



Projecte Fi de Carrera

Enginyeria de Telecomunicació

***DISEÑO DE FILTROS DE ONDA
ACÚSTICA BASADOS EN
ESTRUCTURAS “HALF LATTICE”***

Laura Pintó del Pozo

Director: Oscar Menéndez Nadal

Departamento: TES

Escola Tècnica Superior d'Enginyeria (ETSE)

Universitat Autònoma de Barcelona (UAB)

Juliol 2009

UAB

El tribunal d'avaluació d'aquest Projecte Fi de Carrera, reunit el dia
Ha acordat concedir la següent qualificació:

--

President:

Vocal:

Secretari:



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

CERTIFICA:

Que el projecte presentat en aquesta memòria de Projecte Fi de Carrera ha estat sota la seva direcció per l'alumne Laura Pintó del Pozo.

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

Bellaterra,

Índice

1. Introducción	1
2. Resonadores BAW	3
2.1. Estructura y funcionamiento de los resonadores BAW	3
2.2. Características del piezoeléctrico	5
2.3. Impedancia del resonador	7
2.4. Modelos de resonadores BAW	10
2.4.1. Modelo BVD	10
2.4.2. Modelo de Mason	11
2.4.2.1. Solución unidimensional para una lámina de material no piezoeléctrico	11
2.4.2.2. Solución unidimensional para una lámina de material piezoeléctrico	13
2.5. Conclusiones	14
3. Filtros BAW	15
3.1. Filtros BAW convencionales	15
3.1.1. Filtros Ladder	15
3.1.2. Filtros Lattice	17
3.2. Filtro Half Lattice	19
3.2.1. Comportamiento del filtro half lattice	21
3.2.1.1. Efecto del grosor del resonador	22
3.2.1.2. Efecto de la capacidad	24
3.2.1.3. Efecto del desfasador	28
3.2.2. Respuesta en función del orden	30
3.3. Conclusiones	34
4. Ecuaciones de diseño	35
4.1. Obtención de la respuesta en transmisión	35
4.1.1. Función de transferencia en función del orden del filtro	38
4.1.1.1. Aumento del orden mediante la inserción de resonadores en serie	38
4.1.1.2. Aumento del orden mediante la inserción en serie de secciones básicas	39
4.1.2. Comprobación de la respuesta en transmisión	41
4.2. Obtención de las ecuaciones de diseño	42
4.2.1. Respuestas del código Matlab	46

4.3.	Conclusiones	51
5.	<i>Comparación del filtro half lattice con el filtro Chebyshev</i>	52
5.1.	Técnica de diseño	52
5.2.	Comparación de la respuesta del filtro half lattice de sección básica con el Chebyshev	55
5.3.	Comparación de la respuesta del filtro half lattice al aumentar el orden con el de Chebyshev	59
5.4.	Conclusiones	63
6.	<i>Conclusiones y líneas futuras</i>	64
6.1.	Conclusiones	64
6.2.	Líneas futuras	66
	<i>Apéndice I. Código Matlab del comportamiento del filtro en función de la capacidad</i>	68
	<i>Apéndice II. Parámetros ABCD de circuitos de dos puertos útiles</i>	70
	<i>Apéndice III. Conversión de parámetros</i>	71
	<i>Apéndice IV. Código Matlab para la comprobación del parámetro S_{21} obtenido</i>	72
	<i>Apéndice V. Código Matlab para la obtención de las características del filtro</i>	73
	<i>Bibliografía</i>	76

Índice de figuras

Figura 2-1. Resonador BAW	3
Figura 2-2. Estructura de un resonador FBAR	4
Figura 2-3. Resonador SMR	4
Figura 2-4. Impedancia del resonador	7
Figura 2-5. Fase de la impedancia del resonador	8
Figura 2-6. Modelo de BVD	11
Figura 2-7. Lámina de un material no piezoeléctrico	12
Figura 2-8. Modelo eléctrico equivalente del comportamiento mecánico de una lámina de material no piezoeléctrico	12
Figura 2-9. Modelo circuital de Mason	14
Figura 3-1. Topología de filtros Ladder	16
Figura 3-2. Principio de funcionamiento de los filtros ladder [4]	17
Figura 3-3. Topología filtros Lattice	18
Figura 3-4. Filtro lattice de 2 estados [5]	18
Figura 3-5. Aumento del orden del filtro half lattice	19
Figura 3-6. Respuesta de un filtro básico half lattice [5]	20
Figura 3-7. Respuesta filtro básico half lattice & filtro ladder [5]	20
Figura 3-8. Filtro half lattice, half lattice + ladder y filtro ladder [5]	21
Figura 3-9. Estructura de un filtro half lattice $N=2$ en ADS	22
Figura 3-10. Respuesta del filtro para $f_{as} = 940$ MHz y a) $f_{ap} = 945$ MHz b) $f_{ap} = 950$ MHz c) $f_{ap} = 970$ MHz y d) $f_{ap} = 990$ MHz	23
Figura 3-11. Respuesta del filtro para $C_0 = 1$ pF y a) $f_{as} = 940$ MHz, $f_{ap} = 965$ MHz y b) $f_{as} = 965$ MHz, $f_{ap} = 940$ MHz	24
Figura 3-12. Respuesta del filtro para a) $C_{0s} = C_{0p} = 1$ pF b) $C_{0s} = 1$ pF $C_{0p} = 5$ pF y c) $C_{0s} = 5$ pF $C_{0p} = 1$ pF	25
Figura 3-13. Comportamiento del filtro para a) $C_0 = 0,1$ pF b) $C_0 = 15$ pF c) $C_0 = 30$ pF y d) $C_0 = 50$ pF	26
Figura 3-14. Comportamiento de a) atenuación en la frecuencia central, b) ancho de banda relativo y c) frecuencia central en función de la capacidad estática	27
Figura 3-15. Respuesta del filtro en función del desfasador a) 150° , b) 170° , c) 180° , d) 190° y e) 210°	29
Figura 3-16. Aumento del orden del filtro half lattice	31
Figura 3-17. Respuesta del filtro para orden: a) 2, b) 4, c) 6 y d) 8	32
Figura 3-18. Estructura utilizada para aumentar el orden del filtro half lattice	32
Figura 3-19. Respuesta del filtro para orden: a) 2, b) 4, c) 6 y d) 8	33
Figura 4-1. Estructura para el aumento del orden del filtro half lattice	38
Figura 4-2. Estructura para el aumento del orden del filtro half lattice	40
Figura 4-3. Objetivo de las ecuaciones de diseño	42

<i>Figura 4-4. Respuesta del filtro y comportamiento de las impedancias de los resonadores</i>	46
<i>Figura 4-5. Respuesta del filtro y comportamiento de las impedancias de los resonadores</i>	47
<i>Figura 4-6. Respuesta del filtro para la mejor atenuación en la frecuencia central</i>	48
<i>Figura 4-7. Respuesta del filtro para la mejor atenuación fuera de banda</i>	48
<i>Figura 5-1. Fases de diseño de un filtro</i>	52
<i>Figura 5-2. Equivalencia entre los elementos del prototipo paso bajo y los del prototipo paso banda</i>	55
<i>Figura 5-3. Filtro Chebyshev de orden 3 con un rizado de 0,345 dB</i>	55
<i>Figura 5-4. Respuesta en transmisión del filtro Chebyshev de $n = 3$ y el half lattice de $N = 2$</i>	56
<i>Figura 5-5. Resultado del filtro Chebyshev y half lattice ambos de orden 2</i>	56
<i>Figura 5-6. Filtro Chebyshev de orden 2 con un rizado de 2,6 dB</i>	57
<i>Figura 5-7. Respuesta del filtro Chebyshev y half lattice ambos de orden 2</i>	57
<i>Figura 5-8. Respuesta en transmisión del filtro Chebyshev de $n = 3$ y el filtro half lattice de sección básica</i>	58
<i>Figura 5-9. Respuesta en transmisión del filtro Chebyshev y half lattice de $N = 2$</i>	59
<i>Figura 5-10. Aumento del orden del filtro half lattice</i>	60
<i>Figura 5-11. Respuesta en transmisión del filtro Chebyshev $n = 2$ y half lattice $N = 4$</i>	60
<i>Figura 5-12. Respuesta en transmisión del filtro Chebyshev $n = 2$ y half lattice $N = 6$</i>	61
<i>Figura 5-13. Topología utilizada para aumentar el orden del filtro half lattice</i>	62
<i>Figura 5-14. Respuesta en transmisión del filtro half lattice y Chebyshev de $n = 4$</i>	62
<i>Figura II-1. Parámetros ABCD útiles [17]</i>	70
<i>Figura III-1. Conversión de parámetros Z, Y, ABCD y S [18]</i>	71

Índice de tablas

<i>Tabla 2-1. Comparación de materiales piezo [4]</i>	6
<i>Tabla 3-1. Respuesta del filtro para diferentes valores de desfase</i>	30
<i>Tabla 4-1. Parámetro S para diferentes valores de desfase</i>	37
<i>Tabla 4-2. Comportamiento del filtro conseguido con las funciones implementadas en Matlab</i>	41
<i>Tabla 4- 3. Comportamiento del filtro en función de las gráficas representadas en Matlab</i>	41
<i>Tabla 4- 4. Comportamiento del filtro con ADS</i>	41
<i>Tabla 4-5. Respuesta del código Matlab</i>	46
<i>Tabla 4-6. Respuesta del filtro</i>	47
<i>Tabla 4-7. Respuesta del código Matlab</i>	47
<i>Tabla 4-8. Respuesta del filtro</i>	48
<i>Tabla 4-9 . Resultados del código comparados con ADS</i>	49
<i>Tabla 4-10. Resultados del código comparados con ADS</i>	50
<i>Tabla 4-11 . Resultados del código comparados con ADS</i>	50

1. INTRODUCCIÓN

En los últimos tiempos, la demanda de sistemas de telefonía móvil con prestaciones avanzadas y dimensiones reducidas ha ido en aumento. Uno de los aspectos que ha permitido la reducción de los terminales ha sido la realización de estudios sobre la miniaturización de los filtros a frecuencias de microondas.

Los filtros pasa banda más utilizados en los móviles son los basados en la tecnología SAW (*Surface Acoustic Wave*), debido a que presenta buena selectividad y su tamaño es muy reducido, pero este tipo de filtros presentan dos grandes inconvenientes [1]:

- ✓ Son incompatibles con tecnologías de silicio (tecnologías IC)
- ✓ El comportamiento se degrada a frecuencias superiores de 3 GHz

por este motivo, los estudios actuales se centran más en la tecnología BAW (*Bulk Acoustic Wave*), ya que permiten obtener filtros de tamaños parecidos, pero sin presentar los inconvenientes de la tecnología SAW [2]-[3].

Las dos arquitecturas convencionales de filtros basados en resonadores BAW unidos eléctricamente son denominadas ladder y lattice [4]. Sin embargo, en Mayo del 2004 se patentó una nueva topología llamada half lattice [5].

El objetivo de este proyecto es obtener las ecuaciones de diseño del filtro half lattice. Para ello será necesario estudiar las características de los resonadores BAW y observar el comportamiento de los filtros lattice, ladder y half lattice. Por último compararemos la respuesta del filtro half lattice con la del filtro Chebyshev.

Para poder entender de una forma clara los pasos seguidos en la realización del proyecto, estructuraremos la memoria en seis capítulos:

- ✓ Capítulo 1: es el capítulo en el que nos encontramos. En él se realiza una introducción del trabajo, se expone el objetivo del proyecto y se explica el contenido de la memoria.
- ✓ Capítulo 2: en él se explicará la teoría de la tecnología BAW, las características de los resonadores y los modelos de implementación utilizados para dicha tecnología.
- ✓ Capítulo 3: en este capítulo se explicará de forma breve las topologías lattice y ladder. Seguidamente se estudiará el comportamiento de los filtros half lattice, comparando su respuesta con la de los anteriores.
- ✓ Capítulo 4: en el capítulo se calculará la respuesta en transmisión, y a partir de ésta se intentaran obtener las ecuaciones de diseño.
- ✓ Capítulo 5: en él se comparará la respuesta del filtro half lattice con la del filtro Chebyshev. Para ello, primero será necesario explicar, de una forma breve, los pasos ha seguir para crear un filtro pasa banda Chebyshev.
- ✓ Capítulo 6: en este capítulo se expondrán las conclusiones del proyecto y las líneas futuras.

A parte de los seis capítulos que formarán parte de la memoria del proyecto, ésta estará compuesta por cinco apéndices con la siguiente información:

- ✓ Apéndice I: en él se mostrará el código Matlab implementado para estudiar el comportamiento del filtro half lattice de orden 2 en función de la capacidad estática de los resonadores.
- ✓ Apéndice II: en este apéndice se podrá observar los parámetros ABCD de diferentes circuitos de dos puertos.
- ✓ Apéndice III: en el apéndice se definirán las conversiones entre los diferentes parámetros.
- ✓ Apéndice IV: en él se mostrará el código Matlab utilizado para comprobar el parámetro S_{21} conseguido de forma teórica.
- ✓ Apéndice V: en este último apéndice expondremos el código Matlab creado para la obtención de las características del filtro en función de las especificaciones de este.

2. RESONADORES BAW

Este proyecto está basado en la tecnología BAW, por ello es necesario saber el comportamiento y las características de dicha tecnología.

Este capítulo se utiliza para realizar una introducción sobre la tecnología BAW. Explicando el funcionamiento, las características y los modelos de los resonadores BAW.

2.1. Estructura y funcionamiento de los resonadores BAW

La estructura básica de un resonador BAW está formada por una lámina delgada de material piezoeléctrico situado entre dos electrodos, tal y como se muestra en la Figura 2-1 [6]. Esta geometría es similar a la de un condensador de placas paralelas con un material piezoeléctrico haciendo de dieléctrico.

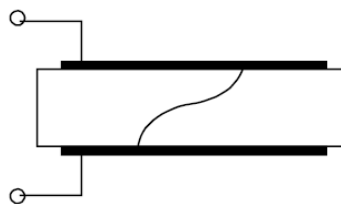


Figura 2-1. Resonador BAW

Existen dos estructuras de los resonadores BAW, éstas son FBAR (*Film Bulk Acoustic Resonator*) y SMR (*Solidly Mounted Resonator*). A continuación explicaremos brevemente en que consisten las arquitecturas de los dos resonadores basados en la tecnología BAW.

El resonador FBAR se integra sobre un sustrato de silicio (Figura 2-2), con tal de aislar acústicamente el resonador del sustrato de silicio y conseguir confinar dentro de la estructura resonante la onda acústica se utilizan interfaces de aire en ambos lados, ya que éstas proporcionan una reflexión elevada a cualquier frecuencia [1].

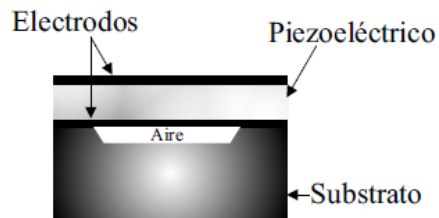


Figura 2-2. Estructura de un resonador FBAR

Los resonadores SMR sustituyen la capa de aire utilizada como aislamiento en los resonadores FBAR por una estructura de espejo acústico, tal y como se puede observar en la Figura 2-3. Para la realización del espejo acústico se utilizan un conjunto de capas de grosor igual a una cuarta parte de la longitud de onda acústica, en el que van alternándose capas de un material con alta impedancia acústica con capas de baja impedancia acústica [4].

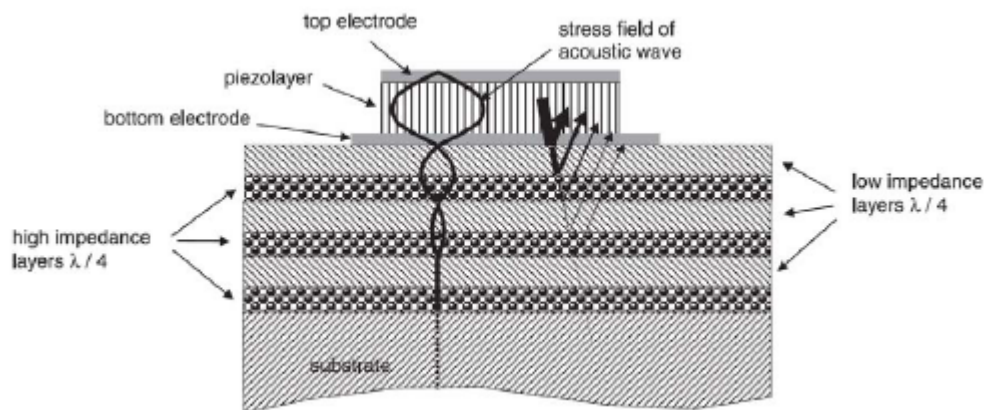


Figura 2-3. Resonador SMR

La estructura de los resonadores SMR no es tan frágil como la de los FBAR, además tienen mejores prestaciones en lo que a disipación de potencia se refiere. El principal inconveniente que presentan los resonadores SMR es el incremento del coste del proceso de fabricación debido a que para implementarlos se requieren más capas que con los resonadores FBAR.

Al aplicar un campo eléctrico entre los electrodos, la estructura sufre una deformación mecánica y se excita una onda acústica que se propaga paralela al campo eléctrico por el piezoeléctrico.

Las ondas acústicas presentan una velocidad de propagación muy inferior a las ondas eléctricas, lo que provoca que los resonadores de tecnología BAW presenten dimensiones más reducidas que las de los resonadores electromagnéticos [7].

La condición de resonancia se establece cuando el camino acústico corresponde a la mitad de la onda acústica [8]. La frecuencia de resonancia fundamental que se obtiene en dicha condición es inversamente proporcional al grosor del resonador. Es decir, si reducimos las dimensiones del resonador la frecuencia de resonancia aumentará y viceversa [1].

2.2. Características del piezoeléctrico

Una de las partes más importantes de la tecnología BAW es el piezoeléctrico que se encuentra ubicado entre los dos electrodos, debido a que en él se crea el fenómeno de la piezoelectricidad.

La piezoelectricidad es la habilidad de convertir la energía eléctrica en mecánica o acústica, y viceversa. Este fenómeno se produce cuando se aplica un campo eléctrico sobre los electrodos, ya que se provoca una deformación sobre el piezoeléctrico creando una diferencia de potencial entre los extremos del material [9].

Cuando se trabaja con tecnología BAW es necesario tener en cuenta los siguientes parámetros que caracterizan el comportamiento del material piezoeléctrico [4]:

- ✓ Coeficiente de acoplamiento electromagnético (k_t^2). Nos indica la cantidad de energía que se transforma del dominio eléctrico a mecánico o acústico y viceversa.

- ✓ Constante dieléctrica (ϵ_r). Esta constante determina el tamaño del resonador, si su valor es grande, el resonador será pequeño y viceversa.
- ✓ Velocidad de la onda acústica (v_p). Cuanto menor sea el valor, más disminuiríamos el grosor del piezoeléctrico, teniendo en cuenta el mínimo grosor de piezoeléctrico que se puede fabricar.
- ✓ Coeficiente de temperatura. Nos indica las variaciones de frecuencias introducidas por las derivas resultantes de cambios de temperatura en el material.
- ✓ Pérdidas intrínsecas del material.

Los materiales más utilizados son el nitruro de aluminio (AlN), el óxido de zinc (ZnO) y el zirconato titanato de plomo (PZT). En la Tabla 2-1 se puede ver una comparativa entre los materiales con respecto a los parámetros anteriores [4].

	Nitruro de aluminio (AlN)	Óxido de zinc (ZnO)	Zirconato titanato de Plomo (PZT)
Coeficiente de acoplamiento electromagnético k_t^2 (%)	6.5	7.5	8 -15
Constante dieléctrica ϵ_r	9.5	9.2	80 – 400
Velocidad de onda acústica v_p (m/s)	10400	6350	4000 – 6000
Pérdidas intrínsecas del material	Muy pocas	Pocas	Grandes y aumentan con la frecuencia

Tabla 2-1. Comparación de materiales piezo [4]

En la práctica el material más utilizado es el AlN, aunque en algunos aspectos se ve claramente superado por otros, como se puede observar en la Tabla 2-1, a nivel global presenta unas prestaciones aceptables, y además es el que proporciona una mejor relación entre rendimiento y facilidad del proceso de fabricación.

2.3. Impedancia del resonador

En la Figura 2-4 se puede observar el comportamiento de la impedancia de entrada eléctrica del resonador BAW. En ella se pueden destacar dos valores de frecuencia: frecuencia de resonancia (f_r) o frecuencia serie y frecuencia de antiresonancia (f_a) o frecuencia paralela. La frecuencia de resonancia es aquella frecuencia en la que la impedancia del resonador tiende a 0, sin embargo cuando la impedancia del resonador tiende a infinito obtenemos la frecuencia de antiresonancia. En las frecuencias de resonancia y antiresonancia el dispositivo pasa de un comportamiento inductivo a capacitivo y viceversa, ya que en estas frecuencias la fase de la impedancia es nula [4].

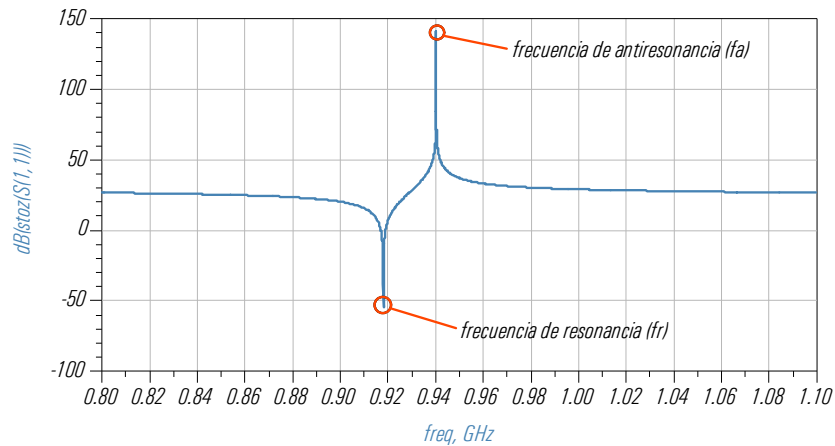


Figura 2-4. Impedancia del resonador

Cuando el resonador BAW se encuentra lejos de la resonancia su comportamiento está dominado por la capacidad estática que hay entre los dos electrodos, por lo que la respuesta que presenta es capacitiva. Sin embargo, cuando el resonador se halla entre la frecuencia de resonancia y antiresonancia este se comporta de forma inductiva. Esto se puede observar en la respuesta de la fase de la impedancia del resonador mostrada en la Figura 2-5.

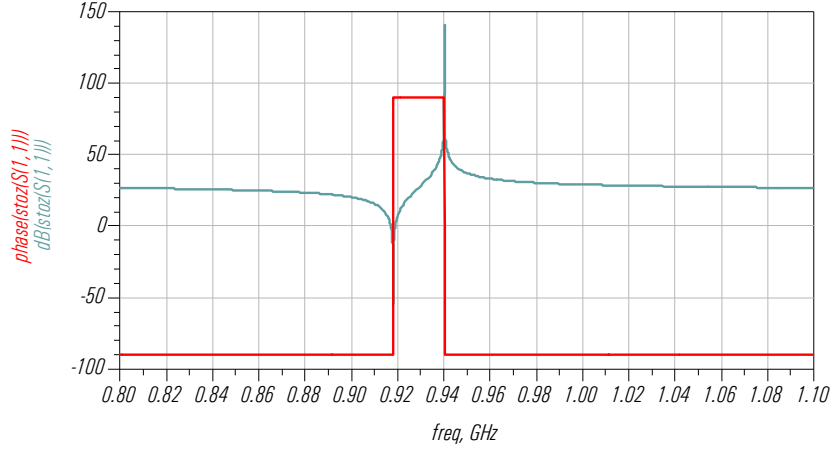


Figura 2-5. Fase de la impedancia del resonador

La separación entre la frecuencia de resonancia y la de antiresonancia está directamente relacionada con k_t^2 , tal y como mostraremos a continuación. Si consideramos que el resonador presenta un aislamiento acústico perfecto y únicamente tenemos en cuenta el modo longitudinal, la impedancia del resonador piezoeléctrico se puede expresar como [10]:

$$z = \frac{1}{j\omega C_0} \left(1 - k_t^2 \frac{\tan(\phi)}{\phi} \frac{\left(\frac{z_{e-s} + z_{e-i}}{z_p} \right) \cos^2 \phi + j \sin(2\phi)}{\left(\frac{z_{e-s} + z_{e-i}}{z_p} \right) \cos(2\phi) + j \left(1 + \frac{z_{e-s} z_{e-i}}{z_p} \right) \sin(2\phi)} \right) \quad (2.1)$$

donde C_0 (F) es la capacidad estática del resonador, z_p (Ω) equivale a la impedancia del piezoeléctrico, z_{e-s} (Ω) y z_{e-i} (Ω) corresponden a la impedancia de entrada de los electrodos superior e inferior y $\phi = kd_p / 2$, siendo d_p (m) es el grosor del material piezoeléctrico, k la constante de propagación, es decir $k = 2\pi/\lambda = \omega/v_p$.

Si consideramos los electrodos infinitamente delgados y que tenemos un aislamiento acústico perfecto, podemos despreciar el efecto de carga mecánica obteniendo así una simplificación de la impedancia del resonador piezoeléctrico de la siguiente forma:

$$z(\omega) = \frac{1}{j\omega C_0} \left(1 - k_t^2 \frac{\tan \phi}{\phi} \right) = \frac{1}{j\omega C_0} \left(1 - k_t^2 \frac{\tan(kd/2)}{kd/2} \right) \quad (2.2)$$

Gracias a la simplificación que sufre la expresión de la impedancia, podemos realizar un estudio del comportamiento de ésta, en función de la frecuencia, de una forma más sencilla.

Como se ha comentado anteriormente, cuando la impedancia del resonador tiende a infinito obtenemos el valor de la frecuencia de antiresonancia. Si esta condición la aplicamos sobre (2.2) obtenemos:

$$z = \infty \rightarrow \phi|_{f=f_a} = \frac{\pi}{2} \rightarrow f_a = \frac{v_p}{2d_p} \quad (2.3)$$

donde v_p es la velocidad de la señal acústica en el piezoeléctrico. Si nos fijamos en la expresión obtenida, podemos ver que la frecuencia de antiresonancia depende del grosor del material piezoeléctrico utilizado en el resonador.

Por lo tanto, si combinamos las ecuaciones (2.2) y (2.3), podemos expresar la impedancia del resonador mediante la siguiente expresión.

$$z(w) = \frac{1}{jwC_0} \left(1 - k_t^2 \frac{\tan\left(\frac{w}{4f_a}\right)}{\frac{w}{4f_a}} \right) \quad (2.4)$$

Si la impedancia del resonador tiende a cero se cumple la condición de frecuencia de resonancia, aplicando esta condición sobre (2.2) obtenemos la relación entre k_t^2 y la separación entre las frecuencias de resonancia y antiresonancia.

$$z = 0 \rightarrow k_t^2 \frac{\tan\left(\phi|_{f=f_r}\right)}{\phi|_{f=f_r}} = 1 \rightarrow k_t^2 = \frac{\pi}{2} \frac{f_r}{f_a} \cot\left(\frac{\pi}{2} \frac{f_r}{f_a}\right) \cong \frac{\pi^2}{4} \frac{f_a - f_r}{f_a} \quad (2.5)$$

Si trabajamos a frecuencias cercanas a f_a y f_r la expresión (2.4) se puede aproximar obteniendo [1]:

$$z(w) \approx \frac{1}{jwC_0} \left(\frac{f^2 - f_r^2}{f^2 - f_a^2} \right) \quad (2.6)$$

2.4. Modelos de resonadores BAW

Los principales modelos que representan el comportamiento de los resonadores BAW son:

- ✓ Modelo de Butterworth – Van Dyke (BVD) explicado en [4], [11], [12] y [13].
- ✓ Modelo de Mason explicado en [4], [10], [14] y [15].

A continuación explicaremos los diferentes modelos de los resonadores BAW centrándonos en el modelo de Mason, ya que es el modelo utilizado en el proyecto.

2.4.1. Modelo BVD

El modelo de Butterworth – Van Dyke es el modelo circuital equivalente de un resonador de tecnología BAW. Este modelo es una simplificación del modelo Mason, que se explicará en el siguiente capítulo.

El circuito equivalente utilizado en el modelo de BVD (Figura 2-6) está formado por la capacidad estática existente entre los dos electrodos (C_0), cuyo efecto predomina lejos de las frecuencias de resonancia del resonador, en paralelo con un resonador LC serie y una resistencia. El efecto del resonador LC serie predomina en la banda de frecuencias entre las frecuencias de resonancia, mientras que la resistencia representa las pérdidas debidas a la vibración del dispositivo. Los parámetros del circuito vienen determinados por las expresiones mostradas a continuación [4]:

$$r = \frac{1}{\left(\frac{\omega_a}{\omega_r} \right)^2 - 1} \quad (2.7)$$

$$C_a = \frac{C_0}{r} \quad (2.8)$$

$$L_a = \frac{1}{\omega_r^2 C_a} \quad (2.9)$$

$$R_a = \frac{\omega_r L_a}{Q} \quad (2.10)$$

donde Q equivale a el factor de calidad del resonador.

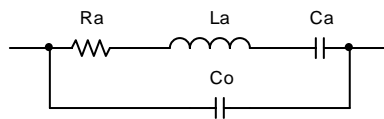


Figura 2-6. Modelo de BVD

2.4.2. Modelo de Mason

El modelo de Mason describe el comportamiento unidimensional ideal de un resonador mediante las ecuaciones de acoplo electro-acústico, modelando cada capa del resonador mediante secciones de elementos distribuidos o líneas de transmisión imponiendo condiciones de contorno en sus extremos.

2.4.2.1. Solución unidimensional para una lámina de material no piezoeléctrico

Seguidamente se intentará realizar una analogía entre el comportamiento acústico y un modelo eléctrico equivalente. Para ello se utilizará la Figura 2-7, formada por una lamina de material no piezoeléctrico de dimensión vertical (d) y área de las superficies superior e inferior (A).



Figura 2-7. Lámina de un material no piezoeléctrico

Partiendo de la solución de la ecuación de onda para el movimiento de la partícula y aplicando condiciones de contorno, obtenemos las siguientes expresiones [10]:

$$F_1^{NP} = \frac{z}{j \sin(kd)} (v_1 - v_2) + jz \tan\left(\frac{kd}{2}\right) v_1 \quad (2.11)$$

$$F_2^{NP} = \frac{z}{j \sin(kd)} (v_1 - v_2) - jz \tan\left(\frac{kd}{2}\right) v_2 \quad (2.12)$$

donde F_1 y F_2 es la fuerza aplicada sobre la correspondiente cara del material, z es la impedancia característica acústica, k es la constante de propagación y v_1 y v_2 es la velocidad a la que se desplaza la partícula que viaja sobre la correspondiente cara del material. Mediante las expresiones conseguidas se plantea un modelo eléctrico equivalente mostrado en la Figura 2-8 donde:

- ✓ La fuerza en el plano mecánico (F) se puede asociar a un voltaje en el plano eléctrico.
- ✓ La velocidad de la partícula en el plano mecánico (v) se puede asociar a una corriente en el plano eléctrico.

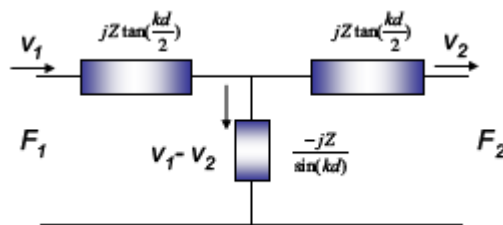


Figura 2-8. Modelo eléctrico equivalente del comportamiento mecánico de una lámina de material no piezoeléctrico

Mediante este modelo eléctrico podremos incluir el efecto de los electrodos en el comportamiento del resonador y además formará parte del modelo eléctrico del piezoeléctrico.

2.4.2.2. Solución unidimensional para una lámina de material piezoeléctrico

Como se ha comentado anteriormente, la piezoelectricidad es el enlace entre los fenómenos mecánicos y eléctricos. Este fenómeno es debido al hecho que al igual que los materiales dieléctricos presentan un momento bipolar no nulo ante la presencia de un campo eléctrico, los materiales piezoeléctricos presentan un momento bipolar no nulo ante la presencia de fenómenos mecánicos. Este momento bipolar no nulo provoca una alteración del flujo de campo eléctrico a través del material, dando lugar al efecto piezoeléctrico.

Realizando un análisis como el que se muestra en [4] y [10], se obtienen las siguientes expresiones que describen el comportamiento de una lámina de material piezoeléctrico:

$$F_1 = \frac{z}{j \sin(kd)} (v_1 - v_2) + jz \tan\left(\frac{kd}{2}\right) v_1 + \frac{h}{j\omega} I = F_1^{NP} + \frac{h}{j\omega} I \quad (2.13)$$

$$F_2 = \frac{z}{j \sin(kd)} (v_1 - v_2) - jz \tan\left(\frac{kd}{2}\right) v_2 + \frac{h}{j\omega} I = F_2^{NP} + \frac{h}{j\omega} I \quad (2.14)$$

$$I = j\omega C_0 V + hC_0 (v_1 - v_2) \quad (2.15)$$

donde $h = e/\varepsilon^S$, e el coeficiente piezoeléctrico (C/m^2) y ε^S la permitividad del material piezoeléctrico bajo condiciones de deformación constante (F/m), I es la corriente, V es la tensión eléctrica externa (voltaje), $C_0 = \varepsilon^S A / d$, A es el área de la superficie superior e inferior suponiendo que ambas son iguales y d el grosor del material piezoeléctrico.

A partir de las ecuaciones obtenidas podemos plantear el modelo eléctrico equivalente mostrado en la Figura 2-8, donde el transformador modelará el acoplamiento electro-mecánico.

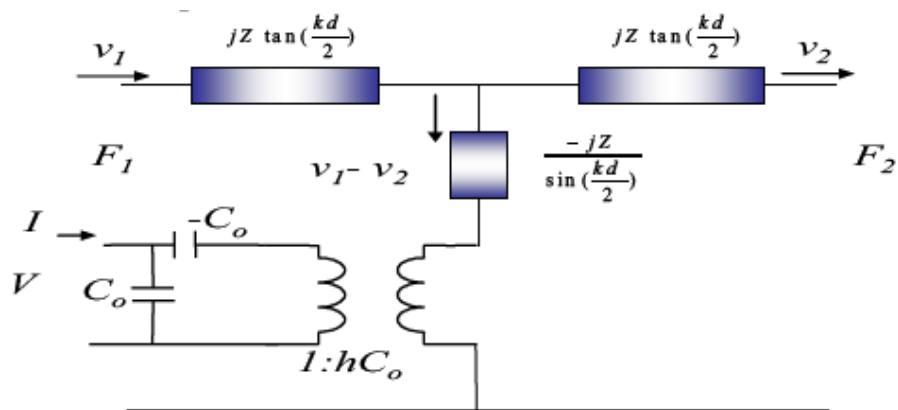


Figura 2-9. Modelo circuital de Mason

2.5. Conclusiones

Los resonadores de tecnología BAW presentan dimensiones reducidas, si los comparamos con los resonadores electromagnéticos, debido a que se trabaja con ondas acústicas que presentan una velocidad de propagación inferior a la de las ondas electromagnéticas.

El comportamiento del resonador se puede explicar mediante la conducta de la impedancia de éste, aunque es necesaria la aplicación de modelos para poder simplificar dicha expresión y realizar una implementación circuital con un resultado similar al del resonador.

Una vez visto el funcionamiento de los resonadores BAW se explicará la implementación de filtros con ellos y se comentarán las diferentes topologías utilizadas. Todo esto se expondrá en el siguiente capítulo.

3. FILTROS BAW

En este capítulo se presentarán y explicarán las arquitecturas de filtros ladder y lattice, con tal de poder comparar las respuestas con las del filtro half lattice. Para ello, estudiaremos el comportamiento del filtro half lattice, observando como le afectan las modificaciones realizadas sobre los parámetros más importantes.

3.1. Filtros BAW convencionales

Los filtros BAW consisten en varios resonadores que se conectan eléctricamente mediante una determinada topología, también se pueden acoplar acústicamente formando resonadores acoplados, pero estos no son de nuestro interés. El principal parámetro de diseño de los resonadores es su tamaño, que puede ir variando para conseguir determinadas características de filtrado.

Existen dos topologías conocidas de filtros BAW conectados eléctricamente, éstas son:

- ✓ Filtros Ladder o filtros en escalera explicados en [1], [4] y [16].
- ✓ Filtros Lattice explicados en [4].

A continuación se explicará de forma breve en que consiste la arquitectura de los filtros y las características que presentan.

3.1.1. Filtros Ladder

Este tipo de filtros está constituido por resonadores serie y resonadores paralelo formando una estructura como la que se muestra en la Figura 3-1, donde el número de

resonadores que forman el filtro son los que define el orden de éste (N). Cada uno de los resonadores que forman parte del filtro podrían presentar características diferentes, sin embargo en este filtro hay dos grupos de resonadores. Estos dos grupos están identificados en la Figura 3-1 como resonadores serie y resonadores paralelo (*shunt*). La conexión entre un resonador serie y uno paralelo es conocido como sección básica (N = 2) [4].

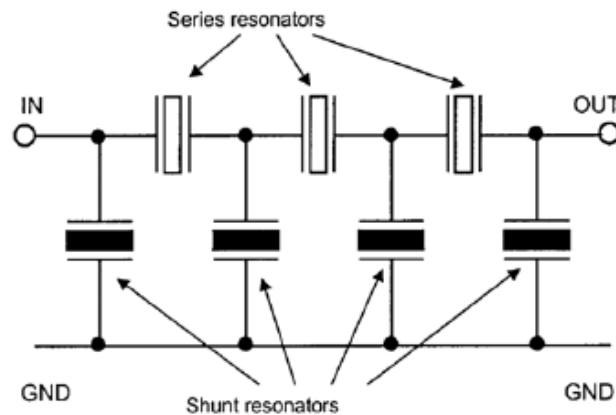


Figura 3-1. Topología de filtros Ladder

En un filtro simple cada grupo de resonadores presentan las mismas frecuencias de resonancia, pero las frecuencias de los resonadores paralelo son inferiores a la de los series, de manera que la frecuencia de antiresonancia se encuentre cercana a la frecuencia de resonancia del resonador serie. La diferencia entre las frecuencias de resonancia de los grupos es conocida como frecuencia de resintonización (f_{detune}). De forma que en el centro de la banda de paso se tienen los resonadores en serie cerca de la impedancia mínima mostrándose transparentes al paso de señal, mientras que los resonadores paralelos tienen máxima impedancia impidiendo el paso de la señal a masa [16]. Esto se puede observar en la Figura 3- 2.

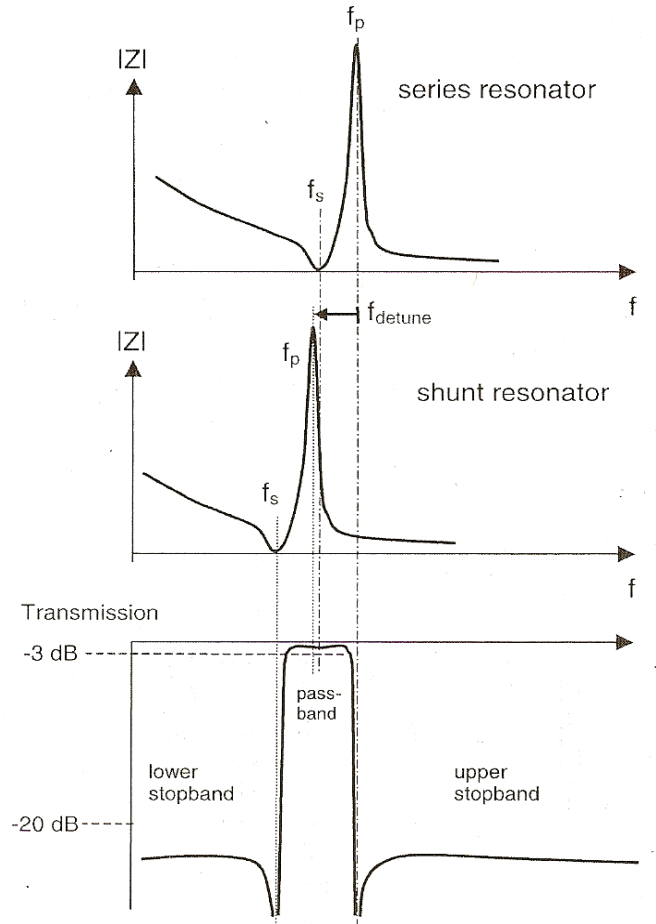


Figura 3- 2. Principio de funcionamiento de los filtros ladder [4]

Este tipo de filtros pueden llegar a conseguir anchos de banda relativos máximos de 4 – 5 % [4].

Los filtros ladder presentan un buen comportamiento en la banda de paso, sin embargo para conseguir una buena atenuación (S_{21}) fuera de banda es necesario la conexión serie de varias etapas [5].

3.1.2. Filtros Lattice

En la Figura 3-3 se puede observar la topología utilizada por los filtros Lattice. Este tipo de filtro presenta un problema, y es que sólo puede ser alimentado con una señal balanceada, por ello este filtro también es conocido como filtro BAW balanceado. La sección básica de este tipo de filtro consiste en una estructura tipo puente con cuatro resonadores, dos resonadores serie situados en la rama diagonal y dos resonadores

paralelo situados en la otra diagonal [4]. Como se ha comentado anteriormente el orden del filtro viene definido por el número de resonadores que lo componen, por lo que el filtro de sección básica presenta un orden 4.

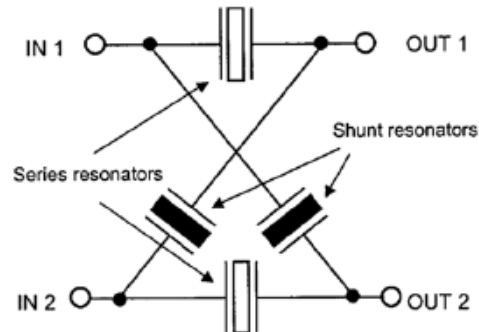


Figura 3-3. Topología filtros Lattice

Para poder tener un puente perfectamente balanceado es necesario que los resonadores series y paralelos presenten las mismas dimensiones, obteniendo una atenuación fuera de banda aproximadamente infinita [4]. Esta topología de filtro presenta un mayor ancho de banda que los filtros Ladder utilizando resonadores con características similares, sin embargo la atenuación fuera de banda es inferior.

En la Figura 3-4 se puede observar la respuesta de un filtro lattice de dos estados (N=8).

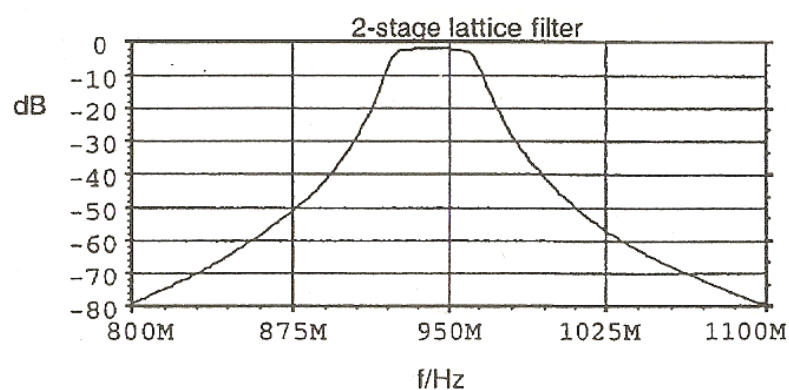


Figura 3-4. Filtro lattice de 2 estados [5]

Los filtro lattice presentan una buena atenuación fuera de banda lejos de la banda de paso, sin embargo el rechazo que presenta es peor. Para poder mejorar esto es necesario añadir secciones básicas en el filtro [5].

3.2. Filtro Half Lattice

La explicación del funcionamiento del filtro se encuentra en [5]. El objetivo que se planteo en el filtro half lattice, fue el de crear una estructura de filtro con una señal de entrada y salida no balanceada con buenas características dentro y fuera de la banda de paso, ya que con las dos topologías mostradas anteriormente es necesario añadir varias etapas para conseguir una buena respuesta fuera de banda.

El filtro es llamado half lattice porque la respuesta eléctrica de éste es muy similar a la del filtro lattice con resonadores similares, pero utilizando la mitad (*half*) de resonadores que en el filtro lattice.

La topología de filtro utilizada para la realización del proyecto es la que se muestra en la Figura 3-5. La gran diferencia de este filtro con los dos anteriores es la introducción de un desfaseador de 180° conectado a un resonador paralelo. Este desfaseador es utilizado para poder conectar la rama de los resonadores paralelos con la de los resonadores serie. La frecuencia de resonancia de los resonadores de la rama serie es diferente a la de los resonadores que se encuentran en la rama paralela.

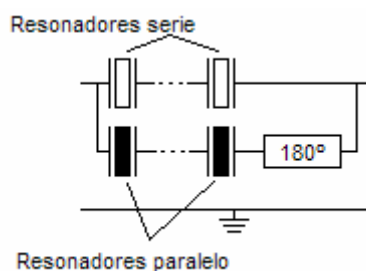


Figura 3-5. Aumento del orden del filtro half lattice

El filtro de sección básica half lattice esta formado por dos resonadores y un desfaseador de 180° . La respuesta que presenta se puede observar en la Figura 3-6.

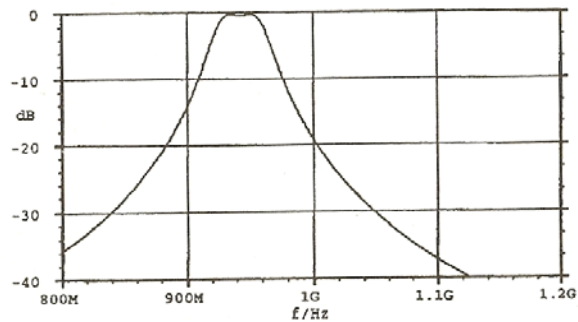


Figura 3-6. Respuesta de un filtro básico half lattice [5]

En la Figura 3-7 se compara la respuesta del filtro half lattice con la de un filtro ladder de tres secciones ($N = 6$). El rizado que presentan ambas respuestas es similar, sin embargo fuera de la banda de paso el filtro ladder presenta dos ceros y una atenuación fuera de banda constante, mientras que el filtro half lattice presenta una menor selectividad pero una mayor atenuación fuera de la banda de paso. Además con el filtro ladder se utilizan 6 resonadores y con el half lattice únicamente 2, por lo que las dimensiones del filtro patentado son inferiores a las del filtro ladder.

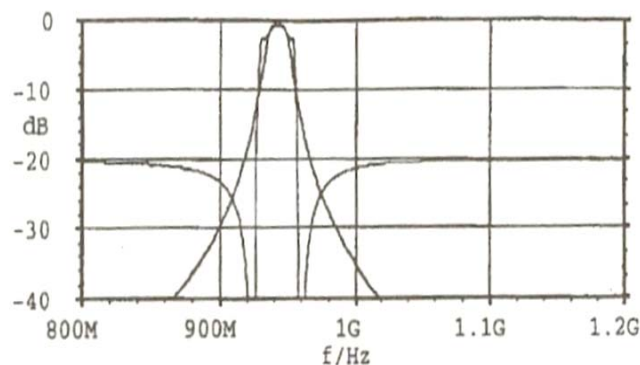


Figura 3-7. Respuesta filtro básico half lattice & filtro ladder [5]

En la Figura 3-8 se muestra la respuesta en transmisión de tres filtros: filtro ladder, filtro half lattice y filtro half lattice+ladder. Como se puede observar los tres filtros presentan el mismo ancho de banda. Sin embargo, el filtro ladder presenta una atenuación fuera de banda constante, mientras que en los otros aumenta a medida que se alejan de la banda de paso. Aunque la selectividad del filtro ladder es mejor que la de los otros dos filtros.

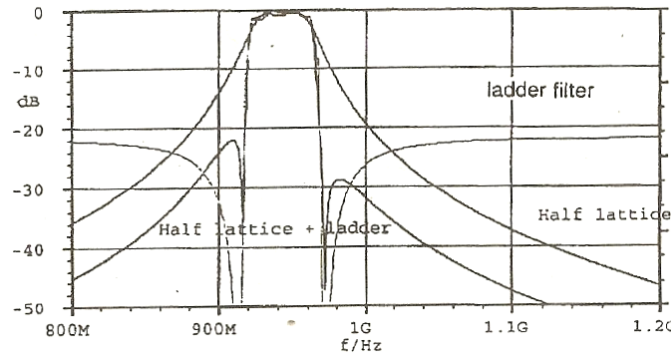


Figura 3-8. Filtro half lattice, half lattice + ladder y filtro ladder [5]

Como se ha podido comprobar en las diferentes figuras mostradas en este capítulo, con el filtro half lattice se puede obtener el mismo ancho de banda que con las otras topologías pero con dimensiones más reducidas, ya que la respuesta de un filtro ladder de orden 6 se puede obtener con un filtro half lattice de orden 2, y el mínimo orden de un filtro lattice es de 4. El único inconveniente que presenta esta topología es que la selectividad es menor que con las otras topologías.

3.2.1. Comportamiento del filtro half lattice

Los principales parámetros que definen el funcionamiento del filtro son:

- ✓ El grosor de los resonadores, que es equivalente a modificar el valor de la frecuencia de antiresonancia.
- ✓ La capacidad estática de los resonadores.
- ✓ El valor del desfasador.

A continuación estudiaremos las modificaciones que sufre la respuesta de un filtro half lattice de sección básica ($N = 2$) al variar los parámetros comentados anteriormente, mediante el programa ADS con la estructura mostrada en la Figura 3-9, en la que consideramos los electrodos infinitamente delgados. Para ello definiremos el ancho de banda relativo a 3 dB (FBW_{3dB}) y la atenuación fuera de banda cuando nos encontramos a 3 veces el FBW_{3dB} desde la frecuencia central.

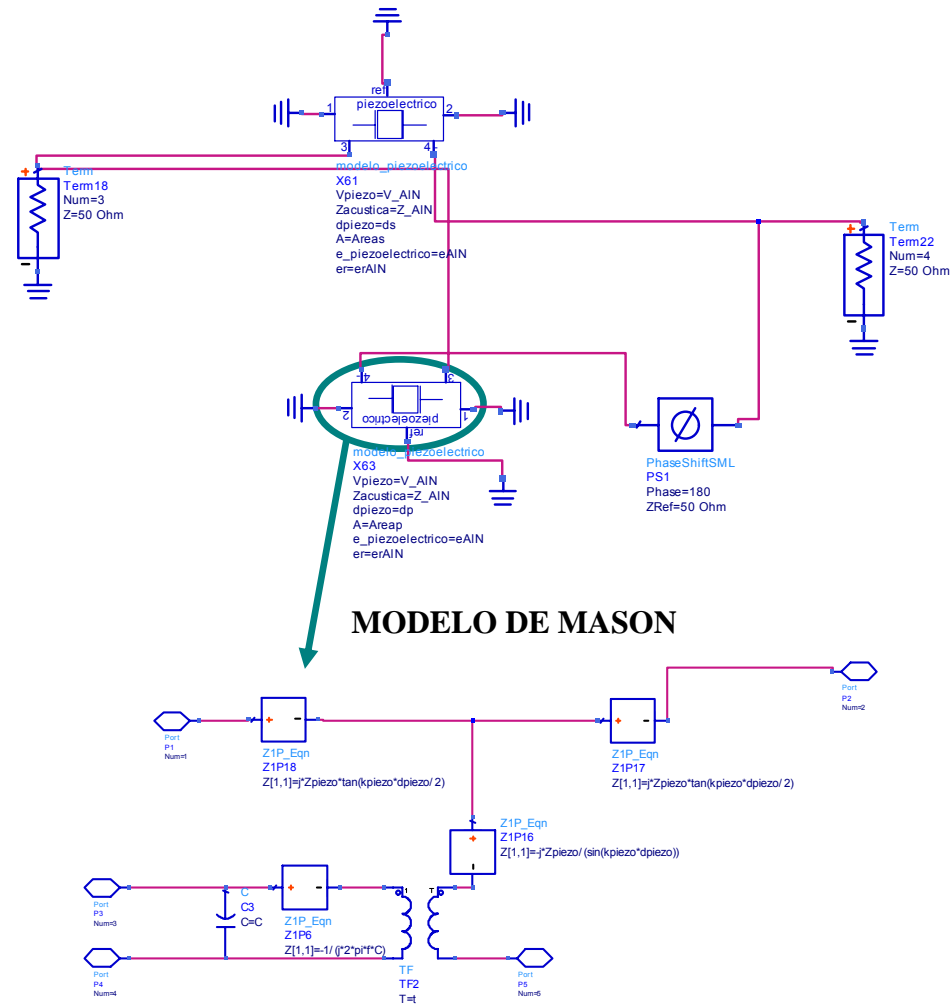


Figura 3-9. Estructura de un filtro half lattice N=2 en ADS

3.2.1.1. Efecto del grosor del resonador

En este capítulo observaremos como afecta la modificación del grosor del material piezoeléctrico del resonador paralelo a la respuesta del filtro, es decir aumentaremos la separación entre las frecuencias de antiresonancia, ya que como se ha visto en la expresión (2.3) el grosor está relacionado con la frecuencia de antiresonancia.

La estructura utilizada para realizar el estudio de este capítulo es la que se muestra en la Figura 3-9, donde los dos resonadores presentan el mismo valor de capacidad estática de $C_0 = 1$ pF, f_{as} es la frecuencia de antiresonancia del resonador serie y f_{ap} es la frecuencia de antiresonancia del resonador paralelo.

En la Figura 3-10 se muestra la respuesta en transmisión del filtro half lattice para diferentes valores de frecuencia de antiresonancia, una $C_0 = 1$ pf y un desfase de 180° .

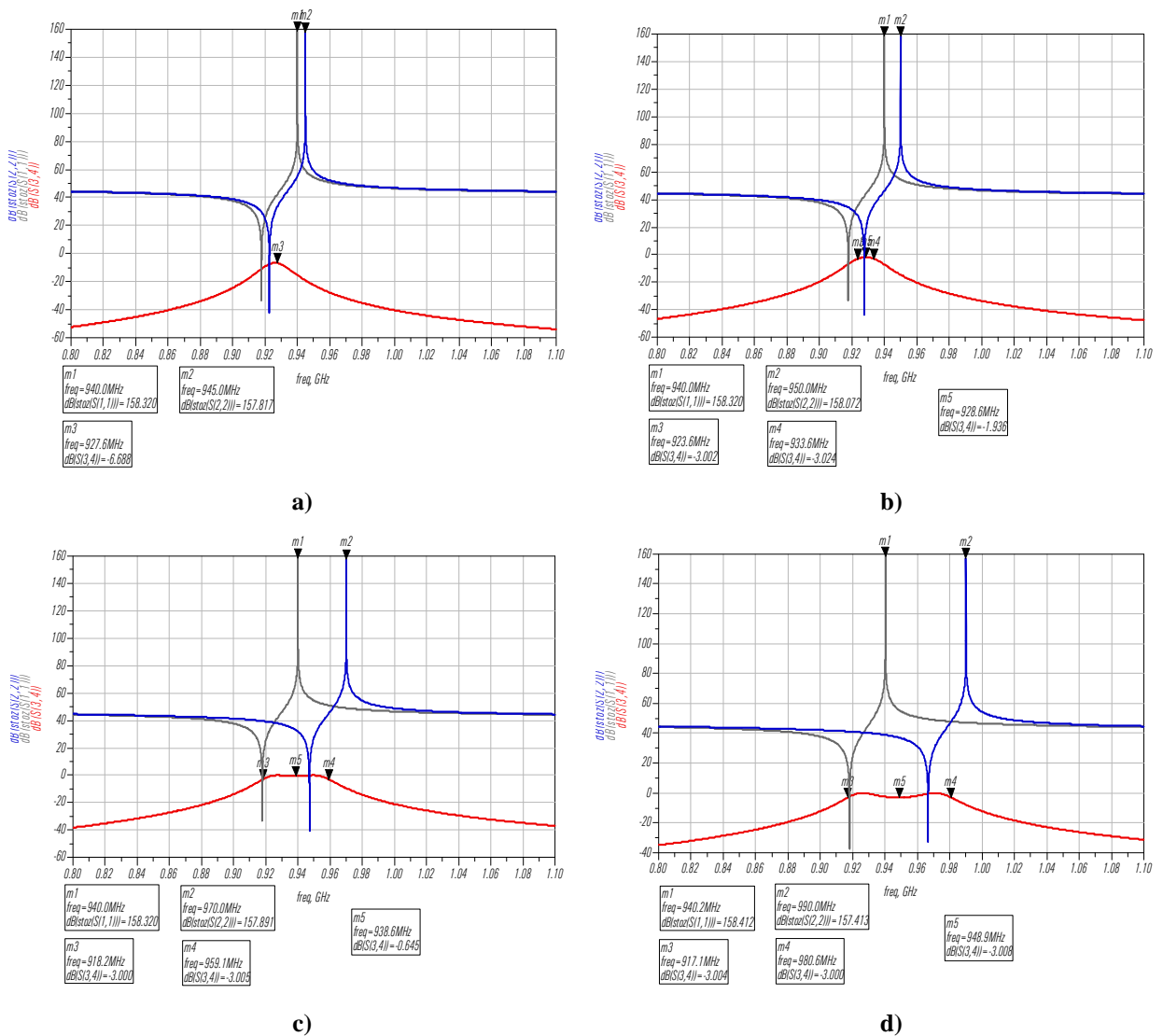


Figura 3-10. Respuesta del filtro para $f_{as} = 940$ MHz y a) $f_{ap} = 945$ MHz b) $f_{ap} = 950$ MHz c) $f_{ap} = 970$ MHz y d) $f_{ap} = 990$ MHz

Para un valor de $C_0 = 1$ pF el ancho de banda relativo máximo que podemos conseguir con el filtro es de 6.69 % con una separación de las frecuencias de antiresonancia de 50 MHz (Figura 3-10 (d)). Sin embargo, el ancho de banda relativo máximo depende del valor de la capacidad estática de los resonadores, tal y como se mostrará en el siguiente capítulo.

Como se puede observar en la Figura 3-10 a medida que aumentamos la separación entre las frecuencias de antiresonancia, es decir disminuimos el grosor del

piezoeléctrico de resonador paralelo, el ancho de banda del filtro aumenta pero la atenuación fuera de banda empeora. Además podemos ver que no hay una relación directa entre las frecuencias de corte del filtro y las frecuencias de antiresonancia del resonador, lo que hace complicado poder realizar el filtro a partir de especificaciones de funcionamiento.

A la hora de realizar el filtro es indiferente el resonador que presenta la mayor frecuencia de antiresonancia, ya que la respuesta que se obtienen es la misma. Esto se puede comprobar en la Figura 3-11.

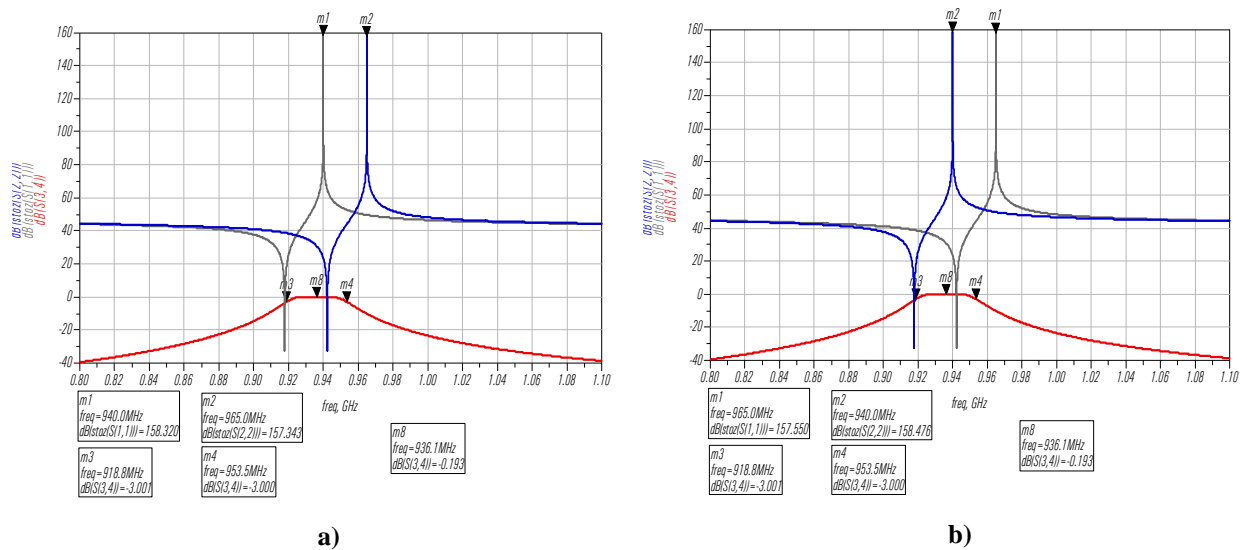


Figura 3-11. Respuesta del filtro para $C_0 = 1$ pF y a) $f_{as} = 940$ MHz, $f_{ap} = 965$ MHz y b) $f_{as} = 965$ MHz, $f_{ap} = 940$ MHz

3.2.1.2. Efecto de la capacidad

Según las especificaciones del filtro half lattice, para que éste presente un buen comportamiento, los resonadores que se utilizan tienen que tener el mismo valor de capacidades estáticas (C_0) [5].

En la Figura 3-12 se muestra la respuesta del filtro para $f_{as} = 940$ MHz y $f_{ap} = 965$ MHz cuando los resonadores presentan diferentes valores de C_0 .

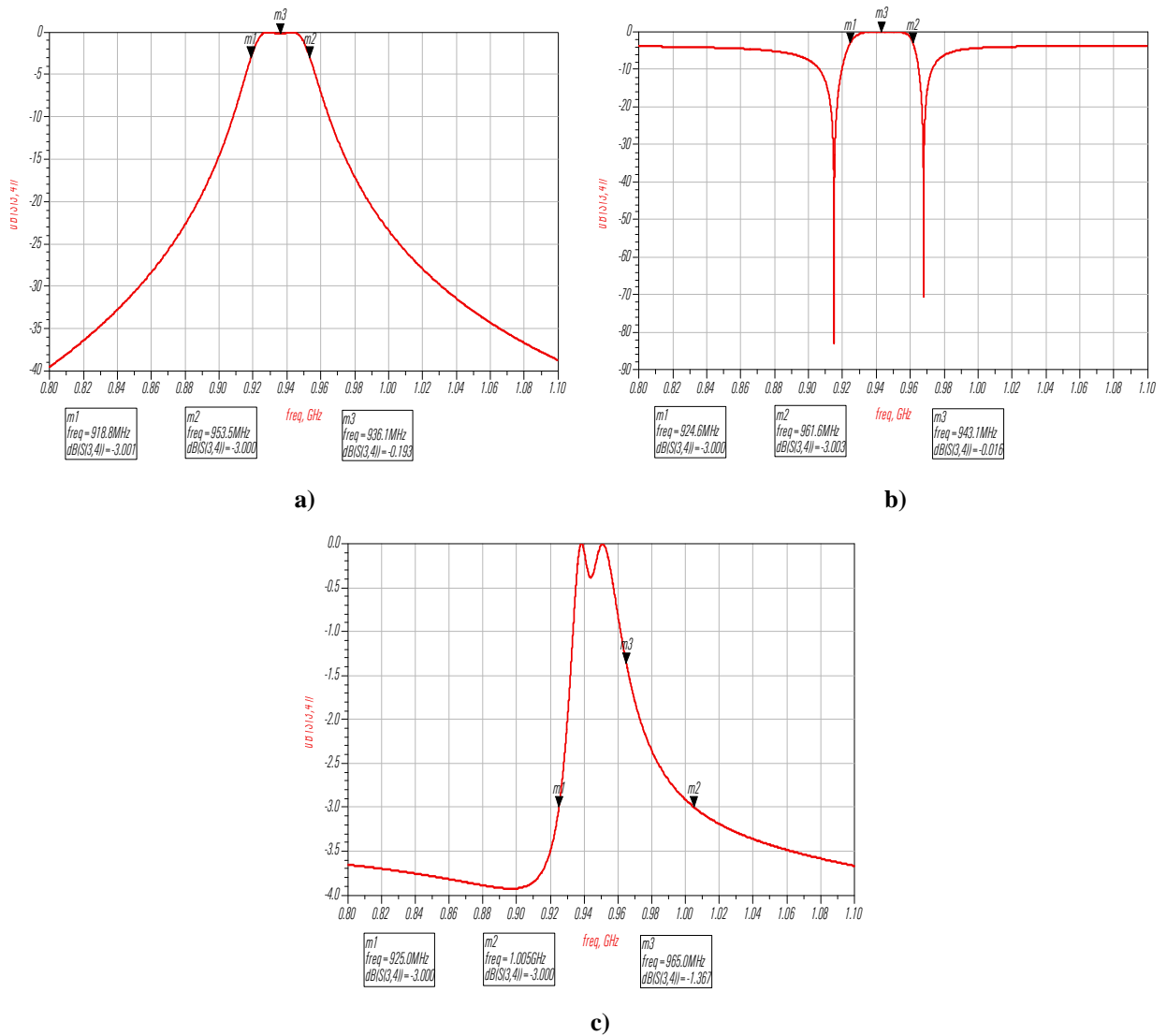


Figura 3-12. Respuesta del filtro para a) $C_{0s} = C_{0p} = 1 \text{ pF}$ b) $C_{0s} = 1 \text{ pF}$ $C_{0p} = 5 \text{ pF}$ y c) $C_{0s} = 5 \text{ pF}$ $C_{0p} = 1 \text{ pF}$

Cuando el resonador serie presenta un valor de capacidad estática superior a la del resonador paralelo el comportamiento del filtro no es bueno, ya que la atenuación fuera de banda es inferior a 4 dB (Figura 3-12 (c)). Sin embargo, cuando el resonador paralelo presenta una C_0 superior a la del serie (Figura 3-12 (b)) el ancho de banda relativo aumenta en un 0,21 % respecto al caso en el que las C_0 son iguales (Figura 3-12(a)), ya que pasa de ser de 3,71 % para iguales C_0 a 3,92 %, además el filtro presenta dos ceros cercanos a las frecuencias de corte del filtro, pero la atenuación que presenta fuera de banda es de 4 dB. Por lo tanto, el filtro presenta un mejor comportamiento cuando las C_0 son iguales, tal y como se ha comentado en el principio del capítulo.

A continuación miraremos como se comporta el filtro para diferentes valores de C_0 definiendo las frecuencias de antiresonancia como $f_{as} = 940$ MHz y $f_{ap} = 965$ MHz. Para ello tendremos en cuenta que los resonadores BAW que se pueden fabricar presentan unos valores de C_0 comprendidos entre 0,1 pF y 50 pF.

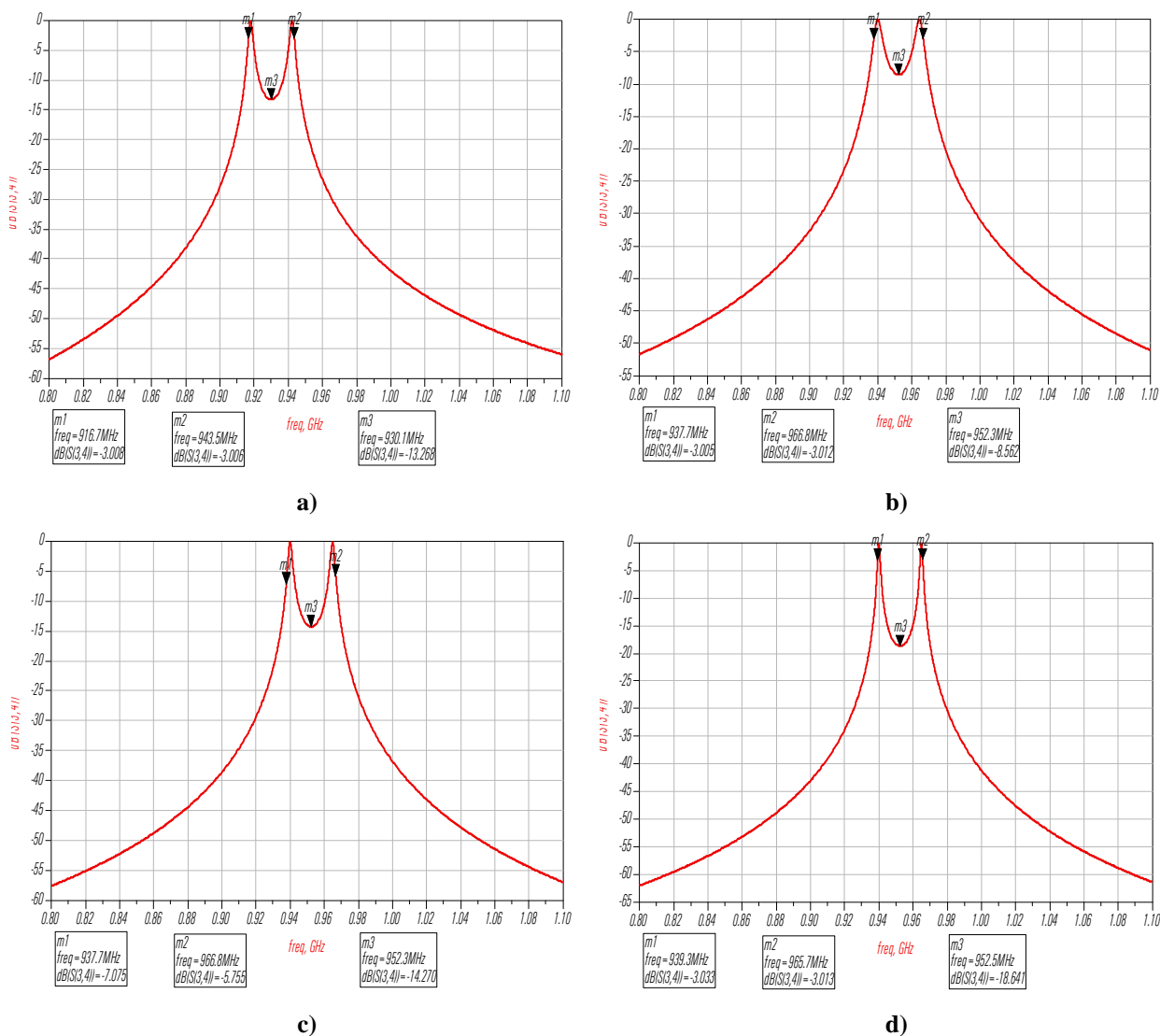


Figura 3-13. Comportamiento del filtro para a) $C_0 = 0,1$ pF b) $C_0 = 15$ pF c) $C_0 = 30$ pF y d) $C_0 = 50$ pF

Como se puede comprobar en la Figura 3-13 el filtro no funciona correctamente cuando los valores de la C_0 se encuentran en los valores extremos. La respuesta que presenta un menor rizado en la frecuencia central es para el caso en que $C_0 = 15$ pF, sin embargo a medida que aumentamos el valor de la capacidad el rizado empeora, por lo que podemos decir que para que el filtro presente un buen comportamiento la C_0 tendría que estar comprendida entre 0,1 pF y 15 pF ($0,1 \text{ pF} < C_0 < 15 \text{ pF}$).

En la Figura 3-14 se puede ver de una forma más gráfica el comportamiento del filtro en función de la capacidad, mediante la implementación del código Matlab mostrado en el apéndice I, en el cual se han utilizado las ecuaciones que se explicarán en el capítulo 4.

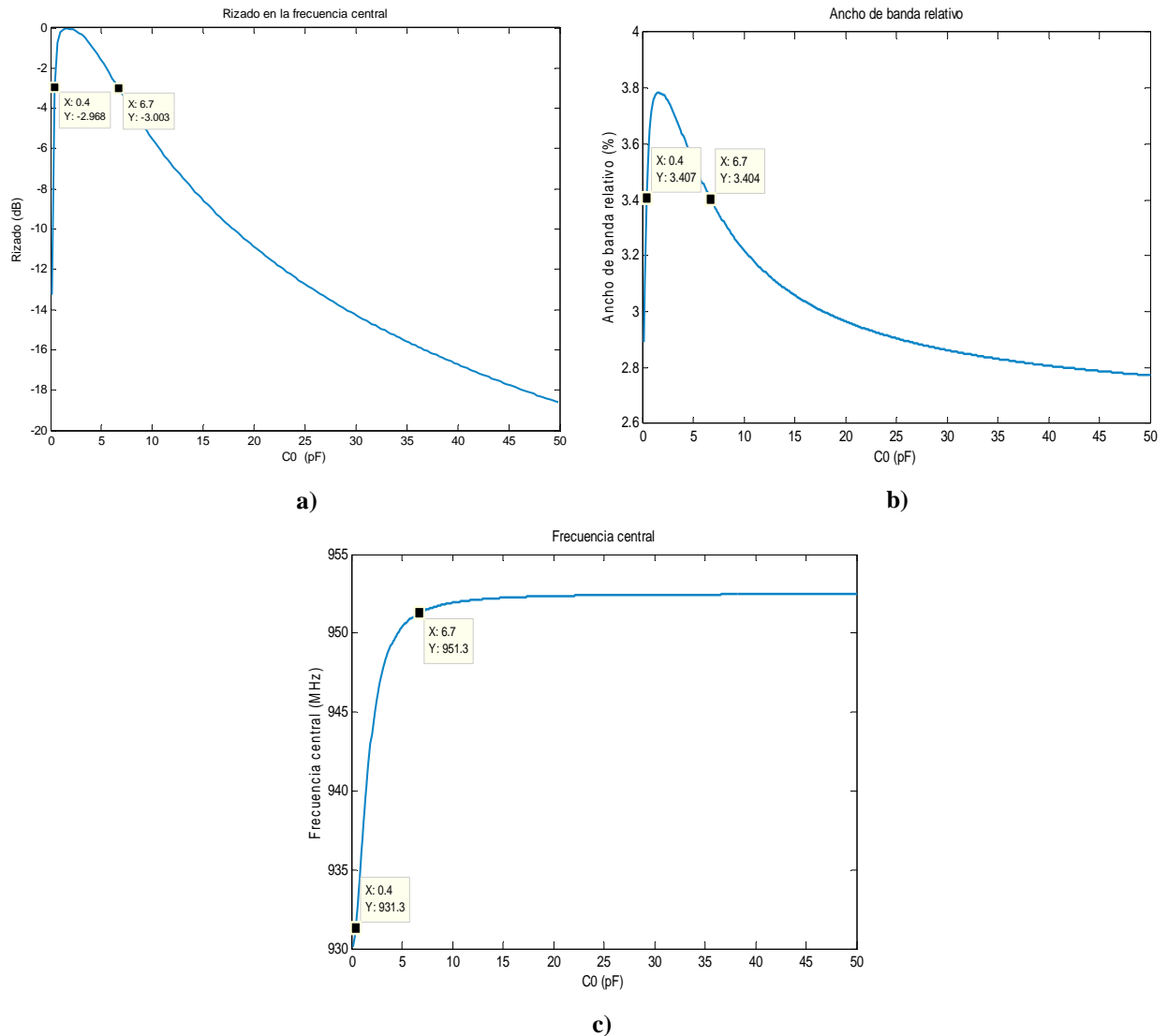


Figura 3-14. Comportamiento de a) atenuación en la frecuencia central, b) ancho de banda relativo y c) frecuencia central en función de la capacidad estática

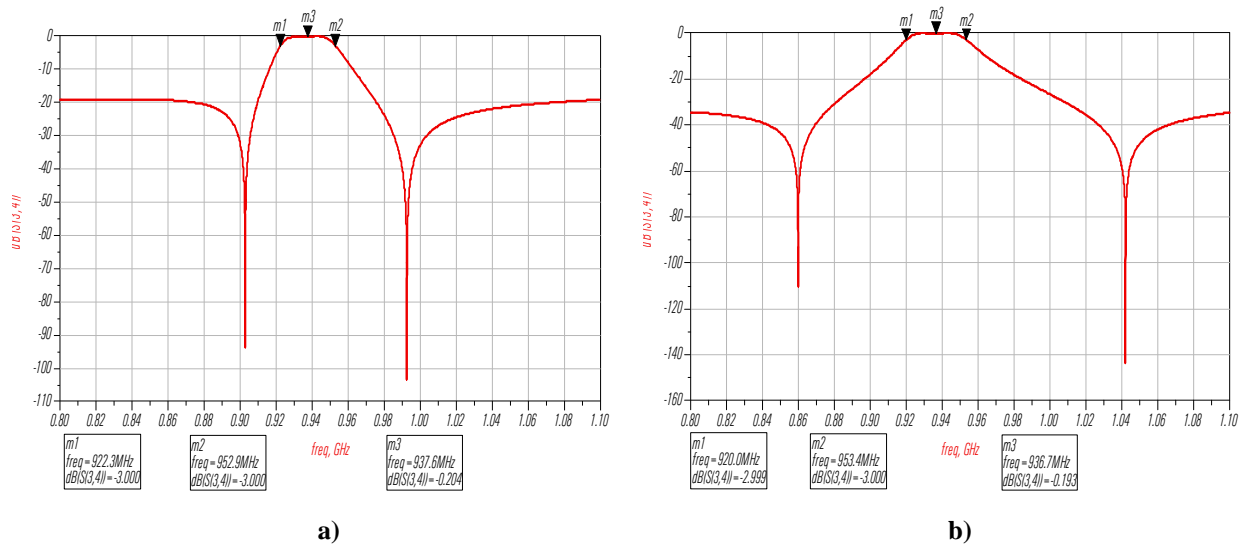
Para que el filtro, con los valores de frecuencia de antiresonancia especificados anteriormente, presente un rizado en la frecuencia central inferior a 3 dB es necesario que la C_0 este comprendida entre 0,4 pF y 6,7 pF (Figura 3-14 (a)). Esto implica que la frecuencia central que presentará el filtro estará comprendida entre 931,3 MHz y 961,3 MHz y el ancho de banda relativo se encontrará entre el 3,407 % y 3,8 % aproximadamente.

Para que el filtro funcione correctamente el valor de la capacidad estática de los resonadores no debe ser superior a unos 15 pF, tal y como se podrá comprobar en los próximos capítulos. Además en el capítulo 4 se especificará porque el filtro se comporta así en función de la C_0 .

3.2.1.3. Efecto del desfasador

El último parámetro a estudiar es el desfasador, que sirve de unión entre los resonadores serie y los paralelos. Este desfasador puede estar comprendido entre 150° y 210° para que el filtro se comporte correctamente [5].

En la Figura 3-15 se muestra la respuesta del filtro, con las características de $C_0 = 1$ pF, $f_{as} = 940$ MHz y $f_{ap} = 965$ MHz, en función del desfasador.



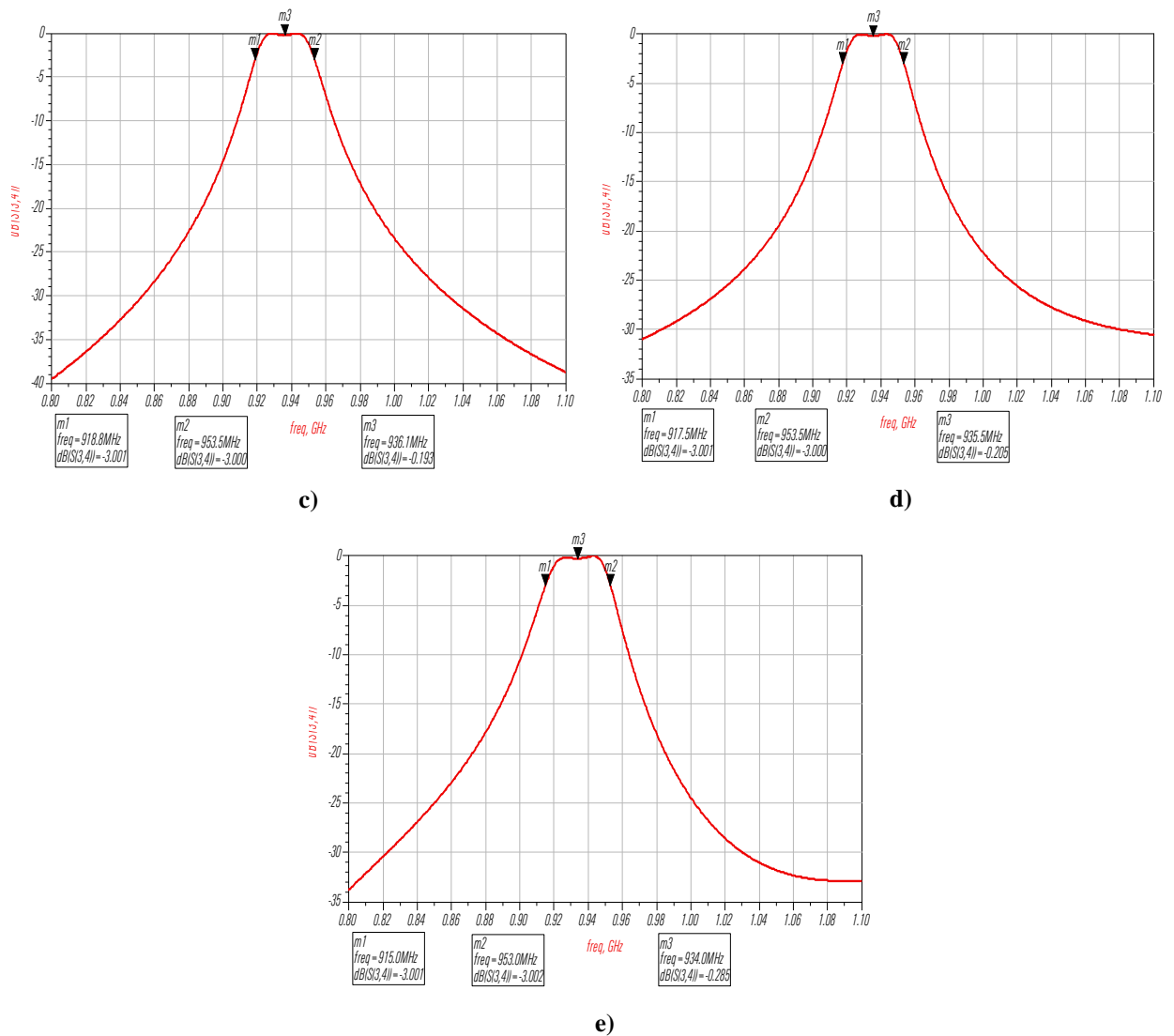


Figura 3-15. Respuesta del filtro en función del desfaseador a) 150° , b) 170° , c) 180° , d) 190° y e) 210°

En la Tabla 3-1 se muestra las características de las respuesta del filtro half lattice para los diferentes valores de desfase simulados. La atenuación fuera de banda la hemos definido cuando nos encontramos a una frecuencia tres veces superior al FBW_{3dB} partiendo desde la frecuencia central, tal y como se ha comentado anteriormente.

<i>Desfasador</i>	<i>FBW_{3dB}</i> (%)	<i>Frecuencia central</i> (f_0) [MHz]	<i>Rizado en la f_0</i> [dB]	<i>Atenuación fuera de banda</i> [dB]
150°	3,26	937,6	0,204	19,71
170°	3,57	936,7	0,193	38,15
180°	3,71	936,1	0,193	34,3
190°	3,84	935,5	0,205	28,37
210°	4,07	915	0,285	33,23

Tabla 3-1. Respuesta del filtro para diferentes valores de desfase

Si nos fijamos en los valores expresados en la Tabla 3-1 podemos determinar que el filtro se comporta mejor cuando el desfase es de 170° y 180°, ya que con él se obtiene la mínima atenuación en la frecuencia central y una buena atenuación fuera de banda, aunque el ancho de banda relativo es inferior que el que se obtiene con desfases superiores. Sin embargo, si elegimos un desfasador mayor tendremos que tener cuidado con la frecuencia de trabajo, porque cuanto mayor es el desfase menor es la frecuencia central. Esto implica que si queremos que el filtro funcione para frecuencias altas, la frecuencia de antiresonancia tiene que ser mayor que si se utilizase un desfase de 180°.

El desfasador de 170° presenta una mayor atenuación fuera de banda, en frente de un mayor ancho de banda relativo para el caso de 180°. Por lo que a la hora de determinar el desfasador tendremos que mirar que nos interesa más, si el FBW_{3dB} o la atenuación fuera de banda.

3.2.2. Respuesta en función del orden

Por ahora hemos visto el comportamiento que presenta el filtro half lattice de orden 2. En este capítulo definiremos las dos topologías existentes para aumentar el orden del filtro y compararemos las respuestas que presentan con la de la topología básica estudiada hasta el momento. Al igual que en los anteriores capítulos en ancho de banda relativo lo definimos a 3 dB y la atenuación fuera de banda a 3 veces el FBW_{3dB} .

La primera estructura de filtro utilizada para aumentar el orden consiste en insertar resonadores conectados en serie en las diferentes ramas que forman el filtro, tal y como se muestra en la Figura 3-16.

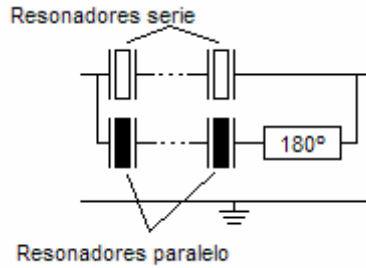
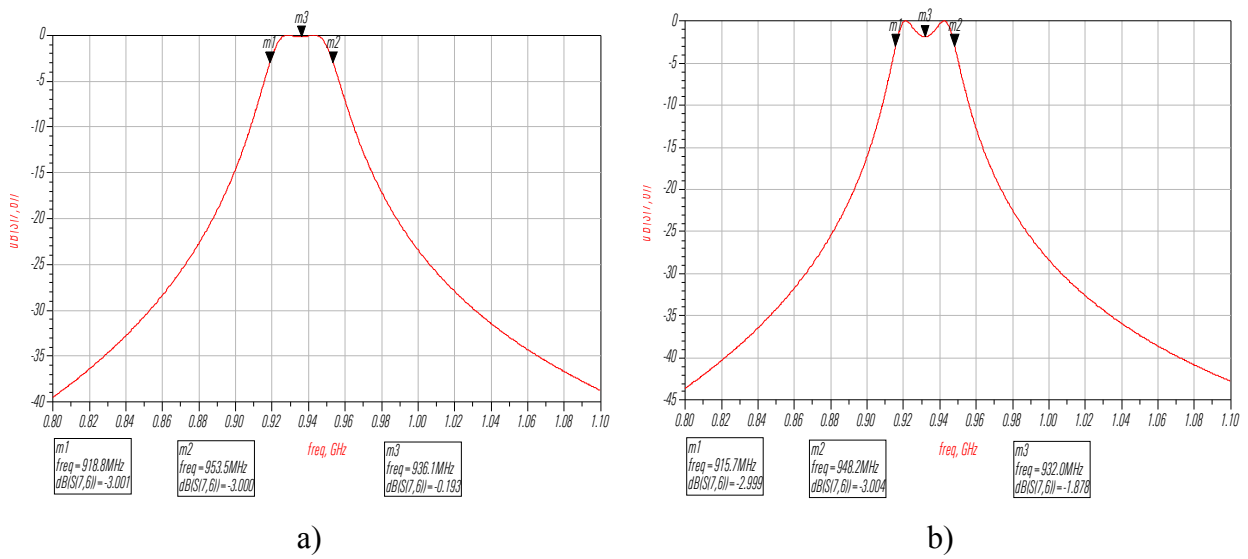


Figura 3-16. Aumento del orden del filtro half lattice

En la Figura 3-17 se puede observar la respuesta que presenta el filtro half lattice con $C_0 = 1$ pF, $f_{as} = 940$ MHz y $f_{ap} = 965$ MHz, al aumentar el orden.



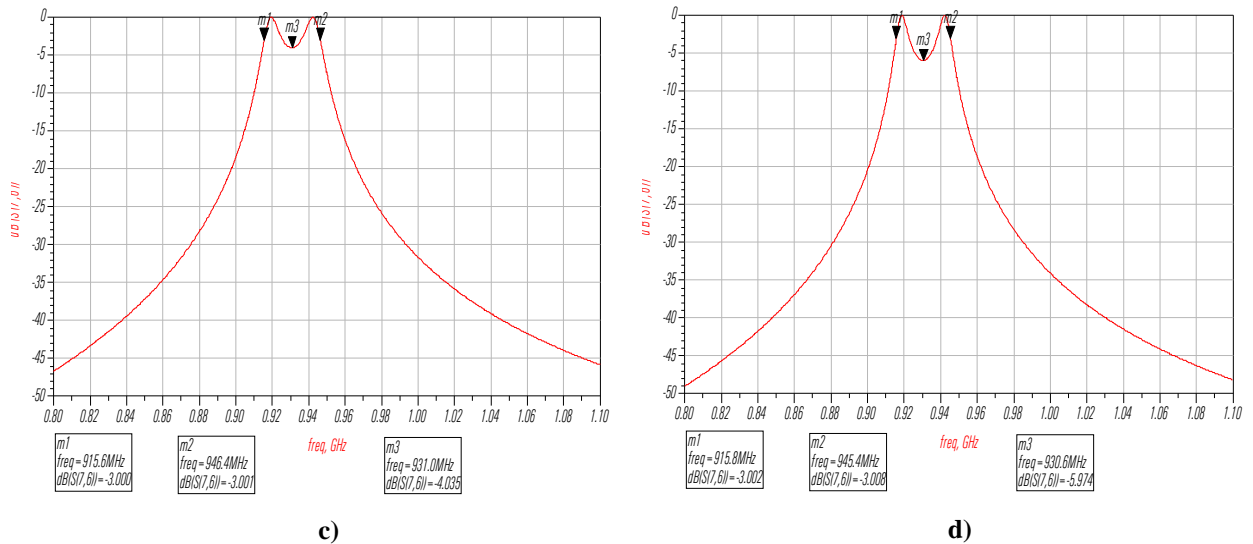


Figura 3-17. Respuesta del filtro para orden: a) 2, b) 4, c) 6 y d) 8

Si nos fijamos en las gráficas obtenidas, podemos comprobar que al aumentar el orden del filtro obtenemos una mejora en la atenuación fuera de banda, pero en contra tenemos un empeoramiento del rizado y una disminución del ancho de banda relativo. Además, la respuesta del filtro se ve desplazada frecuencialmente.

El aumento del orden del filtro, mediante la implementación de la estructura de la Figura 3-16, permite mejorar el comportamiento del filtro fuera de banda, es decir que al aumentar el filtro mejoramos la atenuación fuera de banda, sin embargo el rizado empeora. Por lo que es necesario tener claras las prioridades a la hora de implementar el filtro, ya que tener una mejor atenuación fuera de banda conlleva empeorar el rizado y viceversa.

Otra forma de aumentar el orden del filtro es mediante la unión serie de la topología del filtro half lattice de sección básica, tal y como se muestra en la Figura 3-18.

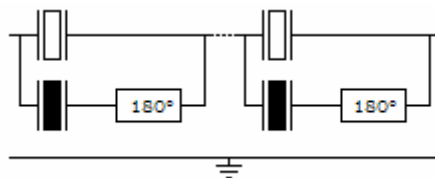


Figura 3-18. Estructura utilizada para aumentar el orden del filtro half lattice

El aumento del orden del filtro con la estructura mostrada anteriormente, conlleva un aumento del ancho de banda para un orden 4, pero para órdenes superiores aparece un rizado próximo a la frecuencia de corte superior, lo que provoca que para $N > 4$ la respuesta del filtro no sea válida. Sin embargo, al igual que pasaba en la anterior estructura, a medida que aumentamos el orden la atenuación fuera de banda mejora. Tal y como se puede comprobar en la Figura 3-19.

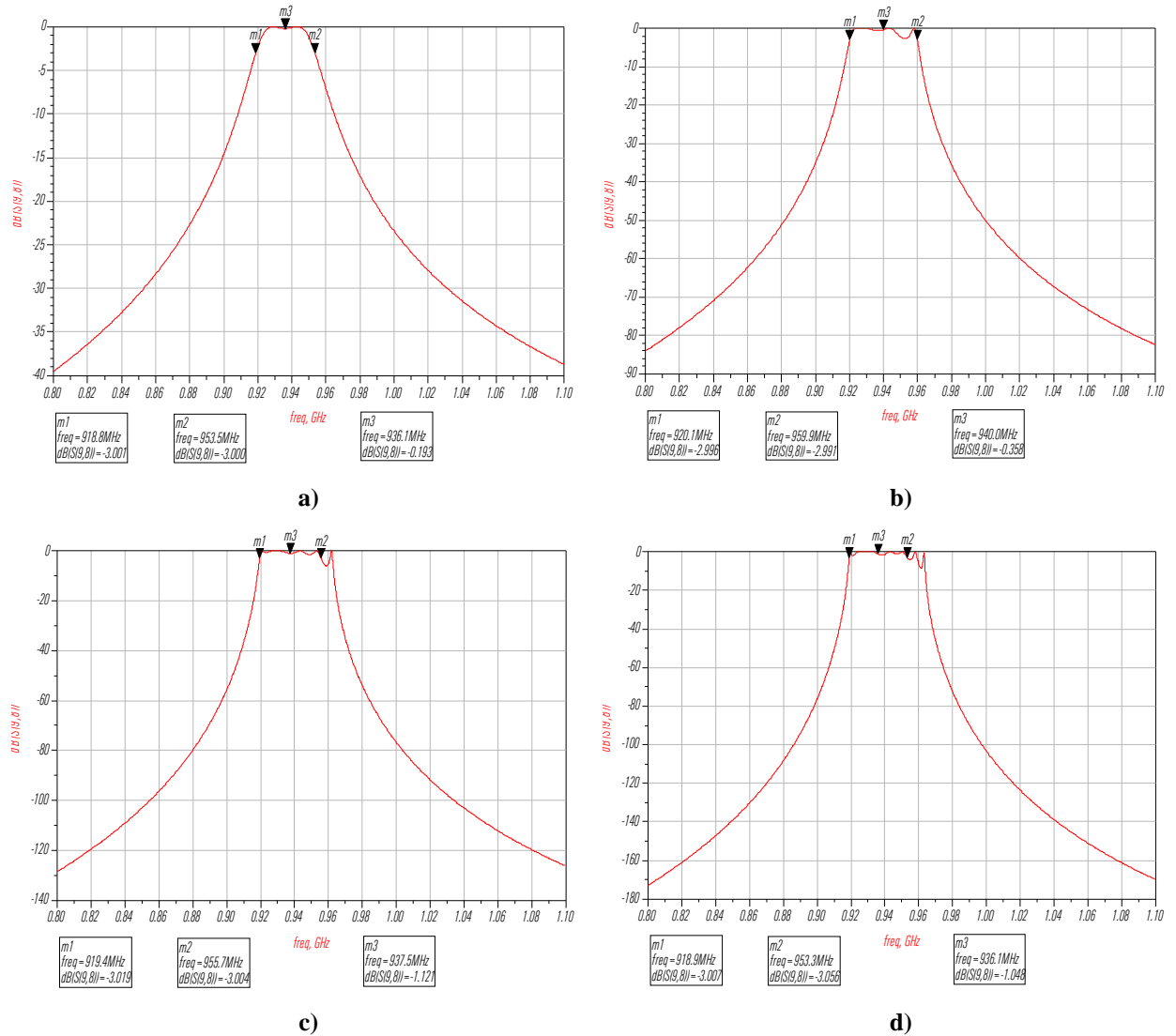


Figura 3-19. Respuesta del filtro para orden: a) 2, b) 4, c) 6 y d) 8

La estructura mostrada en la Figura 3-18 presenta un mejor comportamiento que la utilizada en primer caso para aumentar el orden del filtro en función de la atenuación fuera de banda, sin embargo el comportamiento en función del rizado es peor, debido al pico descendente que aparece próximo a la frecuencia de corte superior. Por lo tanto, podemos decir que la segunda estructura presenta un mejor comportamiento para un

orden 4, pero que al aumentar el orden ésta presenta una mala respuesta al igual que pasa con la anterior estructura.

3.3. Conclusiones

En la actualidad se utilizan dos topologías convencionales de filtros BAW para la telefonía móvil, filtros ladder y filtros lattice. Estos filtros presentan dimensiones reducidas y un buen comportamiento en las frecuencias deseadas. Sin embargo con el filtro half lattice se puede conseguir un comportamiento similar, pero con dimensiones inferiores.

Para la implementación del filtro half lattice es necesario que las capacidades estáticas de los resonadores presenten el mismo valor, el desfaseador se encuentre entre 150° y 210° , aunque preferiblemente sea de 170° o 180° , y que los grosores de los resonadores sean diferentes, es decir que la frecuencia de antiresonancia de los resonadores sea diferente.

Si el ancho de banda conseguido por el filtro half lattice es inferior al deseado se puede ensanchar mediante un aumento en el orden del filtro, aunque esto conlleva que las dimensiones del filtro sean superiores y que el rizado empeore.

4. ECUACIONES DE DISEÑO

En este capítulo se calculará la respuesta en transmisión (S_{21}) del filtro half lattice de sección básica, con la intención de poder explicar el porqué de las modificaciones que sufre al cambiar alguno de sus parámetros. Además mediante éste parámetro se intentarán conseguir las ecuaciones de diseño.

Una vez conseguidas las ecuaciones de diseño, se implementará un código Matlab mediante el cual poder obtener las definiciones del filtro half lattice de sección básica a partir de las especificaciones.

4.1. *Obtención de la respuesta en transmisión*

Para poder obtener la respuesta en transmisión del filtro half lattice de sección básica utilizamos las ecuaciones expuestas en los apéndices II y III y la teoría de [17] y [18]. Además también tendremos en cuenta que consideremos que los resonadores presentan un comportamiento ideal en el que los electrodos son infinitamente delgados, y por lo tanto no los tenemos en cuenta. Por lo tanto, los pasos a seguir son:

- ✓ Calcular la matriz de parámetros Y de cada una de las ramas del filtro.
- ✓ Sumar las dos matrices de parámetros Y obtenidas.
- ✓ Hacer la conversión a el parámetro S_{21} y simplificarlo

El comportamiento del resonador serie se puede expresar como una impedancia. Ésta puede ser representada de forma directa mediante una matriz ABCD, tal y como se muestra en el apéndice II, para seguidamente convertirla a parámetros Y.

$$ABCD_{\text{resonador_serie}} = \begin{pmatrix} 1 & z_s \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \Rightarrow Y_{\text{rama_serie}} = \begin{pmatrix} 1/z_s & -1/z_s \\ -1/z_s & 1/z_s \end{pmatrix} \quad (4.1)$$

En la rama paralela tenemos un resonador y un desfaseador conectados en serie, por lo que tenemos que expresar los dos componentes en matrices ABCD, para poderlas multiplicar y a continuación aplicar la conversión a parámetros Y. La obtención de la matriz ABCD del resonador se obtiene de una forma directa, tal y como se ha hecho con el resonador serie anterior, mientras que el desfaseador lo expresamos en parámetros S y después lo convertiremos a ABCD.

$$ABCD_{\text{resonador_paralelo}} = \begin{pmatrix} 1 & z_p \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \quad (4.2)$$

$$S_{\text{desfaseador}} = \begin{pmatrix} 0 & e^{-j180^\circ} \\ e^{-j180^\circ} & 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & -1 \\ -1 & 0 \end{pmatrix} \Rightarrow ABCD_{\text{desfaseador}} = \begin{pmatrix} -1 & 0 \\ 0 & -1 \end{pmatrix} \quad (4.3)$$

$$ABCD_{\text{rama_paralela}} = ABCD_{\text{resonador_paralelo}} \cdot ABCD_{\text{desfaseador}} = \begin{pmatrix} -1 & -z_p \\ 0 & -1 \end{pmatrix} \quad (4.4)$$

$$ABCD_{\text{rama_paralela}} \Rightarrow Y_{\text{rama_paralela}} = \begin{pmatrix} 1/z_p & 1/z_p \\ 1/z_p & 1/z_p \end{pmatrix} \quad (4.5)$$

Podemos ver que la matriz de parámetros Y que se obtiene de la rama paralela es igual que la de la rama serie, pero con signos opuestos en Y_{12} e Y_{21} . Esto provocará que la matriz Y del filtro presente, en las mismas posiciones, una diferencia de impedancia del resonador y por lo tanto, que el S_{21} dependerá de la diferencia de impedancia, que es la que permite conseguir la respuesta de un filtro pasa banda.

Si sumamos las ecuaciones (4.1) y (4.5) obtenemos la matriz Y del filtro half lattice de sección básica mostrada a continuación.

$$Y_{\text{Filtro}} = Y_{\text{rama_serie}} + Y_{\text{rama_paralela}} = \frac{1}{z_s \cdot z_p} \begin{pmatrix} z_s + z_p & -z_p + z_s \\ -z_p + z_s & z_s + z_p \end{pmatrix} \quad (4.6)$$

Aplicando las expresiones de conversión del apéndice III sobre (4.6) tenemos que la atenuación del filtro se puede definir como:

$$S_{21} = \frac{-2 \left(\frac{-z_p + z_s}{z_s z_p} \right) Y_0}{\left(\frac{Y_0 z_s z_p + z_s + z_p}{z_s z_p} \right)^2 - \left(\frac{-z_p + z_s}{z_s z_p} \right)^2} \quad (4.7)$$

al simplificar la expresión anterior conseguimos:

$$S_{21} = \frac{2(z_p - z_s)}{\frac{z_s z_p}{z_o} + 2z_s + 2z_p + 4z_o} \quad (4.8)$$

Como se puede observar el parámetro S_{21} depende de la resta entre la impedancia del resonador paralelo con el serie, tal y como se ha comentado anteriormente.

En la Tabla 4-1 se muestra los valores de la matriz de parámetros S del desfasador cuando éste se encuentra entre 150° y 210° .

<i>Grados</i>	<i>150°</i>	<i>170°</i>
<i>S</i>	$\begin{pmatrix} 0 & -0,87 - 0,5j \\ -0,87 - 0,5j & 0 \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} 0 & -0,98 - 0,17j \\ -0,98 - 0,17j & 0 \end{pmatrix}$

<i>Grados</i>	<i>190°</i>	<i>210°</i>
<i>S</i>	$\begin{pmatrix} 0 & -0,98 + 0,17j \\ -0,98 + 0,17j & 0 \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} 0 & -0,87 + 0,5j \\ -0,87 + 0,5j & 0 \end{pmatrix}$

Tabla 4-1. Parámetro S para diferentes valores de desfase

Cuando el desfasador no es de 180° , éste presenta una respuesta compleja, provocando que el comportamiento del filtro varíe en función del valor del desfasador, tal y como se ha podido observar en el anterior capítulo.

4.1.1. Función de transferencia en función del orden del filtro

Como se ha comentado en el capítulo 3.2.2, existen dos estructuras que permiten aumentar el orden del filtro half lattice. A continuación, definiremos el valor de la atenuación en función del orden para las dos topologías.

4.1.1.1. Aumento del orden mediante la inserción de resonadores en serie

En la Figura 4-1 se muestra una estructura del aumento de orden del filtro half lattice. La impedancia total de la rama vendrá definida por la suma de impedancias de los resonadores. Como los resonadores de cada rama presentan las mismas características tendremos:

$$ABCD_{rama_serie} = \begin{pmatrix} 1 & nz_s \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \Rightarrow Y_{rama_serie} = \begin{pmatrix} 1/nz_s & -1/nz_s \\ -1/z_s & 1/nz_s \end{pmatrix} \quad (4.9)$$

$$ABCD_{rama_paralelo} = \begin{pmatrix} 1 & nz_p \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \Rightarrow ABCD_{rama_paralelo} = \begin{pmatrix} -1 & -nz_p \\ 0 & -1 \end{pmatrix} \quad (4.10)$$

$$ABCD_{rama_paralelo} \Rightarrow Y_{rama_paralelo} = \begin{pmatrix} 1/nz_p & 1/nz_p \\ 1/nz_p & 1/nz_p \end{pmatrix} \quad (4.11)$$

donde n equivale al número de resonadores que se encuentran en cada rama.

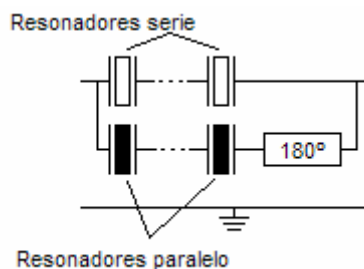


Figura 4-1. Estructura para el aumento del orden del filtro half lattice

Por lo que si sumamos la matriz de parámetros Y de las dos ramas y lo pasamos a S₂₁ obtenemos:

$$Y_{Filtro} = Y_{rama_serie} + Y_{rama_paralela} = \frac{1}{nz_p z_s} \begin{pmatrix} z_s + z_p & z_s - z_p \\ z_s - z_p & z_s + z_p \end{pmatrix} \quad (4.12)$$

$$S_{21} = \frac{2n(z_p - z_s)}{\frac{n^2 z_s z_p}{z_o} + 2nz_s + 2nz_p + 4z_o} \quad (4.13)$$

Como se puede observar en la ecuación (4.13) el aumento del orden del filtro provoca que el denominador aumente más que el numerador, por lo que el valor del parámetro S₂₁ disminuye a medida que aumentamos el orden. Esta disminución hace que el filtro presente una mejor atenuación fuera de banda, pero en contra empeora el valor de la atenuación en la frecuencia central. Lo que implica que con esta estructura no sea aconsejable para realizar aumentos muy grandes.

4.1.1.2. Aumento del orden mediante la inserción en serie de secciones básicas

En este caso, para aumentar el orden del filtro se añaden secciones básicas (Figura 4-2), esto equivale a multiplicar los parámetros ABCD de la respuesta del filtro half lattice de sección básica. Por lo tanto es necesario expresar (4.6) en parámetros ABCD, y como los estados presentan las mismas características, tendremos:

$$Y_{N=2} = \frac{1}{z_p z_s} \begin{pmatrix} z_s + z_p & z_s - z_p \\ z_s - z_p & z_s + z_p \end{pmatrix} \Rightarrow ABCD_{N=2} = \begin{pmatrix} -\frac{z_p + z_s}{z_s - z_p} & -\frac{z_p z_s}{z_s - z_p} \\ 4 & -\frac{z_p z_s}{z_s - z_p} \\ \frac{z_s - z_p}{z_s - z_p} & \end{pmatrix} \quad (4.14)$$

$$ABCD_{N=2m} = \begin{pmatrix} -\frac{z_p + z_s}{z_s - z_p} & -\frac{z_p z_s}{z_s - z_p} \\ \frac{4}{z_s - z_p} & -\frac{z_p z_s}{z_s - z_p} \end{pmatrix}^m \quad (4.15)$$

donde m equivale al número de secciones y N al orden del filtro, es decir al número de resonadores que componen el filtro.

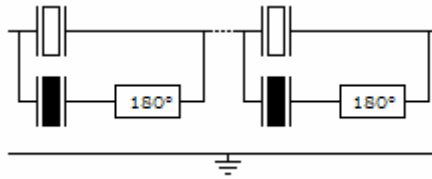


Figura 4-2. Estructura para el aumento del orden del filtro half lattice

Este cálculo es más complicado, debido a que no hay una expresión cerrada que defina la potencia de una matriz. Si definimos un orden de 4, es decir n = 2 tendremos que la atenuación es:

$$ABCD_{N=4} = \begin{pmatrix} \frac{-z_p^2 - z_s^2 - 6z_p z_s}{(z_s - z_p)^2} & \frac{2z_s z_p^2 + 2z_p z_s^2}{(z_s - z_p)^2} \\ -\frac{8z_p + 8z_s}{(z_s - z_p)^2} & \frac{-z_p^2 - z_s^2 - 6z_p z_s}{(z_s - z_p)^2} \end{pmatrix} \quad (4.16)$$

$$\Downarrow$$

$$S_{21} = \frac{2(z_s - z_p)^2}{\frac{2z_s z_p^2 + 2z_p z_s^2}{z_o} - 2z_p^2 - 2z_s^2 - 12z_s z_p - 8z_p z_o - 8z_s z_o}$$

Si comparamos las ecuaciones (4.8) y (4.16), podemos ver que no presentan ningún parecido, a diferencia de lo que pasaba al comparar la atenuación del filtro half lattice de sección básica con la primera estructura de aumento de orden. Además, se observa que el valor del denominador es menor y el numerador mayor, lo que permite tener una mayor atenuación, tal y como se ha podido comprobar en el anterior capítulo.

4.1.2. Comprobación de la respuesta en transmisión

Una vez conseguido el parámetro S_{21} , que define el comportamiento del filtro, comprobamos si es correcto. Para ello implementamos el código que se muestra en el apéndice IV, en el cual se han implementado unas funciones para conseguir las características que se muestran en la Tabla 4-2, y comparamos los resultados con los de ADS para un filtro half lattice de sección básica con $f_{as} = 940$ MHz y $f_{ap} = 962,4$ MHz.

C_0 [pF]	0,4	10,4	20,4	30,4
FBW_{3dB}	3.086	2.914	2.681	2.581
f_0 [MHz]	930	950.6	951	951.1
Rizado en f_0 [dB]	2.339	-4.99	-10.13	-13.45

Tabla 4-2. Comportamiento del filtro conseguido con las funciones implementadas en Matlab

C_0 [pF]	0,4	10,4	20,4	30,4
FBW_{3dB}	3.0859	2.9138	2.6812	2.5758
f_0 [MHz]	930.05	950.65	951.05	951.15
Rizado en f_0 [dB]	-2.341	-4.999	-10.13	-13.45

Tabla 4- 3. Comportamiento del filtro en función de las gráficas representadas en Matlab

C_0 [pF]	0,4	10,4	20,4	30,4
FBW_{3dB}	3.0964	2.9034	2.9034	2.5758
f_0 [MHz]	930.1	950.6	951.05	951.15
Rizado en f_0 [dB]	-2.338	-4.999	-10.133	-13.45

Tabla 4- 4. Comportamiento del filtro con ADS

Si nos fijamos en los resultados mostrados en la Tabla 4-2, la Tabla 4- 3 y la Tabla 4-4 podemos ver que las diferencias son mínimas. Éstas pueden ser debidas a las aproximaciones en los decimales y a la diferencia entre las ecuaciones utilizadas por el programa ADS, para simular el comportamiento de los elementos, y las implementadas en Matlab. Por lo tanto podemos dar como buena la ecuación (4.8).

4.2. Obtención de las ecuaciones de diseño

Mediante las ecuaciones de diseño se pretende obtener los parámetros del filtro half lattice de sección básica, es decir las dimensiones y las capacidades estáticas de los resonadores a partir de las especificaciones del filtro, esto se puede ver de una forma gráfica en la Figura 4-3.

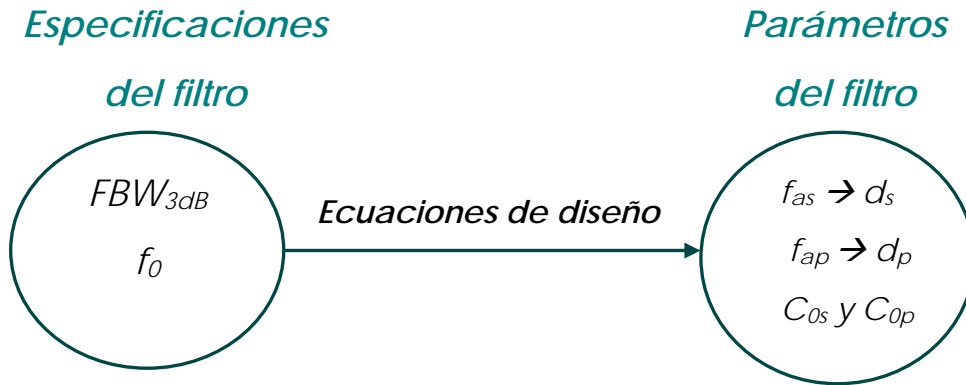


Figura 4-3. Objetivo de las ecuaciones de diseño

Para poder conseguir las ecuaciones de diseño tenemos que tener en cuenta las ecuaciones que se muestran a continuación y las especificaciones del filtro mostradas en la Figura 4-3.

$$z(w) = \frac{1}{jwC_0} \left(1 - k_t^2 \frac{\tan\left(\frac{w}{4f_a}\right)}{\frac{w}{4f_a}} \right) \quad (4.17)$$

$$z = 0 \rightarrow k_t^2 \frac{\tan(\phi|_{f=f_r})}{\phi|_{f=f_r}} = 1 \rightarrow k_t^2 = \frac{\pi f_r}{2 f_a} \cot\left(\frac{\pi f_r}{2 f_a}\right) \cong \frac{\pi^2}{4} \frac{f_a - f_r}{f_a} \quad (4.18)$$

$$S_{21} = \frac{2(z_p - z_s)}{\frac{z_s z_p}{z_0} + 2z_s + 2z_p + 4z_0} \quad (4.19)$$

Las frecuencias de corte inferior y superior que se utilizan para el cálculo del ancho de banda relativo vienen definidas a 3 dB, teniendo en cuenta esta definición, podemos expresar la atenuación como:

$$|S_{21}|_{f=f_{corte\ inf}}^2 = \left| \frac{2(z_p(f_{corte\ inf}) - z_s(f_{corte\ inf}))}{\frac{z_s(f_{corte\ inf})z_p(f_{corte\ inf})}{z_0} + 2z_p(f_{corte\ inf}) + 2z_s(f_{corte\ inf}) + 4z_0} \right|^2 \cong \frac{1}{2} \quad (4.20)$$

El valor de la frecuencia de corte inferior se puede obtener mediante las especificaciones del filtro aplicando la siguiente expresión.

$$\left. \begin{aligned} f_0 &= \frac{f_{corte\ inf} + f_{corte\ sup}}{2} \Rightarrow f_{corte\ sup} = 2f_0 - f_{corte\ inf} \\ BW &= \frac{f_{corte\ sup} - f_{corte\ inf}}{f_0} \end{aligned} \right\} f_{corte\ inf} = f_0 - \frac{BW \cdot f_0}{2} \quad (4.21)$$

Como se ha podido observar la impedancia del resonador BAW es imaginaria, por lo tanto si desarrollamos la ecuación (4.20) tenemos:

$$8|j\hat{z}_p - j\hat{z}_s|^2 = \left| \underbrace{\left(\frac{j\hat{z}_p \cdot j\hat{z}_s}{z_0} + 4z_0 \right)}_{REAL} + \underbrace{(2j\hat{z}_s + 2j\hat{z}_p)}_{IMAGINARIO} \right|^2 \quad (4.22)$$

$$\Downarrow$$

$$8(\hat{z}_p - \hat{z}_s)^2 = \left(\frac{-\hat{z}_s \hat{z}_p}{z_0} + 4z_0 \right)^2 + (2\hat{z}_s + 2\hat{z}_p)^2 \Rightarrow \hat{z}_p = \begin{cases} 2 \frac{z_0(2z_0 + \hat{z}_s)}{2z_0 - \hat{z}_s} \\ -2 \frac{z_0(2z_0 - \hat{z}_s)}{2z_0 + \hat{z}_s} \end{cases}$$

las impedancias de los resonadores que se expresan en la ecuación son cuando nos encontramos en la frecuencia de corte inferior. Si resolvemos la ecuación en función de la impedancia del resonador paralelo obtenemos la expresión que se muestra a continuación.

$$\hat{z}_p = \begin{cases} 2 \frac{z_0(2z_0 + \hat{z}_s)}{2z_0 - \hat{z}_s} \\ -2 \frac{z_0(2z_0 - \hat{z}_s)}{2z_0 + \hat{z}_s} \end{cases} \quad (4.23)$$

Debido a que la ecuación (4.22) es de segundo orden, tenemos dos posibles soluciones que relacionan la impedancia del resonador paralelo con la impedancia del resonador serie. Ambas respuestas son válidas, pero en función del valor de la impedancia del resonador serie se elegirá una o otra.

Las impedancias de los resonadores se pueden obtener mediante la siguiente ecuación.

$$z(w = 2\pi f_{corteinf}) = \frac{1}{j\omega C_0} \left(1 - k_t^2 \frac{\tan\left(\frac{w}{4f_a}\right)}{\frac{w}{4f_a}} \right) \approx \frac{1}{j2\pi f_{corteinf} C_0} \left(\frac{f_{corteinf}^2 - f_r^2}{f_{corteinf}^2 - f_a^2} \right) \quad (4.24)$$

Si aplicamos (4.18) sobre (4.24) conseguimos que la impedancia del resonador dependa de la frecuencia de antiresonancia y la frecuencia de corte del filtro, tal y como se muestra a continuación.

$$k_t^2 \cong \frac{\pi^2}{4} \frac{f_a - f_r}{f_a} \Rightarrow f_r \cong f_a \left(1 - \frac{4k_t^2}{\pi^2} \right)$$

$$\Downarrow$$

$$z(f_{corteinf.}) \approx \frac{1}{j2\pi f_{corteinf} C_0} \left(\frac{f_{corteinf}^2 - \left(f_a \left(1 - \frac{4k_t^2}{\pi^2} \right) \right)^2}{f_{corteinf}^2 - f_a^2} \right) \quad (4.25)$$

Por lo tanto, tenemos las siguientes expresiones que nos definirán las ecuaciones de diseño del filtro half lattice.

$$z(f_{corteinf.}) \approx \frac{1}{j2\pi f_{corteinf} C_0} \left(\frac{f_{corteinf}^2 - \left(f_a \left(1 - \frac{4k_t^2}{\pi^2} \right) \right)^2}{f_{corteinf}^2 - f_a^2} \right) \quad (4.26)$$

$$\hat{z}_p = \begin{cases} 2 \frac{z_0(2z_0 + \hat{z}_s)}{2z_0 - \hat{z}_s} \\ -2 \frac{z_0(2z_0 - \hat{z}_s)}{2z_0 + \hat{z}_s} \end{cases} \quad (4.27)$$

Como podemos observar tenemos dos ecuaciones y cinco incógnitas (f_{ap} , f_{as} , z_p , z_s y C_0), lo que provoca que no sea posible conseguir ecuaciones de diseño cerradas, y se necesite la utilización de un programa para lograr las características del filtro a partir de las especificaciones. En nuestro caso el código se ha implementado mediante el lenguaje Matlab (apéndice V). A continuación explicaremos los pasos realizados para crear el código Matlab.

El primer paso que se realiza en el código es la definición de las frecuencias de antiresonancia de ambos resonadores mediante dos vectores, f_{as} y f_{ap} . En la definición de los vectores de las frecuencias hemos considerado que la frecuencia de antiresonancia del resonador serie es inferior que la del resonador paralelo. Para definir los límites del vector hemos tenido en cuenta el comportamiento de las frecuencias de antiresonancia en función de la respuesta del filtro, especificando así la longitud de los vectores como: $f_{corte\ inf} - 5\text{ MHz} < f_{as} < f_{corte\ sup}$ y $f_0 < f_{ap} < f_{corte\ sup} + \text{FBW}_{3\text{dB}}/2$.

A continuación, definimos un vector para la capacidad estática de los resonadores. Los valores de este vector dependen de la fabricación de los resonadores y están comprendidos entre 0,1 pF a 30 pF.

Seguidamente, aplicamos la condición expresada en la ecuación (4.20) para conseguir parejas de frecuencias de antiresonancia del resonador serie y paralelo. Con las parejas obtenidas volvemos a aplicar la misma condición pero con la frecuencia de corte superior para poder reducir el número de las parejas de frecuencias de antiresonancia.

Una vez conseguidas las parejas de frecuencias de antiresonancia, las aplicamos sobre la respuesta en transmisión y nos quedamos con aquellas que cumplan las condiciones expuestas en las especificaciones. Si obtenemos más de una pareja

definimos la que nos da una mejor atenuación fuera de banda y la que nos da un menor rizado en la frecuencia central.

4.2.1. Respuestas del código Matlab

A continuación definiremos algunas especificaciones de comportamiento del filtro para demostrar el correcto funcionamiento del código Matlab.

Si queremos un filtro con un ancho de banda relativo de 2,5% y una frecuencia central de 970 MHz, obtenemos:

- ✓ Mejor rizado en la frecuencia central cuando:

f_{as} [MHz]	d_s [μm]	f_{ap} [MHz]	d_s [μm]	C_0 [pF]
972,665	5,9116	990,32	5,8062	1,6

Tabla 4-5. Respuesta del código Matlab

Estos valores hacen que tengamos una respuesta de filtro como la que se muestran en la Figura 4-4.

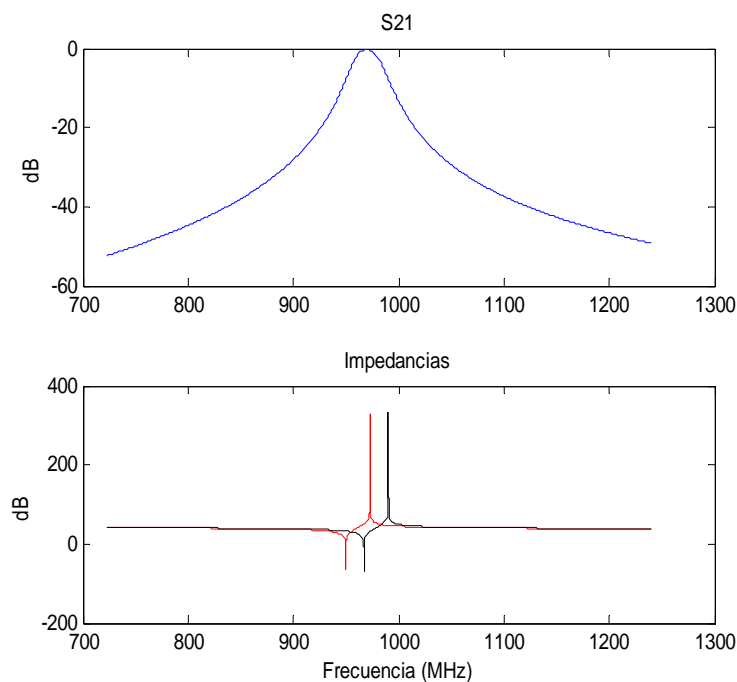


Figura 4-4. Respuesta del filtro y comportamiento de las impedancias de los resonadores

En la Tabla 4-6 se muestran los valores de interés de la respuesta del filtro expuesta en la Figura 4-4.

f_0 [MHz]	FBW _{3dB} [%]	Rizado en f_0 [dB]	Atenuación fuera de banda [dB]
969,993	2,5039	0,345	28,9634

Tabla 4-6. Respuesta del filtro

- ✓ Mejor atenuación fuera de banda cuando los resonadores presentan los valores expuestos en la Tabla 4-7.

f_{as} [MHz]	d_s [μm]	f_{ap} [MHz]	d_s [μm]	C_0 [pF]
961,425	5,9807	980,08	5,8669	8,6

Tabla 4-7. Respuesta del código Matlab

Estos valores hacen que el filtro se comporte como se muestra en la Figura 4-5 y presente las características de la Tabla 4-8.

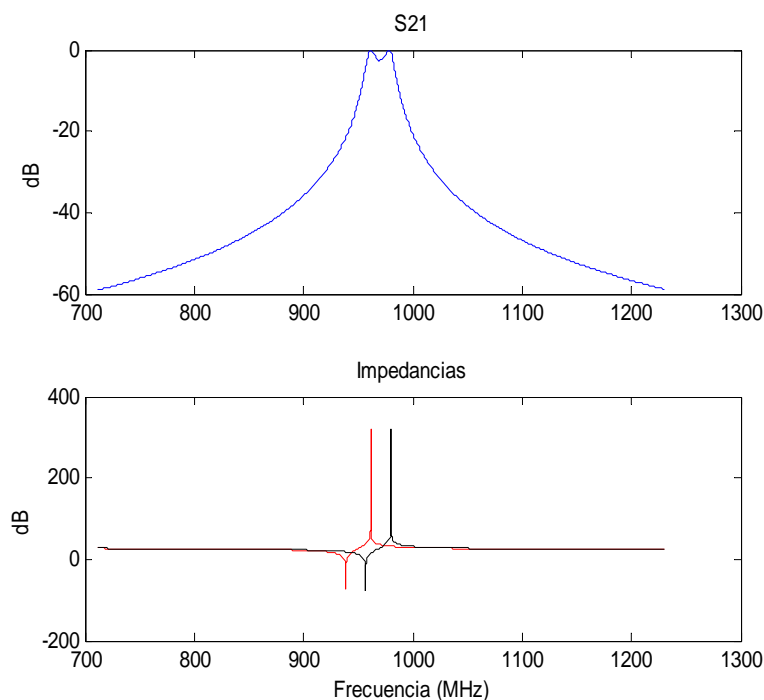


Figura 4-5. Respuesta del filtro y comportamiento de las impedancias de los resonadores

f_0 [MHz]	FBW _{3dB} [%]	Rizado en f_0 [dB]	Atenuación fuera de banda [dB]
970,002	2,5014	2,6093	36,6746

Tabla 4-8. Respuesta del filtro

A continuación comprobamos que los resultados conseguidos por Matlab son correctos, para ello simulamos en el ADS obtenido la Figura 4-6 y la Figura 4-7.

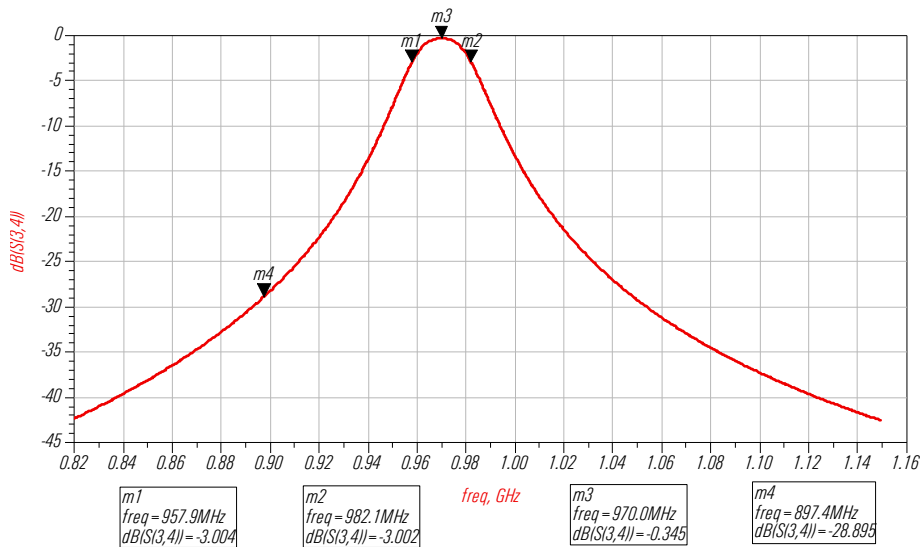


Figura 4-6. Respuesta del filtro para la mejor atenuación en la frecuencia central

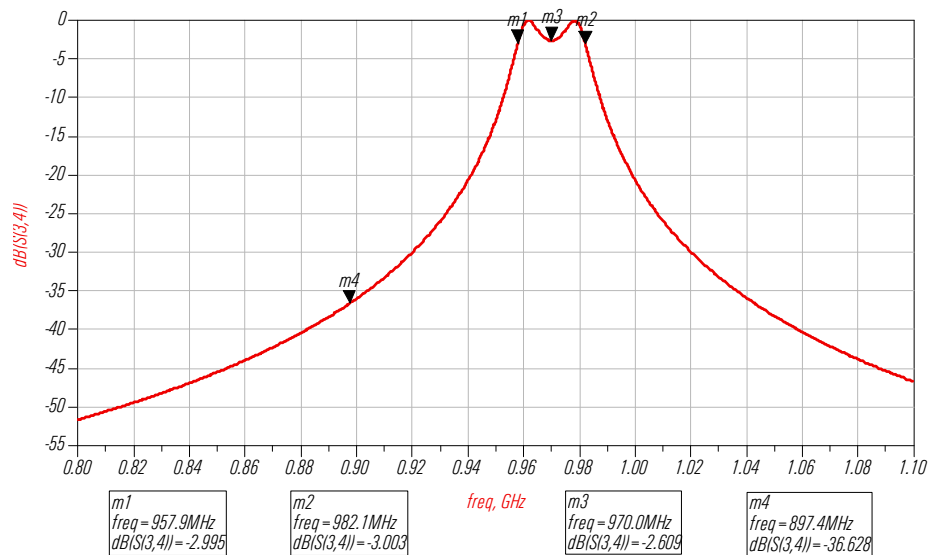


Figura 4-7. Respuesta del filtro para la mejor atenuación fuera de banda

Si nos fijamos en los valores conseguidos con ADS, podemos comprobar que coinciden con los obtenidos mediante la simulación del código Matlab.

En la Tabla 4-9, la Tabla 4-10 y la Tabla 4-11 mostramos varios resultados conseguidos con ADS para diferentes filtros half lattice, con la intención de demostrar que mediante el código Matlab podemos conseguir las características del filtro a partir de las especificaciones

Especificaciones	
FBW _{3dB} = 3 % f ₀ = 2,5 GHz	
Mejor S₂₁ en f₀	Mejor S₂₁ fuera de banda
f _{as} = 2,5039 GHz → d _s = 2,2964 μm f _{ap} = 2,5573 GHz → d _p = 2,2485 μm C ₀ = 0,6 pF	f _{as} = 2,4745 GHz → d _s = 2,3237 μm f _{ap} = 2,5317 GHz → d _p = 2,2712 μm C ₀ = 2,6 pF
Respuesta con el ADS	
Mejor S₂₁ en f₀	Mejor S₂₁ fuera de banda
f ₀ = 2,5 GHz FBW _{3dB} = 2,95 % S ₂₁ en f ₀ = 0,067 dB S ₂₁ fuera de banda = 30,591 dB	f ₀ = 2,5 GHz FBW _{3dB} = 3,0006 % S ₂₁ en f ₀ = 2,292 dB S ₂₁ fuera de banda = 36,419 dB

Tabla 4-9 . Resultados del código comparados con ADS

<i>Especificaciones</i>	
FBW _{3dB} = 2,38 % f ₀ = 821,45 MHz	
<i>Mejor S₂₁ en f₀</i>	<i>Mejor S₂₁ fuera de banda</i>
f _{as} = 825,645 MHz → d _s = 6,9643 μm f _{ap} = 840,02 MHz → d _p = 6,8451 μm C ₀ = 1,6 pF	f _{as} = 814,765 MHz → d _s = 7,0573 μm f _{ap} = 829,55 MHz → d _p = 6,9315 μm C ₀ = 9,6 pF
<i>Respuesta con el ADS</i>	
<i>Mejor S₂₁ en f₀</i>	<i>Mejor S₂₁ fuera de banda</i>
f ₀ = 821,45 MHz FBW _{3dB} = 2,374 % S ₂₁ en f ₀ = 0,419 dB S ₂₁ fuera de banda = 28,583 dB	f ₀ = 821,45 MHz FBW _{3dB} = 2,374 % S ₂₁ en f ₀ = 1,951 dB S ₂₁ fuera de banda = 35,895 dB

Tabla 4-10. Resultados del código comparados con ADS

<i>Especificaciones</i>	
FBW _{3dB} = 1,98 % f ₀ = 1,25 GHz	
<i>Mejor S₂₁ en f₀</i>	<i>Mejor S₂₁ fuera de banda</i>
f _{as} = 1,2516 GHz → d _s = 4,594 μm f _{ap} = 1,2706 GHz → d _p = 4,5256 μm C ₀ = 1,6 pF	f _{as} = 1,2414 GHz → d _s = 4,6318 μm f _{ap} = 1,2601 GHz → d _p = 4,5631 μm C ₀ = 7,6 pF
<i>Respuesta con el ADS</i>	
<i>Mejor S₂₁ en f₀</i>	<i>Mejor S₂₁ fuera de banda</i>
f ₀ = 1,25 GHz FBW _{3dB} = 1,92 % S ₂₁ en f ₀ = 0,768 dB S ₂₁ fuera de banda = 26,012 dB	f ₀ = 1,25 GHz FBW _{3dB} = 1,92 % S ₂₁ en f ₀ = 1,9 dB S ₂₁ fuera de banda = 35,31 dB

Tabla 4-11 . Resultados del código comparados con ADS

Si nos fijamos en los valores expresados en las tablas, podemos ver que al simular los resultados conseguidos con el código obtenemos valores muy parecidos a los esperados, las diferencias que hay pueden ser debidas a la imprecisión a la hora de conseguir los valores.

4.3. Conclusiones

La obtención de la expresión de la función de transferencia de un filtro half lattice de sección básica no es complicada, sin embargo a medida que aumentamos el orden del filtro, conseguir la ecuación presenta una mayor dificultad y más aun si utilizamos la segunda estructura para aumentar el orden del filtro.

Con el filtro half lattice no es posible obtener unas ecuaciones de diseño cerradas, es decir no se pueden conseguir las características de los resonadores a partir de las especificaciones de una forma directa, sino que es necesaria la implementación de un código.

5. COMPARACIÓN DEL FILTRO HALF LATTICE CON EL FILTRO CHEBYSHEV

En este capítulo compararemos la respuesta del filtro half lattice de sección básica con la respuesta de un filtro Chebyshev, ya que su respuesta es similar a la que se obtiene mediante el filtro half lattice. Además, miraremos si al aumentar el orden del filtro half lattice es necesario aumentar el orden del filtro Chebyshev para obtener la misma respuesta. Para realizar este capítulo nos hemos ayudado de la teoría de [17], [18] y [19].

5.1. Técnica de diseño

En la Figura 5- 1 se muestra el proceso de diseño de un filtro. En él partimos de las especificaciones del filtro determinadas por el ancho de banda del filtro, el rizado y la atenuación mínima fuera de banda. Seguidamente realizamos el diseño del prototipo paso bajo mediante las especificaciones. Una vez consigamos el prototipo paso bajos aplicamos el escalado de impedancias y la conversión en frecuencias para conseguir el filtro deseado. Por último realizaremos la implementación.

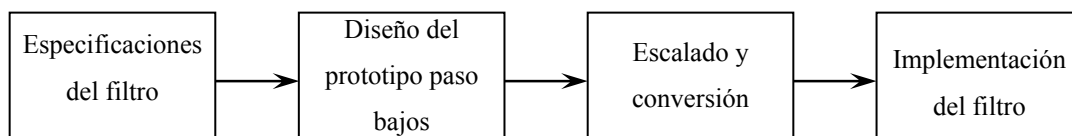


Figura 5- 1. Fases de diseño de un filtro

Los elementos del prototipo paso bajo g_i de los filtros Chebyshev se obtienen mediante la aplicación de las siguientes expresiones.

$$\begin{aligned}
 g_0 &= 1 \\
 g_1 &= \frac{2}{\gamma} \sin\left(\frac{\pi}{2n}\right) \\
 g_i &= \frac{1}{g_{i-1}} \frac{4 \sin\left(\frac{(2i-1)\pi}{2n}\right) \sin\left(\frac{(2i-3)\pi}{2n}\right)}{\gamma^2 + \sin^2\left(\frac{(i-1)\pi}{n}\right)} \quad \text{for } i = 2, 3, \dots, n \\
 g_{n+1} &= \begin{cases} 1 & \text{para } n \text{ impar} \\ \coth^2\left(\frac{\beta}{4}\right) & \text{para } n \text{ par} \end{cases} \\
 \beta &= \ln\left[\coth\left(\frac{L_{AR}}{17,37}\right)\right] \\
 \gamma &= \sinh\left(\frac{\beta}{2n}\right)
 \end{aligned} \tag{5.1}$$

Donde L_{AR} es el rizado y n equivale al orden del filtro y se obtiene mediante:

$$n \geq \frac{\cosh^{-1} \sqrt{\frac{10^{0,1L_{AS}} - 1}{10^{0,1L_{AR}} - 1}}}{\cosh^{-1} \Omega_S} \tag{5.2}$$

siendo L_{AS} la atenuación fuera de banda y Ω_S la frecuencia en la que se ha obtenido el valor de la atenuación fuera de banda.

Sin embargo, no siempre es necesario aplicar las ecuaciones (5.1) y (5.2) para definir los valores del prototipo paso bajo, ya que se pueden obtener de forma directa mediante gráficas que relacionan la atenuación fuera de banda con el orden y tablas de valores g_i 's en función del rizado.

Una vez obtenidas las g_i 's se realiza el escalado de impedancia. Para ello tenemos que aplicar la siguiente expresión para hacer la desnormalización, donde se define una constante conocida como el factor de escalado de impedancia γ_0 .

$$\gamma_0 = \begin{cases} z_0 / g_0 & \text{si } g_0 \text{ es una resistencia} \\ g_0 / y_0 & \text{si } g_0 \text{ es una conductancia} \end{cases} \quad (5.3)$$

Sobre los elementos resistivos únicamente se tiene que aplicar la transformación de impedancia mediante las siguientes expresiones:

$$\begin{aligned} R_i &= \gamma_0 g_i & \text{para } i = 0, n+1 \text{ si } g_i \text{ es una resistencia} \\ G_i &= \frac{g_i}{\gamma_0} & \text{para } i = 0, n+1 \text{ si } g_i \text{ es una conductancia} \end{aligned} \quad (5.4)$$

A parte de la transformación de impedancia, en el caso de los elementos reactivos también hay que hacer la transformación de frecuencia. Esta última transformación, en el caso de los filtros pasa banda, se puede definir mediante la siguiente ecuación:

$$\Omega = \frac{\Omega_c}{FBW} \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) \quad (5.5)$$

donde FBW equivale al ancho de banda relativo del filtro, que para nuestro caso se define a 3 dB.

Para poder implementar un filtro pasa banda a partir del prototipo paso bajo es necesario realizar las equivalencias de los elementos reactivos que se muestran en la Figura 5-2.

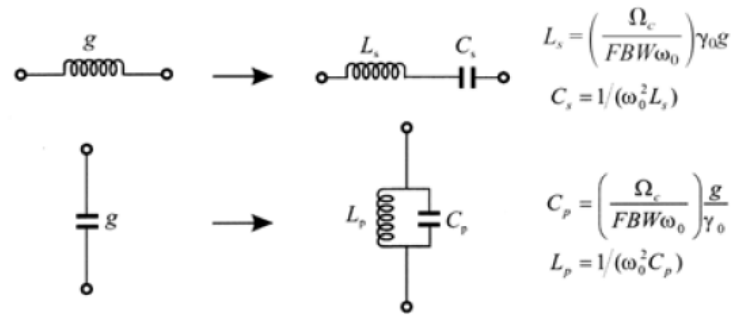


Figura 5-2. Equivalencia entre los elementos del prototipo paso bajo y los del prototipo paso banda

5.2. Comparación de la respuesta del filtro half lattice de sección básica con el Chebyshev

Una vez explicada la forma de realizar el filtro paso banda Chebyshev procedemos ha implementarlo para poder comparar su respuesta con la de los filtros half lattice mostrados en el anterior capítulo. Para ello utilizaremos las expresiones (5.1), (5.2) y las mostradas en la Figura 5-2.

Si queremos un filtro Chebyshev presente las características mostradas en la Tabla 4-6 necesitamos que un filtro de orden 3 con las características que se muestran en la Figura 5-3.

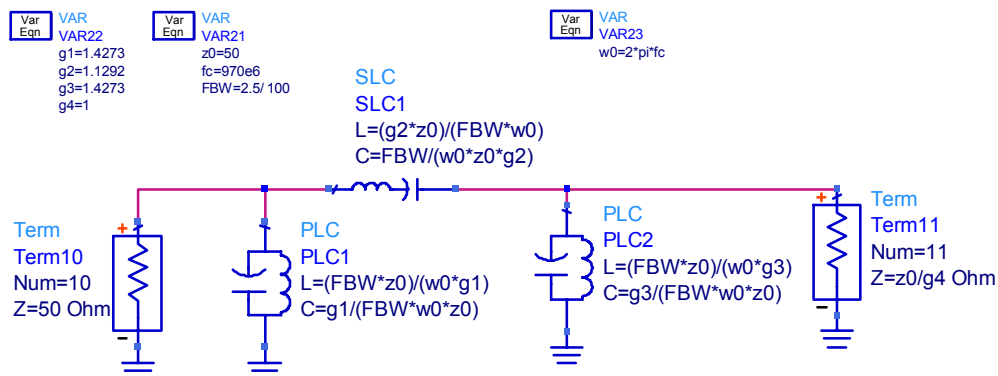


Figura 5-3. Filtro Chebyshev de orden 3 con un rizado de 0,345 dB

En la Figura 5-4 mostramos los resultados de el filtro Chebyshev de orden tres y del filtro half lattice de sección básica.

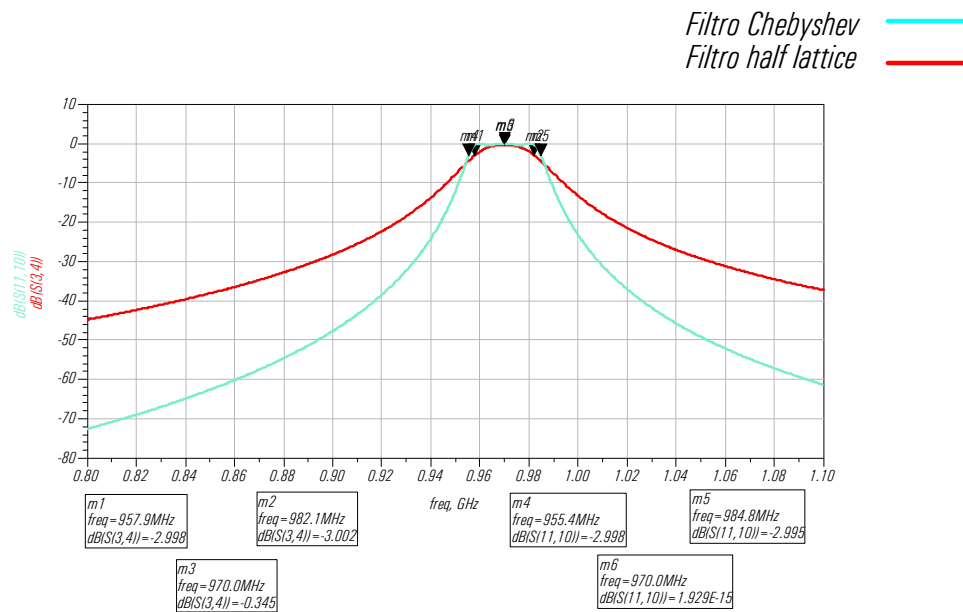


Figura 5-4. Respuesta en transmisión del filtro Chebyshev de $n = 3$ y el half lattice de $N = 2$

Como se puede ver, la banda de paso de ambos filtros es muy similar, aunque el rizado en la frecuencia central no es el mismo, esto es debido a la imprecisión a la hora de obtener los valores de las gráficas. También se puede observar que la atenuación fuera de banda del filtro half lattice es peor que la del filtro Chebyshev, ya que el filtro half lattice presenta un orden menos que el de Chebyshev. Si ambos filtros presentasen el mismo orden el half lattice presentaría un mejor comportamiento, tal y como se puede observar en la Figura 5-5.

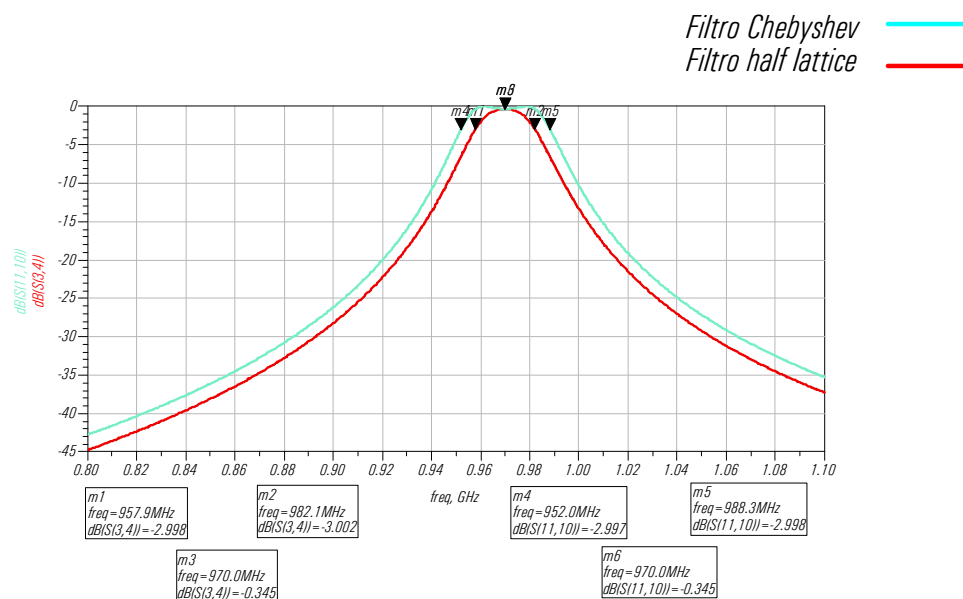


Figura 5-5. Resultado del filtro Chebyshev y half lattice ambos de orden 2

Para conseguir un filtro que cumpla las especificaciones de la Tabla 4-8 es necesaria la implementación de un filtro Chebyshev de orden 2, como el que se muestra en la Figura 5-6.

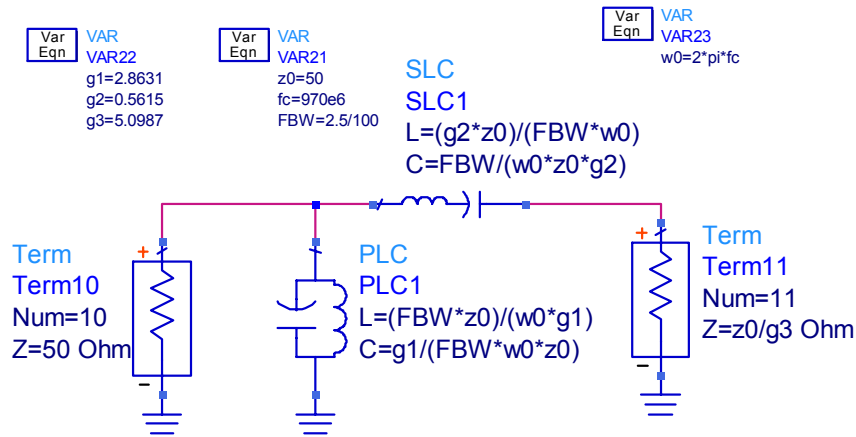


Figura 5-6. Filtro Chebyshev de orden 2 con un rizado de 2,6 dB

La respuesta del filtro Chebyshev de orden 2 presenta un comportamiento casi igual al del filtro half lattice con $f_{as} = 961,425$ MHz y $f_{ap} = 980,08$ MHz, como se puede observar en la Figura 5-7.

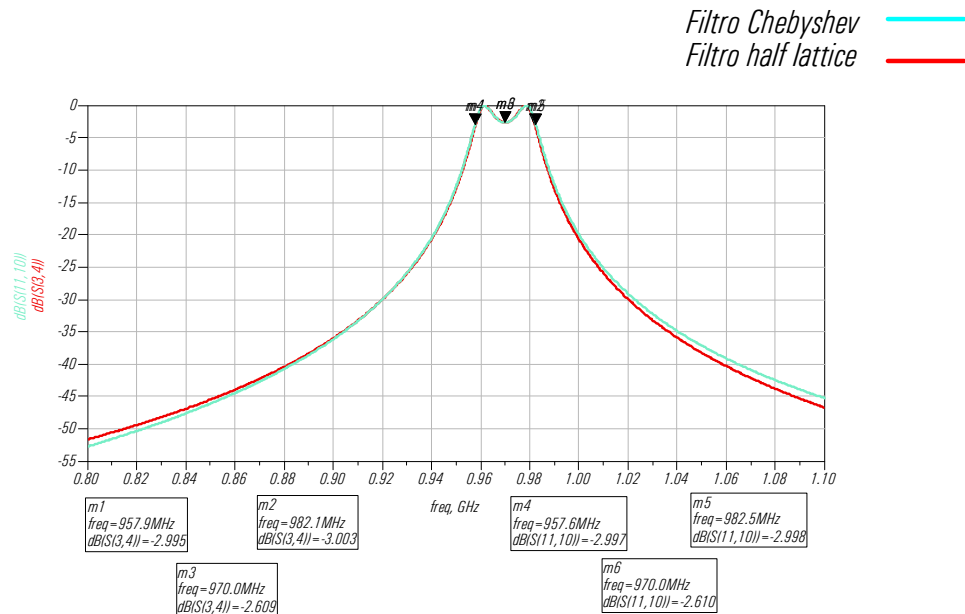


Figura 5-7. Respuesta del filtro Chebyshev y half lattice ambos de orden 2

A continuación crearemos dos filtros Chebyshev para comparar las respuestas con las del filtro half lattice con las características que se muestran en la Tabla 4-9. Para el caso en que las características nos permiten obtener el mejor comportamiento del rizado en la frecuencia central no es necesario implementar un filtro de Chebyshev de orden 3 con $g_1 = g_3 = 0,9393$, $g_2 = 1,1305$ y $g_4 = 1$, obteniendo la respuesta de transmisión que se observa en la Figura 5-8.

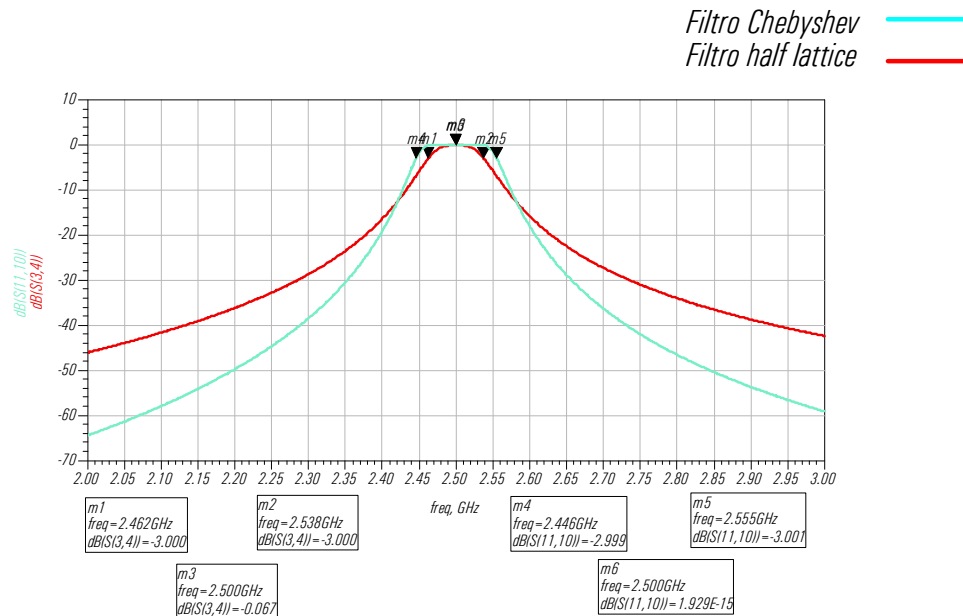


Figura 5-8. Respuesta en transmisión del filtro Chebyshev de $n = 3$ y el filtro half lattice de sección básica

Al igual que pasaba en la Figura 5-4, las respuestas de ambos filtros no presentan el mismo comportamiento, ya que en este caso el filtro Chebyshev presenta un mejor comportamiento que el half lattice. Sin embargo si creamos el filtro Chebyshev para comparar las respuestas con el caso en que tenemos mejor atenuación fuera de banda necesitamos un orden de 2 con $g_1 = 2,6689$, $g_2 = 0,5851$ y $g_3 = 4,5616$, obteniendo la Figura 5-9.

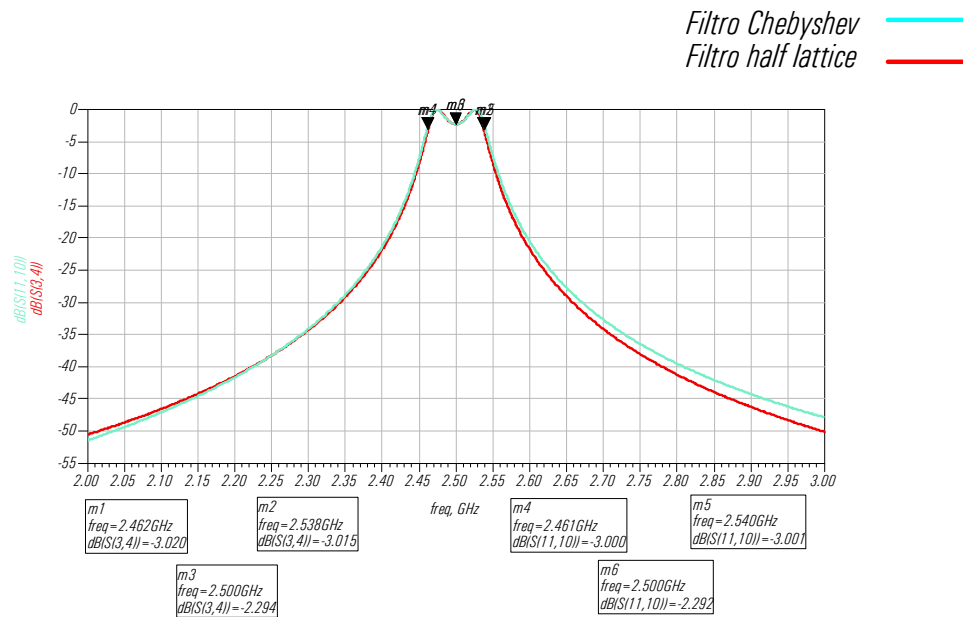


Figura 5-9. Respuesta en transmisión del filtro Chebyshev y half lattice de N = 2

Como se puede ver, el comportamiento de ambos filtros es casi similar. Las pequeñas diferencias que hay entre ellos son debidas a que el funcionamiento de ambos filtros son diferentes, tal y como se puede observar en las ecuaciones.

Si nos fijamos en los resultados conseguidos, podemos observar que el filtro Chebyshev presenta un comportamiento muy similar cuando su orden es 2 y el filtro half lattice no presenta rizados próximos a 0,5 dB. Sin embargo, cuando el filtro half lattice presenta poco rizado en la frecuencia central es necesario implementa un filtro Chebyshev de orden 3 para conseguir una respuesta similar en la banda de paso, provocando así que la atenuación fuera de banda sea superior para el Chebyshev.

5.3. Comparación de la respuesta del filtro half lattice al aumentar el orden con el de Chebyshev

Una vez comparado el filtro Chebyshev con el half lattice de sección básica, comprobamos si al aumentar el orden del filtro half lattice, también es necesario aumentar el orden del filtro Chebyshev de la misma forma. Es decir, al aumentar el filtro half lattice de orden lo aumentamos de 2 en 2, ya que se insertan dos resonadores,

por lo que queremos saber si el filtro Chebyshev se tiene que aumentar en dos ordenes para conseguir el mismo comportamiento.

La primera estructura de aumento de orden que estudiamos, es la que se muestra en la Figura 5-10. Para ello compararemos el resultado del filtro para un orden 4 y 6 con $f_{as} = 940$ MHz, $f_{ap} = 965$ MHz y $C_0 = 1$ pF.

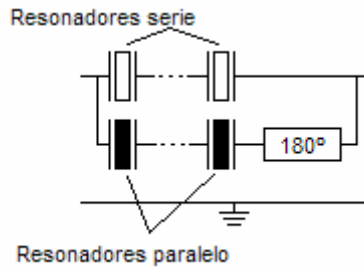


Figura 5-10. Aumento del orden del filtro half lattice

Para obtener un respuesta en transmisión como la del filtro half lattice de orden 4 es necesario implementar un filtro Chebyshev de orden 2 con $g_1 = 2,4118$, $g_2 = 0,6171$ y $g_3 = 3,9084$, consiguiendo la respuesta que se muestra en Figura 5-11.

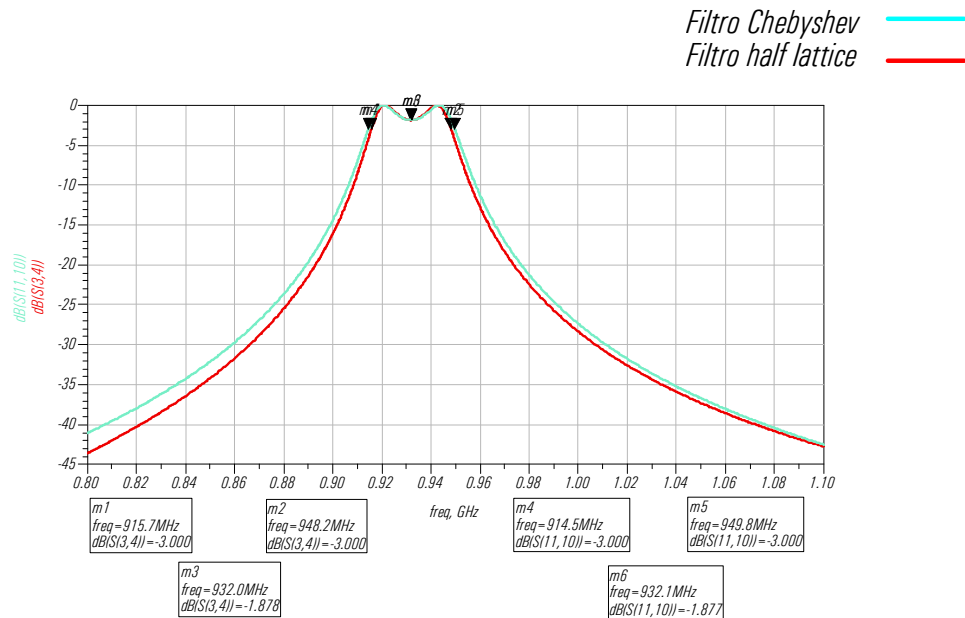


Figura 5-11. Respuesta en transmisión del filtro Chebyshev $n = 2$ y half lattice $N = 4$

Como podemos ver, la respuesta de ambos filtros son similares y al aumentar el orden del filtro half lattice no ha sido necesario aumentar el orden del filtro Chebyshev. Por ello, comparamos la respuesta del filtro half lattice de $N = 6$ con la del filtro Chebyshev, pero el orden que conseguimos para la comparación vuelve a ser de orden 2 con $g_1 = 3,7411$, $g_2 = 0,4678$ y $g_3 = 7.9978$, obteniendo la Figura 5-12.

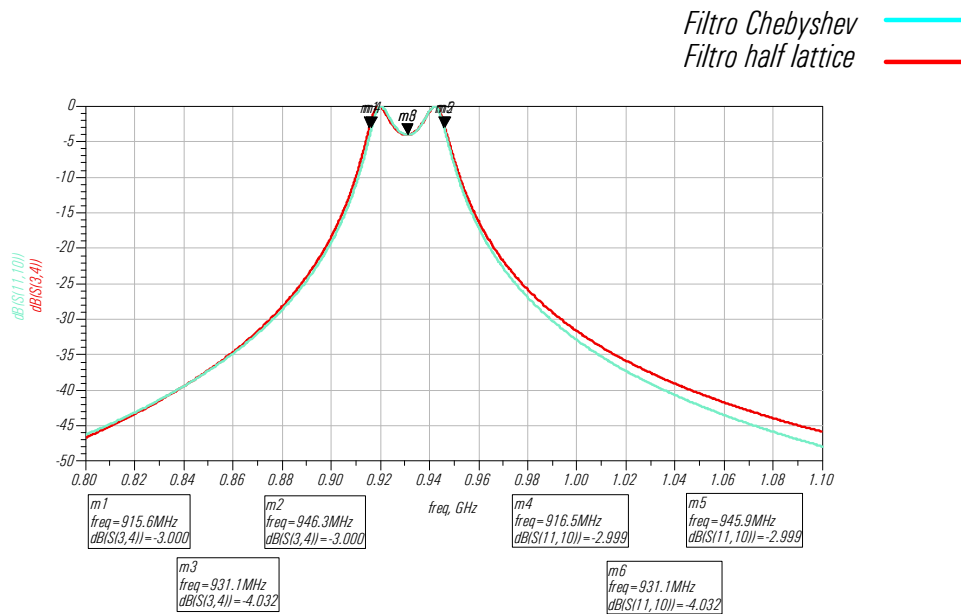


Figura 5-12. Respuesta en transmisión del filtro Chebyshev $n = 2$ y half lattice $N = 6$

Al igual que ha pasado anteriormente, la respuesta de ambos filtro es casi igual. Por lo que al aumentar el orden del filtro half lattice, mediante la estructura mostrada en Figura 5-10, no es necesario aumentar el orden del filtro Chebyshev para conseguir una respuesta similar.

A continuación compararemos la respuesta del filtro half lattice de $N = 4$ con $f_{as} = 940$ MHz, $f_{ap} = 965$ MHz y $C_0 = 1$ pF, aumentando el orden mediante la estructura que se muestra en la Figura 5-13, con el filtro Chebyshev. Esta comparación no la realizaremos para ordenes superiores, debido a que la respuesta que presenta para las especificaciones utilizadas no es válida para ordenes superiores a 4.

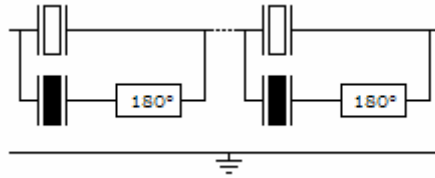


Figura 5-13. Topología utilizada para aumentar el orden del filtro half lattice

Para conseguir una respuesta similar a la que presenta el filtro half lattice de $N = 4$ es necesario implementar un filtro Chebyshev de $n = 4$ con $g_1 = 1,5170$, $g_2 = 1,2355$, $g_3 = 2,2027$, $g_4 = 0,8509$ y $g_5 = 1,7828$, consiguiendo la respuesta que se puede observar en la Figura 5-14.

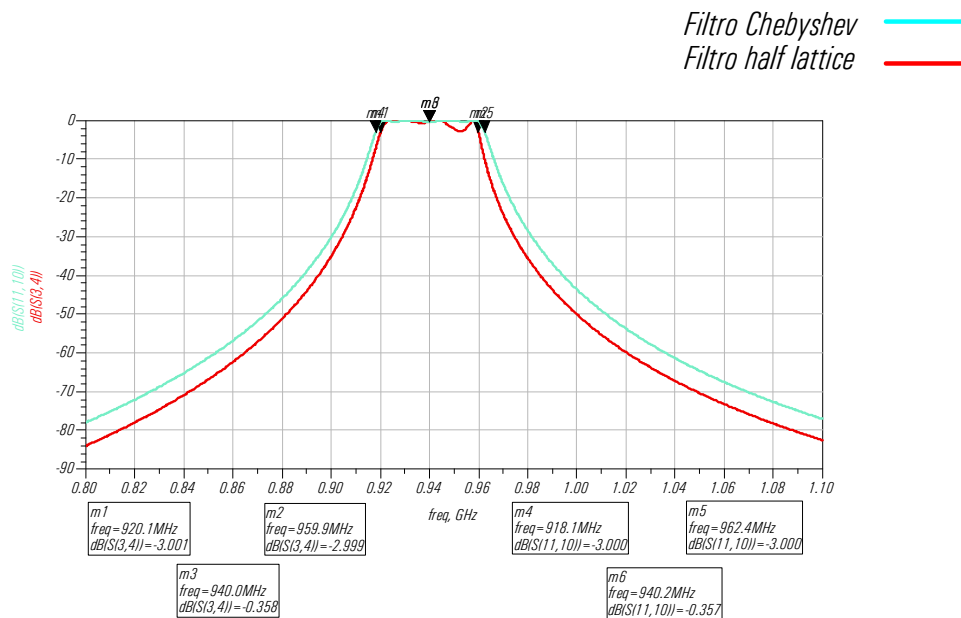


Figura 5-14. Respuesta en transmisión del filtro half lattice y Chebyshev de $n = 4$

Como se puede ver en la respuesta conseguida, el filtro Chebyshev presenta un mejor rizado y selectividad, sin embargo la atenuación fuera de banda es peor. Además, cuando aumentamos el orden del filtro half lattice, mediante la estructura de la Figura 5-13, es necesario aumentar el orden del filtro Chebyshev para conseguir un comportamiento similar.

5.4. Conclusiones

Para crear un filtro Chebyshev es necesario obtener primero el orden y el valor de las g_i s, para ello se pueden utilizar tablas y gráficas con tal de agilizar la creación del filtro. Una vez conseguidas las g_i s y el orden se implementa el prototipo paso bajo, sobre el que se aplica un escalado en impedancia y frecuencia para conseguir el filtro deseado.

Al comparar la respuesta del filtro half lattice de sección básica con la del filtro Chebyshev hemos podido comprobar que si este último es de orden 2, la respuesta de ambos filtros es casi similar para el caso en que el filtro half lattice no presenta rizados próximos a 0,5 dB. Es decir, que el comportamiento que presentan ambos filtros es casi igual para un orden 2.

Al aumentar el orden del filtro half lattice mediante la inserción de resonadores en serie (Figura 5-10), se obtiene una respuesta similar a la del filtro Chebyshev de orden dos. Sin embargo, si aumentamos el orden del filtro half lattice insertando secciones básica en serie (Figura 5-13), es necesario igualar el orden del filtro Chebyshev para conseguir respuestas similares.

La gran ventaja que presenta el filtro half lattice en función del filtro de Chebyshev es que las dimensiones son más reducidas. Además, cuando el rizado es pequeño el filtro half lattice presenta un mejor comportamiento.

6. CONCLUSIONES Y LÍNEAS FUTURAS

6.1. Conclusiones

El filtro half lattice esta basado en la tecnología de resonadores BAW. Este filtro presenta un comportamiento similar al de las arquitecturas más convencionales de filtros basados en resonadores BAW, ladder y lattice, pero con dimensiones inferiores. Aunque para poder conseguir las características del filtro a partir de las especificaciones es necesaria la utilización del código Matlab realizado en el proyecto, ya que no es posible conseguir unas ecuaciones de diseño cerradas.

En el *capítulo 1* se ha realizado una pequeña introducción a la tecnología BAW y la explicación sobre el contenido que forma parte de la memoria del proyecto.

En el *capítulo 2* se ha explicado la estructura y el funcionamiento de los resonadores BAW. Estos presentan una estructura similar a la de un condensador de placas paralelas, en la que se sustituye el material dieléctrico por uno piezoeléctrico, esto permite que la señal pase de ser eléctrica a acústica y por lo tanto las dimensiones sean reducidas. Aunque hay varios materiales piezoeléctricos el más utilizado es el AIN debido a que proporciona una mejor relación entre el rendimiento y facilidad del proceso de fabricación.

También se ha podido ver que el comportamiento del resonador BAW se observa mediante la conducta de la impedancia de éste, aunque es necesaria la aplicación de modelos para poder simplificar dicha expresión y realizar una implementación circuital con un resultado similar al del resonador.

En el *capítulo 3* se han mostrado las dos arquitecturas convencionales de los filtros implementados mediante resonador BAW, filtro lattice y filtro ladder. Sin embargo, también se ha mostrado el comportamiento del filtro half lattice, denominado así porque presenta la misma respuesta que el filtro lattice pero utilizando la mitad de resonadores, y se ha podido comprobar que con un menor número de resonadores se comporta de una forma similar a la de los otros dos filtros.

A la hora de implementar un filtro half lattice se tiene que cumplir que las capacidades estáticas de los resonadores sean iguales y que el desfasador se encuentre entre 150° y 210° . Además, tener en cuenta que la estructura básica del filtro presenta 2 resonadores, si se pretende conseguir un mayor rechazo fuera de banda es necesario aumentar el orden del filtro mediante una de las dos arquitecturas mostradas en la memoria, pero teniendo en cuenta que al aumentar el orden mejoramos la atenuación fuera de banda pero también empeoramos la atenuación en la frecuencia central.

En el *capítulo 4* se han calculado las ecuaciones de diseño del filtro half lattice de sección básica, llegando a la conclusión de que no es posible obtener unas ecuaciones de diseño cerradas. Por lo que si se pretende conseguir las características del filtro a partir de las especificaciones, es necesario utilizar el código Matlab creado en el proyecto.

Por último, en el *capítulo 5* se han comparado las respuestas del filtro half lattice de sección básica y la del filtro Chebyshev, llegando a observar que el filtro half lattice de sección básica presenta un comportamiento muy similar al de un filtro Chebyshev de orden 2, cuando el filtro half lattice no presenta rizados próximos a 0,5 dB. Además en función de cómo se aumente el orden del filtro, es necesario igualarlo con el filtro Chebyshev para conseguir respuestas similares.

6.2. Líneas futuras

En este proyecto se ha realizado un estudio sobre el filtro half lattice, más en concreto se ha estudiado el comportamiento y obtenido las ecuaciones de diseño del filtro half lattice de sección básica, sin embargo el estudio no se acaba aquí. Por lo tanto, a continuación se muestran posibles líneas futuras de trabajo que pueden resultar útiles de cara a la realización de futuros proyectos basados en este ámbito.

- ✓ Realizar la validación, de forma experimental, de los resultados conseguidos mediante el código Matlab, realizado en el proyecto, con la ayuda del Centro Nacional de Microelectónica (IMB-CNM).
- ✓ Ampliar el código Matlab para poder tener en cuenta el orden del filtro y las dos arquitecturas expuestas en el proyecto.
- ✓ Estudiar las posibles limitaciones tecnológicas introducidas a la hora de fabricar los diferentes diseños mostrados en la memoria.
- ✓ Estudiar desde el punto de vista de fabricación las diferentes alternativas de realización de los resonadores BAW.

Éstas son algunas ideas para poder ampliar el estudio de los filtros half lattice a partir del proyecto realizado.

APÉNDICES

APÉNDICE I. CÓDIGO MATLAB DEL COMPORTAMIENTO DEL FILTRO EN FUNCIÓN DE LA CAPACIDAD

A continuación se muestra el código Matlab implementado para poder ver el comportamiento del filtro half lattice de sección básica en función del valor de la capacidad estática de los resonadores BAW.

```
function filtro(fas,fap)
close all
z0=50; % Impedancia característica
kt2=5.69e-2; % Corresponde a e=1.5, v=11500, er=10.5 y Z=3.7e7
vf= fas-250e6:1e3:fap+250e6; % Barrido en frecuencia en función de
% las frecuencias definidas

vw=2*pi*vf;
C0=0.1e-12:0.1e-12:50e-12; % Vector de capacidad de 0.1 pF a 50 pF
j=sqrt(-1);
Z=zeros(1,4);

res=zeros(length(C0),length(vw));
capacidad=1;
ind0=1;
ind1=1;
ind2=1;
ind3=1;
ind4=1;
for indC=1:length(C0) % Recorrido del vector de capacidad

    z1=(1./(j.*vw.*C0(indC))).*(1-(kt2*tan(vw./(4*fas))./(vw./(4*fas))));
    z2=(1./(j.*vw.*C0(indC))).*(1-(kt2*tan(vw./(4*fap))./(vw./(4*fap))));
    S21=(2*(z2-z1))./(z1.*z2/z0+2*z1+2*z2+4*z0);
    S21_dB=20*log10(abs(S21));
    res(capacidad,:)=20*log10(abs(S21)); % se guarda el S21_dB para
    % cada C0 en una fila diferente

    capacidad=capacidad+1;

end

for x=1:length(C0)
    S21_dB1=res(x,:);
    indices=find((S21_dB1>(-3.1)&(S21_dB1<(-2.9)))); % índices de las
    % frecuencias de corte

    indice3=indices(1);
    indice4=length(indices);
    f1=vf(indice3); % frecuencia de corte inferior
    f2=vf(indice4); % frecuencia de corte superior
    f0(1,ind0)=((f2-f1)/2)+f1; % frecuencia central
    aten_indice=find(vf>=f0(1,ind1)&vf<f0(1,ind1)+1e5); % índices de
    % atenuación
```

```

    atenuacion(1,ind2)=S21_dB1(aten_indice(1));
    BW(1,ind1)=100*((f2-f1)/f0(1,ind0));
    ind0=ind0+1;
    ind1=ind1+1;
    ind2=ind2+1;
end
figure
plot(C0./1e-12,BW);
xlabel('C0 (pF)');
ylabel('Ancho de banda relativo (%)');
title('Ancho de banda relativo');
figure
plot(C0./1e-12,f0./1e6);
ylabel('Frecuencia central (MHz)');
xlabel('C0 (pF)');
title('Frecuencia central');
figure
plot(C0./1e-12,atenuacion);
ylabel('Rizado (dB)');
xlabel('C0 (pF)');
title('Rizado en la frecuencia central');

```

APÉNDICE II. PARÁMETROS ABCD DE CIRCUITOS DE DOS PUERTOS ÚTILES

En la Figura II-1 se muestran los parámetros ABCD de los circuitos de dos puertos más útiles.

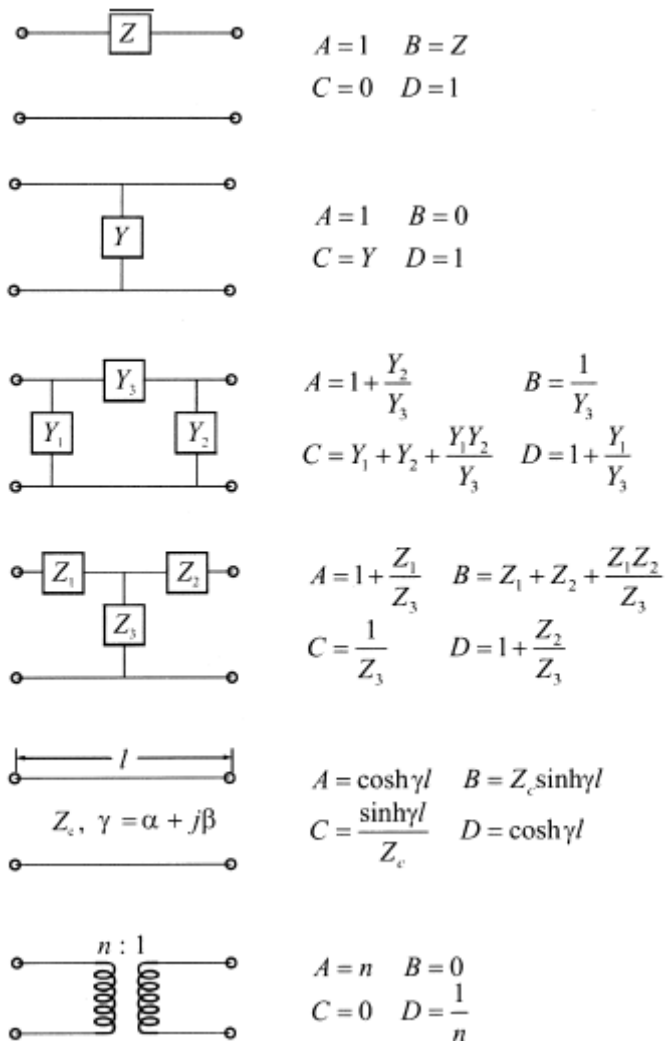


Figura II-1. Parámetros ABCD útiles [17]

APÉNDICE III. CONVERSIÓN DE PARÁMETROS

En la Figura III-1 se muestran las conversiones entre los diferentes parámetros.

	ABCD	Y	Z
S_{11}	$\frac{A + BZ_0 - CZ_0 - D}{A + BZ_0 + CZ_0 + D}$	$\frac{(Y_0 - Y_{11})(Y_0 + Y_{22}) + Y_{12}Y_{21}}{(Y_0 + Y_{11})(Y_0 + Y_{22}) - Y_{12}Y_{21}}$	$\frac{(Z_{11} - Z_0)(Z_{22} + Z_0) - Z_{12}Z_{21}}{(Z_{11} + Z_0)(Z_{22} + Z_0) - Z_{12}Z_{21}}$
S_{12}	$\frac{2(AD - BC)}{A + BZ_0 + CZ_0 + D}$	$\frac{-2Y_{12}Y_0}{(Y_0 + Y_{11})(Y_0 + Y_{22}) - Y_{12}Y_{21}}$	$\frac{2Z_{12}Z_0}{(Z_{11} + Z_0)(Z_{22} + Z_0) - Z_{12}Z_{21}}$
S_{21}	$\frac{2}{A + BZ_0 + CZ_0 + D}$	$\frac{-2Y_{21}Y_0}{(Y_0 + Y_{11})(Y_0 + Y_{22}) - Y_{12}Y_{21}}$	$\frac{2Z_{21}Z_0}{(Z_{11} + Z_0)(Z_{22} + Z_0) - Z_{12}Z_{21}}$
S_{22}	$\frac{-A + BZ_0 - CZ_0 + D}{A + BZ_0 + CZ_0 + D}$	$\frac{(Y_0 + Y_{11})(Y_0 - Y_{22}) + Y_{12}Y_{21}}{(Y_0 + Y_{11})(Y_0 + Y_{22}) - Y_{12}Y_{21}}$	$\frac{(Z_{11} + Z_0)(Z_{22} - Z_0) - Z_{12}Z_{21}}{(Z_{11} + Z_0)(Z_{22} + Z_0) - Z_{12}Z_{21}}$

(b) ABCD parameters in terms of S, Y, and Z parameters

	S	Y	Z
A	$\frac{(1 + S_{11})(1 - S_{22}) + S_{12}S_{21}}{2S_{21}}$	$\frac{-Y_{22}}{Y_{21}}$	$\frac{Z_{11}}{Z_{21}}$
B	$Z_0 \frac{(1 + S_{11})(1 + S_{22}) - S_{12}S_{21}}{2S_{21}}$	$\frac{-1}{Y_{21}}$	$\frac{Z_{11}Z_{22} - Z_{12}Z_{21}}{Z_{21}}$
C	$\frac{1}{Z_0} \frac{(1 - S_{11})(1 - S_{22}) - S_{12}S_{21}}{2S_{21}}$	$\frac{-(Y_{11}Y_{22} - Y_{12}Y_{21})}{Y_{21}}$	$\frac{1}{Z_{21}}$
D	$\frac{(1 - S_{11})(1 + S_{22}) + S_{12}S_{21}}{2S_{21}}$	$\frac{-Y_{11}}{Y_{21}}$	$\frac{Z_{22}}{Z_{21}}$

(c) Y parameters in terms of S, ABCD, and Z parameters

	S	ABCD	Z
Y_{11}	$Y_0 \frac{(1 - S_{11})(1 + S_{22}) + S_{12}S_{21}}{(1 + S_{11})(1 + S_{22}) - S_{12}S_{21}}$	$\frac{D}{B}$	$\frac{Z_{22}}{Z_{11}Z_{22} - Z_{12}Z_{21}}$
Y_{12}	$Y_0 \frac{-2S_{12}}{(1 + S_{11})(1 + S_{22}) - S_{12}S_{21}}$	$\frac{-(AD - BC)}{B}$	$\frac{-Z_{12}}{Z_{11}Z_{22} - Z_{12}Z_{21}}$
Y_{21}	$Y_0 \frac{-2S_{21}}{(1 + S_{11})(1 + S_{22}) - S_{12}S_{21}}$	$\frac{-1}{B}$	$\frac{-Z_{21}}{Z_{11}Z_{22} - Z_{12}Z_{21}}$
Y_{22}	$Y_0 \frac{(1 + S_{11})(1 - S_{22}) + S_{12}S_{21}}{(1 + S_{11})(1 + S_{22}) - S_{12}S_{21}}$	$\frac{A}{B}$	$\frac{Z_{11}}{Z_{11}Z_{22} - Z_{12}Z_{21}}$

(d) Z parameters in terms of S, ABCD, and Y parameters

	S	ABCD	Y
Z_{11}	$Z_0 \frac{(1 + S_{11})(1 - S_{22}) + S_{12}S_{21}}{(1 - S_{11})(1 - S_{22}) - S_{12}S_{21}}$	$\frac{A}{C}$	$\frac{Y_{22}}{Y_{11}Y_{22} - Y_{12}Y_{21}}$
Z_{12}	$Z_0 \frac{2S_{12}}{(1 - S_{11})(1 - S_{22}) - S_{12}S_{21}}$	$\frac{(AD - BD)}{C}$	$\frac{-Y_{12}}{Y_{11}Y_{22} - Y_{12}Y_{21}}$
Z_{21}	$Z_0 \frac{2S_{21}}{(1 - S_{11})(1 - S_{22}) - S_{12}S_{21}}$	$\frac{1}{C}$	$\frac{-Y_{21}}{Y_{11}Y_{22} - Y_{12}Y_{21}}$
Z_{22}	$Z_0 \frac{(1 - S_{11})(1 + S_{22}) + S_{12}S_{21}}{(1 - S_{11})(1 - S_{22}) - S_{12}S_{21}}$	$\frac{D}{C}$	$\frac{Y_{11}}{Y_{11}Y_{22} - Y_{12}Y_{21}}$

Figura III-1. Conversión de parámetros Z, Y, ABCD y S [18]

APÉNDICE IV. CÓDIGO MATLAB PARA LA COMPROBACIÓN DEL PARÁMETRO S_{21} OBTENIDO

A continuación se muestra el código Matlab utilizada para comprobar el parámetro S_{21} obtenido de forma teórica.

```
function filtro_simple(fas,fap,C0)
z0=50;
kt2=5.69e-2; %Corresponde a e=1.5, v=11500, er=10.5 y Z=3.7e7
vf=fas-250e6:1e3:fap+250e6; %barrido en frecuencia
vw=2*pi*vf;
j=sqrt(-1);
Z=zeros(1,4);

ind0=1;
ind1=1;
ind2=1;
ind3=1;
ind4=1;
z1=(1./(j.*vw.*C0)).*(1-(kt2*tan(vw./(4*fas))./(vw./(4*fas))));
z2=(1./(j.*vw.*C0)).*(1-(kt2*tan(vw./(4*fap))./(vw./(4*fap))));
S21=(2*(z2-z1))./(z1.*z2/z0+2*z1+2*z2+4*z0);
S21_dB=20*log10(abs(S21));

subplot(2,1,1) % representación del S21 y de las impedancias
plot(vf/1e6,20*log10(abs(S21)));
title('S21');
ylabel('dB');
subplot(2,1,2)
plot(vf/1e6,20*log10(abs(z1)),'red');hold on
plot(vf/1e6,20*log10(abs(z2)),'black');hold off
title('Impedancias');
ylabel('dB');
xlabel('Frecuencia (MHz)');
indices=find((S21_dB>(-3.01)&(S21_dB<(-2.99)))); % índices de las
% frecuencias de corte
indice3=indices(1); % índice frec. corte inferior
indice4=indices(length(indices)); % índice frec. corte superior
f1=vf(indice3); % frecuencia de corte inferior
f2=vf(indice4); % frecuencia de corte superior
f0(1,ind0)=((f2+f1)/2) % calculo de la frec. central
aten_indice=find(vf>=f0(1,ind2)&vf<f0(1,ind2)+1e3); % Buscamos índice
% de f0 dentro de vf
atenuacion(1,ind2)=abs(S21_dB(aten_indice(1))) % atenuación en f0
BW(1,ind1)=100*((f2-f1)/f0(1,ind0)) % ancho de banda relativo
frech(1,ind2)=f0-((BW(1,ind1)/100)*f0(1,ind0)*3);
rechazo_ind=find(vf>=frech(1,ind2)&vf<frech(1,ind2)+1e3);
rechazo(1,ind3)=abs(S21_dB(rechazo_ind(1))) % rechazo fuera de banda
```

APÉNDICE V. CÓDIGO MATLAB PARA LA OBTENCIÓN DE LAS CARACTERÍSTICAS DEL FILTRO

El código Matlab que se muestra a continuación es el que se ha creado para obtener las características del filtro a partir de las especificaciones del ancho de banda relativo, expresado en %, y la frecuencia central.

```
function especificaciones(BW,f0)
close all
kt2=5.69e-2;
f1=f0-(((BW/100)*f0)/2);
f2=f0+(((BW/100)*f0)/2);
C=0.1e-12:5e-13:30e-12;
fas=f1-5e6:1e4:f2;
fap=f0:1e4:f2+((BW/100)*f0)/2;
z0=50;
aten_min=3;
rechazo_min=15;
valor_min=0.005;
velocidad=11500; % velocidad del material
x=1;
w1=2*pi*f1;
w2=2*pi*f2;
for n=1:length(C)%capacidad del resonador
    C0=C(n);
    for t=1:length(fas) % Frecuencias de antiresonancia serie
        fa1=fas(t);
        for m=1:length(fap) % Frecuencias de antiresonancia paralelo
            fa2=fap(m); % Se impone la frecuencia de corte inferior
            z1=(1/(j*w1*C0))*(1-(kt2*tan(w1/(4*fa1)))/(w1/(4*fa1)));
            % calculo de la impedancia serie
            z2=(1/(j*w1*C0))*(1-(kt2*tan(w1/(4*fa2)))/(w1/(4*fa2)));
            % calculo de la impedancia paralelo
            S21=(2*(z2-z1))/((z1*z2)/z0+2*z1+2*z2+4*z0);
            if S21==0 % Si S21 = 0 en lineal modifico el valor para
                % no tener problemas al pasarlo a dB
                S21=1e-12;
            end
            S21_dB=abs((20*log10(abs(S21)))+3); % Calculo del S21+3,
                % para que los mínimos valores del filtro
                % correspondan a las frec. corte
            if S21_dB<valor_min; %Definimos el mínimo valor S21 para
                % considerar frecuencias corte
                fa4=fa2; % Con las frecuencias conseguimos volvemos
                % hacer lo de antes pero con la frec. corte superior
                fa3=fa1;
                C01=C0;
                z11=(1/(j*w2*C01))*(1-(kt2*tan(w2/(4*fa3)))/(w2/(4*fa3)));
```

```

z21=(1/(j*w2*C01))*(1-(kt2*tan(w2/(4*fa4))/(w2/(4*fa4))));
S211=(2*(z21-z11))/((z11*z21)/z0+2*z11+2*z21+4*z0);
if S211==0 % Si S21 = 0 en lineal modifiko el valor
           % para no tener problemas al pasarlo a dB
    S211=1e-12;
end
S211_dB=abs((20*log10(abs(S211)))+3);
if S211_dB<valor_min; % Una vez reducido el núm de
    % frecuencias, se mira cuales cumplen con el BW
    fa5=fa3;
    fa6=fa4;
    C02=C01;
    f=f1-200e5:1e4:f2+200e5; % vector de frecuencias
    % para determinar el comportamiento del filtro
    w=2*pi*f;
    z_1=(1./(j.*w.*C02)).*(1-(kt2*tan(w./(4*fa5))./(w./(4*fa5))));
    z_2=(1./(j.*w.*C02)).*(1-(kt2*tan(w./(4*fa6))./(w./(4*fa6))));
    S2=(2*(z_2-z_1))./(z_1.*z_2)/z0+2*z_1+2*z_2+4*z0;
    S_21_dB=20*log10(abs(S2));
    indices=find((S_21_dB>(-3.01)&(S_21_dB<(-2.99))));
    % encontramos los índices cuando S21=3 dB
    indice=indices(1); % índice frec. corte inferior
    indice1=indices(length(indices)); % índice frec.
    % corte superior
    f11=f(indice); % frecuencia de corte inferior
    f21=f(indice1); % frecuencia de corte superior
    f01=(f21+f11)/2; % calculo de la frec. central
    BW1=100*((f21-f11)/f01);
    if (BW1<(BW+0.01))&&(BW1>(BW-0.01)) % Condición BW
        if (f01<(f0+1e4))&&(f01>(f0-1e4)) % Condición f0
            capacidad(x)=C0;
            fcentral(x)=f01;
            ancho_banda(x)=BW1;
            fas_final(x)=fa5; % vector de fap que
            % cumplen con la condición
            fap_final(x)=fa6; % vector de fas que
            % cumplen con la condición
            x=x+1;
        end
    end
end
end
end
end
end
end
if ancho_banda==0 % si no se ha obtenido resultado en pantalla sale:
    fprintf('No se puede obtener un filtro con un funcionamiento
    óptimo con las especificaciones\n');
elseif length(ancho_banda)>1
    for u=1:length(ancho_banda) % se miran todos los resultados para
        % escoger el mejor
        C1=capacidad(u);
        fs=fas_final(u);
        fp=fap_final(u);
        w0=2*pi*fcentral(u);
        zs=(1/(j*w0*C1))*(1-(kt2*tan(w0/(4*fs))./(w0/(4*fs))));
        zp=(1/(j*w0*C1))*(1-(kt2*tan(w0/(4*fp))./(w0/(4*fp))));
        aten=(2*(zp-zs))/(zs*zp/z0+2*zs+2*zp+4*z0);
        aten_dB(u)=abs(20*log10(abs(aten)));
        if aten_dB<aten_min % bucle para conseguir los valores que dan
            % menos aten.
            aten_min=aten_dB; % disminuimos valor de atenuación mínima
        end
    end
end

```

```

        fas_central=fs;
        fap_central=fp;
        C0_final=C1;
    end
end
fprintf('Mejor S21 en la frecuencia central cuando: \n');
fas_central
ds=velocidad/(2*fas_central)
fap_central
dp=velocidad/(2*fap_central)
C0_final
filtro_simple(fas_central,fap_central,C0_final); % representación
        % del filtro con mejor banda de paso
for v=1:length(ancho_banda)
    C2=capacidad(v);
    fs2=fas_final(v);
    fp2=fap_final(v);
    S0=aten_dB(v); % valor calculado en la anterior condición
    w1=2*pi*(fcentral(u)-((ancho_banda(v)/100)*fcentral(u))*3);
    zs2=(1/(j*w1*C2))*(1-(kt2*tan(w1/(4*fs2)))/(w1/(4*fs2))));
    zp2=(1/(j*w1*C2))*(1-(kt2*tan(w1/(4*fp2)))/(w1/(4*fp2))));
    rechazo=(2*(zp2-zs2))/(zs2*zp2/z0+2*zs2+2*zp2+4*z0);
    rechazo_dB=abs(20*log10(abs(rechazo)));
    if (rechazo_dB>rechazo_min)&&(S0<3) % solo entro en el caso
        % que el S21 central sea inferior a 3
        rechazo_min=rechazo_dB; % aumento el valor del rechazo
        % mínimo definido

        fas_rechazo=fs2;
        fap_rechazo=fp2;
        C0_rechazo=C2;
    end
end
fprintf('Mejor rechazo fuera de banda cuando: \n');
fas_rechazo
ds=velocidad/(2*fas_rechazo)
fap_rechazo
dp=velocidad/(2*fap_rechazo)
C0_rechazo
figure
filtro_simple(fas_rechazo,fap_rechazo,C0_rechazo);
        % representación del filtro con mayor rechazo
else %en el caso de que solo haya una posibilidad la muestra
    fas_final
    ds=velocidad/(2*fas_final)
    fap_final
    dp=velocidad/(2*fap_final)
    capacidad
    filtro_simple(fas_final,fap_final,capacidad);
end

```

BIBLIOGRAFÍA

- [1] Oscar Menéndez, Pedro de Paco, Javier Pozo, Josep Parron, "*Método sistemático para la síntesis de filtros FBAR con topología escalera*", XXI Symposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio.
- [2] M. P. Goetz, C. E. Jones, "*Modular Integration of RF SAW Filtres*", IEEE Ultrasonics Symposium.
- [3] R. Aigner, "*Volume manufacturing of BAW-filters in a CMOS fab*", Infineon Technologies AG, Secure Mobile Solutions.
- [4] R. Aigner, "*MEMS in RF Filter Applications: Thin-film Bulk Acoustic Wave Technology*", Infineon Technologies, Munich, Germany.
- [5] Juha Ellä, Halikko, "*Filter structure comprising piezoelectric resonators*", United States Patent, Patent No.: US 6,741,146 B2, Mayo 2004.
- [6] "*Case Study – The Thin Bulk Acoustic Resonator (FBAR)*".
- [7] William Mueller Pathfinder, "*A Brief Overview of FBAR Technology*", Agilent Technologies Semiconductor Products Group Wireless Semiconductor Division.
- [8] A. Shirakawa, J-M. Pham, E. Kerherve, E. Hanna, "*Ladder-type FBAR Filter Synthesis Methodology*", IXL Microelectronics Laboratory.
- [9] A. Safari, V. Janas, A. Bandyopadhyay, A. Kholkine, "*Piezoelectric Transducers and Sensors*", CRC press, 1999
- [10] Oscar Menéndez, Pedro de Paco, Javier Pozo, "*Efecto de la carga mecánica en resonadores piezoeléctricos de lámina delgada (FBAR)*", XXI Symposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio.
- [11] Jong-Gwan Yook, "*Modeling of Thin Film Bulk Acoustic Resonator and Implementation of Filter for 5 GHz Band Application*", Department of Electrical and Electronic Engineering, Yonsei University.
- [12] Dongha Shim, Yunkwon Park, Kuangwoo Nam, Seokchul Yun, Duckhwan Kim, Byeoungju Ha, Insang Song, "*Ultra-miniature Monolithic FBAR Filters for Wireless Applications*", Samsung Advanced Institute of Technology, PO Box 111, Suwon 440-600, Korea.

- [13] J. D. Larson, P. D. Bradley, S. Wartenberg, R. C. Ruby, “*Modified Butterworth-Van Dyke circuit for FBAR Resonators and Automated Measurement System*”, IEEE Ultrasonics Symposium.
- [14] R. Ruby, P. Merchant, “*Micromachined Thin Film Bulk Acoustic Resonators*”, IEEE International Frequency Control Symposium, 1996.
- [15] J. F. Rosenbaum, “*Bulk Acoustic Waves Theory and Devices*”, Artech House, 1988.
- [16] K.M. Lakin, “*Thin Film Resonator Technology*”, IEEE FCS-EFTF, Mayo 2003.
- [17] David M. Pozar, “*Microwave Engineering*”, John Wiley and Sons, Segunda edición, 1998.
- [18] M.J. Lancaster, J. Hong, “*Microstrip Filters for RF/Microwave Applications*”, John Willey and Sons, 2001.
- [19] G. L. Matthaei, Leo Young, E. M. T. Jones, “*Microwave filters, impedance – matching networks, and coupling structures*”, Artech house, 1980.

Resumen

En los últimos tiempos la telefonía móvil ha experimentado una reducción de los terminales gracias a la miniaturización de los filtros a frecuencias de microondas. Los filtros pasa banda más utilizados son los basados en la tecnología SAW, sin embargo son incompatibles con tecnologías de silicio y su comportamiento se degrada a frecuencias superiores de 3 GHz, por ello los estudios actuales se centran en la tecnología BAW.

Las dos arquitecturas convencionales de filtros basados en resonadores BAW unidos eléctricamente son el ladder y lattice. Sin embargo, en este proyecto se estudiará la topología half lattice, la cual presenta un mejor comportamiento y unas dimensiones más reducidas. Para ello se obtendrán las ecuaciones de diseño del filtro, y con ellas se realizará la implementación a partir de la frecuencia central y el ancho de banda relativo.

Resum

En els últims anys la telefonia mòbil ha experimentat una reducció dels terminals gràcies a la miniaturització dels filtres a freqüències de microones. Els filtres passa banda més utilitzats són els basats en la tecnologia SAW, però són incompatibles amb la tecnologia de silici i el seu comportament es degrada a freqüències superiors de 3 GHz, per això els estudis actuals es centren en la tecnologia BAW.

Les dues arquitectures convencionals de filtres basats en resonadors BAW units elèctricament són el ladder i el lattice. Però, en aquest projecte s'estudiarà la topologia half lattice, la qual presenta un millor comportament i unes dimensions inferiors. Per aquest motiu s'obtidran les equacions de disseny del filtre, i amb elles es realitzarà la implementació a partir de la freqüència central i l'amplada de banda.

Abstract

In recent years, the mobile telephony has experienced a reduction in the terminals thanks to the miniaturization of microwave frequency filters. The most used bandpass filters are based on SAW technology, but they are incompatible with silicon technologies and its behavior is degraded for frequencies above 3 GHz, so the recent studies are based on BAW technology.

The two conventional filter architectures based on BAW resonators connected electrically are called ladder and lattice. However, this project will examine the half lattice topology, which has a better performance and smaller dimensions. On this account, the filter design equations will be obtained, and with them the implementation from the center frequency and relative bandwidth will be done.