



METODOLOGÍA DE DISEÑO DE FILTROS CRF/SCF
BASADA EN MODELOS DE RESONADORES BAW
ACOPLADOS ACÚSTICAMENTE

Memoria del Proyecto Final de
Carrera de Ingeniería de
Telecomunicaciones

realizado por
Edén Corrales López
y dirigido por
Pedro de Paco Sánchez

Escola Tècnica Superior d'Enginyeria
de la UAB

Bellaterra, Junio del 2007

Contenido

Nomenclatura.....	7
Introducción	8
1 Filtros de RF.....	11
1.1 Filtros cerámicos	12
1.2 Filtros SAW (Surface Acoustic Wave).....	12
1.3 Dispositivos Bulk Acoustic Wave (BAW)	13
1.4 Filtros BAW (Bulk Acoustic Wave).....	15
1.4.1 Filtros Ladder.....	16
1.4.2 Filtros lattice.....	17
1.4.3 Stacked Crystal Filter (SCF).....	18
1.4.4 Coupled Resonator Filter (CRF)	20
1.4.5 Camino de la onda en SCFs y en CRFs	21
1.5 Conclusiones del capítulo.....	22
1.6 Referencias del capítulo	23
2 Modelos de propagación de onda acústica y modelo de Mason.....	25
2.1 Tensión mecánica (stress)	26
2.2 Deformación del material (strain).....	27
2.3 Ecuación de onda acústica	27
2.4 Analogía entre el modelo mecánico de propagación y el modelo eléctrico.....	29
2.5 Piezoelectricidad y modelo de Mason	31
2.6 Generalización del modelo de Mason a multicapa	33
2.7 Impedancia eléctrica en los terminales de un material piezoeléctrico	34
2.8 Reflector de Bragg.....	35
2.9 Conclusiones del capítulo.....	37
2.10 Referencias del capítulo	38
3 Modelos circuitales equivalentes de los dispositivos SCF y CRF	39
3.1 Modelo circuital equivalente del Stacked Crystal Filter.....	40
3.1.1 Proceso de síntesis del modelo del SCF	41
3.1.2 Relación entre Z_a y Z_b	42
3.1.3 Síntesis de la impedancia Z_a	44
3.1.4 Validación del modelo de SCF	47
3.2 Modelo circuital equivalente del Coupled Resonator Filter	49
3.2.1 Proceso de síntesis del modelo del CRF	49
3.2.2 Modelo equivalente propuesto del CRF.....	50
3.2.3 Validación del modelo del CRF	51

3.3	Conclusiones del capítulo.....	53
3.4	Referencias del capítulo	54
4	Diseño sistemático de filtros con Coupled Resonator Filters y con Stacked Crystal Filters	55
4.1	Teoría clásica de filtros.....	56
4.2	Diseño de filtros pasobanda de orden 2 con CRF	59
4.3	Diseño de filtros a partir de CRFs y SCFs utilizando inversores como unión	62
4.3.1	Diseño de filtros pasobanda de orden 4 con 2 CRF unidos con una línea de $\lambda/4$..	62
4.3.2	Diseño de filtros pasobanda de orden 3 con CRF y SCF unidos con una línea de $\lambda/4$	67
4.3.3	Diseño de filtros pasobanda de orden 2 con dos SCF unidos con una línea de $\lambda/4$	70
4.3.4	Generalización del diseño de filtros con CRFs y con SCFs utilizando un inversor como elemento de unión entre ellos	72
4.4	Diseño de filtros a partir de CRFs y SCFs con diferentes frecuencias de resonancia unidos directamente	74
4.4.1	Diseño de filtros mediante CRFs unidos de forma directa.....	74
4.4.2	Rangos de FBWs de operación de los CRFs unidos de forma directa	79
4.4.3	Diseño de filtros mediante SCFs unidos de forma directa	80
4.4.4	Rangos de FBWs de operación de los SCFs unidos de forma directa.....	83
4.5	Conclusiones del capítulo.....	85
4.6	Referencias del capítulo	86
5	Ejemplos de diseños de filtros.....	87
5.1	Filtros receptor y transmisor para un teléfono móvil UMTS	88
5.2	Filtro para WLAN 802.11a	91
5.3	Filtro para receptor GPS.....	92
5.4	Filtro WLAN 802.11a con reflector Bragg.....	94
5.5	Conclusiones del capítulo.....	96
5.6	Referencias del capítulo	97
	Conclusiones	98
	Anexos.....	101
A.	Constantes de materiales.....	102
B.	Redes equivalentes	103
C.	Expresiones de los elementos del filtro prototipo pasobajo de Chebyshev.....	104
D.	Parámetros ABCD de algunas de las redes bipuerto más utilizadas	106

Índice de figuras

Figura 1-1 Esquema de la superficie de un dispositivo SAW	12
Figura 1-2 Cristal resonador. (a) Símbolo circuital, su dibujo es representativo de la estructura del resonador, (b) Equivalente circuital alrededor de la resonancia primaria	13
Figura 1-3 Esquema de la sección cruzada de un resonador BAW de tipo membrana	14
Figura 1-4 Esquema de la sección cruzada de un resonador BAW con espejo acústico.....	15
Figura 1-5 Respuesta eléctrica de un resonador BAW.....	15
Figura 1-6 Topología de un filtro ladder de 2 ½ etapas	16
Figura 1-7 Respuesta eléctrica de los resonadores BAW serie y paralelo de una etapa de un filtro ladder y coeficiente de transmisión de la etapa	17
Figura 1-8 Topología de una etapa de un filtro lattice.....	18
Figura 1-9 Configuración básica de un Stacked Crystal Filter	18
Figura 1-10 Respuesta de dos secciones SCFs con la respuesta principal centrada a 1575 MHz (GPS). Configuración con estructura de membrana. La presencia de los electrodos distorsiona la relación armónica de las resonancias [1-5]	19
Figura 1-11 Equivalente circuital con elementos concentrados de un Stacked Crystal Filter	19
Figura 1-12 Respuesta de dos secciones SCFs con la respuesta principal centrada a 1575 MHz (GPS). Configuración con SMR. El reflector elimina las resonancias espurias [1-5]	20
Figura 1-13 Configuración básica de un Coupled Resonator Filter	20
Figura 1-14 Filtro SCF de dos secciones compuesto de dos SCFs conectados eléctricamente en serie. Una pareja de resonadores vertical actúan como un filtro de un polo. Dos parejas de resonadores en serie actúan como un filtro de dos polos.....	21
Figura 1-15 Filtro CRF de dos secciones compuesto de dos CRFs conectados eléctricamente en serie. Los resonadores superior e inferior tienen un acoplamiento mecánico reducido gracias a las capas de acoplo. El comportamiento general resulta en una respuesta de dos polos para cada sección y una respuesta de cuatro polos para las dos secciones.....	22
Figura 2-1 Tensiones mecánicas en una partícula de material.....	26
Figura 2-2 Lámina de material sobre la que se soluciona la ecuación de la onda acústica	29
Figura 2-3 Modelo de impedancias acústicas para una lámina de material piezoeléctrico	30
Figura 2-4 Equivalente circuital para un red de dos puertos recíproca	30
Figura 2-5 Línea de transmisión sin pérdidas.....	30
Figura 2-6 Modelo de Mason	33
Figura 2-7 Esquema de la sección cruzada de un resonador BAW con 2 capas de electrodos, 1 capa de piezoeléctrico, 5 capas formando el reflector y 1 capa de sustrato.....	33
Figura 2-8 Modelo circuital equivalente de la estructura multicapa de la Figura 2-7	34
Figura 2-9 Modelo de tres puertos de una lámina de material piezoeléctrico.....	34
Figura 2-10 Respuesta típica de la impedancia eléctrica de la lámina de piezoeléctrico analizada	35
Figura 3-1 Dos modelos de Mason unidos acústicamente formando el SCF, con los puertos acústicos restantes terminados en cargas pasivas Z_L y Z_R	40
Figura 3-2 Red completamente eléctrica una vez se han desplazado los transformadores.....	41
Figura 3-3 Transformación T - π	41
Figura 3-4 Red equivalente una vez realizada la transformación T- π	42
Figura 3-5 Funciones de impedancia $Z_a(f)$ y $Z_b(f)$	43
Figura 3-6 Funciones de impedancia $Z_a(f)$ y $Z_b(f)$ en una ventana frecuencial del 10% de la frecuencia de resonancia	43
Figura 3-7 Red con la aproximación $Z_b \approx -2Z_a$	44
Figura 3-8 Topología de red reducida	44
Figura 3-9 Comparación de la impedancia Z_a con la aproximación de esta con un LC serie	45

Figura 3-10 Comparación de la impedancia Z_a con la aproximación de esta con un LC serie en un rango de frecuencias mayor.....	46
Figura 3-11 Modelo circuital equivalente obtenido del SCF	47
Figura 3-12 Modelo circuital equivalente del SCF implementado con ADS.....	47
Figura 3-13 Respuesta del modelo circuital equivalente obtenido del SCF (rojo) y respuesta del dispositivo SCF simulado con el modelo de Mason (azul)	48
Figura 3-14 Dos modelos de Mason acoplados acústicamente por las capas de acoplamiento arbitrario, con el resto de puertos acústicos terminados en cargas pasivas Z_L y Z_R	49
Figura 3-15 Red completamente eléctrica una vez se han desplazado los transformadores.....	49
Figura 3-16 Red con la aproximación $Z_b \approx -2Z_a$	50
Figura 3-17 Modelo circuital simplificado equivalente propuesto	50
Figura 3-18 Implementación en ADS del modelo circuital simplificado equivalente propuesto	51
Figura 3-19 Respuesta del modelo circuital simplificado equivalente propuesto (rojo) y la respuesta original del CRF (azul)	52
Figura 3-20 Respuesta del modelo circuital simplificado equivalente propuesto (rojo) y la respuesta original del CRF (azul) en un rango elevado de frecuencias.....	52
Figura 4-1 Filtro prototipo pasobajo	56
Figura 4-2 Filtro prototipo pasobanda	56
Figura 4-3 Filtro pasobanda de la Figura 4-2 convertido para usar sólo resonadores serie e inversores de impedancia	57
Figura 4-4 Filtro pasobanda de orden 2 con resonadores serie e inversores de impedancia	58
Figura 4-5 Implementación de un inversor de impedancias con T de condensadores.....	58
Figura 4-6 Filtro pasobanda de orden 2 con inversores de impedancia laterales modelados con T de condensadores	58
Figura 4-7 Modelo equivalente del BAW-CRF redibujado para diseño de filtro de orden $n=2$..	59
Figura 4-8 Esquemático del BAW-CRF utilizado para la simulación del filtro de orden $n=2$	61
Figura 4-9 Respuesta del BAW-CRF de orden $n=2$ diseñado (rojo) y la respuesta ideal del filtro de Chebyshev (azul)	62
Figura 4-10 Filtro pasobanda de orden $n=4$ genérico formado con resonadores serie e inversores de impedancia	64
Figura 4-11 Modelo equivalente del BAW-CRF redibujado para diseño de filtro de orden $n=4$	64
Figura 4-12 Modelo equivalente del BAW-CRF redibujado para diseño de filtro de orden $n=4$ con un inversor K_{ins} situado entre los dos BAW-CRF.....	64
Figura 4-13 Esquemático del BAW-CRF utilizado para la simulación del filtro de orden $n=4$	66
Figura 4-14 Respuesta del BAW-CRF de orden $n=4$ diseñado (rojo) y la respuesta ideal del filtro de Chebyshev (azul)	67
Figura 4-15 Filtro pasobanda de orden $n=3$ genérico formado con resonadores serie e inversores de impedancia	67
Figura 4-16 Modelo equivalente del BAW-CRF seguido de BAW-SCF para diseño del filtro de orden $n=3$	67
Figura 4-17 Esquemático del BAW-CRF y BAW-SCF utilizados para la simulación del filtro de orden $n=3$	69
Figura 4-18 Respuesta del filtro con CRF y SCF de orden $n=3$ diseñado (azul) y la respuesta ideal del filtro de Chebyshev (rojo).....	69
Figura 4-19 Modelo de dos SCF unidos por un inversor dibujado para diseño de filtro de orden $n=2$	70
Figura 4-20 Esquemático de los dos SCF conectados con línea de transmisión actuando como inversor utilizados para la simulación del filtro de orden $n=2$	71
Figura 4-21 Respuesta del filtro de orden $n=2$ con SCFs diseñado (azul) y la respuesta ideal del filtro de Chebyshev (rojo).....	72

Figura 4-22 Filtro pasobanda de orden $n=4$ genérico formado con resonadores serie e inversores de impedancia	77
Figura 4-23 Modelo equivalente de dos CRFs conectados directamente.....	77
Figura 4-24 Modelo equivalente de dos CRFs conectados directamente con condensadores paralelos añadidos en los extremos.....	77
Figura 4-25 Esquemático de los dos CRFs conectados directamente.....	78
Figura 4-26 Respuesta del filtro de orden $n=4$ con CRFs diseñado (rojo) y la respuesta ideal del filtro de Chebyshev (azul).....	79
Figura 4-27 C01 en función de FBW (primera solución de C01)	80
Figura 4-28 C01 en función de FBW (segunda solución de C01).....	80
Figura 4-29 C02 en función de FBW (primera solución de C02)	80
Figura 4-30 C02 en función de FBW (segunda solución de C02).....	80
Figura 4-31 Z5 en función de FBW (primera solución de Z5).....	80
Figura 4-32 Z5 en función de FBW (segunda solución de Z5)	80
Figura 4-33 Filtro pasobanda de orden $n=2$ genérico formado con resonadores serie e inversores de impedancia	81
Figura 4-34 Modelo equivalente de los BAW-SCF dibujados para diseño de filtro de orden $n=2$	81
Figura 4-35 Esquemático de los dos SCFs conectados directamente	83
Figura 4-36 Respuesta del filtro de orden $n=2$ con SCFs diseñado (rojo) y la respuesta ideal del filtro de Chebyshev (azul).....	83
Figura 4-37 C01 en función de FBW (primera solución de C01)	84
Figura 4-38 C01 en función de FBW (segunda solución de C01).....	84
Figura 4-39 C02 en función de FBW (primera solución de C02)	84
Figura 4-40 C02 en función de FBW (segunda solución de C02).....	84
Figura 4-41 Z5 en función de FBW (primera solución de Z5).....	84
Figura 4-42 Z5 en función de FBW (segunda solución de Z5)	84
Figura 4-43 Metodología general del diseño de filtros BAW-CRF y BAW-SCF	85
Figura 5-1 Respuesta de los filtros receptor (en rojo y rosa) y transmisor (en azul oscuro y claro) UMTS con dispositivos CRF	89
Figura 5-2 Esquemático del duplexor de UMTS implementado con filtros CRF	90
Figura 5-3 Respuesta de los filtros receptor (en rojo y rosa) y transmisor (en azul oscuro y claro) UMTS con dispositivos CRF dentro de la configuración del duplexor	91
Figura 5-4 Respuesta del filtro para WLAN 802.11a	92
Figura 5-5 Respuesta del filtro para GPS banda L1	93
Figura 5-6 Respuesta del filtro para GPS banda L1 en mayor rango de simulación	94
Figura 5-7 Esquemático del filtro para WLAN 802.11a implementado con reflectores Bragg ...	95
Figura 5-8 Respuesta del filtro para WLAN 802.11a implementado con reflector Bragg (rojo y azul) y respuesta ideal del fitro (rosa).....	96
Figura B-1 Equivalencia de red formada por impedancia serie y transformador	103
Figura B-2 Equivalencia de red formada por impedancia paralelo y transformador.....	103
Figura B-3 Transformación $T-\pi$	103
Figura B-4 Transformación $\pi-T$	103

Índice de tablas

Tabla 2-1 Analogía de los parámetros mecánicos y eléctricos para una lámina de material y una línea de transmisión	31
Tabla 4-1 Requerimientos del filtro de orden 2	60
Tabla 4-2 Valores de los parámetros de diseño del filtro de orden 2	61
Tabla 4-3 Requerimientos del filtro de orden 4 a 2 GHz	65
Tabla 4-4 Valores de los parámetros de diseño del filtro de orden 4 a 2 GHz	65
Tabla 4-5 Requerimientos del filtro de orden 3 a 10 GHz	68
Tabla 4-6 Valores de los parámetros de diseño del filtro de orden 3 a 10 GHz	68
Tabla 4-7 Valores de los parámetros de diseño del filtro de orden 2 con SCFs	71
Tabla 4-8 Requerimientos del filtro de orden 4 a 5.25 GHz	78
Tabla 4-9 Parámetros de diseño del filtro de orden 4 a 5.25 GHz	78
Tabla 4-10 Requerimientos del filtro de orden 2 con SCFs conectados directamente	82
Tabla 4-11 Parámetros de diseño del filtro de orden 2 a 2 GHz mediante dos SCF unidos de forma directa	82
Tabla 5-1 Requerimientos del filtro receptor para UMTS	88
Tabla 5-2 Requerimientos del filtro transmisor para UMTS	88
Tabla 5-3 Elementos del filtro prototipo pasobajo de los filtros RF receptor y transmisor UMTS	89
Tabla 5-4 Parámetros de diseño del filtro RF receptor UMTS	89
Tabla 5-5 Parámetros de diseño del filtro RF transmisor UMTS	89
Tabla 5-6 Requerimientos del filtro para WLAN 802.11a	91
Tabla 5-7 Elementos del filtro prototipo pasobajo del filtro para WLAN 802.11a	91
Tabla 5-8 Parámetros de diseño del filtro para WLAN 802.11a	92
Tabla 5-9 Requerimientos del filtro de GPS en banda L1	93
Tabla 5-10 Elementos del filtro prototipo pasobajo para el diseño del filtro GPS en banda L1	93
Tabla 5-11 Parámetros de diseño del filtro para GPS en banda L1	93
Tabla A-1 Constantes de los materiales más utilizados en filtros BAW	102
Tabla C-2 Valores de las inmitancias de un filtro prototipo pasobajo de Chebyshev de orden n con rizado $L_{ar}=0.01$ dB y $g_0=1$	104
Tabla C-3 Valores de las inmitancias de un filtro prototipo pasobajo de Chebyshev de orden n con rizado $L_{ar}=0.04321$ dB y $g_0=1$	105
Tabla C-4 Valores de las inmitancias de un filtro prototipo pasobajo de Chebyshev de orden n con rizado $L_{ar}=0.1$ dB y $g_0=1$	105

Nomenclatura

ADS	Advanced Design System
BAW	Bulk Acoustic Wave
C/A	Coarse Acquisition
CDMA	Code division multiple access
CMOS	Complementary Metal–Oxide–Semiconductor
CRF	Coupled Resonator Filter
FBAR	Film Bulk Acoustic Resonator
FBW	Fractional Bandwidth
FDD	Frequency Division Duplex
GSM	Global System for Mobile communications
IDT	Interdigital Transducer
MEMS	Micro-ElectroMechanical Systems
MMIC	Monolithic Microwave Integrated Circuit
PCS	Personal Communications System
RF	Radio Frequency
SAW	Surface Acoustic Wave
SCF	Stacked crystal filter
SiP	System in Package
SMR	Solidly Mounted Resonator
SoC	System on Chip
TFR	Thin Film Resonator
UMTS	Universal Mobile Telecommunications System
U-NII	Unlicensed National Information Infrastructure
WLAN	Wireless Local Area Network
Q	Quality factor
WCDMA	Wideband Code Division Multiple Access

Introducción

La creciente utilización de sistemas de comunicaciones móviles que operan a radiofrecuencias que pueden llegar hasta varias decenas de GHz ha disparado la demanda de filtros pasobanda más pequeños y con mejores prestaciones. Estos filtros pasobanda permiten la transmisión o recepción de señales dentro de determinados anchos de banda a una frecuencia especificada y eliminan el resto de señales. Sistemas de navegación por satélite globales (GPS, Galileo), sistemas de telecomunicaciones móviles (GSM, PCS, UMTS), transferencia de datos (Bluetooth, Wireless Local Area Network WLAN), broadcasting de TV o futuros sistemas de control de tráfico son algunos ejemplos de aplicaciones en las que se necesita esta selectividad en frecuencia.

Los filtros pasobanda que permiten el filtrado de la señal RF actualmente se fabrican utilizando diferentes tecnologías: i) filtros cerámicos basados en resonadores dieléctricos, ii) filtros que utilizan resonadores Surface Acoustic Wave (SAW), y iii) filtros que utilizan tecnología TFR (Thin Film Resonator) para la fabricación de dispositivos Bulk Acoustic Wave (BAW) conocidos como FBAR (Film Bulk Acoustic Resonator). De ellas, la tecnología SAW es la dominante en el mercado de filtros RF, no obstante los últimos años la tecnología TFR parece estar empezando a ocupar parte de su mercado.

El gran impacto de la tecnología TFR en el mercado es la capacidad de ofrecer resonadores de elevadas prestaciones (alto factor de calidad y manejos de potencia elevados) y a la vez con altos grados de miniaturización, permitiendo la realización de filtros en un rango amplio de frecuencias, mayor que la tecnología SAW, cubriendo las necesidades de los sistemas de RF. En general los filtros FBAR son aproximadamente entre 10 y 100 veces más pequeños que los filtros cerámicos o los filtros SAW. Otra de las grandes ventajas de los filtros FBAR es su compatibilidad con los procesados CMOS permitiendo su integración en MMIC (Monolithic Microwave Integrated Circuits). Los resonadores cerámicos y SAW son relativamente grandes en comparación con MMIC y además se construyen con materiales piezoeléctricos especiales no integrables on-chip. Por tanto los resonadores FBAR permiten nuevas arquitecturas de sistema (SiP system in package, SoC system on chip).

El objetivo de muchas empresas de semiconductores como Intel, Motorola o ST Microelectronics es la integración de los filtros de RF en un chip permitiendo soluciones completas o módulos para el procesamiento de la señal RF. Existen algunas empresas que han desarrollado suficientemente la tecnología TFR como para empezar con la comercialización de los primeros dispositivos FBAR: TFR Technologies, en USA, fundada en el 1989 por K.M Lakin quien fue uno de los pioneros en dispositivos FBAR; Agilent, en USA, empezó a desarrollar su tecnología en 1994. Sanyo está produciendo actualmente un teléfono CDMA utilizando duplexores FBAR de Agilent. Infineon Technologies, en Alemania, empezó grandes producciones de dispositivos FBAR en el 2002.

El procesamiento tecnológico de los FBAR y la calidad de sus materiales han avanzado enormemente en las últimas décadas. No obstante, no ha sido hasta estos últimos años que se han empezado a desarrollar metodologías de diseño de filtros pasobanda que tengan en cuenta las particularidades de la tecnología. Hasta entonces se dedicaba una importante parte del proceso de diseño de los filtros a la optimización de la respuesta.

Los SCF (Stacked Crystal Filter) y los CRF (Coupled Resonator Filter) son dos configuraciones particulares de filtros FBAR en las cuales se ha centrado este trabajo.

Los dos principales objetivos del trabajo son:

- modelar los dispositivos acústicos SCF y CRF mediante componentes circuitales eléctricos obteniendo un circuito simplificado de ambos. De esta forma podrán utilizarse herramientas eléctricas para trabajar con ambos dispositivos. El modelo del SCF fue desarrollado por Lakin y en este trabajo se demuestra como puede obtenerse este modelo eléctrico mediante análisis de redes. El modelo del CRF no ha sido desarrollado hasta el momento y en este trabajo se propone un novedoso modelo circuital eléctrico que permite describir el comportamiento del dispositivo acústico.
- innovar metodologías de diseño de filtros de RF con dispositivos SCF y CRF a partir de los modelos desarrollados para ambos.

En este trabajo en el capítulo 1 se ofrecerá una visión general de los filtros de RF más utilizados en la actualidad, describiendo sus principales características y brevemente sus principios de funcionamiento. De esta forma los filtros FBAR quedarán situados en el panorama actual de filtros de RF y más en concreto los SCF y los CRF. En el capítulo 2 se explican los conceptos mecánicos necesarios para desarrollar la teoría de propagación de la onda acústica y a partir de aquí se explican los conceptos de piezoelectricidad. En el capítulo 3 se desarrollan los modelos eléctricos equivalentes simplificados de los dispositivos SCF y CRF, estos modelos constan de elementos eléctricos básicos como son condensador, bobina e inversor. En el capítulo 4 se parte como base de los modelos eléctricos simplificados de los dos dispositivos y se relacionan con la teoría clásica de filtros a partir de elementos concentrados, de forma que se desarrollan un conjunto de expresiones que sirven como vínculo entre los dispositivos acústicos y la teoría eléctrica de filtros. En el capítulo 5 se realizan una serie de diseños de filtros de RF de sistemas de comunicaciones móviles reales a partir de la metodología de diseño desarrollada.

1 Filtros de RF

En este capítulo se ofrece una visión general de la situación actual de los filtros de radiofrecuencia (RF). Se describen los diferentes tipos de filtros que se están utilizando hoy en día con el objetivo de situar un subconjunto de filtros llamados filtros de onda acústica. Más concretamente dentro de este subconjunto se encuentran los filtros de onda acústica a través de sustrato (Bulk Acoustic Wave o BAW). Sobre este tipo de filtros se centra el presente trabajo. Una vez ubicados los filtros BAW en la amplia gama de filtros actuales en el siguiente capítulo se procederá a un análisis más detallado de su comportamiento.

En la actualidad, prácticamente la totalidad de los filtros de RF y microondas utilizados en aplicaciones como broadcast de TV, sistemas de telefonía móvil, telefonía inalámbrica, Bluetooth, WLAN... son filtros pasobanda. Según la teoría clásica de filtros pueden realizarse con elementos concentrados (bobinas (L) y condensadores (C)) conectados formando redes con determinadas topologías. En la práctica estas redes sufren pérdidas debido a los propios elementos concentrados. Las especificaciones de algunas aplicaciones requieren bajas pérdidas de inserción y alta selectividad del filtro, lo que se traduce en altos factores de calidad ($Q > 400$). A frecuencias por encima de 2 GHz por el momento no se pueden construir bobinas cercanas a estos valores de Q .

1.1 Filtros cerámicos

Las pérdidas se mejoran mediante el uso de elementos distribuidos como striplines o resonadores de cavidad en vez de elementos concentrados. El problema pasa entonces a ser el tamaño de estos filtros. La longitud de onda a 1 GHz en el aire es de 0.3 m, en materiales con constante dieléctrica ϵ_r la longitud de onda queda reducida un factor $\sqrt{\epsilon_r}$. La utilización de materiales cerámicos [1-1] permite tener ϵ_r de hasta 80. De todos modos los filtros cerámicos con alta selectividad ocupan un espacio significativo y normalmente son los componentes de mayor tamaño en las placas de circuito impreso de los teléfonos móviles. Otro inconveniente es que normalmente se requiere de una sintonización del filtro para compensar las tolerancias de las dimensiones. Al estar repartidas las pérdidas en un volumen relativamente grande estos filtros toleran la transmisión de varios vatios de potencia RF.

1.2 Filtros SAW (Surface Acoustic Wave)

Los filtros SAW ocupan la mayor parte del mercado de filtros de RF actualmente [1-2]. Al ser filtros acústicos, donde la velocidad del sonido en materiales sólidos es 10 000 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 . De forma que pueden realizarse resonadores basados en ondas estacionarias acústicas de muy pequeño tamaño. El acoplamiento entre el dominio eléctrico y el acústico se lleva a cabo con el efecto piezoeléctrico que presentan ciertos cristales. En los filtros SAW las ondas acústicas viajan a través de la superficie del sustrato dieléctrico en una dirección lateral. Estas ondas de superficie son conocidas también como ondas de Rayleigh, al ser descubiertas por el físico inglés en el 1885.

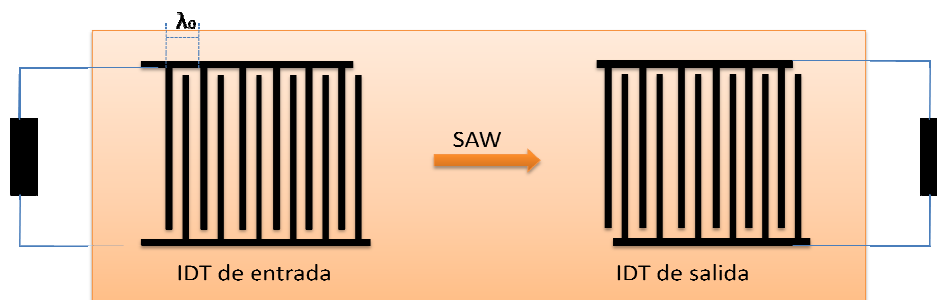


Figura 1-1 Esquema de la superficie de un dispositivo SAW

Los dispositivos SAW normalmente utilizan uno o más transductores interdigitales (IDTs) para convertir la onda acústica en señal eléctrica y viceversa gracias al efecto piezoeléctrico como se muestra en la Figura 1-1. Los IDTs consisten en dos capas metálicas con forma de peine que se entrelazan (del mismo modo que una cremallera) y se encuentran sobre un sustrato piezoeléctrico. 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 un *stress* o tensión mecánica en estas separaciones. Por *stress* se entiende la distribución de fuerzas internas por unidad de área de un cuerpo material que reaccionan a cargas externas aplicadas éste, en el caso del material piezoeléctrico esta carga se da en forma de campo eléctrico. Más adelante se estudiará el *stress* y el efecto piezoeléctrico con más detalle. 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.

Los filtros SAW presentan varios inconvenientes. Un inconveniente es su limitación a operar a frecuencias no superiores a los 2.5 GHz. Otro inconveniente son las limitaciones en cuanto a potencias permitidas a altas frecuencias. Al transmitir potencias RF de 1 W surgen problemas de sobrecalentamiento del filtro y electromigración debido a las altas densidades de corriente que soportan algunas de sus partes. Por este motivo se descartan este tipo de filtros para aplicaciones que requieren el manejo de altas potencias como por ejemplo duplexores en teléfonos CDMA a 1900 MHz. El valor de Q de los resonadores SAW en filtros de RF se encuentra normalmente por debajo de 400. El sustrato piezoeléctrico que utilizan los SAW no es compatible con los procesos de fabricación micro-electrónicos actuales.

1.3 Dispositivos Bulk Acoustic Wave (BAW)

Las ondas acústicas en materiales de estado sólido viajan a velocidades alrededor de 5000 m/s y pueden viajar largas distancias sin desaparecer. Uno de los motivos de este efecto es que las ondas acústicas en sólidos se acoplan muy débilmente al aire, debido a que la impedancia acústica del aire es un factor 100 000 veces más pequeña. Entonces aproximadamente un 99.995% de la energía se refleja de nuevo hacia el material sólido. Los cristales de cuarzo disponibles hasta frecuencias de 100 MHz utilizan este hecho para atrapar la energía dentro de una lámina que vibra a determinadas frecuencias. Estos cristales pueden llegar a tener valores de Q de 10000. En los cristales de cuarzo simples el modo fundamental ocurre cuando el grosor de la lámina corresponde a $\lambda/2$ formándose una onda estacionaria.

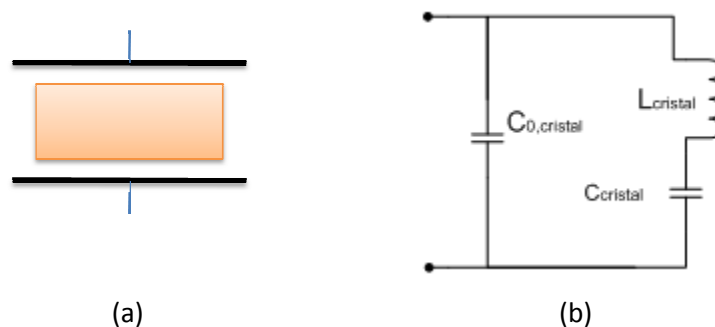


Figura 1-2 Cristal resonador. (a) Símbolo circuital, su dibujo es representativo de la estructura del resonador, (b) Equivalente circuital alrededor de la resonancia primaria

El principio de los dispositivos BAW es el mismo que el de los cristales de cuarzo. Se produce una vibración mecánica en el material piezoeléctrico que se encuentra entre al menos dos electrodos que permiten la conexión eléctrica. Al alternar la tensión eléctrica en el electrodo el piezoeléctrico entero empieza a expandirse y contraerse, creando la vibración mecánica. Esta vibración se da a través del piezoeléctrico a diferencia de los dispositivos SAW

en los que la vibración se da en la superficie. De aquí su nombre de dispositivos de onda a través de sustrato (BAW). Los resonadores BAW más conocidos son los FBAR por utilizar la tecnología TFR y se suele utilizar la nomenclatura FBAR y BAW indistintamente. Los resonadores FBAR utilizan procesos MEMS (Micro-ElectroMechanical Systems) para extender el principio de los cristales de cuarzo a frecuencias más altas [1-3]. La tecnología TFR ha estado bajo desarrollo durante los últimos 40 años consiguiendo resonadores y filtros en rangos de entre 500 MHz y 20 GHz. El grosor típico de la capa piezoeléctrica de los FBARs se encuentra alrededor de unos pocos μm . Los resonadores BAW presentan ventajas sobre los SAW, permitiendo rangos de frecuencia de funcionamiento superiores, compatibilidad con el procesado CMOS y manejos de potencia superiores. Del mismo modo que ocurría en los resonadores SAW se tiene que la gran ventaja con respecto a los resonadores electromagnéticos es que al tratarse de una onda acústica la velocidad de propagación es mucho menor y con ello el tamaño del resonador.

Una de las maneras de extender el principio del cristal de cuarzo a las frecuencias de GHz es fabricar el piezoeléctrico y los electrodos sobre una fina capa de membrana que actúa como soporte sobre un vacío de aire. Al haber un factor de 10^5 de diferencia entre las impedancias acústicas del piezoeléctrico y del aire se escapa muy poca energía. Los BAWs que utilizan membranas tienen la ventaja de necesitar muy pocas capas al fabricarse y permiten conseguir valores muy altos de Q. La parte negativa del uso de membrana es que al estar sometida a tensiones mecánicas pueden producirse doblamientos de la estructura, de forma que existen limitaciones estrictas en el momento de optimizar el resonador.

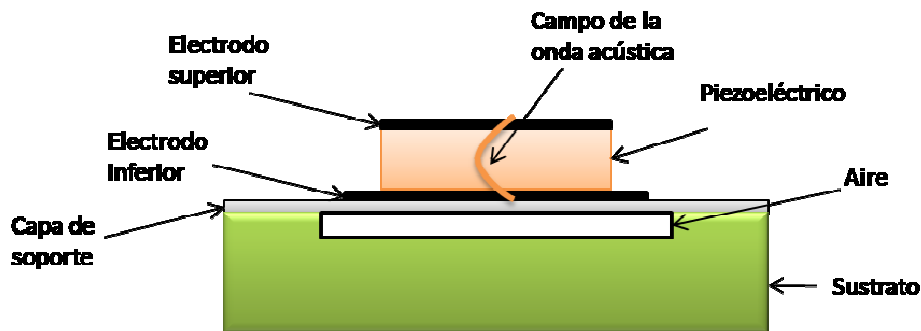


Figura 1-3 Esquema de la sección cruzada de un resonador BAW de tipo membrana

Una alternativa a los BAWs con membranas es conseguir el aislamiento acústico hacia el sustrato mediante espejos acústicos. A este tipo de BAWs se les conoce como SMR (Solidly Mounted Resonators) BAWs. Se pueden conseguir espejos acústicos eficientes mediante el principio de funcionamiento del reflector Bragg alternando valores de alta y baja impedancia acústica con grosores de $\lambda/4$ a la frecuencia de resonancia. Este principio de creación de espejo proviene del dominio de la óptica. En cada una de las interfaces entre las capas de alta y baja impedancia acústica un alto porcentaje de la onda se ve reflejada y al ser las capas de grosor $\lambda/4$ se suman con la fase correcta, más adelante se explicará con mayor detalle el funcionamiento de este espejo acústico.

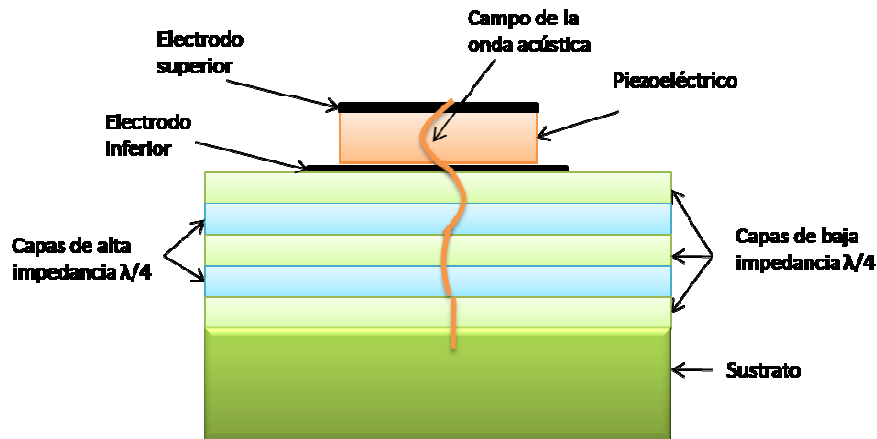


Figura 1-4 Esquema de la sección cruzada de un resonador BAW con espejo acústico

La fabricación de los espejos acústicos requiere que se depositen varias capas lo que incrementa los costes de procesamiento. En términos de robustez los SMR BAWs son superiores a los BAWs que utilizan membrana.

1.4 Filtros BAW (Bulk Acoustic Wave)

La respuesta eléctrica de un resonador BAW con valores de Q altos se caracteriza por un gran salto de la impedancia compleja cuando la frecuencia varía en un rango que incluye las frecuencias de resonancia y de antiresonancia. A frecuencias muy alejadas de las de resonancia y antiresonancia (las cuales se encuentran muy cercanas) la capacidad estática del resonador es dominante, de manera que la magnitud de la impedancia es proporcional a $1/f$ y la fase es de -90° .

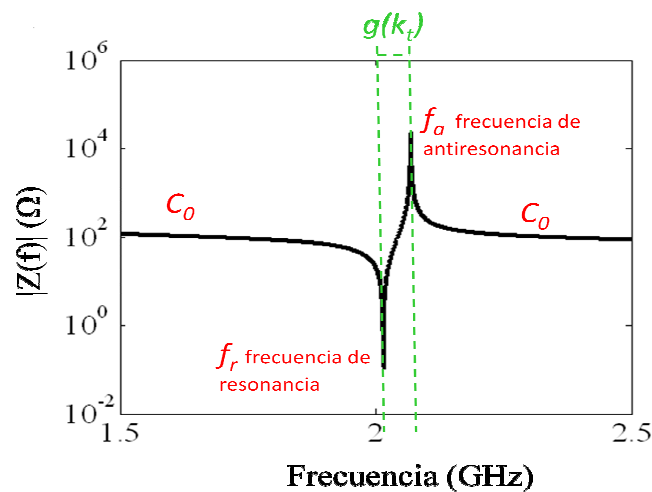


Figura 1-5 Respuesta eléctrica de un resonador BAW

La frecuencia de resonancia se define como aquella donde la magnitud de la impedancia es mínima y la fase pasa por 0° durante una rápida transición de -90° a 90° . En el rango de frecuencias entre las frecuencias de resonancia y de antiresonancia la fase se encuentra a 90° pero empieza a decrecer cuando se acerca a la frecuencia de antiresonancia en la cual la fase pasa por 0° de nuevo. La magnitud de la impedancia es máxima a esta frecuencia. La relación entre este máximo de magnitud de impedancia y el mínimo depende del coeficiente de acoplamiento piezoeléctrico k_t . Este coeficiente determina el grado de intercambio de energía entre el dominio eléctrico y el dominio mecánico.

$$k_t^2 = \frac{f_a - f_r}{f_a} \frac{\pi^2}{4} \quad 1-1$$

La teoría clásica de filtros basada en elementos L y C no se ha podido aplicar en su totalidad hasta el momento a los filtros BAW debido a que el circuito equivalente que presenta un resonador BAW no se puede desensamblar para utilizar las L o C que se quieran, de la misma forma que ocurre con los filtros con cristales que se encuentran con el mismo problema.

Los filtros BAW consisten en varios resonadores BAW que se conectan eléctricamente mediante una determinada topología o pueden acoplarse acústicamente formando resonadores apilados uno encima de otro. El principal parámetro de diseño de los resonadores es su tamaño que puede ser variado para conseguir determinadas características de filtrado. A continuación se examinarán los diferentes tipos de filtros BAW.

1.4.1 Filtros Ladder

Los filtros ladder se construyen con resonadores con diferentes frecuencias de resonancia para sintetizar una determinada respuesta pasobanda. Se utilizan dos grupos de resonadores: los resonadores en serie y los resonadores en paralelo. Los términos serie y paralelo se refieren a la posición del resonador en el circuito. Un resonador serie y un resonador paralelo se conectan formando una celda básica conocida como etapa. Los filtros ladder BAW típicamente consisten en múltiples etapas o medias etapas.

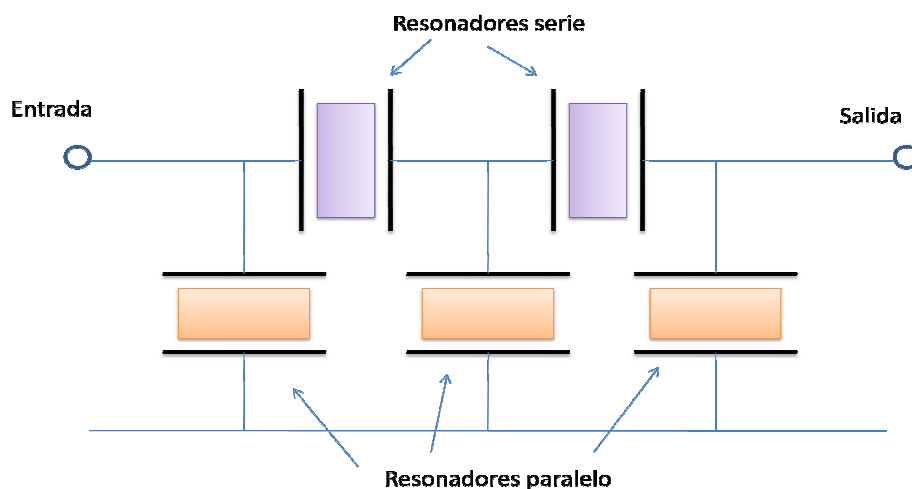


Figura 1-6 Topología de un filtro ladder de 2 1/2 etapas

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 se encuentra aproximadamente a la frecuencia de resonancia del resonador serie. La diferencia entre las frecuencias de resonancia de los resonadores serie y paralelo es conocida como frecuencia de desintonización (detune). De forma que en el centro de la banda de paso se tienen los resonadores en serie cerca de la impedancia mínima mostrándose transparentes al paso de señal mientras que los resonadores en paralelo tienen máxima impedancia impidiendo el paso de la señal a masa.

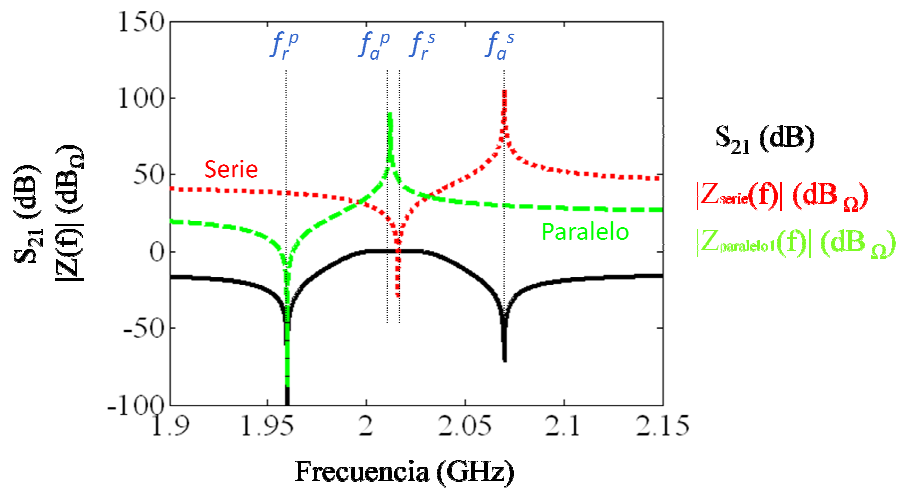


Figura 1-7 Respuesta eléctrica de los resonadores BAW serie y paralelo de una etapa de un filtro ladder y coeficiente de transmisión de la etapa

El rechazo fuera de banda de estos filtros se controla mediante el divisor de tensión capacitivo intrínseco en el circuito ladder cuando los resonadores funcionan como simples condensadores. Aumentar el número de etapas ayuda a mejorar el rechazo fuera de la banda de paso pero por mucho que se aumente no resulta en una atenuación infinita mientras que las pérdidas de inserción van aumentando con cada etapa que se añade. El ancho de banda de estos filtros también es difícil de controlar debido a que si se intenta aumentar la frecuencia de desintonización entre los resonadores serie y paralelo la banda de paso a partir de determinados valores puede verse degradada. Uno de los grandes retos en los filtros BAW para aplicaciones que requieren anchos de banda relativos elevados (superiores al 4%) es conseguir un coeficiente de acoplamiento piezoeléctrico k_t suficiente para conseguirlos. Los filtros ladder se han visto beneficiados de los grandes esfuerzos realizados en las mejoras del proceso tecnológico de fabricación y en la calidad de los materiales [1-3]. Recientemente se ha investigado en el diseño sistemático de los filtros ladder [1-4] consiguiendo expresiones cerradas que permiten relacionar las especificaciones del filtro con el número de etapas a construir y las características de cada una de ellas.

1.4.2 Filtros lattice

Una segunda topología conocida para filtros BAW es la configuración lattice o diseño con puente balanceado (balanced bridge design). Una importante desventaja de este tipo de filtros es que tan sólo operan correctamente si los dos puertos del filtro están balanceados. Es decir las dos señales presentes en los dos puertos de entrada deberán tener la misma magnitud pero polaridad opuesta respecto a masa. Los componentes de señal no balanceados y las señales con errores de fase no serán filtrados adecuadamente.

En un filtro BAW de tipo lattice, cada etapa consiste en una estructura de puente con cuatro resonadores. Dos resonadores serie se colocan en las ramas superior e inferior del puente (Figura 1-6) y dos resonadores paralelo se colocan en las ramas diagonales. Del mismo modo que en los filtros ladder los resonadores serie y paralelo se encuentran desintonizados por una frecuencia f_{detune} . El principio de funcionamiento de este tipo de filtros es que los resonadores serie y paralelo pasan la señal a la salida a sus frecuencias de resonancia respectivas. Si los resonadores serie y paralelo tienen el mismo tamaño, las bandas de rechazo tendrán casi atenuación infinita debido al perfecto balanceo de la estructura. Con una sola etapa ya puede conseguirse una excelente atenuación en la banda de rechazo. El ancho de la banda de paso de estos filtros puede llegar a ser el 30% mayor que en los filtros ladder

utilizando resonadores con el mismo factor Q . La desventaja de estos filtros es que no colocan ceros de transmisión en la respuesta en frecuencia en la transición entre la banda de rechazo y la de paso, de forma esta transición tiene una inclinación menor que en el caso de los filtros ladder. Una posible solución para introducir estos ceros de transmisión es hacer que los resonadores paralelos sean ligeramente más pequeños que los serie, como contrapartida la banda de rechazo se verá afectada con una menor atenuación. Utilizándose por ejemplo dos etapas lattice en serie, una etapa con buena atenuación fuera de banda y otra etapa con ceros en la transición se obtienen ambas características.

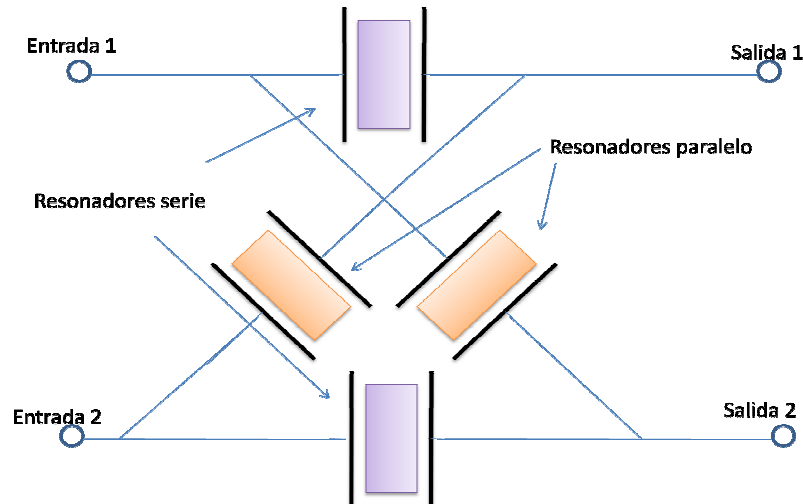


Figura 1-8 Topología de una etapa de un filtro lattice

1.4.3 Stacked Crystal Filter (SCF)

Los SCF consisten en dos o más láminas de cristal piezoeléctrico que se apilan juntas verticalmente una encima de la otra, con unos electrodos finos en las interfaces adyacentes al piezoeléctrico con el propósito de trasladar propiedades mecánicas a señales eléctricas mediante acoplamiento piezoeléctrico.

El SCF tradicional está compuesto de dos láminas de material piezoeléctrico unidas mediante un electrodo conectado a masa como se muestra en la Figura 1-9. Este electrodo ha de ser conductor para formar un plano de masa y a su vez debe tener las propiedades acústicas adecuadas para no tener pérdidas de propagación. Los electrodos superior e inferior se utilizan como entrada y salida de la señal eléctrica. Como el electrodo central actúa como un apantallamiento eléctrico no existe transferencia de campo eléctrico de la entrada a la salida. Solamente se transmitirá energía mecánica a la frecuencia de resonancia de la entrada a la salida, constituyendo la banda de paso.

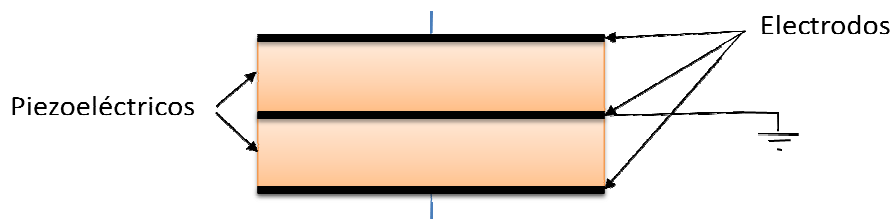


Figura 1-9 Configuración básica de un Stacked Crystal Filter

El SCF tiene la característica de permitir conseguir una excelente atenuación en la banda de rechazo. Hasta el momento este tipo de filtros han sido utilizados especialmente para conseguir bandas de paso muy estrechas como en filtros de GPS [1-5].

Normalmente este tipo de filtros tienen un espectro de frecuencias complicado con respuestas espurias cercanas a la banda de paso. La respuesta en frecuencia típica de estos filtros se muestra en la Figura 1-10. La resonancia más fuerte se da a la frecuencia que hace

que el grosor de la lámina piezoeléctrica coincide con $\lambda/2$. La resonancia inferior se da aproximadamente a la mitad de esta frecuencia, que coincide con una longitud de $\lambda/2$ a través de toda la estructura, es decir de las dos láminas piezoeléctricas. La resonancia superior ocurre cuando se da tres veces $\lambda/2$ a través de toda la estructura.

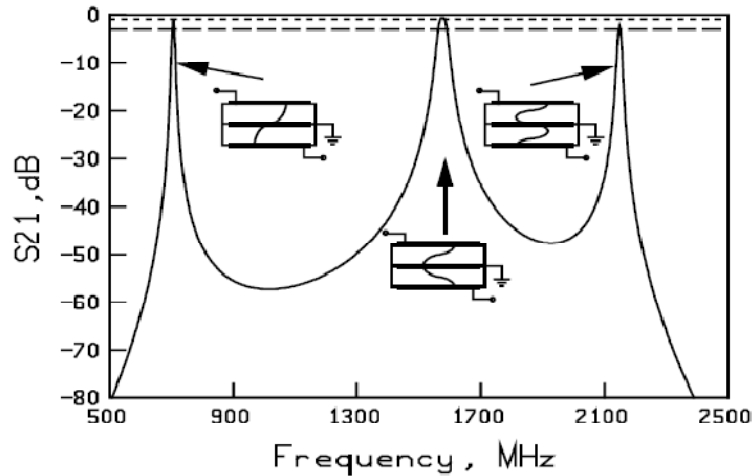


Figura 1-10 Respuesta de dos secciones SCFs con la respuesta principal centrada a 1575 MHz (GPS). Configuración con estructura de membrana. La presencia de los electrodos distorsiona la relación armónica de las resonancias [1-5]

El equivalente circuital del SCF para frecuencias alrededor de la frecuencia central del filtro se muestra en la Figura 1-11. Este modelo guarda una cierta relación con el equivalente circuital de la Figura 1-2 para una sola lámina piezoeléctrica de un cristal resonador simple. En capítulos posteriores se analizará en detalle como se obtiene este equivalente circuital del SCF.

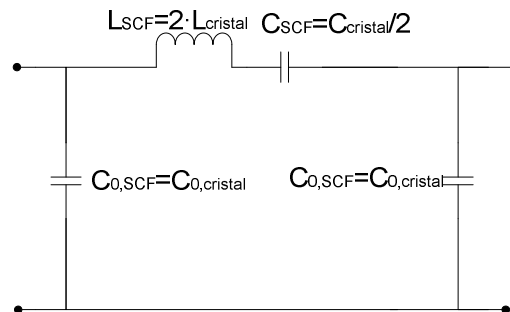


Figura 1-11 Equivalente circuital con elementos concentrados de un Stacked Crystal Filter

Con la fabricación del SCF en formato SMR, se consigue que el comportamiento del dispositivo mejore enormemente debido al ancho de banda finito del reflector SMR. El reflector atenúa fuertemente las resonancias espurias que se han comentado anteriormente. En la Figura 1-10 se observa la respuesta de un SCF fabricado en SMR, las resonancias espurias han desaparecido prácticamente. En algunos casos el reflector puede tener un ancho de banda suficientemente grande que hace que estos espurias no se eliminen. Otra posible solución es conectar dos secciones SCF en serie eléctricamente de forma que sus resonancias espurias no coincidan.

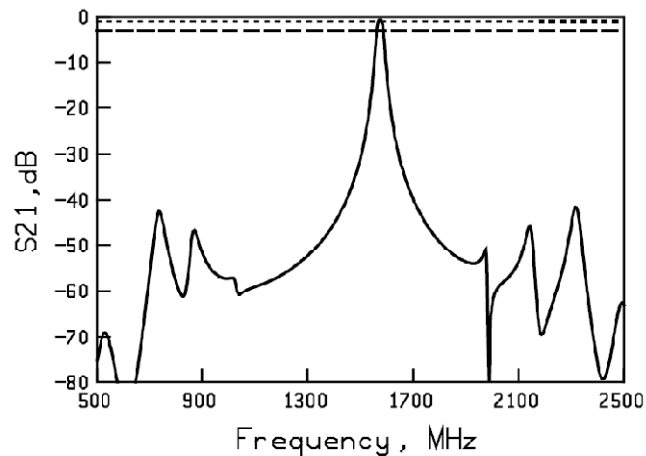


Figura 1-12 Respuesta de dos secciones SCFs con la respuesta principal centrada a 1575 MHz (GPS). Configuración con SMR. El reflector elimina las resonancias espurias [1-5]

1.4.4 Coupled Resonator Filter (CRF)

Los conceptos de SCF se han extendido en el concepto recientemente introducido de Coupled Resonator Filter. En él dos resonadores piezoeléctricos se acoplan acústicamente mediante un conjunto de capas apiladas con una transmitividad acústica determinada cercana a la banda de paso frecuencial como se muestra en la Figura 1-13. Cuando se aplica un campo eléctrico en el resonador de entrada se generan ondas acústicas que se propagan a través de las capas de acoplamiento llegando al resonador de salida, realizándose la transducción a ondas eléctricas. Dependiendo de las dimensiones y materiales del filtro algunas frecuencias se atenúan y otras no.

El ancho de banda inherentemente limitado de los SCF puede superarse reduciendo el acoplamiento entre resonadores con la estructura CRF, de forma que los resonadores empiezan a comportarse de forma independiente, en vez de cómo un solo resonador. Por tanto el grado de acoplamiento acústico entre los resonadores permite controlar el ancho de banda del CRF. Para el CRF no existe ningún modelo equivalente circuital como si ocurre en el caso del SCF, una de las aportaciones principales de este trabajo ha sido proporcionar un modelo completo para la estructura.

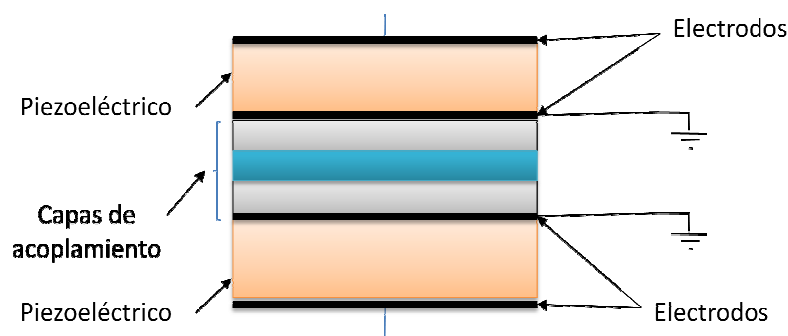


Figura 1-13 Configuración básica de un Coupled Resonator Filter

Los SCFs y los CRFs están siendo utilizados en aplicaciones donde se requiere una alto grado de miniaturización de los filtros y un alto rechazo fuera de banda que es difícil conseguir con la topología ladder convencional [1-7]. No obstante la fabricación de estos dispositivos es más complicada que los filtros ladder debido a que se requieren dos capas piezoeléctricas en vez de solo una.

Tanto en el caso de los SCFs como en caso de los CRFs el diseño de filtros se lleva a cabo mediante optimización de la estructura hasta conseguir las especificaciones deseadas, no existe un proceso sistemático de diseño para estos tipos de filtros hasta el momento. Más adelante, en este trabajo, se procederá al desarrollo de métodos de diseño sistemáticos para estas estructuras.

1.4.5 Camino de la onda en SCFs y en CRFs

En la Figura 1-14 y en la Figura 1-15 se observan dos configuraciones típicas de filtros SCF y CRF respectivamente. En ambas configuraciones se tiene un puerto de entrada eléctrico. Al producirse una tensión alterna en el electrodo de entrada, gracias al efecto piezoeléctrico, se genera una onda acústica que se propaga verticalmente hacia la parte inferior de la estructura. Los campos eléctricos no se propagan viéndose terminados en los electrodos centrales conectados a masa. En el caso del CRF la onda acústica atravesará las capas de acoplo que reducen el acoplamiento acústico entre el resonador superior y el inferior. Cuando la onda acústica llega al resonador inferior gracias al efecto piezoeléctrico inverso se produce una variación de tensión en el electrodo inferior. Esta variación de tensión se reproduce en el electrodo inferior de la segunda sección al estar conectado directamente al electrodo inferior de la primera sección. Entonces, en la segunda sección se excita la onda acústica en el resonador piezoeléctrico inferior, atravesando la sección hasta llegar a la parte superior, donde se produce el efecto piezoeléctrico inverso y se genera la variación de tensión correspondiente. En el caso del SCF la onda acústica atraviesa primero dos resonadores de la primera sección que introducen un polo en la respuesta y luego dos resonadores de la segunda sección que introducen otro polo, al no estar desacoplados acústicamente los dos resonadores de cada sección se comportan como uno solo. En el caso del CRF al si estar los resonadores de cada sección desacoplados acústicamente, cada sección introduce dos polos en la respuesta.

Estas dos configuraciones de filtros SCF y CRF ofrecen la ventaja de tener tanto la entrada como la salida en la parte superior de la estructura, facilitando su acceso una vez implementado.

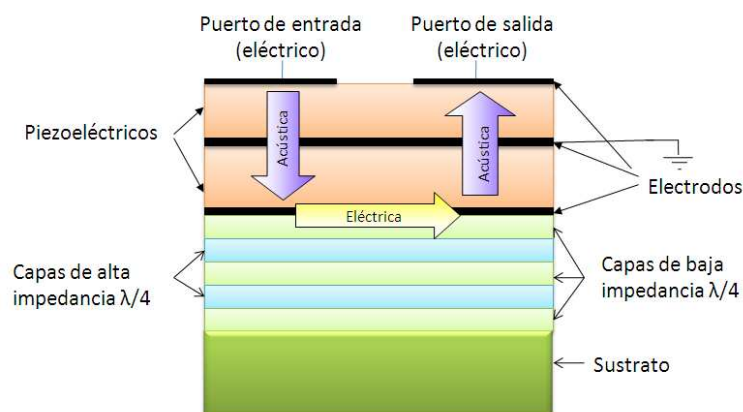


Figura 1-14 Filtro SCF de dos secciones compuesto de dos SCFs conectados eléctricamente en serie. Una pareja de resonadores vertical actúan como un filtro de un polo. Dos parejas de resonadores en serie actúan como un filtro de dos polos

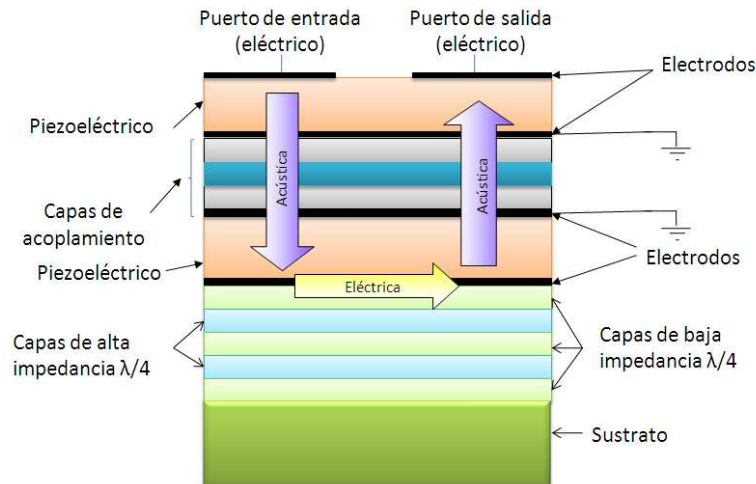


Figura 1-15 Filtro CRF de dos secciones compuesto de dos CRFs conectados eléctricamente en serie. Los resonadores superior e inferior tienen un acoplamiento mecánico reducido gracias a las capas de acoplo. El comportamiento general resulta en una respuesta de dos polos para cada sección y una respuesta de cuatro polos para las dos secciones

1.5 Conclusiones del capítulo

22

Los filtros basados en ondas acústicas permiten conseguir altos grados de miniaturización gracias a que la velocidad del sonido en materiales sólidos es mucho más pequeña que la velocidad de las ondas electromagnéticas.

En la actualidad los filtros SAW ocupan la mayor parte del mercado de filtros de RF. Los problemas de los filtros SAW son su limitación a trabajar a frecuencias inferiores a 2.5 GHz, a manejar potencias inferiores a 1 W y la incompatibilidad de fabricación con los procesos microelectrónicos actuales.

Los dispositivos BAW permiten superar los problemas de los SAW, permitiendo rangos de frecuencia de funcionamiento de hasta 20 GHz utilizando tecnología TFR, compatibilidad con el procesado CMOS y manejos de potencia superiores de hasta 4W.

Existen diferentes tipos de filtros que utilizan dispositivos BAW. Existen los filtros BAW que se conectan eléctricamente mediante una determinada topología como por ejemplo los *ladder* o los *lattice* y existen filtros en que los dispositivos BAW se acoplan acústicamente formando resonadores apilados uno encima de otro como son los SCFs y los CRFs.

1.6 Referencias del capítulo

- [1-1] Kennerley, A.J.; Hunter, I.C.; "Miniature microwave filters using high permittivity ceramics" Technologies for Wireless Applications Digest, 1995., MTT-S Symposium on 20-22 Feb. 1995 Page(s):135 – 139
- [1-2] Ruppel, C.C.W.; Reindl, L.; Weigel, R.; "SAW devices and their wireless communications applications" Microwave Magazine, IEEE Volume 3, Issue 2, June 2002 Page(s):65 - 71
- [1-3] Lakin, K.M., "Thin film resonator technology" IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control. Volume 52, Issue 5, May 2005 Page(s):707 – 716.
- [1-4] Menendez, O.; de Paco, P.; Villarino, R.; Parron, J., "Closed-Form Expressions for the Design of Ladder-Type FBAR Filters" IEEE Microwave and Wireless Components Letters, Volume 16, Issue 12, Dec. 2006 Page(s):657 – 659.
- [1-5] Lakin, K.M.; Belsick, J.; McDonald, J.F.; McCarron, K.T., "High performance stacked crystal filters for GPS and wide bandwidth applications" Ultrasonics Symposium, 2001 IEEE Volume 1, 7-10 Oct. 2001 Page(s):833 - 838 vol.1
- [1-6] Lakin, K.M.; Belsick, J.R.; McDonald, J.P.; McCarron, K.T.; Andrus, C.W., "Bulk acoustic wave resonators and filters for applications above 2 GHz" Microwave Symposium Digest, 2002 IEEE MTT-S International Volume 3, 2-7 June 2002 Page(s):1487 - 1490
- [1-7] Lakin, K.M., "Bulk acoustic wave coupled resonator filters". Frequency Control Symposium and PDA Exhibition, 2002. IEEE International 29-31 May 2002 Page(s):8 – 14

2 Modelos de propagación de onda acústica y modelo de Mason

En este capítulo se explica el concepto de piezoelectricidad, concepto fundamental alrededor del cuál gira el trabajo. Se introducen los conceptos mecánicos necesarios para analizar la propagación de la onda acústica a través de los materiales. Se desarrollan los modelos de propagación de onda acústica para el caso de materiales no piezoeléctricos y para materiales dieléctricos piezoeléctricos. Los modelos físicos de propagación de los materiales que se desarrollaran serán utilizados en posteriores capítulos para el análisis de dispositivos acústicos.

Existen ciertos materiales que se ven polarizados eléctricamente a causa de deformaciones en su geometría [2-3]. Cuando estas deformaciones están producidas por *stresses* (tensiones mecánicas) son conocidas como *strains*. Por *stress* se entiende a la distribución de fuerzas internas por unidad de área que equilibran o reaccionan a las cargas externas que se le aplican a un cuerpo material o medio continuo. El efecto de la polarización eléctrica, es conocido como efecto piezoeléctrico directo y se pone de manifiesto de forma experimental con la aparición de cargas eléctricas en las superficies del medio deformado. Éste es un fenómeno lineal, y el signo de la polarización cambia cuando el signo de la tensión mecánica cambia. La piezoelectricidad está estrechamente relacionada con la estructura microscópica de los sólidos y puede ofrecerse una explicación aproximada de forma cualitativa mediante un modelo atómico simple. Brevemente, los átomos de un cuerpo sólido (y también los electrodos de estos átomos) se ven desplazados cuando el material es deformado. Este desplazamiento produce dipolos microscópicos eléctricos en el interior del medio, y en ciertas estructuras cristalinas, estos dipolos se combinan dando lugar a una polarización eléctrica del material.

El efecto piezoeléctrico directo siempre va acompañado del efecto piezoeléctrico inverso, en el que un cuerpo sólido se ve deformado cuando se encuentra situado dentro de un campo eléctrico. Del mismo modo que en el efecto directo, el efecto es lineal y el signo de la tensión mecánica que sufre el cuerpo cambia cuando lo hace el signo del campo eléctrico aplicado.

En los primeros apartados se introducirán las expresiones del stress y del strain, para luego desarrollar la ecuación de onda acústica para un material no piezoeléctrico viendo su analogía con el modelo eléctrico de propagación de onda. Seguidamente se ampliarán estos conceptos para el caso de materiales piezoeléctricos y se derivará el modelo de Mason.

2.1 Tensión mecánica (stress)

Las tensiones mecánicas que pueden producirse en un medio material se definen utilizando como partículas de material, elementos de volumen de algún sistema de coordenadas ortogonal. En la Figura 2-1 se muestra una partícula del material como elemento de volumen de un sistema de coordenadas ortogonal.

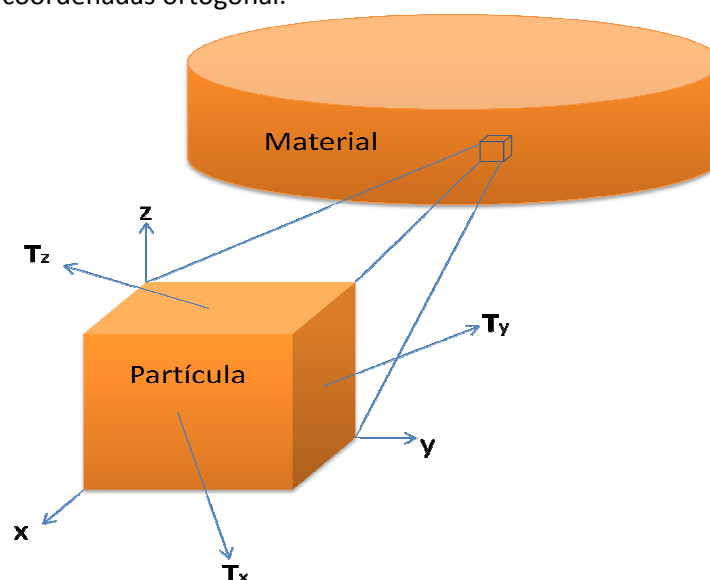


Figura 2-1 Tensiones mecánicas en una partícula de material

Cada cara de la partícula está sujeta a unas fuerzas presentes en el material. Para especificar estas fuerzas se necesitan tres componentes para contemplar cada cara de la partícula. La tensión mecánica, o fuerza por unidad de área, que actúa sobre el área de cada cara de la partícula queda definida por los componentes:

$$\mathbf{T}_x = \hat{x}T_{xx} + \hat{y}T_{yx} + \hat{z}T_{zx} \quad 2-1$$

$$\mathbf{T}_y = \hat{x}T_{xy} + \hat{y}T_{yy} + \hat{z}T_{zy} \quad 2-2$$

$$\mathbf{T}_z = \hat{x}T_{xz} + \hat{y}T_{yz} + \hat{z}T_{zz} \quad 2-3$$

Si se supone una lámina de material en que las dimensiones de las direcciones x e y son mucho mayores que la dimensión de la dirección z puede realizarse la aproximación unidimensional, en esta aproximación sólo está presente la componente T_{zz} [2-4] (a partir de ahora T para simplificar). Esta aproximación simplifica el modelado matemático del material bajo estudio. En el caso unidimensional la tensión mecánica tiene tan solo un componente y es indistinguible de un escalar. Cuando un material sufre una fuerza en una de sus caras no solo se deforma longitudinalmente sino que el área de sección cruzada también varía según la relación de Poisson del material, no obstante este efecto se desprecia en la aproximación. La tensión mecánica queda entonces definida como:

$$T = \frac{dF}{dA} \quad 2-4$$

donde F (con unidades N) es la fuerza y A (con unidades m^2) es el área.

2.2 Deformación del material (strain)

Cuando se produce la deformación del material las partículas de su interior sufren desplazamientos \mathbf{u} . El desplazamiento de una partícula en coordenadas cartesianas:

$$\mathbf{u} = \hat{x}u_x + \hat{y}u_y + \hat{z}u_z \quad 2-5$$

El strain se define como el gradiente del desplazamiento y es una medida del desplazamiento diferencial de la partícula respecto a la posición (por tanto es adimensional):

$$\mathbf{S} = \nabla \mathbf{u} \quad 2-6$$

Utilizando el modelo unidimensional queda \mathbf{u} reducido a u_z (a partir de ahora u). Si se considera que las tensiones mecánicas se dan de forma uniforme en los puntos de la dirección z puede expresarse como:

$$S = \frac{du}{dz} \quad 2-7$$

2.3 Ecuación de onda acústica

Consideremos una partícula de material con volumen dV y un área de su superficie dS . La fuerza que actúa sobre la superficie integrada de la partícula es:

$$F = \int_{\delta S} \mathbf{T} \cdot \hat{n} dS \quad 2-8$$

Mientras que la aceleración de la partícula es:

$$a = \frac{\delta^2 \mathbf{u}}{\delta t^2} \quad 2-9$$

Donde ρ es la densidad de masa del cuerpo en equilibrio en kg/m^3 .

La tercera ley de Newton establece que:

$$F = m \cdot a \quad 2-10$$

para nuestro caso puede escribirse como:

$$\int_{\delta S} \mathbf{T} \cdot \hat{\mathbf{n}} dS = \int_{\delta V} \rho \frac{\delta^2 \mathbf{u}}{\delta t^2} dV \quad 2-11$$

Si el volumen de la partícula es suficientemente pequeño, los integrandos de la integral de volumen son prácticamente constantes, y

$$\frac{\int_{\delta S} \mathbf{T} \cdot \hat{\mathbf{n}} dS}{dV} = \rho \frac{\delta^2 \mathbf{u}}{\delta t^2} \quad 2-12$$

el límite de la parte izquierda de la ecuación cuando $dV \rightarrow 0$ se define como la divergencia de la tensión mecánica:

$$\nabla \cdot \mathbf{T} = \lim_{\delta V \rightarrow 0} \frac{\int_{\delta S} \mathbf{T} \cdot \hat{\mathbf{n}} dS}{\delta V} \quad 2-13$$

En este límite la ecuación 2-12 se puede escribir como:

$$\nabla \cdot \mathbf{T} = \rho \frac{\delta^2 \mathbf{u}}{\delta t^2} \quad 2-14$$

Para el caso unidimensional se tiene:

$$\frac{\delta T}{\delta z} = \rho \frac{\delta^2 u}{\delta t^2} \quad 2-15$$

La velocidad a la que se desplaza una partícula es la derivada temporal del desplazamiento:

$$v = \frac{\delta u}{\delta t} \quad 2-16$$

A partir de la ley de Hooke podemos considerar una relación lineal entre la tensión mecánica y la deformación a través de una constante que llamaremos el *stiffnes* (c) que tiene unidades $\text{kg}/(\text{m} \cdot \text{s})$:

$$T = c \cdot S \quad 2-17$$

Derivando la ecuación 2-17 respecto a la posición z y introduciendo las expresiones 2-7 y 2-15 se obtiene la ecuación de onda para el desplazamiento:

$$\frac{\delta^2 u}{\delta z^2} = \frac{\rho}{c} \frac{\delta^2 u}{\delta t^2} \quad 2-18$$

A partir de la ecuación de onda se deduce que la velocidad de fase de la onda acústica es:

$$v_p = \sqrt{\frac{c}{\rho}} \quad 2-19$$

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

$$\frac{\delta^2 u}{\delta z^2} + \frac{\rho}{c} \omega^2 u = 0 \quad 2-20$$

La solución de la ecuación de onda acústica unidimensional resultante (ecuación diferencial homogénea de orden dos) tiene la siguiente solución:

$$u(z) = A^+ e^{-jkz} + A^- e^{+jkz} \quad 2-21$$

Que representa dos ondas que se propagan en la dirección de z con sentidos opuestos. Y donde podemos definir la constante de fase como:

$$k = \sqrt{\frac{\rho}{c}} \omega = \frac{\omega}{v_p} \quad 2-22$$

Podemos definir la impedancia acústica por unidad de área de la onda como:

$$Z_{acus,area} = \frac{-T}{v} = \sqrt{\rho c} = \frac{c \cdot k}{\omega} \quad 2-23$$

Las unidades de la impedancia acústica son $\text{kg}/(\text{s} \cdot \text{m}^2)$.

2.4 Analogía entre el modelo mecánico de propagación y el modelo eléctrico

En este apartado va a considerarse una lámina de material no piezoeléctrico, a partir de ella se va a realizar la analogía entre el modelo mecánico de propagación y el modelo eléctrico. De esta manera se podrá manejar la onda acústica con las herramientas propias del dominio eléctrico.

En la Figura 2-2 se observa la lámina de material con dimensión d en el eje z y área A que se va a analizar.

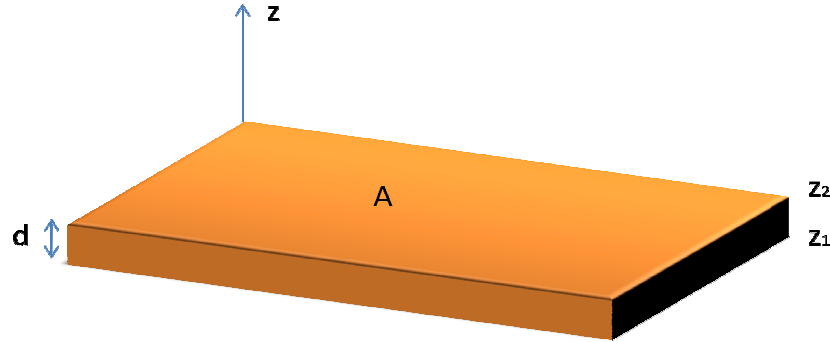


Figura 2-2 Lámina de material sobre la que se soluciona la ecuación de la onda acústica

Partiremos de la solución de la ecuación de onda para el desplazamiento de la partícula y aplicaremos las condiciones de contorno necesarias en los límites del material para resolver las constantes involucradas.

La velocidad de la partícula puede calcularse a partir de las ecuaciones 2-16 y 2-21:

$$v = j\omega(A^+ e^{-jkz} + A^- e^{+jkz}) \quad 2-24$$

En los límites del material, $z=z_1$ y $z=z_2$:

$$v_1 = j\omega(A^+ e^{-jkz_1} + A^- e^{+jkz_1}) \quad 2-25$$

$$v_2 = j\omega(A^+ e^{-jkz_2} + A^- e^{+jkz_2}) \quad 2-26$$

A partir de las ecuaciones anteriores puede demostrarse [2-1] que la fuerza presente en las dos caras de material pueden escribirse como:

$$F_1 = \frac{Z}{j \sin(kd)}(v_1 - v_2) + jZ \tan\left(\frac{kd}{2}\right)v_1 \quad 2-27$$

$$F_2 = \frac{Z}{j \sin(kd)}(v_1 - v_2) - jZ \tan\left(\frac{kd}{2}\right)v_2 \quad 2-28$$

donde $Z = Z_{acus,area} A$. El modelo mecánico que se ha obtenido permite obtener las fuerzas presentes en cada cara de la lámina de material a partir de la velocidad a la que vibran las partículas. Llegados a este punto para poder enlazar el modelo mecánico con un modelo eléctrico se va a asociar la fuerza en el dominio mecánico a una tensión en el dominio eléctrico y se va a asociar la velocidad de la partícula en el dominio mecánico a la corriente en el dominio eléctrico.

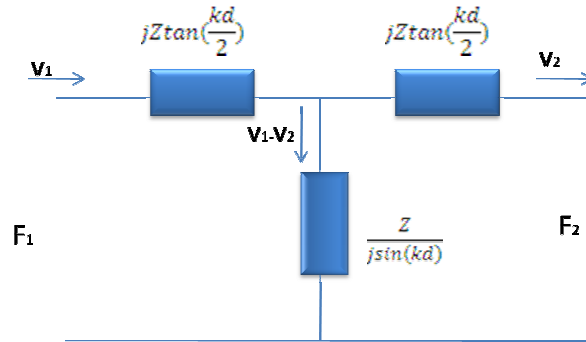


Figura 2-3 Modelo de impedancias acústicas para una lámina de material piezoeléctrico

En la Figura 2-4 se observa el circuito equivalente para cualquier red bipuerto recíproca [2-5], es decir $Z_{12}=Z_{21}$, los parámetros Z_{11} , Z_{12} , Z_{21} y Z_{22} corresponden a los elementos que forman la matriz de impedancias de un bipuerto:

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix}$$

2-29

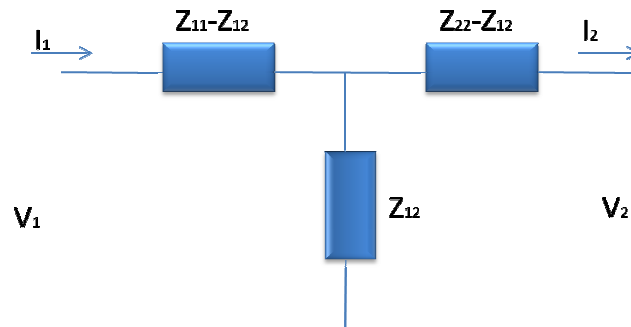


Figura 2-4 Equivalente circuital para un red de dos puertos recíproca

Para el caso de una línea de transmisión sin pérdidas como la que se muestra en la Figura 2-5, con impedancia característica Z_0 , constante de fase β y longitud d , se tiene que su matriz de parámetros ABCD es:

$$ABCD = \begin{bmatrix} \cos(\beta d) & jZ_0 \sin(\beta d) \\ jY_0 \sin(\beta d) & \cos(\beta d) \end{bmatrix}$$

2-30

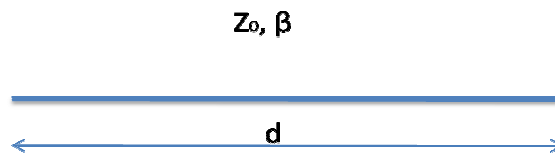


Figura 2-5 Línea de transmisión sin pérdidas

A partir de los parámetros ABCD de la línea de transmisión pueden obtenerse los parámetros de la matriz de impedancias y así los valores de las impedancias del circuito equivalente de la línea de transmisión de la Figura 2-4:

$$z_{12} = z_{21} = -jZ_0 \frac{1}{\sin(\beta d)}$$

2-31

$$z_{11} - z_{12} = jZ_0 \tan(\beta d / 2)$$

2-32

Comparando los resultados de las ecuaciones 2-31 y 2-32 con la Figura 2-3 puede observarse como el modelo obtenido para el comportamiento de la onda acústica a través de la lámina de material de longitud d es el mismo modelo que el de una línea de transmisión eléctrica de

longitud d , en la siguiente tabla se presentan los parámetros análogos de los modelos estudiados:

Parámetros mecánicos	Parámetros eléctricos
Impedancia acústica x Área de la lámina (Z)	Impedancia eléctrica (Z_0)
Espesor de la lámina de material (d)	Longitud de la línea de transmisión (d)
Constante de fase de la onda acústica (k)	Constante de fase de la onda eléctrica (β)

Tabla 2-1 Analogía de los parámetros mecánicos y eléctricos para una lámina de material y una línea de transmisión

Entonces se tiene que la lámina de material se comporta de forma equivalente a una línea de transmisión eléctrica pero en el plano acústico.

2.5 Piezoelectricidad y modelo de Mason

En un medio no piezoeléctrico las ecuaciones electromagnéticas y acústicas son completamente independientes. En el caso piezoeléctrico están acopladas entre ellas. El vector desplazamiento eléctrico de un material piezoeléctrico tiene una componente debida al campo eléctrico y otra debida al *strain* que se produce si se está viendo sometido a tensiones mecánicas, la componente debida al *strain* se origina por la polarización que sufre el material debido a la misma orientación que adquieren sus dipolos como se explicó anteriormente. A continuación se continuará considerando una situación unidimensional. Según las ecuaciones de *strain* del piezoeléctrico [2-6] el vector desplazamiento eléctrico y el *strain* se pueden expresar como:

$$D = \epsilon^S E + dT \quad 2-33$$

$$S = d_p E + s^E T \quad 2-34$$

donde ϵ^S es la permitividad del material (F/m) y s^E la constante de conformidad elástica (m^2/N), el superíndice añadido S indica que describe la propiedad de un dieléctrico medido bajo condiciones de *strain* constante y el superíndice E indica que se ha medido bajo condiciones de campo eléctrico constante. d_p es la llamada constante piezoeléctrica del *strain* en m/V .

Conseguir realizar la medida de ϵ^S puede ser complicada por lo que se realiza la medida con stress constante y se relacionan con la expresión:

$$\epsilon^S = \epsilon^T - d_p e \quad 2-35$$

donde el superíndice T indica que la medida es bajo stress constante y e es la constante piezoeléctrica del stress en C/m^2 . Estas dos constantes guardan la siguiente relación entre ellas mediante el *stiffness*:

$$e = c^E d_p \quad 2-36$$

En algunos casos es útil tener el *strain* como variable independiente en vez del stress, entonces las ecuaciones 2-33 y 2-34 se pueden reescribir resultando en las ecuaciones de *stress* piezoeléctrico:

$$D = \epsilon^S E + eS \quad 2-37$$

$$T = c^E S - eE \quad 2-38$$

donde se observa que la 2-38 es la ecuación 2-17 con el término debido al campo eléctrico añadido.

A continuación se va a describir la corriente que pasa por el piezoeléctrico, que supondremos dieléctrico. Al ser el material dieléctrico, las cargas permanecerán unidas y no libres para migrar, de tal forma la conductividad será idealmente cero. Aunque un campo aplicado a un dieléctrico puede no producir migración de la carga, puede producir una polarización del dieléctrico, es decir un desplazamiento de los electrones con respecto a sus

posiciones de equilibrio. Entonces la única densidad de corriente presente en el dieléctrico será la corriente de desplazamiento, relacionada con el campo eléctrico variante:

$$J = \frac{\delta D}{\delta t} \quad 2-39$$

Teniendo en cuenta que la intensidad es $I=JA$ y considerando régimen permanente sinusoidal:

$$I = j\omega DA \quad 2-40$$

La diferencia de potencial entre dos puntos a y b se define como la integral de línea del campo eléctrico entre ellos:

$$V = - \int_a^b \mathbf{E} d\mathbf{L} \quad 2-41$$

Para el caso que se está analizando interesa saber la diferencia de potencial entre las dos caras de área A de la lámina piezoeléctrica, donde el campo eléctrico del material piezoeléctrico se define en la ecuación 2-37, obteniéndose:

$$V = - \int_{z_1}^{z_2} E dz = \frac{D}{\epsilon^s} d - \frac{e}{\epsilon^s} (u(z_2) - u(z_1)) \quad 2-42$$

Teniendo en cuenta que bajo el régimen considerado la velocidad de la partícula es $v=j\omega u$ y la ecuación 2-40 se puede expresar la diferencia de potencial como:

$$I = j\omega C_0 V + hC_0(v_1 - v_2) \quad 2-43$$

donde C_0 es la capacidad estática:

$$C_0 = \frac{\epsilon^s A}{d} \quad 2-44$$

y h vale:

$$h = \frac{e}{\epsilon^s} \quad 2-45$$

32

En la expresión de la ecuación 2-42 se observa que la corriente en el piezoeléctrico tiene dos componentes:

$$I = I_{capacitiva} + I_{electromecanica} \quad 2-46$$

Uno de los componentes corresponde al comportamiento capacitivo del piezoeléctrico debido a que estamos considerando un dieléctrico, por otro lado se produce una conversión de energía mecánica debida al movimiento de las partículas a energía eléctrica, en esta segunda componente es donde se aprecia el fenómeno piezoeléctrico del material.

Las expresiones 2-27 y 2-28 que permiten relacionar las fuerzas en la lámina con las velocidades de partícula para un material no piezoeléctrico ahora no son válidas, para completarlas para el caso piezoeléctrico es necesario introducir en ellas el efecto electro-acústico.

Para el caso de un material piezoeléctrico $F=AT$ donde la tensión mecánica se describe mediante la expresión 2-38 de forma que se tiene:

$$F = AT = Ac^E S - AeE \quad 2-47$$

si se introduce en la ecuación anterior el valor del campo eléctrico de la ecuación 2-37 se obtiene que:

$$F = A \left(c^E + \frac{e^2}{\epsilon^s} \right) S - A \frac{e}{\epsilon^s} D = Ac^D S - A \frac{e}{\epsilon^s} D \quad 2-48$$

donde

$$c^D = c^E + \frac{e^2}{\epsilon^s} \quad 2-49$$

De forma que ahora hay que añadir un término a las expresiones 2-27 y 2-28 y entonces queda:

$$F_1 = \frac{Z}{j \sin(kd)} (v_1 - v_2) + jZ \tan\left(\frac{kd}{2}\right) v_1 + \frac{h}{j\omega} I \quad 2-50$$

$$F_2 = \frac{Z}{j \sin(kd)} (v_1 - v_2) - jZ \tan\left(\frac{kd}{2}\right) v_2 + \frac{h}{j\omega} I \quad 2-51$$

Las expresiones 2-50 y 2-51 quedan reflejadas en el modelo circuital equivalente de acoplamiento electromecánico que se muestra en la Figura 2-6, también conocido como el modelo de Mason.

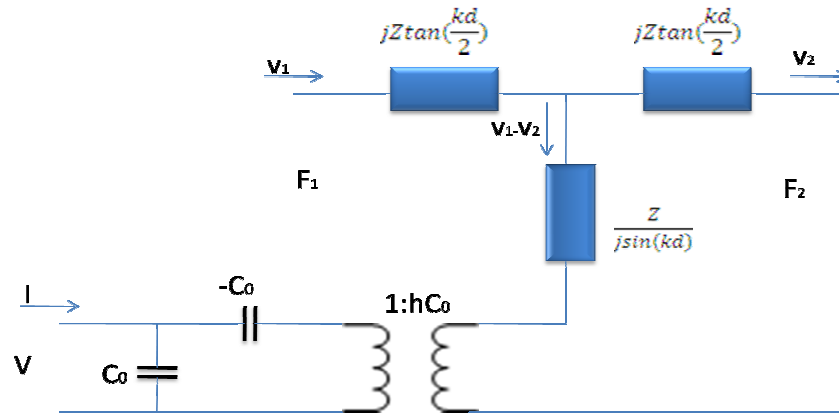


Figura 2-6 Modelo de Mason

2.6 Generalización del modelo de Mason a multicapa

En el apartado 2.4 se ha obtenido el modelo equivalente circuital de propagación de onda acústica por un material no piezoeléctrico mientras que en el apartado 2.5 se ha extendido el modelo a un material dieléctrico piezoeléctrico. A partir de estos dos modelos pueden obtenerse equivalentes circuitales de estructuras formadas con láminas multicapa más complejas.

En la Figura 2-7 se tiene una configuración multicapa típica correspondiente a un resonador BAW, para la lámina de piezoeléctrico puede utilizarse el modelo de Mason, mientras que para las demás láminas puede utilizarse el modelo circuital de línea de transmisión.

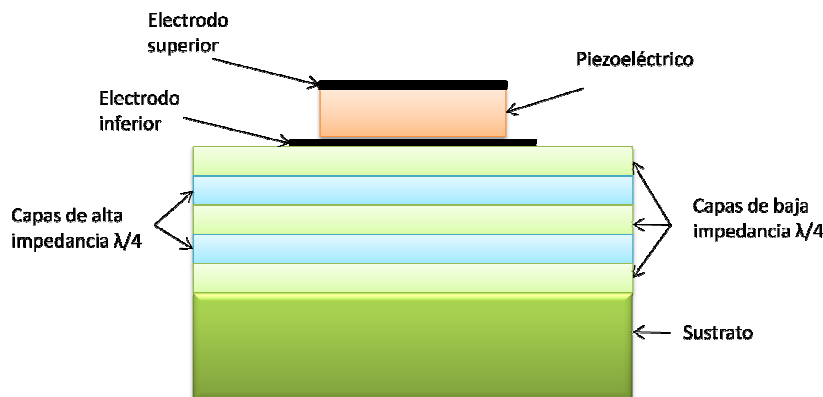


Figura 2-7 Esquema de la sección cruzada de un resonador BAW con 2 capas de electrodos, 1 capa de piezoeléctrico, 5 capas formando el reflector y 1 capa de sustrato

En la Figura 2-8 se muestra el modelo circuital equivalente de esta estructura donde se han concatenado los modelos equivalentes de las diferentes láminas. El cortocircuito del extremo izquierdo viene determinado por la condición de contorno mecánica impuesta por el aire.

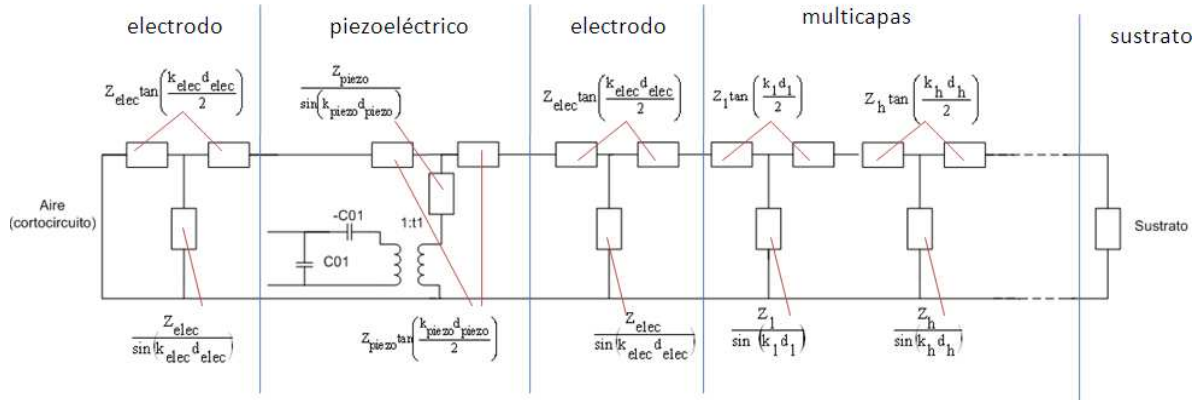


Figura 2-8 Modelo circuital equivalente de la estructura multicapa de la Figura 2-7

2.7 Impedancia eléctrica en los terminales de un material piezoeléctrico

Para realizar el cálculo de la impedancia eléctrica vista desde los terminales de una lámina de material piezoeléctrico se va a considerar que sus puertos acústicos están cargados con impedancias acústicas genéricas tal como se muestra en la Figura 2-9. Las impedancias acústicas Z_L (izquierda) y Z_R (derecha) fijan las condiciones de contorno en los límites del material piezoeléctrico.

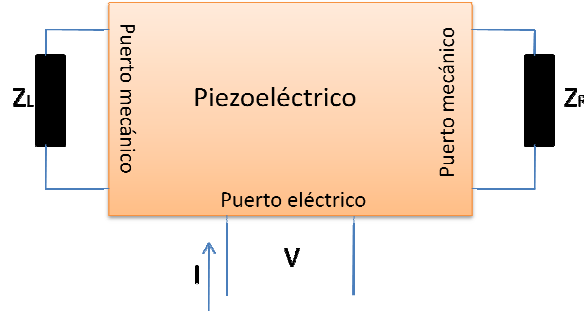


Figura 2-9 Modelo de tres puertos de una lámina de material piezoeléctrico

A partir de las ecuaciones 2-50 y 2-51 puede obtenerse el siguiente sistema de ecuaciones para el modelo de tres puertos que se está considerando:

$$-Z_L v_1 = Z_p \left(\frac{v_1}{j \tan(kd)} - \frac{v_2}{j \sin(kd)} \right) + \frac{h}{j\omega} I \quad 2-52$$

$$-Z_R v_2 = Z_p \left(\frac{v_1}{j \sin(kd)} - \frac{v_2}{j \tan(kd)} \right) + \frac{h}{j\omega} I \quad 2-53$$

A partir del sistema de ecuaciones planteado y de la ecuación 2-43 puede obtenerse la impedancia eléctrica a partir de la relación $Z=V/I$ [2-1]:

$$Z = \frac{1}{j\omega C_o} \left(1 - k_t^2 \frac{\tan(\phi)}{\phi} \frac{\left(\frac{Z_R + Z_L}{Z_p} \right) \cos^2(\phi) + j \sin(2\phi)}{\left(\frac{Z_R + Z_L}{Z_p} \right) \cos(2\phi) + j \left(1 + \frac{Z_R Z_L}{Z_p^2} \right) \sin(2\phi)} \right) \quad 2-54$$

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

Si se supone que las impedancias acústicas son muy bajas, buena aproximación debido a que puede conseguirse con capas de aire o reflectores Bragg por ejemplo, la expresión de la impedancia se simplifica considerablemente:

$$Z = \frac{1}{j\omega C_o} \left(1 - k_t^2 \frac{\tan(\phi)}{\phi} \right) \quad 2-55$$

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:

$$f_a = \frac{v_p}{2d} \quad 2-56$$

A esta frecuencia idealmente el valor de la impedancia eléctrica tiende a infinito, se observa como depende de la velocidad de propagación de la onda acústica en el piezoelectrico 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:

$$k_t^2 \frac{\tan(\phi)}{\phi} = 1 \quad 2-57$$

Esta condición puede reescribirse como:

$$k_t^2 = \frac{f_a - f_r}{f_a} \frac{\pi^2}{4} \quad 2-58$$

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

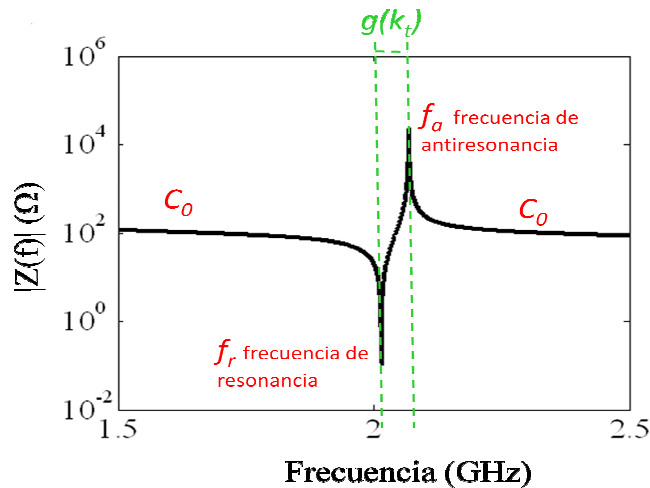


Figura 2-10 Respuesta típica de la impedancia eléctrica de la lámina de piezoelectrico analizada

2.8 Reflector de Bragg

En el capítulo 1 se explicó la necesidad de aislar acústicamente el piezoelectrico de un resonador BAW del sustrato sobre el que está situado, propio de la tecnología de fabricación.

El resonador debe tener una superficie que lo separe del sustrato que permita contener la energía dentro del piezoelectrico y así poder producirse las características de resonancia.

Las dos principales alternativas para conseguir el aislamiento son mediante membranas o mediante espejos acústicos de estado sólido también llamados reflectores Bragg.

La segunda alternativa está siendo ampliamente utilizada en los resonadores BAW y es la que se va a explicar en este capítulo. La primera alternativa consta básicamente de una zona de aire creada para realizar la función de cortocircuito acústico como se explicó en el capítulo 1.

Con el reflector de Bragg se busca conseguir un coeficiente de reflexión visto desde el electrodo inferior del piezoelectrico lo más cercano posible a -1, asegurando así la resonancia y las mínimas fugas de la señal acústica hacia fuera del piezoelectrico. En términos circuitales puede considerarse como un cortocircuito acústico. Hay que destacar que la interfaz que forma el electrodo superior con el aire es una interfaz reflectante casi perfecta, por este motivo no necesita de ningún tipo de reflector añadido.

Consideremos un resonador que consiste en un piezoelectrico de grosor de media longitud de onda a la frecuencia de resonancia, depositado sobre láminas alternadas de baja y alta impedancia acústica de grosor de un cuarto de longitud de onda, y a su vez esta estructura multicapa descansa sobre el sustrato tal y como se mostraba en la Figura 2-7. Estas capas alternadas forman el reflector de Bragg [2-7] [2-8]. Supongamos que se tienen n capas formando la estructura multicapa de impedancias alternadas y Z (kg/s) es la impedancia acústica. Las capas de baja impedancia tendrán impedancia Z_l (low) y las de alta impedancia Z_h (high). La impedancia acústica del sustrato se denominará Z_s . En la Figura 2-8 se observa como la estructura puede representarse con un modelo equivalente circuital.

Las multicapas al ser de grosor de cuarto de longitud de onda se comportan como un inversor de impedancias a frecuencias cercanas a la de diseño. Se situará una capa de baja impedancia como primera capa de la estructura multicapa, es decir la más cercana a la interfaz electrodo- multicapa. La impedancia acústica de carga Z_{load} vista desde la interfaz entre el electrodo inferior y las multicapas puede expresarse entonces como:

$$Z_{load} = \begin{cases} \left(\frac{Z_l}{Z_h}\right)^{n-1} \left(\frac{Z_l^2}{Z_s}\right) & \text{para } n \text{ impar} \\ \left(\frac{Z_l}{Z_h}\right)^n Z_s & \text{para } n \text{ par} \end{cases} \quad 2-59$$

La impedancia Z_{load} se hace más pequeña a medida que se aumentan el número de capas de la multicapa debido a que $Z_l < Z_h$ aproximándose al comportamiento de cortocircuito requerido.

2.9 Conclusiones del capítulo

El análisis de la propagación de la onda acústica en materiales sólidos lleva a la obtención de un modelo físico equivalente para materiales piezoeléctricos y no piezoeléctricos que presenta analogía con modelos eléctricos. Para el caso de un material piezoeléctrico se llega al llamado modelo de Mason. Este modelo es de gran utilidad cuando se quiere analizar el efecto de carga mecánica de los electrodos o de cualquier otra configuración de capas de materiales en topologías más sofisticadas, como son filtros basados en resonadores apilados.

La impedancia eléctrica de un resonador formado con 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 parámetros no son controlables en el proceso de diseño sino que son propios de la tecnología y los materiales que se estén utilizando.

El reflector de Bragg permite la implementación mediante una estructura de estado sólido de una interfaz con coeficiente de reflexión acústico cercano a -1 y así la contención de la mayor parte de la energía de la onda acústica en el piezoeléctrico a frecuencias cercanas a la de resonancia. Ofreciendo gracias a sus características de estado sólido una gran robustez del resonador.

2.10 Referencias del capítulo

- [2-1] de Paco, P, "Modelo de Mason para resonador piezoeléctrico" Informe interno. Feb. 2006.
- [2-2] Bottom, V.E., "Piezoelectric Effect and Applications in Electrical Communication" Proceedings of the IRE Volume 50, Issue 5, May 1962 Page(s):929 - 931
- [2-3] B. A. Auld, "Acoustic Fields and Waves in Solids" New York: Wiley, 1973.
- [2-4] Lakin, K.M.; Kline, G.R.; McCarron, K.T., "High-Q microwave acoustic resonators and filters" Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on Volume 41, Issue 12, Dec. 1993 Page(s):2139 - 2146
- [2-5] D. M. Pozar, "Microwave Engineering" New York: Wiley, 1998.
- [2-6] "IEEE standard on piezoelectricity" 29 Jan. 1988
- [2-7] Sang-Hee Kim; Jong-Heon Kim; Jeon-Kook Lee; Si-Hyung Lee; Ki Hyun Yoon; "Bragg reflector thin film resonator using aluminium nitride deposited by RF sputtering" Microwave Conference, 2000 Asia-Pacific. 3-6 Dec. 2000 Page(s):1535 - 1538
- [2-8] Nakamura, K.; Kanbara, H.; "Theoretical analysis of a piezoelectric thin film resonator with acoustic quarter-wave multilayers" Proceedings of the Frequency Control Symposium. IEEE International 27-29 May 1998 Page(s):876 - 881
- [2-9] Salgar, S.; Guntae Kim; Dae-Hyun Han; Kim, B.; "Modeling and simulation of the thin film bulk acoustic resonator" IEEE International Frequency Control Symposium and PDA Exhibition, 2002. 29-31 May 2002 Page(s):40 - 44

3 Modelos circuitales equivalentes de los dispositivos SCF y CRF

En este capítulo se obtiene el modelo eléctrico circuitual equivalente de un SCF y un novedoso modelo circuitual para el CRF. El objeto de estos modelos es tener un circuito de mayor simplicidad y puramente eléctrico que refleje fielmente el comportamiento de estos dispositivos de onda acústica a través de sustrato (BAW) y que a su vez presente utilidad para el posterior diseño de filtros.

Se procederá al análisis de los dispositivos partiendo del modelo de Mason aplicado a ambos y se desarrollará el modelo hasta llegar al circuito final mediante la aplicación de técnicas de análisis de redes. Primero se obtendrá el equivalente del SCF y seguidamente el CRF.

3.1 Modelo circuital equivalente del Stacked Crystal Filter

En este apartado se obtiene el modelo circuital equivalente del SCF, para obtener este modelo se va a buscar respetar al máximo la simetría del dispositivo, ya que la obtención del modelo no va orientada solamente al dispositivo SCF sino también a su extensión modelo del CRF que se analizará en el siguiente apartado. De forma que se analizará cada piezoléctrico del SCF por separado, siendo estos pasos válidos tanto para el SCF como para el CRF. Finalmente se unirán directamente en el caso del SCF, o mediante capas de acoplamiento acústico como se verá en el caso del CRF.

En la Figura 3-1 se ha construido el circuito resultante de la aplicación del modelo de Mason a cada resonador del SCF con una topología que permite llevar a cabo su análisis [3-1]. En él se observan dos modelos de Mason, uno a la izquierda del esquema 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 piezoléctricos se ha supuesto de grosor cero, esto significa que su efecto será despreciable.

Uno de los puertos acústicos del modelo izquierdo se conecta a uno de los puertos acústicos del modelo derecho. 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 considerará 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.

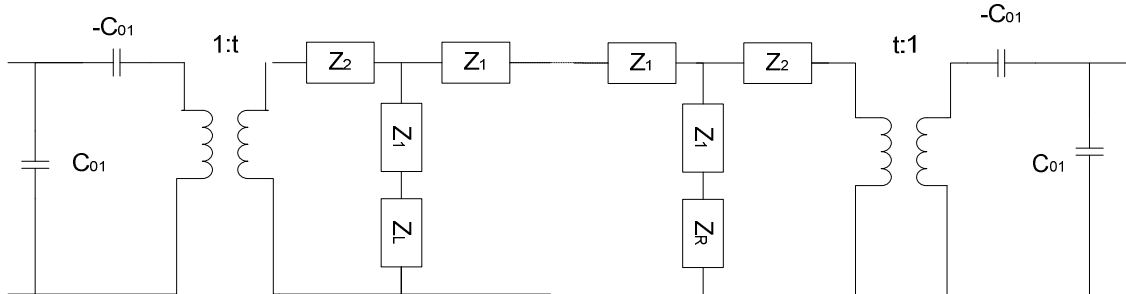


Figura 3-1 Dos modelos de Mason unidos acústicamente formando el SCF, con los puertos acústicos restantes terminados en cargas pasivas Z_L y Z_R

Recordemos del capítulo anterior que:

$$Z_1 = jZ_p' \tan\left(\frac{\theta}{2}\right) \quad 3-1$$

$$Z_2 = \frac{-jZ_p'}{\sin(\theta)} \quad 3-2$$

donde $\theta = kd$ siendo k (rad/m) la constante de propagación de la onda acústica y d (metros) el grosor del piezoléctrico, Z_p' (kg/s) es la impedancia acústica del piezoléctrico que corresponde a $Z_p' = Z_p \cdot A$, donde Z_p (kg/s/m²) es la impedancia acústica del piezoléctrico por unidad de área y A (m²) es el área de la lámina piezoléctrica.

La capacidad estática y la relación del transformador cumplen:

$$C_{01} = \frac{\epsilon_0 \epsilon_r A}{d} \quad 3-3$$

$$t = \frac{e}{\epsilon_0 \epsilon_r} C_{01}$$

3-4

donde e es la constante piezoeléctrica del *stress* (C/m²).

3.1.1 Proceso de síntesis del modelo del SCF

Para facilitar el análisis es útil desplazar los transformadores hacia un lado del circuito, por ejemplo hacia la derecha, de esta forma se puede trabajar con un circuito totalmente eléctrico. Para ello se han utilizado las equivalencias que se muestran en el Anexo B.

Una vez desplazados los transformadores y gracias a la simetría del circuito debido a su efecto complementario, éstos desaparecen. En la red resultante quedan escalados algunos de los elementos como se muestra en la Figura 3-2.

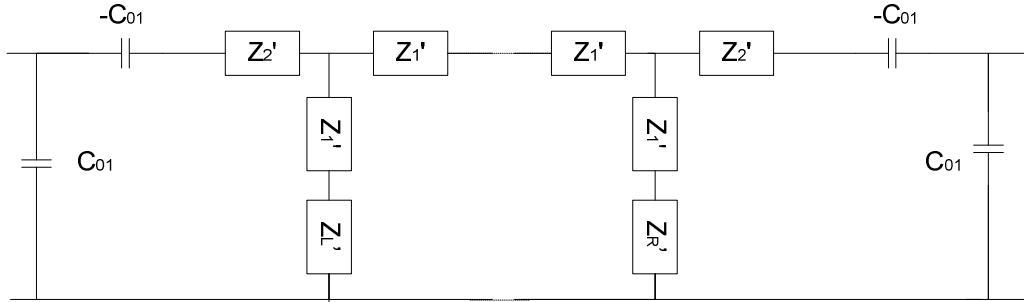


Figura 3-2 Red completamente eléctrica una vez se han desplazado los transformadores

Los nuevos valores de los elementos circuitales para el piezoeléctrico son:

$$Z_1' = jZ_p' \tan\left(\frac{\theta}{2}\right) \frac{1}{t^2}$$

3-5

$$Z_2' = \frac{-jZ_p' \frac{1}{\sin(\theta)} \frac{1}{t^2}}{t^2}$$

3-6

mientras que las impedancias de carga acústica de la estructura:

$$Z_{R,L}' = Z_{R,L} \frac{1}{t^2}$$

3-7

Ahora que el circuito es completamente eléctrico se va a proceder a simplificarlo el máximo posible. Las impedancias acústicas Z_L' y Z_R' pueden eliminarse debido a que son muy bajas en configuraciones básicas y es una buena aproximación suponer que su valor es 0 [3-1]. Para reducir la red se va a realizar una transformación del tipo T- π o también conocida como estrella-delta [3-2].

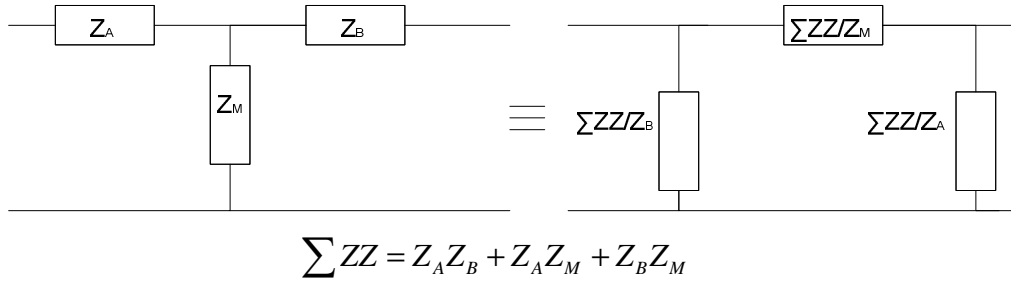


Figura 3-3 Transformación T- π

En la Figura 3-4 se observa la red una vez se ha aplicado la transformación T- π :

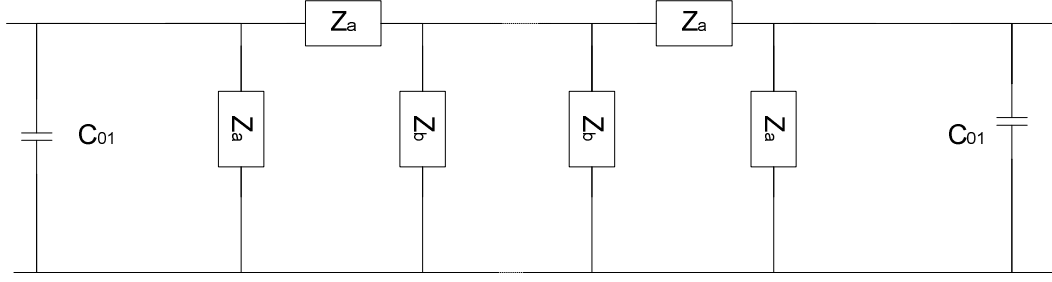


Figura 3-4 Red equivalente una vez realizada la transformación T-π

donde los valores de las impedancias obtenidas son:

$$Z_a = Z'_1 + 2Z'_2 - \frac{2}{j\omega C_{01}} \quad 3-8$$

$$Z_b = \frac{Z'_1 \left(Z'_1 + 2Z'_2 - \frac{2}{j\omega C_{01}} \right)}{Z'_2 - \frac{1}{j\omega C_{01}}} \quad 3-9$$

3.1.2 Relación entre Z_a y Z_b

A partir de las expresiones de Z_a y Z_b se puede establecer una relación entre ambas, insertando la ecuación 3-8 en la 3-9 se puede reescribir esta última como:

$$Z_b = \frac{Z'_1 Z_a}{Z'_2 - \frac{1}{j\omega C_{01}}} \quad 3-10$$

Si se desarrolla la ecuación 3-9 puede obtenerse que:

$$Z_b = Z'_1 \left(2 + \frac{Z'_1}{Z'_2 - \frac{1}{j\omega C_{01}}} \right) = Z'_1 \left(2 + \frac{Z_b}{Z_a} \right) \quad 3-11$$

De forma que Z_b se puede reescribir como:

$$Z_b = 2 \left(\frac{1}{Z'_1} - \frac{1}{Z_a} \right)^{-1} \quad 3-12$$

A frecuencias cercanas a la frecuencia de antiresonancia del piezoeléctrico Z'_1 tiende a valores mucho más elevados que Z_a pudiendo realizarse la siguiente aproximación:

$$Z_b \cong -2Z_a \quad 3-13$$

En la Figura 3-5 se ha dibujado la evolución de las impedancias Z_a y Z_b con la frecuencia. Ambas impedancias son imaginarias puras. En la región cercana a la frecuencia de resonancia, en este caso de 2 GHz, se observa que ambas se comportan de forma lineal.

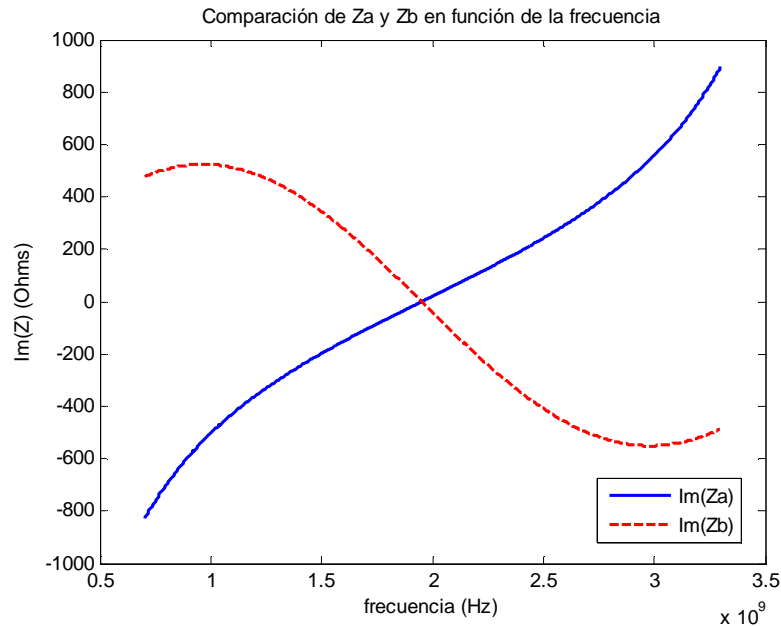


Figura 3-5 Funciones de impedancia $Z_a(f)$ y $Z_b(f)$. (Simulaciones realizadas para un resonador con frecuencia de antiresonancia de las láminas piezoeléctricas 2 GHz, de material nitrato de aluminio (AlN) y con un área cuadrada de la lámina de lado de 500 μm)

Si se analiza con más detalle el comportamiento funcional de ambas impedancias en una ventana frecuencial más estrecha, de por ejemplo el 10% de la frecuencia de diseño (ventana bastante superior a los anchos de banda con los que se trabaja con este tipo de filtros) observamos como la respuesta de ambas es en efecto aproximadamente una recta y además gráficamente podemos observar una relación entre Z_a y Z_b . Z_b adquiere en este rango valores que son justamente el doble de Z_a y con signo invertido, confirmandose la aproximación realizada en la ecuación 3-13.

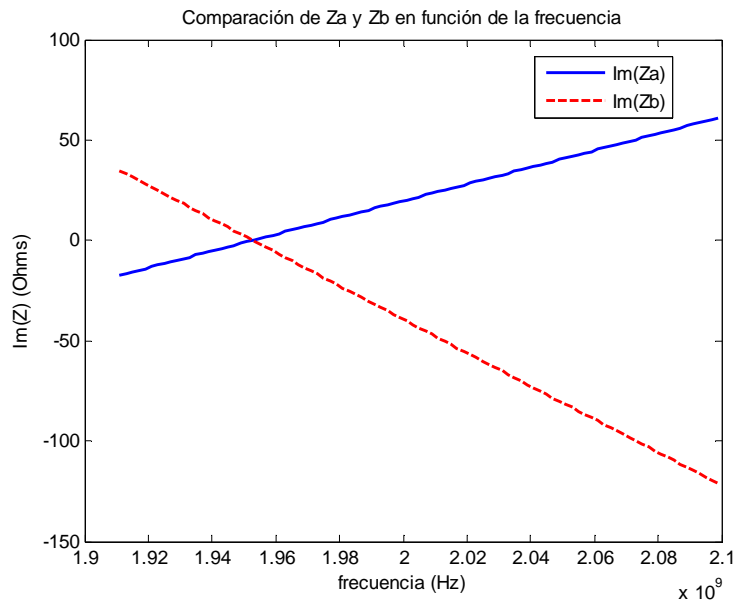
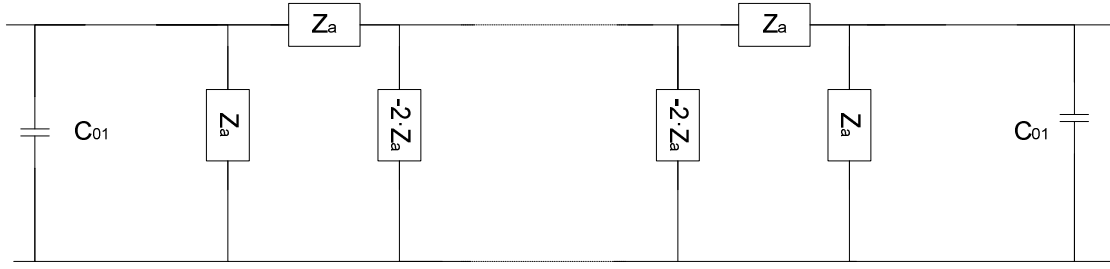


Figura 3-6 Funciones de impedancia $Z_a(f)$ y $Z_b(f)$ en una ventana frecuencial del 10% de la frecuencia de resonancia

En base a este comportamiento podemos aproximar la red por la de la Figura 3-7 mediante la expresión 3-13.

Figura 3-7 Red con la aproximación $Z_b \approx -2Z_a$

El siguiente paso va a ser simplificar la red de la Figura 3-7. Si se realiza la multiplicación de las matrices ABCD de cada uno de los elementos de la red exceptuando los condensadores de los extremos obtenemos que el comportamiento es equivalente a una impedancia Z_a en serie:

$$\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 1/Z_a & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & Z_a \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -1/Z_a & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & Z_a \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 1/Z_a & 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & Z_a \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad 3-14$$

Quedando reducida la topología de red a la mostrada en la 3-14:

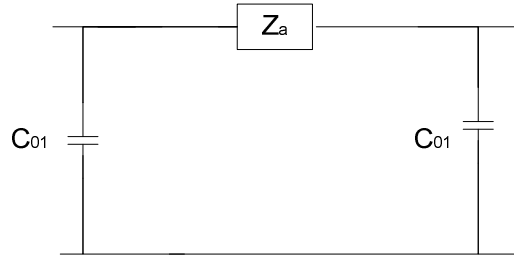


Figura 3-8 Topología de red reducida

3.1.3 Síntesis de la impedancia Z_a

Llegados a este punto tenemos una topología que depende de la impedancia Z_a , esta impedancia tiene unos valores dependientes de la frecuencia con relaciones trigonométricas.

El siguiente paso es obtener una red formada de bobinas y/o condensadores, red LC, que permita sintetizar esta función de impedancia. Para ello se busca una red lo más sencilla posible para simplificar la topología al máximo. La respuesta en frecuencia de la red LC deseada ha de ser lo más parecida posible a una recta alrededor de la frecuencia de antiresonancia.

Utilizar una bobina o un condensador por separado no es viable para realizar la síntesis, por que su impedancia en función de la frecuencia no puede aproximarse por una recta con origen de ordenadas diferente a cero y pendiente positiva.

La aproximación por un resonador LC paralelo queda descartada al ofrecer rangos muy pequeños de frecuencia con la suficiente linealidad. La opción elegida es una red LC serie.

Para realizar el proceso de síntesis en primer lugar se va a proceder a aproximar la impedancia Z_a (ecuación 3-8) en función de la frecuencia por una recta mediante un desarrollo en serie de Taylor de primer orden en el punto alrededor de la frecuencia de antiresonancia $f=f_a$.

$$Z_a(f) \cong j(A_{Z_a} \cdot f + B_{Z_a}) \quad 3-15$$

donde:

$$A_{Z_a} = \frac{Z_p' \pi^2 f_a C_{01} - 2t^2}{2t^2 \pi f_a^2 C_{01}} \quad 3-16$$

$$B_{Z_a} = \frac{2}{\pi f_a C_{01}} - \frac{Z_p' \pi}{2t^2} \quad 3-17$$

Por otro lado tenemos que la impedancia de un LC serie es la siguiente:

$$Z_{LC} = j \left(K_1 f + \frac{K_2}{f} \right) \quad 3-18$$

donde:

$$K_1 = 2\pi L \quad 3-19$$

$$K_2 = -\frac{1}{2\pi C} \quad 3-20$$

Para poder igualar la impedancia del LC serie a la de Z_a se realizará la aproximación del LC serie mediante Taylor en el punto $f=f_{a1}$, del mismo modo que se realizó para Z_a , obteniendo:

$$Z_{LC}(f) \cong j(A_s \cdot f + B_s) \quad 3-21$$

donde:

$$A_s = \frac{K_1 - K_2}{f_a} \quad 3-22$$

$$B_s = 2K_2 \quad 3-23$$

Igualando la pendiente y el origen de coordenadas de la función aproximada del LC serie con la de Z_a aproximada ($A_{Z_a} = A_s$ y $B_{Z_a} = B_s$) podemos obtener los valores de K_1 y K_2 necesarios:

$$K_1 = \frac{t^4 - Z_p'^2 \pi^2 f_a^2 C_{01}^2}{2t^2 \pi f_a^2 C_{01}^2 Z_p'} \quad 3-24$$

$$K_2 = \frac{Z_p'^2 \pi^2 f_a^2 C_{01}^2 - t^4 - 4Z_p' f_a C_{01} t^2}{2t^2 \pi f_a^2 C_{01}^2 Z_p'} \quad 3-25$$

A continuación se procede a verificar si la impedancia del resonador LC serie se corresponde con la Z_a original. Para ello se realiza la sustitución de K_1 y K_2 en la función de la ecuación 3-18 y comparándola con la ecuación 3-8. En la Figura 3-9 se observa como la aproximación de Z_a por un LC serie ofrece un gran parecido en el rango de frecuencias de interés de forma que se da como válida esta aproximación.

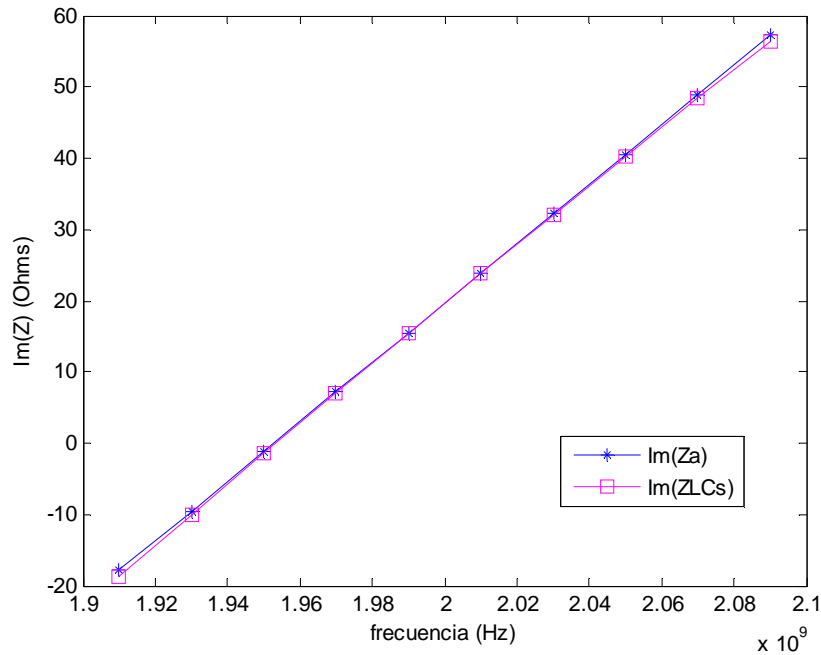


Figura 3-9 Comparación de la impedancia Z_a con la aproximación de esta con un LC serie

Para poder ver con más detalle las diferencias entre la impedancia del LC serie obtenido y la Z_a original en la Figura 3-10 se han representado en un rango mayor de frecuencias. Se observa como a frecuencias superiores de la frecuencia central se tiende a una mayor diferencia que a frecuencias inferiores. No obstante se observa como el rango de frecuencias de validez es elevado.

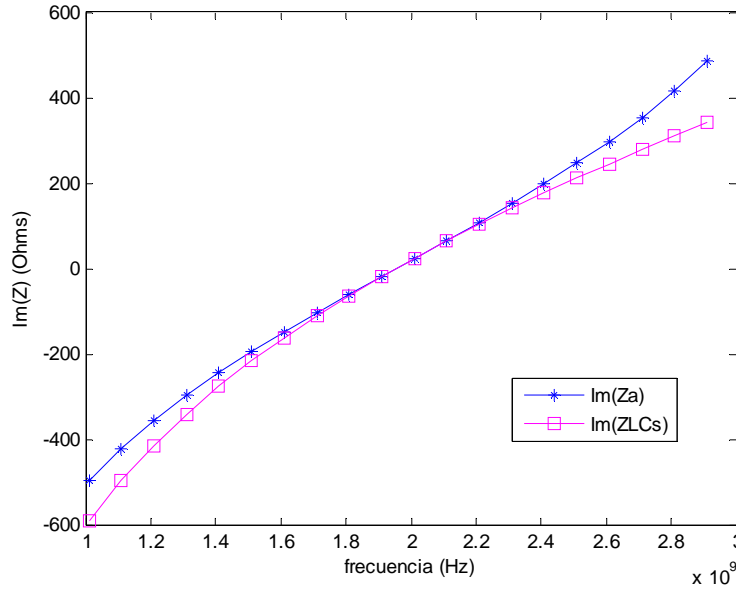


Figura 3-10 Comparación de la impedancia Z_a con la aproximación de esta con un LC serie en un rango de frecuencias mayor

Los valores de L y C se pueden obtener a partir de las ecuaciones 3-19, 3-20, 3-24 y 3-25 resultando:

$$L_a = \frac{Z_p'}{8t^2 f_a} \quad 3-26$$

$$C_a = \frac{2t^2 C_{01}}{Z_p' \pi^2 f_a C_{01} - 4t^2} \quad 3-27$$

Si reescribimos las expresiones de L_a , C_a y C_{01} en función de los parámetros tecnológicos obtenemos las ecuaciones 3-28, 3-29 y 3-30 en las que se observa como los tres valores del modelo circuital tienen dependencia del área del piezoeléctrico A y de la frecuencia de antiresonancia f_a . Tanto el área y la frecuencia de antiresonancia serán utilizadas como parámetros se definirán en el proceso de diseño, los demás valores vendrán dados por los materiales que se utilicen. Los subíndices p indican propiedades acústicas propias de un piezoeléctrico determinado.

$$L_a = \frac{Z_p v_p^2}{32e_p^2 f_a^3 A} \quad 3-28$$

$$C_a = \frac{8f_a \epsilon_0 \epsilon_r e_p^2 A}{v_p (Z_p v_p \pi^2 \epsilon_0 \epsilon_r - 8e_p^2)} \quad 3-29$$

$$C_{01} = \frac{\epsilon_0 \epsilon_r A}{d} = \epsilon_0 \epsilon_r A \frac{2f_a}{v_p} \quad 3-30$$

En la Figura 3-11 se observa el modelo circuitual simplificado resultante para el SCF. El modelo obtenido esta compuesto únicamente de un LC serie y de dos condensadores en los extremos. Los valores de estos componentes dependen de los parámetros de los materiales propios de la tecnología utilizada y de los parámetros frecuencia de resonancia del piezoeléctrico (que se controla con el grosor de éste fabricándose con medidas correspondientes a $\lambda/2$ a la frecuencia de antiresonancia deseada) y del área del piezoeléctrico.

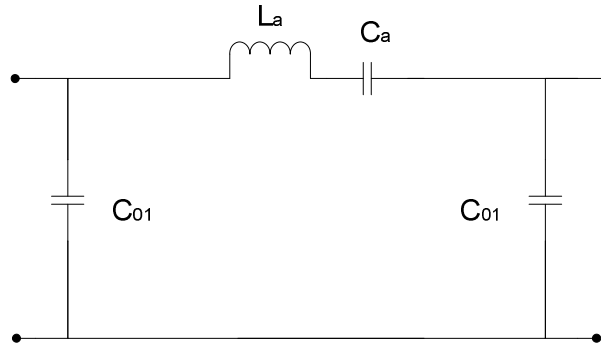


Figura 3-11 Modelo circuitual equivalente obtenido del SCF

3.1.4 Validación del modelo de SCF

Para validar el modelo obtenido del SCF se ha implementado con ADS (Figura 3-12) y se ha realizado la simulación del circuito comparándolo con el dispositivo SCF implementado con el modelo de Mason de la Figura 2-6 para cada lámina piezoeléctrica. Hay que notar que el modelo de Mason es un modelo físico que tan solo depende de los componentes de los materiales y de la geometría del resonador mientras que el modelo obtenido para el SCF es un modelo puramente eléctrico. Para realizar la simulación se ha tomado como frecuencia de antiresonancia de las láminas piezoeléctricas 2 GHz, el material utilizado es nitrato de aluminio (AlN) con las propiedades que se detallan en el anexo, con un área cuadrada de la lámina de lado de 500 μm .

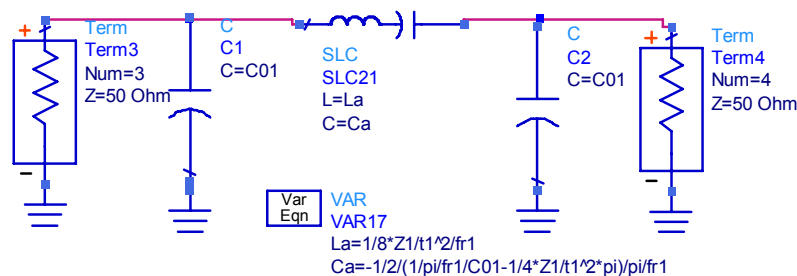


Figura 3-12 Modelo circuitual equivalente del SCF implementado con ADS

Las respuestas obtenidas se muestran en la Figura 3-13, en las que se aprecia una gran exactitud en la respuesta del modelo utilizado. A frecuencias alejadas de la frecuencia central de resonancia las respuestas empiezan a diferir cada vez más, esto es debido a la aproximación del LC serie por la impedancia Z_a que se ha realizado.

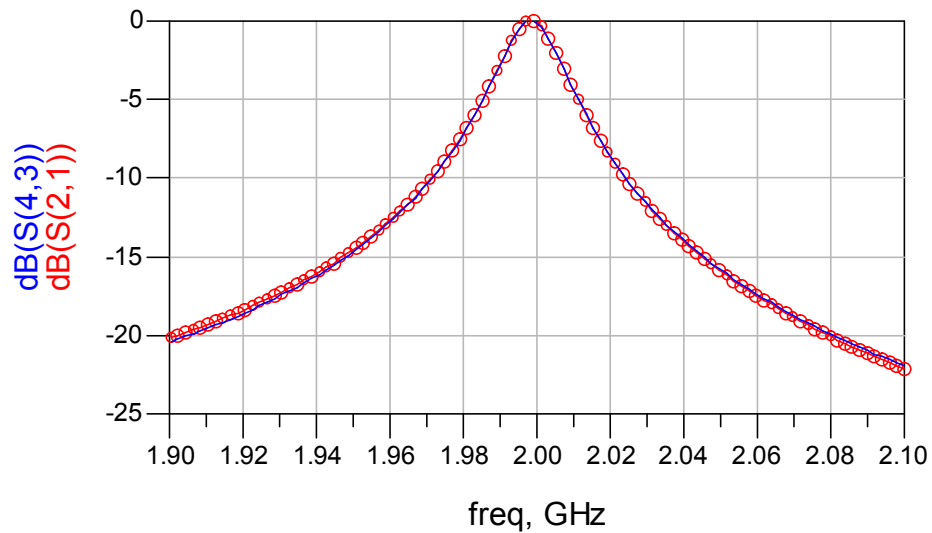


Figura 3-13 Respuesta del modelo circuital equivalente obtenido del SCF (rojo) y respuesta del dispositivo SCF simulado con el modelo de Mason (azul)

Por lo tanto hemos comprobado el modelo propuesto por Lakin donde además contamos con un conjunto de relaciones que entrelazan el comportamiento eléctrico del resonador con la geometría del mismo y los parámetros de los materiales.

3.2 Modelo circuital equivalente del Coupled Resonator Filter

Recientemente se ha creado un nuevo tipo de dispositivo que extiende los conceptos del SCF. Este nuevo dispositivo es el CRF, que consta de capas de acoplamiento entre sus resonadores piezoeléctricos como novedad respecto al SCF.

Éste dispositivo tiene un ancho de banda inherente superior al SCF, en base a la variación del acoplamiento entre los dos resonadores se modifica el ancho de banda. En la literatura de referencia no existe publicado ningún modelo eléctrico simplificado como tiene el SCF. La obtención de un modelo equivalente para el CRF permitiría no solo tener un circuito que reflejase sus propiedades y comportamiento si no también una herramienta para conectar la teoría clásica de filtros con el dispositivo físico.

En este apartado vamos a proponer un modelo circuital equivalente para el CRF, cubriendo uno de los objetivos del proyecto.

3.2.1 Proceso de síntesis del modelo del CRF

El planteamiento de partida es muy similar al que hemos utilizado para el SCF. En la Figura 3-14 se ha construido el circuito resultante de la aplicación del modelo de Mason a cada resonador del CRF, 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} . Los otros dos puertos acústicos están terminados por las impedancias acústicas Z_L en el resonador izquierdo y Z_R en el resonador derecho. Los puertos eléctricos de cada resonador se definen como la entrada y la salida de la red.

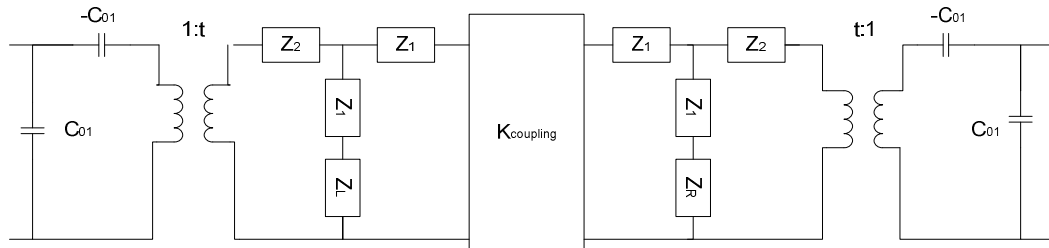


Figura 3-14 Dos modelos de Mason acoplados acústicamente por las capas de acoplamiento arbitrario, con el resto de puertos acústicos terminados en cargas pasivas Z_L y Z_R

Una vez desplazados los transformadores y gracias a la simetría del circuito éstos desaparecen, habiendo escalado algunos de los elementos como se muestra en la Figura 3-15.

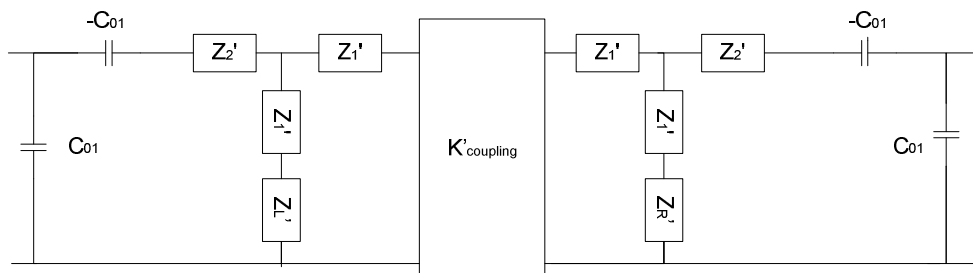


Figura 3-15 Red completamente eléctrica una vez se han desplazado los transformadores

Los valores de las impedancias se corresponden a las ecuaciones 3-5, 3-6 y 3-7 del modelo del SCF y ahora el valor del inversor que modela las capas de acoplo del CRF también queda escalado:

$$K'_{\text{coupling}} = K_{\text{coupling}} \frac{1}{t^2}$$

Siguiendo los mismos pasos de simplificación de red que se realizaron en el SCF se obtiene la topología de la Figura 3-16. Donde Z_a cumple con la ecuación 3-8 y del mismo modo que se hizo para el apartado del SCF ésta puede aproximarse por un resonador LC serie con los valores de las ecuaciones 3-28 y 3-29.

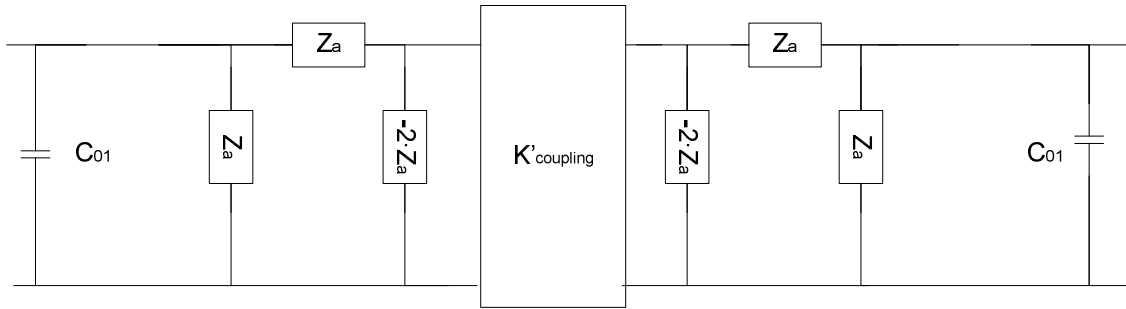


Figura 3-16 Red con la aproximación $Z_b \approx -2Z_a$

3.2.2 Modelo equivalente propuesto del CRF

Una vez llegado a este punto es importante analizar la topología del circuito que se ha obtenido. En la parte central del circuito tenemos un inversor, en caso de no tener las capas de acoplamiento del CRF este inversor desaparecería. Entonces toda la estructura comprendida entre los dos condensadores de los extremos C_{01} debería comportarse del mismo modo que L_a y C_a en serie, ya que tendríamos una estructura de tipo SCF.

Puesto que tenemos en nuestro caso un inversor, dividiremos L_a y C_a en serie en dos LC serie de valores $L'_a = L_a/2$ y $C'_a = 2C_a$ cada uno de ellos, y se inserta un inversor de valor que denominaremos $K_{inverter}$ (valor no determinado de momento), entre los dos LC serie. Se observa que sin la presencia de este inversor el comportamiento sería efectivamente el de un SCF tal como se muestra en la Figura 3-17.

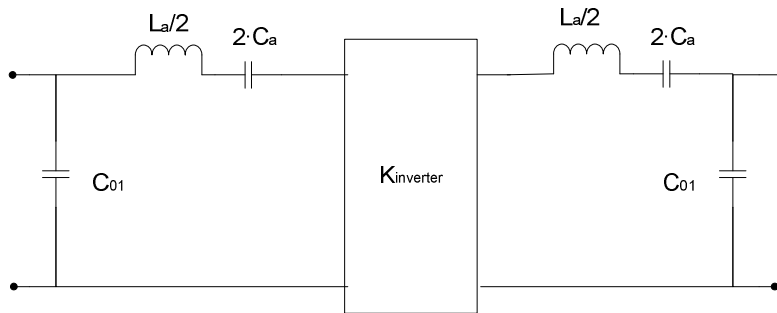


Figura 3-17 Modelo circuital simplificado equivalente propuesto

El siguiente paso es determinar el valor de $K_{inverter}$ del modelo equivalente simplificado que se está buscando. Para ello se utilizarán parámetros ABCD de las estructuras de la red.

Vamos a identificar las relaciones entre el modelo físico resultante en la Figura 3-16 y el modelo eléctrico propuesto en la Figura 3-17 igualando sus matrices ABCD. La matriz de parámetros ABCD correspondiente a la Figura 3-16 de los elementos comprendidos entre los dos condensadores C_{01} de los extremos es la siguiente:

$$\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \frac{1}{Z_a} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & Z_a \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2Z_a} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 & jK'_{coupling} \\ \frac{j}{K'_{coupling}} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2Z_a} & 1 \end{bmatrix} \quad 3-32$$

$$\cdot \begin{bmatrix} 1 & Z_a \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 1/Z_a & 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} j \frac{2Z_a}{K'_{coupling}} & j \frac{(K'_{coupling}{}^2 + 4Z_a^2)}{4K'_{coupling}} \\ j \frac{4}{K'_{coupling}} & j \frac{2Z_a}{K'_{coupling}} \end{bmatrix}$$

La matriz ABCD correspondiente a la Figura 3-17 de los elementos comprendidos entre los condensadores de los extremos C_{01} es la siguiente:

$$\begin{bmatrix} 1 & Z_a/2 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 & jK_{inverter} \\ j & 0 \\ K_{inverter} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & Z_a/2 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} j \frac{Z_a}{2K_{inverter}} & j \frac{(4K_{inverter}{}^2 + Z_a^2)}{4K_{inverter}} \\ j & j \frac{Z_a}{2K_{inverter}} \end{bmatrix} \quad 3-33$$

Para que las dos redes sean iguales sus matrices ABCD han de ser idénticas, de forma que igualamos las matrices 3-32 y 3-33 y obtenemos el valor que ha de cumplir el inversor $K_{inverter}$ de la Figura 3-17:

$$\begin{bmatrix} \frac{j2Z_a}{K'_{coupling}} & \frac{j(K'_{coupling}{}^2 + 4Z_a^2)}{4K'_{coupling}} \\ j4 & \frac{j2Z_a}{K'_{coupling}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} j \frac{Z_a}{2K_{inverter}} & j \frac{(4K_{inverter}{}^2 + Z_a^2)}{4K_{inverter}} \\ j & j \frac{Z_a}{2K_{inverter}} \end{bmatrix} \quad 3-34$$

$$K_{inverter} = \frac{K'_{coupling}}{4} \rightarrow K_{inverter} = \frac{K_{coupling}}{t^2 4} \quad 3-35$$

De esta forma queda determinado el inversor $K_{inverter}$ de la Figura 3-17, su valor depende del valor de las capas de acoplo y de la relación del transformador.

51

3.2.3 Validación del modelo del CRF

Para validar las respuestas se han utilizado las características del piezoeléctrico que se ha utilizado en la validación del modelo del SCF del apartado 3.1.4, además el valor de las capas de acoplamiento utilizado es de 0.15. En la Figura 3-18 se observa el esquemático de ADS utilizado para validar el modelo contrastándolo con un CRF implementado con el modelo de Mason.

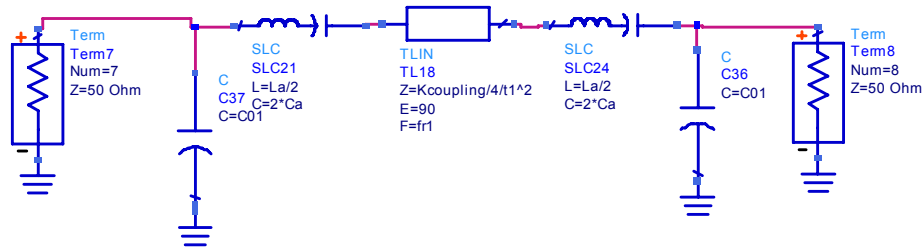


Figura 3-18 Implementación en ADS del modelo circuital simplificado equivalente propuesto

En la Figura 3-19 se observa la respuesta del modelo circuital propuesto junto con la respuesta original del dispositivo CRF, se observa como las respuestas son prácticamente idénticas en toda la banda frecuencial que se ha simulado utilizando una ventana del 20% de la frecuencia de resonancia, quedando validado el modelo simplificado propuesto. Se han llevado a cabo simulaciones con diferentes valores de los parámetros tecnológicos y en diferentes bandas frecuenciales y en todas ellas la fidelidad del modelo simplificado al modelo original dentro de ventanas frecuenciales inferiores al 50% es prácticamente completa.

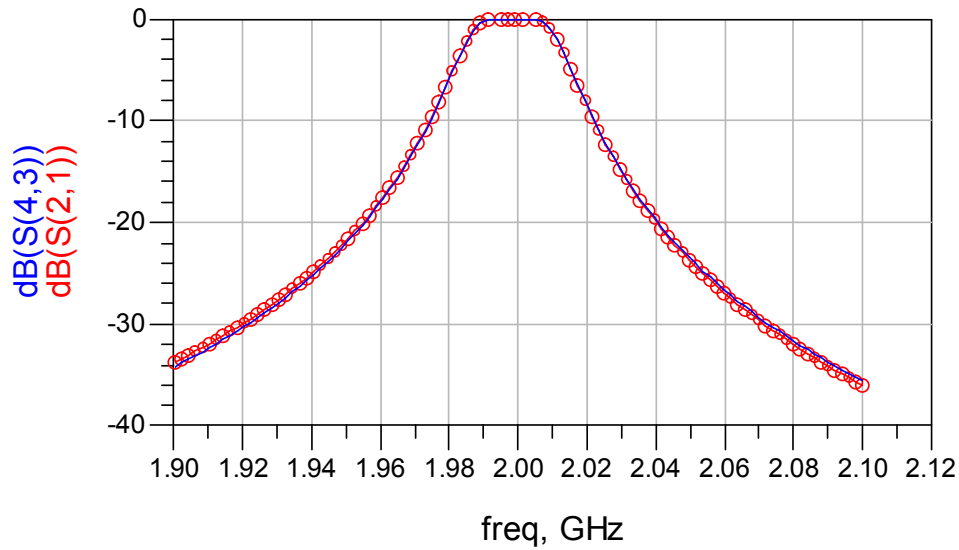


Figura 3-19 Respuesta del modelo circuital simplificado equivalente propuesto (rojo) y la respuesta original del CRF (azul)

En la Figura 3-20 se ha realizado de nuevo la simulación para un rango mayor de frecuencias, y en ella se puede observar como a frecuencias muy alejadas de la de resonancia el modelo deja de ajustarse al original. El motivo de esta diferencia en la respuesta entre el modelo aproximado y el modelo de Mason aplicado al CRF se debe de nuevo a la aproximación que se realizó de la impedancia Z_a por el resonador LC serie. Aún así el modelo es muy preciso en su comportamiento.

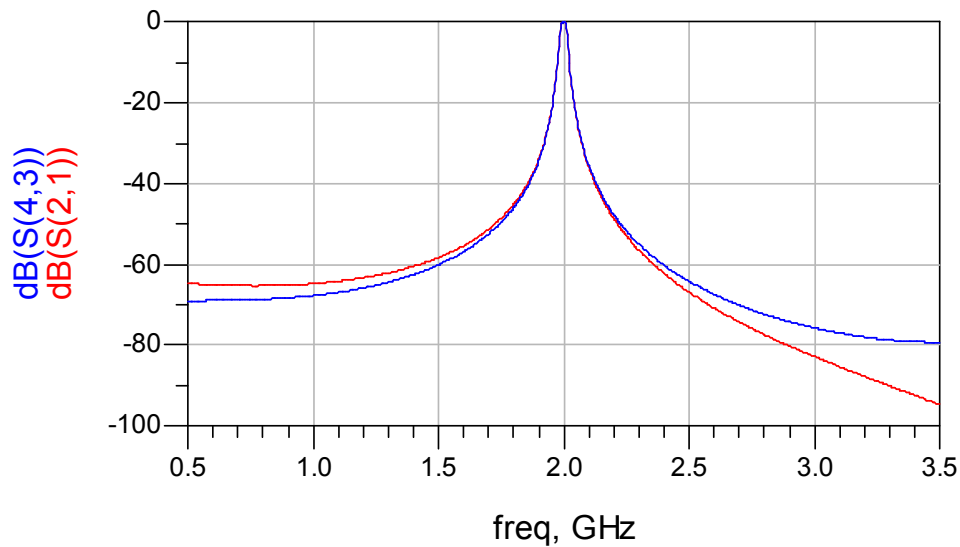


Figura 3-20 Respuesta del modelo circuital simplificado equivalente propuesto (rojo) y la respuesta original del CRF (azul) en un rango elevado de frecuencias

De esta forma queda validado el modelo circuital equivalente del CRF propuesto dentro de rangos de frecuencia del 50% respecto a la frecuencia de resonancia del dispositivo.

3.3 Conclusiones del capítulo

En este capítulo se han obtenido dos modelos equivalentes circuitales de dos dispositivos de onda acústica de tipo Bulk Acoustic Wave, el Stacked Crystal Filter y Coupled Resonator Filter.

Primero se ha demostrado como se obtiene el modelo del SCF. La demostración se ha realizado partir de la aplicación del modelo de Mason sobre el dispositivo, del uso simplificaciones de redes y de aproximaciones en las expresiones para ajustar el modelo inicial a un modelo compuesto de elementos concentrados.

Seguidamente se ha obtenido un novedoso modelo circuital equivalente para el CRF. Para ello se ha partido del modelo equivalente de Mason y se han utilizado técnicas de análisis de red acompañadas de simplificaciones validadas.

Ambos modelos obtenidos han sido validados a diferentes frecuencias de antiresonancia de las láminas piezoeléctricas y en ventanas frecuenciales de hasta el 50% respecto a la frecuencia de antiresonancia, obteniéndose un alto grado de fidelidad entre ambos.

Tanto el modelo del SCF como el modelo propuesto de CRF proporcionan circuitos formados por elementos eléctricos (condensadores, bobinas e inversores) que pueden ser usados para el diseño de filtros aplicando las teorías clásicas que utilizan prototipos con elementos concentrados.

3.4 Referencias del capítulo

- [3-1] Lakin, K.M., "Equivalent Circuit Modeling of Stacked Crystal Filters" Frequency Control, 35th Annual Symposium on. 1981 Page(s):257 – 262.
- [3-2] Michael G. Ellis "Electronic filter analysis and synthesis" Boston: Artech House, 1994.
- [3-3] D. M. Pozar, "Microwave Engineering" New York: Wiley, 1998.
- [3-4] Jia-Shen G. Hong, M. J. Lancaster, "Microstrip Filters for RF/Microwave Applications" New York: Wiley, June 2001.
- [3-5] G. Matthaei, E.M.T. Jones, L. Young, "Microwave Filters, Impedance-Matching Networks, and Coupling Structures" Norwood: Artech House, 1980.

4 Diseño sistemático de filtros con Coupled Resonator Filters y con Stacked Crystal Filters

En este capítulo a partir de los modelos circuitales equivalentes desarrollados en el capítulo 3 se aportarán métodos sistemáticos de síntesis de filtros basados en dispositivos Coupled Resonator Filters y Stacked Crystal Filters.

Primero se introduce brevemente la teoría de filtros clásica que se utilizará como base y la nomenclatura de los parámetros. Entonces a partir de los modelos circuitales equivalentes desarrollados en el capítulo anterior para los dos dispositivos BAW, se realizará el estudio de cómo pueden aplicarse para implementar topologías clásicas de filtros con respuestas conocidas.

Las diferentes técnicas propuestas permiten obtener las dimensiones de los resonadores a partir de las especificaciones del filtro. En algunas de ellas serán necesarios elementos añadidos para conseguir la respuesta. Se discutirán las técnicas propuestas valorando sus diferentes características.

4.1 Teoría clásica de filtros

En los procedimientos de diseño de este capítulo vamos a utilizar como base los prototipos de diseño de filtros basados en elementos concentrados. El objetivo es conseguir diseños de filtros pasobanda a partir de los dispositivos BAW que posean una respuesta arbitraria, siguiendo las especificaciones deseadas. A partir de las especificaciones de diseño y del prototipo pasobajo de la Figura 4-1 con respuesta pasobajo se transformará al correspondiente filtro pasobanda de la Figura 4-2 mediante las transformaciones de impedancia y frecuencia adecuadas [4-1], [4-2], [4-3].

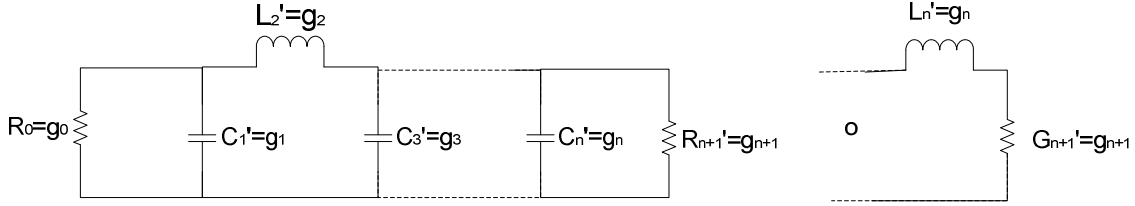


Figura 4-1 Filtro prototipo pasobajo

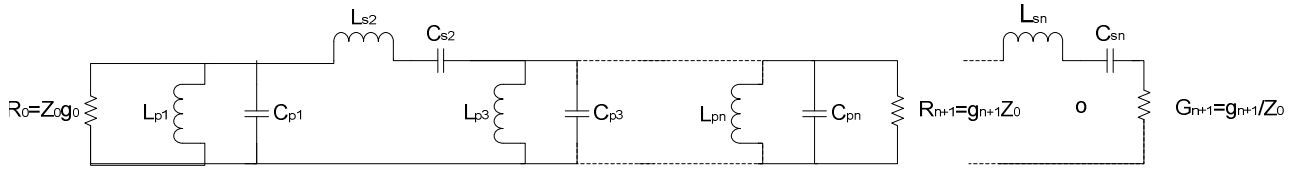


Figura 4-2 Filtro prototipo pasobanda

56

donde:

$$L_s = \left(\frac{\Omega_c}{FBW \omega_0} \right) Z_0 g \quad 4-1$$

$$C_s = \frac{1}{\omega_0^2 L_s} \quad 4-2$$

$$C_p = \left(\frac{\Omega_c}{FBW \omega_0} \right) g / Z_0 \quad 4-3$$

$$L_p = \frac{1}{\omega_0^2 C_p} \quad 4-4$$

- Ω_c : frecuencia de corte del prototipo pasobajo normalizada
- g : elementos del prototipo pasobajo
- $FBW = \frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_0}$: Ancho de banda fraccional
- $\omega_2 - \omega_1$: Ancho de banda
- ω_0 : Frecuencia central del filtro
- Z_0 : Impedancia de fuente

La estructura de filtro de la Figura 4-2 consiste en resonadores serie alternados con resonadores en paralelo. Los modelos obtenidos de CRF y SCF sugieren el uso de resonadores serie alternados con inversores de impedancia. En la Figura 4-3 se observa la estructura equivalente de filtro pasobanda compuesto con resonadores de naturaleza serie, en este caso todos son resonadores serie por la similitud con los modelos de CRF y SCF. El efecto de alternar

resonadores serie con resonadores paralelo se consigue con la introducción de inversores de impedancias. La equivalencia entre los filtros de la Figura 4-2 y de la Figura 4-3 puede demostrarse mediante análisis de redes.

Hay que notar que con el uso de los inversores de impedancias podemos trabajar de maneras diversas: por un lado podemos tomar resonadores diferentes idénticos y sintetizar inversores para construir la respuesta deseada; también se pueden fijar los inversores y construir resonadores diferentes; o bien se puede trabajar con una combinación de las dos opciones anteriores siempre cumpliendo las ecuaciones del filtro pasobanda.

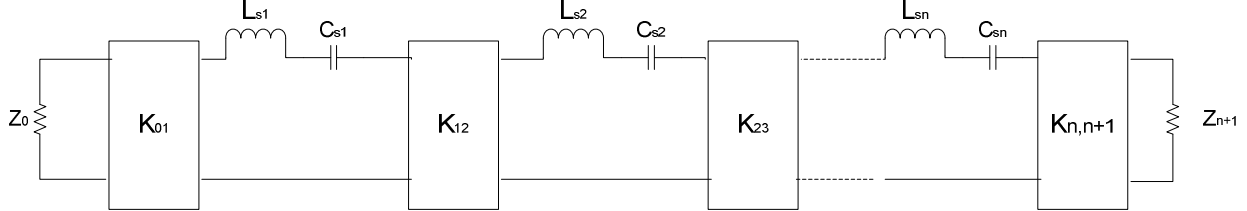


Figura 4-3 Filtro pasobanda de la Figura 4-2 convertido para usar sólo resonadores serie e inversores de impedancia

En el filtro pasobanda de la Figura 4-3 se cumplen las expresiones:

$$K_{01} = \sqrt{\frac{Z_0 FBW \omega_0 L_{s1}}{\Omega_c g_0 g_1}} \quad 4-5$$

$$K_{i,i+1} = \frac{FBW \omega_0}{\Omega_c} \sqrt{\frac{L_{si} L_{s(i+1)}}{g_i g_{i+1}}} \Big|_{i=1 \text{ a } n-1} \quad 4-6$$

$$K_{n,n+1} = \sqrt{\frac{FBW \omega_0 L_{sn} Z_{n+1}}{\Omega_c g_n g_{n+1}}} \quad 4-7$$

$$C_{si} = \frac{1}{\omega_0^2 L_{si}} \Big|_{i=1 \text{ a } n} \quad 4-8$$

El ancho de banda fraccional FBW, la frecuencia central ω_0 y los valores de las inmitancias del prototipo pasobajo (g_i s) vendrán dados por las especificaciones del filtro. Si los resonadores del filtro de la Figura 4-3 estuviesen formados por elementos concentrados L y C, y si los inversores de impedancia no fuesen sensibles a la frecuencia estas ecuaciones serían exactas para cualquier ancho de banda fraccional del filtro. Pero debido a que los resonadores que se utilizaran no son formados por elementos concentrados sino que realmente son filtros BAW y que los inversores que se utilizaran se encontraran intrínsecos en la estructura BAW o serán añadidos con elementos sensibles a la frecuencia, a efectos prácticos estas ecuaciones representaran aproximaciones que serán mejores cuanto más pequeños sean los anchos de banda fraccionales.

El comportamiento de los resonadores acústicos de los SCF y los CRF supone la necesidad de trabajar con topologías que utilicen resonadores de naturaleza única, en particular serie. La topología basada en inversores de impedancias nos va a permitir trabajar de manera casi inmediata con los modelos planteados de SCF y CRF.

A continuación se va a discutir brevemente la analogía entre los modelos de los dispositivos y los prototipos de filtro pasobanda. Supongamos que tenemos un filtro de orden 2 como el que se muestra en la Figura 4-4 en el que identificamos tres inversores de impedancias y dos resonadores LC serie.

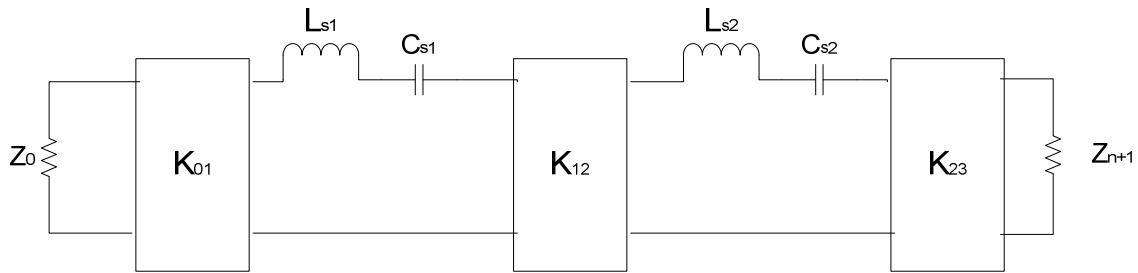


Figura 4-4 Filtro pasobanda de orden 2 con resonadores serie e inversores de impedancia

Una posible forma de implementar un inversor de impedancias es mediante una T de condensadores como se muestra en la Figura 4-5 en la que los condensadores cumplen $C=1/(K\omega_0)$ [4-3]. Esta aproximación es buena a frecuencias cercanas a ω_0 .

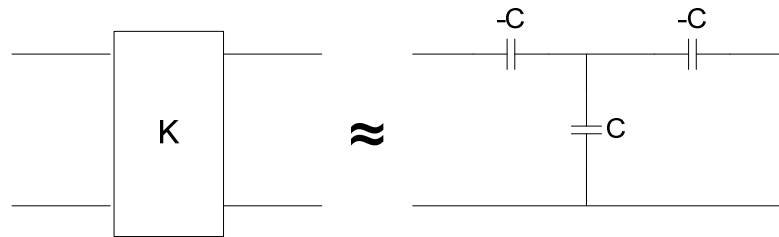


Figura 4-5 Implementación de un inversor de impedancias con T de condensadores

Si en el esquema de la Figura 4-4 cambiamos los inversores laterales por la T de condensadores obtenemos el esquema de la Figura 4-6. Los condensadores negativos en serie de la entrada y la salida del circuito no son estrictamente necesarios, ya que la estructura en L ya se comporta como un inversor aunque su comportamiento no es tan robusto. Omitiendo los condensadores negativos en serie de ambos extremos, el modelo que se obtiene es equivalente al de un CRF, con las capas de acoplamiento en medio, los condensadores paralelos laterales y los resonadores LC serie. Del mismo modo puede encontrarse la analogía entre el modelo del SCF y un filtro de orden 1. Los siguientes apartados se basarán en este principio para ir desarrollando los diseños de filtros.

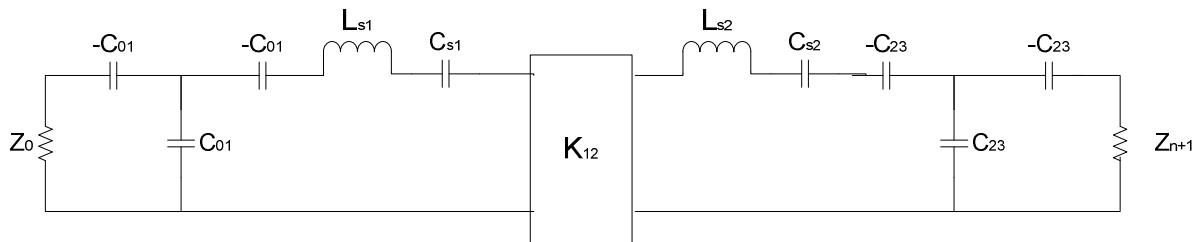


Figura 4-6 Filtro pasobanda de orden 2 con inversores de impedancia laterales modelados con T de condensadores

4.2 Diseño de filtros pasobanda de orden 2 con CRF

El primer diseño que se abordará será el de un filtro pasobanda Chebyshev de orden 2, para ello se utilizará un solo CRF, es decir dos resonadores BAW desacoplados acústicamente. En la Figura 4-4 se observa la topología genérica de un filtro de este orden formado con resonadores serie e inversores de impedancia. Si se compara este filtro con el modelo circuital equivalente de un CRF de la Figura 3-17 se observa una cierta analogía, ambos constan de un inversor central, de dos resonadores LC en serie y los condensadores en paralelo de los extremos.

En la Figura 4-7 se ha redibujado el modelo del BAW-CRF para poder realizar las equivalencias de sus componentes con el filtro pasobanda genérico. Se observa como en los extremos se tienen dos inversores modelados con 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. La implementación de los condensadores negativos de los extremos añadidos puede no realizarse, asumiendo un inversor menos robusto o realizarse con alguna aproximación que más adelante se verá.

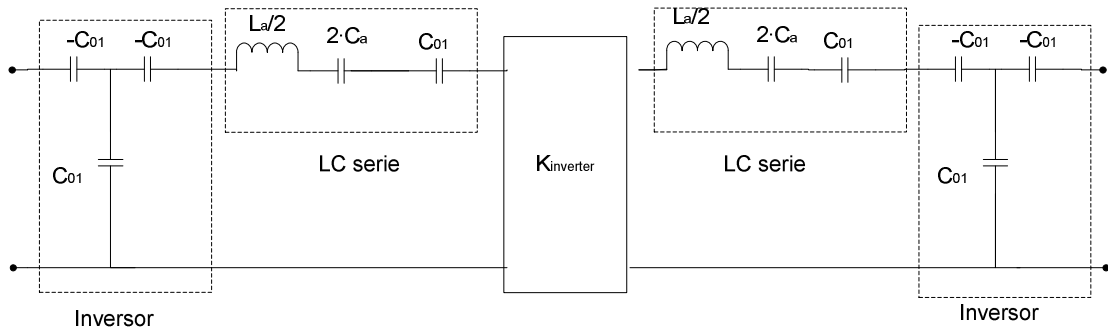


Figura 4-7 Modelo equivalente del BAW-CRF redibujado para diseño de filtro de orden $n=2$

59

A continuación se derivarán las ecuaciones de diseño del filtro BAW-CRF de orden 2, a partir de la igualación de las redes de la Figura 4-4 y de la Figura 4-7.

En primer lugar debe cumplirse que los resonadores en serie resultantes de la Figura 4-7 deben tener la frecuencia de resonancia coincidente con la frecuencia central del filtro. La frecuencia de resonancia de los LC serie es la siguiente:

$$f_{\text{resonancia}} = \frac{1}{2\pi \sqrt{\frac{L_a}{2} \cdot \frac{2C_a C_{01}}{2C_a + C_{01}}}} \quad 4-9$$

Insertando las ecuaciones 3-28, 3-29 y 3-30 en la ecuación 4-9 se obtiene que la frecuencia de resonancia del LC serie, $f_{\text{resonancia}}$, es exactamente la frecuencia de antiresonancia f_a de la estructura BAW-CRF independientemente de los valores de los parámetros tecnológicos y del área del CRF. Por tanto aquí aparece la primera ecuación de diseño, la frecuencia f_a deberá coincidir con la frecuencia central del filtro para cumplir así con la ecuación 4-8.

$$f_a = \frac{\omega_0}{2\pi} \quad 4-10$$

Considerando un espesor infinitesimal de los electrodos queda determinado el espesor de la lámina del material piezoeléctrico.

Los inversores laterales izquierdo y derecho de la Figura 4-7 deberán coincidir con K_{01} y K_{23} respectivamente. Puesto que estos inversores son idénticos, K_{01} y K_{23} también deberían serlo. Esto no representa un problema en un filtro de Chebyshev donde $\sqrt{g_0 g_1} = \sqrt{g_2 g_3}$ y si se cumple además que $Z_0 = Z_{n+1}$, siendo la misma impedancia característica de fuente que de carga, entonces se tiene que $K_{01} = K_{23}$.

Para que la T de condensadores de los extremos aproximen el comportamiento del inversor K_{01} se debe cumplir que:

$$C_{01} = \frac{1}{\omega_0 K_{01}} \quad 4-11$$

de forma que queda establecida la siguiente condición:

$$\sqrt{\frac{Z_0 FBW \omega_0 L_a / 2}{\Omega_c g_0 g_1}} = \frac{1}{\omega_0 C_{01}} \quad 4-12$$

Introduciendo las ecuaciones 3-28, 3-30 y 4-10 en la ecuación 4-12 puede obtenerse el área del resonador piezoeléctrico A necesaria y así la ecuación de diseño:

$$A = \frac{2e_p^2 g_0 g_1}{f_0^2 Z_0 FBW \pi^3 Z_p \epsilon_0^2 \epsilon_r^2} \quad 4-13$$

Se ha supuesto que los condensadores negativos que aparecen en los extremos del filtro de la Figura 4-7 son despreciables, esta es una aproximación válida en banda estrecha. Pero para anchos de banda más elevados el comportamiento del filtro sin ningún elemento que haga el papel de condensador negativo se verá afectado. Una posible solución podría ser utilizar bobinas en serie en los extremos de valores:

$$L_{cond_neg} = \frac{1}{\omega_0^2 C_{cond_neg}} \quad 4-14$$

Estas bobinas mejoran sensiblemente la respuesta del filtro. Aunque su impedancia tiene una función respecto a la frecuencia distinta a la de un condensador negativo, cerca de la frecuencia de diseño del filtro su comportamiento es parecido.

Finalmente se tiene que el inversor central de la Figura 4-7 debe tener el mismo valor que K_{12} de forma que deberá cumplirse

$$K_{inverter} = \frac{FBW \omega_0}{\Omega_c} \sqrt{\frac{L_a / 2 L_a / 2}{g_1 g_2}} \quad 4-15$$

Insertando las ecuaciones 3-28, 3-35 y 4-10 en la ecuación 4-15 se obtiene que el valor de coeficiente de acoplamiento $K_{coupling}$ y así la ecuación de diseño:

$$K_{coupling} = \frac{\pi FBW Z_p A}{2 \sqrt{g_1 g_2}} \quad 4-16$$

Una vez obtenidas las ecuaciones de diseño para el dispositivo BAW-CRF que permiten determinar el tamaño del resonador (a partir de su área A y de la frecuencia de antiresonancia f_a que permite determinar el espesor d del piezoeléctrico) y el coeficiente de acoplo $K_{coupling}$ de las capas de acoplamiento ubicadas entre los piezoeléctricos, se va a realizar el diseño de un filtro de Chebyshev a partir de éstas. Los parámetros de salida que se van a dar para una posible fabricación del filtro son f_a , C_{01} y $K_{coupling}$.

El filtro a diseñar tiene las características de la Tabla 4-1.

Requerimientos del filtro	
Orden	2
Frecuencia central	5 GHz
FBW	0.01
Rizado	3 dB
Impedancia de fuente	50 Ω
Impedancia de carga	50 Ω

Tabla 4-1 Requerimientos del filtro de orden 2

Aplicando las ecuaciones de diseño 4-10, 4-13 y 4-16 se obtienen los valores:

f_a	5 GHz
C_{01}	9.1 pF
K_{coupling}	0.051

Tabla 4-2 Valores de los parámetros de diseño del filtro de orden 2

En la Figura 4-8 se muestra el esquemático utilizado para realizar la simulación de la estructura CRF. Los dispositivos del esquemático llamados *modelo piezoeléctrico* implementan el modelo de Mason de una lámina de material piezoeléctrico presentado en el capítulo 2, se observa como uno de sus puertos corresponde al puerto eléctrico y otro puerto es acústico uniéndose a las capas de acoplo. Las capas de acoplamiento se han modelado con un inversor de impedancia acústica mediante una línea de transmisión de cuarto de onda. El puerto acústico restante se ha terminado en masa suponiendo un cortocircuito acústico perfecto. Los valores de los elementos del prototipo pasobajo utilizado son los correspondientes a un filtro Chebyshev de orden $n=2$ con rizado de 3 dB, $g_0=1$, $g_1=3.1013$, $g_2=0.5339$ y $g_3=5.8095$.

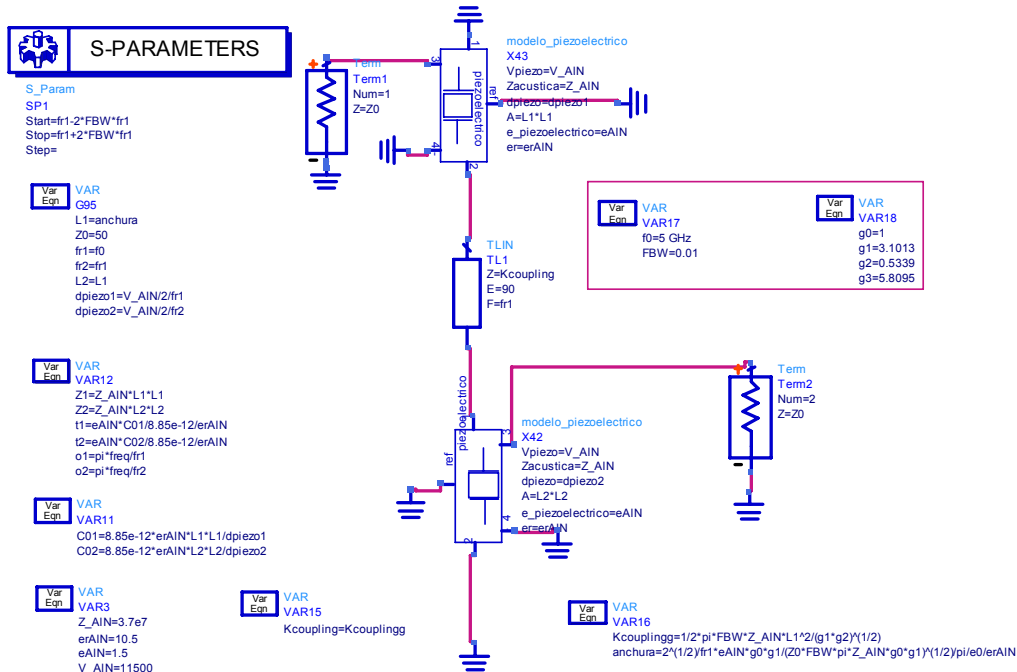


Figura 4-8 Esquemático del BAW-CRF utilizado para la simulación del filtro de orden $n=2$

En la Figura 4-9 se observa la respuesta del BAW-CRF diseñado, se observa como esta perfectamente centrado en la frecuencia central especificada de 5 GHz, el ancho de banda cumple con la especificación de 0.01 y puede observarse como el rizado es muy cercano a los 3 dB.

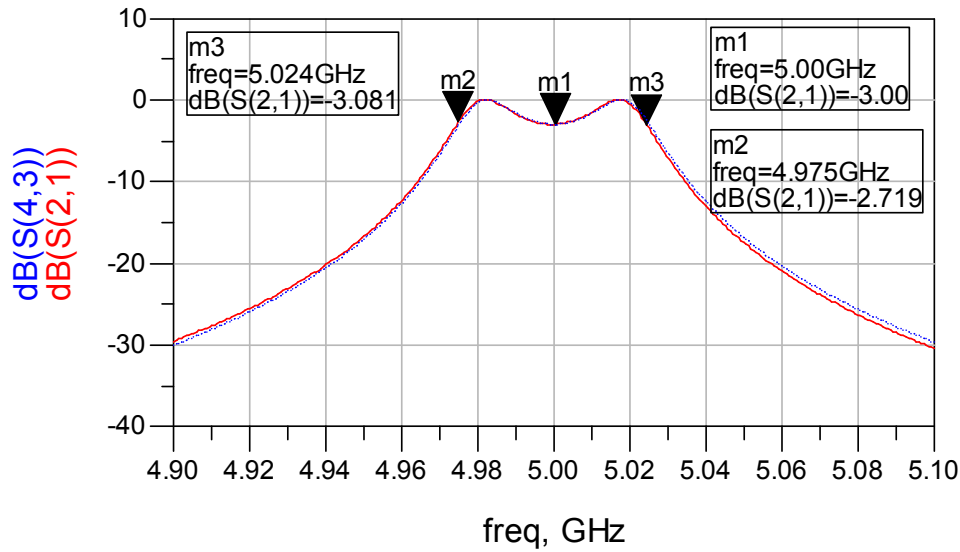


Figura 4-9 Respuesta del BAW-CRF de orden $n=2$ diseñado (rojo) y la respuesta ideal del filtro de Chebyshev (azul)

4.3 Diseño de filtros a partir de CRFs y SCFs utilizando inversores como unión

4.3.1 Diseño de filtros pasobanda de orden 4 con 2 CRF unidos con una línea de $\lambda/4$

En este apartado realizaremos el diseño de un filtro pasobanda Chebyshev de orden 4. Para implementar un filtro de 4 polos necesitaremos dos resonadores CRF y hablaremos de 2 secciones. En la Figura 4-10 se observa el modelo genérico de filtro pasobanda de orden 4 compuesto de resonadores LC serie y de inversores de impedancias. En la Figura 4-11 se observan dos CRF colocados uno seguido del otro, existe de nuevo un gran parecido con el modelo genérico de la Figura 4-10.

En primer lugar se observa que todos los resonadores LC serie cumplen que tienen como frecuencia de resonancia la misma que la frecuencia de antiresonancia del piezoeléctrico. La frecuencia de antiresonancia f_{a1} en el caso del CRF de la primera sección y f_{a2} en el caso del CRF de la segunda sección, de este modo igual que sucedía en el diseño del filtro de orden 2 esta frecuencia queda fijada ya que ha de coincidir con la frecuencia central del filtro.

Seguidamente se observa que las configuraciones de condensadores en T de los extremos que forman un inversor han de coincidir con K_{01} y con K_{45} .

De forma que quedan las siguientes igualdades:

$$K_{01} = \sqrt{\frac{Z_0 FBW \omega_0 L_{s1}}{\Omega_c g_0 g_1}} = \frac{1}{\omega_0 C_{01}} \quad 4-17$$

$$K_{45} = \sqrt{\frac{Z_5 FBW \omega_0 L_{s4}}{\Omega_c g_4 g_5}} = \frac{1}{\omega_0 C_{02}} \quad 4-18$$

de donde se obtiene el valor de las áreas A_1 y A_2 del primer y segundo CRF del mismo modo que se obtuvo en el caso de orden 2:

$$A_1 = \frac{2e_p^2 g_0 g_1}{f_0^2 Z_0 FBW \pi^3 Z_p \epsilon_0^2 \epsilon_r^2} \quad 4-19$$

$$A_2 = \frac{2e_p^2 g_4 g_5}{f_0^2 Z_5 FBW \pi^3 Z_p \epsilon_0^2 \epsilon_r^2} \quad 4-20$$

El valor añadido del filtro de orden 4 respecto al filtro de orden 2 a parte del mayor rechazo en las mismas frecuencias fuera de la banda de paso es que al estar utilizando dos CRF diferentes, también pueden utilizarse dos valores de C_{0i} diferentes y de este modo ya no es necesario que la impedancia de fuente sea la misma que la de carga. En el caso de orden 2 las dos impedancias sí tenían que ser las mismas debido a que la T de condensadores del modelo circuital equivalente imponía que fuesen condensadores idénticos en los dos extremos del circuito. Aunque a efectos prácticos las áreas de los dos piezoeléctricos que forman un mismo CRF si pueden ser diferentes, en el momento en que se realizó el análisis del dispositivo para encontrar el modelo circuital equivalente simplificado se vio que era necesaria la simetría del dispositivo para llegar a una red resultante que fuera lo suficientemente manejable como para abordar los diseños de filtros. De este modo la simetría del CRF no es un requisito tecnológico pero si lo es en términos analíticos bajo el modelo adoptado con el que se está trabajando.

El siguiente paso es determinar los coeficientes de acoplo de las capas de acoplamiento $K_{coupling1}$ y $K_{coupling2}$, para ello se tienen que igualar las expresiones de K_{12} con $K_{inverter,1}$ y de K_{34} con $K_{inverter,2}$:

$$\frac{K_{coupling1}}{t_1^2 4} = \frac{FBW \omega_0}{\Omega_c} \sqrt{\frac{L_{a1}/2 L_{a1}/2}{g_1 g_2}} \quad 4-21$$

$$\frac{K_{coupling2}}{t_2^2 4} = \frac{FBW \omega_0}{\Omega_c} \sqrt{\frac{L_{a2}/2 L_{a2}/2}{g_3 g_4}} \quad 4-22$$

Utilizando las ecuaciones 3-28, 3-35 y 4-10 en la 4-21 y 4-22 se obtienen los valores de las capas de acoplamiento y así dos nuevas ecuaciones de diseño para el filtro de orden 4:

$$K_{coupling1} = \frac{\pi FBW Z_p A_1}{2 \sqrt{g_1 g_2}} \quad 4-23$$

$$K_{coupling2} = \frac{\pi FBW Z_p A_2}{2 \sqrt{g_3 g_4}} \quad 4-24$$

Finalmente se observa en la Figura 4-11 que en la parte central del circuito se tiene una estructura que ha de actuar como inversor de valor K_{23} , que consta de dos T de condensadores en los extremos de valores C_{01} en la primera sección y C_{02} en la segunda sección. Para que esta estructura se comporte como un inversor de valor K_{23} se propone el uso de un inversor D (Figura 4-12) entre estas dos Ts de condensadores que puede estar formado por ejemplo por una línea de transmisión de longitud $\lambda/4$, actuando como inversor en el plano eléctrico.

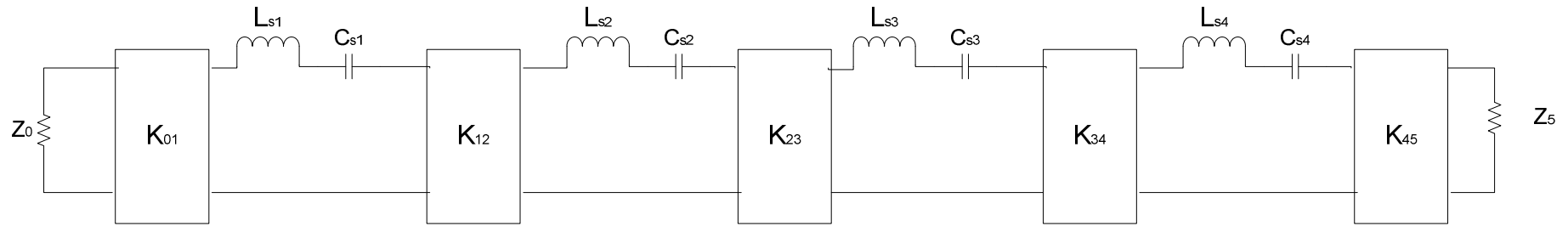


Figura 4-10 Filtro pasobanda de orden $n=4$ genérico formado con resonadores serie e inversores de impedancia

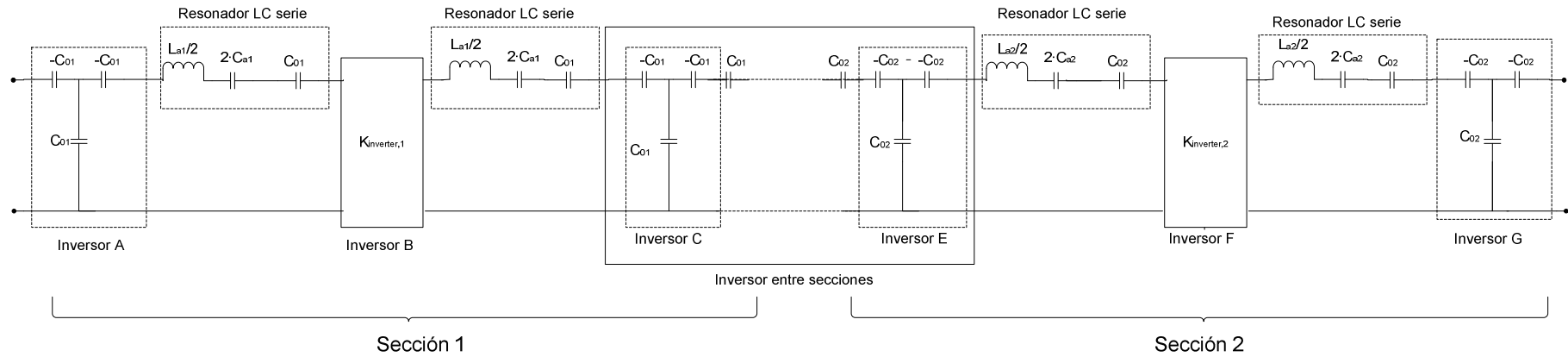


Figura 4-11 Modelo equivalente del BAW-CRF redibujado para diseño de filtro de orden $n=4$

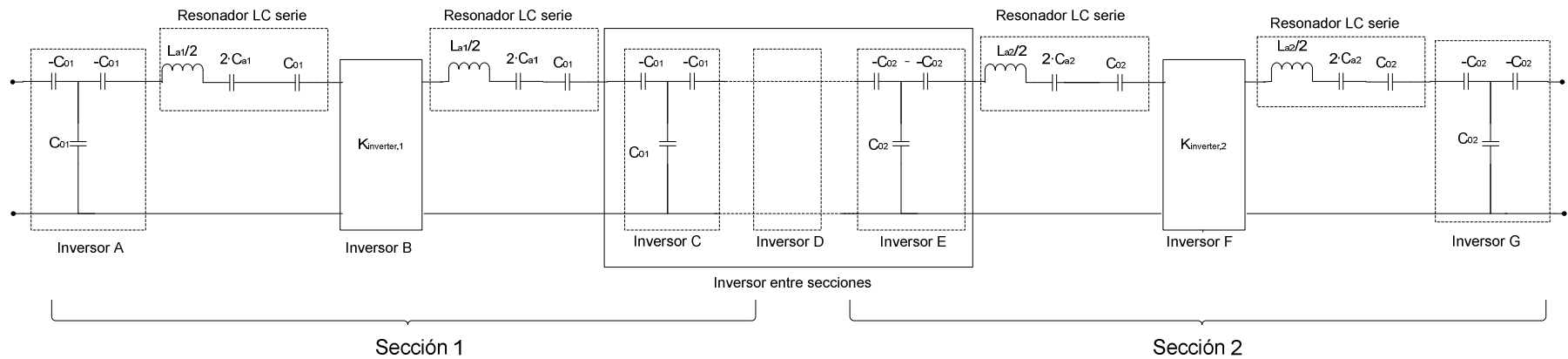


Figura 4-12 Modelo equivalente del BAW-CRF redibujado para diseño de filtro de orden $n=4$ con un inversor K_{ins} situado entre los dos BAW-CRF

Si para simplificar los cálculos se ignoran los condensadores C_{01} y C_{02} negativos en serie que deberían estar presentes entre los inversores C y D y entre el D y el E respectivamente, la estructura que ha de comportarse como un inversor de valor K_{23} se puede obtener multiplicando las matrices ABCD de los tres inversores, el inversor que forma la T de condensadores de valor C_{01} , el inversor que será insertado de valor K_{ins} , y el inversor que forman la T de condensadores de valor C_{02} tal como se muestra en la Figura 4-12.

$$\begin{bmatrix} 0 & \frac{j}{\omega_0 C_{01}} \\ j\omega_0 C_{01} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 & jK_{ins} \\ \frac{j}{K_{ins}} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 & \frac{j}{\omega_0 C_{02}} \\ j\omega_0 C_{02} & 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -j \\ -j\omega_0^2 C_{01} C_{02} K_{ins} & 0 \end{bmatrix} \quad 4-25$$

De forma que para que esta estructura central se comporte como un inversor de valor K_{23} debe cumplirse que:

$$K_{23} = \frac{1}{\omega_0^2 C_{01} C_{02} K_{ins}} = \frac{FBW \omega_0}{\Omega_c} \sqrt{\frac{L_{a1}/2 L_{a2}/2}{g_2 g_3}} \quad 4-26$$

Resolviendo la ecuación anterior se obtiene el valor de K_{ins} y así la ecuación de diseño:

$$K_{ins} = \frac{2e_p^2 \sqrt{g_2 g_3}}{\pi^3 f_0^2 FBW Z_p \sqrt{A_1 A_2} \varepsilon_0^2 \varepsilon_r^2} \quad 4-27$$

Una vez obtenidas las ecuaciones de diseño para el filtro de orden 4 formado por dos BAW-CRF se va a realizar el diseño de un filtro de Chebyshev a partir de éstas. Los parámetros de salida que se van a dar para una posible fabricación del filtro son f_{a1} , f_{a2} , C_{01} , C_{02} , $K_{coupling1}$, $K_{coupling2}$ y K_{ins} .

El filtro a diseñar tiene las siguientes características:

Requerimientos del filtro	
Orden	4
Frecuencia central	2 GHz
FBW	0.01
Rizado	3 dB
Impedancia de fuente	50 Ω
Impedancia de carga	100 Ω

Tabla 4-3 Requerimientos del filtro de orden 4 a 2 GHz

Aplicando las ecuaciones de diseño 4-10, 4-19, 4-20, 4-23, 4-24 y 4-27 se obtienen los siguientes parámetros:

f_{a1}	2 GHz
f_{a2}	2 GHz
C_{01}	25.24 pF
C_{02}	25.24 pF
$K_{coupling,1}$	0.283
$K_{coupling,2}$	0.283
K_{ins}	26.22

Tabla 4-4 Valores de los parámetros de diseño del filtro de orden 4 a 2 GHz

En la Figura 4-13 se muestra el esquemático utilizado para realizar la simulación del filtro de orden 4 diseñado, se han unido dos dispositivos CRF mediante una línea de transmisión de longitud $\lambda/4$ a la frecuencia central del filtro. La respuesta obtenida inicialmente era muy parecida a la esperada pero desplazada ligeramente de la frecuencia central debido a que

como se explicó anteriormente para simplificar el proceso de diseño se obviaron los condensadores en serie de la estructura central de la Figura 4-11. Por este motivo ha sido necesario ajustar algún parámetro de diseño, hay varios parámetros que pueden ser modificados obteniendo la respuesta deseada, en este caso se ha modificado ligeramente la longitud de la línea de transmisión central de una longitud eléctrica de 90° a 95° compensando el efecto capacitivo y obteniendo los resultados que se especificaban.

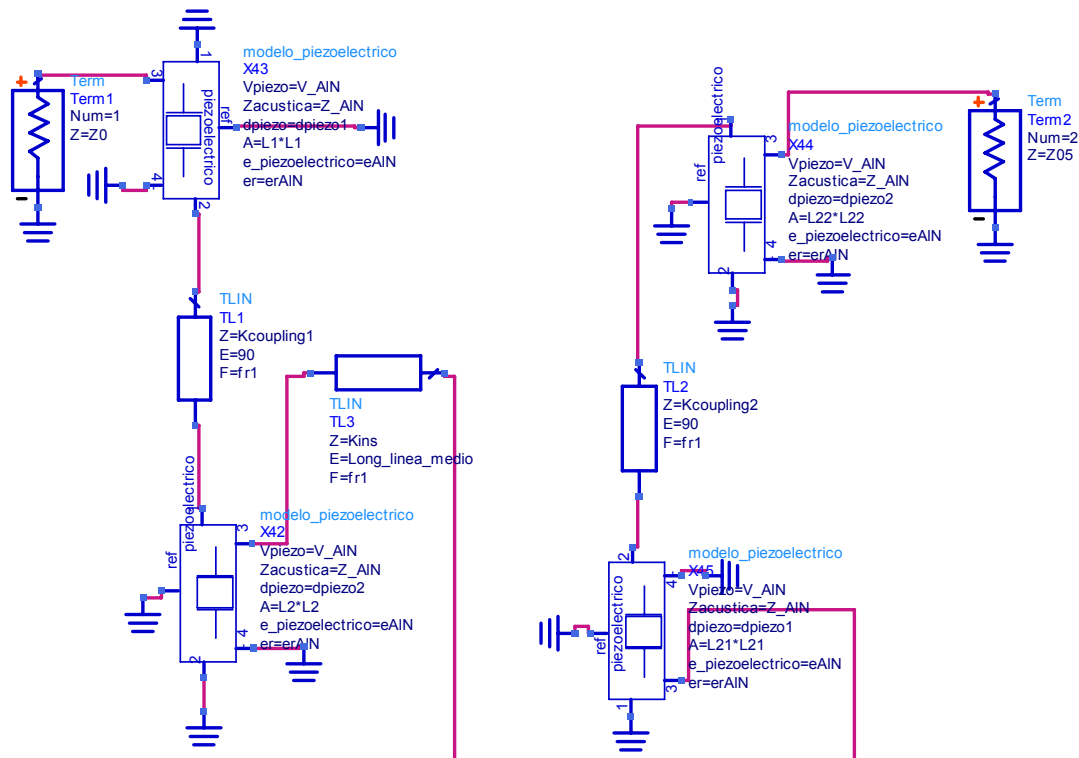


Figura 4-13 Esquemático del BAW-CRF utilizado para la simulación del filtro de orden $n=4$

En la Figura 4-14 se observa la respuesta del filtro de orden 4 diseñado, se encuentra centrado a la frecuencia especificada de 2 GHz y cumple con el ancho de banda FBW=0.01, el rizado es de 3 dB y se observa la correspondencia con un filtro ideal de Chebyshev con las mismas especificaciones. Se ha observado que la aproximación realizada en la que se utiliza el inversor central añadido empeora a medida que los anchos de banda relativos a la frecuencia central aumentan, para casos con el ancho de banda superior al 2% las respuestas empiezan a alejarse de lo deseado en cuanto a rizado constante en la banda de paso. Este efecto se produce también en los diseños que se presentaran a continuación que utilizan línea de transmisión entre dispositivos BAW. El motivo principal del deterioro del funcionamiento con anchos de banda grandes es que la aproximación de la línea sola por una línea de 90° en serie con condensadores negativos es cada vez menos parecida. También se ha observado que a medida que se requieren rizados más pequeños en la banda de paso la respuesta empeora.

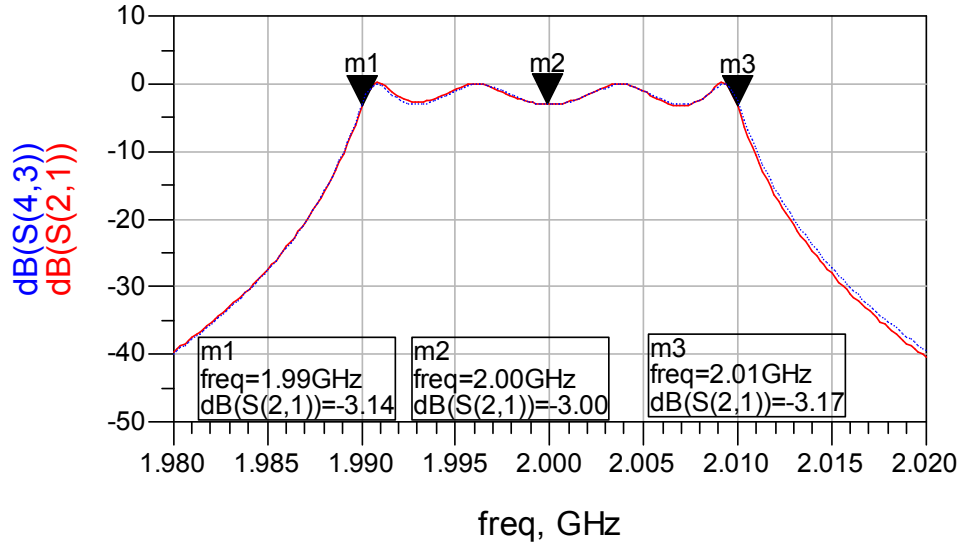


Figura 4-14 Respuesta del BAW-CRF de orden $n=4$ diseñado (rojo) y la respuesta ideal del filtro de Chebyshev (azul)

4.3.2 Diseño de filtros pasobanda de orden 3 con CRF y SCF unidos con una línea de $\lambda/4$

En este apartado se realizará el diseño de un filtro pasobanda Chebyshev de orden 3, para ello se utilizará un BAW-CRF unido a un BAW-SCF por una línea de transmisión que realizará la función de inversor.

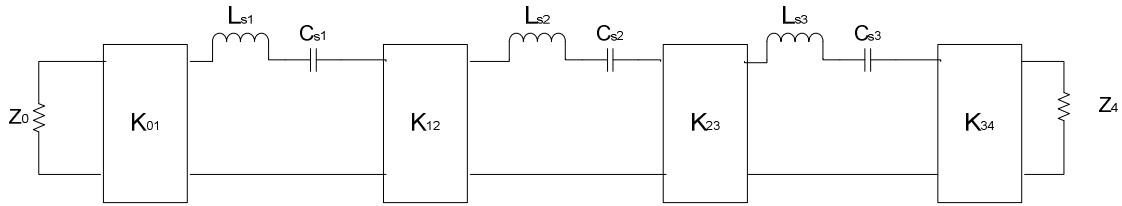


Figura 4-15 Filtro pasobanda de orden $n=3$ genérico formado con resonadores serie e inversores de impedancia

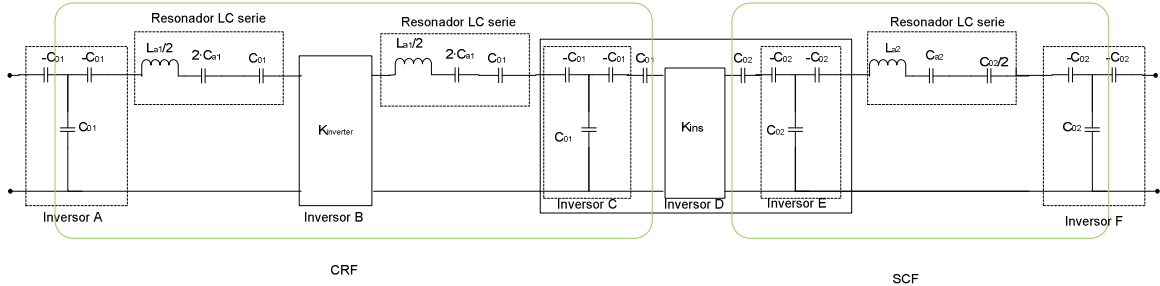


Figura 4-16 Modelo equivalente del BAW-CRF seguido de BAW-SCF para diseño del filtro de orden $n=3$

En la Figura 4-15 se observa el modelo genérico de filtro pasobanda de orden 3 formado por inversores y resonadores LC serie, puede verse la analogía con la estructura propuesta en la Figura 4-16 formada por el CRF a la izquierda y el SCF a la derecha. Los resonadores LC serie resultantes del dispositivo CRF cumplen con resonar a la frecuencia central del filtro como ya se vio con la ecuación 4-10. Ahora hay que determinar la frecuencia a la que resuena el resonador LC serie del SCF de la parte derecha de la Figura 4-16, esta es:

$$f_{resonancia2} = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_{a2} \cdot \frac{C_{a2}C_{02}/2}{C_{a2} + C_{02}/2}}} \quad 4-28$$

Si se introducen las ecuaciones 3-28, 3-29 y 3-30 en la 4-28 se obtiene que la frecuencia de este LC serie coincide con la frecuencia de antiresonancia del dispositivo acústico SCF f_{a2} .

Puesto que se requiere por la ecuación 4-8 que las frecuencias de resonancia de los resonadores LC serie coincidan con la frecuencia central del filtro queda determinado que la frecuencia de antiresonancia del SCF es:

$$f_{a2} = \frac{\omega_0}{2\pi} \quad 4-29$$

Para determinar el valor del área de los resonadores se sigue el mismo procedimiento que se siguió para obtener las ecuaciones 4-19 y 4-20, teniendo en cuenta que ahora el valor de la bobina del LC serie del SCR vale L_a y no $L_a/2$, obteniendo esta vez los valores de área:

$$A_1 = \frac{2e_p^2 g_0 g_1}{f_0^2 Z_0 FBW \pi^3 Z_p \varepsilon_0^2 \varepsilon_r^2} \quad 4-30$$

$$A_2 = \frac{e_p^2 g_3 g_4}{f_0^2 Z_4 FBW \pi^3 Z_p \varepsilon_0^2 \varepsilon_r^2} \quad 4-31$$

El valor de las capas de acoplamiento del CRF coincide con la ecuación 4-24 ya que se obtiene del mismo modo. El valor del inversor K_{ins} que debe introducirse entre el CRF y el SCF se obtiene del mismo modo que la ecuación 4-27 con la diferencia que ahora el valor de la bobina del resonador LC serie del SCR vale de nuevo L_a y no $L_a/2$ como sucedía para dos CRF en el filtro de orden 4, así ahora el valor del inversor insertado es:

$$K_{ins} = \frac{\sqrt{2} e_p^2 \sqrt{g_2 g_3}}{\pi^3 f_0^2 FBW Z_p \sqrt{A_1 A_2 \varepsilon_0^2 \varepsilon_r^2}} \quad 4-32$$

Hay que tener en cuenta que el valor del inversor obtenido se ha calculado ignorando los condensadores en serie que van conectados a éste del mismo modo que ocurrió en el filtro de orden 4, de esta forma se facilita el análisis y se deja la compensación del efecto de estos condensadores a cargo de un pequeño ajuste posterior.

Entonces quedan establecidas las ecuaciones de diseño necesarias para un filtro de orden $n=3$. Para verificar las ecuaciones de diseño se va a realizar el diseño de un filtro con las siguientes especificaciones:

Requerimientos del filtro	
Orden	3
Frecuencia central	10 GHz
FBW	0.005
Rizado	3 dB
Impedancia de fuente	50 Ω
Impedancia de carga	50 Ω

Tabla 4-5 Requerimientos del filtro de orden 3 a 10 GHz

Aplicando las ecuaciones de diseño obtenidas para el filtro de orden $n=3$ se obtienen los valores de los parámetros:

f_{a1}	10 GHz
f_{a2}	10 GHz
C_{01}	9.8 pF
C_{02}	4.9 pF
$K_{coupling1}$	0.0115
K_{ins}	23.05

Tabla 4-6 Valores de los parámetros de diseño del filtro de orden 3 a 10 GHz

En la Figura 4-17 se observa el esquemático utilizado para la simulación del filtro de orden 3 diseñado con un CRF y un SCF unidos con una línea de transmisión de cuarto de onda. Realmente esta línea de transmisión no será de cuarto de onda sino que se ajustará en torno a esta longitud para compensar el efecto de los condensadores serie que colgaban del inversor insertado y se ignoraron durante el análisis.

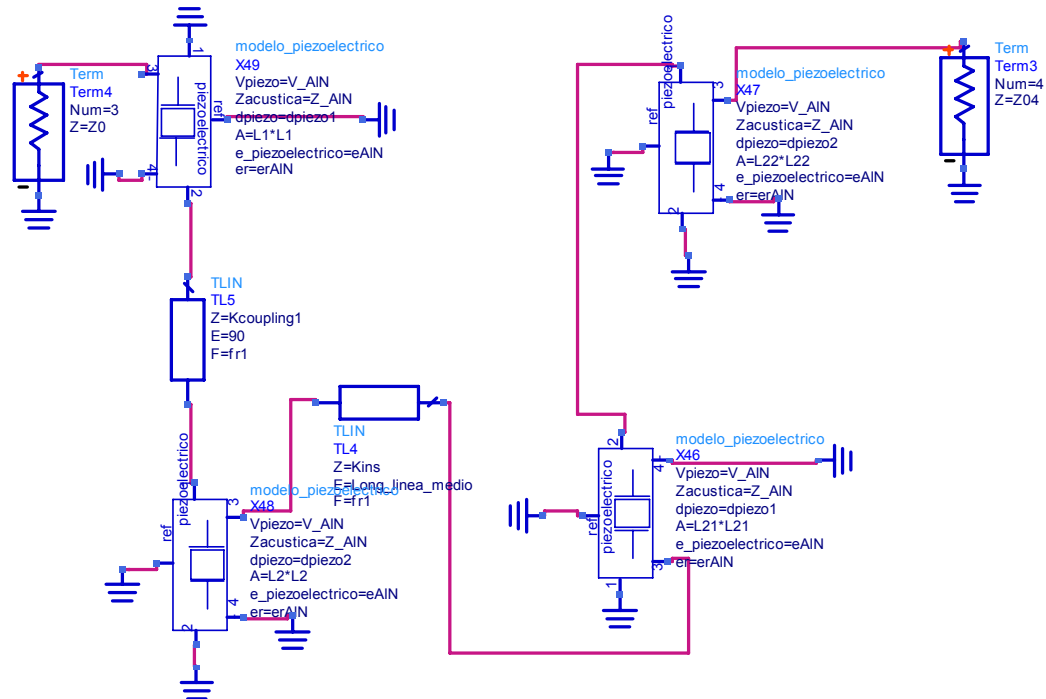


Figura 4-17 Esquemático del BAW-CRF y BAW-SCF utilizados para la simulación del filtro de orden $n=3$

En la Figura 4-18 se muestra la respuesta del filtro, éste está centrado a la frecuencia especificada de 10 GHz y tiene un ancho de banda del 0.5%, se observa como el rizado está en torno a los 3 dB con una ligera asimetría en la respuesta respecto a la frecuencia central debido a que se ha compensado el efecto de los condensadores serie con la modificación de la longitud de la línea y es complicado compensar totalmente este efecto.

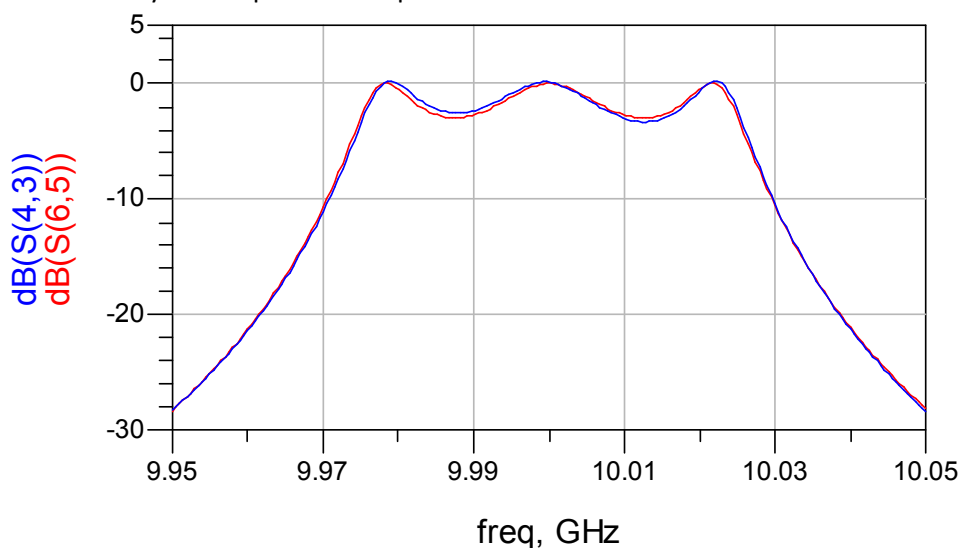


Figura 4-18 Respuesta del filtro con CRF y SCF de orden $n=3$ diseñado (azul) y la respuesta ideal del filtro de Chebyshev (rojo)

4.3.3 Diseño de filtros pasobanda de orden 2 con dos SCF unidos con una línea de $\lambda/4$

Una vez se han realizado los diseños de filtros pasobanda de los dos apartados anteriores resulta directo el diseño de un filtro pasobanda de orden 2 con dos SCFs unidos con una línea de transmisión de longitud $\lambda/4$.

En la Figura 4-19 se observan dos SCF en cada extremo de la estructura, se observa una vez más como se han unido con un inversor de valor a determinar, llamado inversor C.

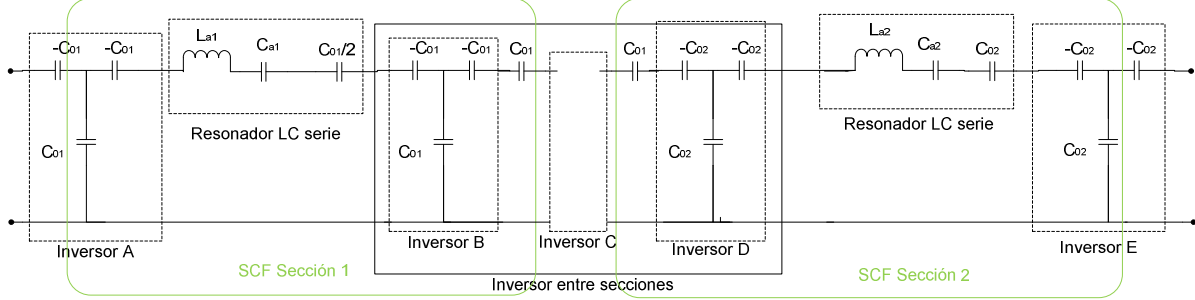


Figura 4-19 Modelo de dos SCF unidos por un inversor dibujado para diseño de filtro de orden $n=2$

Como ya se demostró en la ecuación 4-28 ambos resonadores serie resuenan a las frecuencias de antiresonancia f_{a1} y f_{a2} de los piezoelectrónicos de los SCF de la izquierda y de la derecha respectivamente. Por tanto cumpliendo con 4-29 ambas han de ser iguales a la frecuencia central del filtro f_0 .

Las áreas de los piezoelectrónicos quedan determinadas a partir de las ecuaciones 4-17 y 4-18 que para este caso de orden 2 quedan:

$$K_{01} = \sqrt{\frac{Z_0 FBW \omega_0 L_{a1}}{\Omega_c g_0 g_1}} = \frac{1}{\omega_0 C_{01}} \quad 4-33$$

$$K_{23} = \sqrt{\frac{Z_3 FBW \omega_0 L_{a2}}{\Omega_c g_2 g_3}} = \frac{1}{\omega_0 C_{02}} \quad 4-34$$

Obteniendo los valores:

$$A_1 = \frac{e_p^2 g_0 g_1}{f_0^2 Z_0 FBW \pi^3 Z_p \epsilon_0^2 \epsilon_r^2} \quad 4-35$$

$$A_2 = \frac{e_p^2 g_2 g_3}{f_0^2 Z_3 FBW \pi^3 Z_p \epsilon_0^2 \epsilon_r^2} \quad 4-36$$

Para calcular el valor del inversor que introducimos entre los dos SCF utilizamos la ecuación 4-26 que se utilizó para los CRFs de orden 4 unidos con inversor, pero esta vez el valor de las bobinas del LC serie no es $L_a/2$ si no L_a al estar utilizando SCFs.

$$K_{12} = \frac{1}{\omega_0^2 C_{01} C_{02} K_{ins}} = \frac{FBW \omega_0}{\Omega_c} \sqrt{\frac{L_{a1} L_{a2}}{g_1 g_2}} \quad 4-37$$

Obteniendo de esta forma el valor de K_{ins} :

$$K_{ins} = \frac{e_p^2 \sqrt{g_1 g_2}}{\pi^3 f_0^2 FBW Z_p \sqrt{A_1 A_2} \epsilon_0^2 \epsilon_r^2} \quad 4-38$$

Se observa que los pasos para obtener las ecuaciones de diseño son los mismos que en los apartados anteriores, la única variación es que hay que tener en cuenta que las bobinas que se introducen en las ecuaciones son las correspondientes a un SCF, L_a , y no a las de un extremo del CRF, $L_a/2$.

Para validar los resultados se ha realizado el diseño del mismo filtro que se realizó para el CRF de orden 2, siguiendo las especificaciones de la Tabla 4-1.

Aplicando las ecuaciones de diseño para los dos SCF de orden 2 se obtiene:

f_{a1}	5 GHz
f_{a2}	5 GHz
C_{01}	4.55 pF
C_{02}	4.55 pF
K_{ins}	20.74

Tabla 4-7 Valores de los parámetros de diseño del filtro de orden 2 con SCFs

En la Figura 4-20 se muestra el esquemático utilizado para realizar la simulación del filtro. En la Figura 4-21 se observa su respuesta comparada con la respuesta ideal. En este caso como en los apartados anteriores se ha modificado la longitud de la línea para compensar el efecto capacitivo de los condensadores que se obviaron en el análisis, la longitud de la línea a pasado de 90° a 104° .

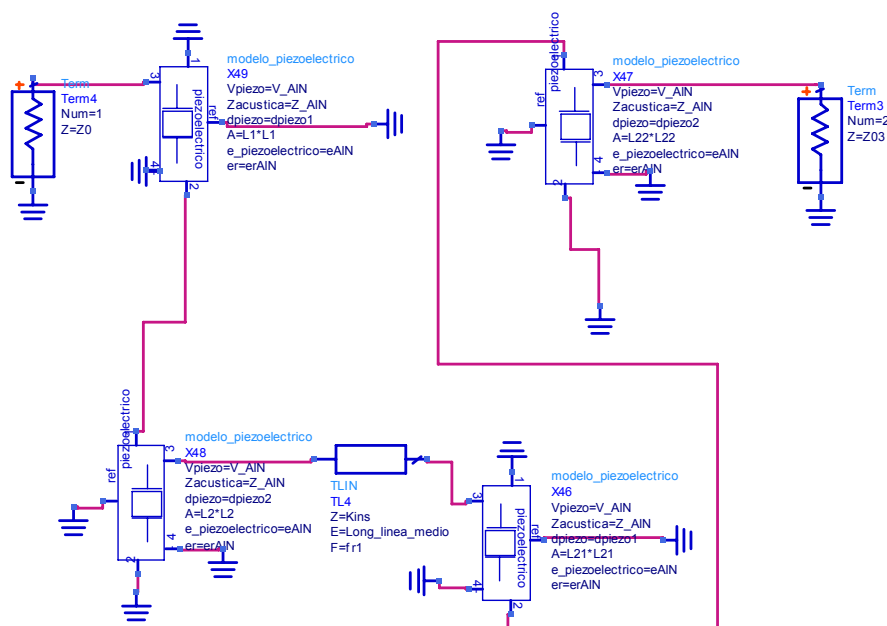


Figura 4-20 Esquemático de los dos SCF conectados con línea de transmisión actuando como inversor utilizados para la simulación del filtro de orden $n=2$

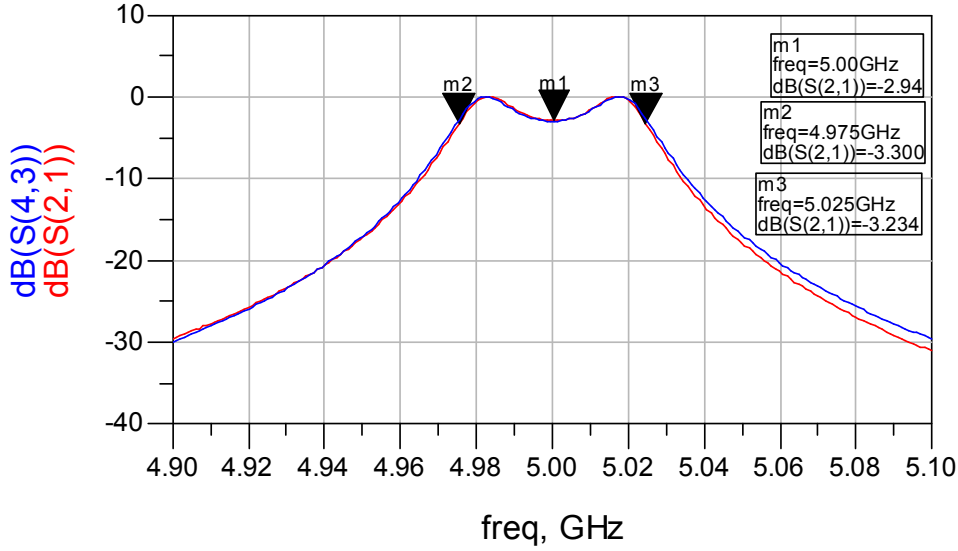


Figura 4-21 Respuesta del filtro de orden $n=2$ con SCFs diseñado (azul) y la respuesta ideal del filtro de Chebyshev (rojo)

4.3.4 Generalización del diseño de filtros con CRFs y con SCFs utilizando un inversor como elemento de unión entre ellos

En los apartados anteriores se han realizado los diseños de filtros pasobanda de órdenes bajos. En este apartado se generaliza la técnica empleada en los diseños anteriores para filtros de orden arbitrario.

4.3.4.1 Filtros pasobanda de orden par utilizando CRFs separados por inversores

Para el caso de filtros con orden n par se pueden utilizar $n/2$ dispositivos CRF unidos con inversores, de forma que como ya se ha visto, aseguran que los resonadores LC serie resultantes resuenen todos a la frecuencia de antirresonancia de la lámina de piezoelectrico. De forma que como estos LC serie han de resonar a la frecuencia central del filtro todas las frecuencias de resonancia de los piezoelectricos serán la misma. De esta manera se tiene una ventaja, el grosor de todos los piezoelectricos de los diferentes CRFs será así el mismo ya que corresponden a una longitud de $\lambda/2$ a la frecuencia central del filtro. Que todos tengan el mismo grosor facilita el proceso de fabricación del dispositivo. La desventaja de esta opción es la necesidad de insertar inversores entre los CRFs y la degradación de la banda de paso a medida que se aumentan los anchos de banda relativos o se necesitan rizados muy pequeños. Las ecuaciones generalizadas son las siguientes:

$$f_{a,j} = f_0 \quad \forall j \quad 4-39$$

$$A_1 = \frac{2g_0g_1}{f_0^2 Z_0 FBW} \frac{e_p^2}{\pi^3 Z_p \epsilon_0^2 \epsilon_r^2} \quad 4-40$$

$$A_{n/2} = \frac{2g_n g_{n+1}}{f_0^2 Z_{n+1} FBW} \frac{e_p^2}{\pi^3 Z_p \epsilon_0^2 \epsilon_r^2} \quad 4-41$$

$$K_{coupling,(j+1)/2} = \frac{FBW \pi Z_p A_{(j+1)/2}}{2\sqrt{g_j g_{j+1}}} \quad \text{para } j = 1, 3, 5, \dots, n-1 \quad 4-42$$

$$K_{ins,j/2} = \frac{\sqrt{g_j g_{j+1}}}{f_0^2 FBW} \frac{2e_p^2}{\pi^3 \epsilon_0^2 \epsilon_r^2 Z_p \sqrt{A_{j/2} A_{j/2+1}}} \quad \text{para } j = 2, 4, 6, \dots, n-2 \quad 4-43$$

En la ecuación 4-39 se establece que todos los piezoeléctricos tienen como frecuencia de antiresonancia la frecuencia central del filtro a diseñar.

En las ecuaciones 4-40 y 4-41 se establecen las áreas que deben tener el primer y el último CRF, que dependerán de los parámetros propios del piezoeléctrico que se utilice y de las especificaciones del filtro. Los subíndices corresponden al número de CRF, de forma que se aplica a los dos piezoeléctricos de los que consta. Las áreas del resto de CRFs se pueden escoger arbitrariamente ya que el grado de libertad que introduce el inversor añadido permite cumplir con las ecuaciones de diseño de filtros. Este grado de libertad puede parecer innecesario viendo que luego quedan las áreas a elegir arbitrariamente, pero realmente no es así, debido a que si no se introducen estos inversores la frecuencia de resonancia de los LC serie resultantes ya no se corresponderían con la frecuencia central del filtro y sus grosores tampoco. En posteriores apartados se verá como no introducir los inversores a costa de tener diferentes frecuencias de resonancia de los piezoeléctricos de cada CRF y así diferentes grosores.

En la ecuación 4-42 se determina cuanto deben valer las capas de acoplo de los CRFs. Los subíndices indican el número de CRFs al que pertenecen las capas de acoplo.

En la 4-43 se determina el valor del inversor que debe introducirse entre CRFs. Cabe recordar que al ser fruto de una aproximación este valor deberá modificarse ligeramente para compensar el efecto de los condensadores negativos no existentes.

4.3.4.2 Filtros pasobanda de orden impar utilizando CRFs separados por inversores con un SCF final

73

Las ecuaciones generalizadas para un filtro de orden impar utilizando CRFs separados por inversores y un SCF como elemento final son muy parecidas a las del apartado anterior:

$$f_{a,j} = f_0 \quad \forall j \quad 4-44$$

$$A_1 = \frac{2g_0 g_1}{f_0^2 Z_0 FBW} \frac{e_p^2}{\pi^3 Z_p \epsilon_0^2 \epsilon_r^2} \quad 4-45$$

$$A_{(n+1)/2} = \frac{g_n g_{n+1}}{f_0^2 Z_{n+1} FBW} \frac{e_p^2}{\pi^3 Z_p \epsilon_0^2 \epsilon_r^2} \quad 4-46$$

$$K_{coupling,(j+1)/2} = \frac{FBW \pi Z_p A_{(j+1)/2}}{2\sqrt{g_j g_{j+1}}} \quad \text{para } j = 1, 3, 5, \dots, n-2 \quad 4-47$$

$$K_{ins,j/2} = \frac{\sqrt{g_j g_{j+1}}}{f_0^2 FBW} \frac{2e_p^2}{\pi^3 \epsilon_0^2 \epsilon_r^2 Z_p \sqrt{A_{j/2} A_{j/2+1}}} \quad \text{para } j = 2, 4, 6, \dots, n-3 \quad 4-48$$

$$K_{ins,(n-1)/2} = \frac{\sqrt{g_n g_{n+1}}}{f_0^2 FBW} \frac{\sqrt{2} e_p^2}{\pi^3 \epsilon_0^2 \epsilon_r^2 Z_p \sqrt{A_{(n-1)/2} A_{(n+1)/2}}} \quad 4-49$$

La diferencia se encuentra en el área del SCF final que tendrá un valor de la mitad que en el caso de orden par y en el valor del último inversor insertado entre el último CRF y el SCF.

4.3.4.3 Filtros pasobanda utilizando SCFs separados por inversores

Del mismo modo que en los dos apartados anteriores también puede generalizarse el proceso de diseño a partir de SCFs unidos con inversores. Como ya se demostró la frecuencia de resonancia es la misma para todos ellos, correspondiente a la frecuencia central del filtro. Las áreas de los piezoeléctricos del primer y último SCF vienen determinadas por las ecuaciones 4-51 y 4-52. Los valores de los inversores vienen dados por la ecuación 4-53.

$$f_{a,j} = f_0 \quad \forall j \quad 4-50$$

$$A_1 = \frac{g_0 g_1}{f_0^2 Z_0 FBW} \frac{e_p^2}{\pi^3 Z_p \varepsilon_0^2 \varepsilon_r^2} \quad 4-51$$

$$A_n = \frac{g_n g_{n+1}}{f_0^2 Z_{n+1} FBW} \frac{e_p^2}{\pi^3 Z_p \varepsilon_0^2 \varepsilon_r^2} \quad 4-52$$

$$K_{ins,j} = \frac{\sqrt{g_j g_{j+1}}}{f_0^2 FBW} \frac{e_p^2}{\pi^3 \varepsilon_0^2 \varepsilon_r^2 Z_p \sqrt{A_j A_{j+1}}} \quad \text{para } j = 1, 2, 3, \dots, n-1 \quad 4-53$$

La ventaja una vez más de este tipo de diseño es que todos los SCFs tienen el mismo grosor de piezoeléctricos, teniendo así todos ellos la misma altura. La desventaja que tienen es la degradación de la respuesta a medida que se aumentan los anchos de banda.

4.4 Diseño de filtros a partir de CRFs y SCFs con diferentes frecuencias de resonancia unidos directamente

4.4.1 Diseño de filtros mediante CRFs unidos de forma directa

Para el diseño de filtros mediante CRFs conectados directamente entre ellos se va a aplicar el proceso a seguir para un filtro de orden 4. Este proceso es generalizable a filtros de órdenes superiores. La ventaja de este tipo de diseño frente al que se presentó anteriormente es que los CRFs no necesitan elementos inversores para unirse entre sí, si no que se conectan directamente entre ellos y pueden implementarse respuestas con valores muy bajos de rizado. La desventaja es que cada CRF tendrá frecuencias de resonancia diferentes y el proceso de diseño no es tan directo.

En la Figura 4-23 se observa el modelo circuital de dos CRFs conectados directamente, la topología se ha dibujado de forma que se puede ver como cada parte del circuito se corresponde con elementos de un resonador LC serie o de un inversor de impedancias, formando los elementos necesarios de un filtro pasobanda como el de la Figura 4-22. Este modelo circuital presenta un problema, el segundo resonador LC serie tendrá que resonar a la frecuencia central del filtro para cumplir con la ecuación 4-8, de forma que quedará definida una determinada frecuencia de antiresonancia de la segunda lámina piezoeléctrica de la primera sección. Al estar utilizando un modelo de CRF simétrico, la primera lámina piezoeléctrica tiene el mismo grosor que la segunda, ambas pertenecientes al mismo CRF. Al ser del mismo grosor, las frecuencias de antiresonancia de sus láminas piezoeléctricas serán las mismas, entonces automáticamente quedará fijada una frecuencia de resonancia del primer resonador circuital LC serie diferente del segundo, entonces no cumplirá con resonar a la frecuencia central. El mismo problema se presenta en los dos resonadores LC serie pertenecientes a la segunda sección.

La solución que se propone para evitar este problema es la inclusión de un condensador de valor C_{02} en paralelo al condensador C_{01} intrínseco del primer CRF (en el puerto de entrada) y un condensador de valor C_{01} en paralelo al condensador C_{02} intrínseco del

segundo CRF (en el puerto de salida). De esta manera se obtiene un circuito equivalente al de la Figura 4-24, en el que se observa como ahora desaparece el problema comentado. Los dos primeros resonadores LC serie son idénticos, resonando a la misma frecuencia y determinando el mismo grosor para los dos piezoeléctricos pertenecientes al mismo CRF. Lo mismo ocurre para los dos últimos resonadores LC serie correspondientes a la segunda sección.

Esta solución propuesta permite la implementación de los inversores de los extremos del filtro con gran exactitud de sus valores, no obstante se requiere de la incorporación de condensadores paralelos a la entrada y a la salida del filtro. Son posibles otras realizaciones sin tener que incorporar estos condensadores paralelos pero tienen la desventaja de ser inversores basados en aproximaciones menos robustas, estas aproximaciones dependen de varios parámetros de diseño y hacen que el diseño sea menos sistemático y además ofreciendo respuestas limitadas a determinadas características del filtro. Por lo que en este trabajo se ha optado por la opción más sistemática y precisa introduciendo los condensadores.

Una vez se tiene la topología necesaria para implementar el filtro de orden 4 mediante los dos CRFs con condensadores en los extremos el siguiente paso es hacer cumplir las ecuaciones de la teoría de filtros 4-54, 4-55, 4-56, 4-57, 4-58, 4-59 y 4-60 utilizando las expresiones de los componentes dadas por el modelo de CRF.

$$K_{01} = \sqrt{\frac{Z_0 FBW \omega_0 L_{a1}/2}{\Omega_c g_0 g_1}} = \frac{1}{\omega_0 (C_{01} + C_{02})} \quad 4-54$$

$$K_{12} = \frac{FBW \omega_0}{\Omega_c} \sqrt{\frac{L_{a1}/2 L_{a1}/2}{g_1 g_2}} = \frac{K_{coupling,1}}{4t_1^2} \quad 4-55$$

$$K_{23} = \frac{FBW \omega_0}{\Omega_c} \sqrt{\frac{L_{a1}/2 L_{a2}/2}{g_2 g_3}} = \frac{1}{\omega_0 (C_{01} + C_{02})} \quad 4-56$$

$$K_{34} = \frac{FBW \omega_0}{\Omega_c} \sqrt{\frac{L_{a2}/2 L_{a2}/2}{g_3 g_4}} = \frac{K_{coupling,2}}{4t_2^2} \quad 4-57$$

$$K_{45} = \sqrt{\frac{Z_5 FBW \omega_0 L_{a2}/2}{\Omega_c g_4 g_5}} = \frac{1}{\omega_0 (C_{01} + C_{02})} \quad 4-58$$

$$\omega_0^2 = \frac{1}{\sqrt{L_{a1} \frac{C_{a1}(C_{01} + C_{02})}{2C_{a1} + C_{01} + C_{02}}}} \quad 4-59$$

$$\omega_0^2 = \frac{1}{\sqrt{L_{a2} \frac{C_{a2}(C_{01} + C_{02})}{2C_{a2} + C_{01} + C_{02}}}} \quad 4-60$$

Para operar con mayor facilidad se han reescrito las expresiones de L_a y C_a en función de C_0 y de la frecuencia de resonancia del piezoeléctrico de la forma:

$$C_a = \frac{4}{Y - 8} C_0 \quad 4-61$$

$$L_a = \frac{Y}{4\omega_a^2 C_0} \quad 4-62$$

donde:

$$Y = \frac{\pi^2 Z_p \varepsilon_0 \varepsilon_r v_p}{e^2} \quad 4-63$$

Los valores que se necesitan para el diseño del filtro son f_{a1} , f_{a2} , C_{01} , C_{02} , Z_5 , $K_{\text{coup}1}$ y $K_{\text{coup}2}$. Resolviendo las ecuaciones planteadas se obtienen los siguientes resultados para el filtro deseado:

$$f_{a1} = f_0(\alpha \mp \beta) \quad 4-64$$

$$f_{a2} = f_0(\alpha \pm \beta) \quad 4-65$$

$$C_{01} = \frac{g_0 g_1 (4\omega_{a1}^2 \omega_{a2}^2 g_2 g_3 - \frac{Y^2 \omega_0^4 FBW^2}{4} \mp \omega_{a1} \omega_{a2} \sqrt{g_2 g_3 (16\omega_{a1}^2 \omega_{a2}^2 g_2 g_3 - Y^2 \omega_0^4 FBW^2)})}{Z_0 FBW \omega_0^3 \omega_{a2}^2 Y g_2 g_3} \quad 4-66$$

$$C_{02} = \frac{FBW \omega_0 g_0 g_1 Y}{8 Z_0 g_2 g_3 \omega_{a2}^2} \quad 4-67$$

$$Z_5 = \frac{8 \omega_{a2}^2 C_{02} g_4 g_5}{FBW \omega_0^3 Y (C_{01} + C_{02})^2} \quad 4-68$$

$$K_{\text{coupling},1} = \frac{\omega_0 FBW t_1^2 Y}{2 \omega_{a1}^2 C_{01} \sqrt{g_1 g_2}} \quad 4-69$$

$$K_{\text{coupling},2} = \frac{\omega_0 FBW t_2^2 Y}{2 \omega_{a2}^2 C_{02} \sqrt{g_3 g_4}} \quad 4-70$$

donde:

$$\alpha = \frac{(g_2 g_3 - FBW^2)(Y - 4)}{\sqrt{g_2 g_3 (Y - 8)}} \quad 4-71$$

$$\beta = \frac{\sqrt{(FBW^2 - g_2 g_3)(FBW^2 Y^2 + 16 FBW^2 - 8 FBW^2 Y - 16 g_2 g_3)}}{\sqrt{g_2 g_3 (Y - 8)}} \quad 4-72$$

Puede observarse que f_{a1} , f_{a2} , C_{01} , C_{02} y Z_5 tienen dos soluciones posibles, de las cuales se escogerá la mejor en términos de realizabilidad. Más adelante se realizará una comparación de ambas soluciones posibles.

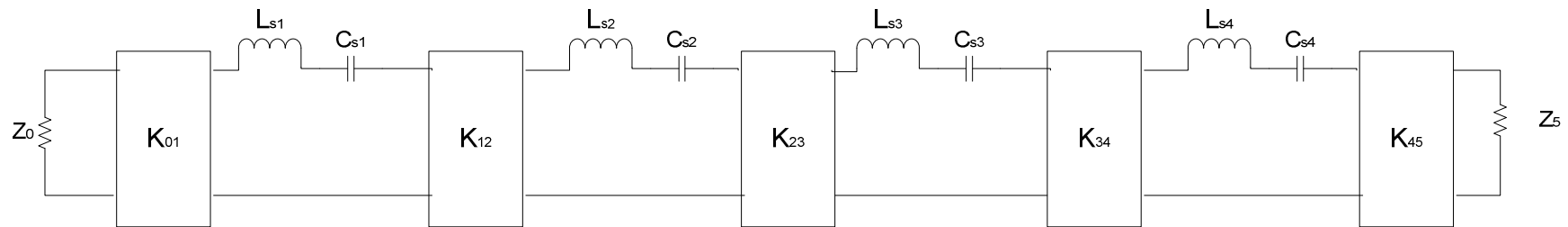


Figura 4-22 Filtro pasobanda de orden $n=4$ genérico formado con resonadores serie e inversores de impedancia

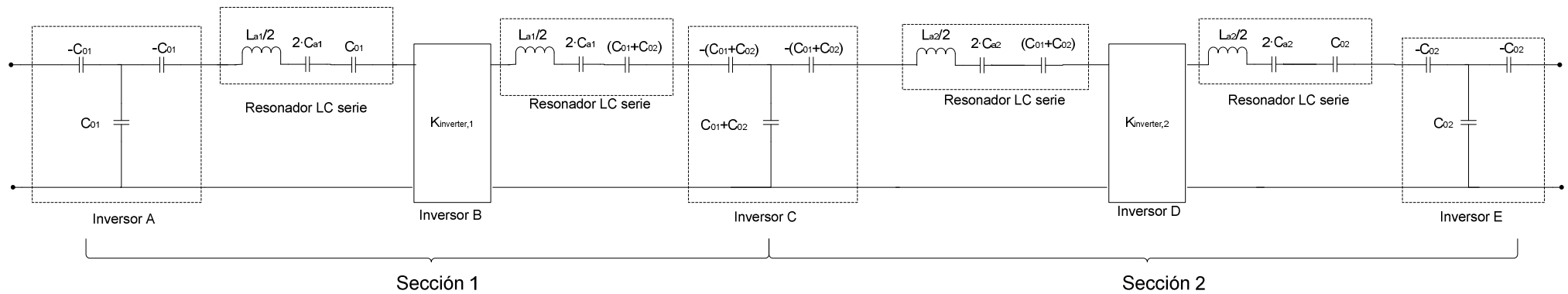


Figura 4-23 Modelo equivalente de dos CRFs conectados directamente

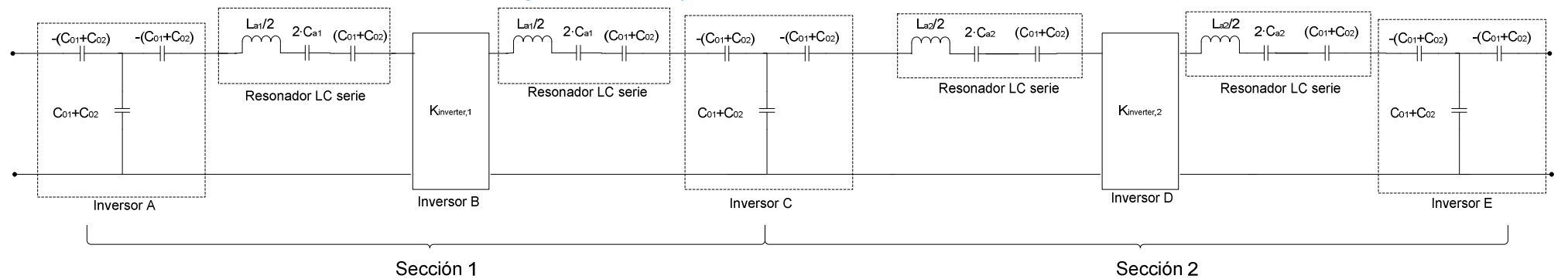


Figura 4-24 Modelo equivalente de dos CRFs conectados directamente con condensadores paralelos añadidos en los extremos

Para validar el proceso de diseño se ha realizado el diseño de un filtro con las especificaciones de la Tabla 4-8, donde se desea conseguir un ancho de banda considerable del 4%.

Requerimientos del filtro	
Orden	4
Frecuencia central	5.25 GHz
FBW	0.04
Rizado	3 dB
Impedancia de fuente	50 Ω

Tabla 4-8 Requerimientos del filtro de orden 4 a 5.25 GHz

Aplicando las ecuaciones de diseño desarrolladas anteriormente se obtienen los parámetros de la Tabla 4-9, en los que se observa como los dos CRFs tendrán unas frecuencias de resonancia diferentes y la salida estará adaptada a 25 Ω . De los dos resultados posibles que dan las ecuaciones de diseño se han escogido las soluciones con valores más realizables.

f_{a1}	5.2902 GHz
f_{a2}	5.3332 GHz
C_{01}	1.1 pF
C_{02}	0.53 pF
K_{coup1}	0.0184
K_{coup2}	0.009
Z_5	25 Ω

Tabla 4-9 Parámetros de diseño del filtro de orden 4 a 5.25 GHz

El esquemático utilizado para validar el diseño se muestra en la Figura 4-25, se observa como los dos CRFs se han conectado directamente. En los puertos de entrada y de salida se han colocado los condensadores de valores C_{02} y C_{01} respectivamente, también se observan dos bobinas que se han añadido para emular el comportamiento de los condensadores negativos que serian necesarios para completar los inversores de los extremos. Los valores de estas bobinas son:

$$L_{cond_neg} = \frac{1}{\omega_0^2 (C_{01} + C_{02})} \quad 4-73$$

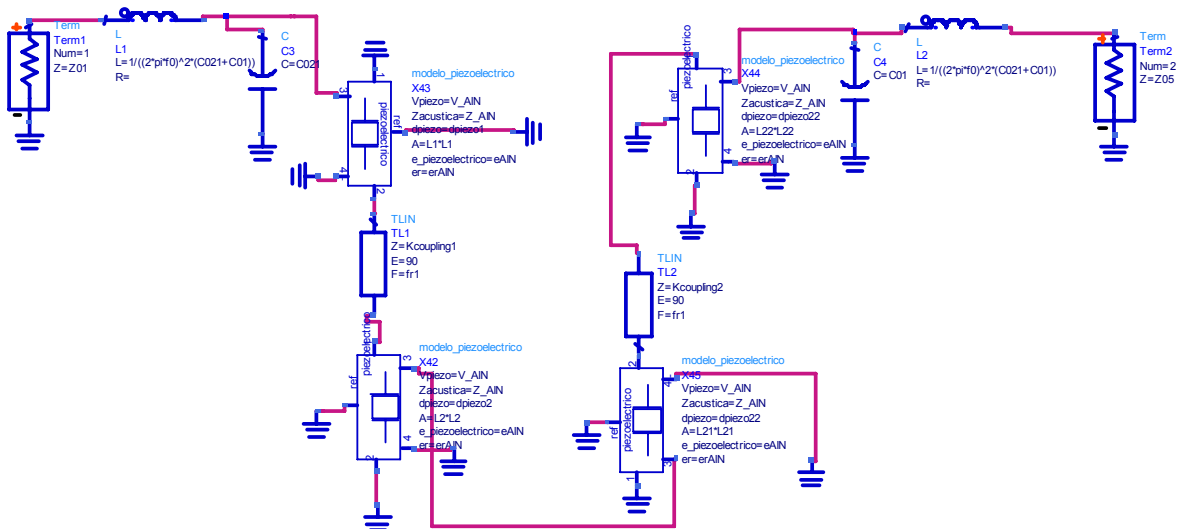


Figura 4-25 Esquemático de los dos CRFs conectados directamente

En la Figura 4-26 se muestra la respuesta del filtro diseñado comparada con la respuesta ideal, en la banda de paso las respuestas son prácticamente idénticas, en la zona de rechazo a medida que se aleja cada vez más de la frecuencia central empiezan a diferenciarse.

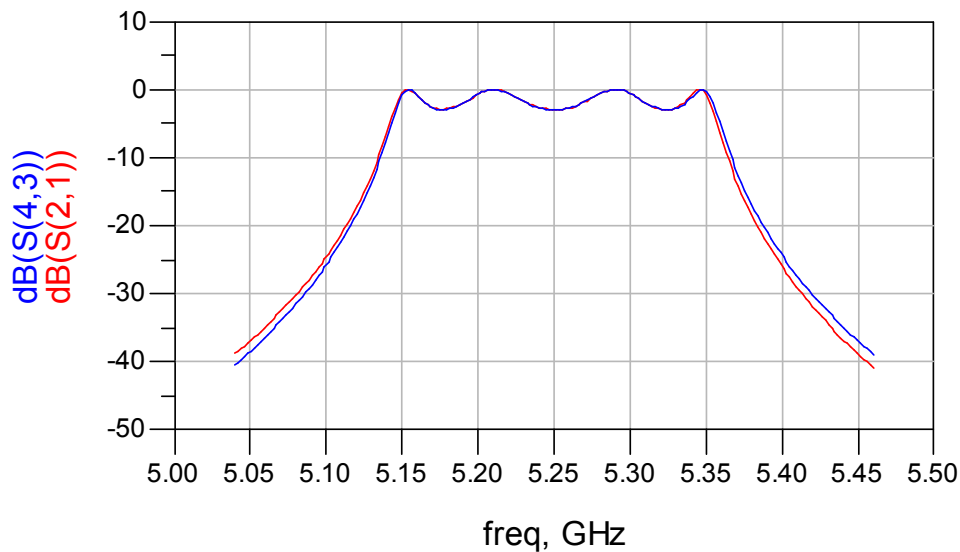
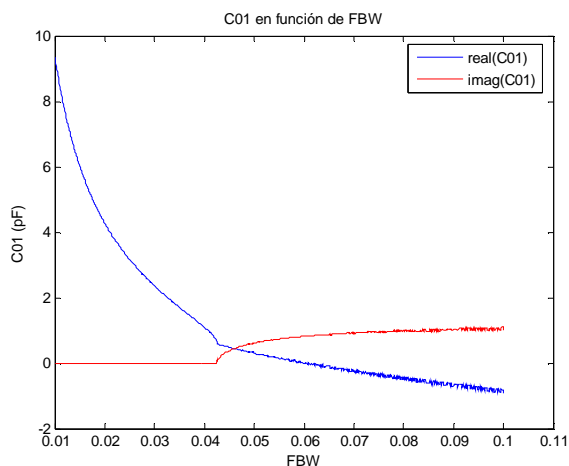
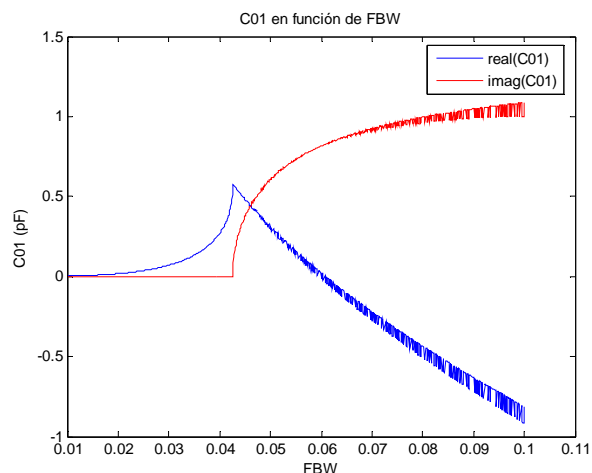
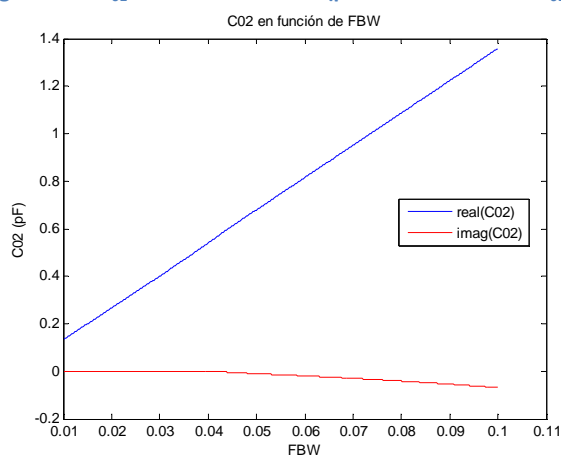
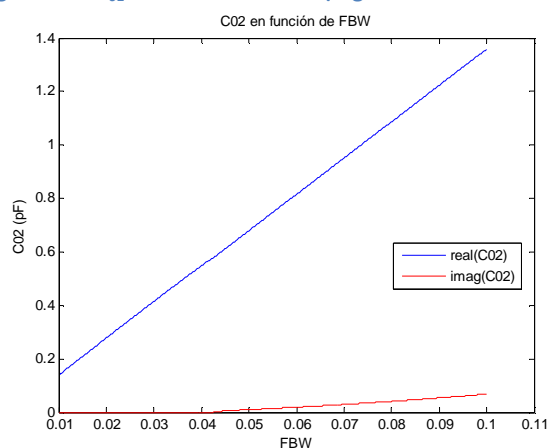
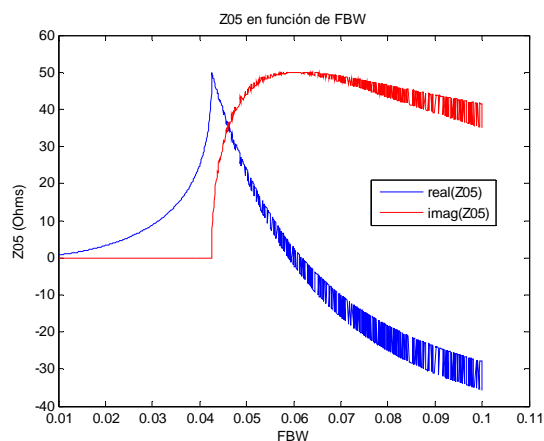
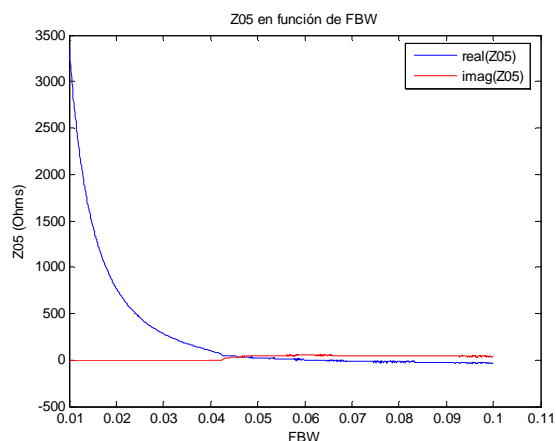


Figura 4-26 Respuesta del filtro de orden $n=4$ con CRFs diseñado (rojo) y la respuesta ideal del filtro de Chebyshev (azul)

4.4.2 Rangos de FBWs de operación de los CRFs unidos de forma directa

Las ecuaciones de diseño obtenidas de la 4-64 a la 4-72 no son válidas para valores cualesquiera de ancho de banda, rizado y frecuencia central. Se observa que para determinados valores de las especificaciones los términos que se incluyen dentro de las raíces cuadradas pueden dar lugar a números negativos, obteniendo resultados de números complejos para los parámetros de diseño. De esta forma no serían realizables físicamente algunas especificaciones.

Para ver que limitaciones se presentan, se han representado las dos posibles soluciones de C_{01} , C_{02} y Z_5 en función del ancho de banda relativo (de la Figura 4-27 a la Figura 4-32) para las especificaciones del filtro de la Tabla 4-8. En todos los casos se observa que a partir de un FBW superior al 4.3% se obtienen valores de los parámetros complejos, de esta manera se tiene un límite superior de anchos de banda realizables. También es importante observar los valores que se obtienen de las dos soluciones de estos parámetros. La primera solución tiene valores mucho más realizables de C_{01} y de Z_5 . La primera solución de C_{01} está comprendida entre valores de 10 pF a 0.5 pF, valores realizables con tecnología BAW. Mientras que la segunda solución con anchos de banda pequeños tiene valores demasiado bajos de C_{01} como para ser realizables. Para Z_5 ocurre lo mismo, los valores de la primera solución que van del rango de unos 5 Ω a 60 Ω son más realizables que su segunda solución que da valores de miles de Ohms.

Figura 4-27 C_{01} en función de FBW (primera solución de C_{01})Figura 4-28 C_{01} en función de FBW (segunda solución de C_{01})Figura 4-29 C_{02} en función de FBW (primera solución de C_{02})Figura 4-30 C_{02} en función de FBW (segunda solución de C_{02})Figura 4-31 Z_5 en función de FBW (primera solución de Z_5)Figura 4-32 Z_5 en función de FBW (segunda solución de Z_5)

4.4.3 Diseño de filtros mediante SCFs unidos de forma directa

Para el diseño de filtros mediante SCFs conectados directamente entre ellos se va a aplicar el proceso a seguir para un filtro de orden 2. Este proceso es generalizable a filtros de órdenes

superiores. El procedimiento de diseño es análogo al que se ha explicado anteriormente para CRFs unidos de forma directa.

En la Figura 4-34 se observa el modelo circuital equivalente de dos SCFs conectados directamente. Se observa como se han agrupado los elementos de estos modelos para equipararlos con los elementos de un filtro de segundo orden genérico como el mostrado en la Figura 4-33. Se tienen tres inversores formados por Ts de condensadores y dos LC serie. Estos resonadores LC serie no son iguales y por tanto tienen frecuencias de resonancia diferentes. Al pertenecer cada resonador LC serie a un SCF diferente no nos encontramos con el problema que se vio en el diseño del filtro con CRFs ya que cada SCF puede tener sus piezoeléctricos resonando a una frecuencia diferente de la del otro SCF. De esta manera no es necesaria la inclusión de los condensadores laterales.

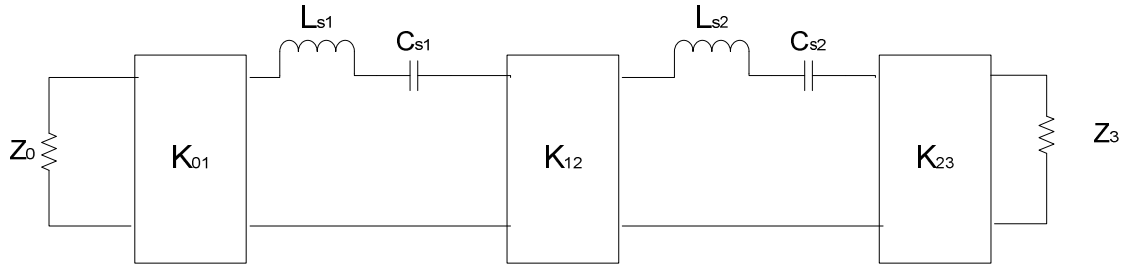


Figura 4-33 Filtro pasobanda de orden $n=2$ genérico formado con resonadores serie e inversores de impedancia

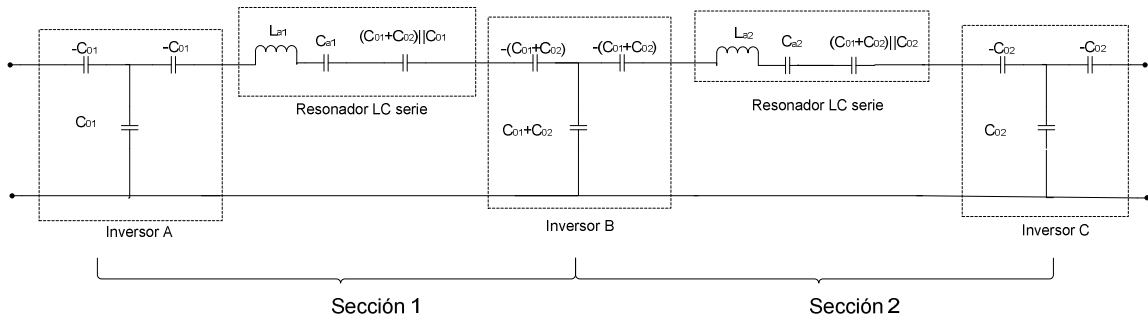


Figura 4-34 Modelo equivalente de los BAW-SCF dibujados para diseño de filtro de orden $n=2$

El procedimiento para obtener los parámetros de diseño de los SCFs consiste de nuevo en plantear las ecuaciones de la teoría de filtros para la estructura equivalente que tenemos.

$$K_{01} = \sqrt{\frac{Z_0 FBW \omega_0 L_{a1}}{\Omega_c g_0 g_1}} = \frac{1}{\omega_0 C_{01}} \quad 4-74$$

$$K_{12} = \frac{FBW \omega_0}{\Omega_c} \sqrt{\frac{L_{a1} L_{a2}}{g_1 g_2}} = \frac{1}{\omega_0 (C_{01} + C_{02})} \quad 4-75$$

$$K_{23} = \sqrt{\frac{Z_3 FBW \omega_0 L_{a2}}{\Omega_c g_2 g_3}} = \frac{1}{\omega_0 C_{02}} \quad 4-76$$

$$\omega_0^2 = \frac{1}{\sqrt{L_{a1} (C_{a1} || (C_{01} + C_{02}) || C_{01})}} \quad 4-77$$

$$\omega_0^2 = \frac{1}{\sqrt{L_{a2} (C_{a2} || (C_{01} + C_{02}) || C_{02})}} \quad 4-78$$

Utilizando los valores de L_a y C_a podemos obtener las soluciones para f_{a1} , f_{a2} , C_{01} , C_{02} y Z_3 que se muestran a continuación:

$$f_{a1} = f_0(\alpha \pm \beta) \quad 4-79$$

$$f_{a2} = f_0(\alpha \mp \beta) \quad 4-80$$

$$C_{01} = \frac{4g_0g_1\omega_{a1}^2}{Z_0FBW\omega_0^3Y} \quad 4-81$$

$$C_{02} = \frac{(32g_1g_2\omega_{a1}^2\omega_{a2}^2 - 4Y^2\omega_0^4FBW^2 \pm 16\omega_{a1}\omega_{a2}\sqrt{g_1g_2(4\omega_{a1}^2\omega_{a2}^2g_1g_2 - Y^2\omega_0^4FBW^2)})\omega_{a1}^2g_0g_1}{Y^3\omega_0^7FBW^3Z_0} \quad 4-82$$

$$Z_3 = \frac{4\omega_{a2}^2g_2g_3}{FBW\omega_0^3YC_{02}} \quad 4-83$$

donde

$$\alpha = \frac{(g_1g_2 - FBW^2)(Y - 2)}{\sqrt{g_1g_2(Y - 4)}} \quad 4-84$$

$$\beta = \frac{\sqrt{(FBW^2 - g_1g_2)(FBW^2Y^2 + 4FBW^2 - 4FBW^2Y - 4g_1g_2)}}{\sqrt{g_1g_2(Y - 4)}} \quad 4-85$$

Una vez establecidas las ecuaciones de diseño para el filtro de orden 2 mediante SCFs se van a validar los resultados con el diseño de un filtro que cumpla con las especificaciones de la Tabla 4-10.

82

Requerimientos del filtro	
Orden	2
Frecuencia central	2 GHz
FBW	0.01
Rizado	3 dB
Impedancia de fuente	50 Ω

Tabla 4-10 Requerimientos del filtro de orden 2 con SCFs conectados directamente

En la Tabla 4-11 se han listado los parámetros de diseño obtenidos a partir de las ecuaciones de diseño desarrolladas en esta sección.

f_{a1}	2.0029 GHz
f_{a2}	2.0204 GHz
C_{01}	11.4 pF
C_{02}	1.66 pF
Z_3	349.5 Ω

Tabla 4-11 Parámetros de diseño del filtro de orden 2 a 2 GHz mediante dos SCF unidos de forma directa

En la Figura 4-35 se observa el esquemático utilizado para la simulación del filtro, en el cual los dos SCF se han unido de forma directa. En la Figura 4-36 se compara la respuesta de la estructura con la respuesta ideal, se observa como está ligeramente desplazada en frecuencia debido a que no se han colocado elementos en los extremos del filtro que desempeñen la función de condensadores negativos para completar los inversores de los extremos.

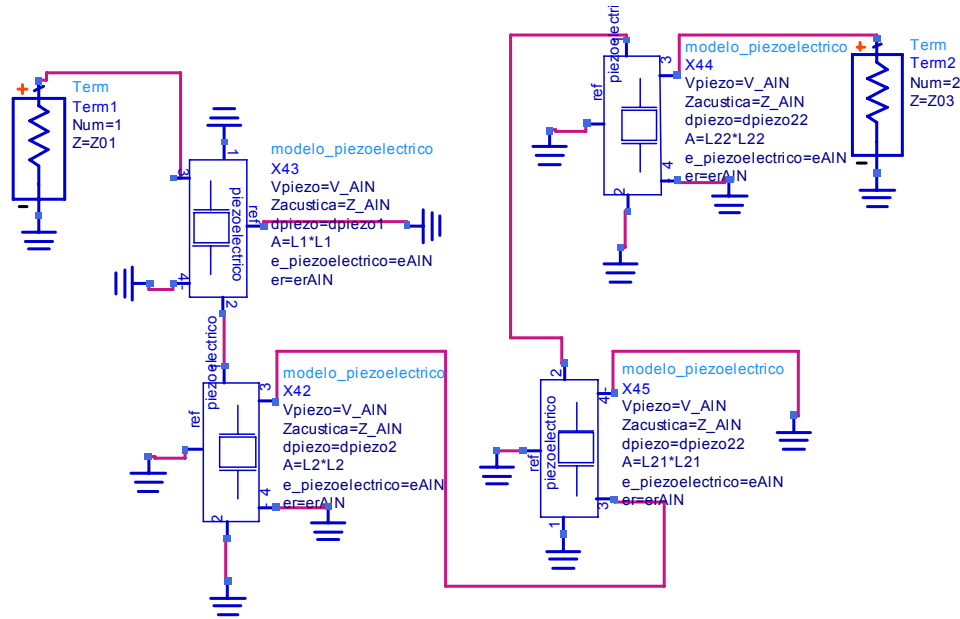
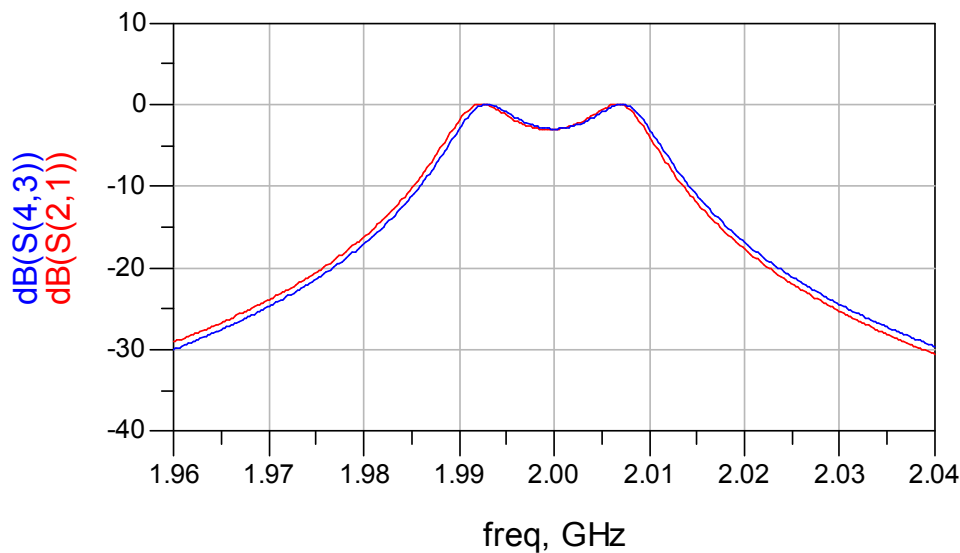
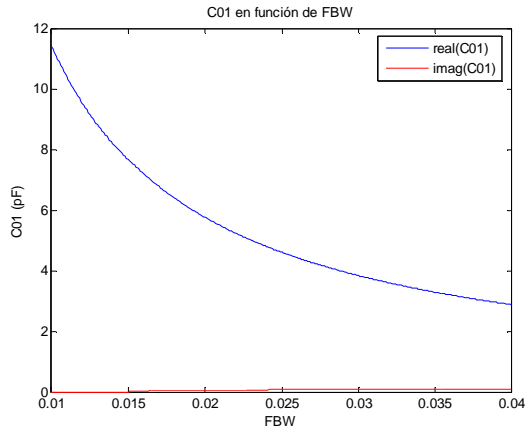
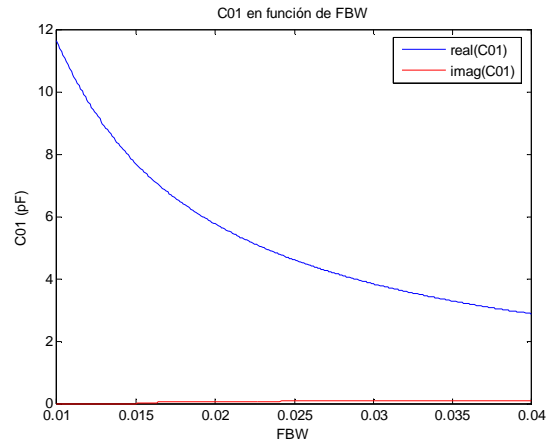
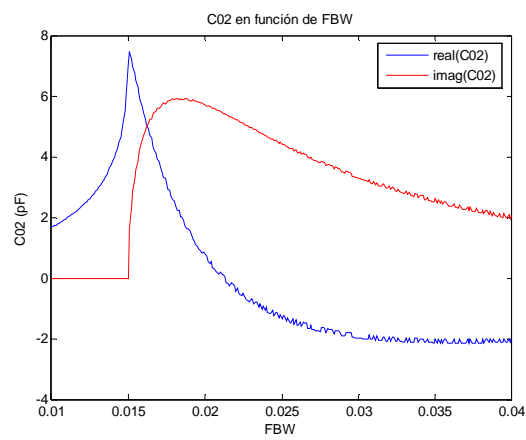
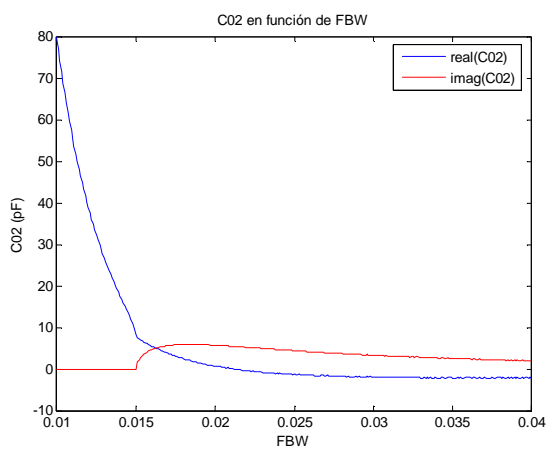
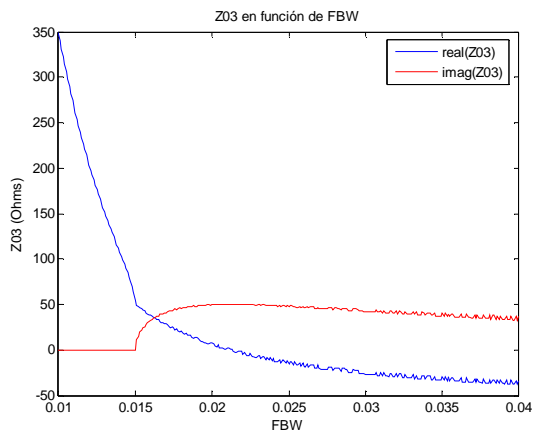
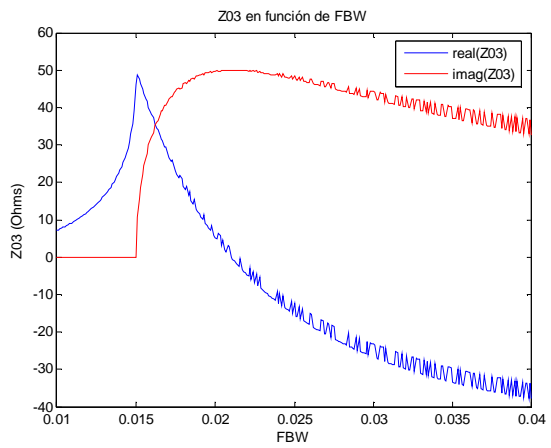


Figura 4-35 Esquema de los dos SCFs conectados directamente

Figura 4-36 Respuesta del filtro de orden $n=2$ con SCFs diseñado (rojo) y la respuesta ideal del filtro de Chebyshev (azul)

4.4.4 Rangos de FBWs de operación de los SCFs unidos de forma directa

Del mismo modo que ocurría con los CRFs unidos directamente, en los SCFs tenemos que el rango de validez de las expresiones de diseño que se han obtenido es limitado. De la Figura 4-37 a la Figura 4-42 se han representado los valores de C_{01} , C_{02} y Z_5 en función del FBW para las dos soluciones posibles, teniendo una frecuencia central de 2 GHz y un rizado de 3 dB. Se observa como a partir de anchos de banda superiores al 1.5% los valores no son realizables, teniendo números complejos para el valor del condensador. Este ancho de banda es bastante bajo, una solución sería aumentar el orden del filtro, de forma que al conseguir un mayor número de etapas de SCF este límite aumenta.


Figura 4-37 C_{01} en función de FBW (primera solución de C_{01})

Figura 4-38 C_{01} en función de FBW (segunda solución de C_{01})

Figura 4-39 C_{02} en función de FBW (primera solución de C_{02})

Figura 4-40 C_{02} en función de FBW (segunda solución de C_{02})

Figura 4-41 Z_5 en función de FBW (primera solución de Z_5)

Figura 4-42 Z_5 en función de FBW (segunda solución de Z_5)

4.5 Conclusiones del capítulo

En este capítulo se han presentado diferentes metodologías de diseño de filtros a partir de dispositivos SCF y CRF. La metodología de síntesis desarrollada puede resumirse con el esquema de la Figura 4-43. En el esquema se muestra como se parte de las especificaciones del filtro y de un conjunto de restricciones impuestas por la tecnología disponible. Con las especificaciones se obtiene un filtro prototipo compuesto de inversores y elementos concentrados, paralelamente se obtiene una red circuital equivalente de los dispositivos CRF o SCF a partir de los modelos desarrollados en el capítulo anterior. Entonces se busca la analogía entre el prototipo de filtro y el modelo resultante de los dispositivos BAW, para poder dimensionar los dispositivos a partir de las ecuaciones de diseño desarrolladas en este capítulo. Como resultado se obtiene un conjunto de dispositivos BAW dimensionados y conectados de tal forma que ofrecen la respuesta del filtro prototipo.

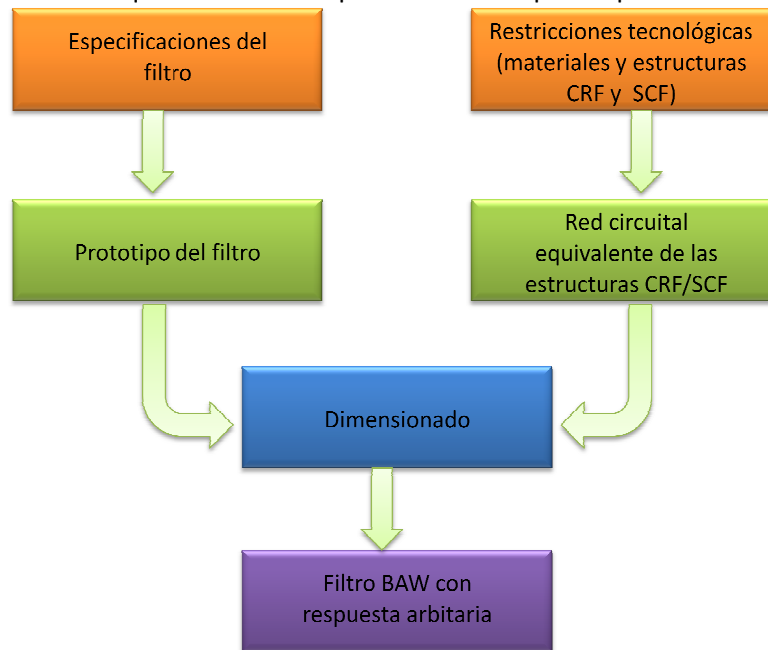


Figura 4-43 Metodología general del diseño de filtros BAW-CRF y BAW-SCF

Primero se han realizado diseños que incluyen inversores entre los dispositivos, la gran ventaja de esta metodología es que permite generalizar el proceso de diseño para filtros de cualquier orden y especificaciones. Además permiten que todos los dispositivos de onda acústica tengan piezoeléctricos del mismo grosor al resonar a la misma frecuencia todos ellos. La desventaja de esta técnica es que a medida que se trabaja con anchos de banda mayores la respuesta se distancia cada vez más de la original, este efecto se empieza a notar en anchos de banda relativos superiores al 2% aproximadamente. Otra desventaja que presentan es la necesidad de optimizar los inversores de plano eléctrico que se introducen entre dispositivos.

Después se ha presentado otra alternativa de diseño, en la que no se utilizan inversores para unir los dispositivos de onda acústica. En esta alternativa se obtienen diferentes frecuencias de resonancia para los piezoeléctricos de cada dispositivo. Se han establecido las ecuaciones de diseño para un determinado orden de filtro ya que estas varían según el orden que se quiera realizar, de forma que se han dado los pasos a seguir para desarrollar las ecuaciones de cualquier orden de filtro. Las ventajas de esta alternativa de diseño es que permite alcanzar anchos de banda relativos superiores, por encima del 4% en gran parte de diseños y que la respuesta del filtro implementado con dispositivos BAW guarda una gran correspondencia con la respuesta ideal en cualquiera de los anchos de banda relativos realizables sin necesidad de optimizaciones.

4.6 Referencias del capítulo

- [4-1] D. M. Pozar, "Microwave Engineering" New York: Wiley, 1998.
- [4-2] Jia-Shen G. Hong, M. J. Lancaster, "Microstrip Filters for RF/Microwave Applications" New York: Wiley, June 2001.
- [4-3] G. Matthaei, E.M.T. Jones, L. Young, "Microwave Filters, Impedance-Matching Networks, and Coupling Structures" Norwood: Artech House, 1980.
- [4-4] Ballato, A.; Bertoni, H.L.; Tamir, T.; "Systematic Design of Stacked-Crystal Filters by Microwave Network Methods" IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Volume 22, Issue 1, Jan 1974 Page(s):14 – 25
- [4-5] Ballato, A.; Lukaszek, T.; "Stacked-crystal filters" Proceedings of the IEEE Volume 61, Issue 10, Oct. 1973 Page(s):1495 – 1496
- [4-6] Ballato, A.; Lukaszek, T.; "A Novel Frequency Selective Device: The Stacked-Crystal Filter" Frequency Control, 27th Annual Symposium on. 1973 1973 Page(s):262 - 276
- [4-7] Lakin, K.M.; "Coupled resonator filters" Ultrasonics Symposium, 2002. Proceedings. 2002 IEEE Volume 1, 8-11 Oct. 2002 Page(s):901 - 908 vol.1
- [4-8] Lakin, K.M.; "Modeling of thin film resonators and filters" Microwave Symposium Digest, 1992., IEEE MTT-S International 1-5 June 1992 Page(s):149 - 152 vol.1

5 Ejemplos de diseños de filtros

En este capítulo se realizan los diseños de filtros BAW CRF de los sistemas UMTS, IEEE 802.11a y GPS para validar con ejemplos reales el procedimiento de diseño elaborado en el capítulo anterior. Para el caso del estándar 802.11a se introducirá en la estructura BAW reflectores BAW y se valorará su comportamiento.

En los países desarrollados el espectro radioeléctrico se encuentra densamente ocupado por sistemas de telefonía móvil, broadcasting de TV, teléfonos inalámbricos, bluetooth, GPS, WLAN, aplicaciones militares y gubernamentales, etc. Para evitar las interferencias entre estas aplicaciones se requieren filtros de RF con alta selectividad. En este capítulo se van a realizar diseños de filtros reales utilizados en algunas de estas aplicaciones. Con estos diseños se pretende demostrar la utilidad de la metodología de diseño de filtros desarrollada en el capítulo anterior en aplicaciones reales.

5.1 Filtros receptor y transmisor para un teléfono móvil UMTS

En este apartado se va a realizar el diseño de los filtros receptor y transmisor de un teléfono móvil 3G con sistema UMTS (Universal Mobile Telecommunications System) en banda europea. La banda de downlink se encuentra en el rango frecuencial entre 2110 y 2170 MHz la cual determina el ancho de banda del filtro receptor y la banda de uplink se encuentra entre 1920 y 1980 MHz determinando el ancho de banda del filtro transmisor. El sistema UMTS trabaja con un duplexado en frecuencia FDD (Frequency Division Duplex) [5-2] de las señales de subida y de bajada de forma que las dos bandas frecuenciales coexisten en el cabezal de radiofrecuencia al mismo tiempo y por tanto es necesario un alto rechazo entre bandas para un correcto funcionamiento. Se tomará como especificación un rechazo mínimo de 60 dB entre bandas y unas pérdidas de retorno mínimas de 12 dB en la banda de paso para los dos filtros.

El orden necesario del filtro para una respuesta Chebyshev puede determinarse a partir de la fórmula [5-1]:

$$n \geq \frac{\operatorname{acosh} \sqrt{\frac{10^{L_{As}/10} - 1}{10^{L_{Ar}/10} - 1}}}{\operatorname{acosh}(\Omega_s)} \quad 5-1$$

Donde L_{Ar} (dB) es el rizado en la banda de paso y L_{As} (dB) es la atenuación mínima requerida en la banda de rechazo a una frecuencia $\Omega = \Omega_s$. Esta frecuencia es normalizada a la respuesta pasobanda del filtro y viene dada por la expresión:

$$\Omega_s = \frac{\Omega_c}{FBW} \left(\frac{\omega_s}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega_s} \right) \quad 5-2$$

donde ω_s es la frecuencia a la que queremos el rechazo L_{As} .

Para el caso del filtro receptor se tiene $f_0=2140$ MHz, $f_s=1980$ MHz, $FBW=0.06/2.14$, $L_{Ar}=0.283$ dB, $L_{As}=60$ dB y se obtiene que $n \geq 3.7$ por tanto se escoge $n=4$. Para el caso del filtro transmisor se tiene $f_0=1950$ MHz, $f_s=2110$ MHz, $FBW=0.06/1.95$, $L_{Ar}=0.283$ dB, $L_{As}=60$ dB y se obtiene que $n \geq 3.86$ por tanto se escoge $n=4$.

Requerimientos del filtro RF receptor de UMTS	
Rechazo	-60 dB @ 1980 MHz
Frecuencia central	2140 MHz
FBW	60 MHz / 2140 MHz
Pérdidas de retorno	-12 dB
Impedancia de fuente	50 Ω

Tabla 5-1 Requerimientos del filtro receptor para UMTS

Requerimientos del filtro RF transmisor de UMTS	
Rechazo	-60 dB @ 2110 MHz
Frecuencia central	1950 MHz
FBW	60 MHz / 1950 MHz
Pérdidas de retorno	-12 dB
Impedancia de fuente	50 Ω

Tabla 5-2 Requerimientos del filtro transmisor para UMTS

Los valores de las inmitancias del prototipo pasabajo para las especificaciones dadas se obtienen utilizando las expresiones que se detallan en el anexo C y se obtiene que tanto para transmisor como receptor:

g_0	g_1	g_2	g_3	g_4	g_5
1	1.4235	1.2590	2.1037	0.8520	1.6709

Tabla 5-3 Elementos del filtro prototipo pasabajo de los filtros RF receptor y transmisor UMTS

Para el diseño de estos dos filtros se ha optado por aplicar la metodología desarrollada en el apartado 4.4.1 utilizando dos dispositivos CRF unidos de forma directa. La topología de los dispositivos a utilizar para cada filtro se observa en la Figura 4-25. Aplicando las expresiones correspondientes que se desarrollaron para este tipo de filtro (ecuaciones de la 4-64 a la 4-72) se obtienen los parámetros de diseño para los filtros receptor y transmisor que se muestran en la Tabla 5-4 y en la Tabla 5-5 respectivamente:

f_{a1}	2.148 GHz
f_{a2}	2.183 GHz
C_{01}	2.48 pF
C_{02}	0.47 pF
$K_{\text{coupling},1}$	0.0862
$K_{\text{coupling},2}$	0.0159
Z_5	10 Ω

Tabla 5-4 Parámetros de diseño del filtro RF receptor UMTS

f_{a1}	1.959 GHz
f_{a2}	1.987 GHz
C_{01}	2.25 pF
C_{02}	0.56 pF
$K_{\text{coupling},1}$	0.0937
$K_{\text{coupling},2}$	0.0944
Z_5	13 Ω

Tabla 5-5 Parámetros de diseño del filtro RF transmisor UMTS

Se ha realizado una simulación de los filtros receptor y transmisor por separado y se han obtenido las respuestas que se muestran en la Figura 5-1. Las respuestas cumplen con las especificaciones debido a que implementan dos filtros de Chebyshev en cada banda de paso.

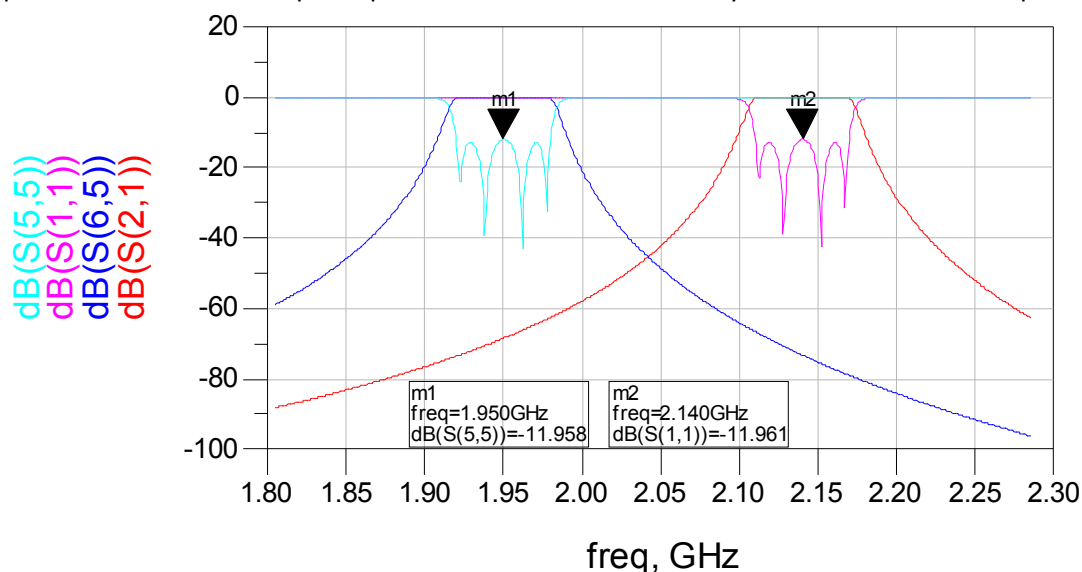


Figura 5-1 Respuesta de los filtros receptor (en rojo y rosa) y transmisor (en azul oscuro y claro) UMTS con dispositivos CRF

En la Figura 5-2 se muestra una posible conexión de los dos filtros a una antena implementando un duplexor, se observa como los filtros no se han conectado directamente sino que se ha utilizado una línea de transmisión de cuarto de onda para cada filtro. Estas líneas de cuarto de onda tienen la misma impedancia que la antena, en este caso 50 Ω . En la banda de paso de recepción o downlink el filtro receptor presenta una impedancia de entrada próxima a 50 Ω mientras que el filtro transmisor presenta en esta banda una impedancia muy baja próxima a 0 Ω , entonces con las líneas añadidas la impedancia de entrada vista hacia el filtro receptor es de unos 50 Ω mientras que la impedancia de entrada vista hacia el filtro transmisor es cercana a un circuito abierto. De esta forma en la banda de recepción solo hay camino de señal entre la antena y el filtro receptor. En el caso de la banda de transmisión o uplink ocurre justamente lo contrario, el filtro transmisor presenta una impedancia de entrada próxima a 50 Ω mientras que el filtro receptor presenta en esta banda una impedancia muy baja próxima a 0 Ω . De esta forma en la banda de transmisión solo hay camino de señal entre la antena y el filtro transmisor.

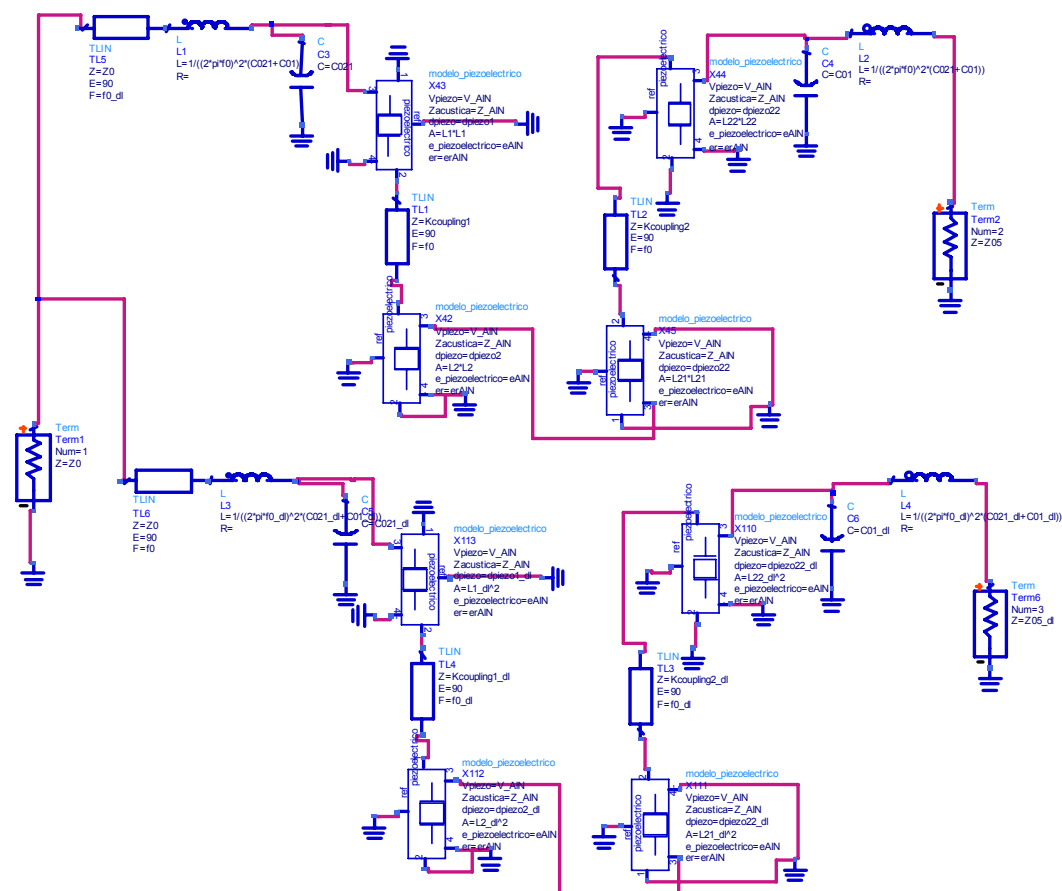


Figura 5-2 Esquemático del duplexor de UMTS implementado con filtros CRF

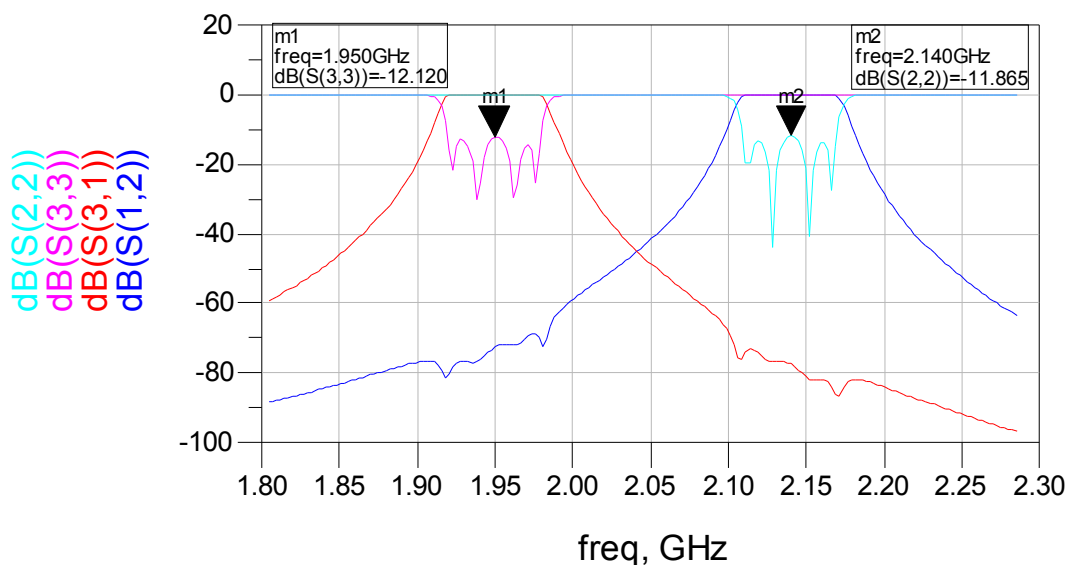


Figura 5-3 Respuesta de los filtros receptor (en rojo y rosa) y transmisor (en azul oscuro y claro) UMTS con dispositivos CRF dentro de la configuración del duplexor

5.2 Filtro para WLAN 802.11a

El estándar 802.11a está siendo utilizado en WLANs (Wireless Local Area Networks) trabajando a frecuencias entorno a los 5.25 GHz. Aunque de momento esta banda de frecuencias no está demasiado masificada, existen tonos armónicos generados por varios estándares de telefonía móvil o incluso PCs que pueden interferir a frecuencias muy cercanas.

802.11a utiliza 300 MHz de ancho de banda en la banda U-NII (Unlicensed National Information Infrastructure) definida en Estados Unidos de 5 GHz [5-3]. Las bandas baja y media son contiguas operando en 5.15-5.25 GHz y 5.25-5.35 GHz respectivamente mientras que la superior opera en 5.725-5.825 GHz. En Europa solamente son libres las bandas baja y media por tanto son las únicas utilizadas por este estándar.

En este apartado se realiza el diseño de un filtro de RF para este estándar en las bandas baja y media con las especificaciones de la Tabla 5-6.

Requerimientos del filtro (WLAN 802.11a)	
Frecuencia central	5.25 GHz
FBW	200 MHz / 5.25 GHz
Pérdidas de retorno	-10 dB
Impedancia de fuente	50 Ω
Atenuación	-10 dB @ 5 GHz -7 dB @ 5.5 GHz -40 dB @ 4.5 GHz

Tabla 5-6 Requerimientos del filtro para WLAN 802.11a

A partir de las ecuaciones 5-1 y 5-2 se determina que un filtro de orden 4 cumple con las especificaciones, los valores de las inmitancias del prototipo pasobajo con respuesta Chebyshev son las siguientes:

g_0	g_1	g_2	g_3	g_4	g_5
1	1.6269	1.2051	2.3197	0.8452	1.9249

Tabla 5-7 Elementos del filtro prototipo pasobajo del filtro para WLAN 802.11a

Para el diseño del filtro se ha aplicado de nuevo la metodología desarrollada en el apartado 4.4.1 utilizando dos dispositivos CRF unidos de forma directa. La topología de los dispositivos a

utilizar para cada filtro se observa en la Figura 4-25. Aplicando las expresiones correspondientes que se desarrollaron para este tipo de filtro (ecuaciones de la 4-64 a la 4-72) se obtienen los parámetros de diseño que se detallan en la siguiente tabla:

f_{a1}	5.295 GHz
f_{a2}	5.328 GHz
C_{01}	0.48 pF
C_{02}	0.28 pF
K_{coup1}	0.0088
K_{coup2}	0.0089
Z_5	30 Ω

Tabla 5-8 Parámetros de diseño del filtro para WLAN 802.11a

En la Figura 5-4 se observa la respuesta del filtro diseñado utilizando dos CRFs, se observa como el rechazo fuera de la banda de paso es bastante superior al requerido por las especificaciones y las pérdidas de retorno también se cumplen.

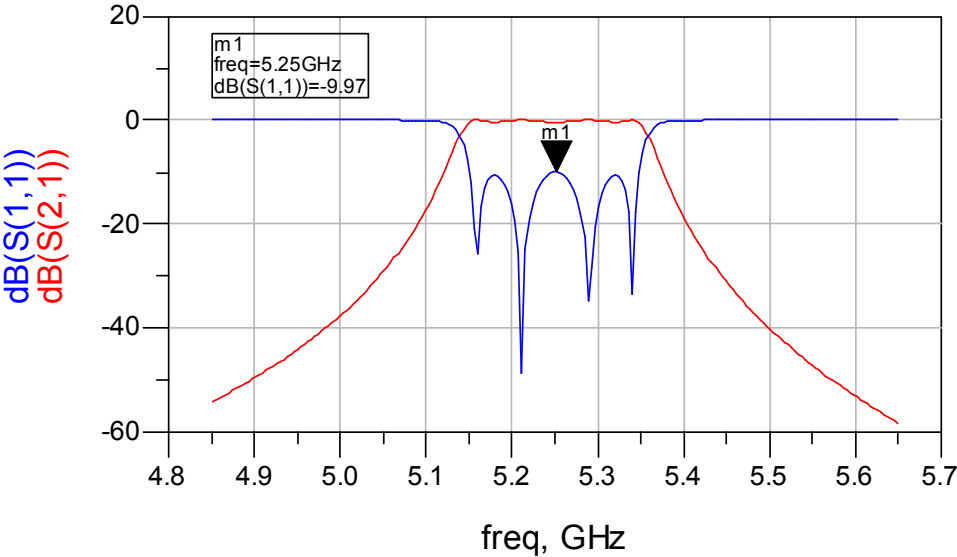


Figura 5-4 Respuesta del filtro para WLAN 802.11a

5.3 Filtro para receptor GPS

En este apartado se va a realizar el diseño de un filtro de RF receptor de GPS en la banda L1 (Link 1). Esta banda es utilizada en aplicaciones civiles, conteniendo la señal C/A (Coarse Acquisition), y en aplicaciones militares, conteniendo la señal P(Y) [5-4]. La frecuencia central de esta banda se encuentra a 1575.42 MHz y el ancho de banda del filtro RF receptor se extiende de 1574.22 MHz a 1576.62 MHz. Se observa que el ancho de banda relativo es muy pequeño de aproximadamente el 0.15%, por lo que el factor de calidad requerido del filtro deberá ser muy alto, esta característica encaja perfectamente con las propiedades de los dispositivos BAW.

En la siguiente tabla se detallan las especificaciones que debe cumplir el filtro:

Requerimientos del filtro GPS en banda L1	
Frecuencia central	1575.42 MHz
FBW	(1576.62 MHz - 1574.22 MHz) / 1575.42 MHz
Pérdidas de retorno	-1.0 dB
Impedancia de fuente	50 Ω
Atenuación	-30 dB @ 1500 MHz -30 dB @ 1625 MHz

Tabla 5-9 Requerimientos del filtro de GPS en banda L1

Un filtro de Chebyshev de orden 2 permite cumplir con las especificaciones de forma que se utilizará la metodología del apartado 4.2 para un dispositivo CRF actuando como filtro de orden 2. Los valores de las inmitancias del prototipo pasobajo son:

g_0	g_1	g_2	g_3
1	1.1805	0.6957	1.6967

Tabla 5-10 Elementos del filtro prototipo pasobajo para el diseño del filtro GPS en banda L1

En la Figura 4-8 se observa el esquemático del filtro que se va a implementar, utilizando las ecuaciones de la 4-9 a la 4-16 pueden obtenerse los parámetros de diseño del CRF:

f_{a1}	1575.42 MHz
C_{01}	72.2 pF
K_{coup1}	0.2771
Z_3	50 Ω

Tabla 5-11 Parámetros de diseño del filtro para GPS en banda L1

En la Figura 5-5 se observa la respuesta del CRF, se cumple con el ancho de banda especificado y con las pérdidas de retorno requeridas dentro de la banda de paso.

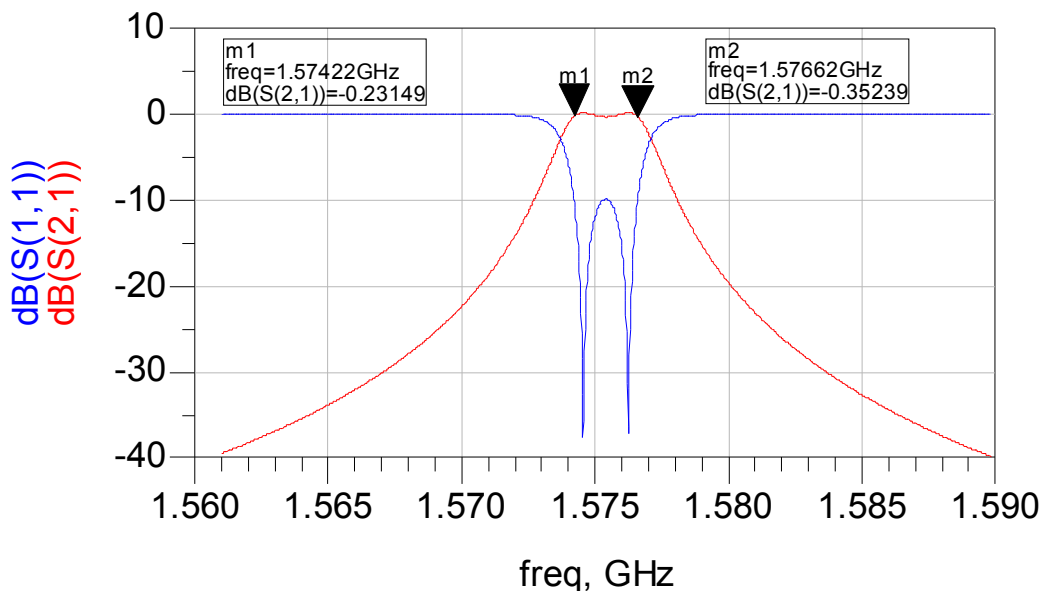


Figura 5-5 Respuesta del filtro para GPS banda L1

En la respuesta de la Figura 5-6 se observa como el rechazo fuera de la banda de paso es bastante mayor a los 30 dB en las frecuencias dadas en las especificaciones.

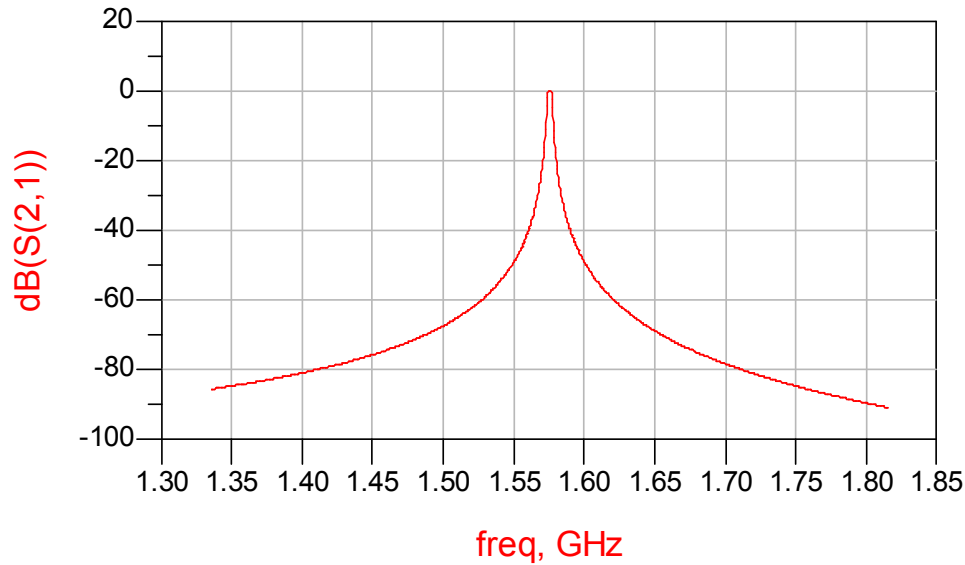


Figura 5-6 Respuesta del filtro para GPS banda L1 en mayor rango de simulación

5.4 Filtro WLAN 802.11a con reflector Bragg

En los filtros que se han diseñado hasta el momento en este capítulo y en el anterior, se ha supuesto que tanto en el SCF como en el CRF constan de una estructura, entre el electrodo inferior y el sustrato, que permite obtener un cortocircuito acústico perfecto. En este capítulo se va a añadir un reflector Bragg, que se explicó en el apartado 2.8, para implementar el cortocircuito en el filtro para WLAN del apartado 5.2. De esta manera se podrán comprobar los efectos de la introducción de esta estructura.

Para la implementación del reflector Bragg se ha optado por utilizar láminas de grosor de cuarto de onda de tungsteno (W) implementando la alta impedancia y de dióxido de silicio (SiO₂) implementando la baja impedancia. El área de las láminas coincidirá con el área del piezoelectrico. En la Figura 5-7 puede observarse la implementación del reflector Bragg en la parte inferior del CRF, se han utilizado 6 láminas en el reflector multicapa.

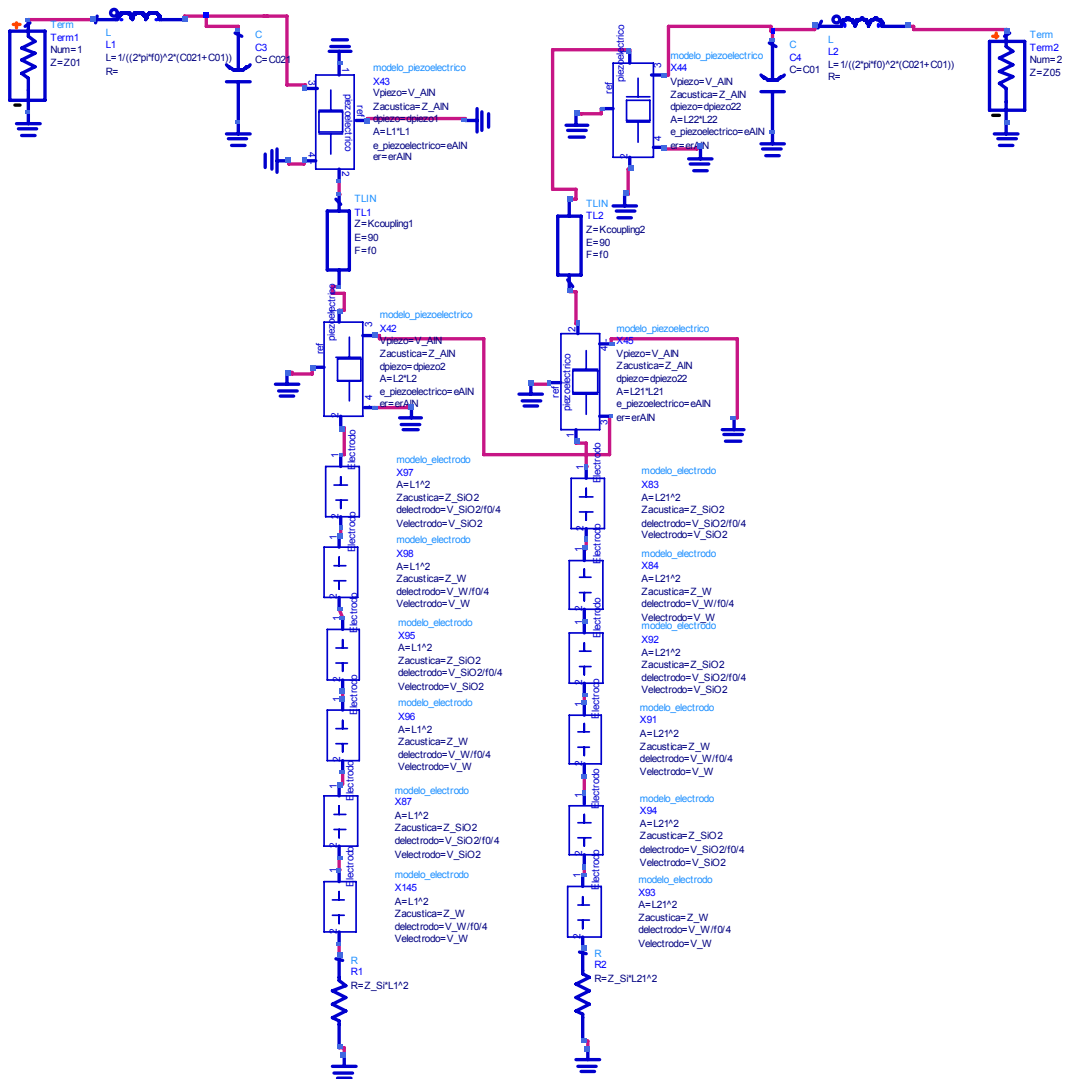


Figura 5-7 Esquemático del filtro para WLAN 802.11a implementado con reflectores Bragg

En la Figura 5-8 se observa como el ancho de banda del filtro se ve sensiblemente reducido al insertar el reflector Bragg. A la frecuencia central a la que han sido diseñadas las líneas de cuarto de onda la respuesta no cambia como se observa en las pérdidas de retorno, mientras que dentro de la banda de paso pero alejado de la frecuencia central se observa como el rizado ya ha cambiado, habiendo disminuido las pérdidas de retorno. La reducción del ancho de banda es de un 8%. La causa de esta reducción del ancho de banda viene dada por el ancho de banda reducido del reflector de Bragg. Posibles soluciones serian por ejemplo el estudio de reflectores Bragg de ancho de banda mayor, uso de membranas en vez de reflector Bragg o realizar el procedimiento de diseño teniendo en cuenta esta posterior reducción de ancho de banda.

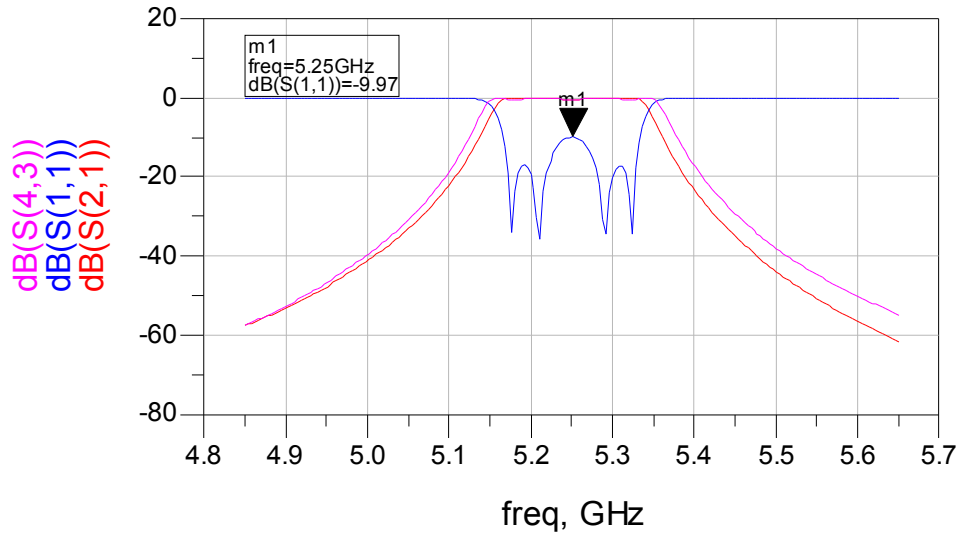


Figura 5-8 Respuesta del filtro para WLAN 802.11a implementado con reflector Bragg (rojo y azul) y respuesta ideal del filtro (rosa)

5.5 Conclusiones del capítulo

La metodología de diseño de filtros BAW CRF/SCF elaborada en el capítulo 4 es válida para el diseño de varios sistemas reales como UMTS, WLAN 802.11a o GPS. Debido a los pequeños niveles de rizado requeridos se ha optado por utilizar las topologías de diseño desarrolladas más precisas, sin utilizar aproximaciones para obtener así mayor fidelidad de la respuesta.

Con un filtro de orden 2 se han cumplido las especificaciones de un filtro de RF de GPS con un elevado factor de calidad intrínseco a los filtros BAW.

El reflector de Bragg es un factor importante a tener en cuenta de cara a los diseños de dispositivos BAW debido a su ancho de banda limitado.

5.6 Referencias del capítulo

[5-1] Jia-Shen G. Hong, M. J. Lancaster, "Microstrip Filters for RF/Microwave Applications" New York: Wiley, June 2001.

[5-2] Harri Holma, Antti Toskala "WCDMA for UMTS" 2nd Edition, Chichester: Wiley, 2002.

[5-3] Matthew Gast "802.11 Wireless Networks: The Definitive Guide" Beijing: O'Reilly, 2002

[5-4] Tsui, James Bao-yen, "Fundamentals of global positioning system receivers a software approach" 2nd ed, Hoboken: Wiley, 2005

[5-5] Lakin, K.M.; Belsick, J.; McDonald, J.F.; McCarron, K.T.; "High performance stacked crystal filters for GPS and wide bandwidth applications" Ultrasonics Symposium, 2001 IEEE Volume 1, 7-10 Oct. 2001 Page(s):833 - 838 vol.1

[5-6] Lakin, K.M.; Belsick, J.R.; McDonald, J.P.; McCarron, K.T.; Andrus, C.W.; "Bulk acoustic wave resonators and filters for applications above 2 GHz" Microwave Symposium Digest, International Volume 3, 2-7 June 2002 Page(s):1487 - 1490

Conclusiones

Observando las oportunidades de mercado actuales de los filtros FBAR, puede llegarse a la conclusión que esta nueva tecnología reemplazará a los filtros SAW en importantes sectores de las telecomunicaciones móviles, debido a que pueden operar a frecuencias más altas, permiten manejos de potencia superiores, mayores grados de miniaturización, fabricación con tecnología microelectrónica y ofrecen elevados factores de calidad.

La obtención de metodologías de diseño de filtros específicas para tecnología FBAR, permite reducir los esfuerzos dedicados a la optimización de los dispositivos para obtener respuestas determinadas, de esta forma se simplifica enormemente el proceso de diseño de los filtros FBAR.

Este trabajo se ha centrado en dos dispositivos concretos de la tecnología FBAR: los SCF y los CRF. En este trabajo para ambos dispositivos de onda acústica se han obtenido modelos eléctricos equivalentes simplificados que permiten reproducir su comportamiento, estos modelos constan únicamente de elementos concentrados (condensadores y bobinas) en los casos del SCF y del CRF y de un inversor de impedancias en el caso del dispositivo CRF. El valor de los modelos obtenidos reside en que a partir de ellos puede pasarse del análisis del dispositivo en los planos eléctrico y acústico al plano eléctrico exclusivamente. Una vez en el plano eléctrico pasan a ser aplicables las diferentes técnicas eléctricas de análisis de redes y circuitos.

A partir de los modelos eléctricos del SCF y del CRF se han obtenido un conjunto de expresiones que permiten enlazar las características propias de la tecnología FBAR con la teoría clásica de filtros aplicable a elementos concentrados. De esta forma se han obtenido metodologías de diseño de filtros SCF y CRF que permiten obtener respuestas arbitrarias a partir de unas determinadas especificaciones y de las restricciones propias de la tecnología FBAR a utilizar.

Tanto el modelo equivalente eléctrico del CRF como la metodología de diseño de filtros presentada basada en este modelo y en el modelo del SCF, son aportaciones novedosas no referenciadas por ningún grupo de trabajo. En breve estas aportaciones van a ser sometidas a evaluación en una revista del IEEE.

Líneas futuras

Como posibles futuras líneas de investigación entorno al trabajo realizado con dispositivos FBAR del tipo SCF y CRF se proponen:

- Estudio de nuevas estructuras que partan como base de SCFs y CRFs, como por ejemplo en vez de con dos capas piezoeléctricas con más capas acopladas acústicamente entre ellas. Buscar posibles modelos.
- Estudio del comportamiento eléctrico de SCFs y CRFs asimétricos, puesto que este trabajo se ha centrado en dispositivos simétricos. Obtención de posibles modelos eléctricos para los dispositivos asimétricos.
- Buscar nuevas topologías de los FBAR para intentar implementar respuestas como por ejemplo elípticas o cuasi-elípticas.

- Analizar cuáles son los límites en cuanto a ancho de banda de los diferentes filtros implementados con FBAR y buscar formas para aumentarlo.
- Estudio del ancho de banda limitado de los reflectores Bragg y posibles técnicas para aumentarlo arbitrariamente.

Anexos

A. Constantes de materiales.

Los materiales más utilizados en el desarrollo de resonadores BAW están listados en la siguiente tabla junto a los parámetros más importantes, clasificados en: piezoeléctricos para la construcción del resonador, metales para la construcción de electrodos y capas de acoplamiento y sustratos para 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) $\times 10^7$	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
	SiO ₂	3.9	-	-	1.31	2200	5970
Sustrato	Si	11.7	-	-	2328	2328	8433

Tabla A-1 Constantes de los materiales más utilizados en filtros BAW

B. Redes equivalentes

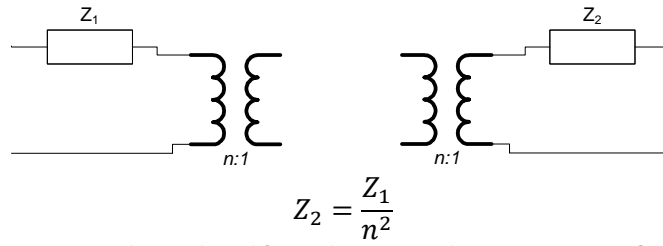


Figura B-1 Equivalencia de red formada por impedancia serie y transformador

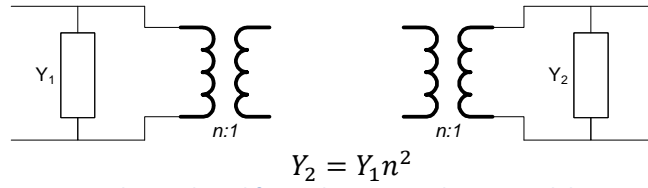


Figura B-2 Equivalencia de red formada por impedancia paralelo y transformador

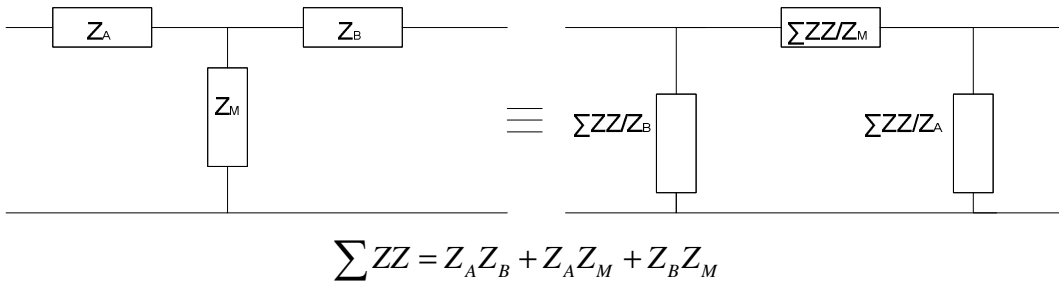


Figura B-3 Transformación T-π

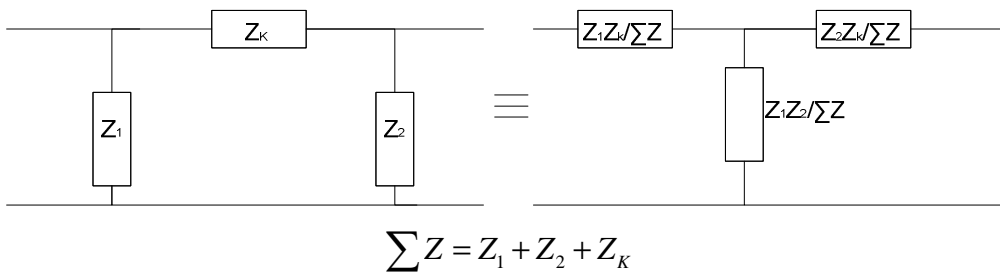


Figura B-4 Transformación π-T

C. Expresiones de los elementos del filtro prototipo pasobajo de Chebyshev

Para filtros prototipo pasobajo de Chebyshev con un rizado en la banda de paso L_{ar} dB y con frecuencia de corte $\Omega_c=1$, los valores de los elementos de la red bipuerto de la Figura 4-1 pueden calcularse utilizando las siguientes fórmulas:

$$g_0 = 1.0$$

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

$$g_i = \frac{1}{g_{i-1}} \frac{4 \sin\left[\frac{(2i-1)\pi}{2n}\right] \sin\left[\frac{(2i-3)\pi}{2n}\right]}{\gamma^2 + \sin^2\left[\frac{(i-1)\pi}{n}\right]} \quad \text{para } i = 2, 3, \dots, n \quad \text{C-1}$$

$$g_{n+1} = \begin{cases} 1.0 & \text{para } n \text{ impar} \\ \cotan^2\left(\frac{\beta}{4}\right) & \text{para } n \text{ par} \end{cases}$$

donde:

$$\beta = \ln\left[\cotan\left(\frac{L_{Ar}}{17.37}\right)\right] \quad \text{C-2}$$

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

En las siguientes tablas se presentan algunos valores de las inmitancias del prototipo pasobajo que suelen ser utilizados en diseños de filtros con respuesta Chebyshev:

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

Tabla C-2 Valores de las inmitancias de un filtro prototipo pasobajo de Chebyshev de orden n con rizado $L_{ar}=0.01$ dB y $g_0=1$

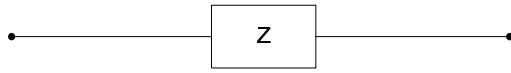
n	g_1	g_2	g_3	g_4	g_5	g_6	g_7	g_8	g_9	g_{10}
1	0.2000	1.0								
2	0.6648	0.5445	1.2210							
3	0.8516	1.1032	0.8516	1.0						
4	0.9314	1.2920	1.5775	0.7628	1.2210					
5	0.9714	1.3721	1.8014	1.3721	0.9714	1.0				
6	0.9940	1.4131	1.8933	1.5506	1.7253	0.8141	1.2210			
7	1.0080	1.4368	1.9398	1.6220	1.9398	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

Tabla C-3 Valores de las inmitancias de un filtro prototipo pasabajo de Chebyshev de orden n con rizado $L_{ar}=0.04321$ dB y $g_0=1$

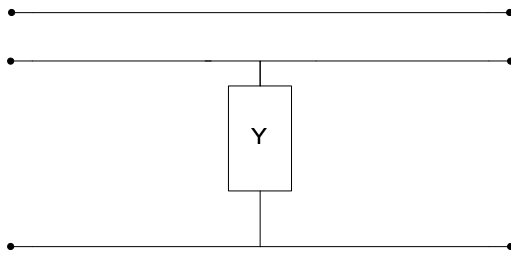
n	g_1	g_2	g_3	g_4	g_5	g_6	g_7	g_8	g_9	g_{10}
1	0.3052	1.0								
2	0.8431	0.6220	1.3554							
3	1.0316	1.1474	1.0316	1.0						
4	1.1088	1.3062	1.7704	0.8181	1.3554					
5	1.1468	1.3712	1.9750	1.3712	1.1468	1.0				
6	1.1681	1.4040	2.0562	1.5171	1.9029	0.8618	1.3554			
7	1.1812	1.4228	2.0967	1.5734	2.0967	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 C-4 Valores de las inmitancias de un filtro prototipo pasabajo de Chebyshev de orden n con rizado $L_{ar}=0.1$ dB y $g_0=1$

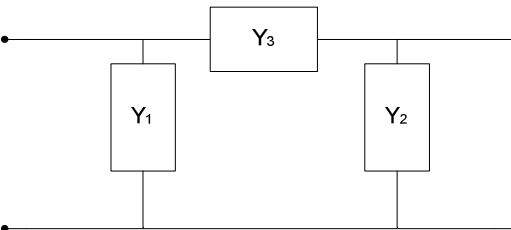
D. Parámetros ABCD de algunas de las redes bipuerto más utilizadas



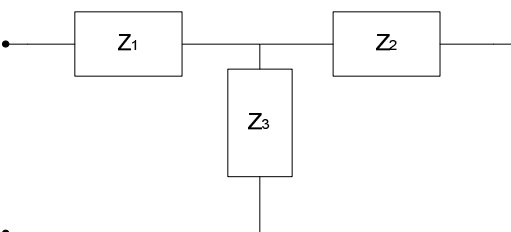
$$\begin{aligned} A &= 1 & B &= Z \\ C &= 0 & D &= 1 \end{aligned}$$



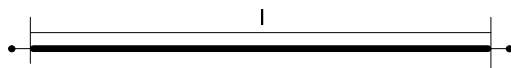
$$\begin{aligned} A &= 1 & B &= 0 \\ C &= Y & D &= 1 \end{aligned}$$



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

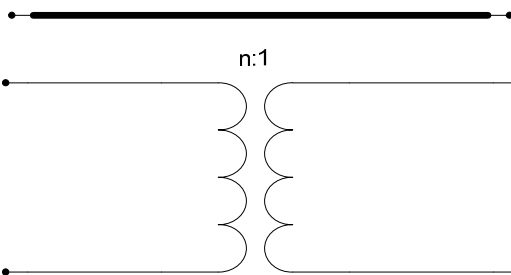


$$\begin{aligned} A &= 1 + \frac{Z_1}{Z_3} & B &= Z_1 + Z_2 + \frac{Z_1 Z_2}{Z_3} \\ C &= \frac{1}{Z_3} & D &= 1 + \frac{Z_2}{Z_3} \end{aligned}$$



$$Z_c, \gamma = \alpha + j\beta$$

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



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

Abstract

The increasing use of mobile communications systems has launched the demand on high performance miniature bandpass filters operating into the microwave frequency range. Film Bulk Acoustic Resonators (FBAR) are turning into the main alternative to current filters based on Surface Acoustic Wave (SAW) or ceramic resonators. Stacked Crystal Filters (SCF) and Coupled Resonator Filters (CRF) are FBAR configurations that show excellent stopband attenuation performances. This work presents a novel electrical equivalent circuit modeling the CRF. Thus, a filter synthesis methodology for the SCF and CRF is developed using their electrical equivalent circuits. The presented design methodology allows obtaining the acoustical filter structure dimensions starting with the filter specifications and the technology constraint. Several Chebyshev responses for real communications systems have been implemented in order to validate the filter design procedure which have obtained the expected results.

Resum

La creixent utilització de sistemes de comunicacions mòbils ha impulsat la demanda de filtres pasabanda miniaturitzats d'elevades prestacions operant en el rang de freqüències de microones. Els Film Bulk Acoustic Resonators (FBAR) estan esdevenint la principal alternativa als filtres basats en ressonadors Surface Acoustic Wave (SAW) o als basats en ressonadors ceràmics. Els Stacked Crystal Filters (SCF) i els Coupled Resonator Filters (CRF) són configuracions FBAR que permeten assolir una excel·lent atenuació en la banda de refús. Aquest treball presenta un innovador circuit equivalent elèctric que modela el CRF. Llavors, es desenvolupa una metodologia de síntesi de filtres per al SCF i per al CRF utilitzant els seus circuits equivalents elèctrics. La metodologia de disseny presentada permet obtenir les dimensions de l'estructura del filtre acústic partint de les especificacions del filtre y de les restriccions pròpies de la tecnologia. S'han implementat diferents respostes de Chebyshev per a sistemes de comunicacions reals per tal de validar el procediment de disseny dels filtres obtenint els resultats esperats.

Resumen

La creciente utilización de sistemas de comunicaciones móviles ha impulsado la demanda de filtros pasobanda miniaturizados de elevadas prestaciones operando en el rango de frecuencias de microondas. Los Film Bulk Acoustic Resonators (FBAR) se estan posicionando como la principal alternativa a los filtros basados en resonadores Surface Acoustic Wave (SAW) o a los resonadores cerámicos. Los Stacked Crystal Filters (SCF) y los Coupled Resonator Filters (CRF) son configuraciones FBAR que permiten conseguir una excelente atenuación en la banda de rechazo. Este trabajo presenta un novedoso circuito equivalente eléctrico que modela el CRF. Entonces, se desarrolla una metodología de síntesis de filtros para el SCF y para el CRF partiendo de sus circuitos equivalentes eléctricos. La metodología de diseño presentada permite obtener las dimensiones de la estructura del filtro acústico partiendo de las especificaciones del filtro y de las propias restricciones de la tecnología. Se han implementado diferentes respuestas de Chebyshev para sistemas de comunicaciones reales para validar el procedimiento de diseño de los filtros obteniendo los resultados esperados.