



Projecte Fi de Carrera

**Enginyeria de Telecomunicació**

---

# BAW Notch Filter for WiMAX Applications

Jaime del Rio Jimenez

---

Director: Óscar Menéndez Nadal

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

**Escola d'Enginyeria**

**Universitat Autònoma de Barcelona (UAB)**

Febrero 2011



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

CERTIFICA:

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

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

Bellaterra, 1 de febrer del 2011

Signatura: Óscar Menéndez Nadal



# Índice de contenidos

<b>Índice de contenidos</b>	<b>I</b>	
<b>Acrónimos</b>	<b>III</b>	
<b>Índice de figuras</b>	<b>IV</b>	
<b>Índice de tablas</b>	<b>V</b>	
<b>Capítulo 1</b>	<b>Introducción</b>	<b>1</b>
1.1.-	Objetivos	3
1.2.-	Contenido	4
<b>Capítulo 2</b>	<b>Conceptos teóricos de la tecnología BAW y WiMAX</b>	<b>7</b>
2.1.-	Tecnología BAW	7
2.1.1.-	Resonador BAW	7
2.1.2.-	Materiales piezoeléctricos	8
2.1.3.-	Impedancia eléctrica de un resonador BAW	10
2.1.4.-	Tipos de resonadores	12
2.1.5.-	Estructuras de filtros Bulk Acoustic Wave	14
2.2.-	WiMAX	17
2.3.-	Conclusiones	20
<b>Capítulo 3</b>	<b>Modelado de resonadores BAW</b>	<b>21</b>
3.1.-	Modelo de Butterworth Van-Dyke	22
3.2.-	Modelo de Butterworth Van-Dyke modificado de nivel 1	25
3.3.-	Modelo de Butterworth Van-Dyke modificado de nivel 2	28
3.4.-	Conclusiones	30
<b>Capítulo 4</b>	<b>Introducción al Filtro banda eliminada y metodología</b>	<b>33</b>
4.1.-	Especificaciones y caracterización del filtro banda eliminada	33
4.2.-	Parámetros del filtro	37
4.3.-	Método sistemático por optimización	39
4.4.-	Conclusiones	40
<b>Capítulo 5</b>	<b>Optimización de la estructura</b>	<b>43</b>
5.1.-	Optimización con una atenuación en la banda eliminada de 15 dB	43
5.2.-	Optimización con una atenuación en la banda eliminada de 20 dB	45

5.3 - Optimización con una atenuación en la banda eliminada de 25 dB	47
5.4.- Conclusiones	48
<b>Capítulo 6</b> <b>Efecto de los parámetros sobre la estructura</b>	<b>51</b>
5.1 – Estudio del efecto de Keff sobre el modelo	51
5.1.1.– Aumento de Keff	51
5.1.2.– Disminución de Keff	53
5.1.3.– Keff mínimo para garantizar especificaciones originales	54
5.2.– Estudio del efecto de inac sobre el modelo	55
5.2.1.– Aumento de inac	55
5.2.2.– Disminución de inac	58
5.3.-Estudio del efecto de Rs sobre el modelo	58
5.3.2.-Aumento de Rs	58
5.3.2.-Disminución de Rs	60
5.3.-Estudio del efecto de Rsub sobre el modelo	61
5.3.1.- Aumento de Rsub	61
5.3.2.-Disminución de Rsub	63
5.4.- Estudio del efecto de Csub sobre el modelo	64
5.4.1.- Aumento de Csub	64
5.4.2.- Disminución de Csub	66
5.5.- Estudio del efecto de Cox sobre el modelo	66
5.5.1.- Aumento de Cox	67
5.5.2.- Disminución de Cox	68
5.6.- Conclusiones	69
<b>Capítulo 7</b> <b>Estudio conjunto Keff y inac</b>	<b>71</b>
6.1.– Estudio de Keff y inac sobre un resonador	71
6.2.- Estudio de Keff y inac sobre el filtro	75
6.3.- Conclusiones	76
<b>Capítulo 8</b> <b>Conclusiones</b>	<b>79</b>
<b>Bibliografía</b>	<b>83</b>
<b>Apéndice A,</b> <b>Valor de los parámetros de diseño en cada simulación</b>	<b>87</b>

## **Acrónimos**

---

ADS	Advanced Design System
ATM	Asynchronous Transfer Mode
BAW	Bulk Acoustic Wave
BVD	Butterworth Van-Dyke
CMOS	Complementary Metal–Oxide–Semiconductor
CRF	Coupled Resonator Filters
FBAR	Film Bulk Acoustic Resonator
FEM	Finite Element Method
GPS	Global Positioning System
IP	Internet Protocol
LOS	Line Of Sight
MBVD	Modified Butterworth Van-Dyke
NLOS	Non Line Of Sight
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplex
QAM	Quadrature Amplitude Modulation
QoS	Quality of Service
QPSK	Quadrature Phase Shift Keying
SAW	Surface Acoustic wave
SCF	Stacked Crystal Filters
SMR	Solidly Mounted Resonator
VoIP	Voice Over IP
Wi-Fi	Wireless Fidelity
WiMAX	Worldwide Interoperability for Microwave Access

# Índice de figuras

Figura 1: Estructura básica de un resonador BAW [15]	7
Figura 2: Respuesta de la impedancia característica de un resonador BAW [17]	10
Figura 3: Corte longitudinal de un FBAR [13]	12
Figura 4: Corte longitudinal de un SMR [13]	13
Figura 5: Filtro ladder de tres etapas y media [13]	14
Figura 6: Estructura de un filtro lattice	15
Figura 7: Estructura de un SCF [13]	16
Figura 8: Estructura de un CRF [22]	17
Figura 9: Ejemplo de LOS y NLOS [24]	18
Figura 10: Esquema BVD básico con pérdidas	22
Figura 11: Esquemas MBVD de nivel 1 sin los principales efectos parásitos (A) y con los principales efectos parásitos debidos al sustrato (B)	26
Figura 12: Esquema del modelo MBVD de nivel 2	28
Figura 13: Filtro Chebyshev banda eliminada ideal de orden 3	34
Figura 14: Pasos para aproximar los resonadores paralelos ideales al modelo BVD sin pérdidas	34
Figura 15: Pasos para aproximar el resonador serie ideal al modelo BVD sin pérdidas	35
Figura 16: Estructura del filtro banda eliminada a estudiar	36
Figura 17: Ejemplo del espacio de trabajo del programa ADS	40
Figura 18: Respuesta optimizada con atenuación fija de 15 dB	44
Figura 19: Respuesta optimizada con atenuación fija de 20 dB	46
Figura 20: Respuesta optimizada con atenuación fija de 25 dB	47
Figura 21: Respuesta para el modelo base y modificado con $K_{eff}=0.08$	52
Figura 22: Respuesta para el modelo base y modificado con $K_{eff}=0.05$	53
Figura 23: Respuesta para el modelo base y modificado con $inac=0.5$	56
Figura 24: Respuesta para el modelo base y modificado con $inac=0.04$	57
Figura 25: Respuesta para el modelo base y modificado con $R_s=0.77 \Omega$	59
Figura 26: Respuesta para el modelo base y modificado con $R_s=0.63 \Omega$	60
Figura 27: Respuesta para el modelo base y modificado con $R_{sub}= 2200 \Omega$	62
Figura 28: Respuesta para el modelo base y modificado con $R_{sub}= 1800 \Omega$	63
Figura 29: Respuesta para el modelo base y modificado con $C_{sub}= 55 \text{ fF}$	64
Figura 30: Respuesta para el modelo base y modificado con $C_{sub}= 45 \text{ fF}$	65
Figura 31: Respuesta para el modelo base y modificado con $C_{ox}= 110 \text{ fF}$	67
Figura 32: Respuesta para el modelo base y modificado con $C_{ox}= 90 \text{ fF}$	68
Figura 33: Tendencia de $f_p$ al modificar $inac$ con tres $K_{eff}$ diferentes	72
Figura 34: Tendencia de $f_p$ al modificar $K_{eff}$ con cuatro $inac$ diferentes	73
Figura 35: Tendencia de la $K_{eff}$ real al variar $inac$ con tres $K_{eff}$ diferentes	74
Figura 36: Comparación de la respuesta entre el modelo base y su equivalente	75

# Índice de tablas

Tabla 1: Tabla comparativa entre diferentes tecnologías inalámbricas [2]	1
Tabla 2: Ejemplo de propiedades de algunos materiales piezoeléctricos [13]	9
Tabla 3: Características de WiMAX según el estándar [25]	19
Tabla 4: Comparativa de bandas frecuenciales típicas de trabajo según la región	20
Tabla 5: Resumen de los parámetros de fabricación y diseño del modelo BVD básico	23
Tabla 6: Resumen de los parámetros de fabricación y diseño del modelo MBVD de nivel 1	27
Tabla 7: Propiedades de algunos materiales propios de los electrodos [33]	28
Tabla 8: Resumen de los parámetros de fabricación y diseño del modelo MBVD de nivel 2	29
Tabla 9: Especificaciones originales del filtro	33
Tabla 10: Parámetros de fabricación del filtro banda eliminada de orden 3	37
Tabla 11: Parámetros de diseño del filtro banda eliminada de orden 3	38
Tabla 12: Especificaciones de la estructura optimizada con atenuación mínima de 15 dB en la banda eliminada	44
Tabla 13: Especificaciones de la estructura optimizada con atenuación mínima de 20 dB en la banda eliminada	46
Tabla 14: Especificaciones de la estructura optimizada con atenuación mínima de 25 dB en la banda eliminada	48
Tabla 15: Especificaciones de la estructura optimizada con aumento de $K_{eff}$	52
Tabla 16: Especificaciones de la estructura optimizada con disminución de $K_{eff}$	54
Tabla 17: Especificaciones de la estructura optimizada con $K_{eff}$ mínima para garantizar las originales	55
Tabla 18: Especificaciones de la estructura optimizada con aumento de $inac$	56
Tabla 19: Especificaciones de la estructura optimizada con disminución de $inac$	57
Tabla 20: Especificaciones de la estructura optimizada con aumento de $R_s$	59
Tabla 21: Especificaciones de la estructura optimizada con disminución de $R_s$	61
Tabla 22: Especificaciones de la estructura optimizada con aumento de $R_{sub}$	62
Tabla 23: Especificaciones de la estructura optimizada con disminución de $R_{sub}$	63
Tabla 24: Especificaciones de la estructura optimizada con aumento de $C_{sub}$	65
Tabla 25: Especificaciones de la estructura optimizada con disminución de $C_{sub}$	66
Tabla 26: Especificaciones de la estructura optimizada con aumento de $C_{ox}$	67
Tabla 27: Especificaciones de la estructura optimizada con disminución de $C_{ox}$	69
Tabla 28: Variación de $f_p$ al variar $inac$ con tres $K_{eff}$ diferentes	71
Tabla 29: Variación de $f_p$ al variar $K_{eff}$ con cuatro $inac$ diferentes	72
Tabla 30: $K_{eff}$ real al variar $inac$ con tres $K_{eff}$ diferentes	73
Tabla 31: Especificaciones de la estructura equivalente	76
Tabla 32: Valores de los parámetros de diseño para una condición de atenuación de 15 dB	87
Tabla 33: Valores de los parámetros de diseño para una condición de atenuación de 20 dB	87
Tabla 34: Valores de los parámetros de diseño para una condición de atenuación de 25 dB	88
Tabla 35: Valores de los parámetros de diseño al aumentar $K_{eff}$	88
Tabla 36: Valores de los parámetros de diseño al disminuir $K_{eff}$	88
Tabla 37: Valores de los parámetros de diseño con $K_{eff}$ mínimo para cumplir especificaciones	89
Tabla 38: Valores de los parámetros de diseño al aumentar $inac$	89
Tabla 39: Valores de los parámetros de diseño al disminuir $inac$	89
Tabla 40: Valores de los parámetros de diseño al aumentar $R_s$	90
Tabla 41: Valores de los parámetros de diseño al disminuir $R_s$	90



<i>Tabla 42: Valores de los parámetros de diseño al aumentar <math>R_{sub}</math></i>	90
<i>Tabla 43: Valores de los parámetros de diseño al disminuir <math>R_{sub}</math></i>	91
<i>Tabla 44: Valores de los parámetros de diseño al aumentar <math>C_{sub}</math></i>	91
<i>Tabla 45: Valores de los parámetros de diseño al disminuir <math>C_{sub}</math></i>	91
<i>Tabla 46: Valores de los parámetros de diseño al aumentar <math>Cox</math></i>	92
<i>Tabla 47: Valores de los parámetros de diseño al disminuir <math>Cox</math></i>	92
<i>Tabla 48: Valores de los parámetros de diseño del filtro equivalente</i>	92

# Capítulo 1

## Introducción

---

---

El deseo y la necesidad de estar conectado a la red mediante banda ancha en cualquier sitio cuanto más tiempo mejor se ha incrementado durante los últimos años, sobre todo en los terminales móviles. Seguramente el incremento del uso de las redes sociales, del contenido multimedia personalizado como la televisión a la carta y el poder de obtención de información son algunos de los factores de este incremento en el uso de internet. Este hecho se traduce en un aumento en la venta de terminales móviles de última generación con conexión a internet [1]. Los usuarios de estos terminales, además de los servicios básicos, quieren que los terminales móviles sean ligeros y de reducido tamaño y coste.

Hasta hace relativamente poco, con un terminal móvil solo se podía estar conectado mediante las redes 3G con una velocidad de conexión mediocre o con una buena conexión pero dentro de un área de trabajo muy reducida (Wi-Fi<sup>1</sup>) y solamente en determinados lugares por culpa de no disponer de un punto de conexión cercano o simplemente por no tener cobertura. Un intento de dotar de una interficie sin hilos a las conexiones de banda ancha de calidad en cualquier sitio son las redes WiMAX<sup>2</sup> [2] [3].

En la tabla 1 se puede ver una pequeña comparativa entre los diferentes sistemas inalámbricos nombrados. La ventaja del sistema WiMAX es que, una vez desplegada la red, se puede estar conectado a ésta con unos mínimos de calidad incluso estando en

Tipo de tecnología inalámbrica	Máxima transferencia de datos teórica	Máximo alcance de transmisión teórico
Mobile WiMAX	70 Mbps	56 Km
3G celular	3Mbps	4.8 Km
Wi-Fi (802.11g)	54 Mbps	100 m

Tabla 1: Tabla comparativa entre diferentes tecnologías inalámbricas [2]

---

<sup>1</sup> Wireless Fidelity

<sup>2</sup> Worldwide Interoperability for Microwave Access

movimiento a elevadas velocidades (120 Km/h) [4], o sin tener visión directa con la estación base. Es necesario comentar que el aumento de la velocidad del terminal del usuario, la distancia con la estación base o la no visibilidad directa con ésta perjudica a la transmisión de datos entre el terminal y la estación base y, por lo tanto, la calidad de la conexión. También hay que tener en cuenta que hoy en día la implantación de estas redes no está muy extendida, aunque se está aumentando su presencia en todo el mundo como se puede ver en [5] [6].

El espectro radioeléctrico es un bien finito y dentro de éste tienen que convivir muchos sistemas. El problema de compartir este margen finito es que se tiende a aprovechar todas las franjas frecuenciales que se permitan pudiendo interferir los canales frecuenciales de un sistema con los del sistema adyacente. En el caso de este estudio, el sistema Wi-Fi puede interferir el sistema WiMAX. Las redes Wi-Fi disponen de unas franjas frecuenciales comunes a nivel mundial [7], trabajando en la banda 2.4 GHz y en la de 5 GHz. En cambio, las redes WiMAX han evolucionado progresivamente hasta tener diferentes franjas de trabajo dependiendo del país en el que se encuentre [2]. En concreto las bandas de las redes WiMAX que afectan a este estudio son dos [8]: la primera banda con un rango 2.3-2.4 GHz y la segunda banda con un rango 2.5-2.69 GHz. Entre estas dos bandas de trabajo de las redes WiMAX se sitúa una de las franjas para Wi-Fi comentadas anteriormente, exactamente la franja con rango 2.4-2.5 GHz. Al estar las franjas de los dos sistemas tan próximas, un filtro con alta selectividad es el elemento necesario en cualquier dispositivo para poder seleccionar el espectro frecuencial deseado y solucionar dicha problemática. Hay diferentes tipos de estructuras de filtros, pero en el caso de este estudio se ha escogido una estructura banda eliminada, la cual rechaza la banda de Wi-Fi comentada.

Según la teoría clásica de filtros, estos se pueden construir a partir de elementos concentrados (bobinas y condensadores) conectados entre sí con diferentes topologías. Sin embargo, a medida que aumentamos la frecuencia, estos componentes sufren de muchas pérdidas haciendo imposible fabricar filtros útiles para aplicaciones de alta frecuencia. Para poder fabricar filtros que pudieran ser usados a frecuencias de microondas, entre otras tecnologías, apareció la tecnología SAW<sup>3</sup> [9] [10] [11], los cuales tiene unas altas prestaciones. Esta tecnología se basa en aprovechar que la

---

<sup>3</sup> Surface Acoustic Wave

velocidad del sonido dentro de un sólido es del orden 10000 veces menor que la velocidad de una onda electromagnética; esto permite fabricar filtros de reducido tamaño a frecuencias de microondas. Además, la fácil fabricación de este tipo de filtros, hasta ciertas frecuencias, hace que puedan ser adquiridos a bajo coste. Por estos hechos hasta hace relativamente poco la tecnología SAW estaba muy presente en la fabricación de filtros para terminales móviles.

El mayor problema de esta tecnología es que está limitada en frecuencia, aproximadamente a 3 GHz, y a partir de 2 GHz el proceso de fabricación se complica y los costes de éstos aumentan rápidamente. Otro gran problema es el manejo de potencias a alta frecuencia, las cuales pueden causar problemas de sobrecalentamiento y electro-migración. Además estos filtros son muy sensibles a descargas electrostáticas, necesitando de una protección para no ser tan vulnerable a este problema. Otro factor negativo a tener en cuenta es que no es una tecnología compatible con la tecnología estándar de circuitos integrados [12] [13].

Todos estos problemas se solucionan con la aparición de la tecnología BAW<sup>4</sup> [14]. Esta tecnología también se basa en usar la onda acústica en un sólido, permitiendo fabricar filtros de reducido tamaño. Además, esta tecnología permite manejar mayores potencias, tener pocas derivas con la temperatura y ser totalmente compatible con la tecnología estándar de circuitos integrados [12]. Todo esto hace que esta tecnología rápidamente vaya ganando adeptos en diferentes ámbitos como en los dispositivos móviles.

### **1.1.- Objetivos**

En este apartado se plantearán los objetivos principales de este estudio y una serie de sub-objetivos para poder llevar a cabo los principales.

Los objetivos de este proyecto son:

- Diseño de un filtro banda eliminada implementado mediante tecnología BAW para eliminar la banda de Wi-Fi (2.4-2.5 GHz) interferente en dispositivos WiMAX a partir de una estructura y especificaciones de un filtro real.

---

<sup>4</sup> Bulk Acoustic Wave

- Análisis del efecto que tienen los diferentes parámetros de fabricación sobre la estructura para ver si es interesante una mejora en los procesos de fabricación.

Para llevar a cabo estos objetivos se ha tenido que pasar por las siguientes fases:

- Compresión de la tecnología BAW.
- Análisis del modelo de los resonadores implementados con esta tecnología y sus parámetros.
- Justificación de la estructura de filtro.

### **1.2.- Contenido**

Para poder alcanzar estos objetivos, este proyecto ha sido dividido en 8 capítulos de la siguiente manera:

- Capítulo 1: En este capítulo se introduce el ámbito de estudio del presente proyecto. Se establecen los objetivos y sub-objetivos necesarios para realizar el estudio. También se explica la estructura general del proyecto y como está dividido.
- Capítulo 2: En este capítulo se introducen conceptos básicos para entender el proyecto y tiene dos partes perfectamente diferenciables. La primera, donde se introduce la tecnología BAW explicando principios en los que se basa para su funcionamiento y diferentes estructuras de resonadores y filtros existentes. En la segunda parte se hace una introducción a la tecnología WiMAX explicando las características de esta tecnología.
- Capítulo 3: Dentro de este capítulo se introducirá el modelo de Butterworth Van-Dyke. Éste es un modelo usado para analizar eléctricamente un resonador implementado con esta tecnología. También se verá como se modifica el modelo básico hasta llegar al modelo que se usará a lo largo de este estudio.
- Capítulo 4: En este breve capítulo se mostrarán las especificaciones que ha de cumplir el filtro. Se verá la estructura del filtro implementado mediante tecnología BAW a estudiar y como llegar a esta estructura a partir de un filtro Chebyshev de banda eliminada de orden 3. Se explicarán los parámetros de fabricación, de diseño y del modelo y como están relacionados entre ellos.

Finalmente se explicará el método de optimización usado para realizar este estudio.

- Capítulo 5: A lo largo de este capítulo se mostrarán las diferentes optimizaciones de la estructura. En concreto se verán tres estructuras diferenciadas por sus diferentes restricciones de optimización y sus diferentes especificaciones alcanzadas.
- Capítulo 6: Dentro de este capítulo se hará un estudio del efecto que tiene sobre la estructura el variar individualmente algunos de los parámetros del modelo.
- Capítulo 7: En este capítulo se hará un estudio más completo al variar conjuntamente los dos parámetros más significativos del capítulo anterior. Se verá la tendencia que tiene el comportamiento de un resonador al variar los dos parámetros. También se mostrarán estos efectos en el filtro.
- Capítulo 8: Éste es el último capítulo donde se encontraran las conclusiones del trabajo y las posibles líneas futuras de trabajo.

Además de estos 8 capítulos se le ha añadido un apéndice para complementar algunos de los capítulos anteriores:

- Apéndice A: En este apéndice se encuentran los valores de los diferentes parámetros de diseño para obtener las estructuras estudiadas.



## Capítulo 2

### Conceptos teóricos de la tecnología BAW y WiMAX

---

A continuación se hará una introducción de la tecnología BAW y uno de sus ámbitos de actuación, en concreto el que afecta a este proyecto, las redes WiMAX. No se entrará en mucho detalle sobre la tecnología; se harán explicaciones de conceptos básicos para llegar a entender cómo se ha desarrollado este proyecto. También se tratará superficialmente la tecnología WiMAX y sus características.

#### 2.1.- Tecnología BAW

Dentro de este primer bloque se explicará en qué consiste la tecnología BAW. En primer lugar, se explicarán los conceptos básicos de ésta, y seguidamente, los tipos de resonadores y las diferentes estructuras de filtros BAW.

##### 2.1.1.- Resonador BAW

Un resonador piezoeléctrico en el que se genera una onda acústica estacionaria vertical en el propio material piezoeléctrico se le conoce como resonador *Bulk Acoustic Wave* (BAW). Como se puede ver en la Figura 1, la estructura de un resonador BAW no difiere mucho de la de un condensador de placas paralelas. Únicamente cambia la lámina de material dieléctrico entre las placas metálicas (electrodos) por una lámina de materiales piezoeléctricos. Estos materiales se verán más adelante.

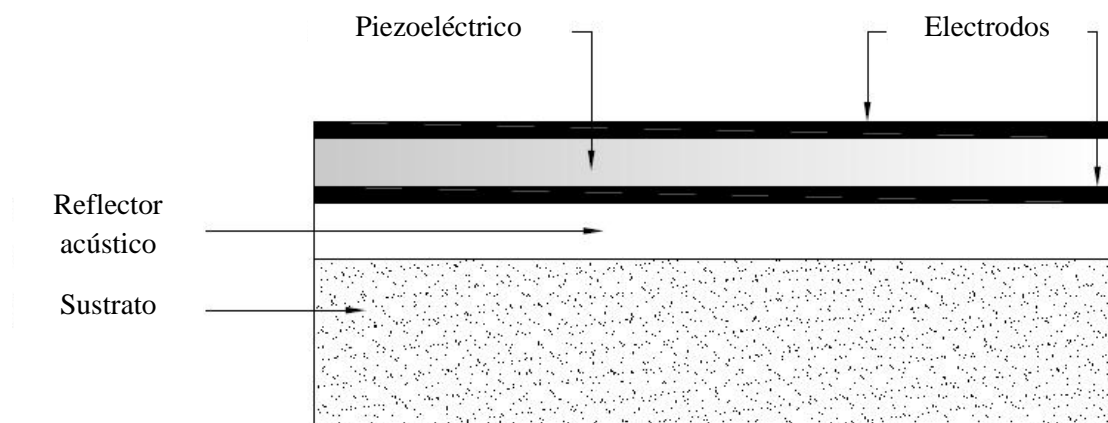


Figura 1: Estructura básica de un resonador BAW [15]



El resonador está contenido encima de un sustrato de silicio y, para que la mayor parte de la onda acústica quede confinada dentro del resonador se introduce un reflector acústico entre el resonador y el sustrato. El método de aislamiento entre el resonador y el sustrato define el tipo de resonador que es. Más adelante en este mismo capítulo se explicarán los diferentes tipos de resonadores.

En general, la frecuencia de resonancia de un resonador con electrodos infinitesimales está determinada cuando el grosor del material piezoeléctrico equivale a la mitad de la longitud de onda ( $\lambda/2$ ). Aunque no es tan simple ya que está también afectada por el grosor de los electrodos y capas adicionales en las que se almacena energía mecánica.

### **2.1.2.- Materiales piezoeléctricos**

La manera más directa de generar una onda acústica es mediante los materiales piezoeléctricos. Debido a su propiedad de transducción entre el mundo eléctrico y el mundo acústico, estos materiales son una de las partes más importantes de estos resonadores. La piezoelectricidad es un fenómeno que aparece en ciertos materiales que al aplicarles una tensión mecánica, su polarización eléctrica cambia generándose un campo eléctrico (aparición de cargas en las superficies del material). Este fenómeno también se presenta a la inversa, si se le aplica un campo eléctrico al material, éste se deforma por la aparición de tensiones mecánicas [16].

Existen varios materiales piezoeléctricos y en este apartado se introducirán y compararan los más comunes para esta tecnología.

Los materiales más comunes son:

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

Las comparaciones se harán mediante unos parámetros intrínsecos de los propios materiales piezoeléctricos. A continuación se revisarán estos parámetros, aunque las comparaciones entre estos materiales se pueden ver más detalladas en la Tabla 2 ya que contienen valores numéricos reales.

Uno de los parámetros más importantes es el coeficiente de acoplo piezoeléctrico ( $k_t^2$ ), ya que cuantifica en qué grado la energía es intercambiada entre los dominios eléctrico y mecánico. Este parámetro es muy importante ya que tiene relación directa con el ancho de banda y las prestaciones de nuestro filtro como veremos más adelante. En este aspecto, el mejor material de los tres es, con diferencia, el PZT, seguido del ZnO y AlN.

El segundo parámetro es la velocidad de propagación del sonido ( $v_L$ ) dentro del material piezoeléctrico en dirección longitudinal. Este parámetro define el grosor de la capa piezoeléctrica, por lo tanto a menores velocidades del sonido se obtendrán capas más finas para obtener la resonancia deseada. Es un parámetro bastante significativo en términos de tamaño del componente. PZT y ZnO son mejores respectivamente al AlN.

Otro parámetro es la constante dieléctrica ( $\epsilon_r$ ). La impedancia del resonador está determinada por su tamaño, el grosor de la capa piezoeléctrica y su constante dieléctrica. Una constante dieléctrica mayor significa que se puede reducir el tamaño del resonador para obtener la misma impedancia, factor significativo en la adaptación. En este aspecto AlN y ZnO son prácticamente iguales pero PZT es muy superior a éstos.

El siguiente parámetro son las pérdidas intrínsecas del material, las cuales limitarán las prestaciones de los filtros. PZT tiene unas pérdidas muy altas para muchas de las aplicaciones, en cambio el AlN y ZnO tienen unas pérdidas suficientemente bajas para tener un buen rendimiento en este aspecto.

Finalmente tenemos el coeficiente de temperatura. La capa de material piezoeléctrico fija la resonancia y ésta es susceptible a las derivas por temperatura. AlN tiene un coeficiente bastante más menor que el ZnO.

Aunque a primera vista pareciese que el Nitrato de Aluminio no sea el material ideal

Material	AlN	ZnO	PZT
$k_t^2$ (%)	6.5	7.5	8 – 15
$v_L$ (m/s)	10400	6350	4000 - 6000
$\epsilon_r$	9.5	9.2	80 - 400
Pérdidas intrínsecas	Muy bajas	Bajas	Altas, incrementan con la frecuencia
Compatibilidad CMOS	Si	No	Nunca

Tabla 2: Ejemplo de propiedades de algunos materiales piezoeléctricos [13]

para la tecnología BAW, éste tiene unas prestaciones aceptables, presenta el mejor compromiso entre rendimiento y manufacturabilidad y es el único de los tres compatible con la tecnología CMOS<sup>5</sup>. Por todo esto el Nitruro de Aluminio es el material más utilizado para hacer estos resonadores actualmente.

### 2.1.3.- Impedancia eléctrica de un resonador BAW

Hasta ahora se ha explicado las partes más importantes de un resonador y algunas propiedades de estas. En este punto se explicará el comportamiento de la impedancia de la estructura.

Sin entrar en detalles, la impedancia de un resonador BAW sin electrodos viene expresada según [17] por,

$$Z = \left( \frac{1}{j\omega C} \right) \left( 1 - k_t^2 \frac{\tan\left(\pi \frac{fd}{V_p}\right)}{\pi \frac{fd}{V_p}} \right) \quad (1.1)$$

donde  $f$  es la frecuencia,  $V_p$  es la velocidad de propagación,  $d$  es el grosor de la lámina,  $C$  es la capacidad del resonador, y  $k_t^2$  es el coeficiente de acoplamiento piezoeléctrico.

La respuesta de la impedancia en función de la frecuencia de un resonador BAW, tal y

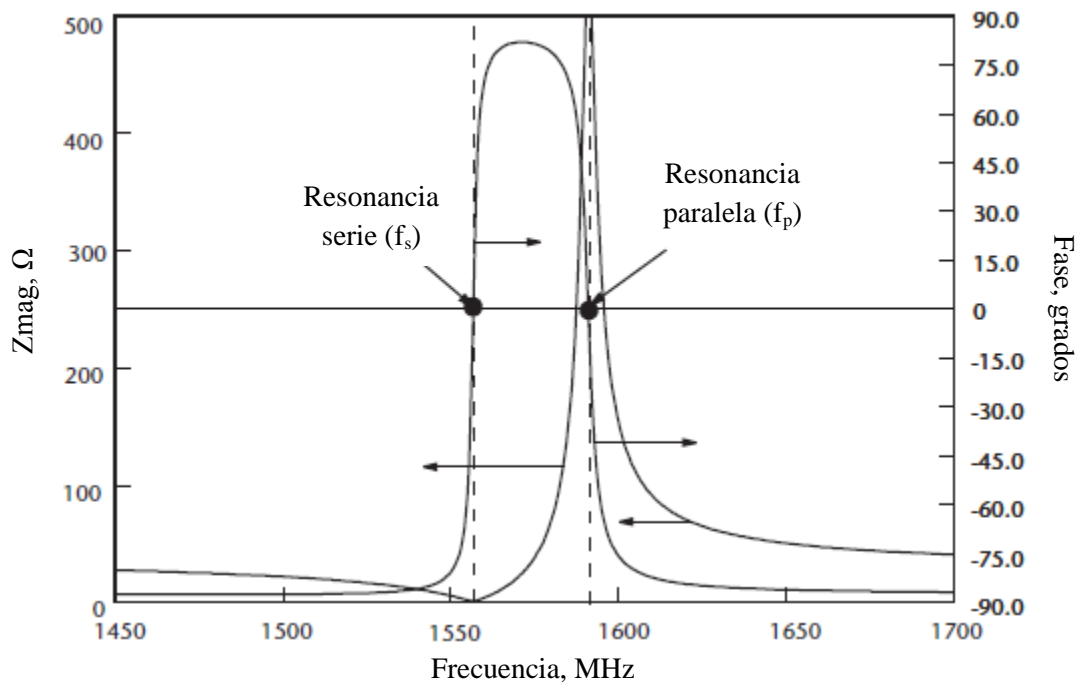


Figura 2: Respuesta de la impedancia característica de un resonador BAW [17]

<sup>5</sup> Complementary Metal–Oxide–Semiconductor

como se ve en la Figura 2, dispone de dos frecuencias especialmente importantes: la frecuencia de resonancia ( $f_r$ ) o frecuencia de resonancia serie ( $f_s$ ) y la frecuencia de anti-resonancia ( $f_a$ ) o frecuencia de resonancia paralela ( $f_p$ ). También se ha de comentar que la fase de la impedancia en estas dos frecuencias es nula como se puede ver en la Figura 2, cambiando el comportamiento del resonador de capacitivo a inductivo ( $90^\circ$ ) en  $f_s$  y de inductivo a capacitivo ( $-90^\circ$ ) en  $f_p$ . El principal valor de un resonador piezoeléctrico es el comportamiento como inductancia de gran calidad entre estas dos frecuencias con altos factores de calidad (Q), aunque sea solamente durante un pequeño margen frecuencial [17].

En la frecuencia de resonancia paralela la impedancia característica del resonador tiende a infinito. Esta frecuencia se puede conseguir de (1.1) de la siguiente manera:

$$Z \rightarrow \infty \Rightarrow \tan\left(\pi \frac{fd}{V_p}\right) \rightarrow \infty \Rightarrow \pi \frac{fd}{V_p} = \frac{\pi}{2} \Rightarrow f_p = \frac{V_p}{2d} \quad (1.2)$$

De esta manera, con (1.2) se puede observar que la frecuencia de resonancia paralela viene determinada por la velocidad de propagación de la onda acústica en la capa de material piezoeléctrico y por el grosor de esta capa.

La frecuencia de resonancia serie se obtiene cuando la impedancia característica del resonador es cero como se puede ver en la figura 2-A. Si reescribimos (1.1) con (1.2) y le añadimos la condición de que la impedancia sea cero se puede obtener la relación entre las dos frecuencias de la siguiente manera:

$$Z \rightarrow 0 \Rightarrow k_t^2 \frac{\tan\left(\frac{\pi f}{2 f_p}\right)}{\frac{\pi f}{2 f_p}} = 1 \Rightarrow k_t^2 = \frac{\pi f_s}{2 f_p} \frac{1}{\tan\left(\frac{\pi f_s}{2 f_p}\right)} \quad (1.3)$$

La ecuación (1.3) muestra que el parámetro de acoplamiento piezoeléctrico, el cual se ha explicado anteriormente, está directamente relacionado con el espaciado entre las dos frecuencias. Este espaciado se ve modificado cuando se tienen en consideración los electrodos y capas adicionales del resonador, en la mayoría de los casos estas capas adicionales reducen este espaciado. Debido a la modificación del espaciado al tener en cuenta características de la estructura del resonador se introduce el coeficiente de acoplamiento efectivo ( $k_{eff}^2$ ), un parámetro equivalente a  $k_t^2$ . Aunque son similares es importante diferenciarlos. El coeficiente de acoplamiento piezoeléctrico forma parte de

las propiedades de un material; hay materiales mejores y materiales peores en este aspecto. En cambio el coeficiente de acoplamiento efectivo forma parte de las propiedades de un dispositivo, en este caso un resonador, que tiene en cuenta el efecto de los electrodos y capas adicionales. Este nuevo parámetro se calcula de la misma manera que  $k_t^2$  [17] [18]:

$$k_{eff}^2 = \frac{\pi f_s}{2 f_p} \frac{1}{\tan\left(\frac{\pi f_s}{2 f_p}\right)} \quad (1.4)$$

Existen otras definiciones para este parámetro, sin embargo esta es la definición estándar del IEEE.

#### **2.1.4.- Tipos de resonadores**

Básicamente existen dos tipos de resonadores BAW diferenciados por la forma de implementarlos físicamente, en concreto a la hora de aislar el resonador del sustrato.

El primer es conocido como resonador tipo membrana o FBAR<sup>6</sup> y se muestra en la Figura 3. Este tipo consiste en la fabricación del resonador manteniéndolo suspendido encima de una fina capa de aire [19]. Gracias a esta capa de aire, como la impedancia acústica del aire es mucho menor que la del sustrato, del orden  $10^5$  veces más pequeña, la mayoría de la energía acústica (99 %) se mantiene dentro del resonador.

Este tipo de resonador alcanza factores de calidad elevados además de requerir un número de capas o deposiciones muy reducido, este hecho permite disminuir mucho los costes de fabricación.

El principal problema de este tipo de resonador es que es muy frágil. Las tensiones mecánicas que sufren las capas pueden llegar a deformar la membrana causando un mal

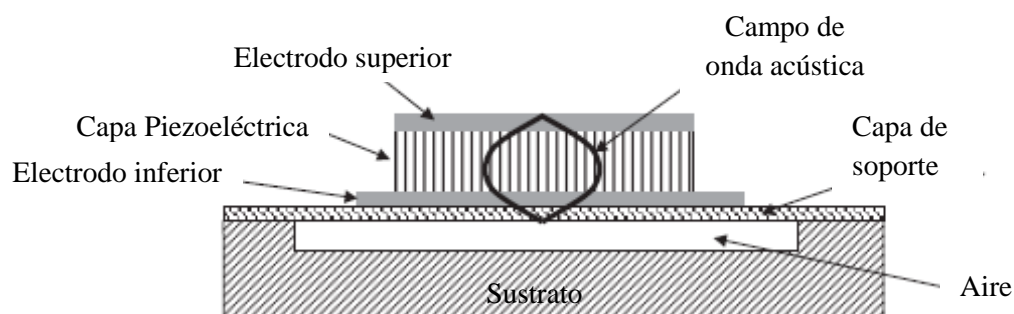


Figura 3: Corte longitudinal de un FBAR [13]

<sup>6</sup> Film Bulk Acoustic Resonator

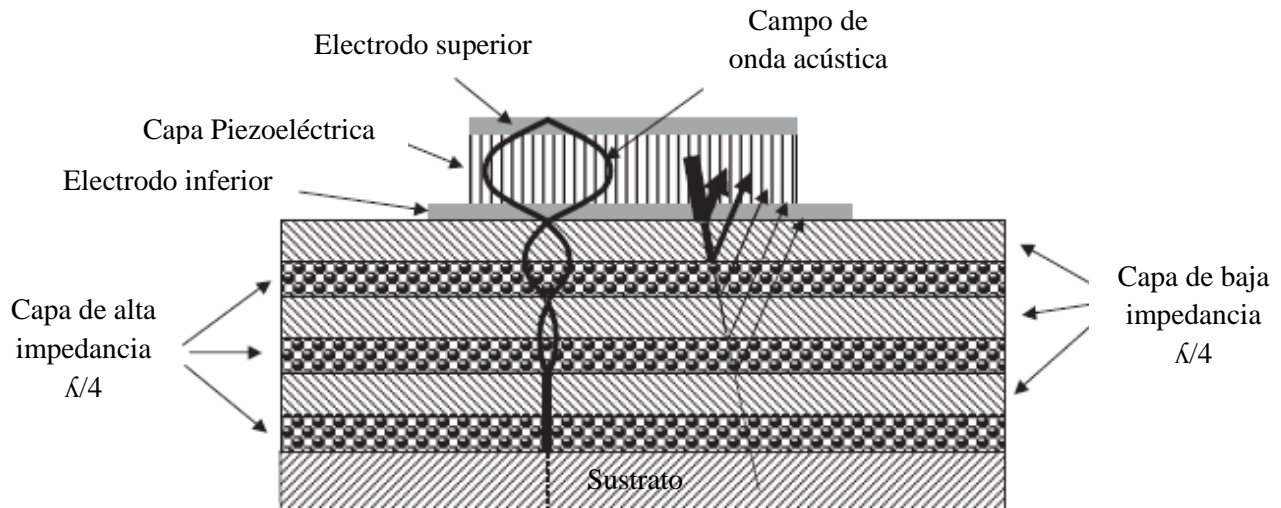


Figura 4: Corte longitudinal de un SMR [13]

comportamiento del dispositivo o incluso llegando a romper la estructura. Esto hace que se necesite tener especial cuidado a la hora del embalaje y encapsulamiento. Otro problema añadido es que la capa de aire aislante, al ser mal conductor térmico, no permite una dispersión eficiente del calor entre el resonador y el sustrato. Este hecho hace que la habilidad de manejar altas potencias se vea reducida [13].

El otro tipo de resonador existente es SMR<sup>7</sup> que tiene una estructura igual a la que aparece en la Figura 4. La diferencia entre estos dos tipos de resonadores reside en la forma de aislar acústicamente el resonador del sustrato. En éstos se fabrica un espejo acústico entre el sustrato y el resonador. Una manera de fabricación eficiente es alternando varias capas de alta impedancia acústica con capas de baja impedancia acústica con un grosor de cada capa de  $\lambda/4$  de la frecuencia deseada. Si la relación entre las impedancias de estas dos capas es alta, a partir de tres pares de capas ya se obtienen buenos resultados [13]. Una buena combinación de materiales para obtener esta alta relación entre impedancias en los espejos es tungsteno como capa de baja impedancia con una resistividad acústica de  $54.17 \cdot 10^5 \frac{g}{cm^2s}$  [20], y óxido de silicio como capa de alta impedancia con una resistividad acústica de  $8.25 \cdot 10^5 \frac{g}{cm^2s}$  [20].

Este tipo de resonador tiene la ventaja de tener una robustez mucho mayor que el tipo FBAR. No hay ningún problema de daños mecánicos sobre la estructura con ninguno de los procesos estándar de encapsulación así como con las tensiones mecánicas que sufren las capas. Otra ventaja es que puede llegar a manejar potencias mayores, ya que estas capas reducen considerablemente la resistividad térmica en comparación con el aire. No

<sup>7</sup> Solidly Mounted Resonator

obstante, la fabricación de estos resonadores requieren de más capas o deposiciones, este hecho hace que aumenten los costes en los procesos de fabricación.

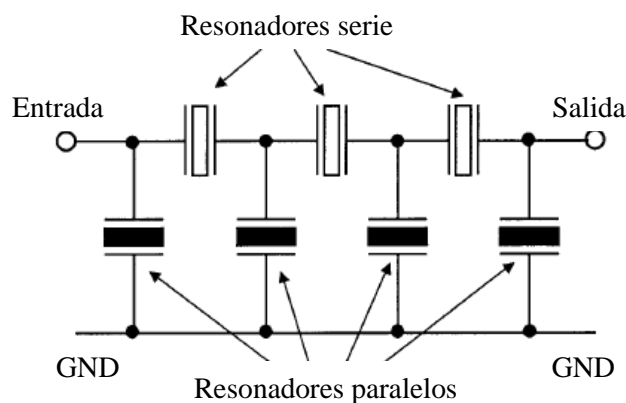
### **2.1.5.- Estructuras de filtros Bulk Acoustic Wave**

Los filtros BAW consisten en la interconexión entre varios resonadores BAW. Esta unión puede llevarse a cabo mediante una unión eléctrica o una unión acústica. Dependiendo del tipo de unión se puede diferenciar entre dos grupos distintos con diferentes estructuras dentro de cada grupo como se indica a continuación [13].

- Filtros acoplados eléctricamente:
  - Filtros ladder o en escalera
  - Filtros lattice
- Filtros acoplados acústicamente:
  - Filtros apilados (SCF<sup>8</sup>)
  - Filtros acoplados (CRF<sup>9</sup>)

#### **2.1.5.1.- Filtros ladder**

Este tipo de filtros están formados por dos grupos de resonadores, los resonadores serie y los resonadores paralelos. Los términos serie y paralelo no tienen nada que ver con las frecuencias de resonancia serie o paralela, son para indicar como están dispuestos en la



**Figura 5:** Filtro ladder de tres etapas y media [13]

<sup>8</sup> Stacked Crystal Filters

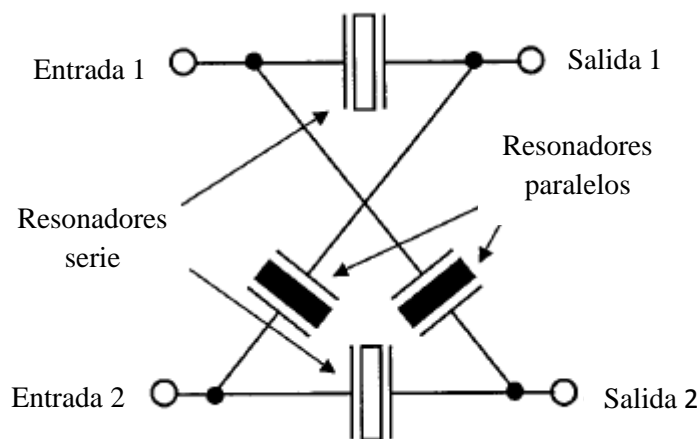
<sup>9</sup> Coupled Resonator Filters

estructura del filtro como se puede ver en la Figura 5.

Normalmente todos los resonadores serie tienen la misma frecuencia de resonancia serie, así como los resonadores paralelos tienen la misma frecuencia de resonancia paralela. A un resonador serie conectado con uno paralelo se le llama etapa, de esta manera se puede decir que un filtro en escalera está formado por la interconexión de varias etapas o medias etapas. La frecuencia central del filtro coincide con la frecuencia de resonancia serie de los resonadores serie. Se acostumbra a desintonizar las frecuencias paralelas de los resonadores paralelos para aproximarlas a la frecuencia de resonancia serie de los resonadores serie. Esta desintonación permite que a la frecuencia de resonancia del filtro, la impedancia de los resonadores serie es próxima a cero y la impedancia de los resonadores paralelos es máxima cortando el paso hacia masa, obteniendo la máxima transferencia de potencia a la salida del filtro. La respuesta de este tipo de filtros es paso banda y tiene dos ceros limitando la banda de paso debido a la frecuencia de resonancia paralela de los resonadores serie y a la frecuencia de resonancia serie de los resonadores paralelos consiguiendo filtros muy selectivos aunque con unas bandas atenuantes no muy buenas. Se le puede añadir más etapas para aumentar este rechazo fuera de banda, pero el aumento del número de etapas incrementa las pérdidas de inserción [13] [17].

#### **2.1.5.2.- Filtros Lattice**

Este otro tipo de estructura es especialmente interesante para implementarlo con filtros BAW para aplicaciones que requieran de un filtro balanceado, aunque fuera de este entorno, señales no balanceadas o con errores de fase no serán bien filtradas. Dentro de



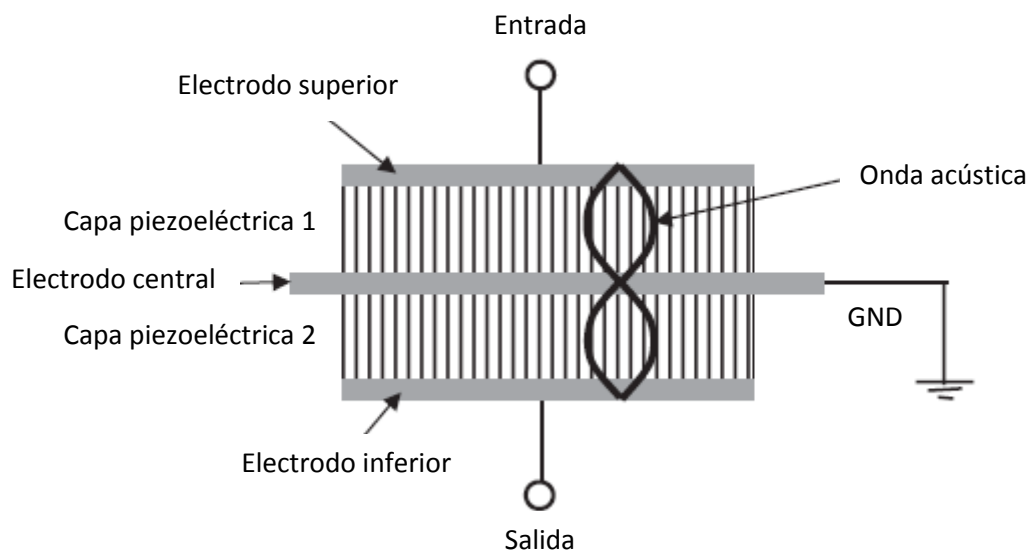
**Figura 6: Estructura de un filtro lattice**



cada etapa de un filtro con esta estructura se encuentran dos resonadores series y dos resonadores paralelos conectados entre sí de la manera que se puede observar en la figura 6. Estos filtros tienen una respuesta fuera de banda mejor que los del tipo ladder, pero no presentan los ceros de transmisión por lo tanto su selectividad no es tan elevada [13].

### **2.1.5.3.- Filtros con resonadores apilados (SCF)**

Hasta ahora se han explicado los filtros pertenecientes al grupo de eléctricamente acoplados. Este tipo de filtro esta dentro del grupo de filtros acoplados acústicamente. Estos filtros permiten alcanzar unas excelentes atenuaciones en la banda de rechazo y son especialmente útiles para aplicaciones que necesitan de filtros con bandas de paso estrechas como serian los dispositivos de GPS<sup>10</sup>, un ejemplo de filtro en este ámbito se encuentra en [21]. En la figura 7 se puede apreciar que este tipo de filtros requieren de dos capas de material piezoeléctrico y 3 electrodos. El electrodo de en medio debe de estar conectado a masa mientras que el superior y el inferior se utilizan para la entrada y salida de la señal. El electrodo central sirve de barrera eléctrica para que el campo eléctrico de la entrada no interfiera con la salida, y solo a la frecuencia de resonancia habrá transferencia de energía entre la entrada y la salida gracias a la onda acústica. Si se requieren mayores selectividades o rechazos fuera de banda se pueden conectar en cascada varias de estas secciones básicas. Este tipo de filtros son más difíciles de fabricar ya que requieren de dos capas de material piezoeléctrico con un perfecto



**Figura 7: Estructura de un SCF [13]**

<sup>10</sup> Global Positioning System

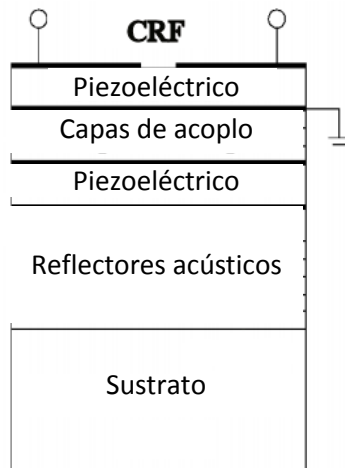


Figura 8: Estructura de un CRF [22]

control sobre sus grosores. Además en este tipo de filtros tienen ciertos modos no deseados y se recomienda apilarlos sobre espejos acústicos como las estructuras SMR para eliminar eficientemente estos modos no deseados [13] [22]. Para más información de cómo eliminar estos modos con espejos acústicos se dispone de la referencia [23].

#### **2.1.5.4.- Filtros con resonadores acoplados (CRF)**

Estos filtros también están englobados dentro del grupo acústicamente acoplados. Estos filtros son una extensión de los SCF que solucionan el problema del reducido ancho de banda de que disponen y tienen la estructura mostrada en la Figura 8. Estos filtros se basan en apilar dos resonadores y reducir el acoplamiento existente entre ellos mediante unas capas intermedias para que actúen como resonadores independientes. Estos como mínimo requieren de dos capas piezoeléctricas, cuatro electrodos y un número determinado de capas de acoplo, aunque como en los filtros anteriores se recomienda usar espejos acústicos para eliminar los modos no deseados.

Este tipo de filtros tienen la ventaja de poder controlar su ancho de banda máximo mediante estas capas de acoplo proporcionando más flexibilidad. Otra ventaja es que puede trabajar tanto con señales balanceadas como no balanceadas e incluso ejercer la función de balun [13] [22].

## **2.2.-WiMAX**

WiMAX es una tecnología impulsada por WiMAX FORUM (agrupación de compañías del sector informático y comunicaciones de todo el mundo) basada en el estándar IEEE

802.16, el cual da acceso inalámbrico a la banda ancha en alternativa al ADSL y al cable. Esta tecnología, a diferencia de otras tecnologías inalámbricas de banda ancha que sólo pueden funcionar con LOS<sup>11</sup>, ha sido optimizada para tener una excelente cobertura en condiciones de NLOS<sup>12</sup>. Permitirá conectividad de banda ancha en uso fijo o móvil sin necesidad de visión directa con la estación base tal y como se ve en la figura 9.

Alcanza velocidades de más de 100 Mbps en un canal de ancho de banda de 28 MHz (rango de 11 a 66 GHz) y puede llegar a los 70 Mbps en el rango de frecuencias más bajo (frecuencias menores a 11 GHz). Normalmente su rango de frecuencias está por debajo de los 11 GHz.

La red de WiMAX se ha construido con productos inalámbricos de avanzadas tecnologías que contrarrestan los efectos de interferencia con otros sistemas, como Wi-Fi, con el fin de ofrecer un servicio mejor. Algunas de las características principales que incorpora el estándar son:

- Usa acceso múltiple por división frecuencial ortogonal (OFDMA<sup>13</sup>) como modulación; la misma modulación empleada para la televisión digital, por lo que está suficientemente demostrado su buen funcionamiento.
- Soporte para tecnologías de antenas inteligentes que mejoran la eficiencia y la cobertura. Estas antenas son propias de las redes celulares de 3G. Estas antenas inteligentes emiten un haz muy estrecho que se puede ir moviendo, electrónicamente, para enfocar siempre al receptor. Esto evita las interferencias entre canales adyacentes y se consume menos potencia al ser un haz más concentrado
- Incluye mecanismos de modulación adaptativa, mediante los cuales la estación

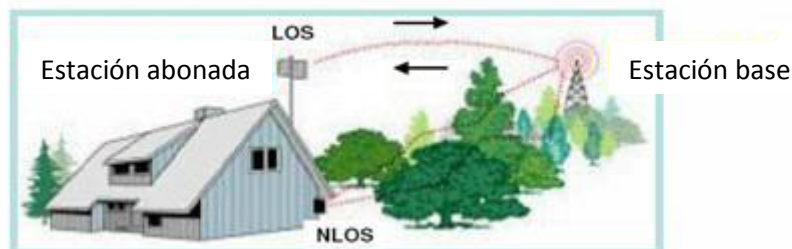


Figura 9: Ejemplo de LOS y NLOS [24]

<sup>11</sup> Line Of Sight

<sup>12</sup> Non Line Of Sight

<sup>13</sup> Orthogonal Frequency Division Multiplexing

base y el equipo de usuario se conectan utilizando la mejor de las modulaciones posibles, en función de las características del enlace radio

- Soporta varios cientos de usuarios por canal, con un gran ancho de banda y es adecuada tanto para tráfico continuo como a ráfagas, siendo independiente de protocolo (IP<sup>14</sup>, Ethernet, ATM<sup>15</sup>...) y soporta múltiples servicios simultáneamente ofreciendo Calidad de Servicio (QoS<sup>16</sup>) en 802.16e, por lo cual resulta adecuado para voz sobre IP (VoIP<sup>17</sup>), datos y vídeo.

En la Tabla 3 se muestran algunas las características teóricas de las redes de WiMAX según la variación del estándar que se use. Se observa como el sistema fijo es el más rápido y que, a medida que el receptor se vuelve móvil o pierde visibilidad directa con la estación base, la velocidad de transmisión va disminuyendo. También se muestran los tipos de modulaciones empleados según la banda en la que se encuentre y, según el entorno en el que se encuentre el dispositivo.

Dentro del espectro de uso de esta tecnología, existe un sistema, Mobile WiMAX basado en el estándar 802.16e. Este sistema permite el uso de WiMAX en los móviles el cual no se contemplaba en las redes WiMAX originales ya que no tenían las características necesarias [2].

Este sistema, usa unas franjas frecuenciales que no son iguales para todas las regiones del mundo. En la Tabla 4 se muestra en que zona frecuencial trabaja típicamente Mobile WiMAX dependiendo en que región del planeta se encuentre. Además el grupo

Estándar	Espectro	Funcionamiento	Tasa de bit	Modulación	Movilidad
<b>802.16</b>	10 – 66 GHz	LOS	32 - 134 Mbit/s	QPSK <sup>18</sup> , 16QAM <sup>19</sup> y 64QAM	Sistema fijo
<b>802.16a</b>	< 11 GHz	NLOS	Hasta 75 Mbit/s	OFDM con 256 subportadoras QPSK, 16QAM, 64QAM	Sistema fijo
<b>802.16e</b>	< 6 GHz	NLOS	Hasta 15 Mbit/s	OFDM con 256 subportadoras QPSK, 16QAM, 64QAM	Sistema Móvil

Tabla 3: Características de WiMAX según el estándar [25]

<sup>14</sup> Internet Protocol

<sup>15</sup> Asynchronous Transfer Mode

<sup>16</sup> Quality Of Service

<sup>17</sup> Voice Over IP

<sup>18</sup> Quadrature Phase Shift Keying

<sup>19</sup> Quadrature Amplitude Modulation

Región	Banda frecuencial
Asia-Pacífico	2.3 GHz
América	2.5 GHz
Unión Europea	5.5 GHz

Tabla 4: Comparativa de bandas frecuenciales típicas de trabajo según la región

WiMAX Forum y compañías fabricantes de dispositivos WiMAX están considerando una versión de Mobile WiMAX trabajando en la zona de 700 MHz.

Más información de WiMAX aparece en las referencias [25] y para WiMAX mobile en concreto en las referencias [26].

### **2.3.- Conclusiones**

Dentro de este capítulo se ha introducido la problemática existente en la convivencia del sistema Wi-Fi y WiMAX, la aparición de interferencias de un sistema a otro. También se comenta que la solución para este problema es añadir filtros de alta selectividad para eliminar la banda no deseada. Este estudio se basa en un filtro de banda eliminada para eliminar la banda de Wi-Fi que interfiere en una zona de trabajo del sistema WiMAX.

Para poder alcanzar estos objetivos, se ha introducido la tecnología BAW, que se basan en la capacidad de trabajar sobre ondas acústicas en vez de ondas electromagnéticas, sus resonadores y las distintas topologías de filtros BAW. Las características de esta tecnología permiten hacer filtros de gran calidad y de un tamaño muy reducido; esto hace que últimamente sea una tecnología muy usada en el ámbito de las comunicaciones móviles y que rápidamente gane más adeptos en otros ámbitos, como el caso de este estudio, en redes WiMAX. También se ha introducido la tecnología WiMAX con sus características principales y las comparaciones entre las distintas bandas frecuenciales de trabajo. Con este capítulo se cumple la primera fase de los objetivos.

Una vez introducido las bases para entender mejor este estudio, en el siguiente capítulo se introducirá y explicará el modelo Butterworth Van-Dyke, el cual modela el comportamiento eléctrico de los dispositivos BAW. Para aproximar más a la realidad el comportamiento de los resonadores una serie de variaciones del modelo serán presentadas. El estudio se ha llevado a cabo con una variación de este modelo.

## Capítulo 3

### Modelado de resonadores BAW

---

---

Existen varios modelos de resonadores BAW y en este capítulo se nombrarán varios aunque solo se explicará el modelo para representar este tipo de resonadores que se ha utilizado en el presente estudio.

Los modelos más usados para estudiar estos tipos de resonadores son el modelo de Mason [15] [27] [28] y el modelo de Butterworth Van-Dyke (BVD<sup>20</sup>) [13] y sus variantes [30]. También existen modelos en dos y tres dimensiones como el modelo FEM<sup>21</sup> que utiliza métodos de elementos finitos para analizar la estructura. Para más información de modelos FEM mirar referencias [29]. El primero, el modelo de Mason, es un modelo unidimensional que modela eficientemente el comportamiento físico de la estructura de cualquier resonador BAW. Está basado en las ecuaciones de líneas de transmisión y necesita todos los groesos de todas las capas y las características de todos los materiales que componen el resonador. Este modelo resulta muy bueno a la hora de modelar las diferentes capas usadas para los resonadores SMR. El otro modelo es el de Butterworth Van-Dyke, más conveniente para la caracterización y diseño de resonadores BAW ya que solamente utiliza elementos circuitales. Originalmente fue creado para modelar eléctricamente el comportamiento de los cristales de cuarzo. Es una simplificación del modelo de Mason. Así se obtiene un modelo eléctrico equivalente a un resonador BAW y es ideal para diseñar filtros con este tipo de resonadores. Existen variantes de este para adaptarse al modelado de un resonador según interese.

A lo largo de este capítulo se explicará el modelo de los resonadores BAW empleado para hacer este estudio. Se partirá del modelo básico de BVD y se mostrarán las modificaciones necesarias para aproximar el comportamiento del modelo aún más a la realidad. Estas modificaciones modelan ciertos efectos negativos que no contempla el

---

<sup>20</sup> Butterworth Van-Dyke

<sup>21</sup> Finite element method

modelo básico. También se clasificarán y mostrarán los diferentes parámetros pertenecientes tanto al modelo básico como al modificado.

Dentro de las estructuras a estudiar, existen tres tipos diferentes de parámetros:

- Los parámetros de fabricación.
- Los parámetros de diseño.
- Los parámetros del modelo.

Los parámetros de fabricación, como su propio nombre indica, vienen determinados por los procesos de fabricación, son fijos dentro del modelo y determinan las características de los resonadores. Los parámetros de diseño afectan directamente a la respuesta de los resonadores y, por lo tanto, a la del filtro. Estos parámetros serán los que se variarán mediante el proceso sistemático de optimización para llegar a una respuesta óptima que cumpla las restricciones pertinentes en cada caso. Por último están los parámetros del modelo que son las variables con las cuales se identifican las partes o componentes del modelo. En algunos casos los parámetros de fabricación son directamente los del modelo.

### **3.1.-Modelo de Butterworth Van-Dyke**

Como se ha dicho, el modelo BVD es un modelo simplificado de Mason con el que se obtiene un modelo eléctrico equivalente de un resonador BAW y permite modelar de manera muy precisa cualquier resonador de esta tecnología.

Los parámetros del modelo en esta estructura son  $R_a$ ,  $L_a$ ,  $C_a$  y  $C_o$  como se puede observar el modelo BVD básico con pérdidas de la Figura 10. El modelo está dividido en dos ramas. En primer lugar, la rama acústica que contiene los parámetros  $R_a$ ,  $L_a$  y  $C_a$ , donde la inductancia y la capacitancia modelan la resonancia acústica y la resistencia modela la atenuación acústica a causa del material piezoeléctrico y de los electrodos. En segundo lugar, encontramos la rama eléctrica con el parámetro  $C_o$ , que

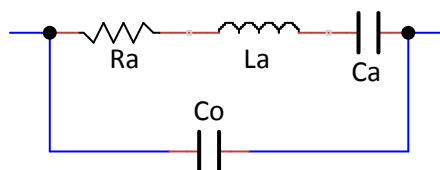


Figura 10: Esquema BVD básico con pérdidas

modela la capacidad eléctrica del resonador y que está directamente relacionada con la geometría del resonador y las características del piezoeléctrico.

En el anterior capítulo se habían remarcado dos frecuencias importantes dentro del comportamiento de la impedancia característica de estos resonadores: la frecuencia de resonancia serie y la frecuencia de resonancia paralela.

$$f_s = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{L_a C_a}} \quad (2.1)$$

$$f_p = f_s \sqrt{\frac{C_a + C_o}{C_o}} \quad (2.2)$$

$$Q|_{f,BVD} = \frac{2\pi f L_a}{R_a} \quad (2.3)$$

No se hará ninguna explicación sobre éstas en esta sección pero si las relaciones que tienen con los parámetros del modelo según [31] las cuales se encuentran en las ecuaciones (2.1) y (2.2). Otro factor importante del modelo es el factor de calidad de la estructura, la relación del cual con los parámetros del modelo según [31] viene determinada por la ecuación (2.3).

Los parámetros de fabricación de la estructura son el coeficiente de acoplo piezoeléctrico ( $K_{\text{eff}}^2$ ) y el factor de calidad acústica ( $Q$ ) de la estructura. Estos parámetros no se ven en el modelo pero están relacionados directamente con los parámetros del modelo las cuales se verán a lo largo de este apartado.

Finalmente los parámetros de diseño del modelo son dos. La capacidad estática del resonador ( $C$ ), y la frecuencia de resonancia serie ( $f_s$ ). Estos tampoco se muestran directamente en el modelo, aunque también están relacionados con los parámetros del

Parámetro	Tipo de parámetro	Descripción	Unidades
$C$	Diseño	Capacidad estática del resonador	[F]
$f_s$	Diseño	Frecuencia de resonancia serie	[Hz]
$K_{\text{eff}}^2$	Fabricación	Coeficiente de acoplo piezoeléctrico	[-]
$Q$	Fabricación	Factor de calidad acústica	[-]

Tabla 5: Resumen de los parámetros de fabricación y diseño del modelo BVD básico



modelo. Todas las relaciones se verán a lo largo de este apartado.

En la tabla 5 se muestra un resumen de los parámetros de fabricación y diseño para esta estructura. A continuación se muestra como calcular todos estos parámetros y las relaciones entre ellos.

La impedancia característica del modelo de Mason es prácticamente igual a la del modelo BVD. De la medida de ésta se puede extraer fácilmente  $f_s$ ,  $f_p$  y  $C$ . Estos se pueden calcular según [13].

$$C = \frac{-1}{f * 2\pi * Im(Z)} \Big|_{f < f_s/2} \quad (2.4)$$

Con (2.4) se calcula la capacidad estática del resonador. Es mejor calcularla a bajas frecuencias. Esta capacidad está estrechamente ligada a la geometría del resonador y, como se ha mencionado anteriormente, no es muy diferente de un condensador de placas paralelas. Esta variable está directamente relacionada con las capacidades que se observan en el modelo  $C_o$  y  $C_a$ . Más adelante se mostrará la manera de calcularlas.

$$\frac{4k_{eff}^2}{\pi^2} \cong \frac{f_p - f_s}{f_p} \quad (2.5)$$

$$f_p \cong \frac{\pi^2 f_s}{\pi^2 - 4k_{eff}^2} \quad (2.6)$$

El coeficiente de acoplamiento piezoeléctrico es un parámetro de fabricación que ya se ha definido en el capítulo anterior y se calcula de manera exacta con (1.4). Como en general  $f_s$  y  $f_p$  son muy similares, (1.4) puede ser aproximada por (2.5). Manipulando matemáticamente (2.5) utilizando la aproximación de Taylor de segundo grado se puede obtener la relación entre las frecuencias (2.6).

$$Q = \frac{f}{2} \left| \frac{\partial \phi_z}{\partial f} \right|_{max} \quad (2.7)$$

$$\phi_z = \frac{2\pi f d}{V_p} \quad (2.8)$$

Como se ha dicho, otro parámetro de fabricación importante es el factor de calidad del resonador, el cual puede ser obtenido mediante (2.7). En esta ecuación interviene la

impedancia característica del resonador calculada por la ecuación (2.8) donde  $f$  es la frecuencia,  $d$  es el grosor y  $V_p$  es la velocidad de propagación. Este parámetro es especialmente interesante entre las dos frecuencias de resonancia de la estructura.

Una vez obtenidos estos parámetros fundamentales, las relaciones con los parámetros del modelo según [13] son,

$$C_a = C \left( 2 - 2 \frac{f_s}{f_p} \right) \cong C \left[ 1 - \left( \frac{f_s}{f_p} \right)^2 \right] \text{ desarrollo de Taylor} \quad (2.9)$$

$$C_o = \frac{2C}{2 + \frac{f_p - f_s}{f_p}} = \frac{2Cf_s}{f_p + f_s} \cong C \left( \frac{f_s}{f_p} \right)^2 \quad (2.10)$$

$$L_a = \frac{1}{\omega_s^2 C_a} \quad (2.10)$$

$$R_a = \frac{\omega_s L_a}{Q} \quad (2.11)$$

Es importante mencionar que los componentes del equivalente eléctrico no se pueden escoger individualmente para mejorar prestaciones de los filtros. Todos los valores están estrictamente relacionados entre ellos, por lo tanto la variación de uno de estos parámetros implica una variación de todos los otros como se puede ver en las relaciones que se han visto en el apartado.

Una vez visto el modelo básico de BVD, es necesario aplicarle ciertas modificaciones para mejorar su aproximación al comportamiento real de un resonador y mejorar su veracidad. Todas estas modificaciones hasta llegar al modelo con el cual se ha trabajado se explicarán paso a paso a lo largo de los siguientes apartados.

### **3.2.- Modelo de Butterworth Van-Dyke modificado de nivel 1**

Como el nombre indica, este modelo es una modificación del original el cual denotaremos a partir de ahora como MBVD<sup>22</sup>. La diferencia con el original radica en

---

<sup>22</sup>Modified Butterworth Van-Dyke

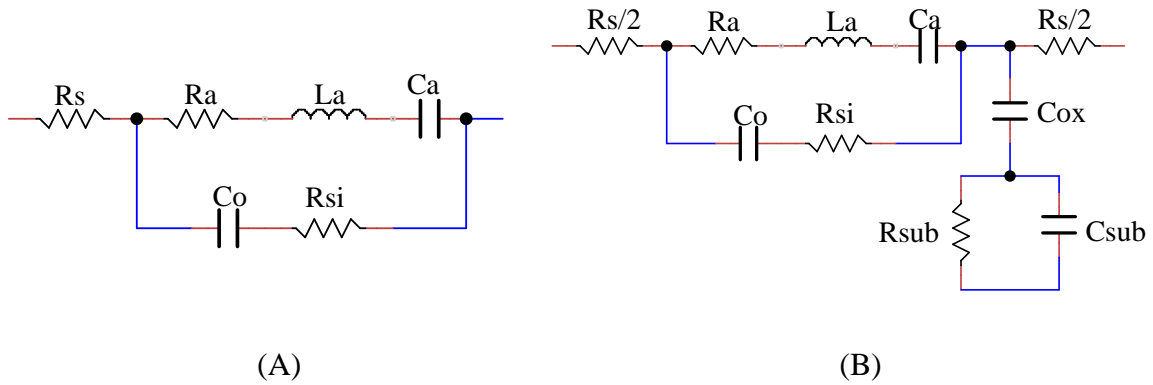


Figura 11: Esquemas MBVD de nivel 1 sin los principales efectos parásitos (A) y con los principales efectos parásitos debidos al sustrato (B)

que se le añaden ciertos elementos que modelan una degradación en el comportamiento de la anti-resonancia y también los principales efectos parásitos debidos al sustrato [32].

Los nuevos parámetros del modelo son en concreto  $R_s$  y  $R_{si}$  como se puede ver en la figura 11-A.  $R_s$  se añade en serie con el modelo del resonador y  $R_{si}$  en la rama estática en serie con  $C_o$ .  $R_s$  ejerce de resistencia serie de un resonador modelando las pérdidas a causa de los electrodos.  $R_{si}$  ejerce de resistencia serie interior del resonador permitiendo modelar una degradación del factor de calidad ( $Q$ ) en la frecuencia de resonancia paralela ( $f_p$ ). El comportamiento de este nuevo modelo puede aproximarse más a la realidad añadiendo una rama con los parámetros  $C_{ox}$ ,  $R_{sub}$  y  $C_{sub}$  que modelan los efectos parásitos principales entre el resonador y el sustrato. Este nuevo modelo con la modificación se muestra en la figura 11-B. Exactamente esta segunda modificación consiste en dividir  $R_s$  por la mitad y colocarlas una mitad en la entrada y la otra en la salida además de añadir una rama en paralelo con los parámetros del modelo  $C_{ox}$ ,  $C_{sub}$  y  $R_{sub}$  [13]:  $C_{ox}$  modela la capacidad existente entre el sustrato y el electrodo inferior.  $C_{sub}$  modela la capacidad entre el sustrato y la tierra del chip.  $R_{sub}$  modela las pérdidas de sustrato. Los parámetros de diseño de este modelo son exactamente los mismos que los del apartado anterior.

En la tabla 6 se muestran los diferentes parámetros de diseño y fabricación relacionados con los parámetros de este modelo con una pequeña descripción, el tipo que son y sus respectivas unidades. Para identificar los nuevos parámetros introducidos, estos se han remarcado en la tabla mediante un subrayado. Como se puede ver los cuatro primeros parámetros son los mismos que los del modelo anterior calculándose de la misma manera.  $Q_a$  equivale al parámetro  $Q$  del modelo original calculado en el punto de la frecuencia de resonancia serie.

Aunque  $R_s$  es un parámetro de fabricación, éste es directamente el parámetro del modelo y, como se ha dicho, modela las pérdidas propias de los electrodos. Estas pérdidas vienen determinadas por el tipo de material de los electrodos. Hay varios materiales pero los más significativos son el Tungsteno (W) y el Molibdeno (Mo). Los electrodos proporcionan un buen contacto eléctrico además de ayudar a confinar las ondas acústicas dentro del resonador. Añadidos en ambos lazos de la capa de material piezoeléctrico; actúan como una capa acústica adicional además de proporcionar robustez mecánica a la estructura. La material elegido para los electrodos debe de tener buen acoplamiento acústico además de bajas pérdidas resistivas [33]. Se acostumbra a mezclar materiales para llegar a una situación óptima. En la tabla 7 se muestran las propiedades de algunos de estos materiales.

El parámetro  $g_p$  es solamente parámetro de fabricación y es un factor que cuantifica la degradación del factor de calidad  $Q$  en la frecuencia de resonancia paralela. Para un buen resonador, su valor es cero, aunque su rango de valores puede ir desde uno a valores menores que 0, dependiendo del efecto que se quiera modelar. Este parámetro está directamente relacionado con el cálculo del parámetro  $R_{si}$  pero la relación no puede ser publicada ya que es información propiedad de la empresa TRIQUINT SEMICONDUCTOR.

Los tres últimos parámetros añadidos son  $C_{ox}$ ,  $C_{sub}$  y  $R_{sub}$ . Éstos son parámetros de fabricación aunque también son directamente parámetros del modelo que modelan los principales efectos parásitos debido a la presencia de un sustrato.

Parámetro	Tipo de parámetro	Descripción	Unidades
$C$	Diseño	Capacidad estática del resonador	[F]
$f_s$	Diseño	Frecuencia de resonancia serie	[Hz]
$K_{eff}^2$	Fabricación	Coeficiente de acoplo piezoeléctrico	[-]
$Q_a$	Fabricación	Factor de calidad acústica	[-]
$R_s$	Fabricación	Resistencia serie de un resonador	[ $\Omega$ ]
$g_p$	Fabricación	Degradación de la anti-resonancia	[-]
$C_{ox}$	Fabricación	Capacidad entre el electrodo inferior y el sustrato	[F]
$C_{sub}$	Fabricación	Capacidad del sustrato hacia la masa del chip	[F]
$R_{sub}$	Fabricación	Resistencia de pérdidas del sustrato	[ $\Omega$ ]

Tabla 6: Resumen de los parámetros de fabricación y diseño del modelo MBVD de nivel 1

Material	Velocidad [m/s]	Densidad [Kg/m <sup>3</sup> ]	Impedancia característica [M Pa-s/m]	Resistividad [ $\mu\Omega$ -cm]
Tungsteno (W)	6320	0220	64.59	5.34
Molibdeno (Mo)	5300	19000	100.7	5.6
Aluminio (Al)	6420	2700	17.33	2.65
Titanio (Ti)	6070	4500	27.31	42

Tabla 7: Propiedades de algunos materiales propios de los electrodos [33]

### 3.3.- Modelo de Butterworth Van-Dyke modificado de nivel 2

Este es el modelo de resonador BAW con el cual se ha llevado a cabo este estudio. Como se puede ver en la figura 12 la estructura es prácticamente igual a la del modelo BVD modificado de nivel 1; la diferencia reside en la introducción de varios parámetros de fabricación que afectan directamente al cálculo de los parámetros del modelo. Debido a estos parámetros añadidos aparece una nueva capacidad  $C_{inac}$ , un nuevo parámetro del modelo. En la figura 12 solo se han cambiado los parámetros del modelo que se modifican respecto a la estructura del MBVD de nivel 1.

Esta estructura modela lo mismo que el MBVD de nivel 1 pero, además, añade la dependencia del resonador con su tamaño la cual afecta al coeficiente de acoplamiento, factor de calidad y elementos parásitos. En general, resonadores mayores tienen factores de calidad y coeficientes de acoplamiento mayores mientras que resonadores más pequeños reciben una penalización. Resonadores con relación de aspecto diferente a uno también son penalizados. Para información adicional sobre estas dependencias mirar referencia [34].

En concreto, en este modelo se introducen cuatro parámetros de fabricación nuevos a los nueve ya conocidos de los modelos anteriores. Los nuevos parámetros de

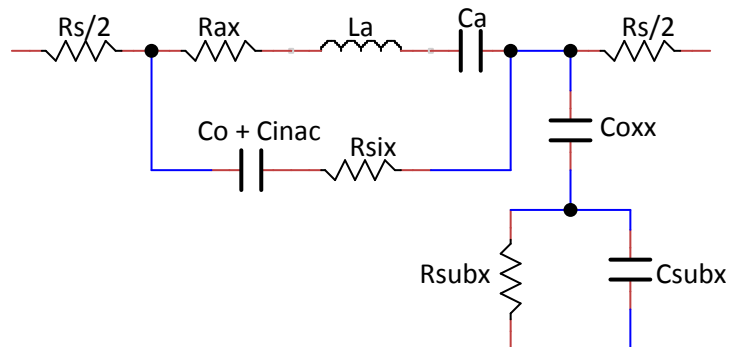


Figura 12: Esquema del modelo MBVD de nivel 2

fabricación introducidos son  $inac$ ,  $asp$ ,  $Q_{lim}$  y  $q_{deg}$ .

En la tabla 8 se muestran la clasificación de todos estos parámetros con una pequeña descripción y sus respectivas unidades. Como se ha hecho anteriormente, los nuevos parámetros introducidos en la tabla están subrayados para identificarlos más fácilmente.

El parámetro de fabricación  $inac$  expresa qué fracción del resonador está inactiva. El rendimiento de resonadores de diferentes tamaños está afectado por una capacidad paralela que depende del tamaño y que no forma parte del resonador acústico. Esta capacidad aparece mediante el parámetro del modelo  $C_{inac}$  como se ha visto en la figura 12. Esta capacidad es directamente proporcional a  $inac$ . La aparición de esta nueva capacidad hace que todos los elementos parásitos vistos anteriormente se vean modificados. Este parámetro varía entre 0 y 1. El caso ideal sería un valor de  $inac$  igual a 0.

El parámetro de fabricación  $asp$  expresa la relación de aspecto del resonador. Por definición tiene un valor de 1. Un valor diferente de 1 penalizaría el rendimiento del resonador. No hay un rango definido de valores.

El siguiente parámetro de fabricación es  $Q_{lim}$  el cual indica el máximo factor de calidad que podría tener un resonador de tamaño infinito. Este parámetro contribuye a modelar

Parámetro	Tipo de parámetros	Descripción	Unidades
<b>C</b>	Diseño	Capacidad estática del resonador	[F]
$f_s$	Diseño	Frecuencia de resonancia serie	[Hz]
$K_{eff}^2$	Fabricación	Coeficiente de acoplo piezoeléctrico	[-]
<b>Qa</b>	Fabricación	Factor de calidad acústica	[-]
<b>Rs</b>	Fabricación	Resistencia serie de un resonador	[Ω]
<b>gp</b>	Fabricación	Degradación de la anti-resonancia	[-]
<b>Cox</b>	Fabricación	Capacidad entre el electrodo inferior y el sustrato	[F]
<b>Csub</b>	Fabricación	Capacidad del sustrato hacia la masa del chip	[F]
<b>Rsub</b>	Fabricación	Resistencia de pérdidas del sustrato	[Ω]
<u><b>inac</b></u>	Fabricación	Fracción de área inactiva del resonador	[-]
<u><b>asp</b></u>	Fabricación	Relación de aspecto del resonador	[-]
<u><b>Qlim</b></u>	Fabricación	Límite de Q para tamaños que tienden a infinito	[-]
<u><b>qdeg</b></u>	Fabricación	Factor regulador de la degradación de Q	[-]

Tabla 8: Resumen de los parámetros de fabricación y diseño del modelo MBVD de nivel 2

la dependencia del factor de calidad del resonador con el tamaño de éste.  $Q_{lim} > Q_a$  es una condición obligatoria para los parámetros del modelo.

El último parámetro, también de fabricación, es  $q_{deg}$  y ha sido introducido para poder modificar la intensidad de la degradación de la respuesta a causa de pérdidas laterales, tamaño y de la relación de aspecto. El valor predeterminado de este parámetro es 1. En casos que este parámetro sea mayor que 1 aumentaría esta degradación así como disminuiría la degradación en casos que el parámetro estuviese dentro del rango 0-1. No tiene un rango de valores determinado, pero si se puede decir que no toma valores negativos.

Las relaciones exactas entre estos parámetros y los parámetros del modelo no pueden ser publicados ya que son información privada de la empresa TRIQUINT SEMICONDUCTOR.

### **3.4.- Conclusiones**

En este capítulo se ha introducido y explicado el modelo BVD el cual permite modelar de manera precisa el comportamiento eléctrico de cualquier resonador BAW. También se ha mostrado el modelo MBVD de nivel 1 el cual es un modelo modificado del modelo BVD que añade la posibilidad de simular la estructura con pérdidas óhmicas debido a los electrodos y con los principales efectos parásitos entre el resonador y el sustrato. Además, se ha mostrado una ampliación de este modelo modificado, el modelo MBVD de nivel 2, que proporciona al modelo la dependencia del resonador con su tamaño y forma. Esta dependencia modifica algunas de las características vistas hasta entonces.

A lo largo de este capítulo se ha visto paso a paso las modificaciones sufridas por el modelo original hasta llegar al modelo MVBD de nivel 2 que es con el que se ha efectuado este estudio. Además de las modificaciones se han introducido la existencia de tres tipos distintos de parámetros, la definición de cada parámetro y todas las relaciones posibles entre ellos debido a temas de confidencialidad. Este capítulo cumpliría la fase 2 de los objetivos.

Gracias al modelo de los resonadores, se podrá simular la respuesta de un filtro banda eliminada compuesto por tres resonadores BAW. En el siguiente capítulo se mostrará cómo está formado el filtro así como las especificaciones técnicas que requiere.

También se verán los diferentes parámetros y se diferenciarán entre los parámetros del modelo, los de diseño y los de fabricación, además de dar valor a los necesarios para poder analizar la estructura.





## Capítulo 4

### Introducción al Filtro banda eliminada y metodología

Una vez explicadas las bases para entender la tecnología y como modelar un resonador BAW en este capítulo se mostrará el modelo del filtro banda eliminada de orden 3. Se mostrarán las especificaciones originales que ha de cumplir el filtro, todos los parámetros del modelo, los de diseño, y los de fabricación y sus valores específicos determinados por el fabricante.

#### 4.1.- Especificaciones y caracterización del filtro banda eliminada

En este primer apartado se mostrarán las especificaciones que ha de cumplir la estructura definida por el filtro en el que nos basamos. Además se mostrará el modelo del filtro banda eliminada y como llegar hasta su estructura a partir de un filtro de banda eliminada ideal.

En la tabla 9 se presentan respectivamente las especificaciones que ha de cumplir el filtro. Todas estas especificaciones han sido definidas a una temperatura de 25 °C, con una estructura single-ended con una impedancia de fuente y de carga de 50  $\Omega$ .

Para poder explicar y entender mejor la estructura del filtro se partirá de la estructura

Parámetro	Mínimo	Típico	Máximo
<b>Pérdidas de inserción</b>			
<b>2305 – 2360 MHz</b>		2.8 dB	3.5 dB
<b>2510 – 2520 MHz</b>		1.8 dB	3 dB
<b>2520 – 2690 MHz</b>		15 dB	2.5 dB
<b>Atenuación absoluta</b>			
<b>2401 – 2403 MHz</b>	14 dB	20 dB	
<b>2403 – 2481 MHz</b>	17 dB	25 dB	
<b>2481 – 2483 MHz</b>	14 dB	20 dB	
<b>Pérdidas de retorno</b>			
<b>2305 – 2360 MHz</b>	10 dB		
<b>2510 – 2520 MHz</b>	6 dB		
<b>2520 – 2690 MHz</b>	10 dB		

Tabla 9: Especificaciones originales del filtro

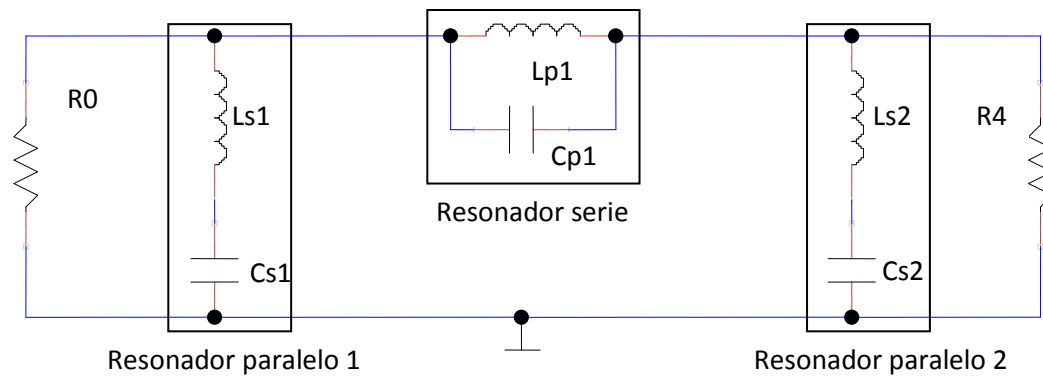


Figura 13: Filtro Chebyshev banda eliminada ideal de orden 3

con elementos concentrados de un filtro ideal de Chebyshev banda eliminada de orden 3 el cual se muestra en la figura 13.

Como se ha visto anteriormente, el modelo de los resonadores con los que se trabaja en la tecnología BAW no son los mismos que los usados en la figura 13. Para poder tener la estructura de un filtro banda eliminada implementada mediante resonadores BAW, para el caso más fácil, se aproximarán los resonadores ideales de la estructura al modelo básico de BVD sin pérdidas [35].

Los pasos para aproximar la estructura de los resonadores paralelos ideales se pueden ver en la figura 14 y se intenta respetar la nomenclatura vista a lo largo del capítulo 3. Para obtener el modelo BVD sin pérdidas de un resonador BAW solo hace falta añadir una capacidad  $C_o$  en paralelo a  $L_a$  y  $R_a$  como se puede ver en el paso 1 obteniendo la figura 14-B. El valor de esta capacidad está determinado por el resonador LC existente mediante las relaciones vistas anteriormente en el capítulo 3. Como lo que se intenta es

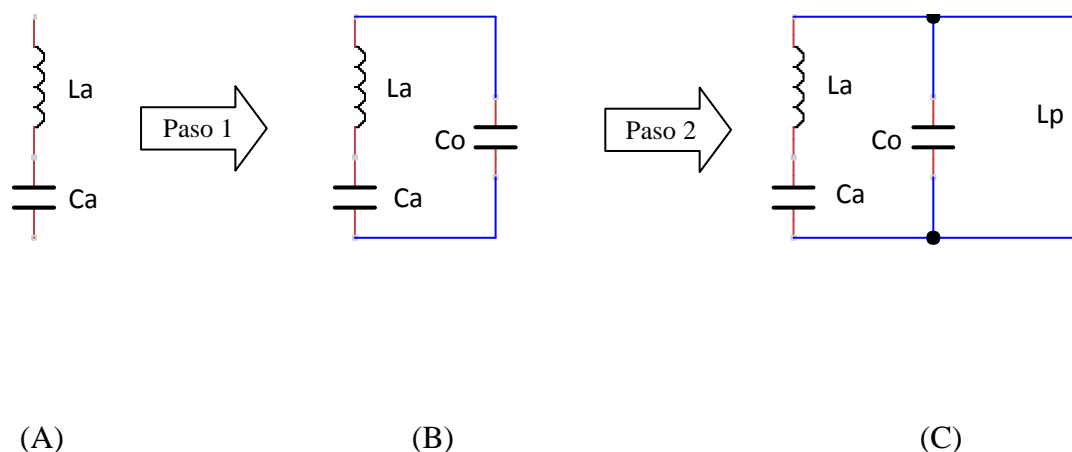


Figura 14: Pasos para aproximar los resonadores paralelos ideales al modelo BVD sin pérdidas

que la respuesta se aproxime a la respuesta de un filtro ideal, se añade una inductancia  $L_p$  en paralelo a la estructura para contrarrestar el efecto de la capacidad añadida obteniendo finalmente la estructura de la figura 14-C.

El caso para obtener la estructura del resonador serie implementado mediante tecnología BAW es muy parecido al caso anterior y los pasos a seguir se muestran en la figura 15. Partiendo del resonador ideal de la figura 15-A, el paso 1 consiste en añadir una capacidad  $C_2$  en serie a la estructura obteniendo la estructura de la figura 15-B. Para contrarrestar esta capacidad se le añade una inductancia  $L_s$  en serie obteniendo la figura 15-C. La estructura obtenida del resonador LC compuesta por  $L_1$  y  $C_1$  junto a la capacidad  $C_2$  es equivalente a la de un resonador BAW sin pérdidas mediante las siguientes equivalencias [36]:

$$C_o = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} \quad (4.1)$$

$$C_a = C_2 - C_o \quad (4.2)$$

$$L_a = L_1 \left( 1 + \frac{C_o}{C_a} \right) \quad (4.3)$$

Después de las equivalencias del paso 3, se obtiene la figura 15-D. Una vez llegados a esta estructura, solo faltaría añadirle todos los parámetros del modelo vistos en el

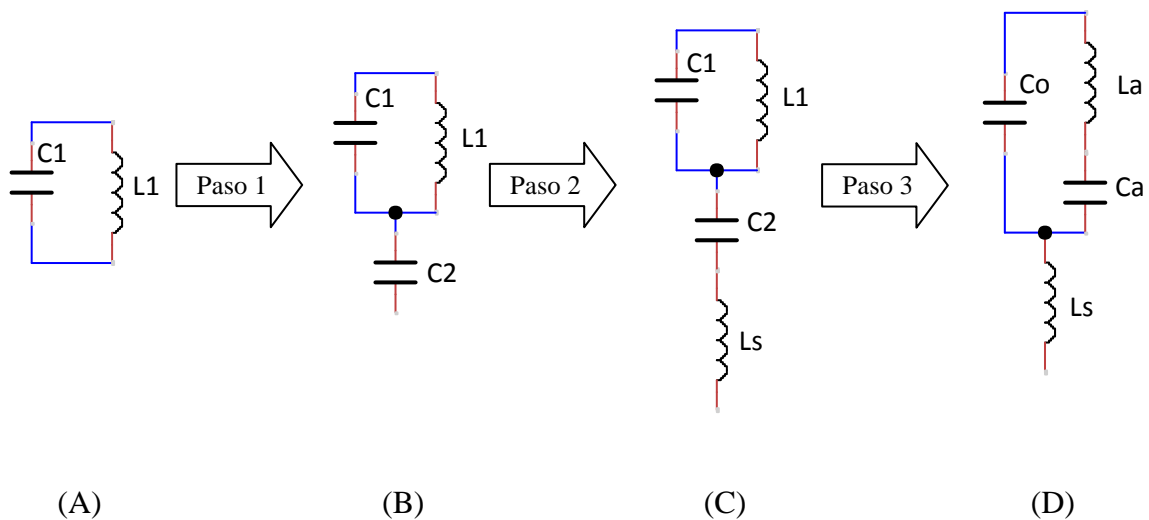
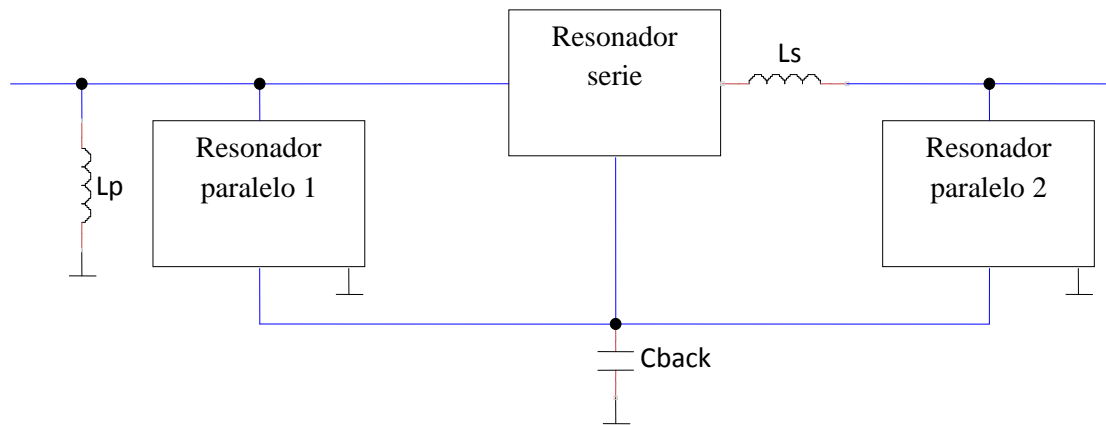


Figura 15: Pasos para aproximar el resonador serie ideal al modelo BVD sin pérdidas



**Figura 16: Estructura del filtro banda eliminada a estudiar**

capítulo 3 hasta llegar al modelo MBVD de nivel 2.

Una vez explicados las modificaciones que sufren los resonadores para conformar el filtro de banda eliminada se ha de tener en cuenta que no se modificarán los tres resonadores que componen la estructura del filtro. La inductancia  $L_s$  es la única necesaria para obtener una respuesta del filtro banda eliminada mínimamente decente, por lo tanto el resonador serie sí que será modificado. Las inductancias paralelas aunque no son básicas para el funcionamiento mejoran las prestaciones del filtro, por lo tanto, la situación ideal sería poner una inductancia  $L_p$  en paralelo con cada uno de los resonadores paralelos. En el caso de este estudio, solo se añade una inductancia  $L_p$  en paralelo con el resonador paralelo 1, esto es debido a que la estructura en que nos basamos proporcionada por la empresa TRIQUINT SEMICONDUCTORS tiene esta configuración. Estas dos bobinas,  $L_s$  y  $L_p$ , pasan a formar parte de los parámetros de diseño.

Otra consideración a tener en cuenta es que los nodos del sustrato (ramas de los principales efectos parásitos) de los resonadores están conectados entre ellos hacia masa a través de una capacidad llamada  $C_{back}$ . Este parámetro del modelo normalmente es añadido con el valor de 1 pF para aproximar la capacidad *cross-talk* que genera el sustrato. Normalmente se conecta el nodo inferior de los resonadores paralelos a masa. De otra manera la estructura podría verse afectada por un aumento de las capacidades parásitas y de pérdidas del sustrato disminuyendo la efectividad de la respuesta de la estructura.

Una vez explicados los componentes de los bloques que componen el filtro y consideraciones a tener en cuenta, en la figura 16 se muestra la estructura del filtro banda eliminada con la que se trabajará. Se ha de tener presente que los resonadores están modelados con la estructura MBVD de nivel 2 vista en el capítulo 3.

#### **4.2.- Parámetros del filtro**

En el capítulo anterior se ha explicado la diferencia entre los diferentes tipos de parámetros. Además se han explicado uno a uno todos estos parámetros que afectan a la estructura. En este apartado se hará un repaso a todos los parámetros de la estructura del filtro y se definirán los valores o rango de valores que pueden tomar éstos.

Primeramente están los parámetros de fabricación del filtro. Estos son los mismos que los vistos anteriormente, y en la tabla 11 se muestra cada uno de estos parámetros con su valor especificado por los métodos de fabricación de la empresa propietaria.

Seguidamente están los parámetros de diseño de la estructura. Hay que tener en cuenta que se han cambiado los nombres de los parámetros de diseño para identificar a que resonador pertenecen ya que, al estar el filtro compuesto por 3 resonadores, puede haber confusiones.

En la tabla 12 se muestran los parámetros de diseño de la estructura del filtro

<b>Parámetros de fabricación</b>	<b>Valor o rango</b>	<b>Unidades</b>
<b>K2e</b>	0.065	[-]
<b>Q</b>	1300	[-]
<b>Rs</b>	0.7	[Ω]
<b>Cox</b>	100	[fF]
<b>Csub</b>	50	[fF]
<b>Rsub</b>	2000	[Ω]
<b>asp</b>	1	[-]
<b>inac</b>	0.12	[-]
<b>Qlim</b>	150	[-]
<b>qdeg</b>	1.5	[-]
<b>gp</b>	0	[-]

Tabla 10: Parámetros de fabricación del filtro banda eliminada de orden 3

identificados según al resonador o elemento externo que corresponda. Dentro de esta tabla también se encuentra el rango de valores que pueden tomar. Se ha de tener en cuenta que en el diseño original del fabricante en el cual basamos nuestra estructura tiene un rango de valores diferente para las capacidades. En concreto el rango que usan es 1-6 pF. Se ha decidido ampliar porque con un margen tan reducido se perdían resultados interesantes. La razón de que inicialmente se tuviese otro rango de valores para las capacidades es que para resonadores menores de 1 pF no se tienen unos rendimientos muy buenos además de modelarse de manera no tan buena. Para solucionar el hecho de necesitar resonadores de menor tamaño se acostumbra a conectar en cascada dos resonadores para crear una capacidad menor. Esta solución hace que el tamaño global del resonador aumente y, aunque no es un límite muy estricto, este aumento de tamaño perjudica el tamaño del chip final. Resonadores mayores de 6 pF también aumentarían en tamaño perjudicando el tamaño del chip.

El margen de las bobinas ha sido un poco libre de escoger, ya que la empresa propietaria solo determinaba el valor de las inductancias usadas, no definía un rango determinado para las bobinas. El rango se ha determinado teniendo como referencia estos valores y escogiendo unos límites los cuales no sean ni muy pequeños ni muy grandes para la fabricación de las bobinas.

El rango de las frecuencias serie ha sido totalmente obtenido de la información de la empresa. Está definido así porque así garantiza el funcionamiento del filtro en su franja frecuencial de trabajo.

Por último están los parámetros del modelo, aunque no se dirá nada más de estos ya que

	Parámetro de diseño	Rango	Unidades
<b>Frecuencia resonador serie</b>	frs	2.3 – 2.6	[GHz]
<b>Capacidad resonador serie</b>	Cs	0.1 – 10	[pF]
<b>Frecuencia resonador paralelo 1</b>	frp1	2.3 – 2.6	[GHz]
<b>Capacidad resonador paralelo 1</b>	Cp1	0.1 – 10	[pF]
<b>Frecuencia resonador paralelo 2</b>	frp2	2.3 – 2.6	[GHz]
<b>Capacidad resonador paralelo 2</b>	Cp2	0.1 – 10	[pF]
<b>Bobinas serie</b>	Ls	3 – 10	[nH]
<b>Bobina paralela</b>	Lp	3 – 10	[nH]

Tabla 11: Parámetros de diseño del filtro banda eliminada de orden 3

se han explicado con detalle en capítulos anteriores.

### **4.3.- Método sistemático por optimización**

Una vez vistos todos los parámetros involucrados en el modelo del filtro, se explicará el método empleado para obtener las estructuras y sus respectivas simulaciones de los capítulos posteriores.

Para obtener las diferentes respuestas se empleará la herramienta de optimización del programa ADS<sup>23</sup>. En la figura 17 se muestra este programa con las herramientas y partes más importantes para poder realizar este estudio. Se ha de tener en cuenta que para la figura 17 se ha escogido la estructura del modelo BVD solo a modo de ejemplo, por lo tanto los valores y parámetros que aparecen no son significativos. Para que el programa pueda optimizar la estructura se ha de seguir los siguientes pasos:

1. Introducir el modelo a simular especificando todas las relaciones existentes entre todos los parámetros. También se ha de definir los valores de todos los parámetros de fabricación, los valores iniciales de los parámetros de diseño así como los márgenes de valores que pueden tomar éstos.
2. Especificar el rango frecuencial en el cual se mostrarán las simulaciones y el número de puntos que componen estas respuestas en la parte sección frecuencia de la figura. Se ha de tener en cuenta que a mayor número de puntos se necesita un tiempo de procesamiento mayor.
3. Activar la herramienta de optimización del programa y configurar las características de la optimización como número máximo de iteraciones o el tipo de optimización a emplear mostrado en la sección optimizador de la figura. En este estudio se ha empleado una optimización con valores aleatorios dentro del rango de trabajo del parámetro para obtener un valor cercano a la solución. Una vez obtenido este valor se ha intentado depurar la respuesta cambiando el método de optimización usando el gradiente.
4. Finalmente especificar unas restricciones que ha de cumplir la respuesta en la sección objetivo de la figura. Estas restricciones están basadas en las

---

<sup>23</sup> Advanced design system



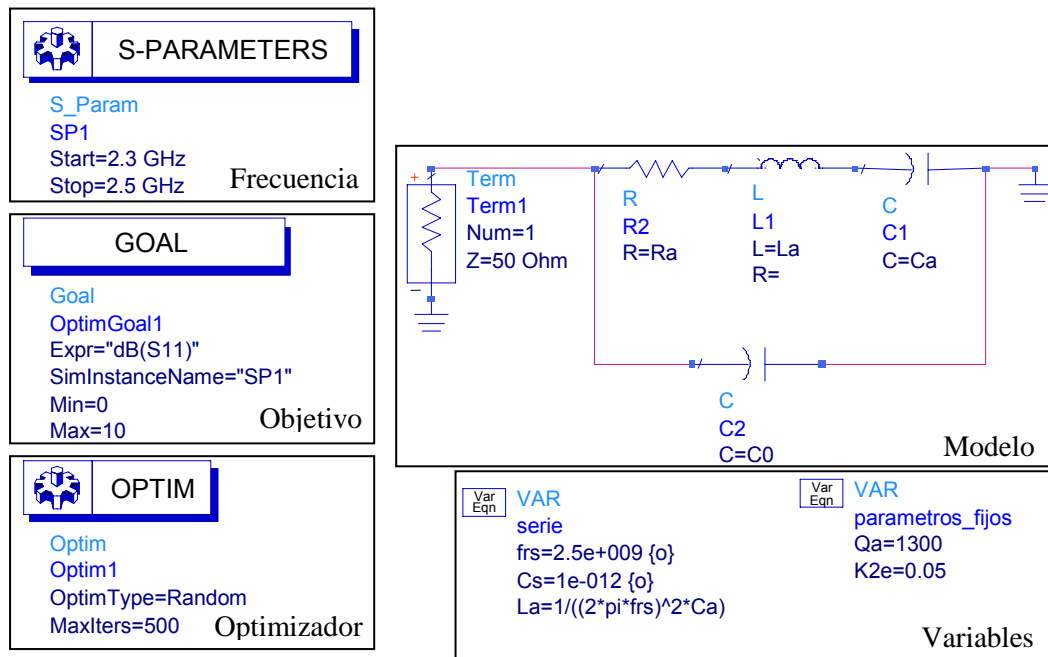


Figura 17: Ejemplo del espacio de trabajo del programa ADS

especificaciones que ha de cumplir el filtro, vistas en las tablas 9 y 10, y en otras consideraciones dependiendo la finalidad de la optimización.

Este método sistemático de optimizaciones para el programa ADS es el que se ha seguido a lo largo del estudio para obtener las diferentes estructuras.

#### 4.4.-Conclusiones

En este capítulo se han visto las especificaciones mínimas que ha de garantizar el filtro mediante las cuales se han impuesto las restricciones necesarias a la hora de hacer las optimizaciones.

También se ha mostrado paso a paso como implementar la estructura de un filtro ideal de Chebyshev de orden 3 mediante tecnología BAW. Finalmente la estructura obtenida se compone de 3 resonadores BAW interconectados entre sí con unas bobinas añadidas y un condensador. La necesidad de añadir estas dos bobinas es para aproximar la respuesta del filtro implementado mediante resonadores BAW a la respuesta de un filtro ideal. El condensador modela la capacidad cross-talk que genera el sustrato.

Además se han visto los diferentes parámetros implicados en el modelo: Los parámetros de fabricación que vienen establecidos por el método y materiales de fabricación los cuales tienen un valor fijo. Los parámetros de diseño mediante los cuales se harán las

optimizaciones variándolos para llegar a una respuesta óptima teniendo en cuenta las restricciones impuestas. Finalmente están los parámetros del modelo los cuales están relacionados con los otros de cierta manera que no puede especificarse debido a temas de privacidad.

Finalmente se ha visto el método sistemático de optimización usado en el programa ADS para hacer el estudio.

Con este capítulo se cumple la última fase para poder alcanzar los objetivos.

Gracias a este capítulo se podrá empezar a hacer el estudio de las diferentes optimizaciones simuladas en el siguiente capítulo. En el siguiente capítulo se trabajará con 3 estructuras diferentes donde la diferencia fundamental entre ellas es la restricción empleada en la banda eliminada. Se hará un estudio sobre cada estructura comentando tanto las ventajas como los inconvenientes de cada estructura y finalmente se escogerá la mejor estructura para poder continuar con el estudio de posteriores capítulos.



## **Capítulo 5**

### **Optimización de la estructura**

---

---

En este capítulo se muestra un estudio del comportamiento de la estructura del filtro banda eliminada visto en los anteriores capítulos. Este filtro diseñado por una empresa está implementado mediante resonadores BAW y su función es la de eliminar las interferencias que causa Wi-Fi en dispositivos compatibles con WiMAX. En este capítulo se intenta obtener el valor óptimo de los parámetros de diseño del filtro que mejoren las pérdidas de retorno originales de la empresa, siempre bajo unas restricciones de optimización. Estas optimizaciones se harán según el método sistemático de optimización explicado en el capítulo anterior mediante el programa ADS. Se ha decidido mejorar las pérdidas de retorno ya que unas altas pérdidas de retorno podrían afectar negativamente en el comportamiento del componente que hubiese delante del filtro. Con todo esto se intenta cumplir uno de los objetivos principales establecidos al inicio del documento. Se ha de tener en cuenta que, a menos que se diga lo contrario, todas las estructuras presentadas tienen algún resonador con una capacidad más pequeña de 1 pF, un problema comentado en el capítulo 4.

Se recuerda que los parámetros de diseño a variar de la estructura son las dos inductancias añadidas a la estructura ( $L_s$ ,  $L_p$ ), la frecuencia serie de cada resonador ( $f_s$ ) y la capacidad asociada a cada uno ( $C$ ). El valor concreto obtenido de estos parámetros para cada estructura se pueden encontrar en el Apéndice A al final de la memoria.

En concreto, las restricciones de atenuación mínima que ha de cumplir la estructura para hacer las optimizaciones son las siguientes tres:

- Atenuación de 15 dB
- Atenuación de 20 dB
- Atenuación de 25 dB

#### **5.1.- Optimización con una atenuación en la banda eliminada de 15 dB**

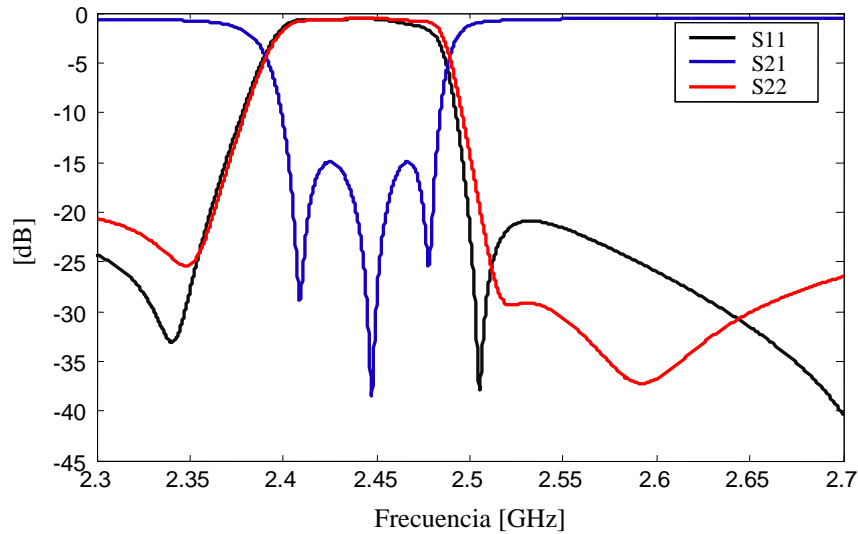


Figura 18: Respuesta optimizada con atenuación fija de 15 dB

En la figura 18 se muestra la respuesta obtenida de la estructura optimizada bajo las siguientes restricciones:

- 15 dB de atenuación mínima en la franja frecuencial 2.403-2.481 GHz.
- 12 dB de atenuación mínima en las franjas frecuenciales 2.401-2.403 GHz y

Parámetro	Especificación			Mínimo	Máximo	Comparativa
	Mínimo	Típico	Máximo			
Pérdidas de inserción						
2305 – 2360 MHz		2.8 dB	3.5 dB		0.881 dB	1.919 dB
2510 – 2520 MHz		1.8 dB	3 dB		0.846 dB	0.954 dB
2520 – 2690 MHz		1.5 dB	2.5 dB		0.722 dB	0.778 dB
Atenuación absoluta						
2401 – 2403 MHz	14 dB	20 dB		12.297 dB		
2403 – 2481 MHz	17 dB	25 dB		15 dB		
2481 – 2483 MHz	14 dB	20 dB		12 dB		
Pérdidas de retorno						
Entrada						
2305 – 2360 MHz	10 dB			20.626 dB		10.626 dB
2510 – 2690 MHz	10 dB			20.901 dB		10.901 dB
Salida						
2305 – 2360 MHz	10 dB			20.858 dB		10.858 dB
2510 – 2690 MHz	10 dB			19.936 dB		9.936 dB

Tabla 12: Especificaciones de la estructura optimizada con atenuación mínima de 15 dB en la banda eliminada

2.481-2.483 GHz.

Como no se pueden ver exactamente los márgenes y valores de la figura, se dispone de la tabla 12 donde principalmente aparecen las pérdidas de inserción, las pérdidas de retorno y la atenuación mínima en la banda de rechazo. También aparece una comparativa de las especificaciones típicas de las pérdidas entre la estructura original y la estructura optimizada. En el caso de las pérdidas de retorno se ha decidido hacer solo una franja frecuencial de la banda alta para facilitar el análisis de los resultados, además se resaltarán en color rojo las pérdidas de retorno que limitarían la estructura tanto en la banda alta como en la baja. Se han de tener en cuenta todas estas indicaciones las cuales se seguirán a lo largo del capítulo y no se volverán a repetir a menos que sea necesario.

Como se puede comprobar en la tabla 12 las restricciones de atenuación mínimas consideradas a la hora de hacer las optimizaciones se cumplen. En el caso de las pérdidas de inserción se puede ver que las máximas obtenidas son en la primera franja con un valor de 0.881 dB, mucho mejores que las especificadas. Según la comparativa se obtiene una mejora entre 1.919 dB y 0.778 dB dependiendo de la franja frecuencial. La estructura está limitada tanto en la banda alta como en la baja por unas pérdidas de retorno cercanas a los 20 dB. En la comparativa se muestra una clara superioridad de esta estructura sobre la original en términos de pérdidas de retorno con una ganancia de mínima aproximada a los 10 dB.

Al margen de estas observaciones, esta tabla no es realmente orientativa ya que las especificaciones que nos da corresponden a unas atenuaciones alrededor de 17-20 dB. Por lo tanto, al tener en esta simulación una atenuación algo menor, como no se impone tanta restricción en la atenuación, la estructura mejora fácilmente en lo que a pérdidas de retorno y de inserción se refiere. El estudio de esta estructura solo ha sido realizado para ver, junto a las siguientes estructuras, la tendencia que tienen las pérdidas al aumentar la atenuación en la banda eliminada.

## **5.2.- Optimización con una atenuación en la banda eliminada de 20 dB**

En la figura 19 se muestra la respuesta obtenida de la estructura optimizada bajo las siguientes restricciones:

- 20 dB de atenuación mínima en la franja frecuencial 2.403-2.481 GHz.

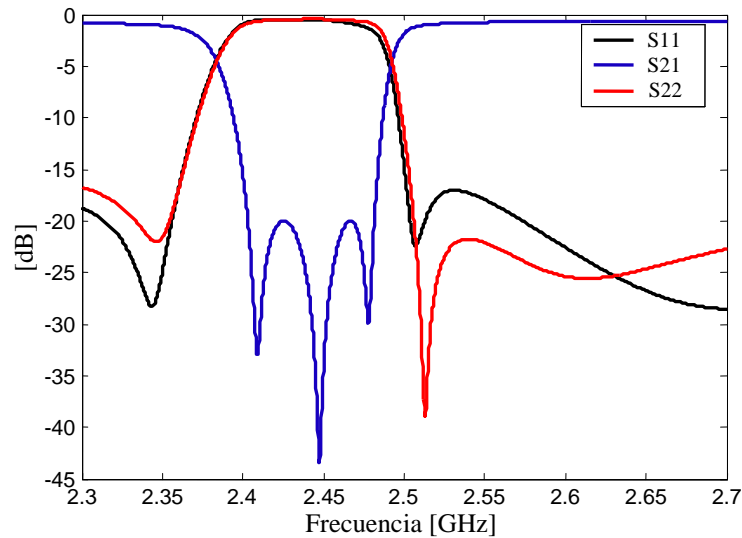


Figura 19: Respuesta optimizada con atenuación fija de 20 dB

- 16 dB de atenuación mínima en las franjas frecuenciales 2.401-2.403 GHz y 2.481-2.483 GHz.

En la tabla 12 se muestra como la estructura cumple las restricciones de atenuación mínimas consideradas a la hora de hacer las optimizaciones. El máximo en las pérdidas de inserción está en la franja frecuencial baja con un valor de 1.288 dB, las cuales se

Parámetro	Especificación			Mínimo	Máximo	Comparativa
	Mínimo	Típico	Máximo			
Pérdidas de inserción						
2305 – 2360 MHz		2.8 dB	3.5 dB		1.288 dB	1.517 dB
2510 – 2520 MHz		1.8 dB	3 dB		1.093 dB	0.721 dB
2520 – 2690 MHz		1.5 dB	2.5 dB		0.924 dB	0.582 dB
Atenuación absoluta						
2401 – 2403 MHz	14 dB	20 dB		16.881 dB		
2403 – 2481 MHz	17 dB	25 dB		20 dB		
2481 – 2483 MHz	14 dB	20 dB		16.311 dB		
Pérdidas de retorno						
Entrada						
2305 – 2360 MHz	10 dB			16.894 dB		6.925 dB
2510 – 2690 MHz	10 dB			17.056 dB		7.058 dB
Salida						
2305 – 2360 MHz	10 dB			16.943 dB		6.951 dB
2510 – 2690 MHz	10 dB			21.782 dB		11.729 dB

Tabla 13: Especificaciones de la estructura optimizada con atenuación mínima de 20 dB en la banda eliminada

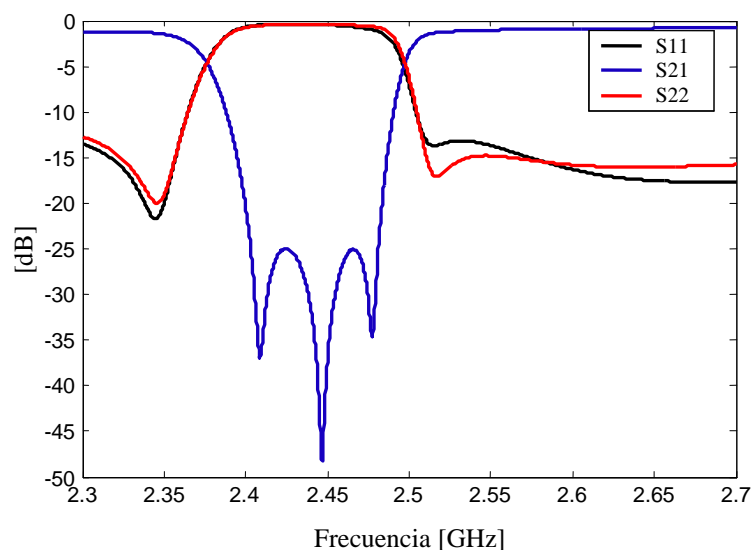
acercan más a las especificadas que la estructura anterior. Aún así, en la comparativa se muestra una mejora entre 1.517 dB y 0.582 dB dependiendo de la franja frecuencial. En este caso, las pérdidas de retorno que limitan esta estructura en las dos bandas frecuenciales corresponden a la entrada rondando los 17 dB. En la comparativa se muestra una mejora mínima próxima a los 7 dB en las pérdidas de retorno limitantes. Esta mejora no es tan sustancial como en la estructura anterior, pero sigue siendo buena. A diferencia de los resultados de la estructura anterior, los mostrados en la tabla 13 son orientativos ya que los requisitos de atenuación en la optimización están dentro de los límites de las especificaciones originales del filtro. Esta estructura no tiene ningún resonador con capacidades menores que 1 pF.

### **5.3 - Optimización con una atenuación en la banda eliminada de 25 dB**

En la figura 20 se muestra la respuesta obtenida de la estructura optimizada bajo las siguientes restricciones:

- 25 dB de atenuación mínima en la franja frecuencial 2.403-2.481 GHz.
- 20 dB de atenuación mínima en las franjas frecuenciales 2.401-2.403 GHz y 2.481-2.483 GHz.

En la tabla 14 se muestra como la estructura cumple las restricciones de atenuación mínimas consideradas a la hora de hacer las optimizaciones además de ser ligeramente



**Figura 20: Respuesta optimizada con atenuación fija de 25 dB**



Parámetro	Especificación			Mínimo	Máximo	Comparativa
	Mínimo	Típico	Máximo			
<b>Pérdidas de inserción</b>						
2305 – 2360 MHz		2.8 dB	3.5 dB		1.935 dB	0.865 dB
2510 – 2520 MHz		1.8 dB	3 dB		1.626 dB	0.174 dB
2520 – 2690 MHz		1.5 dB	2.5 dB		1.256 dB	0.244 dB
<b>Atenuación absoluta</b>						
2401 – 2403 MHz	14 dB	20 dB		21.926 dB		
2403 – 2481 MHz	17 dB	25 dB		25 dB		
2481 – 2483 MHz	14 dB	20 dB		20.527 dB		
<b>Pérdidas de retorno</b>						
<b>Entrada</b>						
2305 – 2360 MHz	10 dB			12.865 dB		2.998 dB
2510 – 2690 MHz	10 dB			12.974 dB		3.148 dB
<b>Salida</b>						
2305 – 2360 MHz	10 dB			12.889 dB		3.104 dB
2510 – 2690 MHz	10 dB			14.482 dB		5.022 dB

Tabla 14: Especificaciones de la estructura optimizada con atenuación mínima de 25 dB en la banda eliminada

superior comparado con las especificaciones originales. El máximo en las pérdidas de inserción ha aumentado hasta 1.935 dB en la franja frecuencial baja. En la comparativa se observa que las prestaciones del filtro en este aspecto continúan siendo mejores.

Al tener unas condiciones en la banda atenuada más restrictivas se puede observar claramente como se ha empeorado en las pérdidas de retorno respecto a la estructura anterior. Las pérdidas de retorno limitantes continúan siendo en la entrada pero con un valor cercano a los 13 dB. Todo y haber disminuido prestaciones en este aspecto, mirando la comparativa, la estructura sigue mejorando las pérdidas de retorno limitantes cerca de los 3 dB respecto a las especificaciones originales.

#### **5.4.- Conclusiones**

A lo largo de este capítulo se han observado las especificaciones alcanzadas por tres estructuras optimizadas, cada una bajo unos requisitos de atenuación diferentes.

La primera estructura se ha optimizado bajo el requisito de tener una atenuación mínima de 15 dB dentro del margen frecuencial, 2.403 GHz - 2.481 GHz. Las pérdidas de inserción alcanzadas por esta estructura son muy buenas. A pesar de esto, esta estructura

no sería una buena opción para desempeñar su función ya que la atenuación de que dispone no es suficientemente elevada para cumplir los requisitos originales.

La segunda estructura se ha optimizado bajo el requisito de tener una atenuación mínima de 20 dB dentro del margen frecuencial, 2.403 GHz - 2.481 GHz. Además de cumplir este requisito, la estructura ha logrado alcanzar unas buenas pérdidas de inserción. Esta configuración no sólo cumple los requisitos mínimos de las especificaciones originales sino que las mejora. Esta estructura sería una buena elección para desempeñar la función del filtro comercial.

La última configuración estudiada tiene unos requisitos de atenuación mínima de 25 dB dentro del margen frecuencial, 2.403 GHz - 2.481 GHz. Aunque la atenuación obtenida con esta estructura es muy buena, las pérdidas obtenidas no son tan buenas como se desearía.

Se ha de tener en cuenta que algunas de las capacidades de las estructuras son menores que 1 pF, por lo tanto se tendrá que utilizar la técnica explicada en el capítulo 4 para implementar estas estructuras.

También se ha podido ver la tendencia de las pérdidas al aumentar la atenuación en la banda eliminada. Este aumento no incrementa demasiado las pérdidas de inserción. En cambio, las pérdidas de retorno de la estructura se ven muy afectadas al aumentar la atenuación. Todo y esto se muestra como el aumentar 5 dB en la atenuación solo hace empeorar entre 3 y 4 dB las pérdidas de retorno, esto es bueno ya que en global se podría decir que se ganan entre 1 y 2 dBs.

Finalmente, la estructura escogida para seguir el estudio es la que tiene una atenuación mínima de 20 dB en la banda eliminada ya que es la más equilibrada en cuanto a prestaciones se refiere. Con esto se cumple el primer objetivo de trabajo.

En los siguientes capítulos se hará un estudio sobre la estructura elegida en este capítulo del efecto que tiene la variación de los parámetros de fabricación más característicos. Este estudio se realizará para comprobar si fuese interesante mejorar los procesos de fabricación para obtener mejores resonadores.



## **Capítulo 6**

### **Efecto de los parámetros sobre la estructura**

---

---

A lo largo de este capítulo se hará un repaso de los parámetros de fabricación a estudiar además del efecto que tienen individualmente sobre el conjunto de la estructura. De esta manera se verá si es aconsejable mejorar los procesos de fabricación de la empresa. Como se ha dicho en el anterior capítulo, la estructura escogida para mostrar estos efectos ha sido la configuración con una atenuación mínima en la banda eliminada de 20 dB. En concreto, los parámetros a estudio son  $K_{eff}$ ,  $\text{inac}$ ,  $R_s$ ,  $R_{sub}$ ,  $C_{sub}$  y  $C_{ox}$ . Se ha de tener en cuenta que una vez variado el respectivo parámetro se ha optimizado la estructura con la misma restricción de atenuación de 20 dB para ver el límite que pueden alcanzar las especificaciones de la nueva estructura. A menos que se indique lo contrario, en cada apartado se dispondrá de una figura para ver globalmente el efecto de la variación sobre la respuesta de la estructura además de una tabla con los valores limitantes de las atenuaciones y pérdidas de cada franja frecuencial y una comparativa con los valores de la estructura base.

#### **5.1 – Estudio del efecto de $K_{eff}$ sobre el modelo**

El coeficiente de acoplo piezoeléctrico especifica cuanta energía se transmite entre los dominios eléctrico y acústico. Como se ha visto en capítulos anteriores, la variación de este parámetro modifica la frecuencia de resonancia paralela de cada resonador, modificando las distintas capacidades del modelo cambiando las características de éste. Este es uno de los parámetros más significativos del modelo. Este parámetro está determinado por el tipo de material piezoeléctrico que se use. En el capítulo 4 se ha visto que el parámetro  $K_{eff}$  original de la estructura es de 0.065.

##### **5.1.1.– Aumento de $K_{eff}$**

En la figura 21 se muestra la respuesta de la estructura optimizada con un valor de  $K_{eff}$  de 0.08. Se puede observar como en la banda eliminada prácticamente se mantiene igual. En cambio en las pérdidas de retorno se muestra una ligera mejora en ciertas zonas.

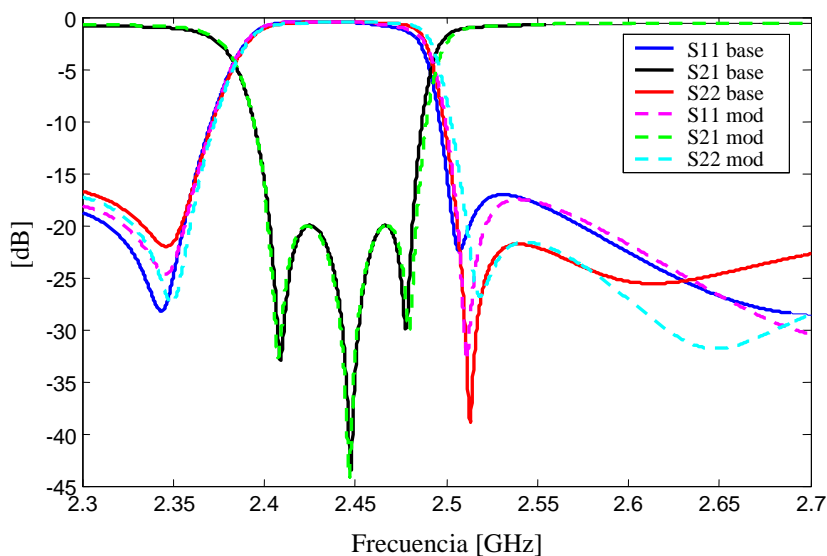


Figura 21: Respuesta para el modelo base y modificado con  $K_{eff}=0.08$

En la tabla 15 se puede observar una ligera mejora en las pérdidas de inserción. La bajada de la atenuación mejora en la parte alta ganando selectividad en el filtro. En las pérdidas de retorno aunque se vea un empeoramiento de 3'461 dB en la franja 2510 – 2690 MHz, el valor de estas no es crítico ya que las pérdidas de retorno limitantes han mejorado alrededor de medio dB.

Parámetro	Especificaciones		Mínimo	Máximo	Comparativa
	Mínimo	Máximo			
Pérdidas de inserción					
2305 – 2360 MHz		1.288 dB		1.116 dB	0.172 dB
2510 – 2520 MHz		1.093 dB		1.154 dB	-0.061 dB
2520 – 2690 MHz		0.924 dB		0.881 dB	0.043 dB
Atenuación absoluta					
2401 – 2403 MHz	16.881 dB		17.06 dB		0.179 dB
2403 – 2481 MHz	20 dB		20 dB		0 dB
2481 – 2483 MHz	16.311 dB		21.28 dB		4.969 dB
Pérdidas de retorno					
Entrada					
2305 – 2360 MHz	16.894 dB		17.462 dB		0.568 dB
2510 – 2690 MHz	17.056 dB		17.499 dB		0.443 dB
Salida					
2305 – 2360 MHz	16.943 dB		17.497 dB		0.554 dB
2510 – 2690 MHz	21.782 dB		18.321 dB		-3.461 dB

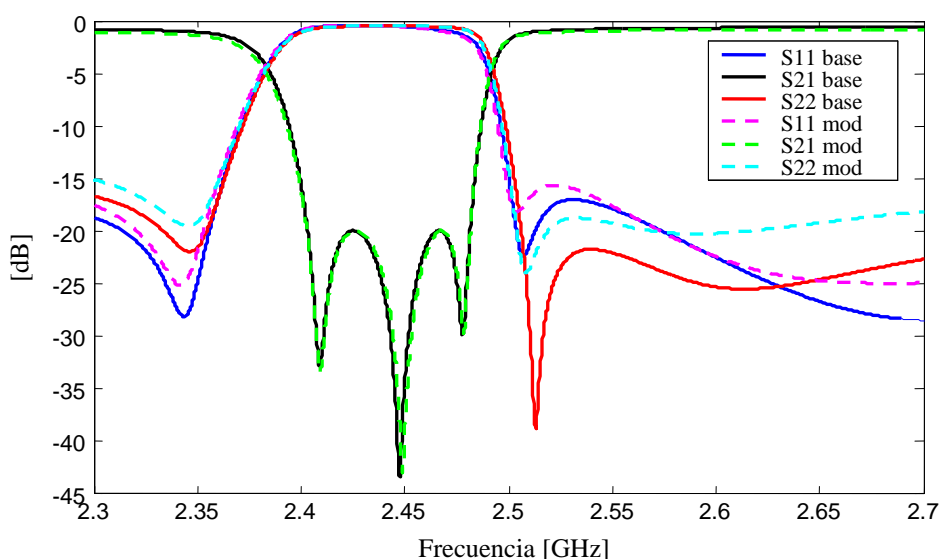
Tabla 15: Especificaciones de la estructura optimizada con aumento de  $K_{eff}$

En general se puede decir que un aumento de este parámetro mejora las prestaciones del filtro. La mayor ganancia se ha visto en la selectividad del filtro, aunque también ha habido una ligera mejora en las pérdidas de retorno. Todo esto es debido a que el aumento de  $K_{eff}$  separa más las dos frecuencias de resonancia de los resonadores. Como el ancho de banda del filtro continua siendo el mismo, este aumento del espaciado entre frecuencias se aprovecha para mejorar en otros aspectos, en este caso las pérdidas de retorno y selectividad del filtro. Esta mejora pasaría por la mejora del material piezoeléctrico más usado actualmente, el AlN. También se podría investigar sobre nuevos materiales que tengan unas características parecidas a éste, sobretodo en la compatibilidad del material con los procesos de integración actuales.

### **5.1.2.– Disminución de $K_{eff}$**

En la figura 22 se muestra las respuestas del modelo base y la de la estructura optimizada con un valor de  $K_{eff}$  de 0.05. En la figura se observa un claro empeoramiento en las pérdidas de retorno.

En la tabla 16 se puede comprobar el efecto negativo de disminuir este parámetro. Las pérdidas de inserción han empeorado ligeramente. Las atenuaciones han cambiado ligeramente, modificando la selectividad del filtro pero de manera inapreciable. Las pérdidas de retorno limitantes han empeorado alrededor de 1.5 dB. La tendencia negativa de la disminución del parámetro propio del material piezoeléctrico  $K_{eff}$  era



**Figura 22: Respuesta para el modelo base y modificado con  $K_{eff}=0.05$**

previsible por la inversa del motivo del punto anterior.

Parámetro	Especificaciones		Mínimo	Máximo	Comparativa
	Mínimo	Máximo			
<b>Pérdidas de inserción</b>					
2305 – 2360 MHz		1.288 dB		1.661 dB	-0.373 dB
2510 – 2520 MHz		1.093 dB		1.248 dB	-0.155 dB
2520 – 2690 MHz		0.924 dB		1.111 dB	-0.187 dB
<b>Atenuación absoluta</b>					
2401 – 2403 MHz	16.881 dB		17.361 dB		0.48 dB
2403 – 2481 MHz	20 dB		20 dB		0 dB
2481 – 2483 MHz	16.311 dB		16.567 dB		0.256 dB
<b>Pérdidas de retorno</b>					
<b>Entrada</b>					
2305 – 2360 MHz	16.894 dB		15.34 dB		-1.554 dB
2510 – 2690 MHz	17.056 dB		15.681 dB		-1.375 dB
<b>Salida</b>					
2305 – 2360 MHz	16.943 dB		15.375 dB		-1.568 dB
2510 – 2690 MHz	21.782 dB		18.365 dB		-3.417 dB

Tabla 16: Especificaciones de la estructura optimizada con disminución de Keff

### 5.1.3.– Keff mínimo para garantizar especificaciones originales

En este punto se han probado diferentes valores del parámetro Keff para encontrar cual es el valor mínimo para el cual la estructura puede garantizar las especificaciones originales de la empresa. Además se han impuesto los requisitos de atenuación mínima de 20 dB en la franja central y un mínimo de 16 en los flancos ascendentes. Al cabo de varias simulaciones el valor límite de Keff encontrado para cumplir los requisitos encontrado ha sido de 3.17 %. En este apartado las especificaciones que aparecen en la tabla 17 para comparar son las originales del filtro comercial y no se dispondrá de figura ya que no se tiene la respuesta exacta del modelo del fabricante con la que comparar .

En la tabla 17 se muestra como la estructura está al límite de cumplir las especificaciones. En la banda alta no se cumplen las pérdidas de inserción típicas de la estructura original, pero sí que cumplen las máximas. Todas las demás especificaciones se cumplen.

Parámetro	Especificación			Mínimo	Máximo	Comparativa
	Mínimo	Típico	Máximo			
<b>Pérdidas de inserción</b>						
<b>2305 – 2360 MHz</b>		2.8 dB	3.5 dB		2.784 dB	0.016 dB
<b>2510 – 2520 MHz</b>		1.8 dB	3 dB		1.752 dB	0.048 dB
<b>2520 – 2690 MHz</b>		1.5 dB	2.5 dB		1.74 dB	-0.24 dB
<b>Atenuación absoluta</b>						
<b>2401 – 2403 MHz</b>	14 dB	20 dB		17.722 dB		
<b>2403 – 2481 MHz</b>	17 dB	25 dB		20 dB		
<b>2481 – 2483 MHz</b>	14 dB	20 dB		16.58 dB		
<b>Pérdidas de retorno</b>						
<b>Entrada</b>						
<b>2305 – 2360 MHz</b>	10 dB			12.447 dB		2.447 dB
<b>2510 – 2690 MHz</b>	10 dB			10.728 dB		0.728 dB
<b>Salida</b>						
<b>2305 – 2360 MHz</b>	10 dB			10.232 dB		0.232 dB
<b>2510 – 2690 MHz</b>	10 dB			10.038 dB		0.038 dB

Tabla 17: Especificaciones de la estructura optimizada con Keff mínima para garantizar las originales

## 5.2.– Estudio del efecto de inac sobre el modelo

Este parámetro de fabricación se ha introducido en el modelo MBVD de nivel dos y representa la parte del resonador inactiva. Como se ha visto en el capítulo 3, la introducción de este parámetro genera una capacidad adicional en el modelo, la cual modifica la mayoría de los otros parámetros del modelo. Por lo tanto inicialmente cabe pensar que es uno de los parámetros más significativos. En el capítulo 4 se ha visto que el valor del parámetro inac de la estructura original es de 0.12.

### 5.2.1.– Aumento de inac

En la figura 23 se muestra la respuesta de la estructura optimizada con un valor de inac de 0.5. Se observa un claro empeoramiento en las pérdidas de retorno en la banda baja además de empeorar en ciertas zonas de la banda alta. También se mejora en partes de esta última banda, pero globalmente empeora ya que el valor mínimo que limita las pérdidas de la banda alta ha disminuido.



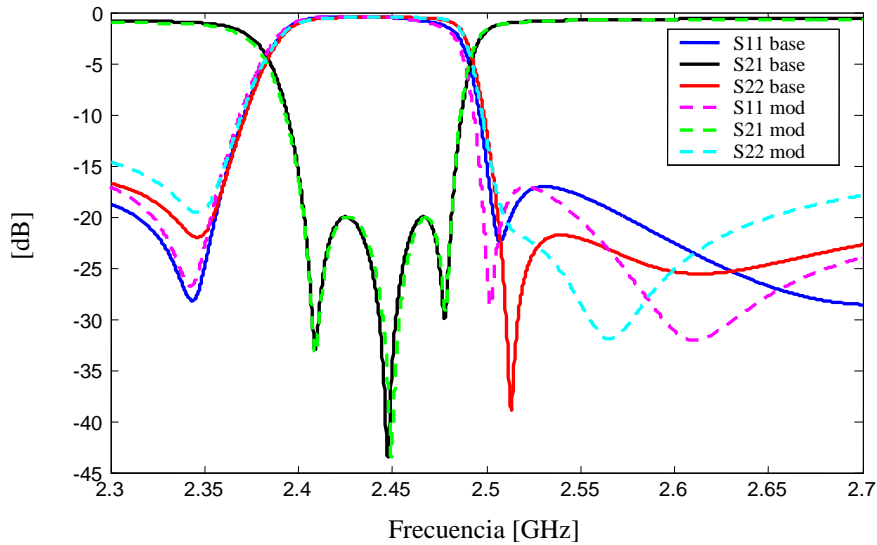


Figura 23: Respuesta para el modelo base y modificado con  $inac=0.5$

En la tabla 18 se puede observar que el aumento de este parámetro hace que aumente la caída en la franja 2401 – 2403 MHz de la atenuación, pero a costa de empeorar la caída en la franja 2481 – 2483 MHz de la atenuación. Las pérdidas de inserción limitantes han empeorado ligeramente en todas las franjas. El aumentar este parámetro ejerce un claro efecto negativo en las pérdidas de retorno. Las pérdidas limitantes de la banda alta

Parámetro	Especificaciones		Mínimo	Máximo	Comparativa
	Mínimo	Máximo			
Pérdidas de inserción					
2305 – 2360 MHz		1.288 dB		1.539 dB	-0.251 dB
2510 – 2520 MHz		1.093 dB		1.114 dB	-0.021 dB
2520 – 2690 MHz		0.924 dB		0.95 dB	-0.026 dB
Atenuación absoluta					
2401 – 2403 MHz	16.881 dB		17.403 dB		0.522 dB
2403 – 2481 MHz	20 dB		20 dB		0 dB
2481 – 2483 MHz	16.311 dB		16.003 dB		-0.308 dB
Pérdidas de retorno					
Entrada					
2305 – 2360 MHz	16.894 dB		15.324 dB		-1.57 dB
2510 – 2690 MHz	17.056 dB		17.105 dB		0.049 dB
Salida					
2305 – 2360 MHz	16.943 dB		14.894 dB		-2.049 dB
2510 – 2690 MHz	21.782 dB		18.258 dB		-3.524 dB

Tabla 18: Especificaciones de la estructura optimizada con aumento de  $inac$

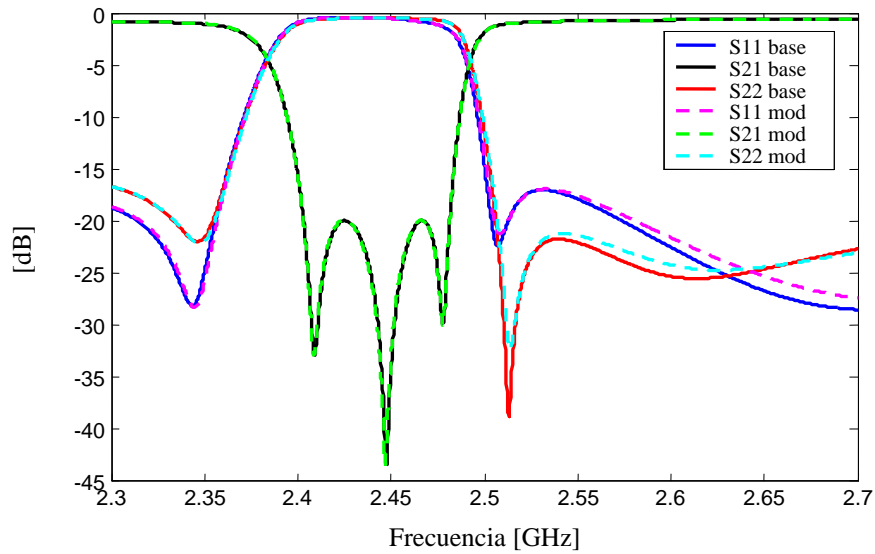


Figura 24: Respuesta para el modelo base y modificado con  $inac=0.04$

prácticamente siguen igual, pero en cambio, las de la banda baja empeoran 2 dB.

El aumento de este parámetro perjudica claramente la estructura, ya que está involucrado directamente con los principales efectos parásitos.

Parámetro	Especificaciones		Mínimo	Máximo	Comparativa
	Mínimo	Máximo			
<b>Pérdidas de inserción</b>					
<b>2305 – 2360 MHz</b>		1.288 dB		1.244 dB	0.044 dB
<b>2510 – 2520 MHz</b>		1.093 dB		1.098 dB	0.005 dB
<b>2520 – 2690 MHz</b>		0.924 dB		0.919 dB	0.005 dB
<b>Atenuación absoluta</b>					
<b>2401 – 2403 MHz</b>	16.881 dB		17.001 dB		0.12 dB
<b>2403 – 2481 MHz</b>	20 dB		20 dB		0 dB
<b>2481 – 2483 MHz</b>	16.311 dB		16.304 dB		-0.007 dB
<b>Pérdidas de retorno</b>					
<b>Entrada</b>					
<b>2305 – 2360 MHz</b>	16.894 dB		17.554 dB		0.66 dB
<b>2510 – 2690 MHz</b>	17.056 dB		16.967 dB		-0.089 dB
<b>Salida</b>					
<b>2305 – 2360 MHz</b>	16.943 dB		16.944 dB		0.001 dB
<b>2510 – 2690 MHz</b>	21.782 dB		21.267 dB		-0.515 dB

Tabla 19: Especificaciones de la estructura optimizada con disminución de  $inac$

### **5.2.2.– Disminución de $\text{inac}$**

En la figura 24 se muestra la respuesta de la estructura optimizada con un valor de  $\text{inac}$  de 0.04. A primera vista se ve que prácticamente no ha variado, solo un ligero empeoramiento en las pérdidas de retorno de la banda alta.

Aunque los valores mostrados son insignificantes, en la tabla 19 se muestra que la disminución del parámetro de fabricación  $\text{inac}$  provoca una ligera tendencia de mejora en las pérdidas de inserción. También mejora la caída de la banda baja de la atenuación. Los valores de las pérdidas de retorno mostrados son más difíciles de analizar. Vemos que existe una mejora en la banda baja de las pérdidas de entrada, pero al mejorar ésta hace que las pérdidas de salida limitan la banda baja, esto mejora la banda baja. En la banda alta hay una pequeña variación negativa pero muy pequeña (0.089 dB) como para tenerla en cuenta.

En general se puede decir que la disminución de este parámetro provoca un efecto positivo en la estructura. Los efectos que se han visto no son muy grandes ya que se ha variado muy poco respecto al valor original de éste, pero una gran reducción de éste sería interesante para la estructura. Como se ha dicho en el capítulo 3, la situación ideal sería tener este parámetro a 0.

### **5.3.-Estudio del efecto de $R_s$ sobre el modelo**

El parámetro  $R_s$  modela las pérdidas óhmicas por la presencia de los electrodos y del interconexionado del resonador. Este parámetro influirá principalmente en las pérdidas y viene determinado por el material utilizado en los electrodos. El valor de este parámetro en la estructura original es de  $0.7 \Omega$ .

#### **5.3.2.-Aumento de $R_s$**

En la figura 25 se muestra la respuesta de la estructura optimizada con un valor de  $R_s$  un 10% mayor que el original,  $0.77 \Omega$ . No se aprecia ningún cambio significativo en la figura.

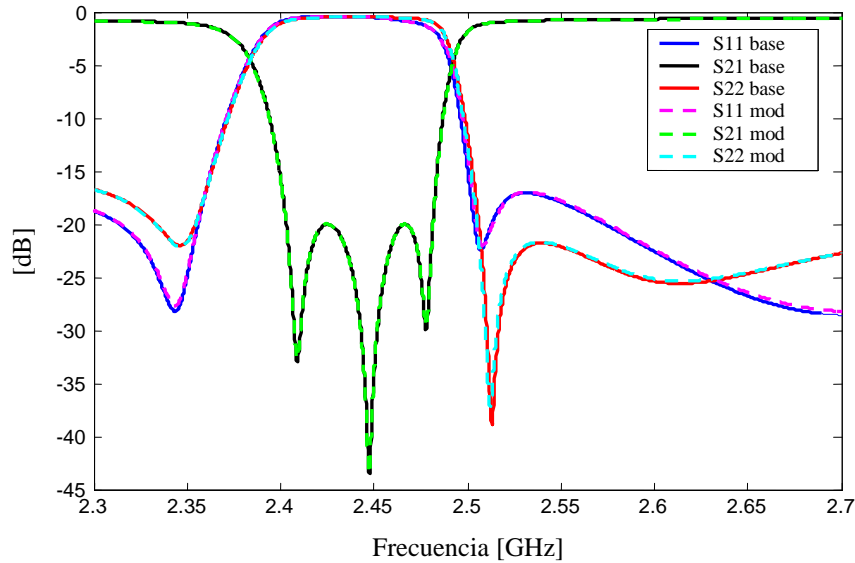


Figura 25: Respuesta para el modelo base y modificado con  $R_s=0.77 \, \Omega$

En la tabla 20 se muestra que el aumento tan pequeño de este parámetro no provoca unos efectos muy significativos, pero nos da información de la tendencia que tendría aumentarlo. Se muestra como el aumento de este parámetro incrementa las pérdidas de inserción. Esto es debido a que al aumentar las pérdidas óhmicas de los electrodos repercute directamente en este tipo de pérdidas. Las atenuaciones prácticamente

Parámetro	Especificaciones		Mínimo	Máximo	Comparativa
	Mínimo	Máximo			
<b>Pérdidas de inserción</b>					
2305 – 2360 MHz		1.288 dB		1.322 dB	-0.034 dB
2510 – 2520 MHz		1.093 dB		1.103 dB	-0.01 dB
2520 – 2690 MHz		0.924 dB		0.932 dB	-0.008 dB
<b>Atenuación absoluta</b>					
2401 – 2403 MHz	16.881 dB		17.017 dB		0.136 dB
2403 – 2481 MHz	20 dB		20 dB		0 dB
2481 – 2483 MHz	16.311 dB		16.309 dB		-0.002 dB
<b>Pérdidas de retorno</b>					
<b>Entrada</b>					
2305 – 2360 MHz	16.894 dB		16.886 dB		-0.008 dB
2510 – 2690 MHz	17.056 dB		16.992 dB		-0.064 dB
<b>Salida</b>					
2305 – 2360 MHz	16.943 dB		16.964 dB		0.021 dB
2510 – 2690 MHz	21.782 dB		21.683 dB		-0.099 dB

Tabla 20: Especificaciones de la estructura optimizada con aumento de  $R_s$

permanecen iguales y no se puede remarcar ningún resultado en concreto. Las pérdidas de retorno también permanecen prácticamente iguales aunque se podría decir que la tendencia es la de empeorar.

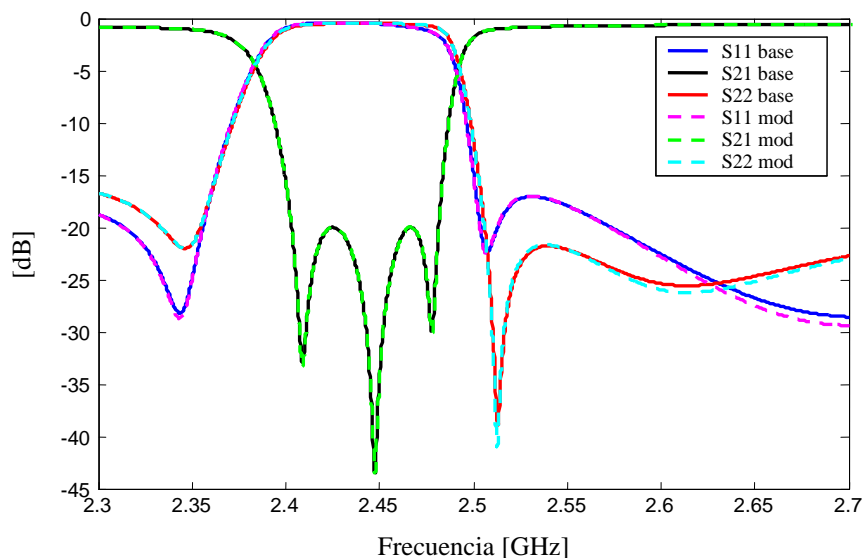
El aumento tan pequeño de este parámetro no deja resultados muy claros, pero se podría decir que no es un parámetro muy crítico para el funcionamiento de la estructura.

### **5.3.2.-Disminución de $R_s$**

En la figura 28 se muestra la respuesta de la estructura optimizada con un valor de  $R_s$  un 10% menor que el original,  $0.63 \Omega$ . A simple vista se puede ver una ligera mejora en las pérdidas de retorno en la banda alta.

Los valores de la tabla 21 no muestran unos resultados muy claros. Parece que la tendencia de disminuir este parámetro mejora las pérdidas de inserción por el mismo motivo explicado en el apartado anterior. Las atenuaciones de la banda eliminada no muestran ningún resultado interesante. Las pérdidas de retorno limitantes han empeorado ligeramente pero en la figura se ha visto una leve mejora global en la banda alta.

Todos estos resultados no son muy claros debido a que las variaciones no son muy grandes. Todo y no tener unos resultados muy claros, ya se ve que no es un parámetro interesante a mejorar para las prestaciones del filtro.



**Figura 26: Respuesta para el modelo base y modificado con  $R_s=0.63 \Omega$**

Parámetro	Especificaciones		Mínimo	Máximo	Comparativa
	Mínimo	Máximo			
<b>Pérdidas de inserción</b>					
2305 – 2360 MHz		1.288 dB		1.261 dB	0.027 dB
2510 – 2520 MHz		1.093 dB		1.085 dB	0.008 dB
2520 – 2690 MHz		0.924 dB		0.921 dB	0.003 dB
<b>Atenuación absoluta</b>					
2401 – 2403 MHz	16.881 dB		17.074 dB		0.193 dB
2403 – 2481 MHz	20 dB		20 dB		0 dB
2481 – 2483 MHz	16.311 dB		16.313 dB		0.002 dB
<b>Pérdidas de retorno</b>					
<b>Entrada</b>					
2305 – 2360 MHz	16.894 dB		16.843 dB		-0.051 dB
2510 – 2690 MHz	17.056 dB		16.98 dB		-0.076 dB
<b>Salida</b>					
2305 – 2360 MHz	16.943 dB		16.923 dB		-0.02 dB
2510 – 2690 MHz	21.782 dB		21.686 dB		-0.096 dB

Tabla 21: Especificaciones de la estructura optimizada con disminución de  $R_s$

### 5.3.-Estudio del efecto de $R_{sub}$ sobre el modelo

Como se ha visto en el capítulo 3, el parámetro  $R_{sub}$  modela las pérdidas debidas a la presencia del sustrato, por lo tanto debería influir en las pérdidas de la estructura. Este parámetro viene determinado por el material del sustrato y sus procesos de fabricación. En la estructura original este parámetro es de 2000  $\Omega$ .

#### 5.3.1.- Aumento de $R_{sub}$

En la figura 27 se muestra la simulación de la estructura al aumentar en un 10% el parámetro  $R_{sub}$  hasta 2200  $\Omega$ . A simple vista no se puede extraer ningún resultado interesante.

En la tabla 22 no se muestran unos resultados muy claros. Parece que existe una tendencia de disminución de las pérdidas de inserción al aumentar este parámetro, pero la variación es tan pequeña que no se tiene en cuenta. Las bajadas en la atenuación se mejoran por la banda baja pero se empeoran por la alta, por lo tanto la selectividad se

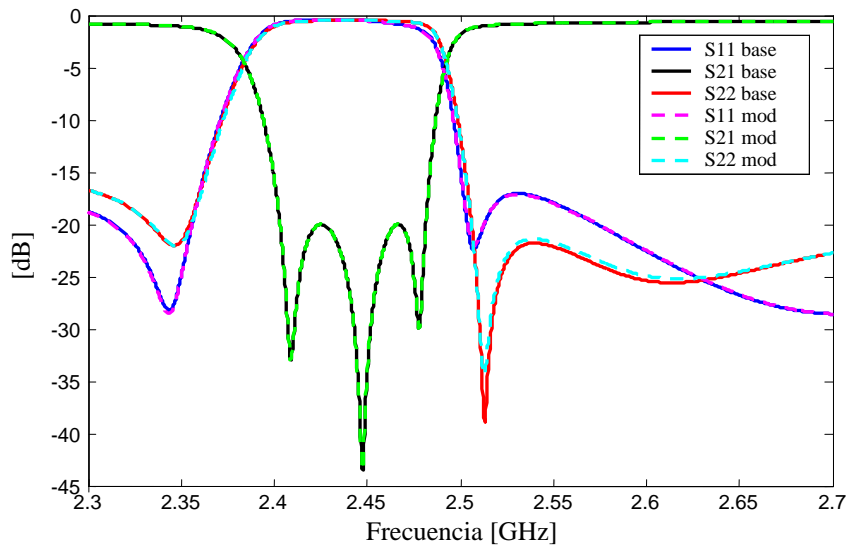


Figura 27: Respuesta para el modelo base y modificado con  $R_{sub}=2200\ \Omega$

mantiene prácticamente igual. Las pérdidas de retorno empeoran ligeramente con este aumento del parámetro.

El aumento de este parámetro no muestra unos resultados muy claros, por lo tanto se descarta como parámetro interesante para aumentar.

Parámetro	Especificaciones		Mínimo	Máximo	Comparativa
	Mínimo	Máximo			
<b>Pérdidas de inserción</b>					
<b>2305 – 2360 MHz</b>		1.288 dB		1.284 dB	0.004 dB
<b>2510 – 2520 MHz</b>		1.093 dB		1.08 dB	0.013 dB
<b>2520 – 2690 MHz</b>		0.924 dB		0.913 dB	0.011 dB
<b>Atenuación absoluta</b>					
<b>2401 – 2403 MHz</b>	16.881 dB		16.996 dB		0.115 dB
<b>2403 – 2481 MHz</b>	20 dB		20 dB		0 dB
<b>2481 – 2483 MHz</b>	16.311 dB		16.034 dB		-0.277 dB
<b>Pérdidas de retorno</b>					
<b>Entrada</b>					
<b>2305 – 2360 MHz</b>	16.894 dB		16.858 dB		-0.036 dB
<b>2510 – 2690 MHz</b>	17.056 dB		17 dB		-0.056 dB
<b>Salida</b>					
<b>2305 – 2360 MHz</b>	16.943 dB		16.901 dB		-0.042 dB
<b>2510 – 2690 MHz</b>	21.782 dB		21.391 dB		-0.391 dB

Tabla 22: Especificaciones de la estructura optimizada con aumento de  $R_{sub}$

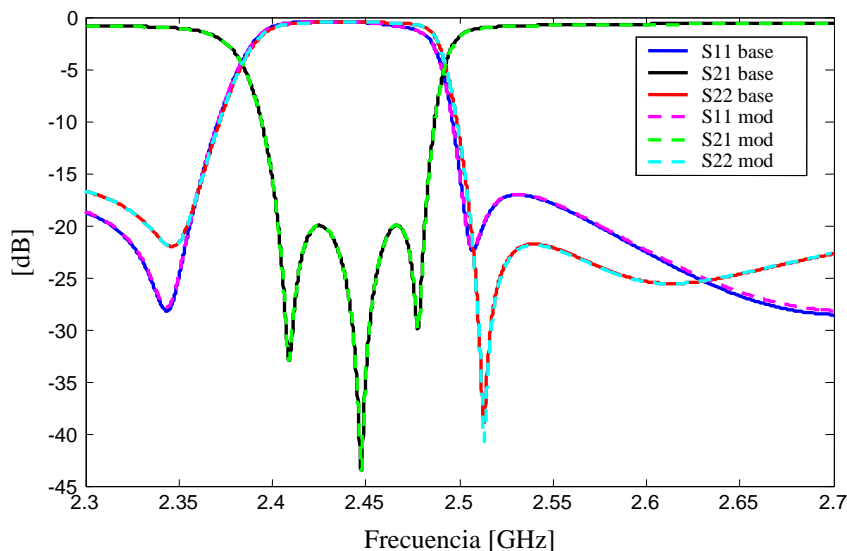


Figura 28: Respuesta para el modelo base y modificado con  $R_{sub}=1800\ \Omega$

### 5.3.2.-Disminución de $R_{sub}$

En la figura 28 se muestra la respuesta de la estructura al disminuir un 10% el parámetro  $R_{sub}$  hasta  $1800\ \Omega$ . No se muestra ningún resultado interesante a simple vista.

Parámetro	Especificaciones		Mínimo	Máximo	Comparati a
	Mínimo	Máximo			
<b>Pérdidas de inserción</b>					
<b>2305 – 2360 MHz</b>		1.288 dB		1.298 dB	-0.01 dB
<b>2510 – 2520 MHz</b>		1.093 dB		1.113 dB	-0.02 dB
<b>2520 – 2690 MHz</b>		0.924 dB		0.94 dB	-0.016 dB
<b>Atenuación absoluta</b>					
<b>2401 – 2403 MHz</b>	16.881 dB		17.054 dB		0.173 dB
<b>2403 – 2481 MHz</b>	20 dB		20 dB		0 dB
<b>2481 – 2483 MHz</b>	16.311 dB		16.311 dB		0 dB
<b>Pérdidas de retorno</b>					
<b>Entrada</b>					
<b>2305 – 2360 MHz</b>	16.894 dB		16.834 dB		-0.06 dB
<b>2510 – 2690 MHz</b>	17.056 dB		16.981 dB		-0.075 dB
<b>Salida</b>					
<b>2305 – 2360 MHz</b>	16.943 dB		16.834 dB		-0.109 dB
<b>2510 – 2690 MHz</b>	21.782 dB		21.895 dB		0.113 dB

Tabla 23: Especificaciones de la estructura optimizada con disminución de  $R_{sub}$



En la tabla 23 se muestran unos resultados no muy clarificadores. Las pérdidas de inserción apenas varían negativamente. Las atenuaciones continúan siendo prácticamente las mismas. En las pérdidas de retorno el máximo cambio es de 0.1 dB, pero nada significativo porque las limitantes prácticamente no varían.

En definitiva, no se muestran resultados para tener en cuenta una posible mejora de este parámetro aunque en un principio se pensaba que una disminución mejoraría la respuesta ya que forma parte de los efectos parásitos.

#### **5.4.- Estudio del efecto de $C_{sub}$ sobre el modelo**

Como se ha visto en el capítulo 3, el parámetro  $C_{sub}$  modela la capacidad existente entre el sustrato y la masa del chip formando parte de la capacidades parásitas de la estructura. Este parámetro también viene determinado por el material del sustrato y sus procesos de fabricación. En la estructura original este parámetro es de 50 fF.

##### **5.4.1.- Aumento de $C_{sub}$**

En este apartado se incrementará el valor original de  $C_{sub}$  en un 10%, tomando un valor de 55 fF. En la figura 29 muestra que no hay un cambio en la respuesta por el aumento de este parámetro.

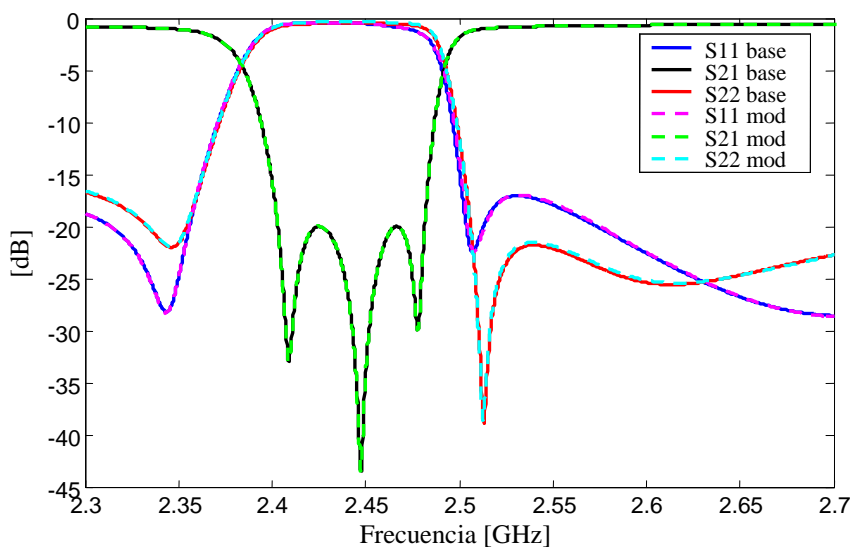


Figura 29: Respuesta para el modelo base y modificado con  $C_{sub}= 55$  fF

Parámetro	Especificaciones		Mínimo	Máximo	Comparativa
	Mínimo	Máximo			
<b>Pérdidas de inserción</b>					
2305 – 2360 MHz		1.288 dB		1.286 dB	0.002 dB
2510 – 2520 MHz		1.093 dB		1.081 dB	0.012 dB
2520 – 2690 MHz		0.924 dB		0.916 dB	0.008 dB
<b>Atenuación absoluta</b>					
2401 – 2403 MHz	16.881 dB		16.979 dB		0.098 dB
2403 – 2481 MHz	20 dB		20 dB		0 dB
2481 – 2483 MHz	16.311 dB		16.311 dB		0 dB
<b>Pérdidas de retorno</b>					
<b>Entrada</b>					
2305 – 2360 MHz	16.894 dB		16.873 dB		-0.021 dB
2510 – 2690 MHz	17.056 dB		16.987 dB		-0.069 dB
<b>Salida</b>					
2305 – 2360 MHz	16.943 dB		16.951 dB		0.008 dB
2510 – 2690 MHz	21.782 dB		21.515 dB		-0.267 dB

Tabla 24: Especificaciones de la estructura optimizada con aumento de Csub

En la tabla 24 se vuelve a obtener resultados poco reveladores. En el caso de las pérdidas de inserción apenas varían hacia mejor obteniendo unos valores nada representativos. Las atenuaciones en la banda eliminada continúan siendo las mismas. En las pérdidas de retorno limitantes no se muestran cambios negativos significantes.

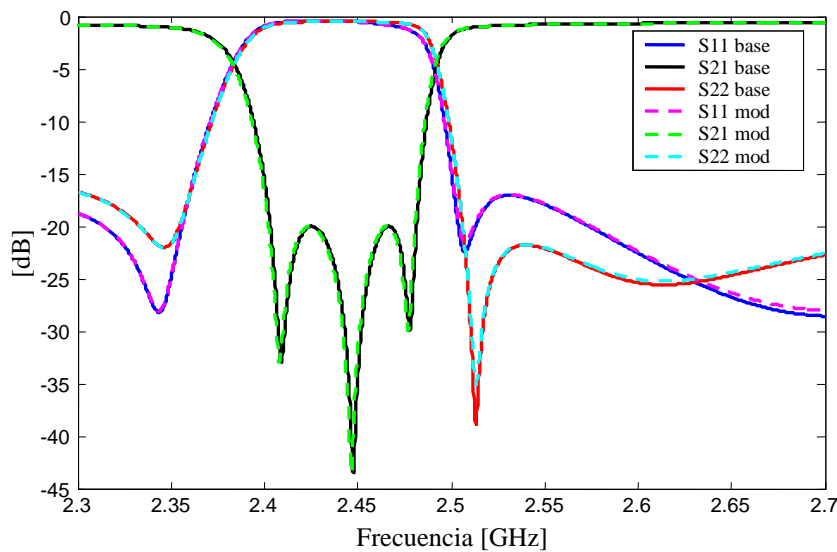


Figura 30: Respuesta para el modelo base y modificado con Csub= 45 fF

El aumento de este parámetro no genera una variación interesante en la estructura.

#### **5.4.2.- Disminución de Csub**

En este apartado se disminuirá en un 10% el valor original de este parámetro, pasando de 50 fF a 45 fF. En la figura 30 no se aprecia ningún cambio interesante.

La tabla 25 no muestra unos resultados muy orientativos. Se puede observar que las pérdidas de inserción empeoran, pero unos valores nada representativos. La atenuación también permanece prácticamente igual. Un ligero empeoramiento en la bajada de la banda alta pero también existe una ligera mejora en la bajada de la banda baja. Las pérdidas de retorno apenas empeoran, por lo tanto no son nada orientativas.

Este parámetro tampoco tiene ningún interés en ser mejorado.

#### **5.5.- Estudio del efecto de Cox sobre el modelo**

El parámetro Cox modela la capacidad existente entre el resonador y el sustrato y viene determinado por los procesos de fabricación. Al modelar un efecto parásito, se espera que la disminución de éste mejore la respuesta de la estructura. El valor original de Cox

Parámetro	Especificaciones		Mínimo	Máximo	Comparativa
	Mínimo	Máximo			
<b>Pérdidas de inserción</b>					
<b>2305 – 2360 MHz</b>		1.288 dB		1.292 dB	-0.004 dB
<b>2510 – 2520 MHz</b>		1.093 dB		1.108 dB	-0.015 dB
<b>2520 – 2690 MHz</b>		0.924 dB		0.936 dB	-0.012 dB
<b>Atenuación absoluta</b>					
<b>2401 – 2403 MHz</b>	16.881 dB		16.987 dB		0.106 dB
<b>2403 – 2481 MHz</b>	20 dB		20 dB		0 dB
<b>2481 – 2483 MHz</b>	16.311 dB		16.001 dB		-0.3 dB
<b>Pérdidas de retorno</b>					
<b>Entrada</b>					
<b>2305 – 2360 MHz</b>	16.894 dB		16.856 dB		-0.038 dB
<b>2510 – 2690 MHz</b>	17.056 dB		16.999 dB		-0.057 dB
<b>Salida</b>					
<b>2305 – 2360 MHz</b>	16.943 dB		16.913 dB		-0.03 dB
<b>2510 – 2690 MHz</b>	21.782 dB		21.732 dB		-0.05 dB

Tabla 25: Especificaciones de la estructura optimizada con disminución de Csub

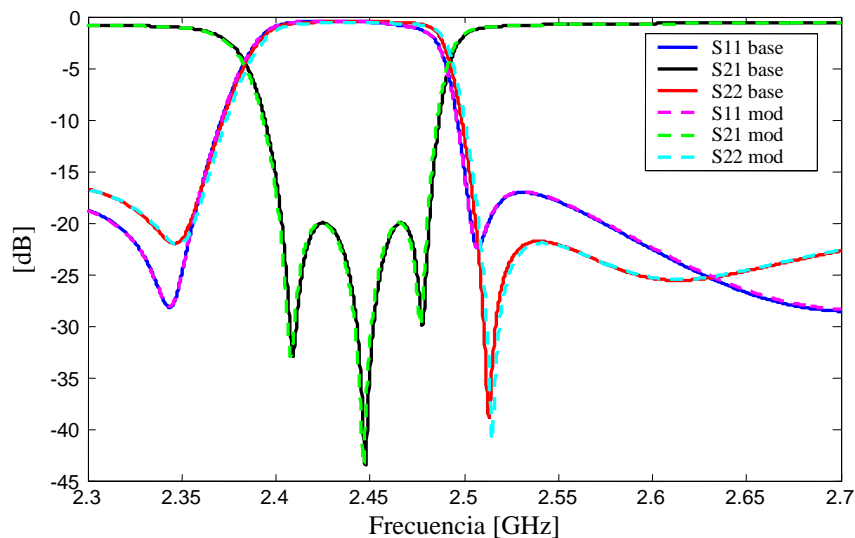


Figura 31: Respuesta para el modelo base y modificado con  $C_{ox} = 110 \text{ fF}$

es de  $100 \text{ fF}$ .

### 5.5.1.- Aumento de $C_{ox}$

En la figura 31 se muestra la respuesta con  $C_{ox}$  un 10% más grande que el original,

Parámetro	Especificaciones		Mínimo	Máximo	Comparativa
	Mínimo	Máximo			
<b>Pérdidas de inserción</b>					
<b>2305 – 2360 MHz</b>		1.288 dB		1.298 dB	-0.01 dB
<b>2510 – 2520 MHz</b>		1.093 dB		1.106 dB	-0.013 dB
<b>2520 – 2690 MHz</b>		0.924 dB		0.935 dB	-0.011 dB
<b>Atenuación absoluta</b>					
<b>2401 – 2403 MHz</b>	16.881 dB		17.17 dB		0.289 dB
<b>2403 – 2481 MHz</b>	20 dB		20 dB		0 dB
<b>2481 – 2483 MHz</b>	16.311 dB		16 dB		-0.311
<b>Pérdidas de retorno</b>					
<b>Entrada</b>					
<b>2305 – 2360 MHz</b>	16.894 dB		16.789 dB		-0.105 dB
<b>2510 – 2690 MHz</b>	17.056 dB		16.982 dB		-0.074 dB
<b>Salida</b>					
<b>2305 – 2360 MHz</b>	16.943 dB		16.868 dB		- 0.075 dB
<b>2510 – 2690 MHz</b>	21.782 dB		21.84 dB		0.058 dB

Tabla 26: Especificaciones de la estructura optimizada con aumento de  $C_{ox}$

pasando a valer 110 fF. No se aprecia un cambio claro.

La tabla 26 muestra que las pérdidas de inserción apenas varían por lo tanto no son unos resultados representativos. En la banda eliminada se mejora un poco la bajada en la banda baja a costa de empeorar la bajada en la banda alta quedándose la selectividad igual. Las pérdidas limitantes de la banda baja empeoran 0.105 dB, en cambio la banda alta se mantiene prácticamente igual. Los resultados no muestran una gran dependencia de la estructura con el aumento de este parámetro.

### **5.5.2.- Disminución de Cox**

La figura 32 muestra la respuesta con el efecto de disminuir el parámetro Cox original un 10 % hasta los 90 fF. No se ve un gran cambio en la respuesta.

La tabla 27 muestra una ligera tendencia a mejorar las pérdidas de inserción aunque nada concluyente al ser tan leve. Las atenuaciones en la banda eliminada permanecen prácticamente iguales, aumentando ligeramente la caída en la banda baja pero empeorando ligeramente la banda alta. Las pérdidas de retorno empeoran aunque las variaciones son tan pequeñas que no son significativas. No se muestran unos resultados que indiquen un interés en la disminución de este parámetro.

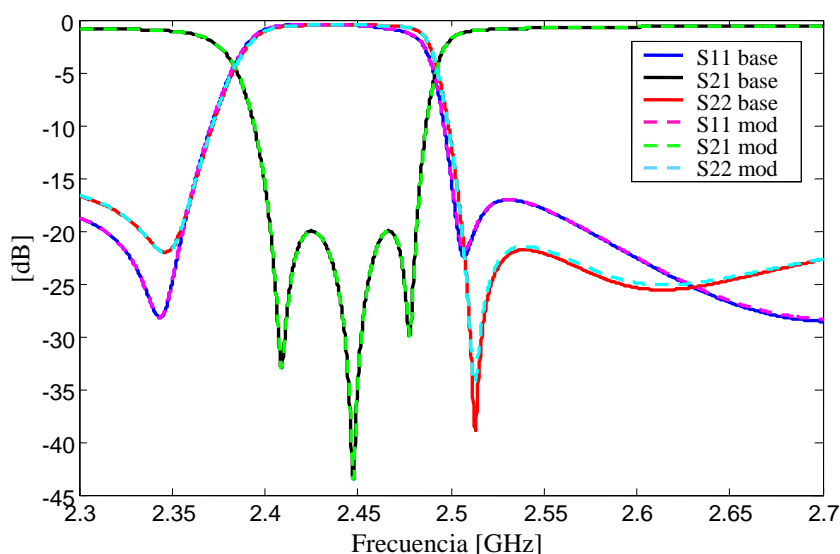


Figura 32: Respuesta para el modelo base y modificado con Cox= 90 fF

Parámetro	Especificaciones		Mínimo	Máximo	Comparativa
	Mínimo	Máximo			
<b>Pérdidas de inserción</b>					
2305 – 2360 MHz		1.288 dB		1.283 dB	0.005 dB
2510 – 2520 MHz		1.093 dB		1.08 dB	0.013 dB
2520 – 2690 MHz		0.924 dB		0.913 dB	0.011 dB
<b>Atenuación absoluta</b>					
2401 – 2403 MHz	16.881 dB		16.983 dB		0.102 dB
2403 – 2481 MHz	20 dB		20 dB		0 dB
2481 – 2483 MHz	16.311 dB		16.004 dB		-0.307 dB
<b>Pérdidas de retorno</b>					
<b>Entrada</b>					
2305 – 2360 MHz	16.894 dB		16.856 dB		-0.038 dB
2510 – 2690 MHz	17.056 dB		17.042 dB		-0.014 dB
<b>Salida</b>					
2305 – 2360 MHz	16.943 dB		16.987 dB		0.044 dB
2510 – 2690 MHz	21.782 dB		21.45 dB		-0.332 dB

Tabla 27: Especificaciones de la estructura optimizada con disminución de Cox

## 5.6.- Conclusiones

A lo largo de este capítulo se ha hecho un estudio del efecto de variar individualmente algunos de los parámetros de fabricación de cada resonador perteneciente a la estructura. En concreto los parámetros a estudiados son Keff, inac, Rs, Rsub, Csub y Cox. Se ha visto el efecto del aumento y disminución de cada parámetro. Dentro de cada caso se han visto las pérdidas de retorno, las pérdidas de inserción y las atenuaciones en la banda eliminada. También se ha hecho una comparación con las prestaciones del modelo estudiado en el capítulo 4 con atenuación en la banda eliminada de 20 dB.

Se ha visto que el aumento de Keff mejoraría las prestaciones globales de la estructura, y que empeoraría al disminuirse. Aunque es un parámetro de los más significativos de la estructura y aumentarlo indefinidamente mejoraría las prestaciones del filtro, no es un parámetro que sea fácil de aumentar por que se tendría que cambiar el material piezoeléctrico.

El aumentar el parámetro  $\text{inac}$  empeora las condiciones de la respuesta del filtro, en cambio disminuir este parámetro mejora ligeramente la respuesta global del filtro. Éste también es uno de los parámetros más significativos de la estructura. La tendencia de disminuir este parámetro mejora la estructura, por lo tanto el caso ideal sería llegar a tener un parámetro  $\text{inac}$  igual a 0.

El parámetro  $R_s$  modela las pérdidas por la presencia de los electrodos, y como se ha visto la disminución de este parámetro genera una mejora en las pérdidas de inserción, aunque no en las de retorno. El cambio es tan ligero que no vale la pena cambiar el material de los electrodos por otro con menos pérdidas.

Los tres parámetros restantes,  $C_{\text{sub}}$ ,  $R_{\text{sub}}$  y  $C_{\text{ox}}$ , que modelan los efectos parásitos vienen determinados por el proceso de fabricación y el material del sustrato, por lo tanto la mejora pasaría mayoritariamente por mejorar los procesos. En el estudio no se han visto resultados realmente importantes como para que los procesos de fabricación merezcan mejorarse en este aspecto.

Una vez vistos el efecto de todos estos parámetros, en el siguiente capítulo se hará un estudio del efecto que tiene variar conjuntamente los dos parámetros más significativos de la estructura. Estos dos parámetros como se ha dicho son  $K_{\text{eff}}$  y  $\text{inac}$ .

## **Capítulo 7**

### **Estudio conjunto Keff y inac**

Keff y inac son los parámetros que mayores cambios provocan en la respuesta de la estructura. Dentro de este capítulo se intentará hacer un estudio más profundo del efecto que causan estos dos parámetros sobre los resonadores y la estructura en general.

#### **6.1.– Estudio de Keff y inac sobre un resonador**

En este apartado se muestra el efecto que tiene el variar estos parámetros sobre la respuesta de un solo resonador modelado por un modelo MBVD de nivel 2.

En la tabla 28 se observa la tendencia que tiene la frecuencia de anti-resonancia ( $f_p$ ) al variar el parámetro inac con 3 diferentes Keff fijas. Se puede apreciar que a medida que inac aumenta  $f_p$  disminuye. Como hemos visto antes, la variación de  $f_p$  afecta directamente al cálculo de la Keff del piezoeléctrico. Por lo tanto y aunque la Keff del modelo esté fija, cada vez que aumenta inac, tiene el mismo efecto que si se redujese Keff. En la gráfica 33 se muestra de manera más visual la tendencia de  $f_p$ . El aumento de inac afecta de una manera no lineal a la  $f_p$ , y se podría corroborar su connotación

		$f_s$ [Ghz]	$f_p$ [Ghz]
<b>Keff=0,065</b>	<b>inac=0</b>	2.391	2.4571098
	<b>inac=0.1</b>	2.391	2.45626
	<b>inac=0.3</b>	2.391	2.45381
	<b>inac=0.5</b>	2.391	2.44944
<b>Keff=0,05</b>	<b>inac=0</b>	2.391	2.44115
	<b>inac=0.1</b>	2.391	2.44051
	<b>inac=0.3</b>	2.391	2.43866
	<b>inac=0.5</b>	2.391	2.43535
<b>Keff=0,08</b>	<b>inac=0</b>	2.391	2.47346
	<b>inac=0.1</b>	2.391	2.47238
	<b>inac=0.3</b>	2.391	2.46931
	<b>inac=0.5</b>	2.391	2.46381

Tabla 28: Variación de  $f_p$  al variar inac con tres Keff diferentes



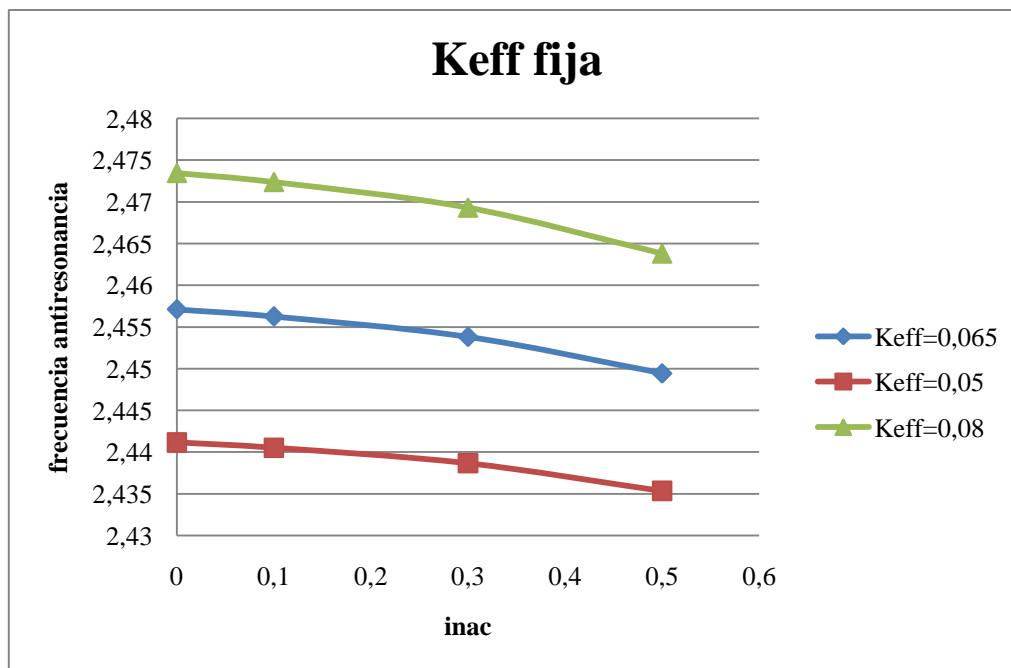


Figura 33: Tendencia de  $f_p$  al modificar  $inac$  con tres  $K_{eff}$  diferentes

negativa en el esquema viendo los resultados ya que a una  $f_p$  menor implicaría una  $K_{eff}$  real menor.

Ahora se cambia el planteamiento y en la tabla 29 se muestra el efecto de variar el parámetro  $K_{eff}$  con tres diferentes  $inac$  fijas sobre la frecuencia de resonancia paralela ( $f_p$ ).

		$f_s$ [Ghz]	$f_p$ [Ghz]
$inac= 0$	$K_{eff}= .05$	2.391	2.44115
	$K_{eff}=0.065$	2.391	2.4571098
	$K_{eff}=0.08$	2.391	2.47346
$inac= 0.1$	$K_{eff}=0.05$	2.391	2.44051
	$K_{eff}=0.065$	2.391	2.45626
	$K_{eff}=0.08$	2.391	2.47238
$inac=0.3$	$K_{eff}=0.05$	2.391	2.43866
	$K_{eff}=0.065$	2.391	2.45381
	$K_{eff}=0.08$	2.391	2.46931
$inac= 0.5$	$K_{eff}=0.05$	2.391	2.43535
	$K_{eff}=0.065$	2.391	2.44944
	$K_{eff}=0.08$	2.391	2.46381

Tabla 29: Variación de  $f_p$  al variar  $K_{eff}$  con cuatro  $inac$  diferentes

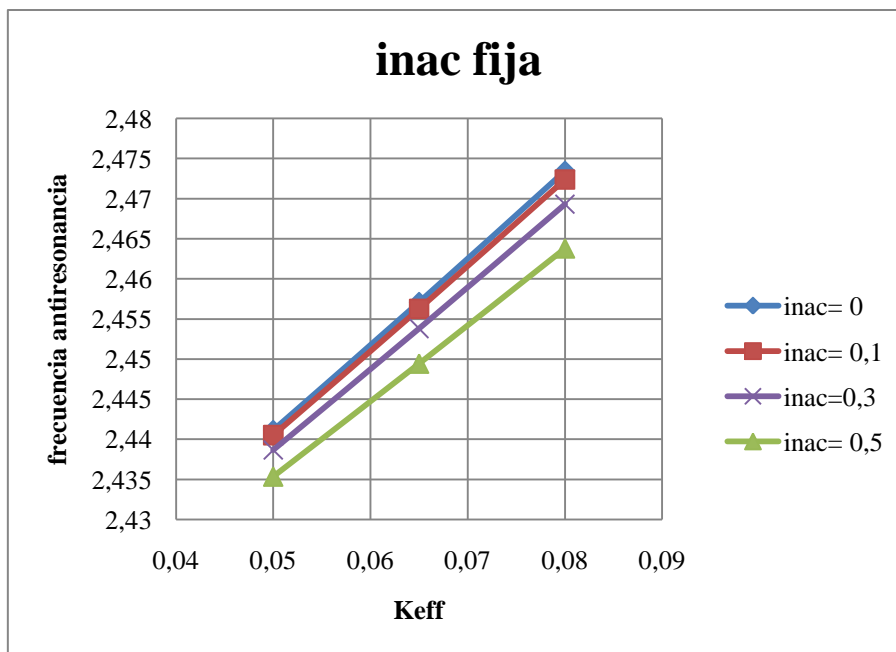


Figura 34: Tendencia de  $f_p$  al modificar Keff con cuatro inac diferentes

En la gráfica de la figura 34 se observa como para una serie de inac fijas, la modificación del Keff repercute en la  $f_p$  de una manera lineal.

Hasta ahora se ha visto como repercuten la variación de los parámetros Keff e inac en la frecuencia de anti-resonancia ( $f_p$ ). Como se ha explicado antes, la Keff es fácil calcular a partir de la  $f_s$  y la  $f_p$  mediante la fórmula en (1.6). Por lo tanto, aunque se tenga el parámetro Keff fijo, al modificar la  $f_p$  existe una Keff real diferente del material. A continuación se muestra una tabla con los valores de Keff efectiva calculados y cómo

		Keff real
Keff=0.065	inac=0	0.064639015
	inac=0.1	0.063851334
	inac=0.3	0.061574427
	inac=0.5	0.057490928
Keff=0.05	inac=0	0.049665192
	inac=0.1	0.049056675
	inac=0.3	0.047294138
	inac=0.5	0.044127433
Keff=0.08	inac=0	0.079588464
	inac=0.1	0.078612899
	inac=0.3	0.075830649
	inac=0.5	0.070812191

Tabla 30: Keff real al variar inac con tres Keff diferentes

evoluciona con tres Keff fijas variando inac.

En la tabla 30 se muestra lo que anteriormente se ha visto. Si inac aumenta la Keff real del resonador disminuye, y cuanto más grande sea Keff más grande será la Keff real obtenida. A continuación hay una gráfica compuesta a base de los datos de la tabla donde se verá mejor la tendencia de este parámetro.

En gráfica de la figura 35 se ve la dependencia de la Keff efectiva con estos parámetros. Tal y como se ha comentado antes, la Keff real disminuye de una manera no lineal. Este hecho se podía sacar de las anteriores gráficas ya que una disminución de  $f_p$  (acercamiento a  $f_s$ ) implica una disminución de la Keff real, pero con esta gráfica se ve mucho mejor ya que no necesitas saber o pensar en términos de cómo  $f_p$  afecta a la Keff. Se podría seguir el estudio haciendo la misma gráfica pero con una serie de inac fijas variando la Keff, pero tendría una dependencia lineal tal y como tenían las  $f_p$  en la figura 34.

Una vez visto este pequeño estudio, sabemos que para los parámetros introducidos en el modelo, en concreto Keff y inac, hace que exista una Keff real diferente de la introducida en el modelo.

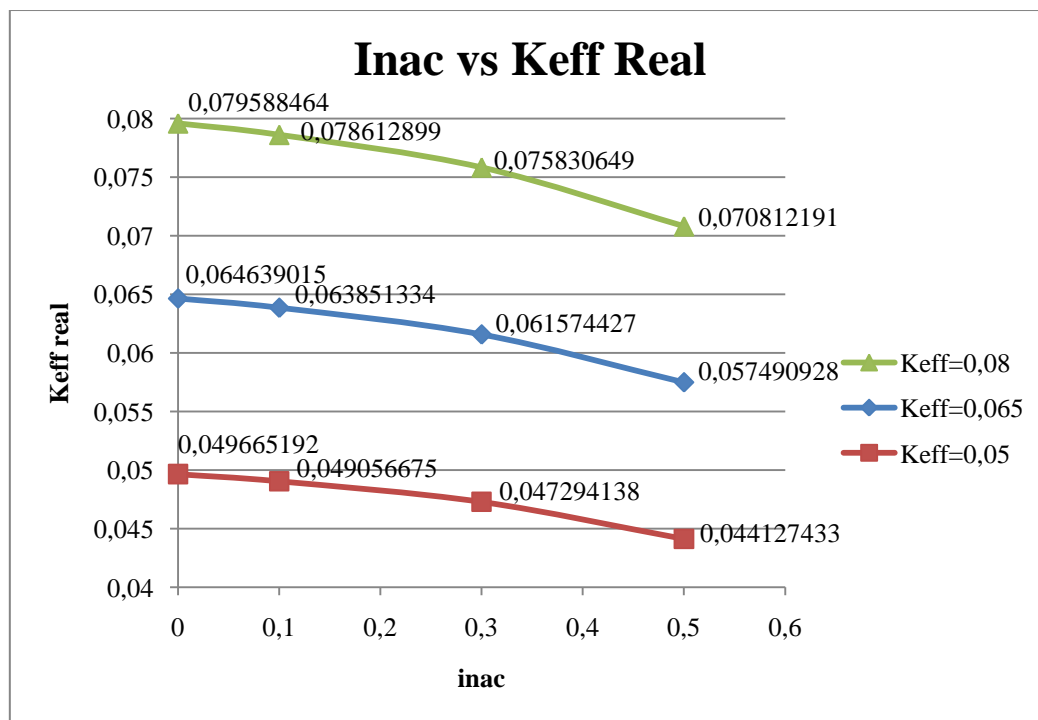


Figura 35: Tendencia de la Keff real al variar inac con tres Keff diferentes

## 6.2.- Estudio de Keff y inac sobre el filtro

Como se ha dicho, la variación de inac tiene un efecto directo sobre la Keff real de la estructura. En este apartado se calculará la Keff real de la estructura base y se mostrará si una estructura con un parámetro inac igual a 0 y una Keff igual a la real calculada es equivalente al modelo base.

La estructura base tiene el parámetro inac a 0.12, y el Keff de entrada a 6.5 %. Un resonador modelado con estos parámetros de fabricación y con un parámetro de diseño  $f_s$  de 2.381 GHz da lugar a una respuesta con la frecuencia de anti-resonancia situada 2.446 GHz. Gracias a la formula (1.4) y con los datos recogidos obtenemos que:

$$k_{\text{eff}}^2 = \frac{\pi}{2} \left( \frac{2.381 * 10^9}{2.446 * 10^9} \right) / \tan \left( \frac{\pi}{2} \left( \frac{2.381 * 10^9}{2.446 * 10^9} \right) \right) = 0.06386338658795$$

En la figura 36 se muestra las respuestas de las dos estructuras superpuestas. A simple vista se observa que las respuestas son muy parecidas salvo pequeñas diferencias. Para ver los efectos más detalladamente se dispone de la tabla 34 con los valores de las figuras y sus comparaciones.

Se muestra en la tabla 31 como la estructura con los parámetros modificados cumple los requisitos de atenuación. Las pérdidas de inserción prácticamente no varían. Hay una ligera ganancia en la selectividad del filtro al mejorar las bajadas de la atenuación. En la

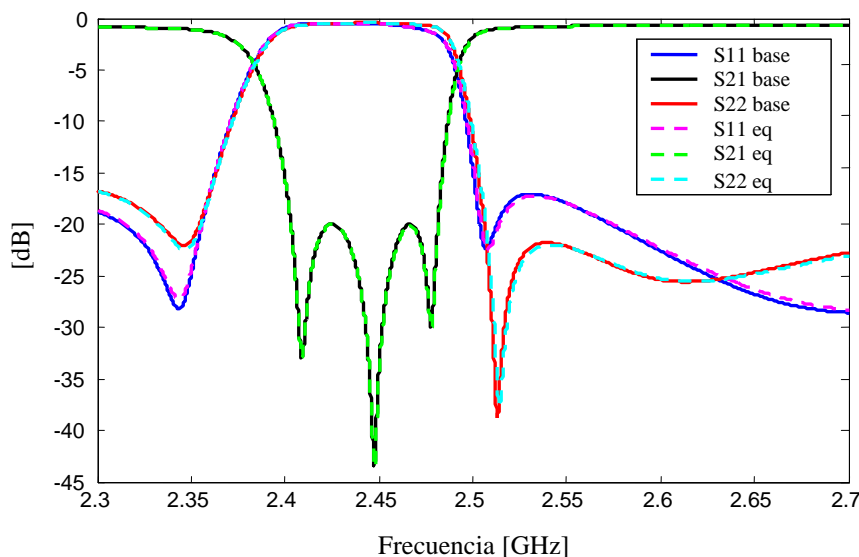


Figura 36: Comparación de la respuesta entre el modelo base y su equivalente

banda alta de las pérdidas de retorno limitantes hay una ligera mejora de 0.202 dB, pero globalmente no hay nada destacable.

A simple vista se podría considerar que el modelo equivalente es mejor ya que se mejora ligeramente la selectividad y la banda alta de las pérdidas de retorno limitantes aunque esta pequeña mejora no es interesante ya que las variaciones son mínimas. Llegados a este punto no se muestra un interés en disminuir el parámetro *inac* a costa de reducir *Keff*.

### 6.3.- Conclusiones

En este capítulo se ha visto más profundamente la dependencia de las características de la estructura con los parámetros *Keff* e *inac*. El aumento de *inac* perjudica el coeficiente de acoplo piezoeléctrico real de la estructura empeorando las prestaciones del filtro. Una posible solución es aumentar el parámetro *Keff* para compensar este efecto negativo aunque como se ha visto en el capítulo 5 es difícil aumentar éste. Finalmente se ha comparado la respuesta del filtro con los parámetros originales con otra estructura con una *inac* igual a 0 y una *Keff* igual al coeficiente de acoplo real de la estructura

Parámetro	Especificaciones		Mínimo	Máximo	Comparativa
	Mínimo	Máximo			
<b>Pérdidas de inserción</b>					
<b>2305 – 2360 MHz</b>		1.288 dB		1.285 dB	0.003 dB
<b>2510 – 2520 MHz</b>		1.093 dB		1.102 dB	-0.011 dB
<b>2520 – 2690 MHz</b>		0.924 dB		0.924 dB	0 dB
<b>Atenuación absoluta</b>					
<b>2401 – 2403 MHz</b>	16.881 dB		17.013 dB		0.132 dB
<b>2403 – 2481 MHz</b>	20 dB		20 dB		0 dB
<b>2481 – 2483 MHz</b>	16.311 dB		16.436 dB		0.125 dB
<b>Pérdidas de retorno</b>					
<b>Entrada</b>					
<b>2305 – 2360 MHz</b>	16.894 dB		16.933 dB		0.039 dB
<b>2510 – 2690 MHz</b>	17.056 dB		17.258 dB		0.202 dB
<b>Salida</b>					
<b>2305 – 2360 MHz</b>	16.943 dB		16.999 dB		0.056 dB
<b>2510 – 2690 MHz</b>	21.782 dB		22.094 dB		0.312 dB

Tabla 31: Especificaciones de la estructura equivalente

original. Con esta comparación se ha mostrado que mejorar el parámetro inac a costa de empeorar Keff no es interesante. En conclusión con un valor del parámetro inac tan bajo no es interesante una mejora de éste a cambio de empeorar Keff.



## **Capítulo 8**

### **Conclusiones**

---

---

El objetivo principal de este proyecto de final de carrera es el diseño de un filtro banda eliminada implementado mediante tecnología BAW para aplicaciones WiMAX a partir de la estructura y especificaciones de un filtro comercial. La función del filtro esta encarada a la eliminación de la banda de Wi-Fi interferente en sistemas WiMAX. En la introducción se ha intentado plasmar la problemática de la convivencia de estos dos sistemas y la justificación de escoger la tecnología BAW para implementar el filtro.

En el capítulo 2 se han presentado los conocimientos previos para llegar a entender tanto la tecnología BAW como el funcionamiento de los sistemas WiMAX. Se ha explicado el funcionamiento básico de la tecnología BAW así como los diferentes resonadores que se pueden implementar mediante ella. También se han introducido los 2 grupos de filtros que se pueden diseñar con ella, los eléctricamente acoplados y los acústicamente acoplados. Dentro de los primero se han presentado las estructuras de filtro tipo ladder y lattice, y dentro del segundo grupo los CRF y SCF.

Una vez explicado esta teoría básica se ha introducido un modelo a partir del cual se ha trabajado en este estudio a lo largo del capítulo 3 y los diferentes parámetros que lo conforman. El modelo presentado es el de Butterworth Van-Dyke y ha sido el elegido gracias a su sencillez a la hora de diseñar. Además de presentar el modelo básico, se han introducido una serie de modificaciones en el modelo inicial para poder aproximarse al comportamiento real de la estructura contemplando los principales efectos parásitos y la dependencia de las características del resonador con su tamaño. El modelo final obtenido con las modificaciones se conoce como modelo modificado Butterworth Van-Dyke de nivel 2.

Una vez se ha logrado modelar con éxito los resonadores BAW, el capítulo 4 se ha centrado en la interconexión de estos resonadores para conformar el filtro de banda eliminada de orden 3. La estructura usada es la misma que la del modelo comercial y en este capítulo se ha intentado hacer una justificación del uso de esta estructura. Además se ha introducido el método sistemático de optimización usado para alcanzar las



diferentes especificaciones mínimas que ha de alcanzar el filtro a diseñar determinadas por el filtro comercial.

En el capítulo 5 se ha alcanzado el objetivo de diseñar un filtro que cumpla las diferentes especificaciones. Se ha obtenido tres estructuras con diferentes restricciones en la banda de atenuación a la hora de optimizar. Las optimizaciones se han centrado en mejorar las pérdidas de retorno cumpliendo las restricciones pertinentes. De las diferentes estructuras obtenidas se ha decidido escoger la segunda estructura con una atenuación de 20 dB en la banda eliminada como estructura para continuar el estudio. Esta elección ha sido basada en el equilibrio alcanzado entre la atenuación y las pérdidas de retorno obtenidas con dicha estructura.

A partir de la estructura escogida en el capítulo anterior se ha hecho un estudio a lo largo del capítulo 6 del efecto que tiene variar los diferentes parámetros de fabricación de los resonadores que componen el filtro. Esta parte se ha hecho para cumplir el objetivo de estudiar si es interesante una mejora en los procesos de fabricación de los resonadores. Los parámetros escogidos para el estudio han sido 6:  $K_{eff}$ ,  $inac$ ,  $R_s$ ,  $R_{sub}$ ,  $C_{sub}$  y  $C_{ox}$ . Finalmente se ha visto que los parámetros más interesantes a mejorar han sido  $K_{eff}$  e  $inac$  y que la variación de los otros parámetros no produce un cambio sustancial en la respuesta de la estructura.

En el capítulo 7 se complementa el estudio del capítulo anterior profundizando en el efecto visto por los dos parámetros más significativos. Se ha visto que el acoplo piezoeléctrico de la estructura real no depende solo de  $K_{eff}$  sino que se ve afectado también por  $inac$ . El aumento de  $inac$  produce una reducción en el espaciado de las frecuencias de resonancia de los resonadores afectando negativamente al propio coeficiente de acoplo. Finalmente se ha hecho una comparación entre la estructura con los parámetros originales y una estructura con el parámetro  $inac$  igual a 0 y una  $K_{eff}$  equivalente al coeficiente de acoplo real de la estructura original. Esta comparación ha mostrado que para valores de  $inac$  tan bajos, no es interesante una mejora de éste a cambio de empeorar  $K_{eff}$ .

Con este estudio se ha conseguido obtener un filtro de banda eliminada que garantiza una buena eliminación de la banda de Wi-Fi interferente en sistemas WiMAX con unas buenas características en cuanto a pérdidas de retorno se refiere. También se ha visto que la única mejora interesante es mejorar los materiales piezoeléctricos de los

resonadores. Las prestaciones ofrecidas por una mejora de los demás parámetros de fabricación no compensarían el esfuerzo requerido.



## **Bibliografía**

---

- [1] **TAPTAP Networks & The Nielsen Company.** “*Estudio de Mercado Mobile Internet, Trimestre referencia Q2/2010*” [en línea]  
<http://www.altersem.com/blog/wp-content/uploads/2010/09/EstudioDeMercadoMobileInternet.pdf>
- [2] **Steven J. Vaughan-Nichols.** “*Mobile WiMax: The Next Wireless Battleground?*”, IEEE Computer Society , Junio 2008.
- [3] **Kamran Etemad, Intel Corporation.** “*Overview of Mobile WiMAX Technology and Evolution*”, IEEE Communications Magazine, vol. 46, no. 10, Octubre 2008.
- [4] Puttipong Mahasukhon, Hamid Sharif, Michael Hempel, Ting Zhou, Tao Ma. “*Distance and Throughput Measurements in Mobile WiMAX Test Bed*”, Military Communications Conference, Octubre-Noviembre 2010.
- [5] **WiMAX Forum.** WiMAX Maps. [en línea]  
<http://www.wimaxmaps.org/>
- [6] **WiMAX Forum.** Monthly Industry Report. [en línea]  
<http://www.wimaxforum.org/resources/monthly-industry-report>
- [7] **WIFI Alliance.** Discover and Learn. [en línea]  
[http://www.wi-fi.org/discover\\_and\\_learn.php](http://www.wi-fi.org/discover_and_learn.php)
- [8] **WiMAX Forum.** Spectrum Database. [en línea]  
[http://spectrumdatabase.at4wireless.com/wf\\_database/frequency\\_band\\_chart/frequency.php](http://spectrumdatabase.at4wireless.com/wf_database/frequency_band_chart/frequency.php)
- [9] Y. Yamamoto. “*Saw Filters and Resonators for Public Communications Systems*”, IEEE Ultrasonic Symposium, vol.1, 1993.
- [10] R. T. Syme, F. S. McClellmont. “*Wide Bandwidth Saw Filters for Satellite-Borne Signal Processing*”, IEEE International Frequency Control Symposium and PDA Exhibition, 2002.
- [11] M. Hikita, N. Shibagaki, A. Isobe, K. Asai, K. Sakiyama. “*Recent and future RF SAW technology for mobile communications*”, IEEE Microwave Symposium Digest, vol.1, junio 1997.
- [12] O. Menendez, P. de Paco, R. Villarino, J. Parron. “*Closed-Form Expressions for the Design of Ladder-Type FBAR Filters*”, IEEE Microwave and Wireless Components Letters, vol. 16, no. 12, Diciembre 2006.

- [13] **Aigner, R.** “*MEMS in RF Filter Applications: Thin-film Bulk Acoustic Wave Technology*”. 2003. pp.178-188.
- [14] Aigner, R. “*SAW and BAW technologies for RF filter applications: A review of the relative strengths and weaknesses*”, IEEE Ultrasonic Symposium, Noviembre 2008.
- [15] [http://conocimientosrfmemsdesign.blogspot.com/2010\\_02\\_01\\_archive.html](http://conocimientosrfmemsdesign.blogspot.com/2010_02_01_archive.html)
- [16] **Sponsored by Standards Committee of the IEEE Ultrasonic, Ferroelectrics, and Frequency Control Society.** “*An American National Standard IEEE Standard on Piezoelectricity*”, 1988.
- [17] **Ken-ya Hashimoto.** *RF bulk acoustic wave filters for communications*. Artech House, 2009.
- [18] G. G. Fattinger. “*BAW Resonator Design Considerations – An Overview*”, IEEE International Frequency Control Symposium, Mayo 2008.
- [19] K. M. Lakin. “*Review of the Thin Film resonator Technology*”, Radio and Wireless Conference. RAWCON '03. Proceedings, 2008.
- [20] **INFICON.** Density And Acoustic Impedance Values. [en línea] <http://www.inficonthinfilmd deposition.com/en/densityandacousticvalues.html>
- [21] K. M. Lakin, J. Belsick, J. F. McDonald, K. T. McCarron. “*High performance stacked crystal filters for GPS and wide bandwidth applications*”, IEEE Ultrasonics Symposium, vol. 1, 2001.
- [22] K. M. Lakin. “*Coupled resonator filters*”, IEEE Ultrasonics Symposium, vol. 1, Octubre 2002.
- [23] A. Roy, K. Prasad, B. P. Barber. “*Spurious modes suppression in Stacked Crystal Filter*”, Applications and Technology Conference (LISAT), Mayo 2010.
- [24] **WiMAX Forum.** *WiMAX's technology for LOS and NLOS environment*. [en línea] <http://www.wimaxforum.org/technology/downloads/WiMAXNLOSgeneral-versionaug04.pdf>
- [25] **WiMAX Forum.** <http://www.wimaxforum.org>
- [26] S. K. Ray, K. Pawlikowski, H. Sirisena. “*Handover in mobile WiMAX Networks: The State of Art and Research Issues*”, IEEE Communications Surveys & Tutorials, vol. 12, no. 3, Tercer cuatrimestre 2010.
- [27] **T. Jamneala, P. Bradley, U. Koelle, A. Chien.** “*Modified Mason Model for Bulk Acoustic Wave Resonator*”, IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control, vol. 55, no. 9, Septiembre 2008.

- [28] **W. P. Mason.** “Physical Acoustics Principles & Methods”, vol. 1 A, Academic Press, NY, pp.239-247, 1964.
- [29] **Tapani Makkonen, Antti Holappa, Juha Ellä and Martti M. Salomaa.** “*Finite Elements Simulations of Thin-Film Composite BAW Resonators*”, IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency control, vol 48, no. 5, Septiembre 2001.
- [30] **Sylvain Giraud, Stéphane Bila, Matthieu Chatras, Dominique Cros, and Michel Aubourg.** *Bulk Acoustic Wave Filters Synthesis and Optimization for Multi-Standard Communication Terminals.* IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control, vol. 57, no. 1, January 2010.
- [31] **Rajan S. Naik, Joseph J. Lutsky, Rafael Reif, and Charles G. Sodini.** *Electromechanical Coupling Constant Extraction of Thin-Film Piezoelectric Materials using a Bulk Acoustic Wave Resonator.* IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control, vol. 45, no. 1, Enero 1998.
- [32] **Shi-Heng Zhao, Shu-Rong Dong, Hui-Jin Zhang, Wei-Wei Cheng, Xiao-Xia Han.** “*Modeling of RF filter component based on film bulk acoustic resonator*”, IEEE Transactions on Consumer Electronics, vol. 55, no. 2, Mayo 2009.
- [33] **Ambarish Roy, Bradley P. Barber, Kanti Prasad.** *Modeling of RF- MEMS BAW Resonator.* 2010 23rd International Conference on VLSI Design.
- [34] **C. Muller, M.-A. Dubois.** “*Effect of size and shape on the performances of BAW resonators: A model and its applications*”, IEEE International Ultrasonics Symposium Proceedings, Noviembre 2008.
- [35] **Francisco Javier Fernández Casi.** PFC “*Estudio de un Notch Filter utilizando tecnología Bulk Acoustic Wave para aplicaciones WiMAX*”, Septiembre 2010.
- [36] **Philip R. Geffe.** “*Novel Designs for Elliptic Bandstop Filters*”, s.I : RF Design.



## Apéndice A, Valor de los parámetros de diseño en cada simulación,

---



---

### Capítulo 4

	Valores de los parámetros	Unidades
<b>Lp</b>	5.88142E-09	[H]
<b>Ls</b>	4.21016E-09	[H]
<b>Cp1</b>	7.84191E-13	[F]
<b>frp1</b>	2.40879E+09	[Hz]
<b>Cp2</b>	5.80267E-13	[F]
<b>frp2</b>	2.47815E+09	[Hz]
<b>Cs</b>	1.37129E-12	[F]
<b>frs</b>	2.38109E+09	[Hz]

Tabla 32: Valores de los parámetros de diseño para una condición de atenuación de 15 dB

	Valores de los parámetros	Unidades
<b>Lp</b>	3.98015e-09	[H]
<b>Ls</b>	4.84832e-09	[H]
<b>Cp1</b>	1.0646e-12	[F]
<b>frp1</b>	2.40883e+09	[Hz]
<b>Cp2</b>	720.627e-15	[F]
<b>frp2</b>	2.47803e+09	[Hz]
<b>Cs</b>	1.07776e-12	[F]
<b>frs</b>	2.38231e+09	[Hz]

Tabla 33: Valores de los parámetros de diseño para una condición de atenuación de 20 dB



	Valores de los parámetros	Unidades
<b>Lp</b>	3.08422e-09	[H]
<b>Ls</b>	5.32621e-09	[H]
<b>Cp1</b>	1.37618e-12	[F]
<b>frp1</b>	2.40857e+09	[Hz]
<b>Cp2</b>	914.137e-15	[F]
<b>frp2</b>	2.47756e+09	[Hz]
<b>Cs</b>	877.055e-15	[F]
<b>frs</b>	2.38266e+09	[Hz]

Tabla 34: Valores de los parámetros de diseño para una condición de atenuación de 25 dB

## Capítulo 5

	Valores de los parámetros	Unidades
<b>Lp</b>	4.36968e-09	[H]
<b>Ls</b>	3.79382e-09	[H]
<b>Cp1</b>	912.371e-15	[F]
<b>frp1</b>	2.40856e+09	[Hz]
<b>Cp2</b>	663.52e-15	[F]
<b>frp2</b>	2.47982e+09	[Hz]
<b>Cs</b>	1.4011e-12	[F]
<b>frs</b>	2.36543e+09	[Hz]

Tabla 35: Valores de los parámetros de diseño al aumentar Keff

	Valores de los parámetros	Unidades
<b>Lp</b>	3.14297e-09	[H]
<b>Ls</b>	6.51128e-09	[H]
<b>Cp1</b>	1.41009e-12	[F]
<b>frp1</b>	2.40899e+09	[Hz]
<b>Cp2</b>	831.726e-15	[F]
<b>frp2</b>	2.4785e+09	[Hz]
<b>Cs</b>	778.419e-15	[F]
<b>frs</b>	2.40039e+09	[Hz]

Tabla 36: Valores de los parámetros de diseño al disminuir Keff

	Valores de los parámetros	Unidades
<b>Lp</b>	3.00028e-09	[H]
<b>Ls</b>	10.9468e-09	[H]
<b>Cp1</b>	1.92528e-12	[F]
<b>frp1</b>	2.40995e+09	[Hz]
<b>Cp2</b>	1.28045e-12	[F]
<b>frp2</b>	2.47857e+09	[Hz]
<b>Cs</b>	447.318e-15	[F]
<b>frs</b>	2.42141e+09	[Hz]

Tabla 37: Valores de los parámetros de diseño con Keff mínimo para cumplir especificaciones

	Valores de los parámetros	Unidades
<b>Lp</b>	3.77401e-009	[H]
<b>Ls</b>	5.29048e-009	[H]
<b>Cp1</b>	1.20391e-012	[F]
<b>frp1</b>	2.40907e+009	[Hz]
<b>Cp2</b>	8.96893e-013	[F]
<b>frp2</b>	2.47836e+009	[Hz]
<b>Cs</b>	1.07776e-012	[F]
<b>frs</b>	2.39066e+009	[Hz]

Tabla 38: Valores de los parámetros de diseño al aumentar inac

	Valores de los parámetros	Unidades
<b>Lp</b>	4.05273e-009	[H]
<b>Ls</b>	4.76164e-009	[H]
<b>Cp1</b>	1.03282e-012	[F]
<b>frp1</b>	2.4086e+009	[Hz]
<b>Cp2</b>	7.04958e-013	[F]
<b>frp2</b>	2.47791e+009	[Hz]
<b>Cs</b>	1.07776e-012	[F]
<b>frs</b>	2.3811e+009	[Hz]

Tabla 39: Valores de los parámetros de diseño al disminuir inac

	Valores de los parámetros	Unidades
<b>Lp</b>	3.97789e-09	[H]
<b>Ls</b>	4.84225e-09	[H]
<b>Cp1</b>	1.06519e-12	[F]
<b>frp1</b>	2.40873e+09	[Hz]
<b>Cp2</b>	720.566e-15	[F]
<b>frp2</b>	2.47802e+09	[Hz]
<b>Cs</b>	1.07615e-12	[F]
<b>frs</b>	2.38225e+09	[Hz]

Tabla 40: Valores de los parámetros de diseño al aumentar Rs

	Valores de los parámetros	Unidades
<b>Lp</b>	3.92564e-09	[H]
<b>Ls</b>	4.84874e-09	[H]
<b>Cp1</b>	1.06962e-12	[F]
<b>frp1</b>	2.40868e+09	[Hz]
<b>Cp2</b>	719.583e-15	[F]
<b>frp2</b>	2.47804e+09	[Hz]
<b>Cs</b>	1.07777e-12	[F]
<b>frs</b>	2.38225e+09	[Hz]

Tabla 41: Valores de los parámetros de diseño al disminuir Rs

	Valores de los parámetros	Unidades
<b>Lp</b>	3.97389e-09	[H]
<b>Ls</b>	4.85479e-09	[H]
<b>Cp1</b>	1.063e-12	[F]
<b>frp1</b>	2.40866e+09	[Hz]
<b>Cp2</b>	718.377e-15	[F]
<b>frp2</b>	2.47801e+09	[Hz]
<b>Cs</b>	1.07016e-12	[F]
<b>frs</b>	2.38221e+09	[Hz]

Tabla 42: Valores de los parámetros de diseño al aumentar Rsub

	Valores de los parámetros	Unidades
<b>Lp</b>	3.9801e-09	[H]
<b>Ls</b>	4.84501e-09	[H]
<b>Cp1</b>	1.06512e-12	[F]
<b>frp1</b>	2.4087e+09	[Hz]
<b>Cp2</b>	722.588e-15	[F]
<b>frp2</b>	2.47802e+09	[Hz]
<b>Cs</b>	1.07747e-12	[F]
<b>frs</b>	2.38223e+09	[Hz]

Tabla 43: Valores de los parámetros de diseño al disminuir Rsub

	Valores de los parámetros	Unidades
<b>Lp</b>	3.97929e-09	[H]
<b>Ls</b>	4.84876e-09	[H]
<b>Cp1</b>	1.06394e-12	[F]
<b>frp1</b>	2.40875e+09	[Hz]
<b>Cp2</b>	722.097e-15	[F]
<b>frp2</b>	2.47803e+09	[Hz]
<b>Cs</b>	1.07557e-12	[F]
<b>frs</b>	2.38227e+09	[Hz]

Tabla 44: Valores de los parámetros de diseño al aumentar Csub

	Valores de los parámetros	Unidades
<b>Lp</b>	3.97926e-09	[H]
<b>Ls</b>	4.84947e-09	[H]
<b>Cp1</b>	1.06385e-12	[F]
<b>frp1</b>	2.40879e+09	[Hz]
<b>Cp2</b>	716.496e-15	[F]
<b>frp2</b>	2.47793e+09	[Hz]
<b>Cs</b>	1.07418e-12	[F]
<b>frs</b>	2.38223e+09	[Hz]

Tabla 45: Valores de los parámetros de diseño al disminuir Csub

	Valores de los parámetros	Unidades
<b>Lp</b>	3.97953e-09	[H]
<b>Ls</b>	4.84549e-09	[H]
<b>Cp1</b>	1.06487e-12	[F]
<b>frp1</b>	2.40865e+09	[Hz]
<b>Cp2</b>	722.651e-15	[F]
<b>frp2</b>	2.47794e+09	[Hz]
<b>Cs</b>	1.07775e-12	[F]
<b>frs</b>	2.38218e+09	[Hz]

Tabla 46: Valores de los parámetros de diseño al aumentar Cox

	Valores de los parámetros	Unidades
<b>Lp</b>	3.97298e-009	[H]
<b>Ls</b>	4.84675e-009	[H]
<b>Cp1</b>	1.06463e-012	[F]
<b>frp1</b>	2.40879e+009	[Hz]
<b>Cp2</b>	7.16806e-013	[F]
<b>frp2</b>	2.47794e+009	[Hz]
<b>Cs</b>	1.07426e-012	[F]
<b>frs</b>	2.38224e+009	[Hz]

Tabla 47: Valores de los parámetros de diseño al disminuir Cox

## Capítulo 7

	Valores de los parámetros	Unidades
<b>Lp</b>	3.98155e-009	[H]
<b>Ls</b>	4.84396e-009	[H]
<b>Cp1</b>	1.06687e-012	[F]
<b>frp1</b>	2.40875e+009	[Hz]
<b>Cp2</b>	7.12796e-013	[F]
<b>frp2</b>	2.47803e+009	[Hz]
<b>Cs</b>	1.06973e-012	[F]
<b>frs</b>	2.3825e+009	[Hz]

Tabla 48: Valores de los parámetros de diseño del filtro equivalente

**Resum:**

Als darrers anys la necessitat de connectar-se a internet des de qualsevol lloc s'ha incrementat exponencialment sobretot de manera inalàmbrica. Degut al finit espectre radioelèctric es tendeix a aprofitar totes les franges freqüencials d'aquest convivint diferents sistemes en franges properes podent induir-se interferències mútuament. Per evitar aquestes interferències es requereix de filtres a tots els dispositius els quals aïllin un sistema del adjacent.

En aquest projecte es dona una solució al cas concret de la convivència entre els sistemes Wi-Fi y WiMAX eliminant la banda Wi-Fi interferent en sistemes WiMAX. Aquesta solució consisteix en el disseny d'un filtre banda eliminada d'ordre 3 implementat mitjançant tecnologia BAW a partir de l'estructura y especificacions d'un filtre comercial. A més també es fa un petit estudi per veure si seria interessant una millora en els processos de fabricació del filtre per part del fabricant.

**Resumen:**

En los últimos años la necesidad de conectarse a internet en cualquier lugar se ha incrementado exponencialmente sobre todo de manera inalámbrica. Debido al finito espectro radioeléctrico se tiende a aprovechar cada franja frecuencial de éste conviviendo diferentes sistemas en franjas cercanas pudiendo inducirse interferencias mutuamente. Para evitar estas interferencias se requiere de filtros en todos los dispositivos los cuales aíslan un sistema de otro adyacente.

En este proyecto se da una solución al caso concreto de la convivencia entre los sistemas Wi-Fi y WiMAX eliminando la banda de Wi-Fi interferente en sistemas WiMAX. Está solución consiste en el diseño de un filtro banda eliminada de orden 3 implementado mediante tecnología BAW a partir de la estructura y especificaciones de un filtro comercial. Además también se hace un pequeño estudio para ver si sería interesante una mejora en los procesos de fabricación del filtro por parte del fabricante.

**Summary:**

In the recent years the need of being connected to internet from everywhere has grown exponentially specially in a wireless way. In due to the finite radioelectric spectrum the trend is to use all the frecuencial bands of it coexisting different systems in nearby bands that might produce interferences between them. To avoid these interferences the presence of filters in every device is needed to isolate the different systems from the system nearby.

This paper proposes a possible solution in the specific case of the coexistence between Wi-Fi and WiMAX systems removing the Wi-Fi band that interferes with WiMAX systems. This solution consists on the design of a stop-band filter of third order using BAW technology implementation starting from the structure and specifications of a commercial filter. A short study on the fabrication parameters is also done to watch if there is an interesting point on the improvement of the fabrication procedures.