyshev de orden 2. El tercer capítulo se centra en la obtención de un rango continuo de valores K para la implementación de las líneas de acoplamiento de los filtros CRF. En el cuarto y último capítulo, se estudian dos alternativas para la implementación de estructuras *Solidly Mounted Reflector* (SMR) para obtener una mejora de la respuesta de las ondas *shear*, y consecuentemente, se produzca un aumento del factor de calidad del filtro.

Filtros

Uno de los dispositivos más importantes en cualquier sistemas de telecomunicación es un filtro. A través de los años han aumentado las prestaciones requeridas de los sistemas en este tipo de dispositivo. En este capítulo se presentan las diferentes tecnologías con las que pueden implementarse, y haremos especial hincapié en los dispositivos BAW en los que se basa este proyecto.

1 Filtros

En un sistema, un filtro se define como una red de dos puertos que selecciona o discrimina la señal a la salida respecto a la entrada, dejando pasar un determinado margen frecuencial, y rechazando a su salida el resto. Según la teoría clásica de filtros, estos se pueden implementar mediante elementos concentrados, es decir, condensadores y bobinas, los cuales generalmente a bajas frecuencias dan buenos resultados. Pero, esta tecnología de implementación tiene varios inconvenientes, uno de ellos son las pérdidas en el sistema provocadas por los propios elementos concentrados. Por otra parte, los condensadores y bobinas pueden ser implementados sólo en un rango limitado de valores y son difíciles de implementar en altas frecuencias. Además, a estas frecuencias, la distancia entre los componentes condiciona el comportamiento del sistema.

Debido a que las prestaciones requeridas en los filtros son cada vez más exigentes: mayor selectividad, mayores factores de calidad, menor tamaño, más ligeros, menor consumo... los elementos concentrados no son una buena opción para la implementación de filtros. [1-1]

Existen diferentes tecnologías que nos permiten obtener mejores prestaciones, como son los filtros cerámicos, los filtros que utilizan resonadores SAW o los filtros que utilizan resonadores BAW. El objetivo de este capítulo es presentar estas diferentes posibilidades de implementación de filtros.

1.1 Filtros cerámicos

Debido a las limitaciones de los elementos concentrados, la mayoría de los resonadores de frecuencias microondas se implementan mediante elementos distribuidos como líneas microstrip, stripline, guías de onda... El inconveniente que presentan es el espacio que ocupan, por lo que estos filtros suelen ser los componentes con mayor dimensión en las placas [1-2]. Otro inconveniente de este tipo de filtros es que se requiere sintonización para compensar las tolerancias de las dimensiones. Por otra parte, una de las ventajas que ofrecen es la tolerancia a la transmisión de varios wattios de potencia en RF debido a que las pérdidas se reparten en un volumen relativamente grande.

1.2 Filtros Surface Acoustic Wave (SAW)

A partir de los años 60 se empezaron a estudiar los filtros SAW, y una década después, se empezaron a comercializar y actualmente ocupan gran parte del mercado de filtros RF y IF. Al ser filtros acústicos, donde la velocidad del sonido en materiales sólidos es 10000 veces más pequeña que la velocidad de las ondas electromagnéticas, la longitud de onda a una frecuencia de 1 GHz es de unos pocos μm . Su funcionamiento reside básicamente en guiar las ondas acústicas a lo largo de una superficie de un sustrato piezoeléctrico, normalmente un cristal semiconductor, que tiene encima un seguido de transductores interdigitales (IDTs) para convertir la onda eléctrica en señal acústica y viceversa gracias al efecto piezoeléctrico. En la Figura 1.1 se muestra el esquema de la superficie de un dispositivo SAW, en la que se

observar que los transductores consisten en dos capas metálicas con forma de peine que se entrelazan, del mismo modo que en una cremallera.

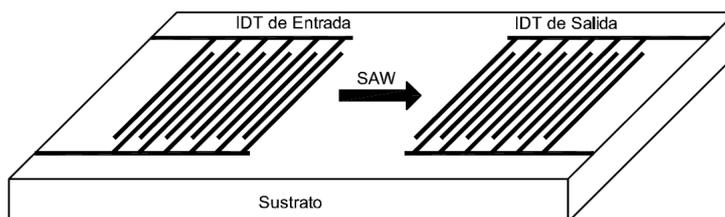


Figura 1.1: Estructura de un resonador SAW

Cuando se aplica una tensión eléctrica al transductor izquierdo se producen campos eléctricos entre los electrodos que forman la estructura de cremallera, entonces se crea una tensión mecánica o *stress* en estas separaciones. Los campos eléctricos y los *stresses* se alternan en signo debido a las conexiones alternadas de los electrodos. Los *stresses* entonces actúan como fuentes de ondas acústicas. Si se escoge una frecuencia adecuada de forma que la longitud de onda sea igual a la separación entre dos espacios, las ondas generadas por los espacios subsiguientes estarán todas en fase y se reforzarán las unas a las otras. Para una tensión eléctrica dada, un transductor más grande dará una amplitud de onda mayor. El transductor de la derecha tiene la misma estructura pero para recibir las ondas acústicas, es decir para dar una tensión eléctrica de salida en respuesta a una onda acústica incidente. El transductor receptor opera de forma recíproca al transductor fuente, de manera que un transductor receptor más grande dará una tensión de salida mayor.

Aunque estos filtros sean atractivos por su robustez, confiabilidad, proceso de fabricación eficaz o por su gran miniaturización, presentan ciertos inconvenientes a tener en cuenta, como su limitación a operar a frecuencias no superiores a los 2.5 GHz o las limitaciones en cuanto a potencias permitidas a altas frecuencias. Esta última es debida a que al transmitir potencias RF de 1W surgen problemas de sobrecalentamiento del filtro y electromigración debido a las altas densidades de corriente que soportan algunas de sus partes. Además, el valor de Q de los resonadores SAW en filtros de RF se encuentra normalmente por debajo de 400, y el sustrato piezoeléctrico que utilizan los SAW no es compatible con los procesos de fabricación microelectrónicos actuales.

1.3 Dispositivos Bulk Acoustic Wave (BAW)

Se basan en el mismo principio que los dispositivos de cristal, en que conseguimos confinar una onda acústica dentro de un material sólido piezoeléctrico, debido a que las ondas acústicas en materiales sólidos se acoplan débilmente al aire. Esto se produce porque la impedancia acústica del aire es un factor 100000 veces más pequeña, es decir, un 99.995% de la energía se refleja de nuevo hacia el resonador.

La estructura básica de un resonador BAW consta de una lámina de material piezoeléctrico situado entre dos electrodos. Esta geometría es la misma que la de un condensador de placas paralelas con un material piezoeléctrico haciendo de dieléctrico. La aplicación de una señal armónica en los electrodos induce la deformación mecánica en la lámina debido al efecto piezoeléctrico inverso. Esta vibración mecánica se da a través del piezoeléctrico, de aquí su nombre de dispositivo a través del sustrato.

Los resonadores BAW más conocidos son los FBAR que utilizan la tecnología TFR. Esta ha estado bajo desarrollo durante los últimos 40 años con el fin de conseguir más altas frecuencias que las alcanzables con el cristal de cuarzo convencional, consiguiendo resonadores de 500MHz a 20GHz. Utilizan procesos de fabricación microelectrónicos, MEMS, los cuales permiten la deposición de capas del orden de μm para conformar el dispositivo. [1-3]

La gran ventaja de estos dispositivos respecto los resonadores electromagnéticos es que al tratarse de ondas acústica la velocidad de propagación es mucho menor, y debido a ello, el tamaño del resonador. Por otra parte, las ventajas que ofrecen respecto los resonadores SAW es que permiten rangos de funcionamiento superiores, el manejo de mayores potencias y que son compatibles con procesos CMOS .

Toda la estructura del resonador esta contenida sobre un sustrato. Para conseguir que la onda acústica quede confinada dentro de la estructura resonante es necesario aislar acústicamente el resonador del sustrato. Para ello existen dos formas básicas de implementar los resonadores BAW. La primera es mediante resonadores tipo membrana, y la segunda mediante SMR (*Solidly Mounted Resonators*).

Para extender el principio del cristal de cuarzo a las frecuencias de GHz, en los resonadores BAW de membranas, se fabrica el piezoeléctrico y los electrodos sobre una fina capa de membrana que actúa como soporte sobre un vacío de aire. En la Figura 1.2 se muestra el esquema de la estructura de este tipo de resonadores BAW.

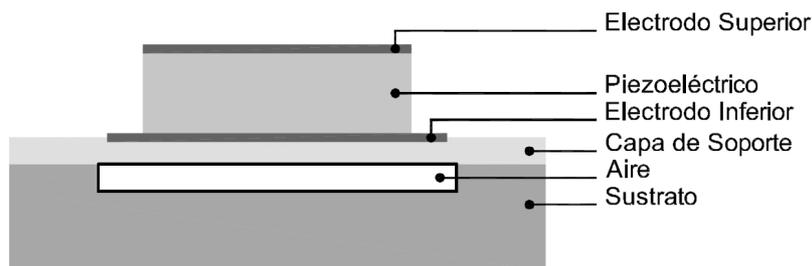


Figura 1.2: Estructura de un resonador BAW con membrana

Debido a que existe un factor de 10^5 de diferencia entre las impedancias acústica del piezoeléctrico y el aire se refleja casi toda la energía de nuevo hacia el resonador. La ventaja de estos resonadores BAW de tipo membrana, es que necesitan muy pocas capas al fabricarse y permiten conseguir valores muy altos de Q. Por el contrario, en la estructura de membrana, al estar sometida a tensiones mecánicas, pueden producirse doblamientos en la estructura, de forma que existen limitaciones estrictas en el momento de optimizar el resonador. También existen problemas en la construcción del dispositivo, en la dispersión del calor, y en las capacidades de gestión de potencia.

La alternativa al resonador de tipo membrana, es el resonador con SMR (*Solidly Mounted Resonator*), el cual crea el aislamiento acústico entre sustrato y resonador mediante espejos acústicos. A partir del principio de funcionamiento del reflector de Bragg pueden construirse eficiente espejos acústicos, en los que se alternan capas de baja y alta impedancia acústica con un grosor de $\lambda/4$ a la frecuencia de resonancia. En la Figura 1.3 se muestra la estructura de este tipo de resonadores BAW. [1-4]

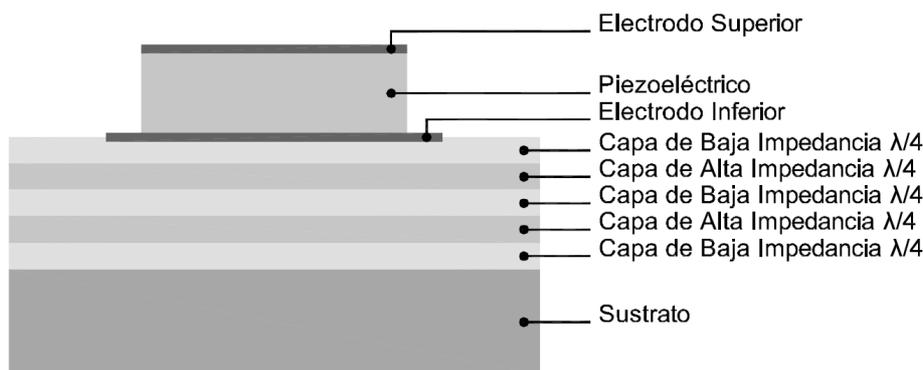


Figura 1.3: Estructura de un resonador BAW con estructura SMR

Un porcentaje alto de la onda será reflejada hacia el resonador en cada una de las interfaces entre capas, y debido a que estas tienen un grosor igual a $\lambda/4$, se produce una suma constructiva de la fase de cada una de las ondas reflejadas.

La ventaja que presenta un resonador BAW con SMR respecto un resonador con membrana es la robustez, que es una característica importante debido a que la estructura está sometida a tensiones mecánicas. Por el contrario, el número de capas se incrementa y consecuentemente, el coste de fabricación.

La respuesta eléctrica de un resonador BAW con factores de calidad altos, se caracteriza por un abrupto cambio en el comportamiento de la impedancia dentro de un rango de frecuencias que incluyen la frecuencia de resonancia y la frecuencia de antiresonancia. A frecuencias alejadas de las de resonancia y antiresonancia, las cuales están cercanas entre sí, el comportamiento dominante de la impedancia es capacitivo y su magnitud es proporcional a $1/f$, y la fase es de -90° . En la Figura 1.4 se muestra la respuesta eléctrica de un resonador BAW.

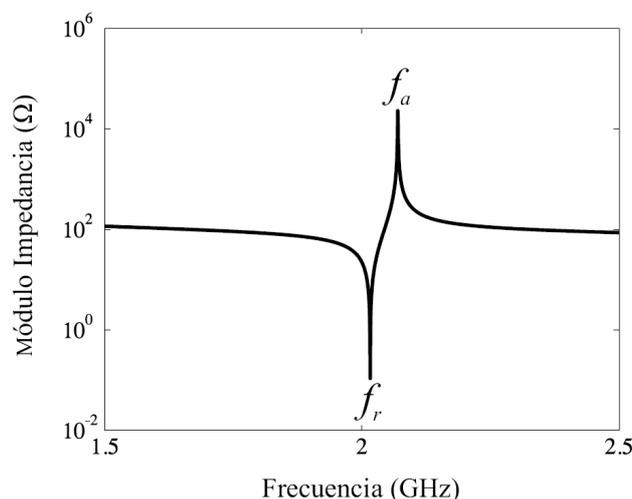


Figura 1.4: Módulo de la impedancia de entrada de un resonador BAW en función de la frecuencia. Eje de ordenadas en escala logarítmica [1-5]

La frecuencia de resonancia f_r es aquella en la que la magnitud de la impedancia es mínima y la fase pasa por 0° en una rápida transición de -90° a 90° . En el rango de frecuencias entre las de resonancia y antiresonancia la fase es de 90° , pero esta empieza a decrecer cuando se acerca a la frecuencia de antiresonancia en la cual pasa por 0° en una rápida transición de 90° a -90° . En el caso de la frecuencia de antiresonancia f_a , la magnitud de la impedancia es máxima. El coeficiente de acoplamiento piezoeléctrico, k_t , define el grado de transducción de energía entre el dominio eléctrico y el mecánico.

$$k_t = \frac{f_a - f_r}{f_a} \frac{\pi^2}{4} \quad (1.1)$$

A partir de (1.1) se observa que la relación entre la frecuencia de resonancia y antiresonancia depende de este coeficiente.

1.4 Filtros Bulk Acoustic Wave (BAW)

Explicados los fundamentos de los resonadores BAW, en este apartado expondremos los diferentes tipos de filtros BAW que existen y sus características. Estos se componen de la conexión eléctrica de varios resonadores en una determinada topología o por la apilación de resonadores acústicamente acoplados. En el primer grupo diferenciamos los filtros ladder y los filtros lattice, y en el segundo, los filtros SCF y los CRF.

Las características principales de los filtros BAW son los altos factores de calidad que se obtienen, con un valor máximo de 10000, capacidades selectivas muy altas, gestión óptima de la potencia, muy bajas pérdidas de inserción y un rango de operación muy amplio que puede llegar a 20GHz.

1.4.1 Filtros Ladder

Los filtros ladder se componen de resonadores BAW los cuales tienen diferentes frecuencias de resonancia y antiresonancia. Podemos distinguir entre resonadores serie y resonadores en paralelo en función de su posición en el circuito. Una etapa o celda básica está formada por un resonador serie y uno paralelo. Típicamente, estos filtros se componen de diversas etapas o medias etapas. En la Figura 1.5 se muestra la topología de un filtro ladder de 3 etapas.

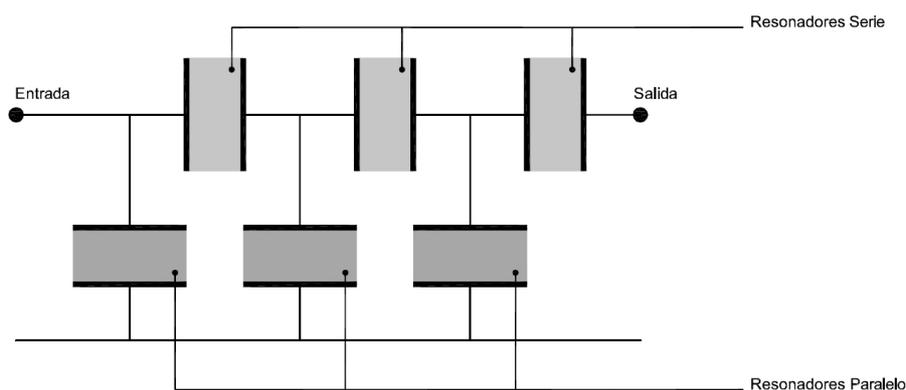


Figura 1.5: Topología de un filtro Ladder de 3 etapas

El filtro ladder más simple tiene todos los resonadores en serie con la misma frecuencia de resonancia, y los resonadores paralelo a una misma frecuencia de resonancia más baja, de manera que la frecuencia de antiresonancia del resonador paralelo está aproximadamente a la frecuencia de resonancia del resonador serie. La diferencia entre la frecuencia de resonancia de los resonadores serie y los paralelo se llama frecuencia de desintonización. [1-4]

En la Figura 1.6 se muestra la respuesta frecuencial del filtro junto con las impedancias de los resonadores. A frecuencias por debajo de f_r^p y por encima de f_a^s , las impedancias de los resonadores tiene un comportamiento capacitivo con una respuesta casi plana. Los ceros de transmisión los definen las frecuencias f_r^p y f_a^s , y por otra parte, en el margen de frecuencias en las que se encuentran los máximos de transmisión, es decir, entre f_a^p y f_r^s , se forma la banda de paso.

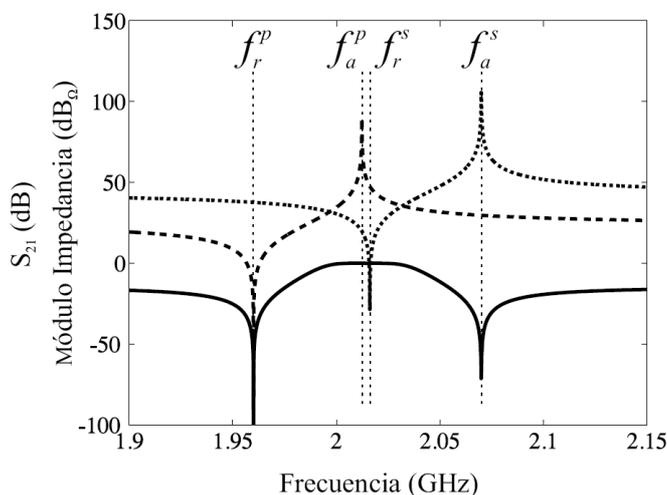


Figura 1.6: Respuesta S_{21} frecuencial de un filtro ladder de orden 2, junto el módulo de la impedancia de un resonador BAW en paralelo y serie [1-5]

Las bandas de rechazo están regidas por el divisor de tensión en cada etapa y la atenuación que puede conseguirse en cada etapa depende de la relación capacitiva del resonador serie y paralelo. A medida que aumentamos el número de etapas aumenta el rechazo fuera de banda, aunque no podemos obtener una atenuación infinita. Además hay que tener en cuenta que cada etapa añade pérdidas de inserción. Mediante la frecuencia de desintonización podemos aumentar el ancho de banda, pero llegados a unos determinados valores empieza a degradarse la respuesta del filtro. El parámetro que permite obtener anchos de banda relativamente grandes es el coeficiente de acoplamiento piezoeléctrico, el cual depende del material. Por tanto, una de las limitaciones de este tipo de filtros es el número finito de coeficientes de acoplamiento de los materiales de los resonadores. Por otra parte, el rango de frecuencias en los que operan es muy amplio y se utilizan para un gran número de aplicaciones de 400MHz a 5GHz mediante resonadores con SMR. En los últimos años han mejorado sus prestaciones debido a las mejoras en los procesos de fabricación y en la calidad de los materiales.[1-4]

1.4.2 Filtros Lattice

Los filtros lattice, también conocidos como filtros balanceados debido a que sólo filtran bien cuando sus puertos están balanceados. Cada etapa consiste de una estructura puente con cuatro resonadores, dos serie y dos paralelo como se muestra en la Figura 1.7. Los resonadores serie se colocan en las ramas superior e inferior del puente, y los resonadores paralelo en las ramas diagonales. Como en los *ladder*, los resonadores son desintonizados mediante una frecuencia f_{detune} . El principio de funcionamiento es que tanto los serie como los paralelos dejan pasar la señal hasta la salida a la frecuencia de resonancia de los serie o de los paralelo respectivas.

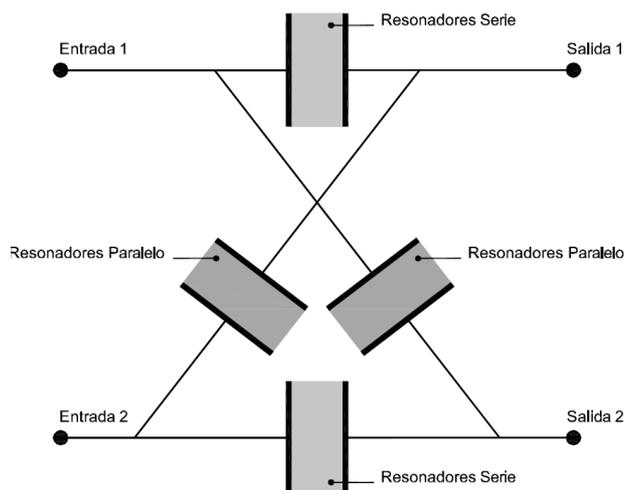


Figura 1.7: Topología de un filtro Lattice

Si todos los resonadores son del mismo tamaño se producirá una atenuación en la banda de rechazo prácticamente infinita debido al perfecto equilibrio del puente, incluso con solo una etapa. El ancho de banda de estos filtros puede llegar a ser el 30% mayor que en los *ladder* usando resonadores con el mismo factor de calidad Q . Además, las pérdidas de inserción también serán menores obteniendo una banda de paso más plana. La desventaja de estos filtros es que no generan ceros en la transición de banda de paso a banda de rechazo, y por lo tanto, la transición no será tan abrupta, aunque haciendo los dispositivos paralelo algo más pequeños podemos introducirlos, a cambio de perder algo de atenuación en las zonas alejadas de la banda de paso. Otras mejoras se consiguen haciendo redes *lattice* de dos etapas o una etapa *lattice* más otra *ladder*.

1.4.3 Filtros Stacked Crystal Filter (SCF)

Se basan en resonadores acústicamente acoplados, es decir, se construyen mediante la apilación vertical de resonadores en lugar de su conexión eléctrica. En la Figura 1.8 se muestra la estructura básica de un filtro SCF. Este se componen de dos láminas piezoeléctricas unidas mediante un electrodo de material conductor conectado al plano de masa que realiza la función de aislante eléctrico, y que debe tener las propiedades acústicas para que no se produzcan pérdidas de propagación. Los electrodos superior e inferior entre los que se encuentran las láminas, forman la entrada y la salida del filtro, y debido al apantallamiento eléctrico producido por el electrodo central, sólo se transmitirá energía mecánica de un puerto al otro a la frecuencia de resonancia.

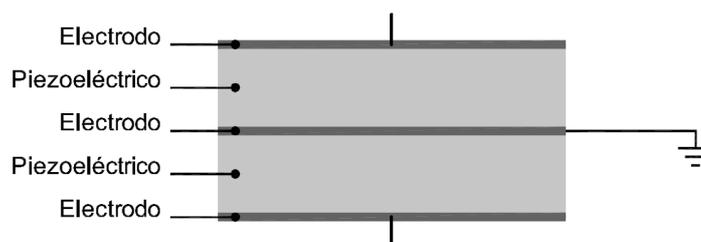


Figura 1.8: Estructura básica de un filtro SCF

El equivalente circuital eléctrico simplificado de un filtro SCF para frecuencias cercanas a la frecuencia de resonancia se muestra en la Figura 1.9. Este se ha obtenido a partir del modelo de Mason, mediante el cual modelamos el comportamiento de los resonadores acústicos a partir de componentes eléctricos, y a partir de análisis de redes. El equivalente circuital eléctrico simplificado está compuesto por dos condensadores paralelos en los extremos C_0 , que modelan el comportamiento dieléctrico de los resonadores, y por un resonador eléctrico LC que depende de las dimensiones de los piezoeléctricos y de los materiales utilizados.

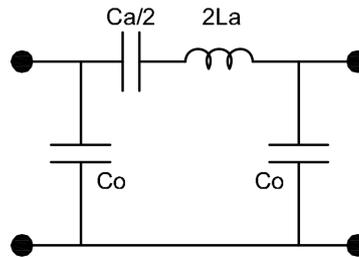


Figura 1.9: Equivalente circuital eléctrico de un filtro SCF

En la Figura 1.10 se muestra la respuesta frecuencial típica de los filtros SCF. En ella se puede apreciar la presencia de espurios cercanos a la banda de paso. La frecuencia de resonancia más fuerte se produce a la frecuencia en la que el grosor de la lámina es de $\lambda/2$. El espurio inferior se produce alrededor de la frecuencia en la que el grosor de la lámina coincide con $\lambda/4$, y por tanto, en la que la longitud total del filtro es de $\lambda/2$. Por último, el espurio superior se produce cuando la longitud total de la estructura es de $3\lambda/2$. [1-6]

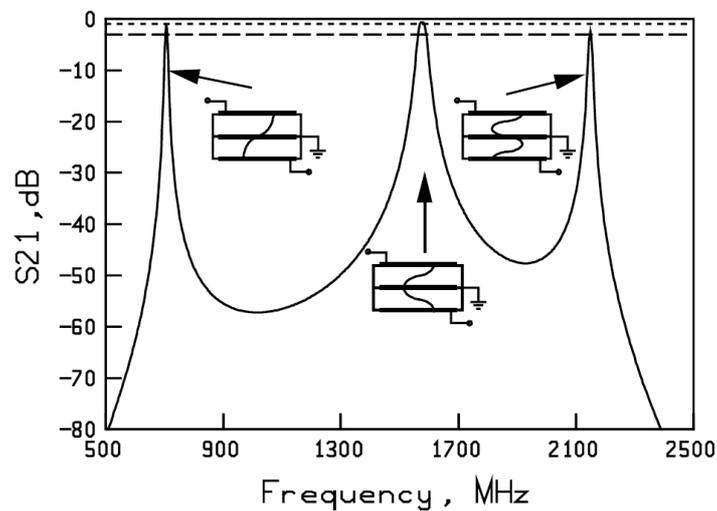


Figura 1.10: Respuesta frecuencial de un filtro SCF de estructura de membrana y resonancia principal a 1575MHz [1-6]

Para obtener una mejora de la respuesta espuria se fabrica el filtro SCF en formato SMR. Esto es debido al ancho de banda reducido del reflector, que provoca la atenuación de los espurios cercanos a la banda de paso. En la Figura 1.11 se muestra un filtro SCF fabricado con SMR en el cual se aprecia esta atenuación de los espurios.

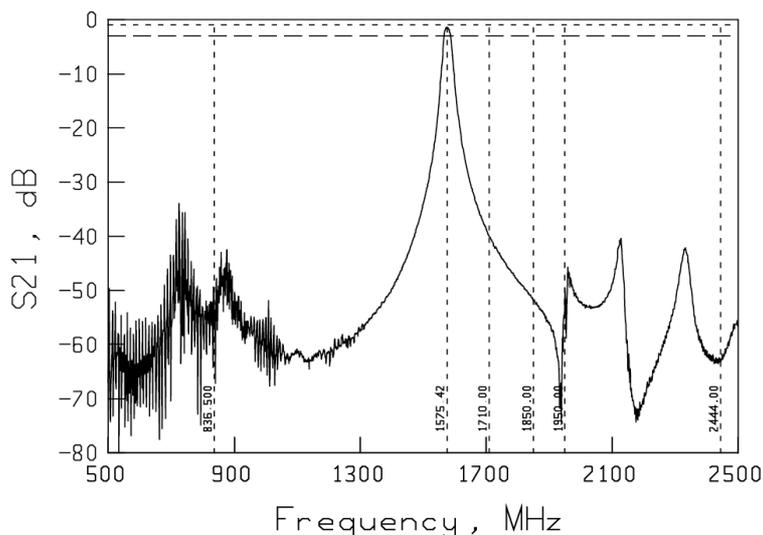


Figura 1.11: Respuesta frecuencial de un filtro SCF con estructura de SMR y resonancia principal a 1575MHz [1-6]

Los filtros SCF permiten obtener excelentes atenuaciones en las bandas de rechazo, pequeñas dimensiones y son de especial interés en aplicaciones con estrechos ancho de banda como en filtros GPS. [1-7]

1.4.4 Filtros Coupled Resonator Filter (CRF)

El ancho de banda limitado inherentemente en los filtros SCF puede aumentarse reduciendo el acoplamiento entre los resonadores, de forma que estos empiecen a comportarse independientemente, en lugar de como un solo resonador. Los filtros CRF se basan en esta idea.

En la Figura 1.12 se muestra la estructura básica de un filtro CRF. En estos dos resonadores piezoeléctricos se acoplan acústicamente mediante un conjunto de capas apiladas con una determinada transmisividad acústica en el rango de frecuencias de paso.

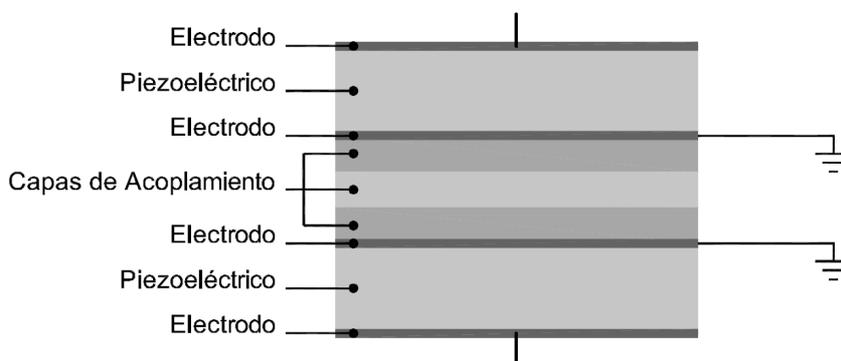


Figura 1.12: Estructura básica de un filtro CRF

Con esta configuración, mediante las capas de acoplamiento acústico entre los resonadores podemos controlar el ancho de banda del filtro. Estas capas pueden implementarse mediante capas $\lambda/4$. En la Figura 1.13 se muestra la respuesta frecuencial del filtro CRF en función del acoplamiento acústico entre resonadores. Se

observa que si esta infraacoplado, este se comporta como un filtro de un solo polo con ciertas pérdidas de inserción, si aumentamos el desacoplo, el ancho de banda aumenta, y disminuyen las pérdidas de inserción. Aunque, si desacoplamos en exceso los resonadores, se produce un rizado considerable. [1-8]

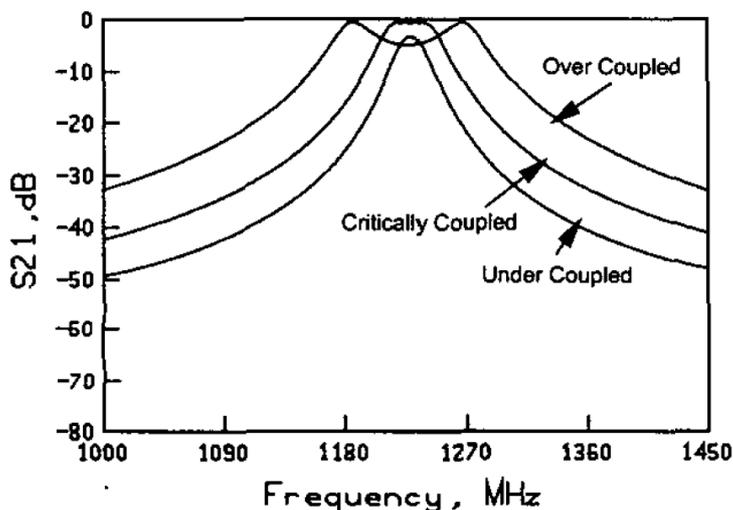


Figura 1.13: Respuesta frecuencial de un filtro CRF en función del acoplamiento acústico entre resonadores [1-8]

De igual modo que en los filtros SCF, en la respuesta de los filtros CRF aparecen espurios cercanos a la banda de paso los cuales pueden atenuarse mediante la utilización de estructuras SMR. Por otra parte, se ha desarrollado una metodología sistemática de diseño de filtros CRF a partir de su circuito equivalente eléctrico. Pero esta se presentará en el capítulo siguiente.

Tanto los filtros SCF y los CRF son ampliamente utilizados en las aplicaciones en las que se requieren altos niveles de miniaturización, alto rechazo fuera de banda y altos Q. El inconveniente que presentan es el aumento de la complejidad del proceso de fabricación respecto los filtros presentados anteriormente.

1.5 Conclusiones del capítulo

En función de las prestaciones requeridas en los filtros RF existen diferentes posibilidades para la implementación de estos. Diferenciamos entre filtros cerámicos, filtros basados en resonadores SAW y filtros basados en resonadores BAW. Los dos últimos utilizan ondas acústicas, debido a lo cual se obtiene altos niveles de miniaturización.

Actualmente, los filtros SAW ocupan gran parte del mercado de filtros RF. Aunque estos filtros sean atractivos por su robustez, confiabilidad, proceso de fabricación eficaz o por su gran miniaturización, presentan ciertos inconvenientes a tener en cuenta, como su limitación a operar a frecuencias no superiores a los 2.5 GHz o las limitaciones en cuanto a potencias permitidas a altas frecuencias. Además, el valor de Q de los resonadores SAW en filtros de RF se encuentra normalmente por debajo de 400, y el sustrato piezoeléctrico que utilizan los SAW no es compatible con los procesos de fabricación microelectrónicos actuales.

Los filtros BAW permiten superar las limitaciones de los filtros SAW, obteniendo rangos de funcionamiento de hasta 20GHz, compatibilidad con procesos CMOS y manejos de potencias de hasta 4W.

A partir de los resonadores BAW se obtiene diferentes tipos de filtros. Estos se componen de la conexión eléctrica de varios resonadores en un determinada topología o por la apilación de resonadores acústicamente acoplados. En el primer grupo diferenciamos los filtros ladder y los filtros lattice, y en el segundo, los filtros SCF (*Stacked Crystal Filter*) y los CRF (*Coupled Resonator Filter*).

1.6 Referencias del capítulo

- [1-1] David M. Pozar, "Microwave Engineering", University of Massachusetts at Amherst, Ed. John Wiley and sons, 1998.
- [1-2] Kenneth M. Lakin, Gerald R. Kline, Kevin T. McCarron, "Development of Miniature Filters for Wireless Applications", IEEE Transactions of Microwave theory and techniques, Vol.43, No.12, December 1995.
- [1-3] Kenneth M. Lakin, "Review of Thin Film Resonator Technology", IEEE microwave magazine, 2003.
- [1-4] Kenneth M. Lakin, "Thin Film Resonator Technology", IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control, Vol.52, No.5, 2005.
- [1-5] O. Menéndez, P. De Paco, J. Pozo, J. Parrón, "Método sistemático para la síntesis de filtro FBAR con topología de escalera", XXI Simposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio, 2006.
- [1-6] Kenneth M. Lakin, "Bulk Acoustic Wave Coupled Resonator Filters", IEEE Frequency Control Symposium, TFR Technologies, 2002.
- [1-7] Kenneth M. Lakin, J. P. McDonald, K. T. McCarron, C. W. Andrus, "Bulk Acoustic Wave Coupled Resonator and Filters For Applications Above 2GHz", TFR Technologies, 2002.
- [1-8] Kenneth M. Lakin, "Coupled Resonator Filter", TFR Technologies, IEEE Ultrasonics Sumposium, 2002.

Coupled Resonator Filters

En este capítulo se presenta una metodología de diseño sistemático de filtros CRF. Para ello se explica el modelo de propagación de la onda acústica en materiales sólidos, y se obtiene la equivalencia en una dimensión entre el modelo acústico y eléctrico en materiales no piezoeléctricos y materiales piezoeléctricos. A partir de estas equivalencias se construye un circuito equivalente eléctrico de un filtro CRF.

2 Coupled Resonator Filters

El objetivo de este capítulo es la presentación de una metodología de diseño sistemático de filtros CRF que ha sido desarrollada. Con este propósito, primero se explicaran los modelos de propagación acústica en materiales no piezoeléctricos, y en materiales piezoeléctricos. A partir del modelo de Mason se obtiene un modelo equivalente eléctrico de los resonadores BAW, mediante el cual se encuentra un modelo equivalente eléctrico circuital de los filtros CRF. Utilizando técnicas de análisis de redes se obtiene un modelo simplificado de este, y finalmente, mediante la teoría clásica de filtros obtenemos un metodología de diseño de filtros CRF pasobanda de Chebyshev de orden 2.

2.1 Modelo de Mason

En este apartado, primero realizamos el análisis de la propagación de las ondas acústicas. A continuación se obtiene la solución unidimensional para una lámina de material no piezoeléctrico y de material piezoeléctrico. A partir de estas soluciones, finalmente, modelamos el comportamiento de un resonador BAW y obtenemos la expresión de la impedancia de este.

2.1.1 Ecuación de onda acústica

Cuando aplicamos una fuerza a un cuerpo, además de los efectos descritos por la física newtoniana, obtenemos en el interior de dicho cuerpo, fuerzas internas, que denominamos tensiones mecánicas (*stresses*), y deformaciones (*strains*).

Se puede definir la tensión mecánica, T , como el cociente entre la fuerza y el área de la superficie del cuerpo sobre la que se aplica.

$$T = \frac{dF}{dA} \quad (2.1)$$

Las deformaciones (*strains*), se definen como el gradiente del desplazamiento de la partícula respecto a la posición, para el caso unidimensional resulta,

$$S = \frac{\partial u}{\partial z} \quad (2.2)$$

La velocidad a la que se desplaza una partícula es la derivada del desplazamiento respecto el tiempo,

$$v = \frac{du}{dt} \quad (2.3)$$

Además se puede considerar una relación lineal entre la tensión mecánica y la deformación a través de una constante que depende del material, y que llamamos *stiffness* (c),

$$T = c \cdot S = c \frac{\partial u}{\partial z} \quad (2.4)$$

A partir de la tercera relación de Newton podemos establecer la siguiente relación entre la tensión mecánica y el desplazamiento de las partículas internas del cuerpo.

$$F = m \cdot a \quad (2.5)$$

$$\frac{\partial T}{\partial z} dz dA = \rho A dz \frac{\partial^2 u}{\partial t^2} \quad (2.6)$$

$$\frac{\partial T}{\partial z} = \rho \frac{\partial^2 u}{\partial t^2} \quad (2.7)$$

donde ρ es la densidad del cuerpo con unidades Kg/m^2 .

Si derivamos la tensión mecánica, ecuación (2.4), respecto la posición y considerando (2.7), obtenemos la ecuación de onda para el desplazamiento:

$$\frac{\partial T}{\partial z} = c \frac{\partial^2 u}{\partial z^2} = \rho \frac{\partial^2 u}{\partial t^2} \quad (2.8)$$

$$\frac{\partial^2 u}{\partial z^2} = \frac{\rho}{c} \frac{\partial^2 u}{\partial t^2} \quad (2.9)$$

Por simple analogía con la ecuación de onda electromagnética, obtenemos que la velocidad de fase de la onda acústica es:

$$v_p = \sqrt{\frac{c}{\rho}} \quad (2.10)$$

Si consideramos que estamos en régimen permanente senoidal (RPS), podremos asumir que ante cualquier excitación armónica, la ecuación de onda en el dominio fasorial toma la forma:

$$\frac{\partial^2 u}{\partial z^2} + \frac{\rho}{c} \omega^2 u = 0 \quad (2.11)$$

La solución de la ecuación de onda unidimensional para el desplazamiento es:

$$u(z) = A^+ e^{-jkz} + A^- e^{+jkz} \quad (2.12)$$

Esta solución representa dos ondas que se propagan en la dirección z con sentidos opuestos. Donde definimos la constante de fase, k , como:

$$k = \sqrt{\omega^2 \frac{\rho}{c}} = \frac{\omega}{v_p} \quad (2.13)$$

Por último podemos establecer una relación entre la tensión mecánica y la velocidad a

la que se desplaza la partícula, que llamaremos impedancia acústica del material:

$$Z = \frac{-T}{v} = \sqrt{\rho c} = \rho v_p = \frac{ck}{\omega} \quad (2.14)$$

Las unidades de la impedancia son Kg/(s·m²), y es una propiedad que depende del material donde se esta propagando [2-1].

2.1.2 Solución unidimensional para una lámina de material no piezoeléctrico

El objetivo es establecer una analogía entre el comportamiento acústico y un modelo eléctrico equivalente. Esto nos permitirá usar las herramientas que poseemos en el entorno electromagnético para el estudio de resonadores.

Podemos establecer la siguiente analogía en el caso unidimensional:

- La fuerza en el plano mecánico, F, la podemos asociar a un voltaje en el plano eléctrico.
- La velocidad de la partícula en el plano mecánico, v, la podemos asociar a una corriente en el plano eléctrico [2-1].

En la Figura 2.1 se muestra la geometría de la lámina que analizamos. Una lámina de material no piezoeléctrico de dimensión vertical, d, y área de superficie superior e inferior A.

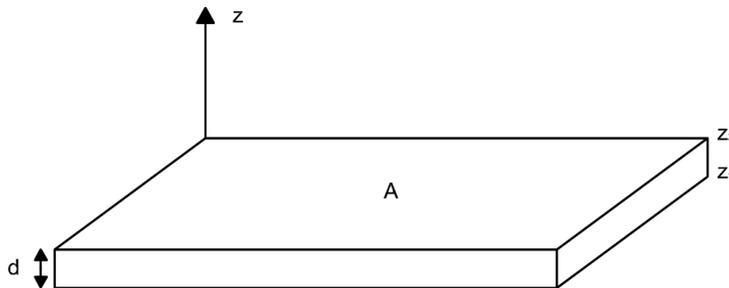


Figura 2.1: Lámina de material no piezoeléctrico de dimensión, d.

Para analizar este problema, partimos de la solución de la ecuación de onda para el desplazamiento y aplicamos las condiciones de contorno necesarias en los límites, z₁ y z₂, y finalmente, llegamos a la solución:

$$\begin{aligned} F_1 &= \frac{Z}{j \sin(kd)} (v_1 - v_2) + jZt \operatorname{tg}\left(\frac{kd}{2}\right) v_1 \\ F_2 &= \frac{Z}{j \sin(kd)} (v_1 - v_2) - jZt \operatorname{tg}\left(\frac{kd}{2}\right) v_2 \end{aligned} \quad (2.15)$$

A partir de la solución (2.15), obtenemos el circuito equivalente que se muestra en la Figura 2.2.

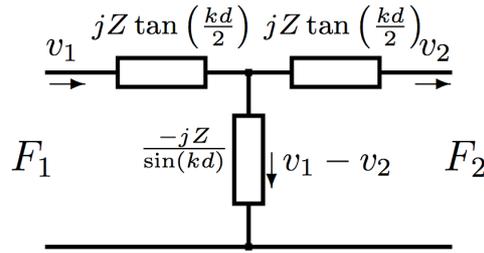


Figura 2.2: Modelo equivalente del comportamiento mecánico de una lámina de material no piezoeléctrica.

Con este modelo eléctrico podremos incluir el efecto de los electrodos en el comportamiento del resonador.

2.1.3 Solución unidimensional para una lámina de material piezoeléctrico

En un material piezoeléctrico al aplicar una deformación, la polarización de dicho material genera un campo eléctrico, a esto se le denomina efecto piezoeléctrico. De forma contraria, la aplicación de un campo eléctrico sobre un piezoeléctrico, genera una deformación, que da origen al efecto inverso piezoeléctrico. Por tanto, debido a que presentan un momento bipolar ante la presencia de un campo eléctrico, estos materiales presentarán un momento bipolar no nulo ante la presencia de fenómenos mecánicos que provocaran un aumento del flujo de campo eléctrico a través del material.

Así podemos plantear que para un material piezoeléctrico el vector desplazamiento eléctrico, D , tiene una componente debida al campo eléctrico y otra debida a la deformación (*strain*), cumpliéndose la siguiente relación.

$$D = \varepsilon^S E + eS \quad (2.16)$$

Donde e es la constante piezoeléctrica. El superíndice S de la permitividad dieléctrica (ε^S) indica que ha sido medido para una deformación constante. Como esta medida puede ser complicada, podemos utilizar la siguiente relación:

$$\varepsilon^S = \varepsilon^T - de \quad (2.17)$$

Donde d es la constante piezoeléctrica para la deformación y ε^T es la constante de permitividad dieléctrica para la deformación constante.

Además, las constantes piezoeléctricas para la deformación y para el *stress* están relacionadas a través del *stiffness* medido para un campo eléctrico constante:

$$e = c^E d \quad (2.18)$$

Finalmente, redefinimos la ecuación (2.4) de la siguiente forma:

$$T = c^E \frac{\partial u}{\partial z} - eE \quad (2.19)$$

Procediendo del mismo modo que con la búsqueda de la solución para una lámina unidimensional no piezoeléctrica y añadiendo las nuevas expresiones obtenidas, encontramos la siguiente solución:

$$\begin{aligned}
 F_1 &= \frac{Z}{j \sin(kd)} (v_1 - v_2) + jZtg\left(\frac{kd}{2}\right)v_1 + \frac{h}{j\omega}I \\
 F_2 &= \frac{Z}{j \sin(kd)} (v_1 - v_2) - jZtg\left(\frac{kd}{2}\right)v_2 + \frac{h}{j\omega}I
 \end{aligned}
 \tag{2.20}$$

Donde:

$$\begin{aligned}
 I &= j\omega C_o V + hC_o(v_1 - v_2) \\
 h &= \frac{e}{\epsilon^s}
 \end{aligned}
 \tag{2.21}$$

$$C_o = \frac{\epsilon^s A}{d}$$

C_o es la capacidad estática del condensador de placas paralelas, A el área de la lámina y d el grosor.

En la Figura 2.3 se muestra el circuito equivalente obtenido con las soluciones de (2.20).

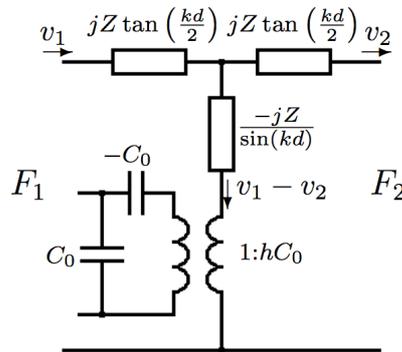


Figura 2.3: Modelo eléctrico equivalente del comportamiento mecánico de una lámina de material piezoeléctrica.

Donde el transformador modela el acoplamiento electro-mecánico.

2.1.4 Generalización del modelo de Mason a multicapas

A partir de los modelos eléctricos equivalentes de la propagación de la onda acústica a través de un material no piezoeléctrico y un material piezoeléctrico obtenidos, podemos extender el modelo de Mason a una estructura multicapas más compleja.

La Figura 2.4 muestra el modelo eléctrico equivalente circuital de un resonador BAW con Reflector de Bragg donde se han concatenado los modelos equivalentes de las diferentes láminas. El cortocircuito del extremos viene determinado por la condición de contorno mecánica impuesta por el aire.

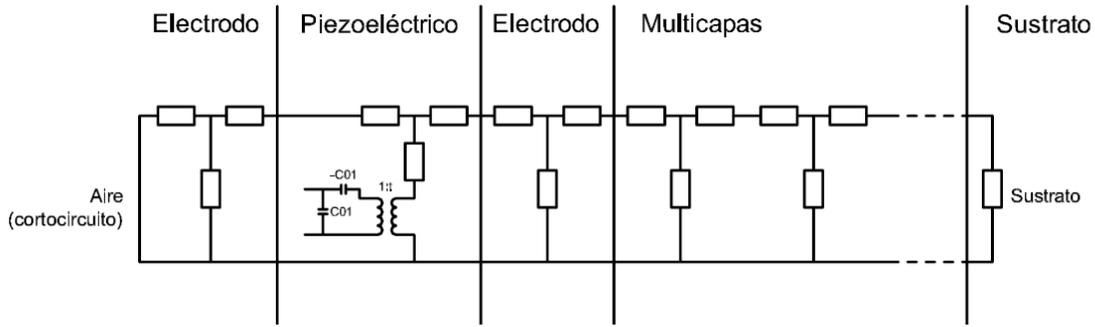


Figura 2.4: Modelo equivalente eléctrico de un resonador BAW con estructura SMR

2.1.5 Impedancia eléctrica de los terminales de un material piezoeléctrico

Calcularemos la expresión de la impedancia de un resonador construido por una lámina de material piezoeléctrico anclado en sus caras superior e inferior por dos electrodos.

Los electrodos estarán a su vez en contacto con el aire, de forma que presentarán la condición de anclaje mecánico $F=0$, ya que no se ejerce ninguna fuerza de reacción al ser la impedancia acústica del aire mucho menor que la de los electrodos

A partir del sistema de ecuaciones (2.20), y fijando la condición de carga mecánica de los electrodos obtenemos:

$$\begin{aligned} -Z_{e_s}v_1 &= Z_p \left(\frac{v_1}{j \sin(kd)} - \frac{v_2}{j \sin(kd)} \right) + \frac{h}{j\omega} I \\ -Z_{e_i}v_2 &= Z_p \left(\frac{v_1}{j \sin(kd)} - \frac{v_2}{j \sin(kd)} \right) + \frac{h}{j\omega} I \end{aligned} \quad (2.22)$$

Donde Z_p es la impedancia del material piezoeléctrico, y Z_{e_s} y Z_{e_i} son las impedancias de los electrodos superior e inferior, respectivamente.

De forma que resolviendo v_1 y v_2 del sistema de ecuaciones (2.22), y substituyendo en la ecuación (2.23) de la impedancia eléctrica de un resonador piezoeléctrico,

$$Z = \frac{V}{I} = \frac{h}{j\omega} \left(\frac{v_1}{I} - \frac{v_2}{I} \right) + \frac{1}{j\omega C_o} \quad (2.23)$$

Obtenemos la expresión de la impedancia eléctrica del resonador piezoeléctrico.

$$Z = \frac{1}{j\omega C_o} \left(1 - k_t^2 \frac{\operatorname{tg}(\phi)}{\phi} \frac{\left(\frac{Z_R + Z_L}{Z_p} \right) \cos^2(\phi) + j \sin(2\phi)}{\left(\frac{Z_R + Z_L}{Z_p} \right) \cos(2\phi) + j \left(1 + \frac{Z_R Z_L}{Z_p^2} \right) \sin(2\phi)} \right) \quad (2.24)$$

Donde $\phi=kd/2$ y $k_t^2=h/c^2$.

Si consideramos los electrodos infinitamente delgados podemos despreciar el efecto de carga mecánica simplificando la expresión de la impedancia del resonador piezoeléctrico (2.24) de la siguiente forma:

$$Z = \frac{1}{j\omega C_o} \left(1 - k_t^2 \frac{\text{tg}(\phi)}{\phi} \right) \quad (2.25)$$

El comportamiento en frecuencia de la impedancia eléctrica se explicó de forma cualitativa en el capítulo anterior. Ahora una vez llegado a la expresión de la impedancia puede analizarse su comportamiento a partir de ésta.

La frecuencia de antiresonancia, f_a , se definió como la frecuencia en que la magnitud de la impedancia es máxima. Esta frecuencia corresponde al valor:

$$f_a = \frac{v_p}{2d} \quad (2.26)$$

A esta frecuencia idealmente la impedancia eléctrica tiende a infinito, y depende de la velocidad de propagación de la onda acústica en el piezoeléctrico y de su grosor.

A la frecuencia de resonancia, f_r , el valor de la magnitud de la impedancia es idealmente 0. Para que la impedancia valga 0 ha de cumplirse la condición:

$$k_t^2 \frac{\text{tg}(\phi)}{\phi} = 1 \quad (2.27)$$

Esta condición puede reescribirse como:

$$k_t^2 = \frac{f_a - f_r}{f_a} \frac{\pi^2}{4} \quad (2.28)$$

Donde se ha tenido en cuenta que a la frecuencia de resonancia $\phi = (f_r / f_a)(\pi/4)$ y que $f_r \approx f_a$. Esta condición fija la distancia entre la frecuencia de resonancia y la de antiresonancia.

2.2 Diseño de estructuras BAW-CRF

A partir del modelo de Mason, explicado en el apartado anterior, se obtiene el circuito eléctrico equivalente de la Figura 2.5. En él se observan dos modelos de Mason, uno a la izquierda y otro a la derecha presentando simetría en la topología. El comportamiento dieléctrico de un resonador se modela con el condensador estático $C_{0,i}$, el acoplamiento piezoeléctrico se modela con el condensador negativo y los transformadores (t), mientras que la propagación acústica a través del resonador se modela mediante líneas de transmisión de una determinada longitud acústica y una determinada impedancia acústica. La región formada por los electrodos que separa los piezoeléctricos se suponen de grosor cero, esto significa que su efecto es despreciable.

Los resonadores se encuentran unidos entre sí por uno de los puertos acústicos de

cada resonador. El acoplo no se da de forma directa sino mediante las capas de acoplo acústico modeladas como un inversor K_{coupling} . Se asume que los otros puertos acústicos acaban en cargas pasivas Z_L en el resonador izquierdo y Z_R en el resonador derecho, estas impedancias acústicas modelan la impedancia acústica de aire o bien la vista hacia un reflector Bragg dependiendo de la configuración. En el modelo que se considera se ha supuesto simetría del dispositivo, es decir, que el resonador de la derecha sea idéntico al de la izquierda, teniendo así los mismos parámetros tecnológicos. De esta forma los componentes eléctricos que forman los modelos de los dos resonadores son idénticos.

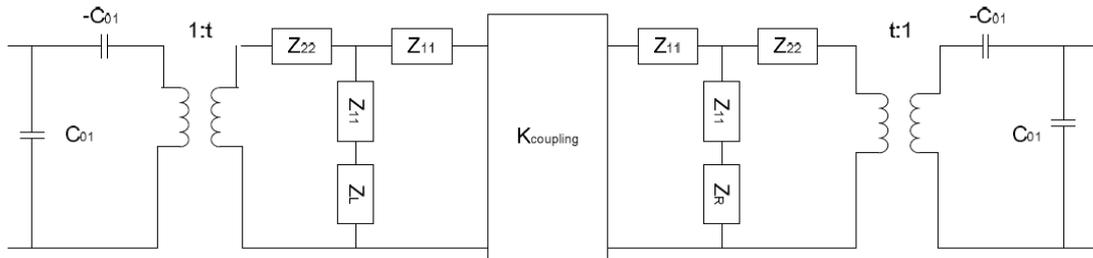


Figura 2.5: Circuito equivalente de la estructura CRF a partir del modelo de Mason

Mediante técnicas de análisis de red y una serie de aproximaciones, se obtiene un modelo eléctrico equivalente simplificado, el cual se muestra en la Figura 2.6, que consta de elementos eléctricos básicos como condensadores, bobinas e inversores.

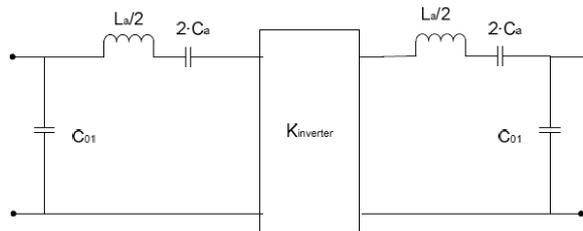


Figura 2.6: Circuito equivalente simplificado de la estructura CRF

Los resonadores LC serie se definen con los parámetros de los materiales propios de la tecnología, la frecuencia de resonancia de piezoeléctrico y del área del piezoeléctrico, como se muestra en (2.29), (2.30) y (2.31).

$$L_a = \frac{\psi}{4C_{01}\omega_a^2} \quad (2.29)$$

$$C_a = \frac{4}{\psi - 8} \cdot C_{01} \quad (2.30)$$

$$\psi = \frac{\pi^2 \cdot Z_p \cdot \epsilon \cdot \nu_p}{e^2} \quad (2.31)$$

Donde C_{01} y f_a son parámetros de diseño.

Con el propósito de conseguir diseñar filtros pasobanda de forma sistemática a partir de dispositivos BAW, se obtiene una equivalencia entre el modelo equivalente CRF y un filtro prototipo pasobanda.

Utilizando una estructura BAW-CRF podemos obtener un filtro pasobanda de Chebyshev de orden 2, ya que esta formado por dos resonadores BAW desacoplados acústicamente. En la Figura 2.7 se muestra la topología genérica de un filtro de este orden formado por resonadores serie e inversores de impedancia, en el que los inversores de impedancia laterales son modelados con T de condensadores. Si comparamos este filtro con el modelo circuital equivalente de un CRF de la Figura 2.6 se aprecia una cierta analogía, donde ambos constan de un inversor central, de dos resonadores serie LC y los condensadores en paralelo de los extremos.

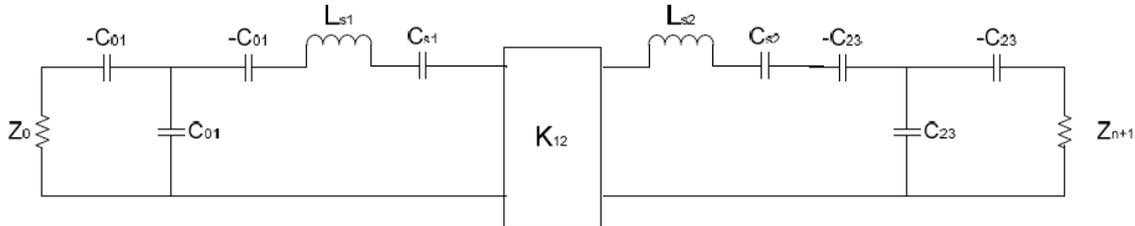


Figura 2.7: Filtro pasobanda de orden 2 con inversores de impedancia laterales modelados con T de condensadores

En la Figura 2.8 se ha redibujado el modelo equivalente del CRF para poder llevar a cabo las equivalencias de sus componentes con el filtro pasobanda genérico. En los extremos se tienen dos inversores modelados con los condensadores en forma de T. Para ello se han puesto en serie un condensador negativo $-C_{01}$ y un condensador positivo C_{01} , lo que no modifica el comportamiento general de la estructura. El condensador negativo ha pasado a formar la T de condensadores que forman el inversor y el positivo se ha añadido al resonador LC serie.

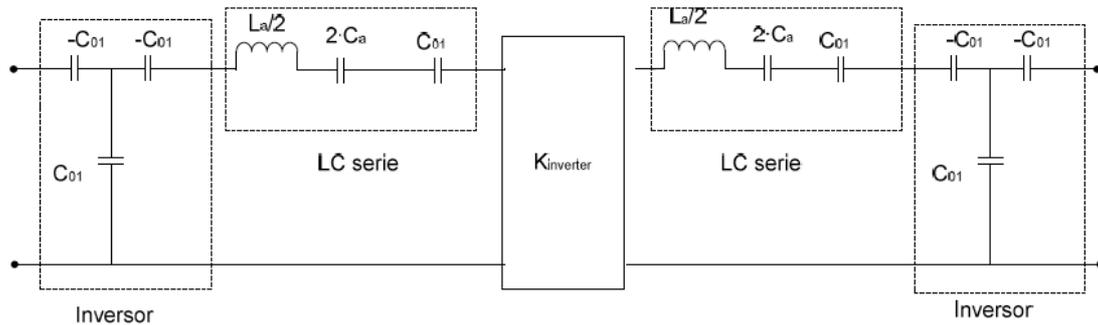


Figura 2.8: Circuito equivalente del BAW redibujado para diseño de un filtro pasobanda de orden $n=2$

Finalmente, mediante la teoría clásica de filtros se desarrollan un conjunto de expresiones que sirven como vínculo entre los dispositivos acústicos y la teoría eléctrica de filtros.

Para los resonadores serie LC, la frecuencia de resonancia es la misma que la frecuencia de antiresonancia de la estructura BAW-CRF, y ésta es la misma que la frecuencia central del filtro.

$$f_o = f_a = \frac{1}{2\pi \sqrt{\frac{L_a}{2} \frac{2C_a C_{01}}{2C_a + C_{01}}}} \quad (2.32)$$

De manera que el grosor de cada piezoeléctrico es de $\lambda/2$ a la frecuencia central del filtro.

Los inversores de entrada y salida, deben ser iguales, debido a que depende del condensador en paralelo C_{01} , y estos son iguales debido a la simetría de la estructura, de manera que se establece (2.33) y (2.34).

$$K_{01}K_{23} = Z_o \frac{K_{12}}{\sqrt{g_0 g_3}} \quad (2.33)$$

$$\frac{1}{\omega_o C_o} = \sqrt{\frac{Z_o FBW \omega_o L_a}{2\Omega_c g_0 g_1}} \quad (2.34)$$

A partir de (2.34), obtenemos que el área del piezoeléctrico es,

$$A = \frac{2e^2 g_0 g_1}{f_o^2 Z_o FBW \pi^3 Z_p \varepsilon^2} \quad (2.35)$$

El dispositivo BAW-CRF tiene un ancho de banda inherente superior al SCF, y en base a la variación del acoplamiento entre los resonadores se modifica el ancho de banda. El valor del inversor central, $K_{inverter}$, modela el grado de acoplamiento eléctrico entre resonadores y está directamente relacionado con las parámetros de diseño de la estructura CRF.

$$K_{inverter} = \frac{K_{coupling}}{4t^2} = \frac{K_{coupling}}{4\left(C_{01} \frac{e}{\varepsilon}\right)^2} \quad (2.36)$$

donde t es la relación del transformador del modelo de Mason, e (C/m^2) es la constante piezoeléctrica, ε es la permitividad del material, y C_{01} es el condensador estático que modela el comportamiento dieléctrico del resonador.

A partir de (2.36) se determina que la impedancia del inversor eléctrico depende del grado de acoplamiento acústico, $K_{coupling}$, implementados mediante las capas de acoplamiento, y la relación del transformador. [2-2]

Finalmente, cabe mencionar que el modelo sistemático presentado para el diseño de estructuras BAW-CRF, esta limitado en cuanto al FBW que se puede implementar. Esto es debido a las aproximaciones realizadas para la obtención del circuito eléctrico equivalente simplificado, y la realizada en los inversores laterales en la que se omiten los condensadores negativos serie. De manera que el máximo FBW que se puede implementar para obtener una buena respuesta es del 3%, y si se introducen bobinas que emulen los condensadores negativos, hasta un 5%.

2.3 Conclusiones del capítulo

El análisis de la propagación de la onda acústica a través de materiales sólidos lleva a la obtención de un modelo físico equivalente para materiales no piezoeléctricos y materiales piezoeléctricos que presenta analogía con modelos eléctricos. A partir de

estos modelos eléctricos podemos obtener un modelo eléctrico equivalente del comportamiento de un resonador BAW, y de filtros con este tipo de resonadores.

La impedancia eléctrica de un resonador formado por una lámina piezoeléctrica depende de la capacidad estática que puede controlarse a partir del área del resonador y de la frecuencia de antiresonancia que puede controlarse mediante el grosor de la lámina. El resto de los parámetros no son controlables en el proceso de diseño sino que son propios de la tecnología y los materiales que se están utilizando.

Los modelos eléctricos equivalentes que se obtienen son una potente herramienta para el diseño de resonadores y filtros BAW. Nosotros nos hemos centrado en la metodología de diseño sistemático de filtros pasobanda Chebyshev CRF de orden 2. Mediante esta y las especificaciones de rizado, ancho de banda relativo y frecuencia central del filtro, obtenemos el diseño físico de la estructura BAW-CRF.

2.4 Referencias del capítulo

[2-1] P. De Paco, O. Menéndez, J. Pozo, “Efecto de carga mecánica en resonadores piezoeléctricos de lámina delgada (FBAR)”, XXI Simposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio.

[2-2] Edén Corrales López, “Metodología de diseño de filtros CRF/SCF basada en modelos de resonadores BAW acoplados acústicamente”, Memoria del PFC de Ingeniería Superior de Telecomunicaciones, 2007.

Capas de Acoplamiento

Debido al número limitado de materiales que existen para la implementación de las capas de acoplamiento, se obtiene un rango discreto de valores de K mediante las soluciones que utilizan capas de grosor de $\lambda/4$. En este capítulo se desarrollan dos soluciones para la obtención de un rango continuo de valores de K .

3 Capas de Acoplamiento

En una estructura BAW-CRF las capas de acoplamiento se comportan como un inversor de impedancias, y en función de las características deseadas en la estructura BAW-CRF se define el valor de K . Mediante las soluciones que utilizan capas de grosor de $\lambda/4$, debido al número limitado de materiales con los que implementar las capas de acoplamiento, obtenemos un rango discreto de K .

El objetivo de este capítulo es la obtención de un rango continuo de valores K mediante el estudio de diferentes configuraciones. Con este propósito, primero explicaremos las capas de acoplamiento de 3 capas no conmensuradas y 5 capas parcialmente no conmensuradas. Una vez presentadas estudiaremos su respuesta en fase y magnitud en función de las impedancias utilizadas, la respuesta obtenida en la estructura BAW-CRF con estas configuraciones, y por último, la implementación de estas.

3.1 Capas de Acoplamiento alternativas

En el capítulo anterior se ha explicado el circuito eléctrico equivalente simplificado de un filtro CRF, el cual se puede observar en la Figura 2.6. A partir de este obtenemos que el modelo eléctrico de las capas de acoplamiento está formado por un inversor de impedancias. Un inversor de impedancias ideal es una red de dos puertos que tiene la propiedad, para todas las frecuencias, que la impedancia a la entrada Z_{IN} se puede escribir en función de la impedancia con la que está cargada la red, Z_L , como,

$$Z_{IN} = \frac{K^2}{Z_L} \quad (3.1)$$

Y su matriz ABCD se define,

$$ABCD_{inversor_ideal} = \begin{bmatrix} 0 & \pm jK \\ \pm j/K & 0 \end{bmatrix} \quad (3.2)$$

Donde K está definido como la impedancia característica del inversor. Así pues si la carga Z_L es una inductancia/conductancia, Z_{IN} será una conductancia/inductancia respectivamente, por lo que podemos decir que un inversor produce un cambio de fase de $\pm 90^\circ$ o un múltiplo impar de este desfase. [3-1]

La forma más simple para la implementación de un inversor es mediante una línea de transmisión de $\lambda/4$, donde la impedancia característica de la línea es igual a K . Esta solución da muy buenos resultados en filtros de banda estrecha. En el modelo mecánico está formado por una capa de grosor $\lambda/4$ e impedancia característica de la capa,

$$Z_{o_capa} = Z_{acústica_material} \cdot A \quad (3.3)$$

Donde A es el área de la capa y $Z_{acústica_material}$ es la impedancia acústica del material utilizado para la implementación de la capa. Debido a que existe un número reducido de materiales con los que implementar las capas de acoplamiento, en concreto siete, y

que el área de las láminas esta definida por las especificaciones de diseño, tendremos un valor limitado de valores del factor de acoplamiento que podremos implementar.

Una mejora del método anterior es la utilización de varias capas de grosor de $\lambda/4$, en las que utilizamos distintos materiales. La solución de 3 capas conmensuradas y 5 capas conmensuradas en las que se alternan capas de baja y alta impedancia aumentan el número de valores, aunque seguimos teniendo unos valores reducidos y la limitación de un rango discreto de K. La estructura de estas configuraciones se muestra en la Figura 3.1 y 3.2.

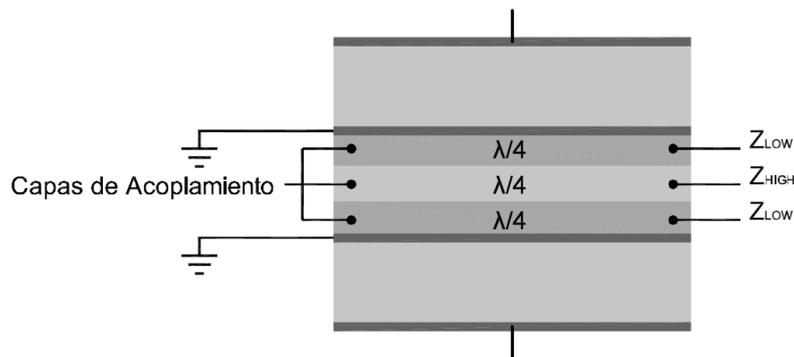


Figura 3.1: Estructura de un inversor de 3 capas conmensuradas

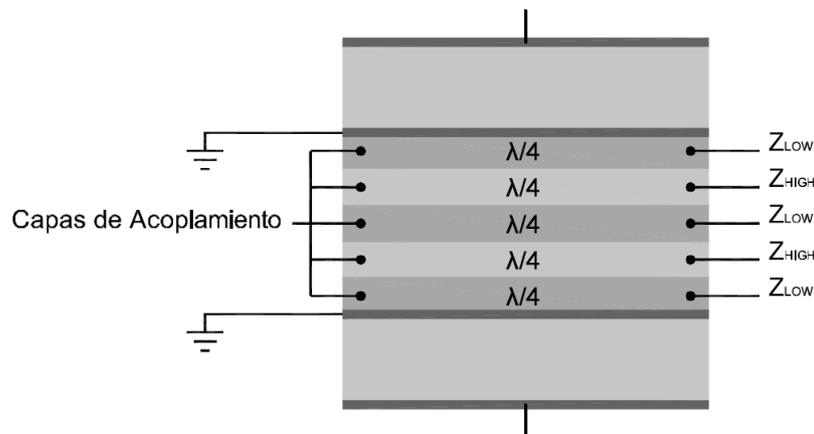


Figura 3.2: Estructura de un inversor de 5 capas conmensuradas

Existen configuraciones basadas en elementos concentrados y basadas en líneas de transmisión y elementos concentrados. En la Figura 3.3 se muestran un inversor formado por una T de condensadores, donde los condensadores se define a partir de K. Este tipo de soluciones ofrecen muy buenos resultados, pero el problema que surge es que no podemos implementar estas estructuras en el modelo mecánico.

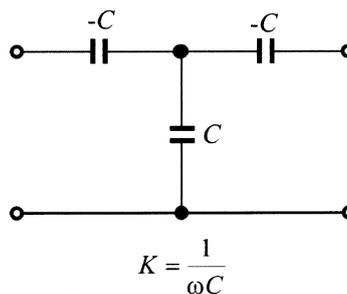


Figura 3.3: Inversor con T de condensadores

En la Figura 3.4 y 3.5 se muestra la magnitud y la fase, respectivamente, de las diferentes soluciones para la implementación de un inversor. Observamos que las mejores soluciones para la implementación de las capas de acoplamiento es la de una capa de $\lambda/4$ y la T de condensadores. En el caso de 3 capas conmensuradas, obtenemos un respuesta no plana en magnitud, y se produce un aumento de la pendiente un factor 3 respecto la pendiente de un capa de $\lambda/4$ debido al aumento del número de capas. De igual modo, en el caso de 5 capas conmensuradas, obtenemos un respuesta no plana en magnitud, y se produce un aumento de la pendiente un factor 5 respecto la pendiente de un capa de $\lambda/4$. Este empeoramiento de la respuesta provoca que el rango de frecuencias en las que se comporta como un inversor sea menor que el de una capa de $\lambda/4$ o una T de condensadores.

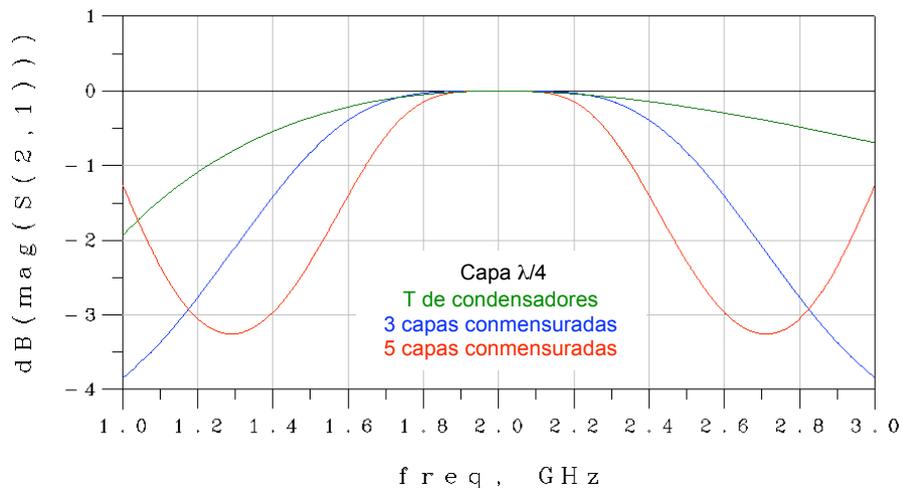


Figura 3.4: Respuesta en magnitud para $K=20$, $Z_{low}=10$ a una frecuencia de trabajo de 2GHz

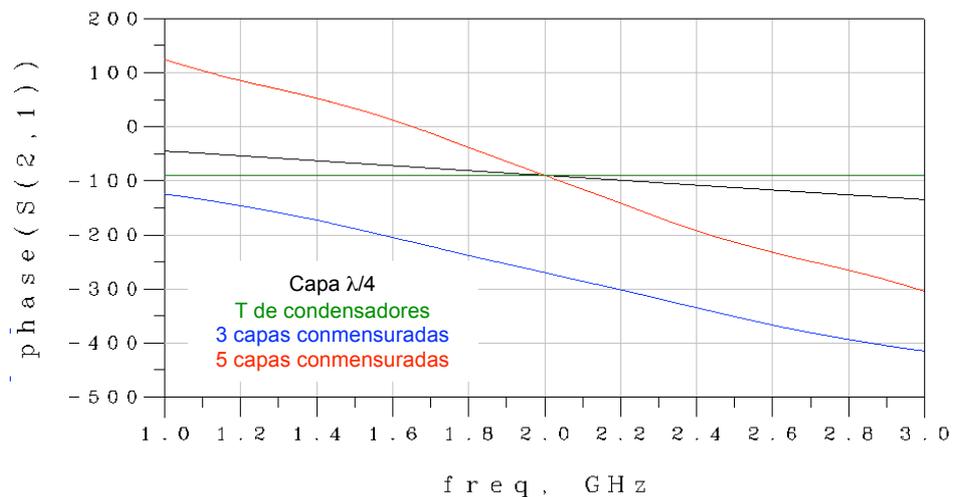


Figura 3.5: Respuesta en fase para $K=20$, $Z_{low}=10$ a una frecuencia de trabajo de 2GHz

Se han desarrollado diferentes métodos con el objetivo de obtener un rango continuo de valores de factor de acoplamiento, en los cuales, en lugar de ser fijas las longitudes acústicas, se fijan los valores de las impedancias, y en función del acoplamiento que se requiere, se obtienen las longitudes acústicas de las capas que forman el inversor de acoplamiento.

Uno de estos métodos es la utilización de tres capas no conmensuradas, donde la primera y tercera capa tiene una baja impedancia característica e igual longitud acústica ϕ_1 , y la segunda tiene alta impedancia y longitud acústica ϕ_2 , como se muestra en la Figura 3.6.

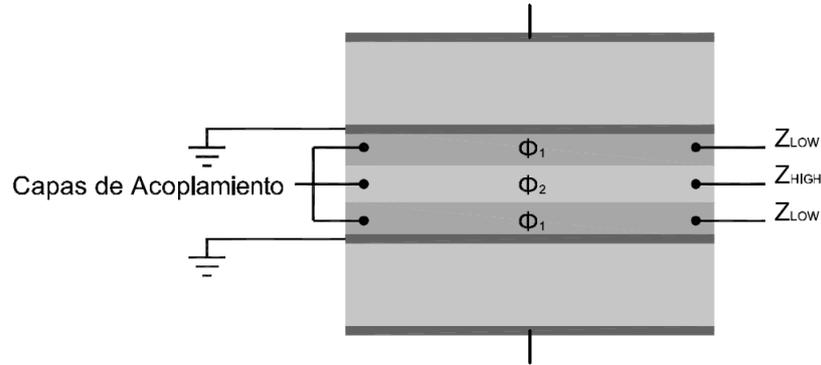


Figura 3.6: Estructura de 3 capas no conmensuradas

donde Z_{low} es la impedancia de la capa de baja impedancia característica, y Z_{high} la de la alta impedancia característica.

Mediante la aproximación del modo de propagación longitudinal unidimensional las capas pueden ser modeladas por líneas de transmisión. Por ello, para obtener el valor de las longitudes acústicas de las capas necesarias para un determinado factor de acoplamiento, igualamos las matrices ABCD de un inversor K , y la matriz ABCD del sistema formado por las tres líneas de transmisión.

La matriz ABCD de un inversor de impedancias es,

$$ABCD_{inversor} = \begin{pmatrix} 0 & \pm jK \\ \pm j/K & 0 \end{pmatrix} \quad (3.2)$$

Por otra parte, la matriz ABCD de la configuración de 3 capas no conmensuradas es,

$$ABCD_{3capas} = \begin{pmatrix} \cos(\phi_1) & jZ_{low} \sin(\phi_1) \\ \frac{j \sin(\phi_1)}{Z_{low}} & \cos(\phi_1) \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \cos(\phi_2) & jZ_{high} \sin(\phi_2) \\ \frac{j \sin(\phi_2)}{Z_{high}} & \cos(\phi_2) \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \cos(\phi_1) & jZ_{low} \sin(\phi_1) \\ \frac{j \sin(\phi_1)}{Z_{low}} & \cos(\phi_1) \end{pmatrix} \quad (3.3)$$

De esta forma obtenemos que las longitudes obtenidas son,

$$\phi_1 = \arctan \left(\sqrt{\frac{K^2 - Z_{high}^2}{Z_{low}^4 - K^2 Z_{high}^2}} Z_{low} \right) \quad (3.4)$$

$$\phi_2 = \arctan \left(\frac{(K^2 - Z_{low}^2) Z_{high}}{\sqrt{(Z_{low}^4 - K^2 Z_{high}^2)(K^2 - Z_{high}^2)}} \right) \quad (3.5)$$

El rango continuo de valores esta limitado bajo la condición que las longitudes acústicas deben ser reales, por tanto, el rango de trabajo es,

$$Z_{low}^2 / Z_{high} < K < Z_{high} \quad (3.6)$$

En el caso de requerir valores que no se encuentren dentro de este rango, podemos utilizar cinco capas parcialmente no conmensuradas. Donde por simplicidad, las capas de alta impedancia tiene una longitud de $\lambda/4$, y por tanto, sólo debemos definir ϕ_1 y ϕ_3 como se muestra en la Figura 3.7.

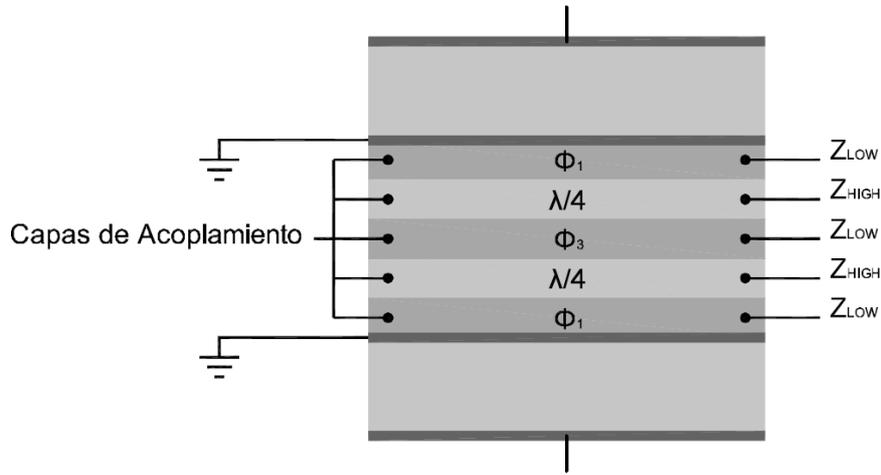


Figura 3.7: Estructura de 5 capas parcialmente no conmensuradas

Para obtener el valor de las longitudes acústicas necesarias, realizamos el mismo procedimiento que en el caso anterior, de manera que la matriz ABCD de la configuración de 5 capas no conmensuradas es,

$$ABCD_{5capas} = \begin{pmatrix} \cos(\phi_1) & jZ_{low} \sin(\phi_1) \\ \frac{j \sin(\phi_1)}{Z_{low}} & \cos(\phi_1) \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} 0 & \pm jZ_{high} \\ \pm j/Z_{high} & 0 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \cos(\phi_3) & jZ_{low} \sin(\phi_3) \\ \frac{j \sin(\phi_3)}{Z_{low}} & \cos(\phi_3) \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} 0 & \pm jZ_{high} \\ \pm j/Z_{high} & 0 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \cos(\phi_1) & jZ_{low} \sin(\phi_1) \\ \frac{j \sin(\phi_1)}{Z_{low}} & \cos(\phi_1) \end{pmatrix} \quad (3.7)$$

Finalmente, obtenemos que las longitudes son,

$$\phi_1 = \arctan \left(\frac{\sqrt{K^2 Z_{low}^2 - Z_{high}^4}}{\sqrt{Z_{low}^6 - K^2 Z_{high}^4}} Z_{low} \right) \quad (3.8)$$

$$\phi_3 = \arctan \left(\frac{(K^2 - Z_{low}^2) Z_{low} Z_{high}^2}{\sqrt{(Z_{low}^6 - K^2 Z_{high}^4)(K^2 Z_{low}^2 - Z_{high}^4)}} \right) \quad (3.9)$$

Ahora el rango de funcionamiento obtenido es:

$$Z_{low}^3 / Z_{high}^2 < K < Z_{high}^2 / Z_{low} \quad (3.10)$$

Mediante este método podemos obtener un rango mayor de valores realizando diferentes combinaciones, aunque en el anterior caso, se obtiene valores dentro de los típicos obtenidos. [3-2]

En la Figura 3.8 y 3.9 se muestra la respuesta en magnitud y fase, respectivamente, en las que comparamos diferentes soluciones para la implementación de las capas de acoplamiento. En primer lugar, la opción que se asemeja más a un inversor ideal es la solución de una capa de $\lambda/4$, pero como ya hemos comentado, ofrece un número muy reducido de valores de K. En el caso de las estructuras formadas por tres capas, observamos que la solución planteada de 3 capas no conmensuradas para la obtención de un rango continuo de K, ofrece un mayor ancho de banda en magnitud y una menor pendiente de fase que la solución de 3 capas conmensuradas. Es decir, con un mismo nombre de capas, la solución de 3 capas no conmensuradas ofrece un mayor ancho de banda en el que se comporta como un inversor, el cual se asemeja al de una capa de $\lambda/4$, y además ofrece un rango continuo de K.

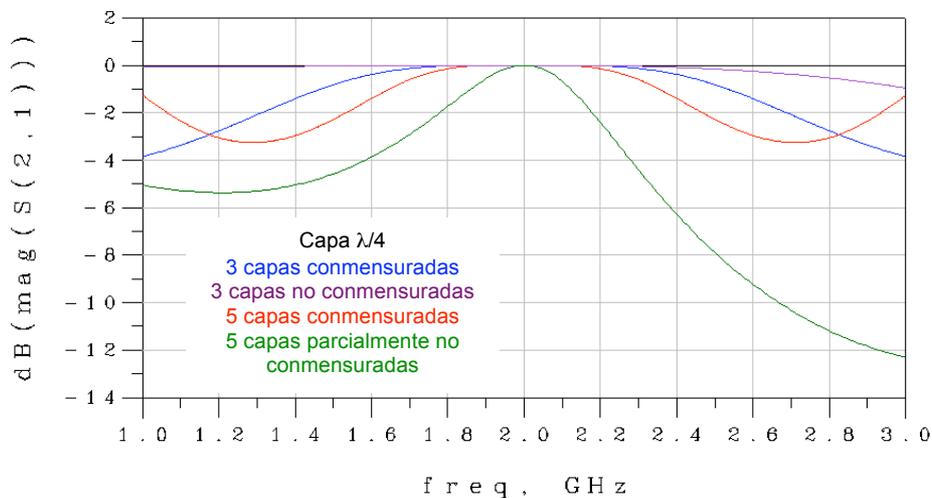


Figura 3.8: Respuesta en magnitud para $K=20$, $Z_{low}=10$ a una frecuencia de trabajo de 2GHz, y $Z_{high}=60$ en las soluciones de 3 capas no conmensuradas y 5 capas parcialmente no conmensuradas

En el caso de las estructuras de cinco capas, sucede lo mismo que con las estructuras de tres capas, donde la solución planteada de 5 capas parcialmente no conmensuradas ofrece un mayor rango de frecuencias en las que se comporta como un inversor que las que ofrece la solución de 5 capas conmensuradas, y además nos permite obtener un rango continuo de K.

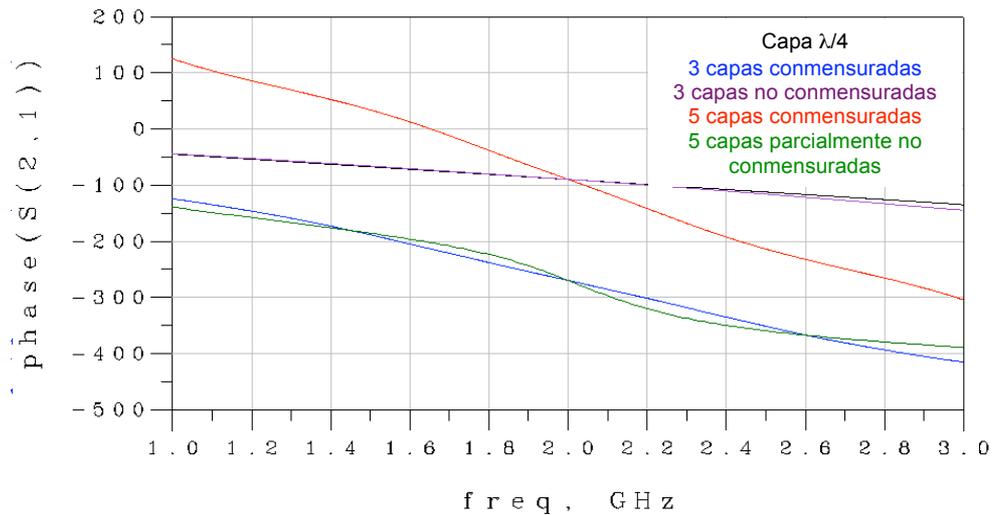


Figura 3.9: Respuesta en fase para $K=20$, $Z_{low}=10$ a una frecuencia de trabajo de 2GHz, y $Z_{high}=60$ en las soluciones de 3 capas no conmensuradas y 5 capas parcialmente no conmensuradas

Por todo lo mencionado anteriormente, el estudio de las soluciones de 3 capas no conmensuradas y 5 capas parcialmente no conmensuradas se realizará en comparación con una capa de $\lambda/4$, es decir, con la solución que presenta la respuesta que más se asemeja a un inversor ideal.

3.2 Capas de Acoplamiento de 3 capas no conmensuradas

Una vez hemos presentado la solución de 3 capas no conmensuradas para la obtención de un rango continuo de factores de acoplamiento, el siguiente paso es estudiar la respuesta en magnitud y fase de esta configuración, como afecta su utilización en la respuesta de la estructura BAW-CRF y las limitaciones que presenta. Mediante la aproximación del modo de propagación longitudinal unidimensional las capas pueden ser modeladas por líneas de transmisión. Esto nos permite llevar a cabo el estudio de las capas de acoplamiento mediante las herramientas ampliamente conocidas en el campo electromagnético. Por tanto, nos referiremos a las capas de acoplamiento como líneas de acoplamiento.

3.2.1 Estudio de la respuesta en fase y magnitud

A continuación realizamos el estudio del comportamiento en magnitud y en fase de las líneas de acoplamiento de 3 capas no conmensuradas, con el objetivo de estudiar como afectan los valores de las impedancias utilizadas en la respuesta.

En la Figura 3.10 se muestra el esquemático del sistema, en el que las impedancias fuente y carga son iguales a K .

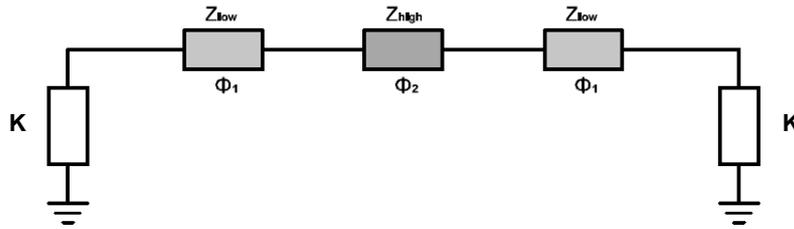


Figura 3.10: Esquemático de 3 capas no conmensuradas

Como ya hemos comentado, el rango continuo de valores esta limitado bajo la condición de que las longitudes acústicas deben ser reales, por tanto, el rango de trabajo es,

$$Z_{low}^2 / Z_{high} < K < Z_{high} \tag{3.11}$$

Esto nos limitará los valores de las impedancias. El valor de Z_{low} puede ser menor o mayor que K siempre y cuando se cumplan los límites establecidos. Por otra parte, Z_{high} debe ser siempre mayor que K debido al límite superior.

El estudio del comportamiento en fase y magnitud en función del valor de Z_{low} , se realiza para unos valores de $Z_{high}=80$, $K=20$ y una frecuencia de funcionamiento de 2GHz.

Para $Z_{low} < K$, en la Figura 3.11 y Figura 3.12 se observa la respuesta en magnitud y fase en función de Z_{low} , respectivamente.

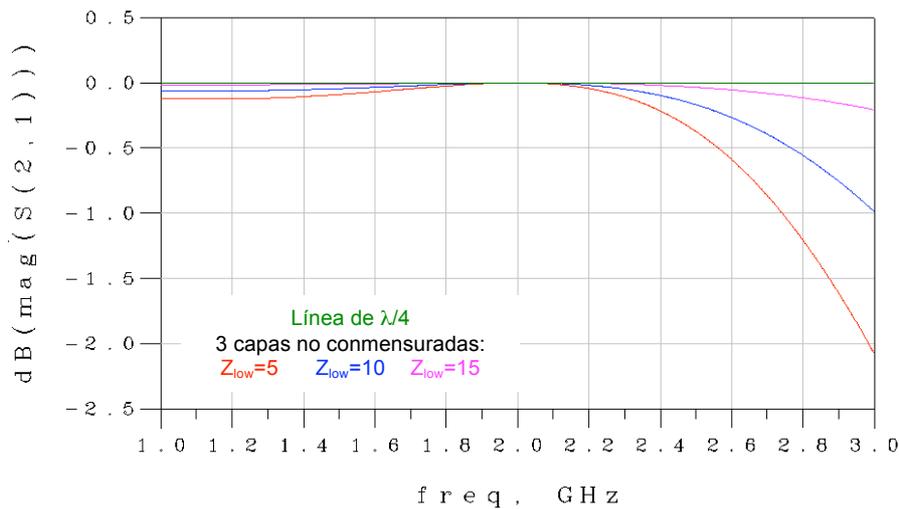


Figura 3.11: Respuesta en magnitud

Cuando $Z_{low} < K$, a medida que disminuimos Z_{low} , obtenemos un aumento de la pendiente de la fase y la respuesta en magnitud se aleja cada vez más de una respuesta plana como en la de un inversor. Esto se traduce en una disminución del rango de frecuencias en las que se comporta como un inversor. Por otra parte, el valor mínimo de Z_{low} se define como aquel con el que obtenemos $\phi_{total} = \phi_2$.

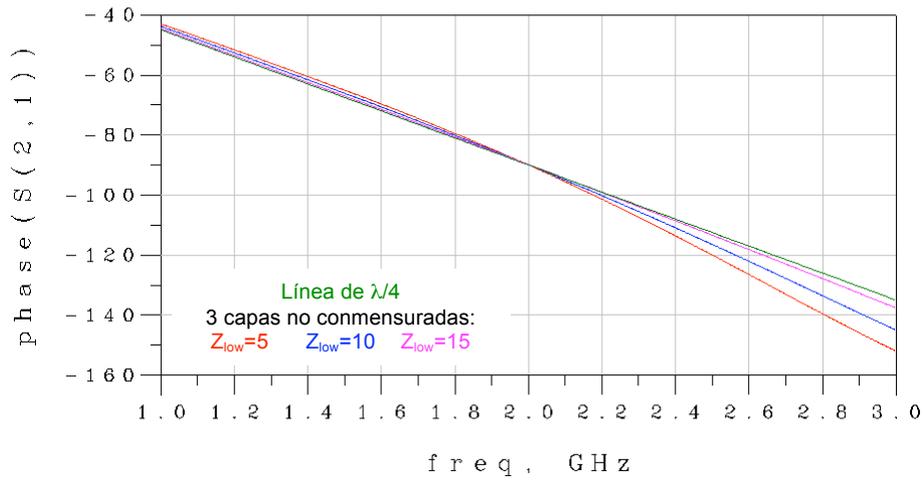


Figura 3.12: Respuesta en fase

Por otra parte, en la Figura 3.13 y Figura 3.14 se puede observar para el caso en que $Z_{low} > K$, el comportamiento en magnitud y fase en función de Z_{low} , respectivamente.

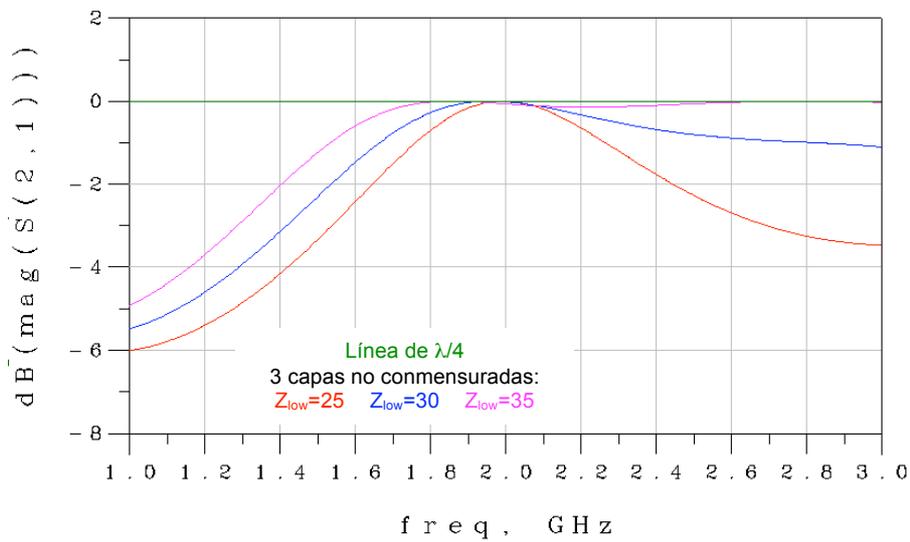


Figura 3.13: Respuesta en magnitud

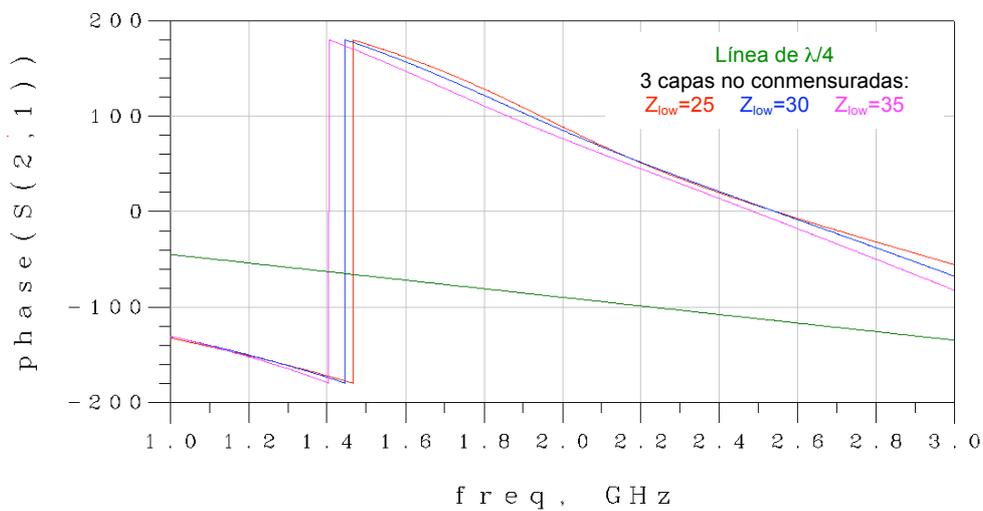


Figura 3.14: Respuesta en fase

Cuando $Z_{low} > K$, el aumento de la pendiente de la fase y la disminución del ancho de banda es mucho mayor que en el caso de $Z_{low} < K$, y además este empeoramiento de la respuesta se produce, al contrario que en el otro caso, cuando Z_{low} tiende a K . A priori es lógico que en ambos casos, cuando Z_{low} tiende a K , la respuesta mejore, ya que cuando Z_{low} y K son iguales, obtenemos una línea de 90° de longitud e impedancia característica Z_{low} . Pero cuando $Z_{low} > K$, la longitud de la capa de alta impedancia obtenida es negativa, y evidentemente, no puede implementarse. Por ello, sumamos a la longitud obtenida 180° , para poder implementarla. Esto hace que se produzca que cuando Z_{low} tiende a K , empeore la respuesta. Por otra parte, se produce un desplazamiento en fase, debido al cual a la frecuencia central no obtenemos $\pm 90^\circ$.

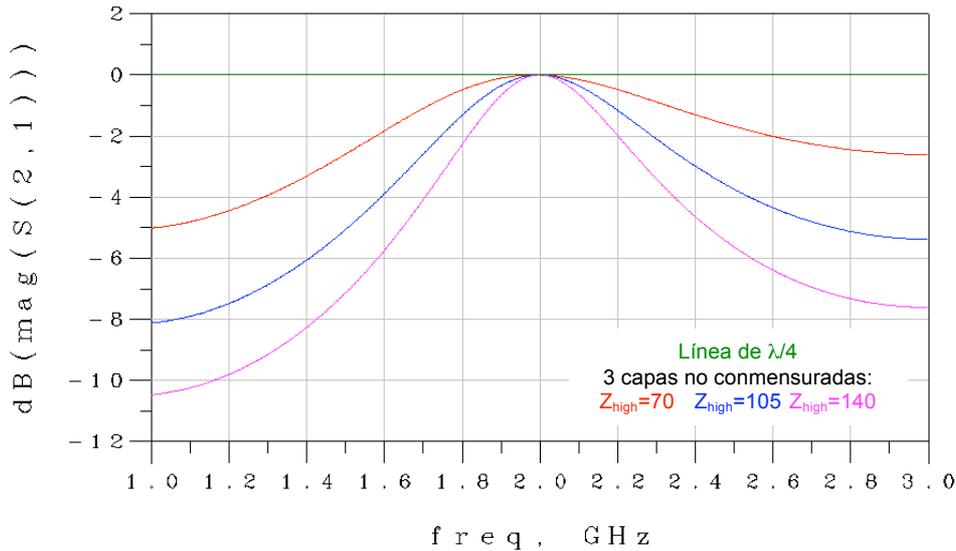


Figura 3.15: Respuesta en magnitud

El siguiente paso es estudiar como afecta el valor de Z_{high} para una Z_{low} determinada. En el caso en que $Z_{low} < K$, el valor de Z_{high} no afecta a la respuesta en magnitud ni tampoco en fase. En cambio, en el caso de $Z_{low} > K$ el valor de Z_{high} si que afecta en el comportamiento en frecuencia. En la Figura 3.15 y Figura 3.16 se muestra la respuesta en magnitud y fase, respectivamente, para una $K=20$ y $Z_{low}=25$. Donde cuanto menor es Z_{high} , menor desplazamiento y reducción del ancho de banda se produce para un mismo valor de Z_{low} .

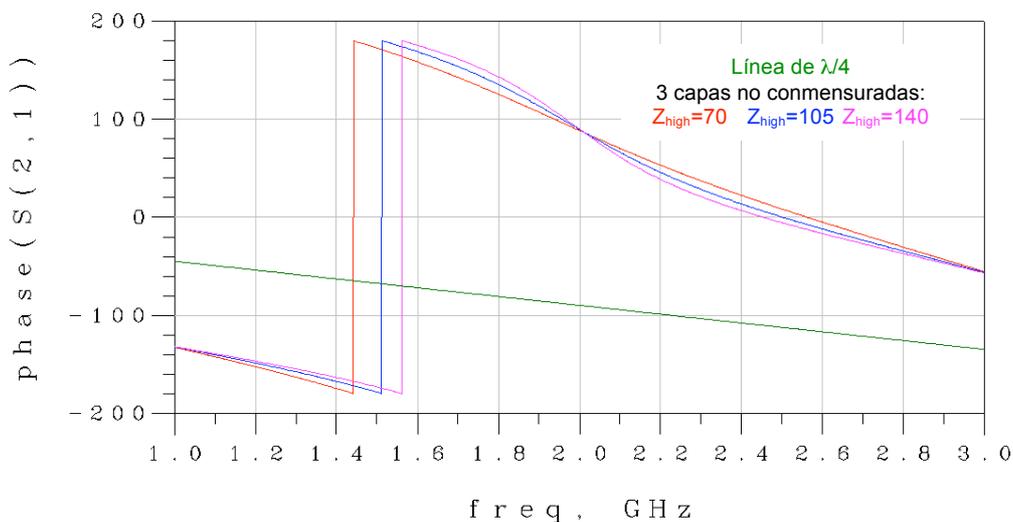


Figura 3.16: Respuesta en fase

Por tanto, se pueden distinguir dos comportamientos en función del valor de Z_{low} respecto K . Cuando $Z_{low} < K$, nos interesará que Z_{low} sea lo más cercano posible a K para obtener la menor reducción de ancho de banda posible, y Z_{high} podrá tener cualquier valor. Por otra parte, cuando $Z_{low} > K$, no se comporta como un inversor, lo cual provoca que siempre tengamos que trabajar en el rango de baja impedancia en el que se cumpla que $Z_{low} < K$.

3.2.2 Estudio de la respuesta de la estructura BAW-CRF

Una vez realizado el estudio del comportamiento de las líneas de acoplamiento de 3 capas no conmensuradas, se lleva a cabo el análisis del efecto de la utilización de estas en la respuesta de la estructura BAW-CRF.

Debido a que cuando $Z_{low} > K$ esta configuración no se comporta como un inversor, nos centraremos en el estudio de 3 capas no conmensuradas cuando $Z_{low} < K$. Además, como en este último caso, el valor de Z_{high} no afecta al comportamiento del inversor, nos centraremos en la respuesta obtenida del filtro en función de la Z_{low} utilizada.

A continuación se estudia la respuesta de un filtro pasobanda de Chebyshev de orden 2 con las características que se muestran en la Tabla 3.1. En este análisis se compara el comportamiento obtenido mediante la utilización de una línea de $\lambda/4$ y mediante 3 capas no conmensuradas. En este último caso, para diferentes valores de Z_{low} .

| Especificaciones del filtro | |
|-----------------------------|----------|
| $f_{central}$ | 2 GHz |
| FBW | 0.025 |
| Rizado | 0.1dB |
| g_0 | 1 |
| g_1 | 0.8431 |
| g_2 | 0.6022 |
| g_3 | 1.3554 |
| Z_{high} | 20 ohms |
| K | 0.156044 |

Tabla 3.1: Especificaciones del filtro

En la respuesta frecuencial de una estructura BAW-CRF, donde las líneas de acoplamiento se implementan mediante una línea de $\lambda/4$, aparece varios espurios por causas diferentes. Una parte de los espurios son producidos por la resonancia de la estructura BAW, y otra parte es debida a la periodicidad de las líneas de la estructura. En la Figura 3.17 se muestra la respuesta del filtro, donde se aprecia el primer espurio inferior y superior. Además, se observa que la utilización de 3 capas no conmensuradas respecto un línea de $\lambda/4$ conlleva el desplazamiento hacia la frecuencia central del primer espurio superior del filtro, y donde este desplazamiento depende de Z_{low} .

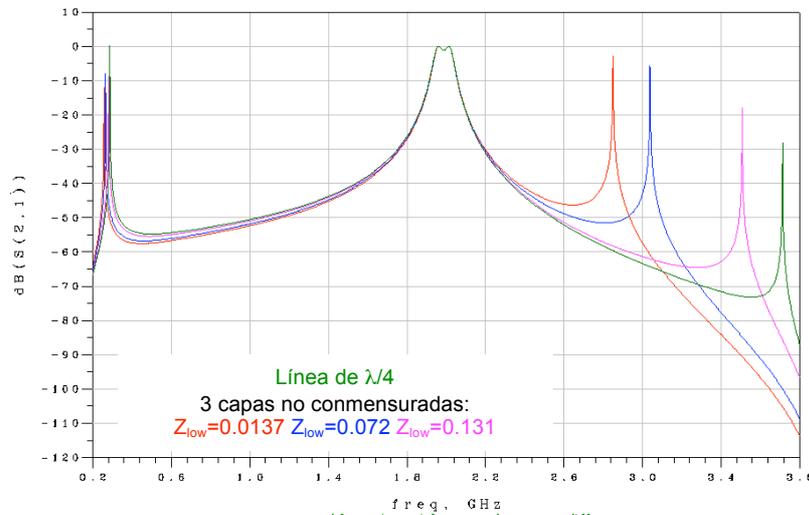


Figura 3.17: Respuesta de la estructura BAW-CRF

En la Figura 3.18 se muestra la respuesta de una línea $\lambda/4$ y de 3 capas no conmensuradas para $Z_{low}=0.0137$, donde observamos que si disminuimos el span, en la parte inferior se produce una disminución del ancho de banda debido a la respuesta no plana en magnitud y a la pendiente de la fase del inversor de 3 capas no conmensuradas. En la parte superior, aumenta ligeramente la frecuencia de corte superior debido al desplazamiento del primer espurio superior. En el caso de no producirse el desplazamiento del espurio, obtendríamos el mismo efecto producido en la parte inferior del filtro.

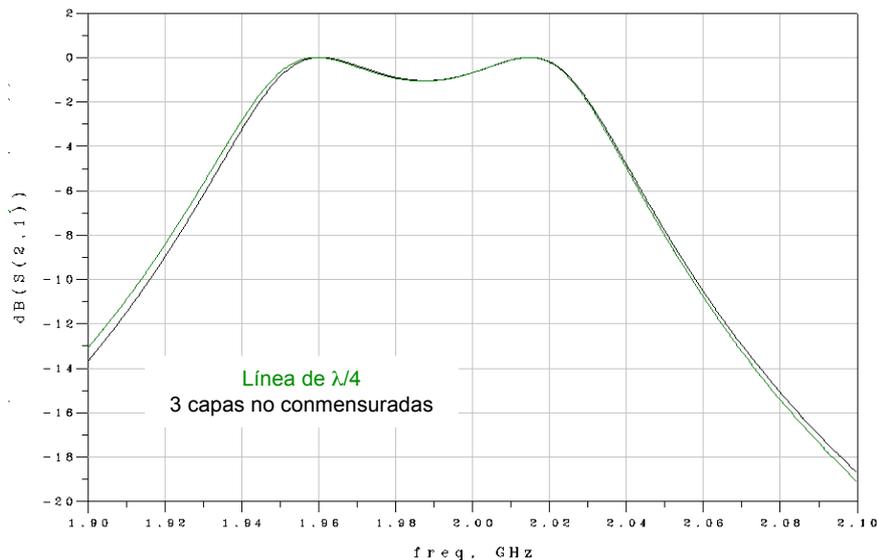


Figura 3.18: Respuesta de la estructura BAW-CRF

Por tanto, la utilización de esta solución como líneas de acoplamiento conlleva el desplazamiento del primer espurio superior hacia la frecuencia central del filtro, y la reducción del ancho de banda. Ambos son de gran importancia, por ello en los siguientes apartados estudiaremos estos efectos.

3.2.2.1 Respuesta espuria

En el apartado anterior hemos estudiado la respuesta de la estructura BAW-CRF mediante la utilización de 3 capas no conmensuradas como líneas de acoplamiento entre los dos resonadores. A continuación nos centraremos en los patrones de comportamiento del desplazamiento del primer espurio superior hacia la frecuencia central.

A partir de la Figura 3.17 se observa que a medida que disminuye el valor de la impedancia de las capas uno y tres, y consecuentemente, el valor de sus longitudes, disminuye la distancia frecuencial entre el espurio y la frecuencia central del filtro. Esto se produce por la variación de la periodicidad de las líneas.

Existe otro parámetro que influye en el desplazamiento frecuencial producido, este es el ancho de banda relativo. En la Figura 3.19 se muestra el desplazamiento en frecuencia del espurio superior en función de Z_{low} respecto la frecuencia del espurio en el caso del uso de una línea de $\lambda/4$, para diferentes valores de ancho de banda relativo. Donde podemos observar que cuanto menor es este, mayor desplazamiento frecuencial del espurio superior se produce para unos mismos valores de Z_{low} .

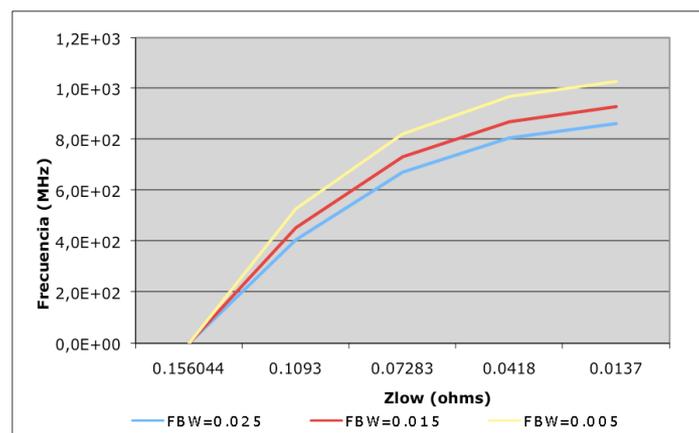


Figura 3.19: Desplazamiento del espurio superior

3.2.2.2 Reducción del ancho de banda

Una vez estudiado el desplazamiento de los espurios en función de Z_{low} hacia la frecuencia central del filtro, en este apartado nos centraremos en la reducción del ancho de banda producido en la estructura BAW-CRF, mediante la utilización de 3 capas no conmensuradas como líneas de acoplamiento respecto en el caso en que se utiliza una línea de $\lambda/4$.

Esta reducción, como ya hemos comentado, se produce por la disminución del ancho de banda de la respuesta, tanto en magnitud y fase, en que la configuración se comporta como un inversor. La reducción del ancho de banda en magnitud del inversor es debida a la respuesta no plana de esta, y la reducción en fase, es producida por el aumento de la pendiente de la fase respecto a la respuesta de una línea de $\lambda/4$.

En la Tabla 3.2 se muestran las especificaciones del filtro con el que se realiza el estudio.

| Especificaciones del filtro | |
|-----------------------------|---------|
| f_{central} | 2GHz |
| g_0 | 1 |
| g_1 | 0.8431 |
| g_2 | 0.6022 |
| g_3 | 1.3554 |
| Rizado | 0.1dB |
| Z_{high} | 20 ohms |

Tabla 3.2: Especificaciones del filtro

En la Figura 3.20 se muestra la reducción del ancho de banda en función de Z_{low} para diferentes FBW. Se observa que a medida que disminuye el valor de Z_{low} se produce el aumento de la reducción del ancho de banda, y cuanto mayor es el FBW, mayor es esta.

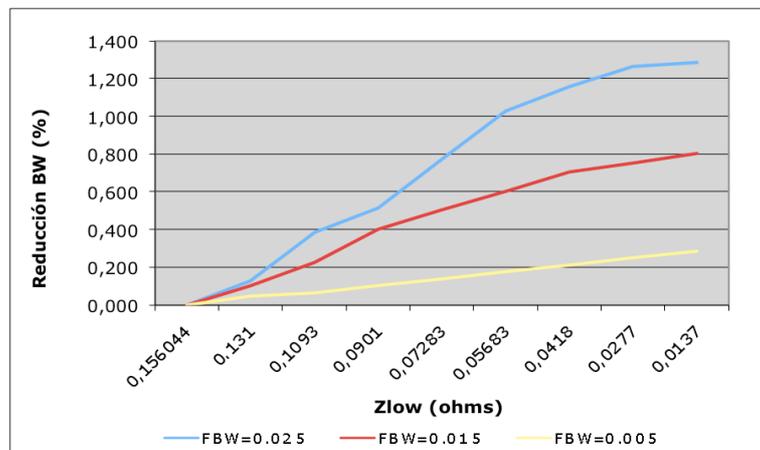


Figura 3.20: Reducción del ancho de banda

3.2.3 Implementación

En este último apartado referente a la configuración de 3 capas no conmensuradas, estudiaremos las condiciones que se deben tener en cuenta en la implementación de estas en estructuras BAW-CRF.

La primera condición que debe cumplirse es que la impedancia de las capas de baja impedancia sea menor que K. Esto es debido, como hemos visto anteriormente, que en el caso contrario no se obtiene la respuesta de un inversor.

Es decir, debe cumplirse,

$$Z_{\text{low}} \cdot A < K_{\text{coupling}} \quad (3.12)$$

$$Z_{\text{low}} \cdot A < \frac{\pi \cdot \text{FBW} \cdot Z_p \cdot A}{2\sqrt{g_1 g_2}} \quad (3.13)$$

A partir de (13) obtenemos la condición de que,

$$\frac{Z_{low}}{Z_p} \frac{2\sqrt{g_1 g_2}}{\pi} < FBW \quad (3.14)$$

Como ya hemos comentado anteriormente, existe una limitación en frecuencia debida a las aproximaciones realizadas, de manera que el ancho de banda relativo máximo que podemos implementar es del 3%. Si introducimos bobinas para la implementación de los condensadores negativos de los extremos, podemos llegar a implementar anchos de banda relativos del 5%. Esto nos condicionará el rizado que podremos tener en el filtro para que se cumpla (3.14).

Por otra parte, en función de los materiales utilizados obtendremos una determinada relación entre el rizado y el ancho de banda relativo que puede implementarse. En la Figura 3.21 se muestra el ancho de banda relativo necesario para que se cumpla (3.14) en función del rizado. En este caso hemos elegido que el material piezoeléctrico sea AlN y el material de baja impedancia sea SiO₂, de manera que, el ancho de banda relativo mínimo sea lo más pequeño posible. En la Figura 3.21 observamos que para un ancho de banda relativo del 3%, el rizado máximo es de 0,0001dB, y que para un 5% es de 0,0007dB de rizado para que se cumpla la condición.

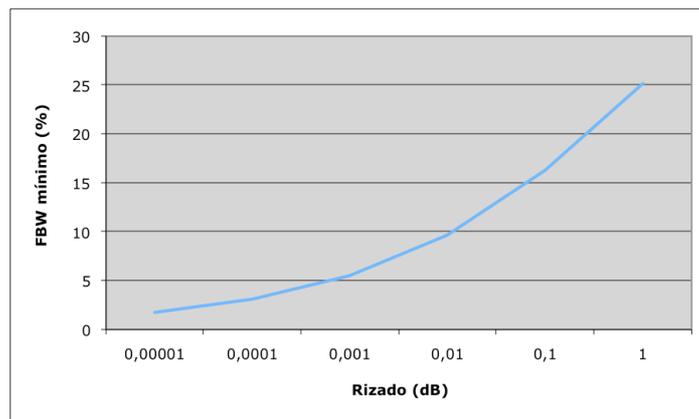


Figura 3.21: FBW vs. Rizado

También se debe cumplir que las longitudes obtenidas sean reales, por tanto, debe cumplirse,

$$Z_{high} \cdot A > K_{coupling} \quad (3.15)$$

A partir de (3.15) obtenemos,

$$\frac{Z_{high}}{Z_p} \frac{2\sqrt{g_1 g_2}}{\pi} > FBW \quad (3.16)$$

En la Figura 3.22 se muestra el ancho de banda máximo en función del rizado cuando el material del piezoeléctrico es AlN y el de la capa de alta impedancia es W. En esta observamos que el ancho de banda relativo máximo siempre es mucho mayor, con esta combinación de materiales, que el ancho de banda relativo máximo que puede implementarse debido a las aproximaciones.

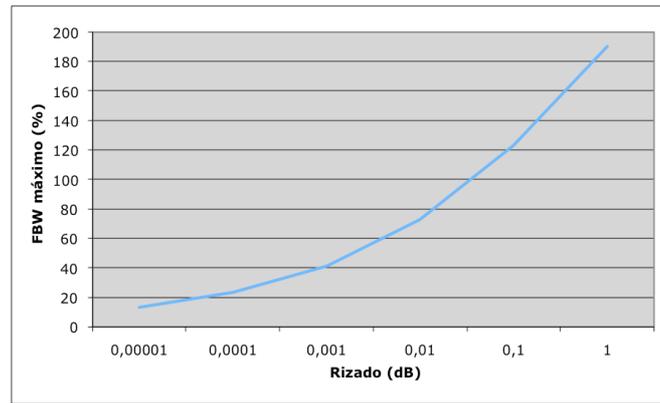


Figura 3.22: FBW vs. Rizado

Por tanto, la condición más importante y más difícil de cumplir es (3.14). Además, la condición (3.16) con la combinación de materiales utilizados siempre se cumplirá.

Esta topología de diseño presenta dos inconvenientes. El primero es que para los valores requeridos de rizado es necesario la introducción de dos bobinas en los extremos para emular el comportamiento de los condensadores negativos despreciados, de valor igual a,

$$L_{cond_negativo} = \frac{1}{\omega_o^2 \cdot C_{01}} \quad (3.17)$$

El segundo inconveniente es que en función del rizado existe un FBW máximo que puede implementarse para obtener la respuesta deseada. En la Figura 3.23 se muestra el FBW máximo en función del rizado cuando se han introducido las bobinas que emulan los condensares negativos de los extremos. Debido a esta limitación, para los valores requeridos de rizado con los que $Z_{low} < K$, el FBW máximo que puede implementarse es menor que el mínimo para que $Z_{low} < K$. Por tanto, mediante esta topología de diseño no puede utilizarse la solución de 3 capas no conmensuradas.

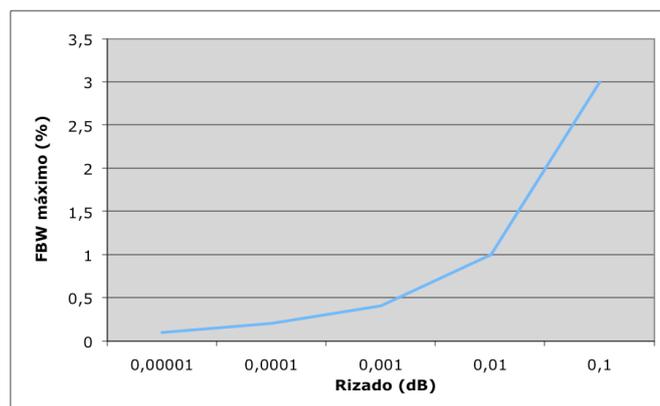


Figura 3.23: FBW vs. Rizado

Una vez realizado el estudio de 3 capas no conmensuradas, podemos afirmar que es una buena solución para la implementación de las capas de acoplamiento en filtros CRF. Ya que aunque se produce una reducción del ancho de banda y un cierto empeoramiento de la respuesta espuria, hay que tener en cuenta que hemos realizado el análisis respecto una solución muy buena como es una capa de $\lambda/4$, y que esta sólo ofrece un número muy reducido de valores de K , mientras que la solución de 3 capas no conmensuradas ofrece un rango continuo.

3.3 Capas de Acoplamiento de 5 capas parcialmente no conmensuradas

La segunda alternativa presentada para la obtención de un rango continuo de factores de acoplamiento es la configuración de 5 capas parcialmente no conmensuradas. En este apartado realizaremos el mismo proceso de estudio llevado a cabo con la configuración de 3 capas no conmensuradas, es decir, estudiaremos la respuesta en magnitud y fase de esta configuración, como afecta su utilización en la respuesta de la estructura BAW-CRF, y su implementación.

3.3.1 Estudio de la respuesta en magnitud y fase

En este apartado se realiza el estudio de la respuesta en magnitud y fase de las líneas de acoplamiento de 5 capas parcialmente no conmensuradas.

Como ya hemos comentado, el rango continuo de valores esta limitado bajo la condición que las longitudes acústicas deben ser reales, por tanto, el rango de trabajo es,

$$Z_{low}^3 / Z_{high}^2 < K < Z_{high}^2 / Z_{low} \quad (3.18)$$

Con esta configuración Z_{high} puede ser menor que K . Por tanto, tendremos que analizar el comportamiento en función de si Z_{high} o Z_{low} son mayores o menores que K , teniendo siempre en cuenta que $Z_{low} < Z_{high}$.

El esquemático utilizado se muestra en la Figura 3.24 En todos los siguientes casos analizaremos el comportamiento para una $K=20$ a 2GHz.

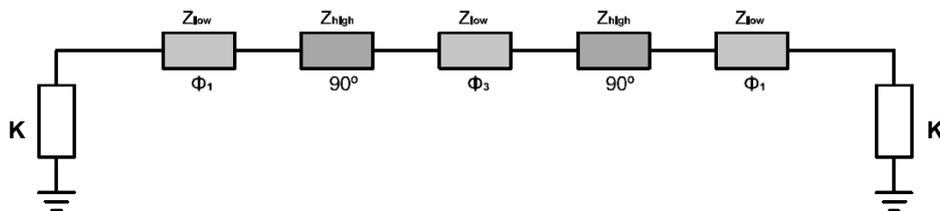


Figura 3.24: Esquemático de 5 capas parcialmente no conmensuradas

3.3.1.1 $Z_{low} < K$ y $Z_{high} < K$

Para $Z_{low} < K$ y $Z_{high} < K$, primero fijaremos $Z_{high}=18$ y obtenemos la respuesta en función de Z_{low} en magnitud y fase como se muestra en la Figura 3.25 y Figura 3.26, respectivamente. En el caso de la respuesta en magnitud se obtiene una respuesta plana en las frecuencias inferiores de la frecuencia de trabajo, pero en las superiores en función de Z_{low} varia el ancho de banda. En ambos casos a medida que Z_{low} es mayor se produce una menor reducción del ancho de banda en el que se comporta como un inversor.

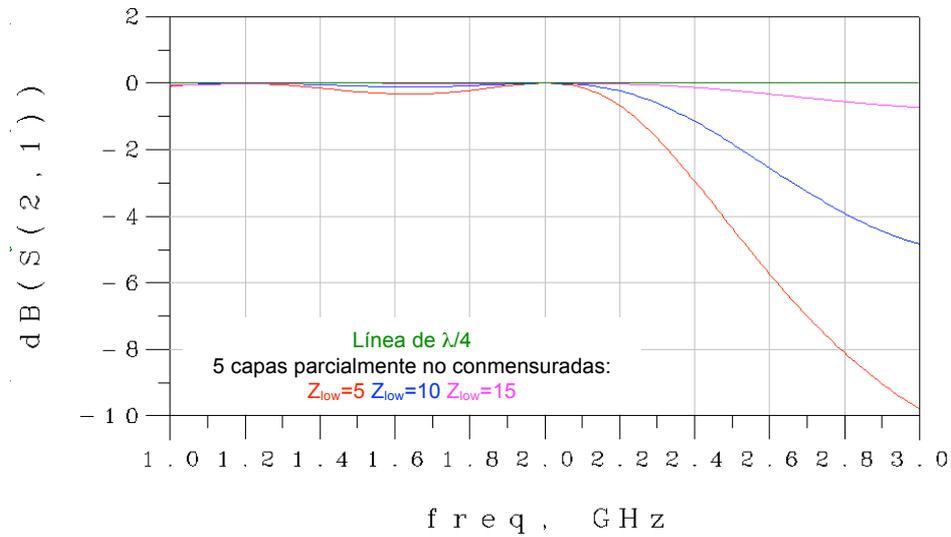


Figura 3.25: Respuesta en magnitud

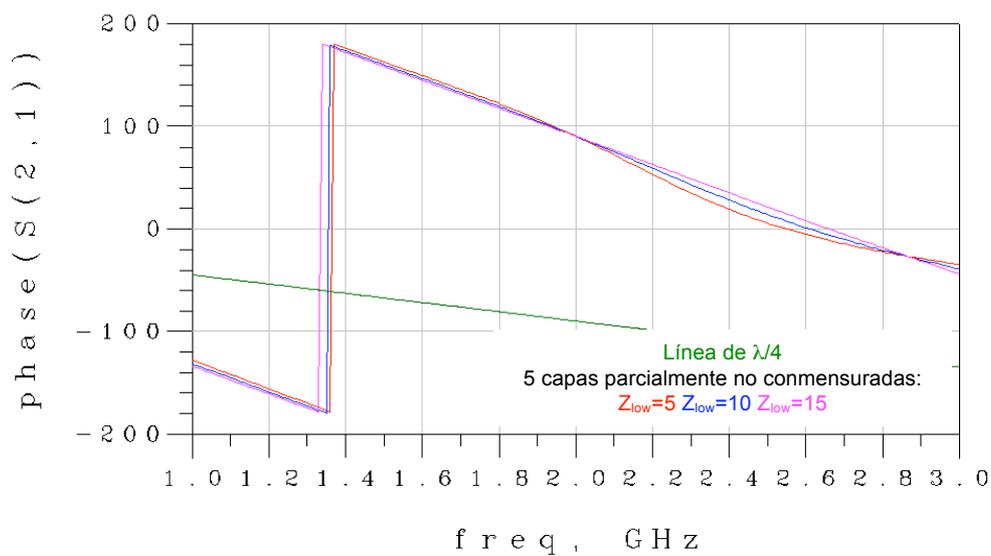


Figura 3.26: Respuesta en fase

En la Figura 3.27 y Figura 3.28 se muestra el comportamiento en magnitud y fase, respectivamente, en el caso en que fijamos $Z_{low}=1$, y obtenemos la respuesta en función de Z_{high} . A partir de esta se muestra que cuanto mayor es Z_{high} menor reducción de ancho de banda en el cual se comporta como un inversor.

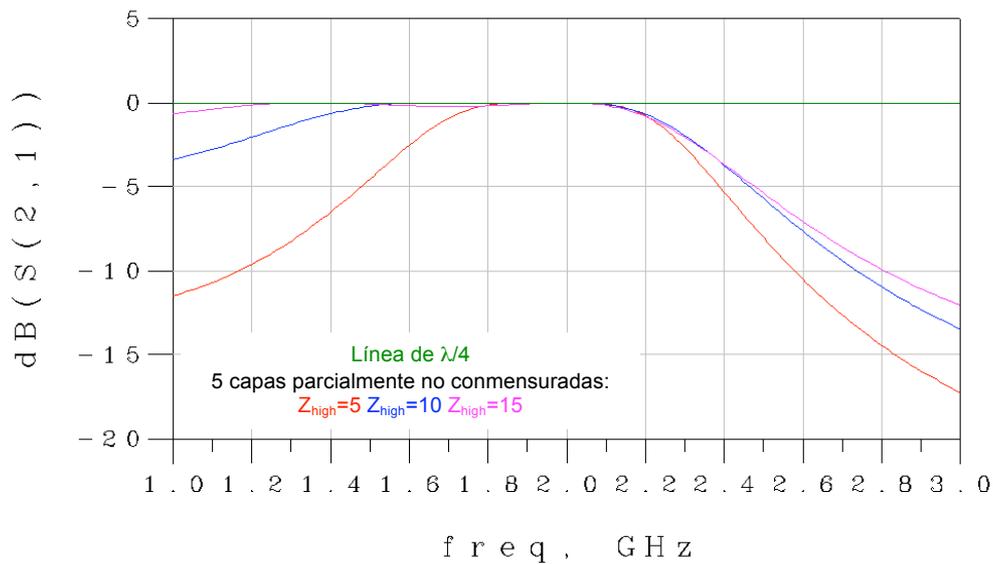


Figura 3.27: Respuesta en magnitud

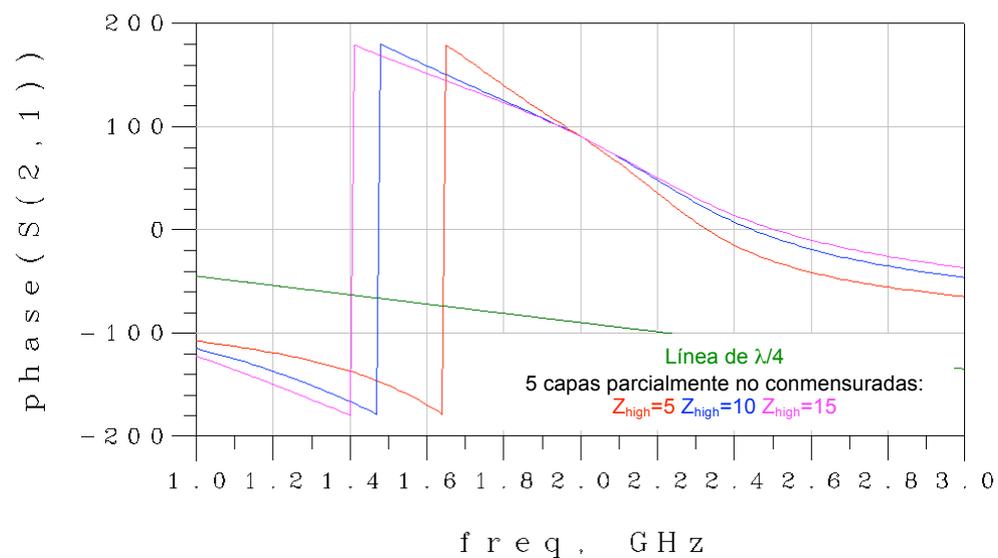


Figura 3.28: Respuesta en fase

3.3.1.2 $Z_{low} < K$ y $Z_{high} > K$

Para el caso en que $Z_{low} < K$ y $Z_{high} > K$, en primer lugar, analizamos el comportamiento en función del valor de Z_{low} para $Z_{high} = 80$.

En la Figura 3.29 y Figura 3.30 se muestra el comportamiento en magnitud y fase en función de Z_{low} , respectivamente. En ambos casos, se observa que cuanto mayor es Z_{low} , el ancho de banda en el que se comporta como un inversor es mayor.

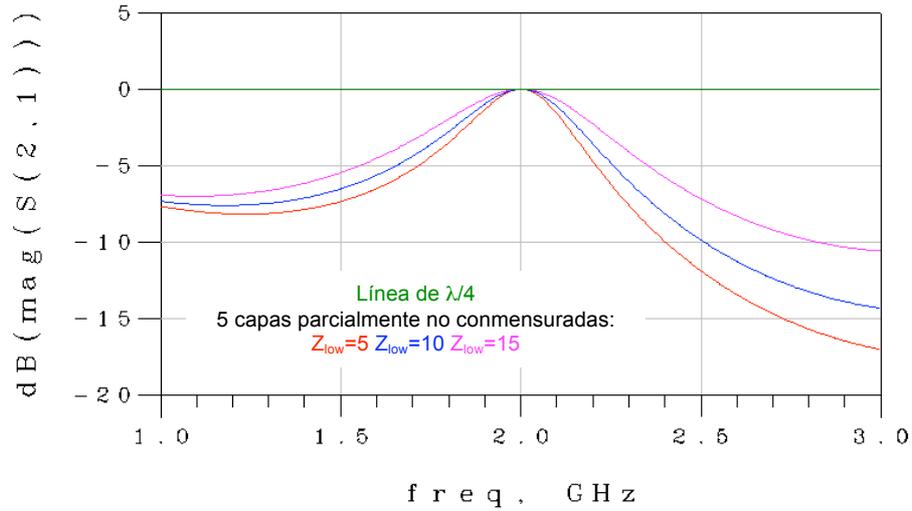


Figura 3.29: Respuesta en magnitud

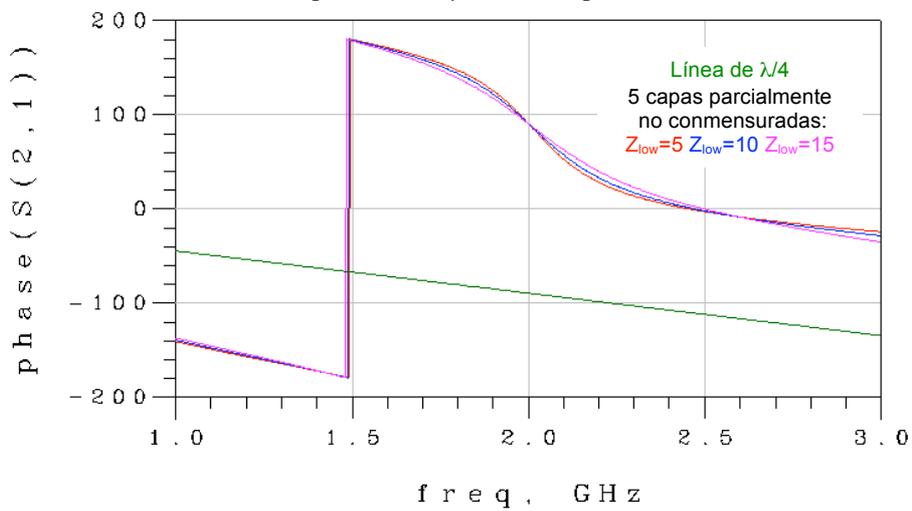


Figura 3.30: Respuesta en fase

Para el caso en que fijamos Z_{low} , le asignamos un valor igual 10. En la Figura 3.31 y Figura 3.32 se muestra el comportamiento obtenido en magnitud y fase en función de Z_{high} cuando este es mayor que K , respectivamente. En este caso, se obtiene un mayor ancho de banda cuando Z_{high} es menor.

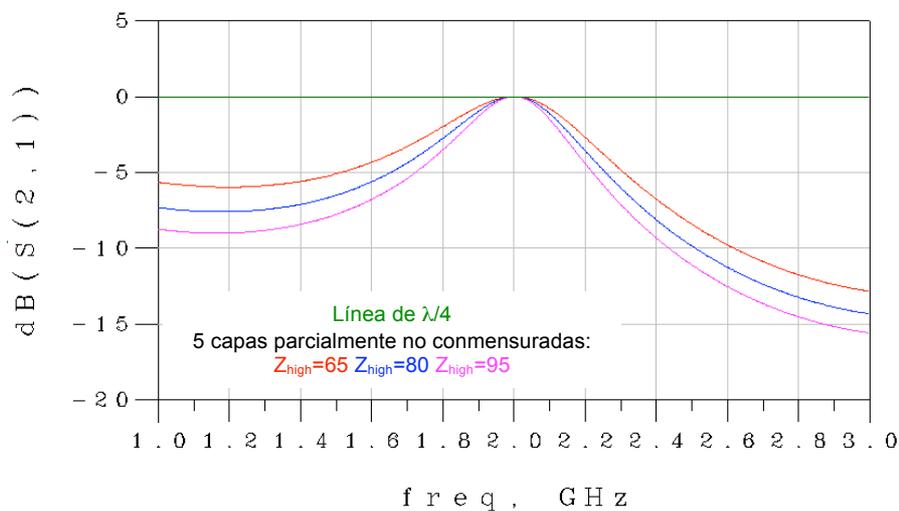


Figura 3.31: Respuesta en magnitud

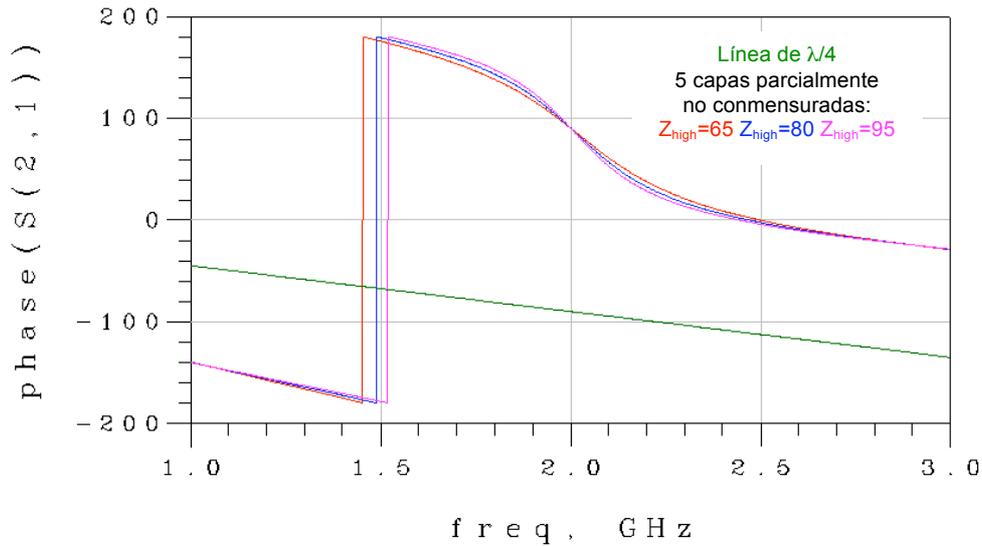


Figura 3.32: Respuesta en fase

3.3.1.3 $Z_{low} > K$ y $Z_{high} > K$

Por último, estudiamos la combinación $Z_{low} > K$ y $Z_{high} > K$, aunque antes de analizar la respuesta obtenida mediante esta combinación de impedancias, cabe comentar que la longitud de la tercera capa es negativa, y como en el caso de 3 capas no conmensuradas, sumamos 180° a la longitud para que pueda ser implementada. Esto produce un empeoramiento de la respuesta, tanto en magnitud como en fase.

Se muestra el comportamiento en magnitud y fase en función de Z_{low} , en la Figura 3.33 y Figura 3.34, respectivamente, para $Z_{high}=80$. Al contrario que en los casos anteriores, obtenemos un mayor ancho de banda cuanto más alejada esta Z_{low} de K .

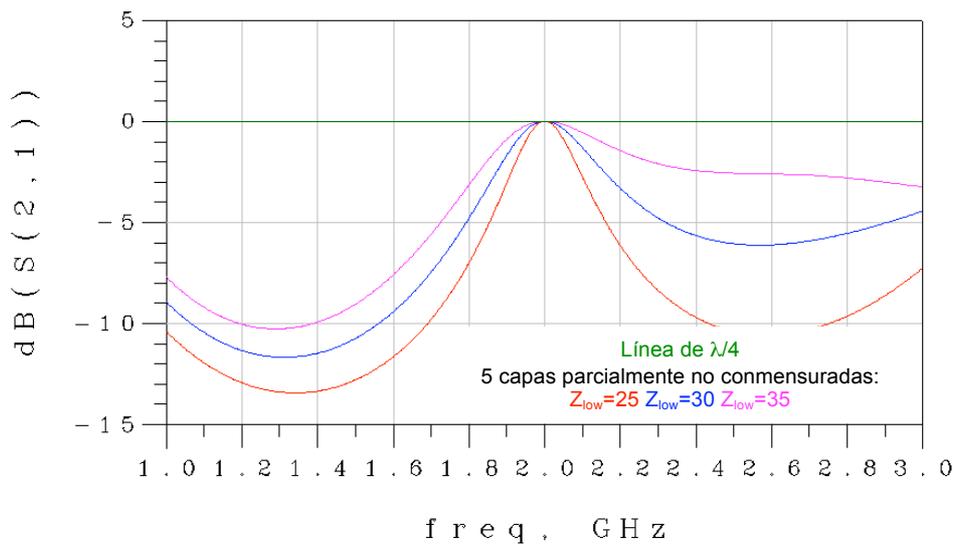


Figura 3.33: Respuesta en magnitud

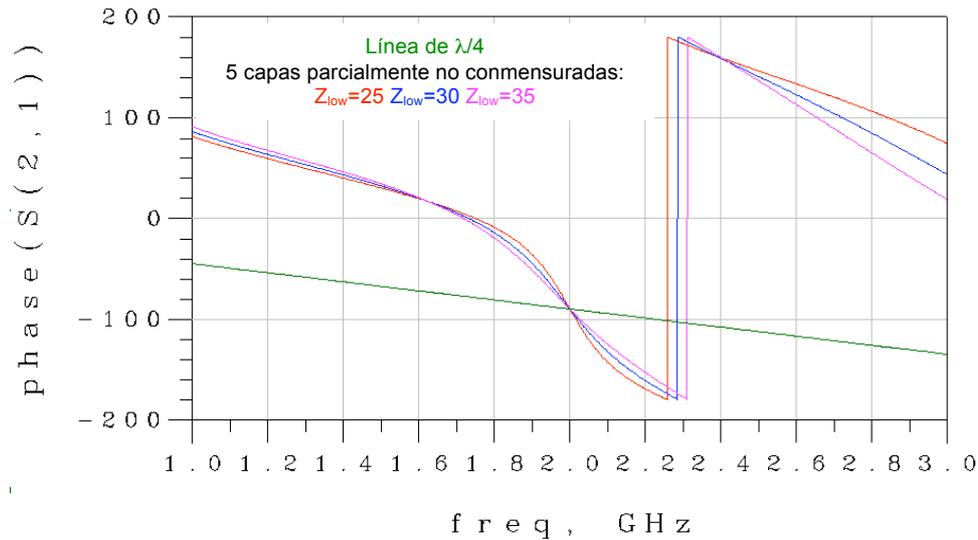


Figura 3.34: Respuesta en fase

Por otra parte, fijamos $Z_{low}=30$. En la Figura 3.35 y Figura 3.36 se puede observar la respuesta obtenida en magnitud y fase en función de Z_{high} , respectivamente. En ambos casos se observa que cuanto mayor es Z_{high} se produce una mayor reducción del ancho de banda en el que se comporta como un inversor.

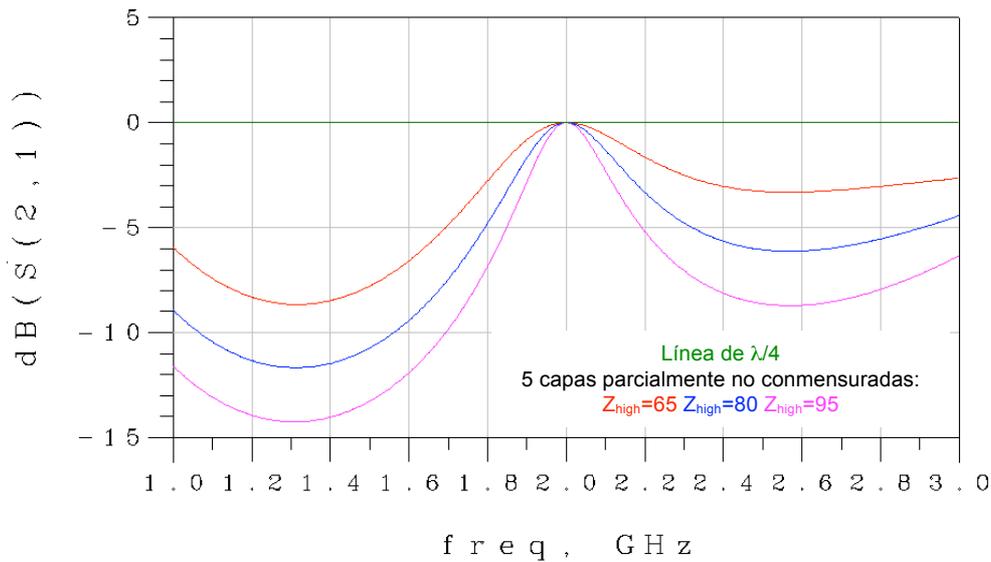


Figura 3.35: Respuesta en magnitud

Una vez realizado el estudio de la respuesta en magnitud y fase de la solución de 5 capas parcialmente no conmensuradas, observamos que se comporta como un inversor de impedancias para todas las combinaciones de impedancias. Al contrario que en el caso de 3 capas no conmensuradas, Z_{high} influye en la respuesta de la configuración al igual que Z_{low} .

Cuando ambas impedancias son menores que K y cuando Z_{low} es menor y Z_{high} mayor, nos interesa que ambas impedancias tiendan a K ; mientras que cuando son mayores que K , nos interesa que Z_{low} se aleje y Z_{high} tienda a K . Respecto el comportamiento en función de la combinación, cuando ambas son menores que K obtenemos la menor reducción del ancho de banda, y cuando ambas son mayores que K , obtenemos la peor respuesta de esta configuración.

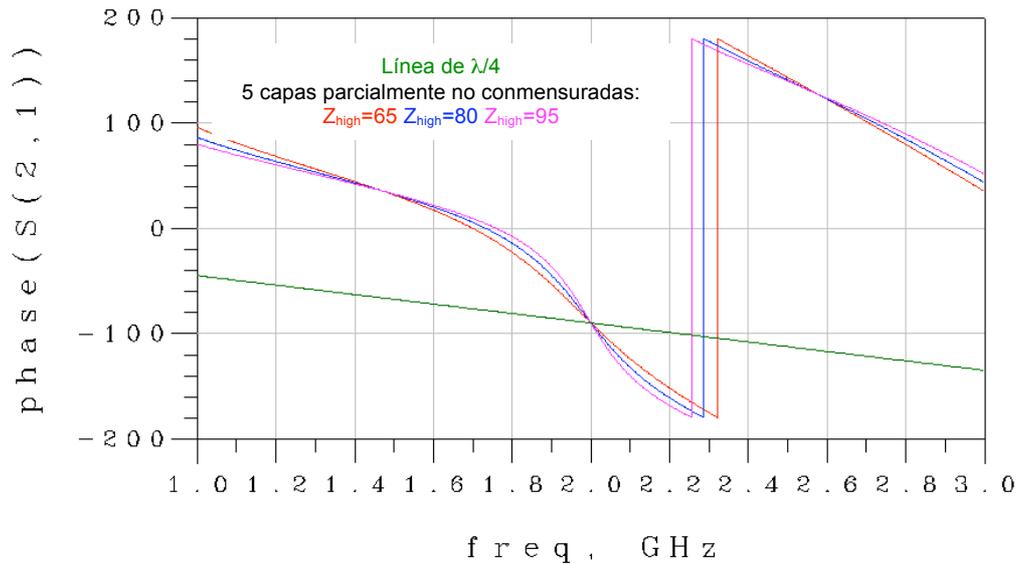


Figura 3.36: Respuesta en fase

3.3.2 Estudio de la respuesta de la estructura BAW-CRF

Una vez realizado el estudio del comportamiento en fase y magnitud de las líneas de acoplamiento de 5 capas parcialmente no conmensuradas en función de los valores de las impedancias respecto K , se lleva a cabo el análisis del efecto de la utilización de estas en un filtro CRF, comparando la respuesta obtenida con la de un filtro con una línea de acoplamiento de longitud $\lambda/4$ e impedancia característica K .

Las especificaciones del filtro que utilizaremos durante todo el apartado se muestran en la Tabla 3.3.

| Especificaciones del filtro | |
|-----------------------------|--------|
| f_{central} | 2 GHz |
| FBW | 0.015 |
| Rizado | 0.1dB |
| g_0 | 1 |
| g_1 | 0.8431 |
| g_2 | 0.6022 |
| g_3 | 1.3554 |
| K | 0.156 |

Tabla 3.3: Especificaciones del filtro

La utilización de 5 capas parcialmente no conmensuradas comporta respecto en el caso de una línea de $\lambda/4$, una reducción del ancho de banda y la aparición de varios espurios, como ocurre con 3 capas no conmensuradas. De igual modo que en este, realizaremos un estudio de estos efectos.

3.3.2.1 Respuesta espuria

En esta apartado realizamos el estudio de los espurios producidos en la respuesta de la estructura BAW-CRF mediante la utilización de 5 capas no conmensuradas como líneas de acoplamiento. En función de si Z_{low} y Z_{high} son mayores o menores que K se

produce una respuesta espuria diferente. Por ello, estudiaremos cada caso por separado.

Empezaremos con la combinación de impedancias en que ambas son menores que K . En la Figura 3.37 se muestra la respuesta espuria en función de Z_{low} en la que fijamos $Z_{high}=0.028$. En ella observamos que el valor de Z_{low} no influye en la frecuencia de los espurios.

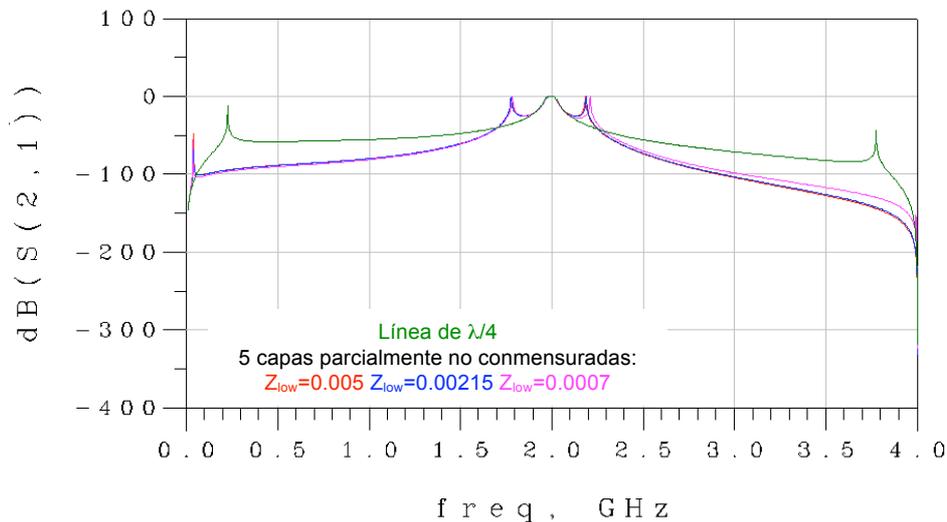


Figura 3.37: Respuesta espuria

Por otra parte, en la Figura 3.38 se muestra la respuesta espuria en función de Z_{high} cuando fijamos $Z_{low}=0.005$. En este caso, el valor de Z_{high} produce un desplazamiento apreciable de los espurios, y cuanto mayor es Z_{high} más alejados frecuencialmente están alejados los espurios de la frecuencia central del filtro. Además se aprecia un desplazamiento desigual del espurio inferior y superior.

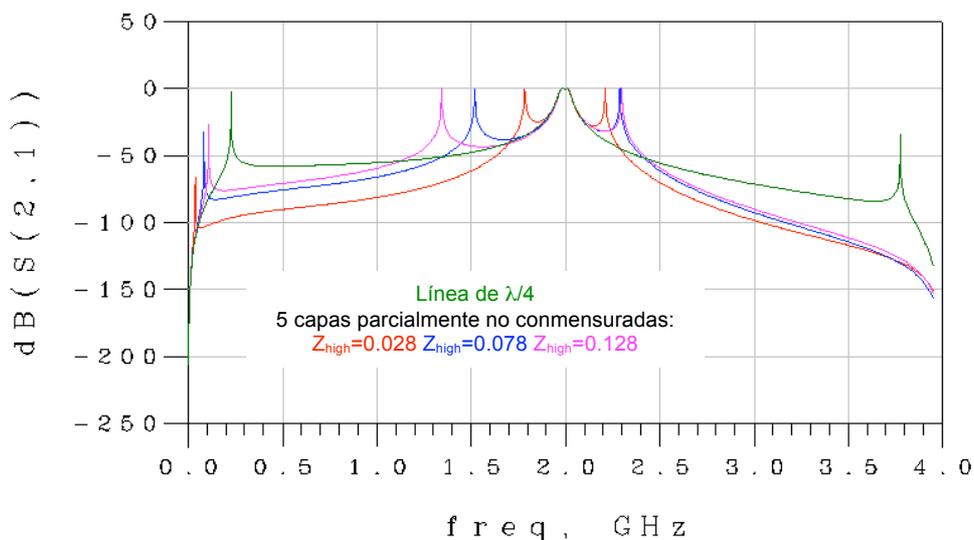


Figura 3.38: Respuesta espuria

Para la combinación en que $Z_{low} < K$ y $Z_{high} > K$ se obtiene una respuesta espuria peor que en el caso anterior en cuanto a número de espurios cercanos a la banda de paso.

En la Figura 3.39 se muestra la respuesta espuria en función de Z_{low} cuando fijamos Z_{high} a 0.2. En ella, apreciamos un compromiso entre la posición frecuencial del primer

espurio superior y el primer espurio inferior. Ya que a medida que aumentamos Z_{low} , el primer espurio superior se aleja de la banda de paso, mientras que el primer espurio inferior se acerca.

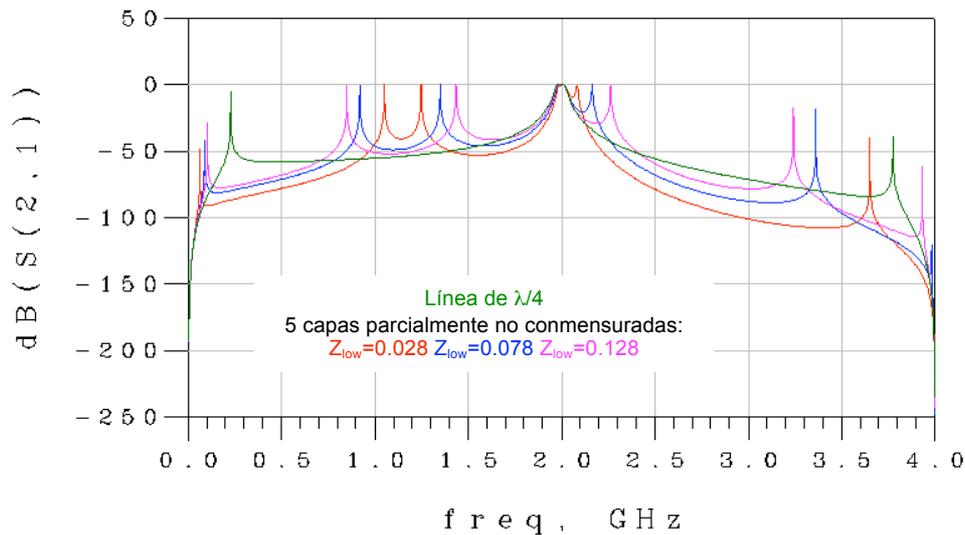


Figura 3.39: Respuesta espuria

Si fijamos $Z_{low}=0.128$ y obtenemos la respuesta espuria en función de Z_{high} , la cual se muestra en la Figura 3.40, observamos que cuanto mayor es Z_{high} , la posición de los espurios esta más alejada de la banda de paso.

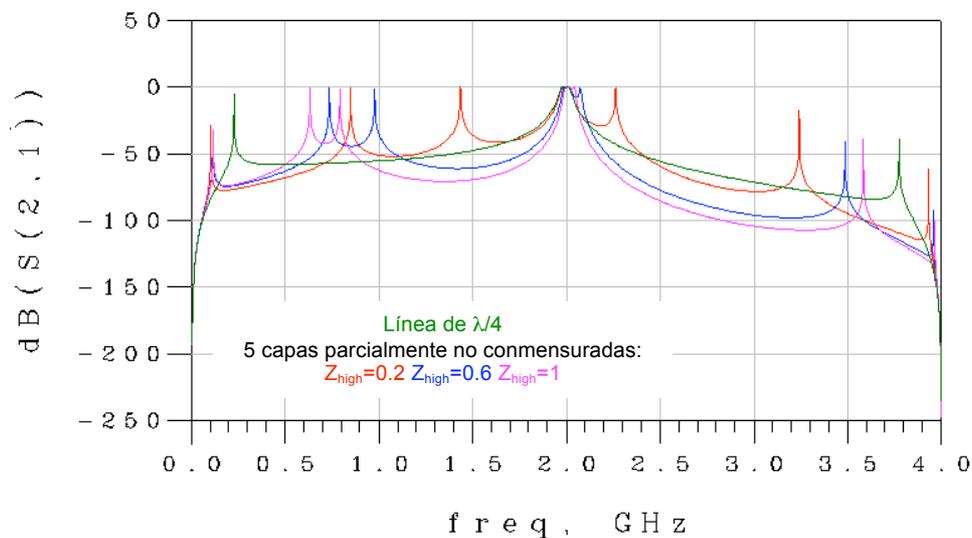


Figura 3.40: Respuesta espuria

Por último, analizamos el caso en que ambas impedancias son mayores que K . En primer lugar, obtenemos la respuesta espuria en función de Z_{low} fijado $Z_{high}=2.7$, la cual se muestra en la Figura 3.41. En ella, como en el caso anterior, apreciamos un compromiso entre la posición frecuencial del primer espurio superior y el primer espurio inferior. Ya que a medida que aumentamos Z_{low} , el primer espurio superior se aleja de la banda de paso, mientras que el primer espurio inferior se acerca. También el número de espurios es mayor que en el caso en que ambas impedancias son menores que K .

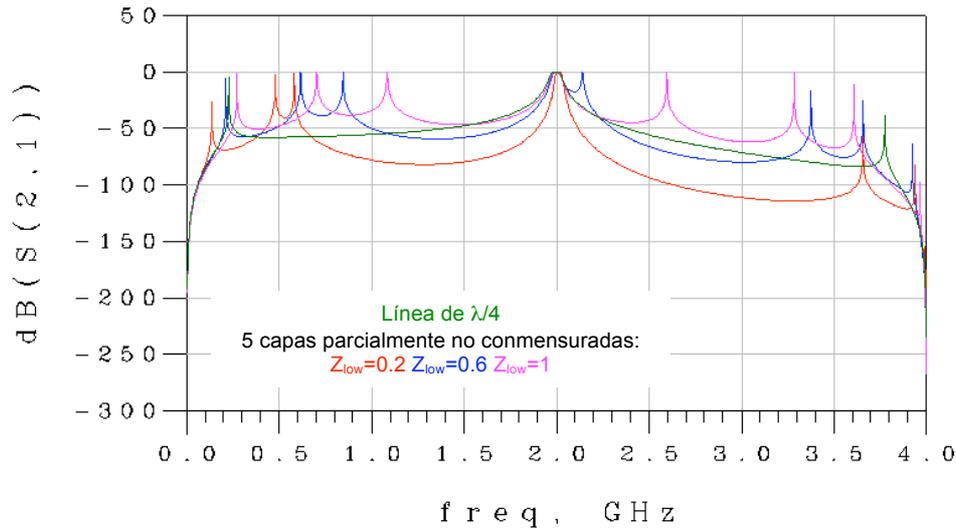


Figura 3.41: Respuesta espuria

En la Figura 3.42 se muestra la respuesta espuria en función de Z_{high} cuando fijamos Z_{low} . Se observa como a medida que se aumenta Z_{high} , el primer espurio inferior se aleja de la banda de paso, mientras que el primer espurio superior se acerca a esta.

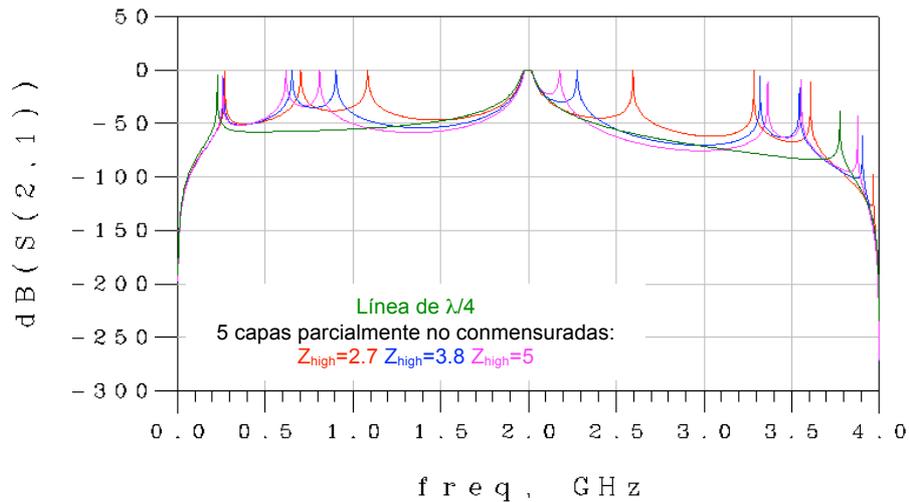


Figura 3.42: Respuesta espuria

Hemos comprobado que el valor de Z_{low} y Z_{high} influyen en la respuesta espuria de la estructura BAW, tanto en el número de espurio como en la posición frecuencial de estos. Por una parte, observamos con cuando ambas impedancias son menores que K , no aumentan el número de espurios, pero el primer espurio inferior y superior sufre un desplazamiento hacia la banda de paso. En cambio, en los dos últimos casos, es decir, cuando Z_{low} es menor que K y Z_{high} es mayor, y cuando ambas impedancias son mayores que K , además del desplazamiento de los espurios hacia la banda de paso, se produce un aumento del número de espurios respecto la respuesta de 3 capas no conmensuradas, debido al aumento del número de líneas de transmisión que comportan un aumento en la periodicidad.

3.3.2.2 Reducción del ancho de banda

La utilización de 5 capas parcialmente no conmensuradas comporta una reducción del ancho de banda respecto en el caso de utilizar un línea de $\lambda/4$. El objetivo de este apartado es estudiar como afecta el valor de Z_{low} y Z_{high} . Debido a que la variación del ancho de banda difiere en función de si Z_{low} y Z_{high} son mayores o menores que K , analizaremos cada caso independientemente.

Empezaremos con el caso en que ambas impedancias son menores que K . Si fijamos $Z_{high}=0.028$ y variamos Z_{low} , como se muestra en la Figura 3.43. a medida que aumenta Z_{low} disminuye la reducción del ancho de banda.

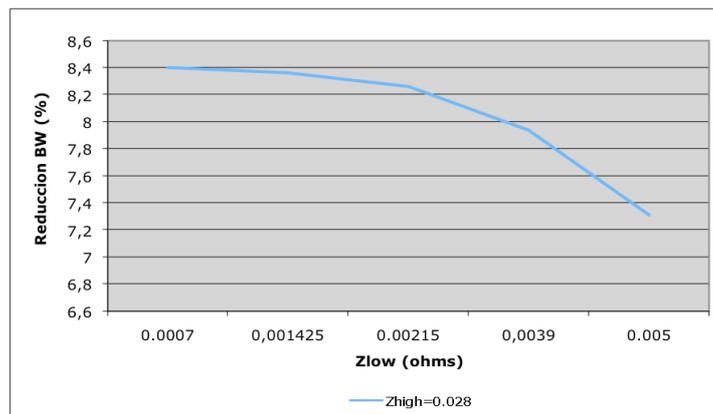


Figura 3.43: Reducción ancho de banda vs. Z_{low}

En la Figura 3.44 se muestra la respuesta obtenida cuando fijamos $Z_{low}=0.005$. Obtenemos un descenso levemente parabólico en la reducción del ancho de banda a medida que aumentamos Z_{high} . El motivo de que llegado a un valor de Z_{high} , la reducción del ancho de banda empiece a aumentar, en lugar de seguir disminuyendo, es debida al efecto producido por los espurios generados cercanos a la banda de paso.

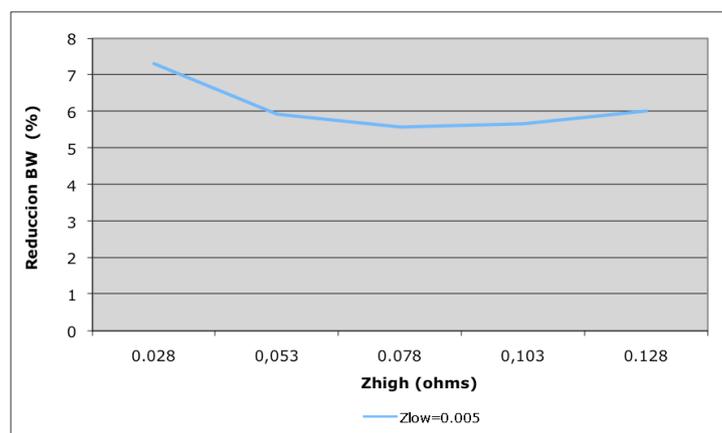


Figura 3.44: Reducción ancho de banda vs. Z_{high}

En segundo lugar estudiamos el caso en que Z_{low} es menor que K y Z_{high} es mayor. En la Figura 3.45 se muestra la respuesta obtenida cuando fijamos $Z_{high}=0.2$ y variamos Z_{low} . Se observa una relación inversamente proporcional entre Z_{low} y la reducción del ancho de banda.

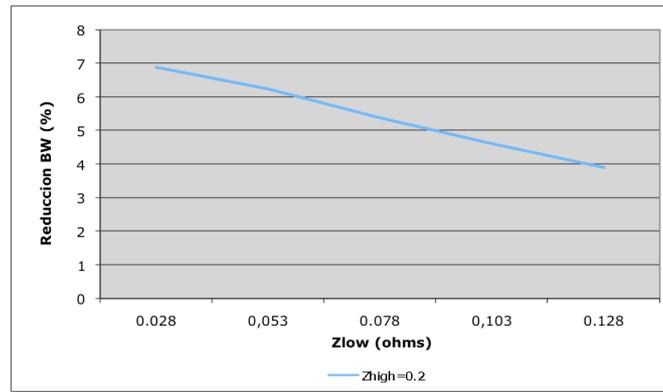


Figura 3.45: Reducción ancho de banda vs. Z_{high}

Cuando fijamos $Z_{low}=0.128$ y obtenemos la respuesta en función de Z_{high} , como se muestra en la Figura 3.46, obtenemos que en este caso la relación entre la impedancia y la reducción del ancho de banda es directamente proporcional.

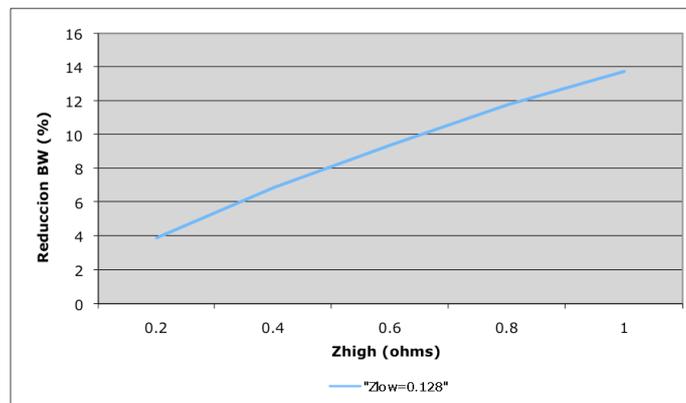


Figura 3.46: Reducción ancho de banda vs. Z_{high}

Por último, estudiamos la variación del ancho de banda cuando ambas impedancias son mayores que K. En la Figura 3.47 se muestra la respuesta en función de Z_{low} cuando fijamos $Z_{high}=2.7$. Se observa un rango de impedancias en que no varía la reducción del ancho de banda, y un rango en que Z_{low} y la reducción del ancho de banda son inversamente proporcionales.

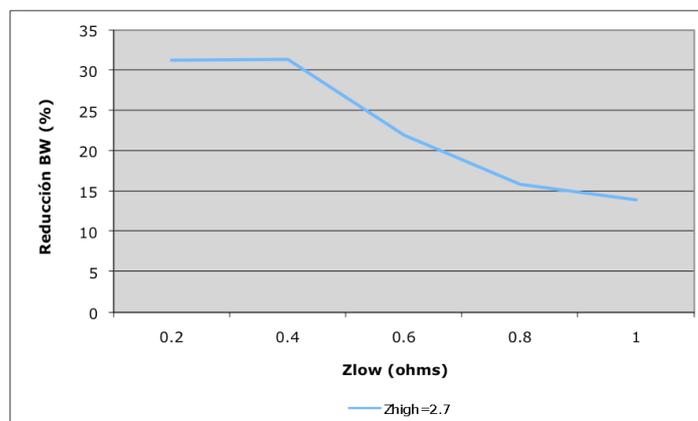
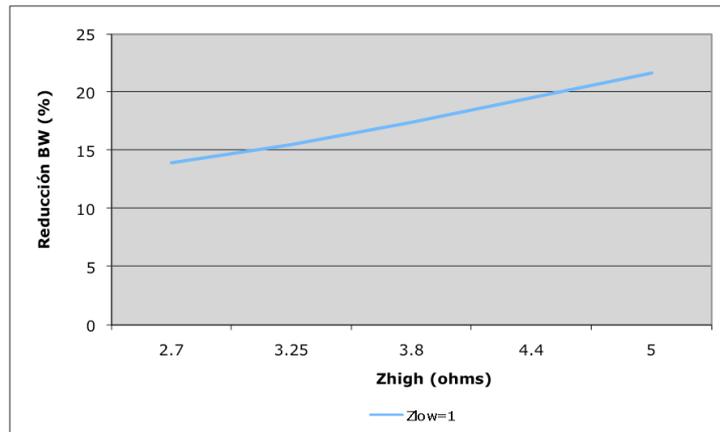


Figura 3.47: Reducción ancho de banda vs. Z_{high}

La Figura 3.48 muestra la variación del ancho de banda en función de Z_{high} fijada $Z_{low}=1$. Es este último caso, la dependencia es directamente proporcional entre Z_{high} y la reducción de la ancho de banda.

Figura 3.48: Reducción ancho de banda vs. Z_{high}

Analizada la reducción del ancho de banda producida mediante la utilización de 5 capas no conmensuradas para las diferentes combinaciones de impedancias, hemos observado que la mayor reducción del ancho de banda se produce con la combinación de impedancias en que ambas son mayores que K . En los otros dos casos, esta es menor sea cual sean los valores de las impedancias. Además, esta reducción es siempre mayor que la producida con la utilización de 3 capas conmensuradas

3.3.3 Implementación

En este último apartado referente al estudio de la configuración de 5 capas parcialmente no conmensurada diseñamos un filtro CRF en el que utilizamos este tipo de líneas de acoplamiento.

En este caso, no existe ninguna condición a partir de la relación entre las impedancias de las capas y K . Evidentemente, esto se debe a que esta configuración puede trabajar con las diferentes combinaciones. En función de la relación entre las impedancias y K , obtendremos una disminución del ancho de banda y respuesta espuria diferente. Esta relación estará definida por las especificaciones de diseño, y en función de ella, cuando diseñemos la estructura BAW, elegiremos una combinación u otra de materiales.

A continuación diseñamos un filtro de RF receptor de GPS en la banda L1. Esta banda es utilizada en aplicaciones civiles y en aplicaciones militares. Las especificaciones de diseño se muestran en la Tabla 3.4. En la cual se observa que el ancho de banda relativo es muy pequeño, por lo que el factor de calidad requerido del filtro deberá ser muy alto, característica la cual encaja perfectamente con las propiedades de los dispositivos BAW.

| Especificaciones del filtro | |
|-----------------------------|--------------------------------------|
| $f_{central}$ | 1575.42 MHz |
| FBW | 0.015 |
| Pérdidas de retorno | -1 dB |
| Impedancia de fuente | 50 Ω |
| Atenuación | -30 dB @ 1500MHz -30 dB @ 1600MHz |

Tabla 3.4: Especificaciones del filtro

Los valores de immitancias del prototipo paso bajo se muestran en la Tabla 3.5.

| Immitancias del prototipo paso bajo | |
|-------------------------------------|--------|
| g_0 | 1 |
| g_1 | 1.1805 |
| g_2 | 0.6957 |
| g_3 | 1.6967 |

Tabla 3.5: Immitancias del prototipo pasobajo

Para poder elegir los materiales para el diseño de las capas de acoplamiento del filtro, debemos conocer el área y el factor de acoplamiento. El factor de acoplamiento es de 0.2771 y el área es de $2.878 \cdot 10^{-7} \text{ m}^2$. En la Tabla 3.6 se muestra el valor de las impedancias Z_{low} y Z_{high} obtenidas en función de los materiales utilizados, donde solo consideramos los materiales con una impedancia acústica más pequeña y la más grande.

| Material | Impedancia característica |
|----------------|---------------------------|
| SiO_2 | 3.77 |
| W | 28.493 |

Tabla 3.6: Impedancia característica vs. Material

A partir de los resultados, concluimos que sea cual sea la combinación de materiales, Z_{low} y Z_{high} siempre serán mayores que K . En este caso, como ya hemos visto en los apartados anteriores, para obtener la mejor respuesta espuria y la menor reducción del ancho de banda posible, debemos utilizar la Z_{low} más alta que pueda ser implementada y que Z_{high} sea lo más cercana posible a Z_{low} , cumpliendo las limitaciones establecidas para que las longitudes sean reales. Por ello, utilizamos W en las capas de alta impedancia y Al en las de baja impedancia.

En la Figura 3.49 se muestra la respuesta frecuencial obtenida para el diseño realizado de 5 capas parcialmente no conmensuradas, comparada con el caso de implementar las líneas de acoplamiento mediante una línea de $\lambda/4$. En ella se aprecia la reducción del ancho de banda, el cual es del 23%.

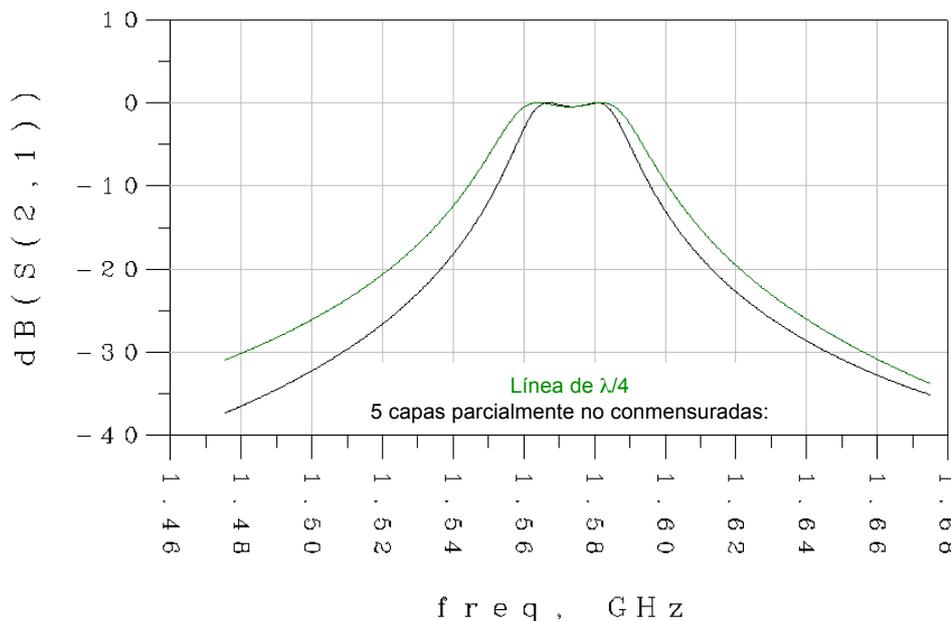


Figura 3.49: Respuesta frecuencial

Por otra parte, si aumentamos el span, en la Figura 3.50 se muestra la respuesta frecuencial en la que se aprecian los espurios, donde se observa que el más cercano está la frecuencia central del filtros es el primer espurio superior desplazado hasta 1.9GHz.

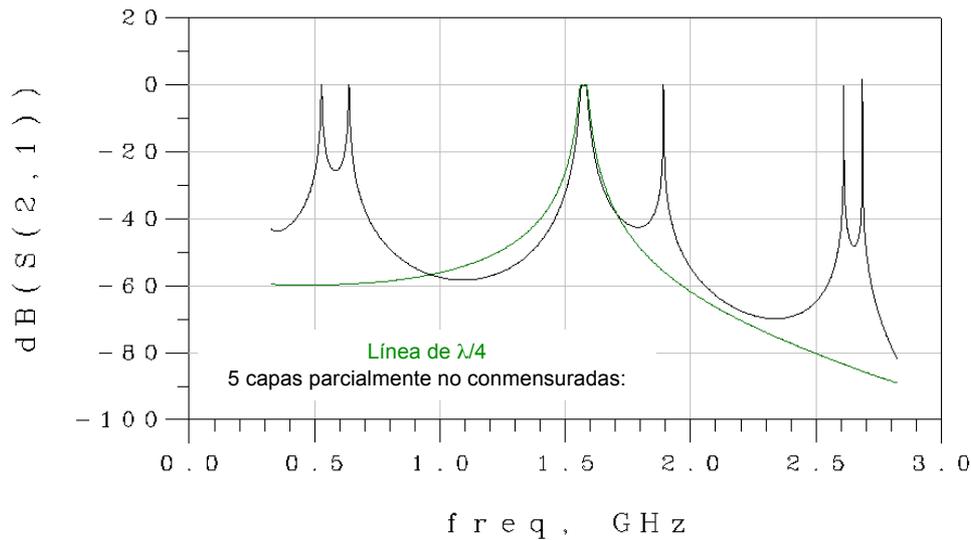


Figura 3.50: Respuesta frecuencial

Por tanto, la mejor respuesta que se puede obtener para la implementación de este filtro mediante 5 capas parcialmente no conmensuradas actuando como capas de acoplamiento, produce un 23% de reducción del ancho de banda y una respuesta espuria complicada respecto la respuesta de una capa de grosor de $\lambda/4$. Pero hay que recordar que debido al limitado número de materiales con los que implementar las capas, esta solución de una sola capa, aunque presente un respuesta muy buena, generalmente no podrá utilizarse, por lo que la solución de 5 capas parcialmente no conmensuradas es una buena solución. Por otra parte, para mejorar la respuesta espuria podría utilizarse un reflector de Bragg, aunque este reduciría aún más el ancho de banda.

Realizado el estudio de 5 capas parcialmente no conmensuradas, evidentemente, obtenemos una mayor reducción del ancho de banda y una respuesta espuria más compleja que con la solución de 3 capas no conmensuradas, ya que aumenta el número de capas. Pero esta solución ofrece un mayor rango continuo de valores de K y permite trabajar con distintas combinaciones de impedancias respecto K . Además hay que recordar que obtenemos mejor respuesta que con la solución de 5 capas conmensuradas que ofrece un número limitado de valores de K .

3.4 Conclusiones del capítulo

Las soluciones que utilizan capas de grosor de $\lambda/4$ para la implementación de las capas de acoplamiento, debido al reducido número de materiales con las que implementarlas, ofrecen un rango discreto de valores de K . A medida que aumentamos el número de capas, obtenemos un mayor número de valores de K , pero disminuye el ancho de banda en el que la solución se comporta como un inversor.

Se han desarrollado dos configuraciones para la obtención de un rango continuo de valores K , en los cuales, en lugar de ser fijas las longitudes acústicas, se fijan los valores de las impedancias, y en función del acoplamiento que se requiere, se obtienen las longitudes acústicas de las capas que forman el inversor de acoplamiento.

La primera solución es la de 3 capas no conmensuradas, en la que la primera y tercera capa tiene una baja impedancia característica e igual longitud acústica ϕ_1 , y la segunda tiene alta impedancia y longitud acústica ϕ_2 . La segunda solución es la de 5 capas parcialmente no conmensuradas, en la que la primera, tercera y quinta capa tiene baja impedancia, y la segunda y cuarta de alta impedancia. Las capas de alta impedancia tiene una longitud de $\lambda/4$, y por tanto, sólo debemos definir ϕ_1 y ϕ_3 .

En ambos casos los valores de baja y alta impedancia implementados influyen en la respuesta del filtro, y además en función de su valor respecto K influyen de diferente modo. La utilización de las dos configuraciones comportan, en diferente nivel, una reducción del ancho de banda y un empeoramiento de la respuesta espuria de la estructura BAW-CRF respecto la respuesta de una capa de $\lambda/4$, la cual presenta la mejor respuesta pero ofrece un número muy reducido de valores de K , por lo que generalmente, no podremos utilizarla.

La ventaja que presentan las capas de acoplamiento de 3 capas no conmensuradas respecto 5 capas no conmensuradas es que la reducción del ancho de banda siempre es menor y que la respuesta espuria es mejor. Pero el gran inconveniente que presenta es que sólo puede implementarse en los casos en que Z_{low} es menor que K . En cambio, la configuración de 5 capas parcialmente no conmensuradas puede implementarse para cualquier relación entre las impedancias y K , donde sólo deben cumplirse los límites establecidos para que las longitudes acústicas sean reales.

Finalmente, podemos afirmar que las dos soluciones son buenas, porque obtenemos siempre un mayor ancho de banda en el que se comportan como un inversor que en el caso de utilizar las soluciones conmensuradas con el mismo número de capas, y además solucionamos el problema del rango discreto de K .

3.5 Referencias del capítulo

[3-1] David M. Pozar, "Microwave Engineering", University of Massachusetts at Amherst, Ed. John Wiley and sons, 1998.

[3-2] Edén Corrales, "Controlling the Acoustic Coupling between Resonators in BAW-CRF", Informe interno, 2007.

Alternativas al reflector de Bragg

El reflector de Bragg es una de las soluciones desarrolladas para el aislamiento mecánico entre la estructura BAW y el sustrato. El inconveniente de esta configuración es el empeoramiento del factor de calidad de la estructura debido a las ondas *shear*. En este capítulo estudiamos la posibilidad de utilizar la configuración de 3 capas no conmensuradas y 5 capas parcialmente no conmensuradas para la mejora del factor de calidad.

4 Alternativas al reflector de Bragg

Las características deseadas en cualquier método de fabricación de resonadores, es la obtención de un coeficiente de acoplamiento piezoeléctrico suficiente, valores de Q altos y respuestas libres de espurios. En este apartado nos centraremos en el estudio de los valores de Q obtenidos en filtros BAW con reflector de Bragg. Estos valores se ven reducidos debido a las ondas *shear* generadas en el dispositivo.

En un filtro BAW encontramos un tipo de ondas, además de las ondas longitudinales, llamadas ondas *shear*. Estas son ondas transversales que viajan en la misma dirección que las ondas longitudinales, y aunque transportan un porcentaje pequeño de la energía total transportada, del orden del 1%, pueden reducir sensiblemente el factor de calidad obtenido en un filtro BAW con reflector de Bragg.

Esto es debido a que la velocidad de estas ondas en la mayoría de los materiales es, normalmente, igual a la mitad de la velocidad de las ondas longitudinales. Esto provoca que las capas que forman el reflector de Bragg sean iguales a $\lambda/2$ para las ondas *shear*, y por tanto, gran parte de la energía es transmitida al sustrato

En la Figura 4.1 se muestra la transmisividad de un reflector de Bragg de 5 capas de $\lambda/4$ de SiO_2/W a 2GHz para las ondas longitudinales y ondas *shear*, donde se puede observar lo comentado anteriormente.

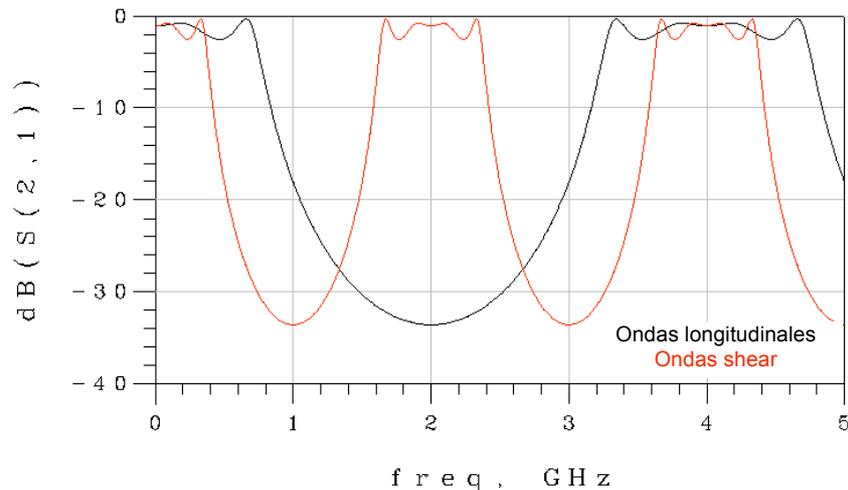


Figura 4.1: Transmisividad de las ondas longitudinales y ondas *shear* en un reflector de Bragg de 5 capas

El factor de calidad Q de un sistema se puede calcular mediante la definición general,

$$Q = \frac{E_{total}}{\Delta E_{total}} \quad (4.1)$$

donde se considera que la energía total, E_{total} , es la suma de la energía transportada por las ondas longitudinales y ondas *shear*,

$$E_{total} = E_{long} + E_{shear} \quad (4.2)$$

De igual forma, consideramos que las pérdidas totales en el sistema, ΔE_{total} , son la suma de las pérdidas de las ondas longitudinales y de las ondas *shear*,

$$\Delta E_{total} = \Delta E_{long} + \Delta E_{shear} \quad (4.3)$$

De esta forma obtenemos que, el factor de calidad Q obtenido es,

$$\frac{1}{Q} = \left(\frac{E_{long}}{E_{total}} \right) \frac{1}{Q_{long}} + \left(\frac{E_{shear}}{E_{total}} \right) \frac{1}{Q_{shear}} \quad (4.4)$$

En un resonador donde $Q_{long} \cong 6900$ y $Q_{shear} \cong 4$, si suponemos que el 1% de la energía es transportada por las ondas *shear*, el factor de calidad total obtenido es $Q=368$. De manera que el factor de calidad se reduce sensiblemente.

El objetivo de los siguientes apartados es la obtención de un método sistemático para la obtención de un reflector en el que las ondas *shear* tienen un mayor coeficiente de reflexión que en el caso de un reflector de Bragg de capas de $\lambda/4$, de manera que la reducción de Q debido a estas ondas sea menor.

Con este propósito, primero explicaremos el funcionamiento del reflector de Bragg. Y a continuación, estudiaremos si las configuraciones de 3 capas no conmensuradas y 5 capas parcialmente no conmensuradas, explicadas anteriormente, mejoran el coeficiente de reflexión de las ondas *shear*, manteniendo o disminuyendo ligeramente el coeficiente de reflexión de las ondas longitudinales obtenido mediante el reflector de Bragg, de manera que se refleje en una mejora del factor de calidad. [4-1]

4.1 Reflector de Bragg

Anteriormente hemos explicado la necesidad de una estructura de desacoplo que aisle mecánicamente al sustrato que hace de soporte del resonador del electrodo inferior, para conseguir un cortocircuito acústico que permite contener la energía dentro del resonador. En cambio, el electrodo superior no requiere ningún reflector porque el interfaz entre el electrodo y el aire crea un reflector casi perfecto.

El reflector se puede implementar mediante membranas o mediante SMR. En la primera solución, la estructura del resonador se fabrica sobre una fina capa de membrana que actúa como soporte de un vacío de aire. Por otra parte, para la implementación de espejos acústicos existe el reflector de Bragg, el cual está formado por capas alternas de materiales de baja y alta impedancia acústica de un grosor de $\lambda/4$ a la frecuencia de resonancia.

Mediante la analogía entre el modelo mecánico de propagación y el modelo eléctrico, podemos analizar las capas acústicas mediante la teoría electromagnética de líneas de transmisión. Por tanto, el reflector se comporta como un inversor de impedancias a las frecuencias cercanas a la frecuencia resonante. En la Figura 4.2 se muestra la estructura de un reflector de Bragg, y en la Figura 4.3 se muestra el equivalente eléctrico.

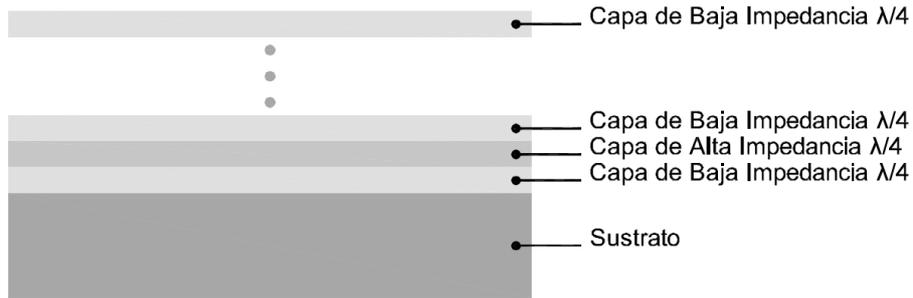


Figura 4.2: Estructura de un reflector de Bragg

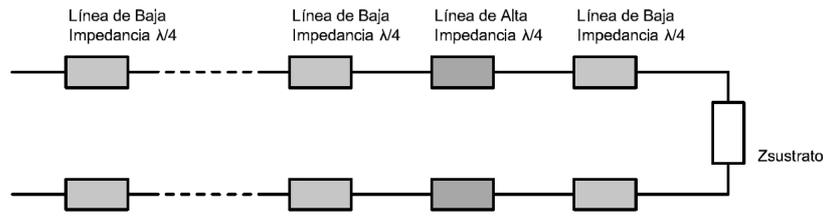


Figura 4.3: Equivalente eléctrico de un reflector de Bragg

De esta forma, la impedancia de entrada de una capa es,

$$Z_{in} = Z_o \left(\frac{Z_L \cos(\phi) + jZ_o \sin(\phi)}{Z_o \cos(\phi) + jZ_L \sin(\phi)} \right) \quad (4.5)$$

donde Z_{in} es la impedancia de entrada, Z_o la impedancia característica de la capa, Z_L la impedancia de carga, y ϕ la fase total de la capa. [4-2]

Cuando en una capa $\phi = \pi/4$, la impedancia de entrada de esta es,

$$Z_{in} = \frac{Z_o^2}{Z_L} \quad (4.6)$$

Por tanto, la impedancia de entrada del reflector vista desde el electrodo inferior es,

$$Z_{in_SMR} = \left(\frac{Z_{low}}{Z_{high}} \right)^{n-1} \left(\frac{Z_{low}^2}{Z_s} \right) \text{ para } n \text{ par} \quad (4.7)$$

$$Z_{in_SMR} = \left(\frac{Z_{low}}{Z_{high}} \right)^n Z_s \text{ para } n \text{ impar} \quad (4.8)$$

donde , Z_{low} y Z_{high} son la impedancia de las capas de baja y alta impedancia, respectivamente, Z_s es la impedancia del sustrato y n el número de capas del reflector de Bragg. [4-3]

Como ya hemos mencionado, el reflector de Bragg se comporta como un inversor de impedancia en el modelo eléctrico, por tanto, la impedancia de entrada de este se puede definir como,

$$Z_{in_SMR} = \frac{K^2}{Z_L} \quad (4.9)$$

De manera que K , mediante (4.7) y (4.8) se define como:

$$K_{SMR} = \left(\frac{Z_{low}^2}{Z_{high}} \right)^{n-1} \quad \text{para } n \text{ par} \quad (4.10)$$

$$K_{SMR} = \left(\frac{Z_{low}}{Z_{high}} \right)^n \quad \text{para } n \text{ impar} \quad (4.11)$$

Para obtener un cortocircuito visto desde el electrodo inferior, Z_{in_SMR} debe ser lo menor posible. A partir de (4.9) se deduce que a medida que K tenga un valor menor, la impedancia de entrada obtenida disminuye, y mediante (4.10) y (4.11), se muestra que a medida que aumenta el número de capas, menor es el valor de K obtenido.

Analíticamente se demuestra lo anterior comentado en la Tabla 4.1, donde se muestra el coeficiente de reflexión obtenido en función de los materiales utilizados y del número de capas. Podemos apreciar que a medida que aumenta el número de capas, el coeficiente de reflexión tiende a -1, es decir, tiende a un cortocircuito. Además, se observa que cuanto mayor es la diferencia entre impedancias baja y alta, el coeficiente de reflexión obtenido tiende más a un cortocircuito para un mismo número de capas.

| Nº capas | SiO ₂ /W | SiO ₂ /AlN | Al/W | Al/AlN |
|----------|---------------------|-----------------------|----------|---------|
| 1 capa | -0.511 | -0.511 | -0.423 | -0.423 |
| 2 capas | -0.972 | -0.781 | -0.966 | -0.733 |
| 3 capas | -0.985 | -0.878 | -0.977 | -0.816 |
| 4 capas | -0.999 | -0.952 | -0.999 | -0.9257 |
| 5 capas | -0.9997 | -0.9745 | -0.9993 | -0.9506 |
| 6 capas | -0.99998 | -0.9902 | -0.99997 | -0.9809 |

Tabla 4.1: Coeficiente de reflexión en función del número de capas y la combinación de materiales [4-4]

4.2 Reflector de 3 capas no conmensuradas

En el apartado anterior, hemos demostrado que cuanto menor es K , el comportamiento del reflector es mejor. En el caso de 3 capas no conmensuradas, obtendremos un valor mínimo de K que podemos implementar, el cual esta definido por la condición de que las longitudes acústicas deben ser reales, por tanto,

$$K > Z_{low}^2 / Z_{high} \quad (4.12)$$

Las especificaciones del filtro con el que trabajaremos se muestran en la Tabla 4.2.

| Especificaciones Filtro | |
|-------------------------|-----------------------|
| f_0 | 2GHz |
| FBW | 0.01 |
| g_0 | 1 |
| g_1 | 0.8431 |
| g_2 | 0.6022 |
| g_3 | 1.3554 |
| Rizado | 0.1dB |
| Área | $1.913 \cdot 10^{-7}$ |

Tabla 4.2: Especificaciones de diseño del filtro

El valor mínimo de K, para este filtro en función de los materiales utilizados se muestra en la Tabla 4.3. La combinación de materiales con la que obtenemos un límite inferior de K menor, es con las que la diferencia entre impedancia baja y alta es mayor, como en el caso del reflector de Bragg.

| $K_{\text{mínimo}}$ | Z_{low} | Z_{high} |
|---------------------|------------------|-------------------|
| 0.332 | SiO ₂ | W |
| 0.887 | SiO ₂ | AlN |
| 0.592 | Al | W |
| 1.58 | Al | AlN |

Tabla 4.3: K mínimo obtenido en función de la combinación de materiales

A continuación se estudiará la respuesta obtenida del coeficiente de reflexión de las ondas longitudinales y ondas *shear* utilizando la solución de 3 capas no conmensuradas y se comparará con los resultados obtenidos con un reflector de Bragg de 3 capas.

El esquemático utilizado se muestra en la Figura 4.4 donde se desprecia el electrodo inferior, es decir, la impedancia fuente es la del piezoelectrico, y la de carga, la impedancia del sustrato. El material utilizado en el sustrato es SiO₂ y en el piezoelectrico AlN.

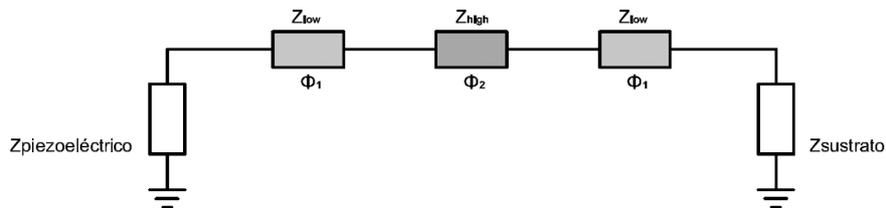


Figura 4.4: Esquemático de 3 capas no conmensuradas

Cabe recordar, que la impedancia característica de las capas se define:

$$Z_{o_capa} = Z_{acustica_material} \cdot \text{Área}_{capa} \tag{4.13}$$

Por ello, en función del área, para una misma combinación de materiales, obtendremos diferentes coeficientes de reflexión.

Para obtener el coeficiente de reflexión, utilizaremos la transmisividad del reflector de manera que,

$$T = 10 \cdot \log(1 - |\Gamma|^2) \tag{4.14}$$

donde T es el coeficiente de transmisión y Γ el coeficiente de reflexión.

En las Figura 4.5 y Figura 4.6 se muestra la respuesta de las ondas longitudinales y ondas *shear* en función del valor de K, respectivamente, para una combinación de materiales SiO₂/W. En ellas verificamos como a medida que disminuye el valor de K, disminuye la transmisividad, y por tanto, aumenta el coeficiente de transmisión.

En el caso de las ondas longitudinales se observa que el coeficiente de reflexión obtenido mediante el K mínimo es menor que en el caso del reflector de Bragg. Por tanto, la respuesta obtenida mediante la solución de 3 capas no conmensuradas en el caso de ondas longitudinales, siempre será peor que en el reflector de Bragg de 3 capas.

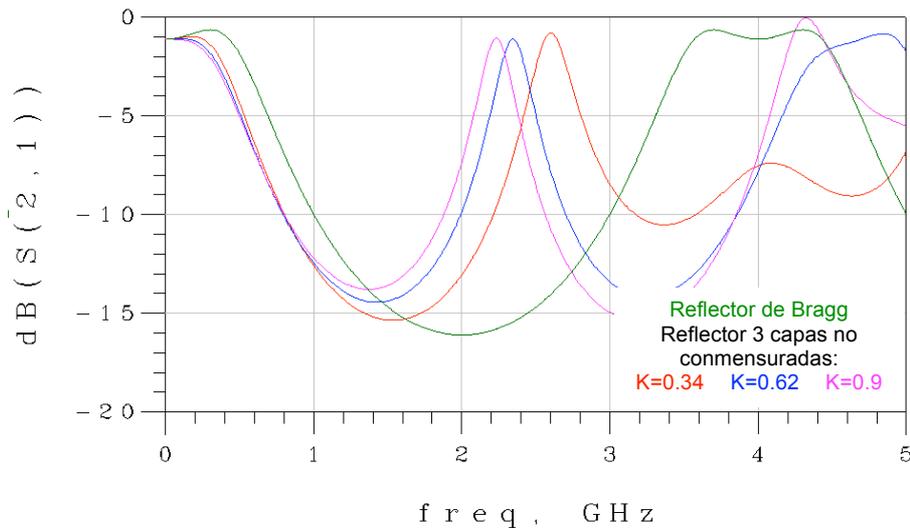


Figura 4.5: Transmisividad de las ondas longitudinales

Por otra parte, en el caso de las ondas *shear*, obtenemos una disminución de la transmisividad del reflector respecto a la respuesta obtenida mediante el reflector de Bragg, de manera que esta solución aumenta la energía de las ondas *shear* reflejada hacia el resonador.

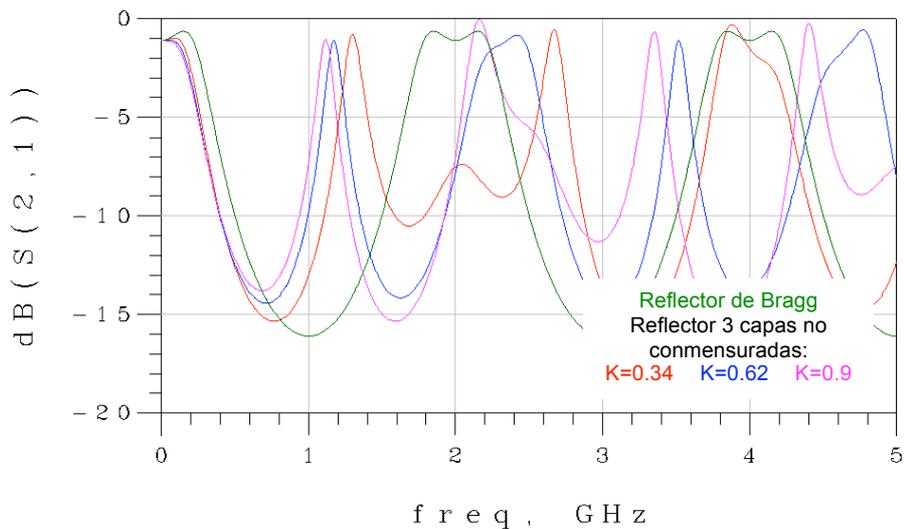


Figura 4.6: Transmisividad de las ondas shear

En la Tabla 4.4 y Tabla 4.5 se recogen los coeficiente de reflexión y los factores de calidad obtenidos para cada valor de K y los obtenidos mediante el reflector de Bragg. A partir de estos resultados observamos que el factor de calidad obtenido mediante la solución de 3 capas no conmensuradas es siempre peor que el obtenido mediante el reflector de Bragg. Esto es debido al empeoramiento de las ondas longitudinales con esta solución.

| 3 capas no conmensuradas | | | Reflector de Bragg 3 capas | |
|--------------------------|-------------|-------------|----------------------------|-------------|
| K | Ondas long. | Ondas shear | Ondas long. | Ondas shear |
| 0.34 | -0.975 | -0.907 | -0.987 | -0.476 |
| 0.62 | -0.947 | -0.913 | | |
| 0.9 | -0.903 | -0.893 | | |

Tabla 4.4: Coeficientes de reflexión obtenidos

| | 3 capas no conmensuradas | | | Reflector de Bragg 3 capas |
|---|--------------------------|------|-----|----------------------------|
| K | 0.34 | 0.62 | 0.9 | - |
| Q | 59 | 29 | 16 | 94 |

Tabla 4.5: Factor de calidad

Por tanto, la solución estudiada en este apartado para la mejora de la respuesta de las ondas *shear*, no es viable debido al empeoramiento de la respuesta de las ondas longitudinales, y consecuentemente, del comportamiento del filtro debido a la disminución del factor de calidad, aunque se produce la mejora en la respuesta de las ondas *shear*.

4.3 Reflector de 5 capas parcialmente no conmensuradas

En el caso de 5 capas parcialmente no conmensuradas, también se define un valor mínimo de K establecido por la condición de que las longitudes sean reales, de manera que,

$$K > Z_{low}^3 / Z_{high}^2 \tag{4.15}$$

Para el filtro utilizado en 3 capas no conmensuradas, el valor mínimo de K obtenido es muestra en la Tabla 4.6.

| K _{mínimo} | Z _{low} | Z _{high} |
|---------------------|------------------|-------------------|
| 0.044 | SiO ₂ | W |
| 0.105 | Al | W |

Tabla 4.6: K mínimo obtenido en función de la combinación de materiales

A continuación se estudiará la respuesta obtenida del coeficiente de reflexión de las ondas longitudinales y ondas *shear* mediante la solución de 5 capas parcialmente no conmensuradas y se comparará con los resultados obtenidos con un reflector de Bragg de 5 capas.

El esquemático utilizado se muestra en la Figura 4.7, donde se desprecia el electrodo inferior, es decir, la impedancia fuente es la del piezoeléctrico, y la de carga, la impedancia del sustrato. El material utilizado en el sustrato es SiO₂ y en el piezoeléctrico AlN.

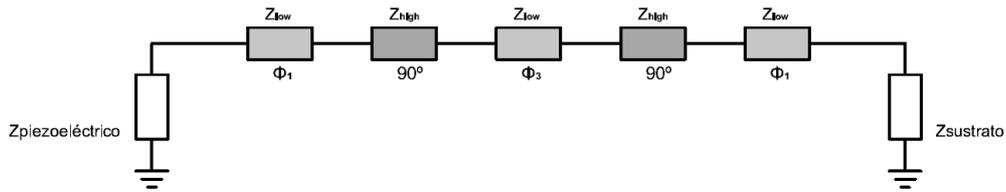


Figura 4.7: Esquemático de 5 capas parcialmente no conmensuradas

En la Figura 4.8 y Figura 4.9 se muestra la transmisividad de las ondas longitudinales y ondas *shear*, respectivamente, de un reflector de Bragg y de un reflector de 5 capas parcialmente no conmensuradas para diferentes valores de K. En este caso, la combinación de materiales es SiO₂/W.

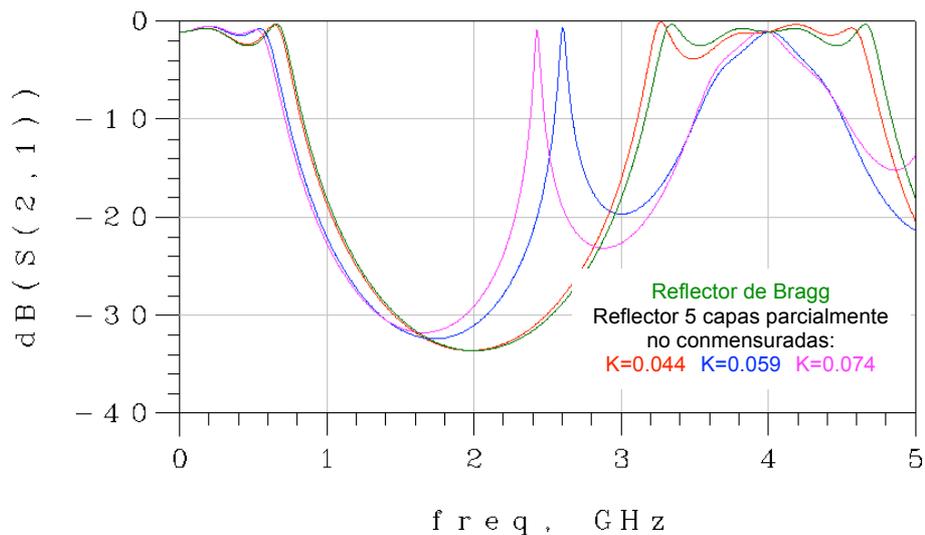


Figura 4.8: Transmisividad de las ondas longitudinales

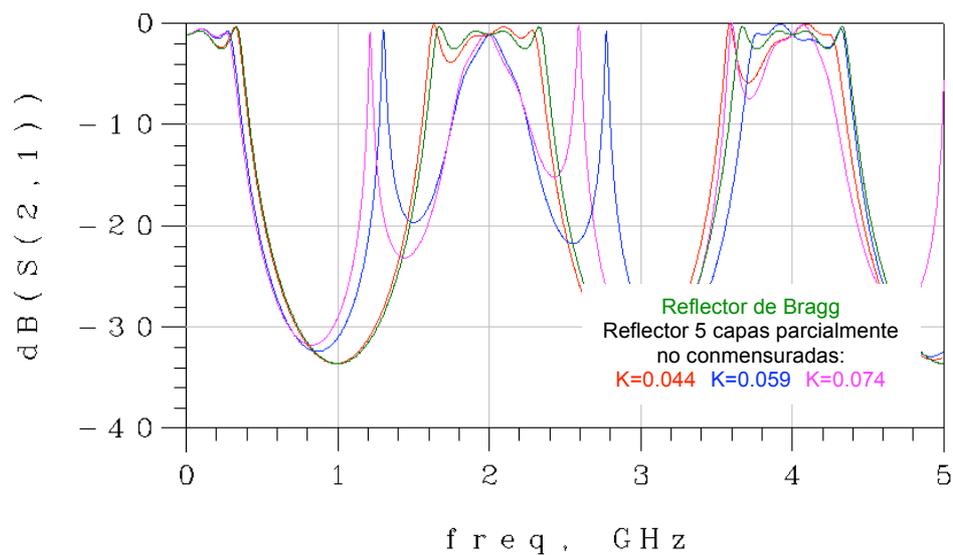


Figura 4.9: Transmisividad de las ondas shear

En el caso de utilizar el K mínimo, obtenemos el mismo coeficiente de reflexión, tanto en las ondas longitudinales como en las ondas *shear*. En el reflector de 5 capas parcialmente no conmensuradas, a medida que aumentamos K, el coeficiente de

reflexión de las ondas longitudinales empeora y en las ondas *shear* se mantiene constante a la frecuencia de trabajo, como se muestra en la Tabla 4.7.

| K | Ondas long. | Ondas shear |
|-------|-------------|-------------|
| 0.04 | -0.9998 | -0.476 |
| 0.059 | -0.9996 | -0.476 |
| 0.074 | -0.9984 | -0.476 |

Tabla 4.7: Coeficiente de reflexión de las ondas en función de K

Por tanto, no obtenemos una mejora del coeficiente de reflexión de las ondas *shear*, y consecuentemente, tampoco se produce una mejora del factor de calidad.

Con el objetivo de obtener una solución, optimizamos las longitudes obtenidas de la solución de 5 capas parcialmente no commensuradas, de forma que optimizamos la respuesta de las ondas longitudinales y ondas shear para obtener un mayor factor de calidad.

Las longitudes obtenidas se muestra en la Tabla 4.8.

| Capa | Longitud | Longitud optimizada |
|------|----------|---------------------|
| 1 | 89.92° | 93.389° |
| 2 | 90° | 63.14° |
| 3 | 94.25° | 122.077° |
| 4 | 90° | 63.006° |
| 5 | 89.92° | 93.389° |

Tabla 4.8: Longitudes del reflector no optimizado y optimizado.

La respuesta de las ondas longitudinales y las *shear* obtenida utilizando las longitudes optimizadas se muestra en la Figura 4.10 y Figura 4.11, respectivamente. Se aprecia en la respuesta optimizada un ligero aumento de la transmisividad de las ondas longitudinales, y una gran disminución de esta en las ondas *shear*.

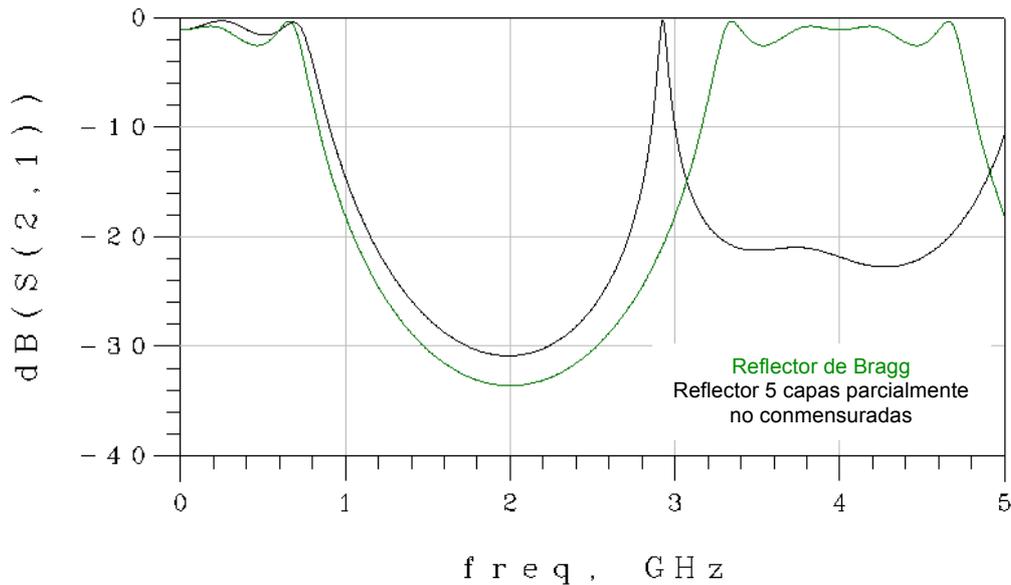


Figura 4.10: Transmisividad de las ondas longitudinales

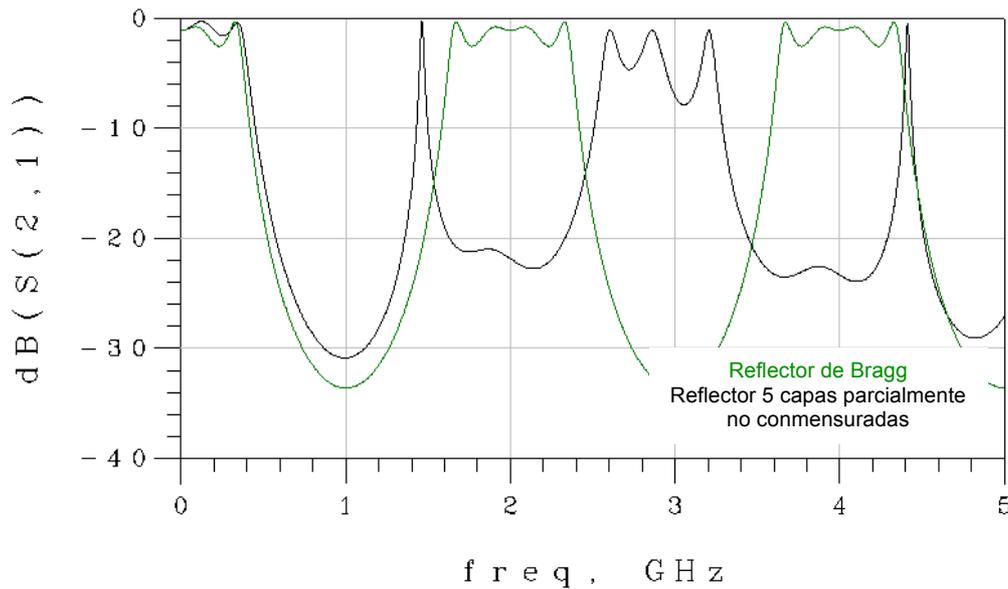


Figura 4.11: Transmisividad de las ondas shear

En la Tabla 4.9 se muestra el factor de calidad obtenido mediante las respuestas optimizadas. Observamos que obtenemos una Q de 3450, mientras que con el reflector de Bragg obtenemos 368.

| Reflector | $Q_{long.}$ | Q_{shear} | Q |
|--------------------------------------------------|-------------|-------------|------|
| 5 capas $\lambda/4$ | 6911 | 4 | 368 |
| 5 capas parcialmente no conmensuradas optimizada | 3690 | 461 | 3450 |

Tabla 4.9: Factor de Calidad Q

El siguiente paso es estudiar la respuesta obtenida del filtro utilizando las longitudes optimizadas. Esa se muestra en la Figura 4.12, donde observamos que obtenemos menores pérdidas de inserción, mayor selectividad, mayor rizado y un mayor ancho de banda.

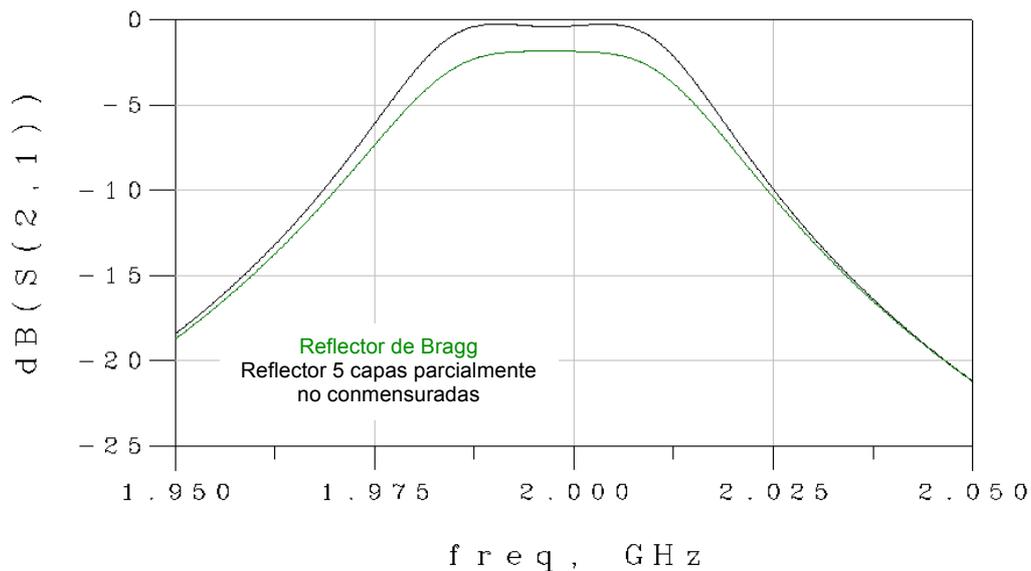


Figura 4.12: Respuesta del filtro

En la Figura 4.13 se muestra la impedancia del filtro, en la que se puede apreciar la mejora en cuanto a la impedancia de resonancia y antiresonancia, valores de las cuales se muestra en la Tabla 4.10.

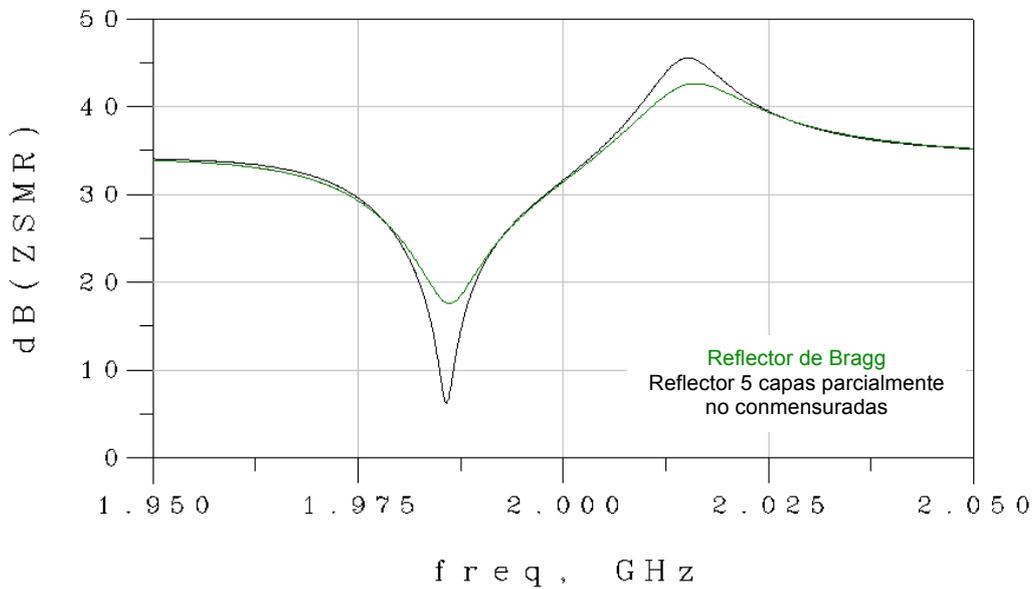


Figura 4.13: Impedancia del filtro

| 5 capas | | 5 capas parcialmente no conmensuradas | |
|-------------------------|-----------------------------|---------------------------------------|-----------------------------|
| Z _{resonancia} | Z _{antiresonancia} | Z _{resonancia} | Z _{antiresonancia} |
| 57.6 ohms | 18289.4 ohms | 4.17 ohms | 35481.3 ohms |

Tabla 4.10: Impedancias de resonancia y antiresonancia

Finalmente, en la Figura 4.14 se muestra la mejora producida en la respuesta de la fase de la impedancia.

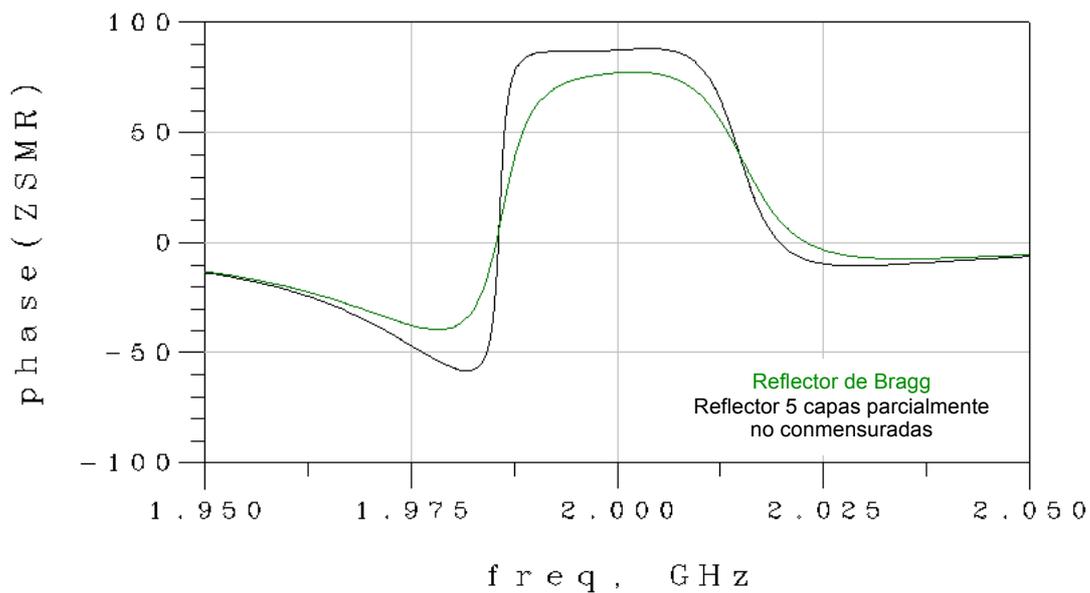


Figura 4.14: Fase de la impedancia del filtro

Finalmente, en la Tabla 4.11 se resumen las mejoras obtenidas respecto el reflector de Bragg de 5 capas en el reflector optimizado.

| Parámetro | Reflector Bragg | Reflector Optimizado |
|-----------------------------|-----------------|----------------------|
| Q | 368 | 3450 |
| IL | 1.874 dB | 0.271 dB |
| FBW(%) | 0.7814 | 0.96 |
| Rizado | 0 dB | 0.14 dB |
| Z _{resonancia} | 57.6 ohms | 4.17 ohms |
| Z _{antiresonancia} | 18289.4 ohms | 35481.3 ohms |

Tabla 4.11: Resumen

4.4 Conclusiones del capítulo

En las estructuras BAW-CRF que utilizan como aislamiento mecánico entre el sustrato y la estructura un reflector de Bragg, se produce un empeoramiento del factor de calidad debido al comportamiento de las ondas *shear*. Con el objetivo de mejorar el comportamiento de estas, hemos estudiado en este capítulo si mediante la utilización de las configuraciones de 3 capas no conmensuradas y 5 capas parcialmente no conmensuradas, presentadas en el capítulo de capas de acoplamiento, obtenemos una mejora del factor de calidad.

En el primer caso, hemos observado como mediante esta configuración no obtenemos los resultados deseados, debido a que para un misma K que con un reflector de Bragg de 3 capas, obtenemos un empeoramiento de la respuesta de las ondas longitudinales, y aunque se produce una mejora de la respuesta de las ondas *shear*, el factor de calidad empeora respecto el obtenido con un reflector de Bragg. Por otra parte, con la segunda configuración obtenemos el mismo factor de calidad con la K mínima que con un reflector de Bragg con el mismo número de capas. Aunque si aumentamos ligeramente K no obtenemos una mejora del factor de calidad, sino que se produce el efecto contrario. Finalmente, hemos realizado una optimización con la que el factor de calidad aumenta, y ello se traduce en una mejora de la respuesta de la estructura BAW-CRF.

Por tanto, las configuraciones estudiadas no permiten obtener una metodología sistemática de diseño del aislamiento mecánico entre el sustrato y la estructura BAW que proporcionen factores de calidad mayores que los obtenidos con reflectores de Bragg con capas de $\lambda/4$.

4.5 Referencias del capítulo

[4-1] S. Marksteiner, J. Kaitila; G. G. Fattinger, R. Aigner, "Optimization of Acoustic Mirrors for Solidly Mounted BAW Resonators" Infineon Technologies AG; Otto-Hahn-Ring 6, D-81739 Munich, Germany.

[4-2] Kenneth M. Lakin, Gerald R. Kline, Kevin T. McCarron, "Development of miniature filters for Wireless Applications" IEEE Transactions on Microwave theory and techniques, Vol. 43, No. 12, December 1995.

[4-3] Kiyoshi Nakamura, Hirofumi Kanbara, "Theoretical analysis of piezoelectric thin film resonator with acoustic quarter wave multilayers", Graduate School of Engineering, Tohoku University, Sendai 980-8579, Japan.

[4-4] Sang-Hee Kim, Jong-Heon Kim, Hee-Dae Park, Giwan Yoon, "AlN-based film acoustic resonator devices with W/SiO₂ multilayers reflector for rf bandpass filter application", American Vacuum Society, 2001.

Conclusiones

Actualmente, los filtros SAW ocupan gran parte del mercado de filtros RF, pero estos presentan ciertas limitaciones que los filtros BAW permiten superar. Estos ofrecen rangos de funcionamiento a más altas frecuencias, elevados factores de calidad, permiten mayores niveles de potencia y son compatibles con procesos CMOS. Por ello, podemos llegar a la conclusión de que los filtros BAW reemplazarán los filtros SAW.

Distinguimos entre dos grupos de filtros BAW. Los que se componen de la conexión eléctrica de varios resonadores en un determinada topología y los que se componen por la apilación de resonadores acústicamente acoplados. En el primer grupo diferenciamos los filtros ladder y los filtros lattice, y en el segundo, los filtros SCF (*Stacked Crystal Filter*) y los CRF (*Coupled Resonator Filter*).

El análisis de la propagación de la onda acústica a través de materiales sólidos lleva a la obtención de un modelo físico equivalente para materiales no piezoeléctricos y materiales piezoeléctricos que presenta analogía con modelos eléctricos. Gracias a esta analogía podemos obtener un modelo eléctrico equivalente del comportamiento de un filtro CRF. A partir de este y la teoría clásica de filtros se ha presentado una metodología de diseño sistemático de filtros pasobanda Chebyshev CRF de orden 2. Esta nos permite obtener el diseño físico de la estructura BAW-CRF, a partir de las especificaciones de diseño del filtro.

La primera parte de este proyecto se ha centrado en el estudio de las capas de acoplamiento de un filtro CRF, las cuales en el modelo eléctrico se caracterizan con un inversor de impedancias. Las soluciones que utilizan capas de grosor de $\lambda/4$ para la implementación de las capas de acoplamiento, debido al reducido número de materiales con las que implementarlas, ofrecen un rango discreto de valores de K. A medida que aumentamos el número de capas, obtenemos un mayor número de valores de K, pero disminuye el ancho de banda en el que la solución se comporta como un inversor.

Se han desarrollado dos configuraciones para la obtención de un rango continuo de valores K, en los cuales, en lugar de ser fijas las longitudes acústicas, se fijan los valores de las impedancias, y en función del acoplamiento que se requiere, se obtienen las longitudes acústicas de las capas que forman el inversor de acoplamiento.

La primera solución es la de 3 capas no conmensuradas, en la que la primera y tercera capa tiene una baja impedancia característica e igual longitud acústica ϕ_1 , y la segunda tiene alta impedancia y longitud acústica ϕ_2 . La segunda solución es la de 5 capas parcialmente no conmensuradas, en la que la primera, tercera y quinta capa tiene baja impedancia, y la segunda y cuarta de alta impedancia. Las capas de alta impedancia tiene una longitud de $\lambda/4$, y por tanto, sólo debemos definir ϕ_1 y ϕ_3 .

En ambos casos los valores de baja y alta impedancia implementados influyen en la respuesta del filtro, y además en función de su valor respecto K influyen de diferente modo. La utilización de las dos configuraciones comportan, en diferente nivel, una

reducción del ancho de banda y un empeoramiento de la respuesta espuria de la estructura BAW-CRF respecto la solución de una capa de $\lambda/4$.

La ventaja que presentan las capas de acoplamiento de 3 capas no conmensuradas respecto 5 capas no conmensuradas es que la reducción del ancho de banda siempre es menor y que la respuesta espuria es mejor. Pero el gran inconveniente que presenta es que sólo puede implementarse en los casos en que Z_{low} es menor que K . Esto provoca que no puedan utilizarse en procesos de diseño que utilizan la metodología de diseño sistemático utilizada en este proyecto. En cambio, la configuración de 5 capas parcialmente no conmensuradas puede implementarse para cualquier relación entre las impedancias y K , donde sólo deben cumplirse los límites establecidos para que las longitudes acústicas sean reales. Además, para unos valores de baja y alta impedancia fijados ofrece un mayor rango continuo de valores de K .

Por tanto, podemos afirmar que las dos soluciones son buenas, porque obtenemos siempre un mayor ancho de banda en el que se comportan como un inversor que en el caso de utilizar las soluciones conmensuradas con el mismo número de capas, y además solucionamos el problema del rango discreto de factores de acoplamiento.

En la segunda parte del proyecto se ha estudiado si mediante la utilización de las configuraciones de 3 capas no conmensuradas y 5 capas parcialmente no conmensuradas, presentadas en el capítulo de capas de acoplamiento, obtenemos una mejora del factor de calidad en las estructuras BAW con SMR.

En el primer caso, hemos observado como mediante esta configuración no obtenemos los resultados deseados, debido a que para un misma K que con un reflector de Bragg de 3 capas, obtenemos un empeoramiento de la respuesta de las ondas longitudinales, y aunque se produce una mejora de la respuesta de las ondas *shear*, el factor de calidad empeora respecto el reflector de Bragg. Por otra parte, con la segunda configuración obtenemos el mismo factor de calidad con la K mínima que con un reflector de Bragg con el mismo número de capas. Aunque si aumentamos ligeramente K no obtenemos una mejora del factor de calidad, sino que se produce el efecto contrario. Finalmente, hemos realizado una optimización con la que el factor de calidad aumenta, y ello se traduce en una mejora en la respuesta de la estructura BAW-CRF.

Por tanto, las configuraciones estudiadas no permiten obtener una metodología sistemática de diseño del aislamiento mecánico entre el sustrato y la estructura BAW que proporcionen factores de calidad mayores que los obtenidos con reflectores de Bragg con capas de $\lambda/4$.

Finalmente, comentar como líneas futuras de investigación, el estudio para la definición de la configuración de 3 capas no conmensuradas y 5 capas parcialmente no conmensuradas, para la obtención de una menor reducción del ancho de banda y mejorar la respuesta espuria de ambos. Y por otra parte, el estudio de nuevas configuraciones para la obtención de una metodología sistemática de diseño del aislamiento mecánico entre sustrato y la estructura BAW que comporte una mejora de la respuesta de las ondas *shear*, y por tanto, del factor de calidad Q en los reflectores de Bragg.

Anexos

A. Constantes de materiales

En la Tabla 5.1 se muestran los parámetros más importantes de los materiales más utilizados en la implementación de resonadores BAW. Podemos distinguir materiales piezoeléctricos para la construcción del resonador, metales para la construcción de electrodos, para capas de acoplamiento y para sustratos para el soporte de la estructura.

| Tipo de material | Material | ϵ_r^S (F/m) | c^E (GPa) | e (A·s/m) | $Z_{acústica}$ (Kg/m ² /s)x10 ⁷ | ρ (Kg/m ³) | v_p (m/s) |
|------------------|------------------|----------------------|-------------|-------------|----------------------------------------------------------|-----------------------------|-------------|
| Piezoeléctrico | ZnO | 3.95 | 211 | 1.32 | 3.01 | 5665 | 6080 |
| | AlN | 10.5 | 395 | 1.5 | 3.7 | 3260 | 11350 |
| Metal | Pt | 1 | - | - | 9.09 | 21500 | 4230 |
| | Al | 1 | - | - | 1.75 | 2700 | 6490 |
| | Mo | 1 | - | - | 6.56 | 10230 | 6408 |
| | Au | 1 | - | - | 3.3 | 19300 | 1740 |
| | Cu | 1 | - | - | 3.18 | 8920 | 3570 |
| | Ag | 1 | - | - | 2.72 | 10490 | 2600 |
| | W | 1 | - | - | 9.9 | 19250 | 5174 |
| Sustrato | SiO ₂ | 3.9 | - | - | 1.31 | 2200 | 5970 |

Tabla A.1: Parámetros de los materiales más utilizados en resonadores BAW

B. Expresiones de los elementos de filtro prototipo pasabajo de Chebyshev

Los valores de immitancias que definen el equivalente paso bajo se obtienen mediante expresiones cerradas. A continuación se escriben las expresiones de la g_i , donde L_{ar} es el rizado en la banda de paso y n el orden del filtro.

$$g_o = 1$$

$$g_1 = \frac{2}{\gamma} \sin\left(\frac{\pi}{2n}\right)$$

$$g_i = \frac{1}{g_{i-1}} \frac{\sin\left(\frac{(2i-1)\pi}{2n}\right) \sin\left(\frac{(2i-3)\pi}{2n}\right)}{\gamma^2 + \sin^2\left(\frac{(i-1)\pi}{n}\right)} \quad \text{para } i=2,3\dots n \quad (\text{B.1})$$

$$g_{n+1} = \begin{cases} 1 \rightarrow n = \text{impar} \\ \cot an^2\left(\frac{\beta}{4}\right) \rightarrow n = \text{par} \end{cases}$$

donde,

$$\beta = \ln\left(\cot \operatorname{an}\left(\frac{L_{Ar}}{17.37}\right)\right) \quad (\text{B.2})$$

$$\gamma = \sinh\left(\frac{\beta}{2n}\right)$$

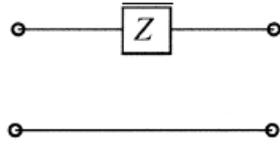
Típicamente, con el uso de las expresiones anteriores los valores de las immitancias se suelen tabular como aparecen en la Tabla B.1 para diferentes rizados.

| For passband ripple $L_{Ar} = 0.01$ dB | | | | | | | | | | |
|-------------------------------------------|--------|--------|--------|--------|--------|--------|--------|--------|--------|----------|
| n | g_1 | g_2 | g_3 | g_4 | g_5 | g_6 | g_7 | g_8 | g_9 | g_{10} |
| 1 | 0.0960 | 1.0 | | | | | | | | |
| 2 | 0.4489 | 0.4078 | 1.1008 | | | | | | | |
| 3 | 0.6292 | 0.9703 | 0.6292 | 1.0 | | | | | | |
| 4 | 0.7129 | 1.2004 | 1.3213 | 0.6476 | 1.1008 | | | | | |
| 5 | 0.7563 | 1.3049 | 1.5773 | 1.3049 | 0.7563 | 1.0 | | | | |
| 6 | 0.7814 | 1.3600 | 1.6897 | 1.5350 | 1.4970 | 0.7098 | 1.1008 | | | |
| 7 | 0.7970 | 1.3924 | 1.7481 | 1.6331 | 1.7481 | 1.3924 | 0.7970 | 1.0 | | |
| 8 | 0.8073 | 1.4131 | 1.7825 | 1.6833 | 1.8529 | 1.6193 | 1.5555 | 0.7334 | 1.1008 | |
| 9 | 0.8145 | 1.4271 | 1.8044 | 1.7125 | 1.9058 | 1.7125 | 1.8044 | 1.4271 | 0.8145 | 1.0 |
| For passband ripple $L_{Ar} = 0.04321$ dB | | | | | | | | | | |
| n | g_1 | g_2 | g_3 | g_4 | g_5 | g_6 | g_7 | g_8 | g_9 | g_{10} |
| 1 | 0.2000 | 1.0 | | | | | | | | |
| 2 | 0.6648 | 0.5445 | 1.2210 | | | | | | | |
| 3 | 0.8516 | 1.1032 | 0.8516 | 1.0 | | | | | | |
| 4 | 0.9314 | 1.2920 | 1.5775 | 0.7628 | 1.2210 | | | | | |
| 5 | 0.9714 | 1.3721 | 1.8014 | 1.3721 | 0.9714 | 1.0 | | | | |
| 6 | 0.9940 | 1.4131 | 1.8933 | 1.5506 | 1.7253 | 0.8141 | 1.2210 | | | |
| 7 | 1.0080 | 1.4368 | 1.9398 | 1.6220 | 1.9398 | 1.4368 | 1.0080 | 1.0 | | |
| 8 | 1.0171 | 1.4518 | 1.9667 | 1.6574 | 2.0237 | 1.6107 | 1.7726 | 0.8330 | 1.2210 | |
| 9 | 1.0235 | 1.4619 | 1.9837 | 1.6778 | 2.0649 | 1.6778 | 1.9837 | 1.4619 | 1.0235 | 1.0 |
| For passband ripple $L_{Ar} = 0.1$ dB | | | | | | | | | | |
| n | g_1 | g_2 | g_3 | g_4 | g_5 | g_6 | g_7 | g_8 | g_9 | g_{10} |
| 1 | 0.3052 | 1.0 | | | | | | | | |
| 2 | 0.8431 | 0.6220 | 1.3554 | | | | | | | |
| 3 | 1.0316 | 1.1474 | 1.0316 | 1.0 | | | | | | |
| 4 | 1.1088 | 1.3062 | 1.7704 | 0.8181 | 1.3554 | | | | | |
| 5 | 1.1468 | 1.3712 | 1.9750 | 1.3712 | 1.1468 | 1.0 | | | | |
| 6 | 1.1681 | 1.4040 | 2.0562 | 1.5171 | 1.9029 | 0.8618 | 1.3554 | | | |
| 7 | 1.1812 | 1.4228 | 2.0967 | 1.5734 | 2.0967 | 1.4228 | 1.1812 | 1.0 | | |
| 8 | 1.1898 | 1.4346 | 2.1199 | 1.6010 | 2.1700 | 1.5641 | 1.9445 | 0.8778 | 1.3554 | |
| 9 | 1.1957 | 1.4426 | 2.1346 | 1.6167 | 2.2054 | 1.6167 | 2.1346 | 1.4426 | 1.1957 | 1.0 |

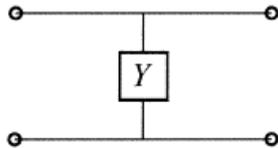
Tabla B.1: Valores tabulados de g_i para los filtros prototipo pasabajo de Chebyshev

C. Matrices ABCD

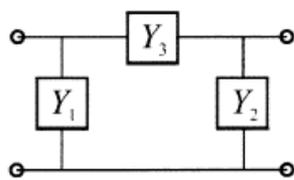
A continuación se muestran las matrices ABCD de las redes bipuerto más utilizadas.



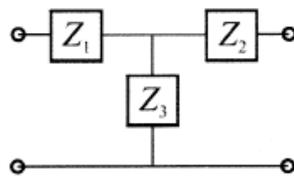
$$\begin{aligned} A &= 1 & B &= Z \\ C &= 0 & D &= 1 \end{aligned}$$



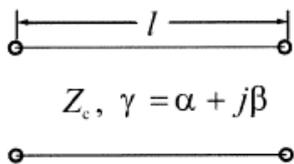
$$\begin{aligned} A &= 1 & B &= 0 \\ C &= Y & D &= 1 \end{aligned}$$



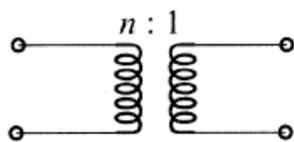
$$\begin{aligned} A &= 1 + \frac{Y_2}{Y_3} & B &= \frac{1}{Y_3} \\ C &= Y_1 + Y_2 + \frac{Y_1 Y_2}{Y_3} & D &= 1 + \frac{Y_1}{Y_3} \end{aligned}$$



$$\begin{aligned} A &= 1 + \frac{Z_1}{Z_3} & B &= Z_1 + Z_2 + \frac{Z_1 Z_2}{Z_3} \\ C &= \frac{1}{Z_3} & D &= 1 + \frac{Z_2}{Z_3} \end{aligned}$$



$$\begin{aligned} A &= \cosh \gamma l & B &= Z_c \sinh \gamma l \\ C &= \frac{\sinh \gamma l}{Z_c} & D &= \cosh \gamma l \end{aligned}$$



$$\begin{aligned} A &= n & B &= 0 \\ C &= 0 & D &= \frac{1}{n} \end{aligned}$$

Abstract

Coupling layers are one of the key elements in Bulk Acoustic Wave Coupled Resonators Filters device. The coupling factor of these layers can be stated during the CRF design to achieve a specified response. We obtain limited and discrete range of coupling factor values with $\lambda/4$ thickness layers solutions because exist a reduced set of materials to implement coupling layers. On the other hand, Bragg reflector is an isolation mechanism between substrate and BAW structure which is formed by $\lambda/4$ thickness layers with high and low acoustic impedance. The problem of this is quality factor reduction associated with losses arising from shear waves. This paper presents an approach to obtain a wide continuous range of coupling factors and studies an improvement of BAW device with Bragg reflector quality factors starting from two common materials with high and low acoustic impedance each.

Resumen

Las capas de acoplamiento son un elemento clave en los dispositivos BAW CRF. El factor de acoplamiento K de estas capas permite el diseño de una determinada respuesta. Debido al limitado número de materiales con las que implementarlas, las soluciones que utilizan capas de $\lambda/4$ ofrecen un rango discreto de K. Por otra parte, el reflector de Bragg es un mecanismo de aislamiento mecánico entre el sustrato y la estructura BAW que está formado por capas alternas de alta y baja impedancia acústica de $\lambda/4$. El problema que presenta es la reducción del factor de calidad asociado a las pérdidas producida por las ondas *shear*. Este proyecto presenta un método para la obtención de un rango continuo de factores de acoplamiento y estudia la mejora del factor de calidad de las estructuras BAW con reflector de Bragg partiendo de dos materiales con alta y baja impedancia acústica.

Resum

Les capes d'acoblament son un element clau dels dispositius BAW CRF. El factor d'acoblament K d'aquestes capes permet el disseny d'una determinada resposta. Degut al limitat nombre de materials amb les que implementar-les, les solucions que utilitzen capes de $\lambda/4$ ofereixen un rang discret de K. Per altre banda, el reflector de Bragg és un mecanisme d'aïllament mecànic entre el substrat i l'estructura BAW que esta format per capes alternes de alta i baixa impedància acústica de $\lambda/4$. El problema que presenta és la reducció del factor de qualitat associat a les pèrdues produïdes per les ones *shear*. Aquest projecte presenta un mètode per l'obtenció d'un rang continu de factors d'acoblament i la millora del factor de qualitat de les estructures BAW amb reflector de Bragg partint de dos materials amb alta i baixa impedància acústica.