



DISEÑO DE UN DIPLEXOR BASADO EN RESONADORES BAW

Memoria del Trabajo Final de Carrera
de Ingeniería de Telecomunicaciones

realizado por

Mercè Grau Novellas

y dirigido por

Pedro de Paco Sánchez

Bellaterra, 15 de Junio de 2007



El abajo firmante, Pedro de Paco Sánchez

Profesor de l'Escola Tècnica Superior d'Enginyeria de la UAB,

CERTIFICA:

Que el trabajo a que corresponde esta memoria ha sido realizado bajo su dirección por Mercè Grau Novellas.

Y por tanto que conste la firma presente.

Firma:

Bellaterra, 15 de Junio de 2007

Índice

Capítulo 1. Introducción

1.1. Descripción de la funcionalidad de un diplexor.....	3
1.2. Requerimientos de los filtros.....	4
1.2.1. Modelo eléctrico de un resonador.....	5
1.2.2. Filtros de onda acústica como alternativa para la miniaturización.....	7
1.3. Objetivos.....	9
1.4. Organización y estructura del documento.....	9

Capítulo 2. Teoría básica de resonadores BAW

2.1. Funcionamiento de un resonador BAW.....	11
2.2. Caracterización del resonador.....	12
2.2.1. Caracterización a partir del modelo físico.....	12
2.2.2. Modelo de Butterworth-Van Dyke modificado.....	13
2.3. Conclusiones.....	14

Capítulo 3. Diseño de filtros a partir de resonadores BAW

3.1. Topologías.....	16
3.2. Topología en escalera.....	18
3.2.1. Principio de funcionamiento.....	18
3.2.2. Diseño sistemático.....	20
3.2.2.1. Procedimiento.....	20
3.2.3. Ejemplo de diseño.....	22
3.2.3.1. Simulación de la respuesta considerando pérdidas.....	25
3.3. Conclusiones.....	27

Capítulo 4. Diseño de un diplexor basado la condición de alta impedancia

4.1. Planteamiento.....	28
4.2. Diseño de un diplexor basado en un desfasador de 90°	30
4.2.1. Diseño del diplexor.....	31
4.2.2. Evaluación de las prestaciones.....	33

4.3. Diseño de un diplexor basado en la introducción de ceros de transmisión.....	34
4.3.1. Diseño del diplexor.....	34
4.3.2. Evaluación de las prestaciones.....	36
4.4. Conclusiones.....	37
Capítulo 5. Diseño de un diplexor basado en la condición de aislamiento perfecto	
5.1. Principio teórico.....	39
5.2. Diseño del diplexor.....	42
5.2.1. Caracterización del elemento divisor.....	42
5.2.2. Estudio de la fase del parámetro S_{11} de los filtros.....	44
5.2.3. Estructura y simulación del diplexor.....	45
5.3. Evaluación de las prestaciones obtenidas.....	46
5.4. Optimización del diplexor.....	46
5.4.1. Introducción de inductancias	47
5.4.2. Evaluación de las prestaciones obtenidas.....	49
5.5. Conclusiones.....	50
Conclusiones y líneas futuras.....	52
Bibliografía	55
Anexo A.....	56

Capítulo 1

Introducción

En los últimos años la demanda de los sistemas de telefonía móvil ha aumentado significativamente. De forma paralela, con la aparición de la tercera generación, también han aumentado los requerimientos en cuanto a ancho de banda a fin de ofrecer nuevos servicios. Esto ha motivado el desarrollo tecnológico de la infraestructura sobre la que se soportan. Las características de los terminales de usuario imponen la tendencia de la miniaturización en el diseño de los componentes.

Estos sistemas utilizan duplexado por división en frecuencia para separar los canales de *uplink* y *downlink*. Esta técnica implica que los terminales han de ser capaces de seleccionar entre las dos bandas y de esta manera establecer una comunicación bidireccional mediante una sola antena. La utilización de interruptores temporales no es viable dada la técnica de duplexado. Por este motivo es necesario el uso de un diplexor.

1.1. Descripción de la funcionalidad de un diplexor

Un diplexor es un dispositivo de tres puertos que permite que las dos cadenas de radiofrecuencia de un sistema dual utilicen la misma antena. El esquema de la estructura se ilustra en la figura 1.1. Tal y como se puede observar, está compuesto por dos filtros paso banda sintonizados a las bandas de transmisión y recepción, y un divisor a modo de elemento de unión entre la antena y los filtros. Por tanto, el puerto de entrada se corresponderá con el puerto común de la antena, y los dos puertos de salida con las cadenas receptora y transmisora.

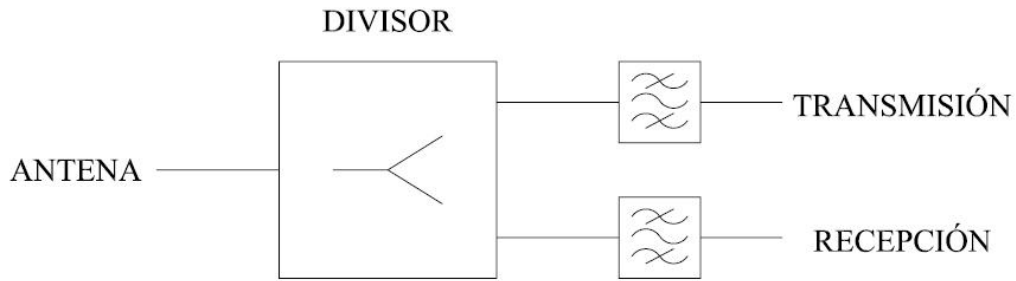


Figura 1.1. Esquema de la estructura del diplexor

En el modo de transmisión, la señal procedente del amplificador de la cadena transmisora es filtrada y direccionada al puerto de la antena, aislándola según prestaciones del filtro complementario, de la cadena receptora. Paralelamente, en el modo de recepción, la señal procedente de la antena es filtrada y direccionada a la cadena receptora, aislándola del puerto de transmisión.

Un nivel de aislamiento insuficiente puede provocar la saturación del amplificador de bajo ruido de la cadena receptora, debido a la presencia de una señal de potencia mucho mayor en transmisión.

1.2. Requerimientos de los filtros

La creciente saturación del espectro se traduce en la necesidad de desarrollo de filtros muy selectivos. Paralelamente, la tendencia de la miniaturización y de la implementación de sistemas integrados, *System On Chip*, también influye en los requerimientos de los filtros que demanda el mercado.

La teoría de diseño de filtros [2] establece que es necesario el uso de circuitos resonantes para la implementación de respuestas paso banda. Se puede optar por la utilización de resonadores electromagnéticos.

1.2.1. Modelo eléctrico de un resonador

El comportamiento de un resonador se puede modelar eléctricamente mediante un circuito RLC serie o paralelo [1]. Se define W_e como la energía eléctrica, y W_m como la energía magnética, almacenadas en los componentes reactivos. El primer caso se muestra en la figura 1.2, y el segundo en la figura 1.3.

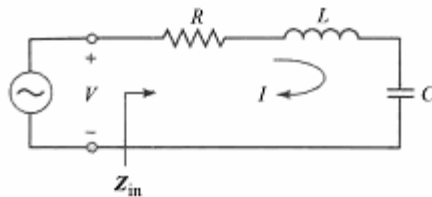


Figura 1.2. Circuito RLC serie

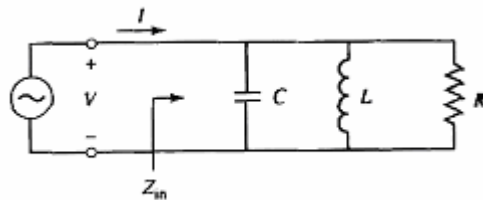


Figura 1.3. Circuito RLC paralelo

Se define la frecuencia a la que se cumple $W_e = W_m$, como la frecuencia de resonancia f_r , que cumple:

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (1.1)$$

a la cuál la impedancia de entrada del circuito Z_{in} es puramente real e igual a R , elemento que modela las pérdidas. Este comportamiento se ejemplifica en la figura 1.4.

Otro parámetro importante de un circuito resonante es su factor de calidad Q , que relaciona la energía media almacenada y la pérdida de ésta por segundo de la siguiente forma

$$Q = \omega \frac{W_e + W_m}{P_l} \quad (1.2)$$

donde P_l es la potencia disipada debido a las pérdidas, w es la frecuencia angular, y la suma entre W_e y W_m la energía total almacenada.

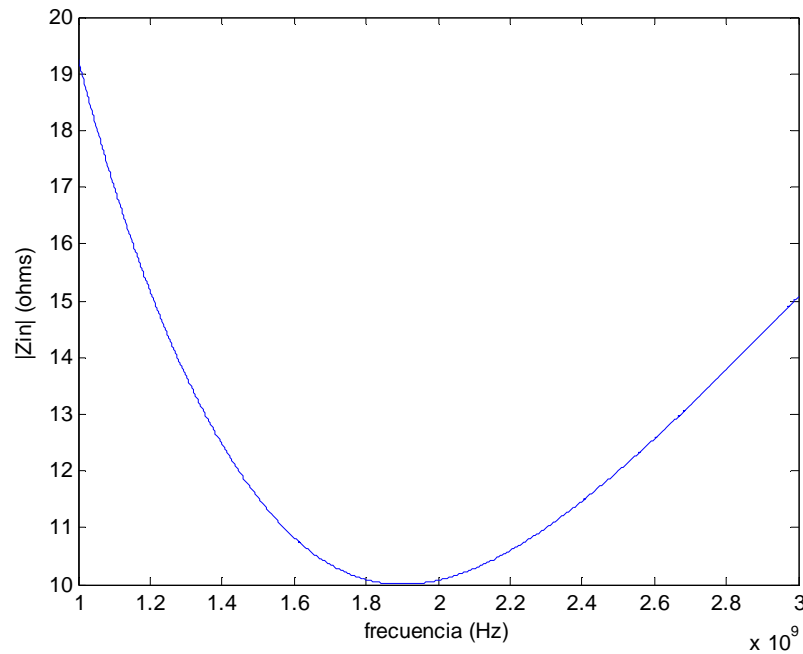


Figura 1.4. Módulo de la impedancia de entrada de un circuito RLC serie, donde $R=10 \Omega$, $L=1 \text{ nH}$ y $C=7 \text{ pF}$

De (1.2) se deduce que un resonador con pocas pérdidas tendrá un factor de calidad elevado. Las expresiones que relacionan el parámetro Q con los elementos del modelo circuital mostrado en las figuras 1.2 y 1.3 son [1], para el modelo serie

$$Q = \frac{1}{w_r RC} \quad (1.3)$$

y para el modelo paralelo

$$Q = w_r RC \quad (1.4)$$

La limitación en frecuencia, intrínseca de los elementos concentrados, hace que se recurra a estructuras distribuidas para implementar resonadores en el rango de las microondas. La utilización de resonadores electromagnéticos presenta el inconveniente de tener unas dimensiones no adecuadas a los requerimientos de miniaturización de los terminales.

1.2.2. Filtros de onda acústica como alternativa para la miniaturización

Anteriormente se ha destacado la tendencia de la reducción del tamaño de los filtros motivada por los requerimientos de los terminales móviles. Teniendo en cuenta la dependencia proporcional entre estas dimensiones y la velocidad de propagación en el medio [1] se puede afirmar que los filtros de onda acústica serán varios órdenes de magnitud menores que los filtros electromagnéticos. La implementación de circuitos mediante materiales piezoeléctricos, da pie a la utilización de estos resonadores para la fabricación de filtros en el rango de las microondas.

Existen dos alternativas para la implementación de filtros de onda acústica en función del modo de propagación de la onda mecánica [3]: SAW¹ y BAW².

Los más utilizados en la actualidad son del tipo SAW, en los cuales la onda acústica viaja en la dirección longitudinal, por la superficie del piezoeléctrico. La figura 2.4 muestra su estructura.

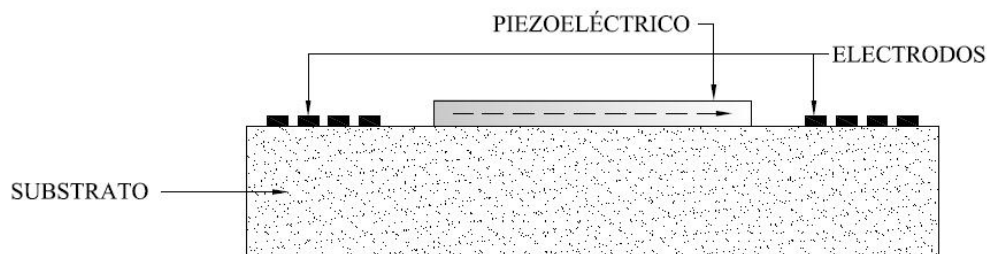


Figura 2.4. Sección longitudinal de un resonador SAW. La flecha discontinua indica la dirección de propagación de la onda mecánica

Como se puede observar, este consta de unos electrodos a través de los cuales se aplica un campo eléctrico a fin de inducir una onda mecánica que viaja a lo largo de una lámina de piezoeléctrico. Con el propósito de confinar esta onda, y no tener propagación en la dirección vertical, el sustrato está implementado con un material no piezoeléctrico [3].

¹ Surface Acoustic Wave

² Bulk Acoustic Wave

La tendencia tecnológica actual es concentrar el máximo de dispositivos en un mismo circuito integrado. Ha esta hacen referencia los llamados *System on Chip*. Los resonadores SAW son incompatibles con la tecnología de integración estándar semiconductora. Esta característica, junto con una frecuencia operación limitada a 3 GHz y una potencia máxima alrededor de 1W, son desventajas significativas para la utilización de este tipo de resonadores en ciertas aplicaciones inalámbricas desarrolladas recientemente.

Por este motivo están siendo objeto de estudio los resonadores BAW, cuya estructura se muestra en la figura 2.5.

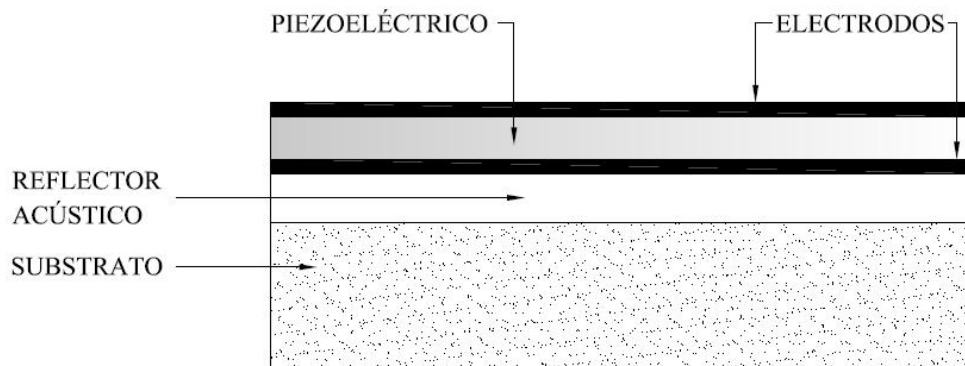


Figura 2.5. Sección transversal de un resonador BAW

En este caso la onda mecánica viaja en la dirección vertical a través de una lámina de material piezoeléctrico situada entre dos electrodos, a través de los cuales se aplica un campo eléctrico. A fin de evitar pérdidas acústicas por la propagación de la onda mecánica en el sustrato, se aísla el resonador mediante un reflector acústico situado entre éste y el electrodo inferior.

Esta tecnología ofrece una serie de ventajas [3]. Manteniendo las prestaciones en cuanto a tamaño de los resonadores SAW, se pueden alcanzar frecuencias de operación de hasta 16 GHz, soportan potencias de alrededor de 3 W y son compatibles con la tecnología de integración estándar, es decir, con el uso de sustratos semiconductores de Silicio o Arseniuro de Galio. También se caracteriza por presentar muy pocas pérdidas, alcanzado factores de calidad típicos de 1000.

1.3. Objetivos

Este trabajo propone el diseño de un diplexor, pensado para aplicaciones de telefonía móvil, mediante la utilización de resonadores BAW para la implementación de los filtros.

Se diseñarán dos filtros basados en una topología en escalera de los resonadores, caracterizada por presentar dos ceros de transmisión cerca de la banda paso que implican una gran selectividad y un pobre rechazo fuera de banda.

Se plantearán tres alternativas de diseño del diplexor a fin de establecer cuál ofrece mejores prestaciones en cuanto a aislamiento entre puertos dadas las características de los filtros diseñados. También se pretende evaluar qué opción da mejor solución al problema de la carga mutua, bajo que condiciones, y cuál introduce menos pérdidas.

La utilización de la tecnología BAW está motivada por la miniaturización, por tanto también se tendrá en cuenta que las dimensiones del elemento divisor no excedan en varios órdenes de magnitud al tamaño aproximado de los filtros. Para ello se considera que los resonadores presentan longitudes de centenas de micrómetros en el rango de las microondas.

1.4. Estructura y organización del documento

A fin de alcanzar los objetivos planteados, se estructura el documento en tres partes diferenciadas.

Se empezará realizando un estudio de los resonadores BAW, analizando su comportamiento y exponiendo dos modelos equivalentes: una simplificación del modelo de Mason y el modelo circuital de Butterworth-Van Dyke.

En la segunda parte se expondrá la teoría de diseño de filtros a partir de resonadores BAW. Primero se describirán brevemente las topologías principales y seguidamente se analizará la estructura en escalera en profundidad. Se expondrá su principio de

funcionamiento, un método sistemático de diseño y, finalmente se ejemplificará la teoría vista con el diseño de dos filtros.

La tercera parte está dividida en dos capítulos. El primero agrupa las dos alternativas de diseño basadas en conseguir que los filtros estén en una situación de alta impedancia en el margen frecuencial de la banda complementaria. El segundo propone un estudio de las condiciones de fase que garantizan el máximo aislamiento entre puertos. En cada uno de ellos se analiza la teoría en la que se basa el diseño y se particulariza para los filtros obtenidos en la segunda parte. Finalmente se evalúan las prestaciones obtenidas y la validez de éstas.

Por último se extraen las conclusiones derivadas del procedimiento descrito, comparando los resultados de los tres diseños y se proponen líneas futuras de estudio.

Capítulo 2

Teoría básica de resonadores BAW

En el capítulo anterior se ha determinado que los resonadores que se utilizarán para la implementación de los filtros acústicos serán del tipo BAW. Esto es debido a que ofrecen mejores prestaciones que los resonadores SAW en cuanto a potencia soportada, pueden alcanzar frecuencias de operación de hasta 16 GHz y son compatibles con la tecnología de integración estándar. A continuación se analizará su principio de funcionamiento y se describirán dos modelos circuitales equivalentes.

2.1. Funcionamiento de un resonador BAW

A un resonador piezoeléctrico en el que exista una onda estacionaria en la dirección vertical, generada por la aplicación de un campo electromagnético a través de unos electrodos, se le denomina BAW [3]. La figura 2.1 ilustra este concepto.

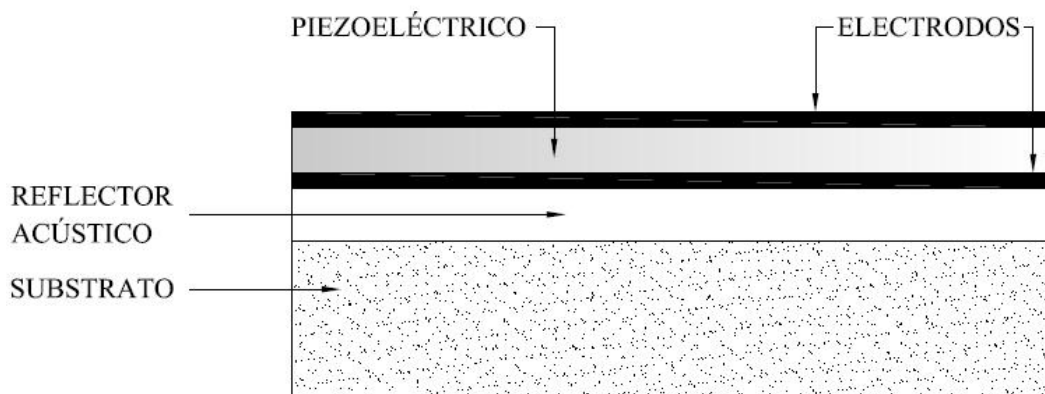


Figura 2.1. Sección transversal de un resonador FBAR

Como se puede observar, éste está formado por dos electrodos y una lámina de material piezoeléctrico entre ellos. Toda esta estructura está aislada mediante un reflector, para evitar que la onda acústica se propague al substrato. En este caso, la frecuencia de resonancia mecánica estará determinada por el grosor del piezoeléctrico, además de por el de los electrodos y capas adicionales donde esté almacenada la energía mecánica, siendo aquella en la que se cumple que el grosor total de la estructura es un medio de la longitud de onda [3].

2.2. Caracterización del resonador

2.2.1. Caracterización a partir del modelo físico

Desde el punto de vista físico, un resonador BAW se caracteriza por sus dimensiones y los materiales utilizados en su fabricación. Estos están relacionados con los siguientes parámetros: la capacidad formada por los dos placas paralelas C_0 , considerando como dieléctrico el material piezoeléctrico, la frecuencia de resonancia mecánica definida como f_a y el coeficiente de acoplo piezoeléctrico k_t . A partir de una simplificación del modelo de Mason [4] basada en no tener en cuenta los electrodos y suponer que el grosor de $\lambda/2$ corresponde al piezoeléctrico, se puede aproximar el resonador por una impedancia que responde a la siguiente expresión:

$$Z(w) = \frac{1}{jwC_0} \left(1 - k_t^2 \frac{\tan[w/(4f_a)]}{w/(4f_a)} \right) \quad (2.1)$$

donde w corresponde a la frecuencia angular, C_0 y f_a son los parámetros circuitales anteriormente definidos y k_t corresponde al coeficiente de acoplo piezoeléctrico. En la figura 2.2 se muestra el comportamiento frecuencial de un resonador para un coeficiente de 0.23, una frecuencia de resonancia mecánica de 1.9 GHz y una capacidad entre placas de 1pF.

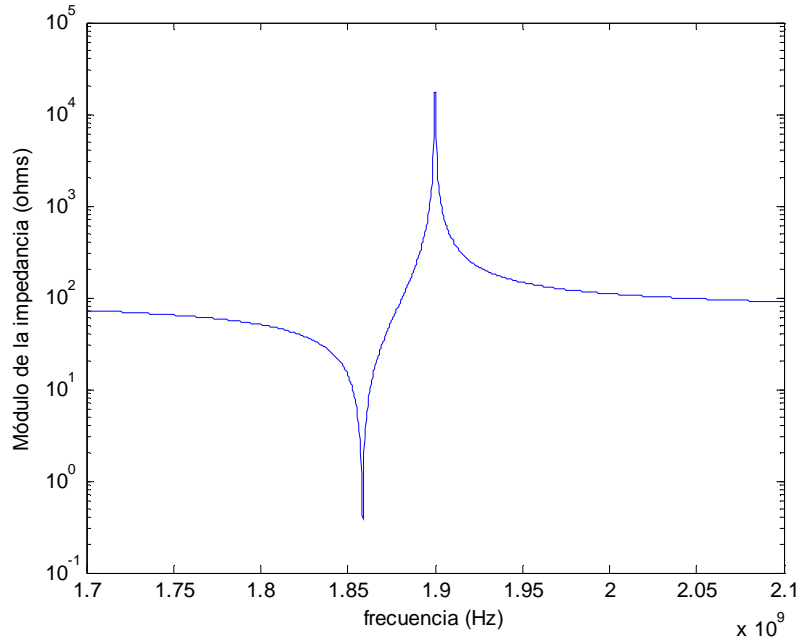


Figura 2.2. Ejemplo de respuesta en frecuencia de un resonador BAW

La impedancia del resonador tiende a infinito a la frecuencia de resonancia mecánica, que se definirá como la frecuencia de antiresonancia f_a . A una frecuencia menor, definida como la frecuencia de resonancia f_r , el valor de la impedancia tiende a cero. Entre las frecuencias f_a y f_r , el resonador presenta un comportamiento inductivo, mientras que fuera del margen, tiene un comportamiento capacitivo. La distancia entre estos puntos estará definida por el coeficiente de acoplo piezoeléctrico k_t a partir de la siguiente expresión:

$$k_t^2 = \left(\frac{\pi^2}{4} \right) \left(\frac{f_r}{f_a} \right) \left(\frac{f_a - f_r}{f_a} \right) \quad (2.2)$$

2.2.2. Modelo de Butterworth-Van Dyke modificado

El modelo de Butterworth-Van Dyke modificado establece el circuito equivalente eléctrico de un resonador BAW, a partir de una aproximación del modelo de Mason [5]. Este se muestra en la figura 2.3.

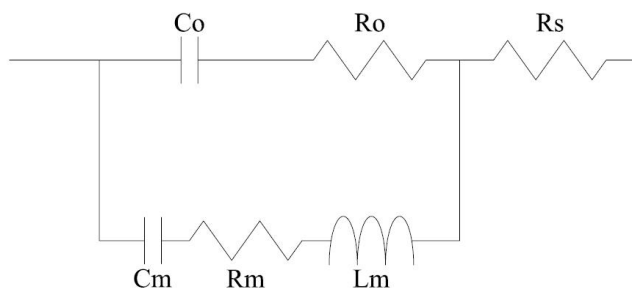


Figura 2.3. Modelo circuital de Butterworth-Van Dyke modificado

El componente C_0 modela la capacidad entre los electrodos, C_m , R_m y L_m modelan la resonancia a f_r , R_s representa la resistencia física de los electrodos y R_0 modela las pérdidas del propio resonador. La resonancia a f_a está determinada por las capacidades C_m y C_0 , y la inductancia L_m . El cociente C_0/C_m es inversamente proporcional al grado de acoplamiento del campo eléctrico en el piezoeléctrico. Teniendo en cuenta que este acoplo está caracterizado por el coeficiente k_r , que a su vez marca la distancia frecuencial entre las dos resonancias.

Se puede obtener el valor de los elementos del modelo de Butterworth-Van Dyke a partir de los parámetros de la simplificación del modelo de Mason por medio de las siguientes expresiones:

$$C_m = C_0 \left(\frac{f_a^2}{f_r^2} - 1 \right) \quad (2.3)$$

$$L_m = \frac{1}{f_r^2 (2\pi)^2 C_m} \quad (2.4)$$

2.3. Conclusiones

En este capítulo se ha descrito la estructura y el principio de funcionamiento de los resonadores BAW. Se han relacionado los parámetros físicos con las variables de la simplificación del modelo de Mason, a partir del cual se ha analizado la respuesta frecuencial de un resonador. Se han definido las frecuencias de resonancia y antiresonancia y la relación de éstas con el coeficiente de acoplo piezoeléctrico.

Seguidamente se ha descrito el modelo circuital de Butterworth-Van Dyke modificado y se han presentado las expresiones a partir de las cuales obtener el valor de los componentes, a partir de las variables del modelo anterior.

Una vez visto el funcionamiento de un resonador BAW, se describirá la teoría de diseño de filtros a partir de éstos. En el capítulo siguiente se analizarán las topologías y se describirá y ejemplificará un método de diseño.

Capítulo 3

Diseño de filtros a partir de resonadores BAW

Una de las principales aplicaciones de los resonadores acústicos es el diseño de filtros de dimensiones reducidas. Estos se caracterizan por presentar bajas pérdidas, estabilidad frente a variaciones de temperatura y ser selectivos [3]. En este capítulo se describirán brevemente las cuatro topologías principales de filtros implementados a partir de resonadores BAW. A continuación se analizará más profundamente la estructura utilizada, describiendo su principio de funcionamiento y exponiendo un método sistemático de diseño. Este se ejemplificará con la implementación de los dos filtros que en capítulos posteriores van a ser usados en las propuestas de diseño de un diplexor.

3.1. Topologías

Existen dos configuraciones básicas en función del modo de acoplamiento entre resonadores [7], mediante conexión eléctrico y por acoplamiento acústico, en estructuras apiladas.

Se define como topología en escalera aquella consistente en la interconexión eléctrica de etapas sucesivas en cascada, formadas por un resonador serie y un resonador paralelo, tal y como muestra la figura 3.1. La frecuencia de antiresonancia serie y la frecuencia de antiresonancia paralelo deben ser diferentes, a fin de obtener una respuesta paso banda. Por simplicidad en el diseño y fabricación, todos los resonadores serie suelen ser iguales entre ellos, ocurriendo de la misma forma en el caso paralelo. El orden del filtro se corresponderá con el número de resonadores.

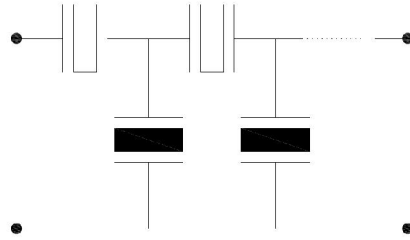


Figura 3.1. Topología Ladder

Una estructura tipo *Lattice* consiste en dos pares de resonadores conectados eléctricamente mediante una red mallada, dos en serie y dos en paralelo, tal y como se muestra en la figura 3.2. De la misma forma que para la topología en escalera, las frecuencias de antiresonancia serie y paralelo deben ser diferentes, siendo posible implementar órdenes múltiples de 4 encadenando varias etapas en cascada. La principal ventaja de esta topología frente a la estructura en escalera, es un mayor rechazo fuera de banda. Por contrapartida, la estructura en escalera proporciona mayor selectividad [13].

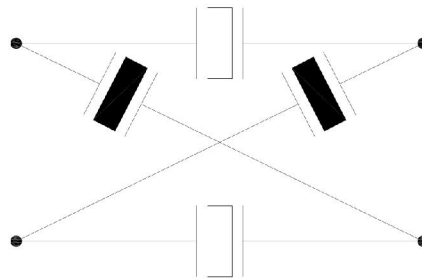


Figura 3.2. Topología Lattice

Cabe mencionar que estas topologías vistas, de conexión eléctrica entre resonadores, son implementables tanto con dispositivos BAW como con del tipo SAW [7]. Los dos casos descritos a continuación son configuraciones exclusivas de la tecnología BAW.

Una estructura apilada, es aquella compuesta por diferentes capas alternadas de piezoeléctrico y metal, estando las capas metálicas intermedias cortocircuitadas a la referencia, tal y como se puede observar en la figura 3.3. Debido a esta conexión, la señal se acopla en forma de onda mecánica al segundo resonador.

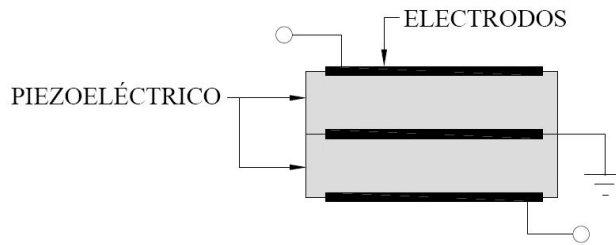


Figura 3.3. Topología apilada

El ancho de banda limitado, inherente a esta topología, puede ser aumentado reduciendo el acoplo entre resonadores, de manera que estos tengan un comportamiento independiente [6]. Esta modificación da lugar a la estructura acoplada mostrada en la figura 3.4. Tal y como se puede ver, se incluye una capa intermedia de longitud igual a un cuarto de la longitud de onda [8].

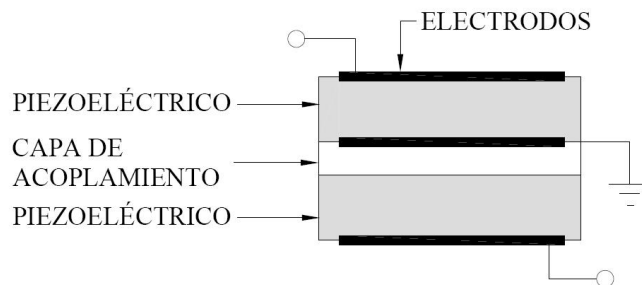


Figura 3.4. Topología acoplada

La topología en la que se va a basar el diseño de los filtros incluidos en el diplexor será del tipo escalera. A continuación se va a profundizar más en el análisis de esta.

3.2. Topología en escalera

3.2.1. Principio de funcionamiento

Como se ha mencionado anteriormente, los filtros en escalera están constituidos a base de la concatenación de etapas formadas por un resonador serie y otro paralelo. En la configuración típica, todos los resonadores serie resuenan a la misma frecuencia. De igual forma, los resonadores paralelo tienen la misma respuesta frecuencial, aunque diferente de

la respuesta serie. Recordar que, según lo visto en el capítulo 2, a la frecuencia de antiresonancia, que coincide con la resonancia mecánica, se está en situación de alta impedancia; mientras que a la frecuencia de resonancia, situada a la izquierda en el eje frecuencial, se está en situación de baja impedancia. La tabla 3.1 detalla el comportamiento del filtro en función de la respuesta de los resonadores.

	Resonancia	Impedancia FBAR	Respuesta del filtro
Serie	f_r	Baja	Máxima transmisión
	f_a	Alta	Cero de transmisión
Paralelo	f_r	Baja	Cero de transmisión
	f_a	Alta	Máxima transmisión

Tabla 3.1. Respuesta de un filtro en escalera en función del tipo de resonancia

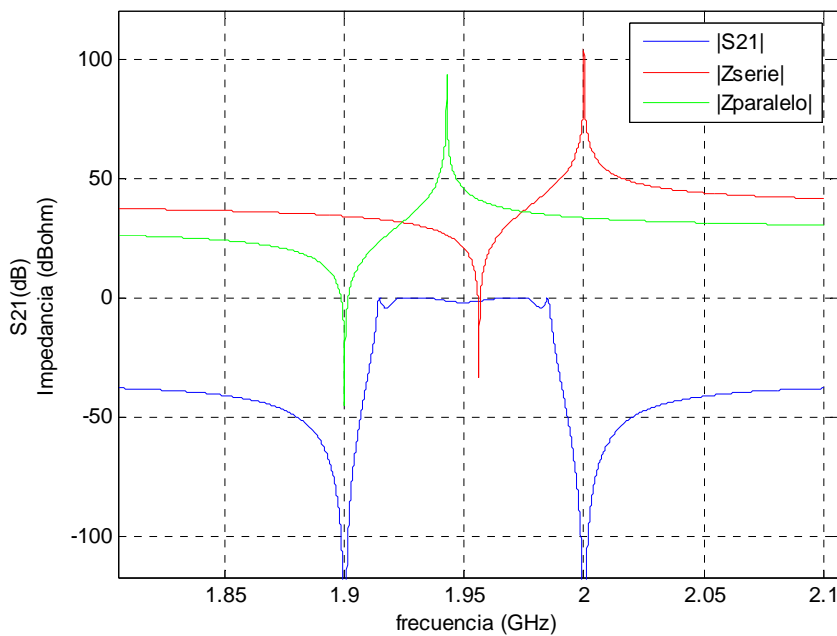


Figura 3.5. Parámetro S_{21} de la estructura en escalera y respuesta frecuencial de la impedancia de los resonadores serie y paralelo

Si se cumple que f_a paralelo es menor que f_r serie, se obtiene una respuesta paso banda, tal y como muestra la figura 3.5, donde el cero de transmisión inferior está situado a f_r paralelo, el cero superior está situado a f_a serie. Se define el ancho de banda como

$$BW_c = f_2 - f_1 \quad (3.1)$$

siendo f_l la frecuencia a la que se cumple $|Z_{serie}(f_i)|=|Z_{paralelo}(f_i)|$ en el caso inferior y f_2 en el caso superior, es decir, el ancho de banda entre cruces.

3.2.2. Diseño sistemático

El objetivo en el diseño es fijar los parámetros de los resonadores para su posterior fabricación, así como el número de etapas necesarias. Esto se traduce en determinar la capacidad entre placas paralelas C_0 y la frecuencia de antiresonancia f_a para los casos serie y paralelo, dado un coeficiente de acoplo piezoeléctrico k_t , fijado por el material utilizado. También se habrá de determinar el orden mínimo que cumple con las especificaciones.

A continuación se describe un proceso sistemático de diseño de filtros mediante resonadores BAW del tipo *Ladder*, en base a las siguientes especificaciones [4]:

- Ancho de banda entre cruces BWc
- Rechazo fuera de banda $OoBR$
- Posición de los ceros de transmisión superior f_0^u e inferior f_0^l

3.2.2.1. Procedimiento

Determinación de f_a serie y f_r paralelo

De acuerdo con la tabla 3.1, se ha comprobado que los ceros de transmisión de la respuesta del filtro deberán coincidir con las resonancias mencionadas de la siguiente forma

$$f_a \text{ serie} = f_0^u \quad (3.2)$$

$$f_r \text{ paralelo} = f_0^l \quad (3.3)$$

Determinación de f_a paralelo y f_r serie

La distancia entre resonancia y antiresonancia de un resonador BAW es una función del coeficiente de acoplo piezoeléctrico. Por tanto, conociendo k_t es inmediato fijar dichas frecuencias a partir de la siguiente expresión

$$k_t^2 = \left(\frac{\pi^2}{4} \right) \left(\frac{f_r}{f_a} \right) \left(\frac{f_a - f_r}{f_a} \right) \quad (3.4)$$

Se debe tener en cuenta la condición mencionada anteriormente para la obtención de una respuesta paso banda, $f_a \text{ paralelo} < f_r \text{ serie}$. Teniendo en cuenta el procedimiento descrito, esto se traduce en la siguiente restricción referente a la posición de los ceros de transmisión del filtro

$$f_0^u \geq \left(\frac{\pi}{2k_t} \right)^2 \left(\frac{\pi - \sqrt{\pi^2 - 16k_t^2}}{\pi + \sqrt{\pi^2 - 16k_t^2}} \right) f_0^l \quad (3.5)$$

Determinación de ψ

Se define el parámetro ψ como la relación entre capacidades $C_{0\text{serie}}/C_{0\text{paralelo}}$. Aplicando la definición del ancho de banda entre cruces (3.1), y teniendo en cuenta que la posición de las 4 resonancias ya es conocida; a partir de una aproximación de (2.1) [4] se obtiene

$$\psi = \frac{-f_i^4 + f_i^2 f_a^2 \text{ paralelo} + f_i^2 f_r^2 \text{ serie} - f_r^2 \text{ serie} f_a^2 \text{ paralelo}}{f_i^4 - f_i^2 f_a^2 \text{ serie} - f_i^2 f_r^2 \text{ paralelo} + f_a^2 \text{ serie} f_r^2 \text{ paralelo}} \quad (3.6)$$

donde $f_i = f_c - (BW_c/2)$, siendo $f_c = \sqrt{f_0^u \cdot f_0^l}$. El valor del ancho de banda entre cruces especificado determina, por tanto, una relación entre capacidades. Se deberá tener en cuenta que valores de ψ negativos no son físicamente posibles. Esto aplica la siguiente restricción a BW_c

$$f_c - f_a \text{ paralelo} < \frac{BW_c}{2} < f_c - f_r \text{ paralelo} \quad (3.7)$$

Determinación de θ

Se define el parámetro θ como el producto entre capacidades $C_{0\text{serie}} \cdot C_{0\text{paralelo}}$. Éste está relacionado con la condición de adaptación de impedancias en los puertos de las etapas [4] y responde a la siguiente expresión:

$$\theta = \frac{1}{(2\pi f_c R)^2} \quad (3.8)$$

Fijando el parámetro R a 50 ohms se obtiene el valor de θ .

Determinación del valor de las capacidades $C_{0\text{serie}}$ y $C_{0\text{paralelo}}$

De las expresiones que relacionan las capacidades entre electrodos (3.6) y (3.8), se obtiene su valor de forma inmediata.

Determinación del orden del filtro N

Fijados en el proceso descrito todos los parámetros de diseño de los resonadores, el grado de libertad restante determinará el rechazo fuera de banda. El comportamiento fuera de banda es una función de las capacidades entre electrodos C_0 serie y C_0 paralelo. La figura 3.6 muestra la dependencia de $OoBR$ en función de ψ y de N .

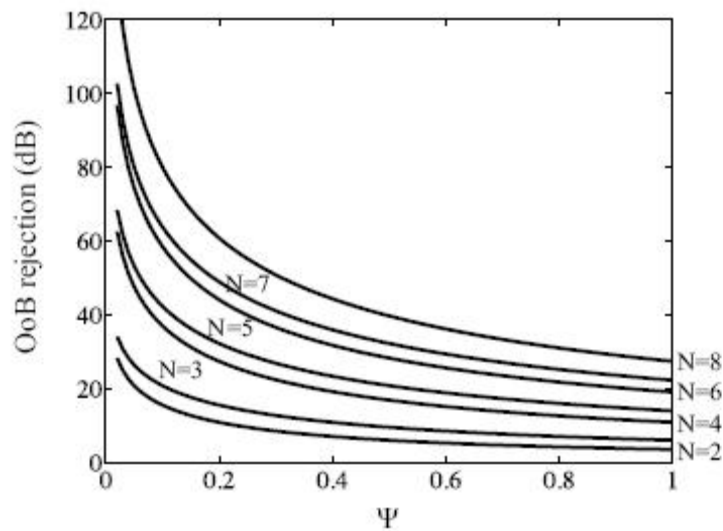


Figura 3.6. Rechazo fuera de banda en función de ψ y del orden del filtro [4]

Habiendo determinado el valor de ψ , el orden del filtro será el número de resonadores que cumplan la especificación del parámetro $OoBR$ [4].

El diseño de los filtros utilizados para implementar el diplexor, se realizará siguiendo el proceso sistemático descrito.

3.2.3. Ejemplo de diseño

A modo de ejemplificar la teoría vista y el método sistemático descrito, se diseñarán dos filtros. Éstos serán utilizados posteriormente en el análisis y implementación de las tres alternativas de diseño propuestas de un diplexor.

El diseño se basará en la distribución frecuencial de los canales de *uplink* y *downlink* del sistema de telefonía móvil de tercera generación PCS. La tabla 3.2 muestra el espectro asignado.

Canal	Banda
Transmisión	1850-1910 MHz
Recepción	1930-1990 MHz

Tabla 3.2. Espectro asignado al sistema PCS

Con el objetivo de ajustar el máximo posible la banda de paso al rango frecuencial mencionado, situando los ceros lo más cerca posible de la banda adyacente para favorecer el rechazo y al mismo tiempo minimizando el orden del filtro; se determinan las siguientes especificaciones, mostradas en la tabla 3.3. Mencionar que se ha escogido un valor de ancho de banda entre cruces tal para obtener un ancho de banda a -3dB que se ajuste a las especificaciones. La separación entre ceros está calculada de manera relativa a la frecuencia central de cada banda.

Banda	f_0^l (GHz)	f_0^u (GHz)	BWc (MHz)	OoB (dB)
Transmisión	1.833	1.927	52	30
Recepción	1.911	2.009	52	30

Tabla 3.3. Especificaciones para el diseño de los filtros de transmisión y recepción

Siguiendo el proceso de diseño descrito en el apartado anterior, se han obtenido los parámetros de fabricación mostrados en la tabla 3.4. El coeficiente de acoplo piezoeléctrico k_t utilizado es de 0.23, correspondiente al óxido de zinc.

		f_a (GHz)	f_r (GHz)	C_0 (pF)	N
Transmisión	Serie	1.927	1.8847	1.1122	6
	Paralelo	1.874	1.833	2.579	
Recepción	Serie	2.009	1.965	1.003	6
	Paralelo	1.9538	1.911	2.6311	

Tabla 3.4. Parámetros del modelo físico obtenidos

A partir de los valores de la tabla 3.4 y la expresión (2.1) se han obtenido los parámetros S21 y S11 de los filtros de transmisión y recepción se muestran en la figura 3.7.

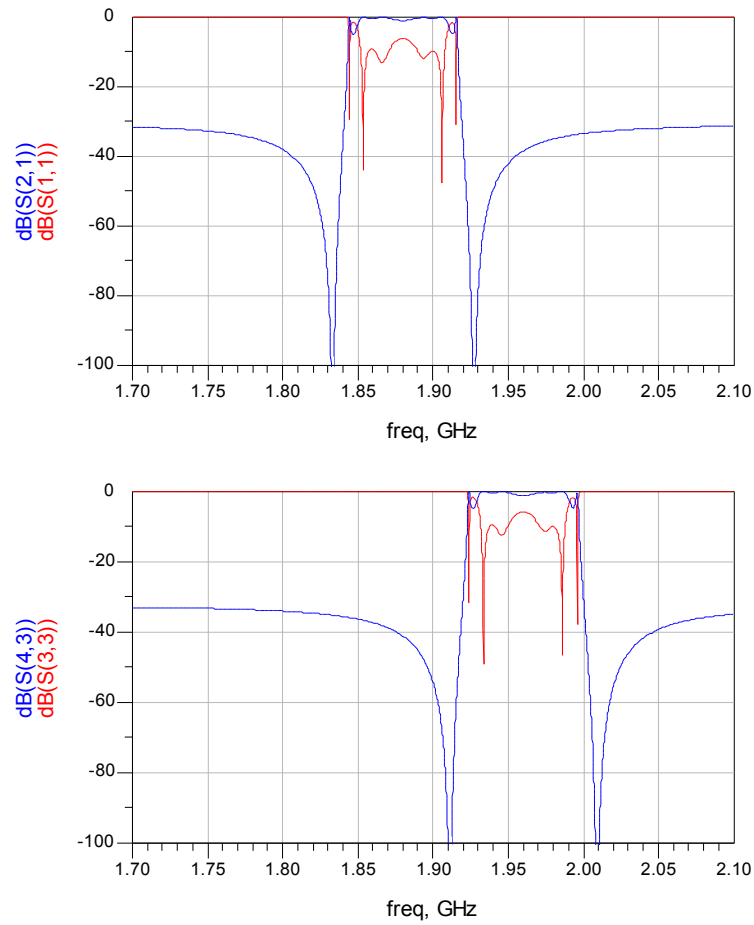


Figura 3.7. Simulación de los parámetros S21 y S11

Se obtienen los elementos del modelo circuital equivalente de Butterworth-Van Dyke modificado, a partir de los valores de la tabla 3.4 y las expresiones (2.3) y (2.4), considerando una situación sin pérdidas. Éstos se muestran en la tabla 3.5.

		C_m (fF)	L_m (nH)	C_0 (pF)	N
Transmisión	Serie	50.484	141.25	1.1122	6
	Paralelo	116.66	64.622	2.579	
Recepción	Serie	45.421	144.43	1.003	6
	Paralelo	119.18	58.201	2.6311	

Tabla 3.5. Elementos del modelo de Butterworth-Van Dyke obtenidos

La simulación de los parámetros S21 y S11 a partir del modelo de Butterworth-Van Dyke modificado y los valores de la tabla 3.5, se muestran en la figura 3.8. Se observa como existen variaciones significativas en el caso del filtro diseñado en la banda inferior, respecto a la respuesta de la figura 3.7. Por este motivo, a partir de ahora se trabajará con el modelo de la impedancia obtenida a partir de la simplificación del modelo de Mason, ya que se considera que la aproximación circuital de Butterworth-Van Dyke no se ajusta lo suficiente en el caso del filtro de transmisión.

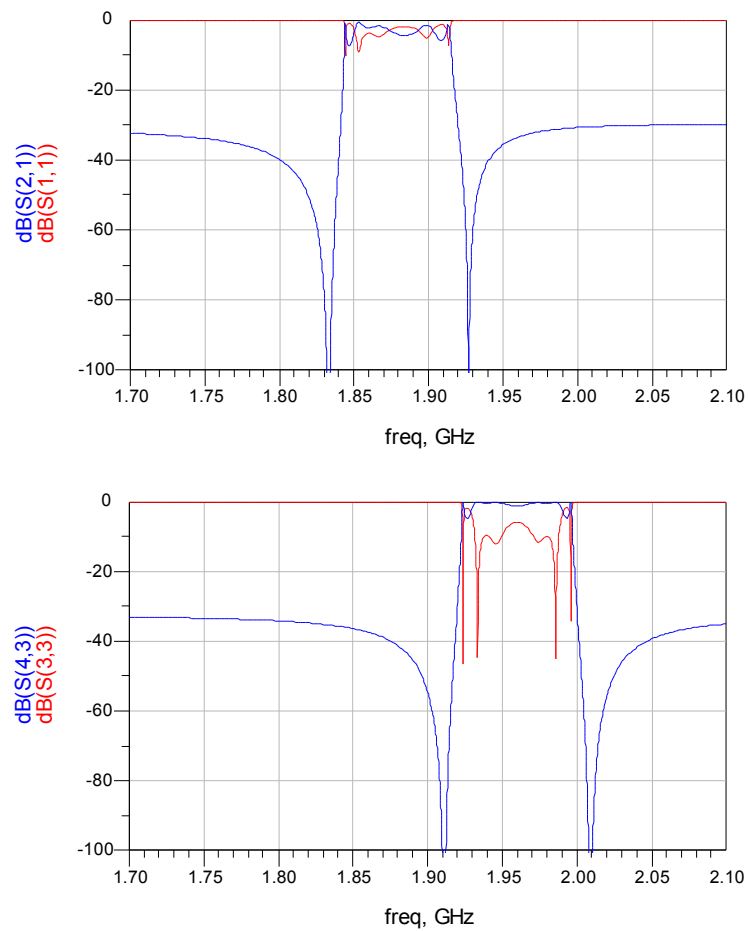


Figura 3.8. Simulación de los parámetros S21 y S11 a partir del modelo circuital

3.2.3.1. Simulación de la respuesta de los filtros considerando pérdidas

Una vez establecido el modelo que se va a utilizar de los resonadores BAW, se realizará una simulación teniendo en cuenta el efecto de las pérdidas, es decir, considerando que éstos no tienen un factor de calidad infinito. A fin de modelarlas, se realiza la siguiente transformación a la variable frecuencial de (2.1) [1]

$$w \leftarrow w \left(1 - \frac{j}{2Q} \right) \quad (3.9)$$

donde Q es el factor de calidad. Asignando ha este parámetro un valor estándar de 1000, se obtienen las respuestas mostradas en la figura 3.9.

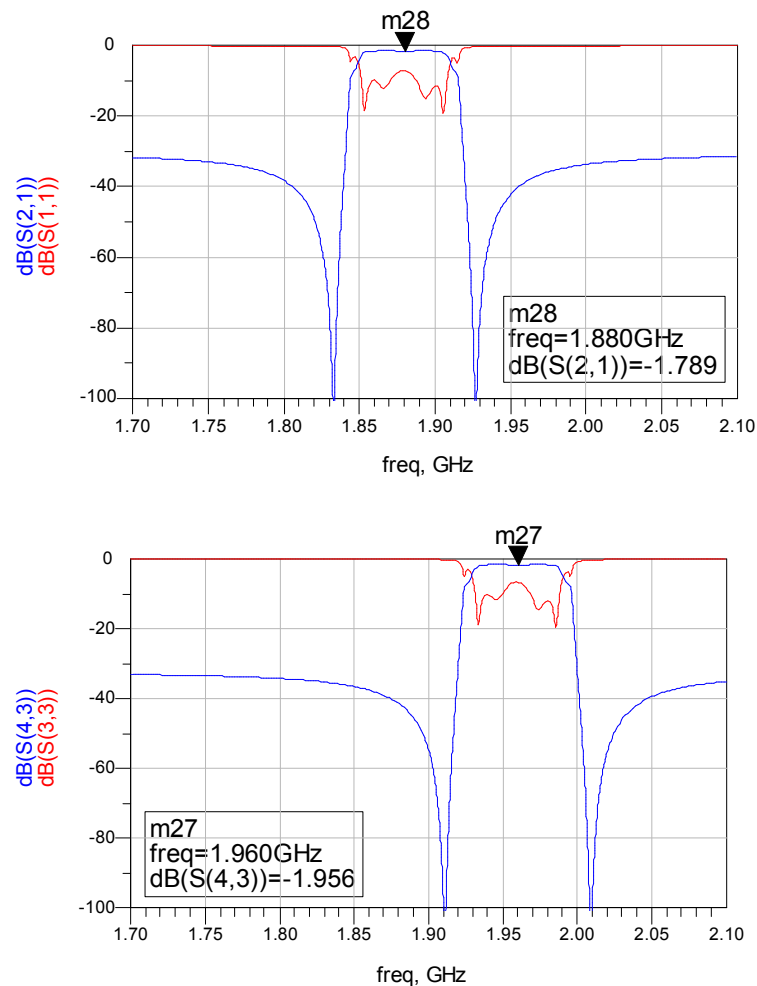


Figura 3.9. Simulación de los parámetros S21 y S11 considerando un factor de calidad de 1000

Tal y como se puede observar, las pérdidas de inserción medidas a la frecuencia central, son de 1.789 dB en el caso de transmisión y de 1.956 dB en el caso de recepción. Estos valores serán tomados como referencia para evaluar, en el posterior diseño del diplexor, las pérdidas de inserción introducidas por las tres alternativas que se van a considerar.

3. 3. Conclusiones

En este capítulo se han introducido brevemente las topologías posibles para la implementación de filtros a partir de resonadores BAW. Se ha analizado más detenidamente la estructura utilizada en el diseño de los filtros sobre los que se trabajará posteriormente, en el diseño del diplexor.

Ésta es la topología en escalera, caracterizada por tener un par de ceros de transmisión cerca de la banda de paso, hecho que implica una gran selectividad y un pobre rechazo fuera de banda. Se ha descrito el método sistemático de diseño a partir del cuál se han obtenido los parámetros de fabricación de dos filtros en las bandas *uplink* y *downlink* del sistema PCS.

Se ha establecido que se utilizará una simplificación del modelo de Mason para caracterizar los resonadores, debido a que la aproximación de Butterworth-Van Dyke no se ajusta lo suficiente en el caso del filtro de transmisión. Una vez definido este modelo, se ha realizado una simulación teniendo en cuenta pérdidas en los resonadores, a fin de establecer una referencia en cuanto a pérdidas de inserción, para la posterior evaluación de las pérdidas introducidas por las diferentes alternativas de diseño, que se analizan en los capítulos posteriores.

Capítulo 4

Diseño de un diplexor basado en la condición de alta impedancia

En este capítulo se proponen dos alternativas de diseño de un diplexor a partir de los filtros diseñados en el capítulo anterior. Estos están basados en conseguir que los filtros estén en condiciones de alta impedancia en el margen frecuencial de la banda complementaria.

En primer lugar se expondrá el problema que supone el interconexión directo de los filtros, identificando las causas. El proceso seguido para cada alternativa de diseño es el siguiente: se analizará de qué manera soluciona la propuesta de diseño el problema planteado y bajo qué condiciones, se implementará un diplexor a partir de los filtros calculados en el capítulo anterior y se evaluarán las prestaciones obtenidas.

Los objetivos en el diseño son:

- La no degradación de las respuestas de los filtros debida al efecto de carga mutua a través del elemento de unión.
- La maximización del rechazo fuera de banda en el rango de la banda adyacente.
- La minimización de las dimensiones del elemento divisor
- La minimización de las pérdidas de inserción introducidas

4.1. Planteamiento

A continuación se evaluará el contexto inicial, comprobando el efecto de carga existente entre los dos filtros. Para ello se simulará el parámetro de transmisión de las dos

estructuras en escalera unidas sin ningún tipo de elemento intermedio tal y como muestra la figura 4.1. Los resultados obtenidos se muestran en la figura 4.2.

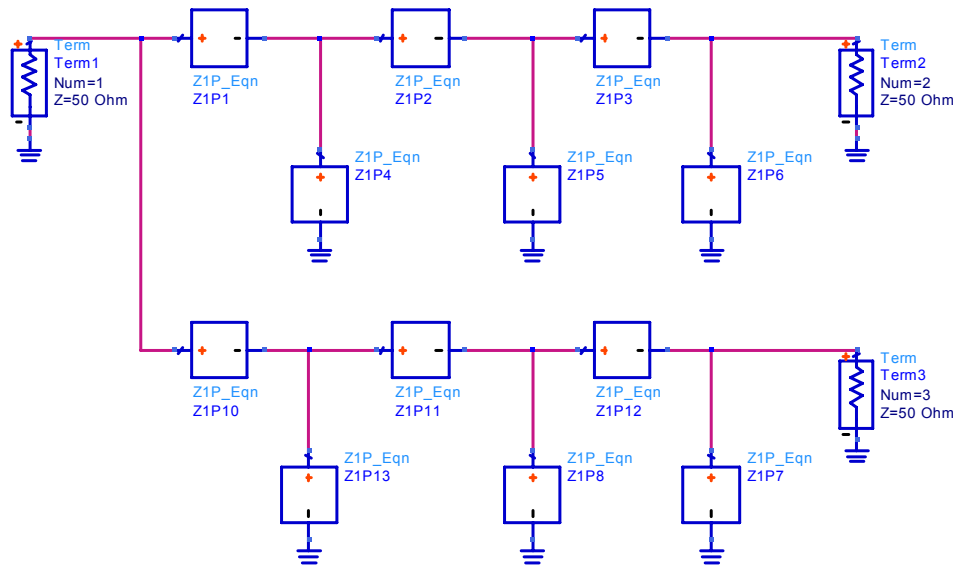


Figura 4.1. Filtros Ladder unidos sin ningún elemento intermedio

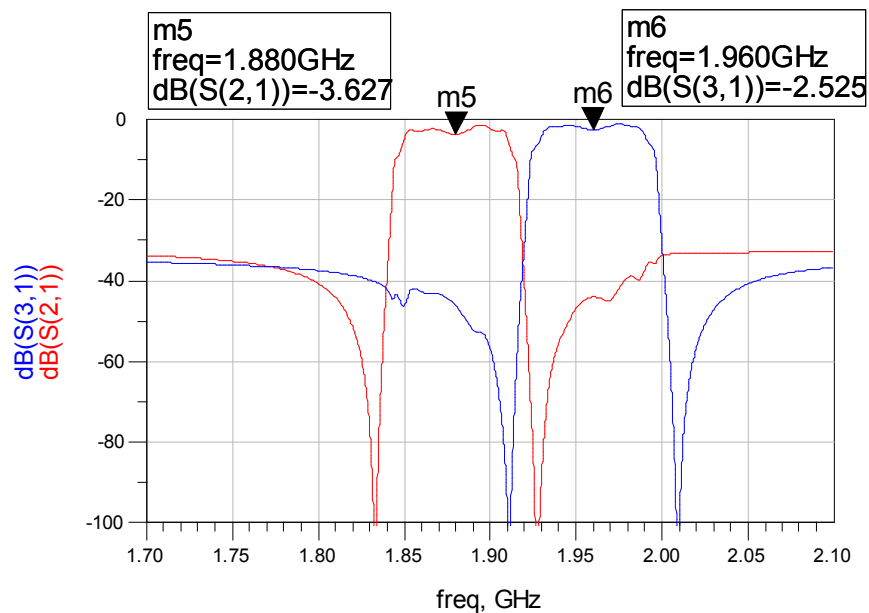


Figura 4.2. Simulación de la transmisión correspondiente al esquemático de la figura 4.1. El filtro a 1.88 GHz es el de transmisión y a 1.96 GHz, el de recepción

Comparando estos resultados con la figura 3.9, se observa que el efecto de carga se traduce en un aumento de las pérdidas de inserción de 2 dB en el caso de transmisión y de 0.5 dB en el caso de recepción

De acuerdo con lo mencionado en el capítulo 3 relativo al comportamiento de la impedancia en topologías en escalera, el cero superior del filtro de transmisión, situado de manera próxima a la banda de recepción, está provocado por la frecuencia de antiresonancia serie, estando el filtro en situación de alta impedancia. Es por este motivo que el efecto de carga es prácticamente negligible. En el caso contrario, el cero inferior del filtro de recepción, situado de manera próxima a la banda de transmisión, está provocado por la frecuencia de resonancia paralelo, estando el filtro en situación de baja impedancia. En este caso, el efecto de carga es más significativo.

Las estrategias de diseño que se presentarán a continuación, tienen como objetivo conseguir que el filtro de recepción esté en situación de alta impedancia en la banda de transmisión, a fin de minimizar este efecto de carga. Éstas consideran que el filtro de transmisión no merece ninguna modificación, puesto que ya se encuentra en esta situación.

4.2. Diseño de un diplexor basado en un desfasador de 90°

Esta alternativa de diseño se basa en utilizar el cortocircuito provocado por el cero inferior del filtro de recepción para transformarlo mediante un inversor de impedancias en un circuito abierto y de esta manera anular el efecto de carga. Se propone introducir una línea de transmisión de una longitud eléctrica de 90° entre el puerto de la antena y el puerto de entrada del filtro de recepción [9].

En primer lugar se analiza la evolución frecuencial de la impedancia de entrada del filtro de recepción, sintonizado a 1.96 GHz. Ésta de muestra en la figura 4.3. Se puede observar como el comportamiento en función del tipo de resonancia, concuerda con lo expuesto anteriormente.

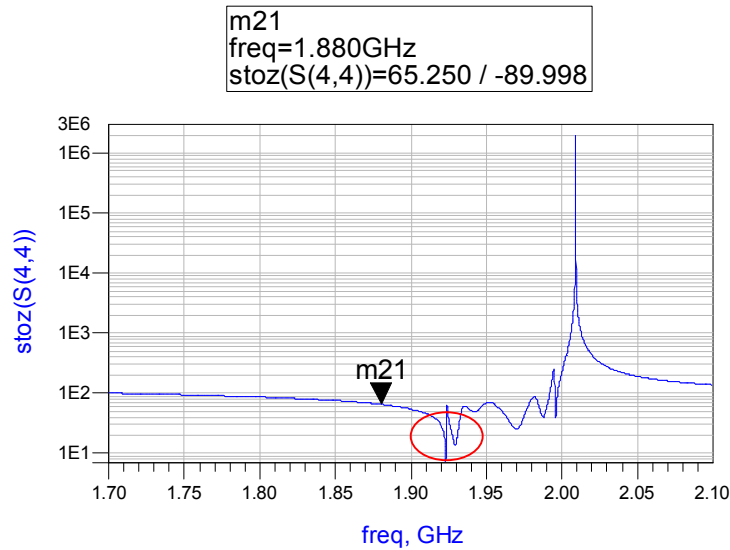


Figura 4.3. Simulación de la impedancia de entrada del filtro de recepción diseñado

A la frecuencia central de la banda de transmisión, se obtiene un valor en magnitud de la impedancia de entrada de 65,25 Ω con una fase de -90° . Esto concuerda con lo mencionado acerca del comportamiento capacitivo de los resonadores fuera del margen entre resonancias. La zona que aparece marcada se corresponde con el margen frecuencial en el que se está en una situación de baja impedancia. Se puede ver que ésta comprende un rango muy estrecho alrededor del cero inferior. En el margen situado a la izquierda de la zona señalada, la impedancia se estabiliza a un valor cercano a 50 Ω , por tanto, el inversor prácticamente no modifica el valor de la impedancia de entrada.

4.2.1. Diseño del diplexor

La tabla 4.1 muestra las características específicas del sustrato de Silicio que se va a utilizar y que determinará las dimensiones del desfasador. La figura 4.4 muestra de forma esquemática, una vista de éste, compuesto por un *strip* metálico y un plano de masa, con una lámina de dieléctrico intermedia.

Metal	Grosor <i>strip</i> (T)	0.15 μm
	Conductividad (θ)	4.11e7 s
Dieléctrico	Grosor dieléctrico (H)	550 μm
	Permitividad (ϵ_r)	11.7

Tabla 4.1. Características específicas del sustrato utilizado

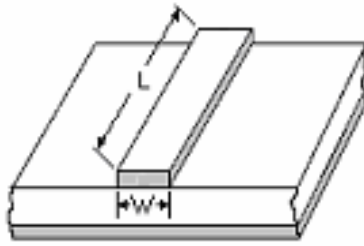


Figura 4.4. Vista esquemática del desfasador

Según lo visto, el elemento de unión del diplexor consiste en una línea de transmisión de 90° , entre el puerto de la antena y el filtro de recepción, sintonizado a 1.96 GHz y la conexión directa entre la antena y el filtro de transmisión, sintonizado a 1.88 GHz. Considerando que la línea que implementa el desfasador tiene una impedancia característica de 50Ω , el esquemático del diseño obtenido se muestra en la figura 4.5.

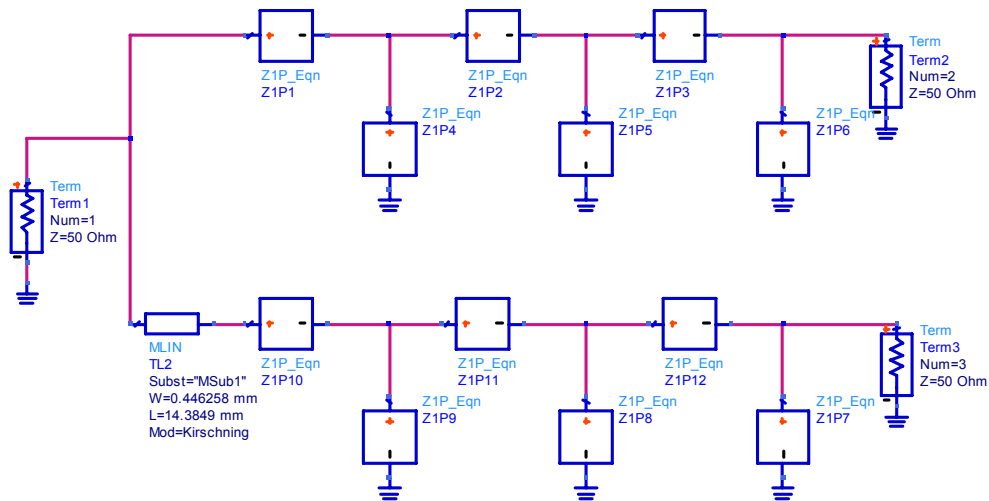


Figura 4.5. Esquemático del diplexor diseñado a partir del desfasador de 90°

Las dimensiones del inversor de impedancias obtenidas son 14.3849 mm de longitud y 0.446258 mm de ancho. La respuesta del diplexor diseñado se muestra en la figura 4.6.

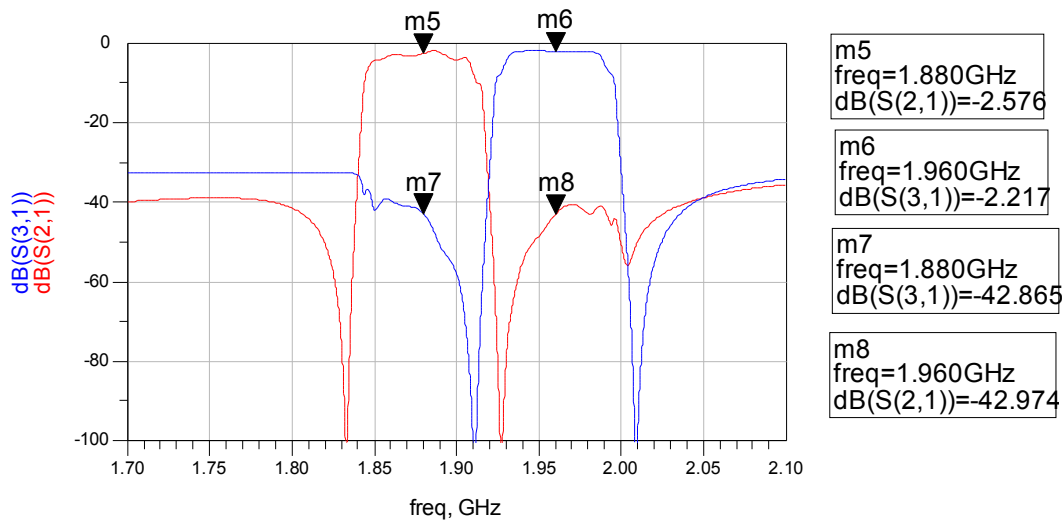


Figura 4.6. Respuesta del diplexor diseñado

4.2.2. Evaluación de prestaciones obtenidas

Según los objetivos planteados previos al diseño, se evaluará la calidad de la respuesta del diplexor en base al rechazo fuera de banda evaluado a la frecuencia central de la banda complementaria, las pérdidas de inserción de los filtros y las dimensiones de la estructura de unión. Tal y como refleja la figura 4.6, la banda de paso atenúa la señal entre 2 dB y 2,5 dB, y el rechazo fuera de banda es del orden de 43 dB. En lo relativo al objetivo de la miniaturización, el desfasador tiene una longitud de 14,3849 mm. Aunque estas dimensiones son de un orden mayor que las de los resonadores, existe la posibilidad de disponer la línea de transmisión de forma no rectilínea y reducir el área.

La estrategia de diseño pasa por situar los ceros de transmisión de los filtros lo más lejos posible de la banda de paso, a fin de solapar la zona de baja impedancia y la banda de paso del filtro de transmisión. El margen para realizar esta translación es muy reducido, debido a que también se alejan las resonancias que conforman la banda de paso y esta se degrada. En el caso de los filtros diseñados, se ha observado que un desplazamiento excesivo de los ceros hacia los extremos provoca la aparición de un valle en la banda de trabajo.

Esta característica implica que la viabilidad de esta alternativa de diseño dependa de lo ancha que sea la banda de guarda entre los canales de *uplink* y *downlink*. A

continuación se presenta una segunda alternativa de diseño que pretende conseguir las mismas condiciones de alta impedancia, pero eliminando la dependencia con la disposición frecuencial de los canales.

4.3. Diseño de un diplexor basado en la introducción de ceros de transmisión

Esta alternativa de diseño propone aumentar la impedancia del filtro de recepción con la influencia de un nuevo cero de transmisión, introducido cerca de la banda de paso [10][11]. Añadiendo una inductancia en paralelo con el resonador serie de la primera etapa se consigue desplazar la frecuencia de resonancia de este hacia la izquierda en el eje frecuencial, manteniendo la posición de la frecuencia de antiresonancia. De esta forma se ensancha la separación entre f_a y f_r , antes fijada por el coeficiente de acoplo piezoeléctrico k_r . Esto introduce un cero según [12]:

$$L_{tun} = \frac{f_r^2 - f_d^2}{4\pi^2 C_0 f_d^2 (f_a^2 - f_d^2)} \quad (4.1)$$

donde L_{tun} es el valor de la inductancia añadida y C_0 es el valor de la capacidad entre electrodos, f_r es la frecuencia de resonancia, f_a es la frecuencia de antiresonancia y f_d es la frecuencia donde estará situado el nuevo cero. Se ha de remarcar que existe un rango de valores de L_{tun} prohibidos correspondientes a los que sitúan el cero dentro de la banda de paso del filtro que se está modificando.

4.3.1. Diseño del diplexor

El valor de la inductancia será escogido para que exista equilibrio entre las ramas de transmisión y recepción. Para ello se estudia el comportamiento frecuencial de la impedancia del filtro de transmisión, mostrado en la figura 4.7. Se puede comprobar como el cero más cercano a la banda de recepción está generado por una situación de alta impedancia, mientras que el cero generado por una situación de baja impedancia no afecta al otro filtro, dada la disposición de las bandas.

El valor a la frecuencia central del filtro de recepción es de 200Ω , con una fase de -90° de acuerdo con lo mencionado.

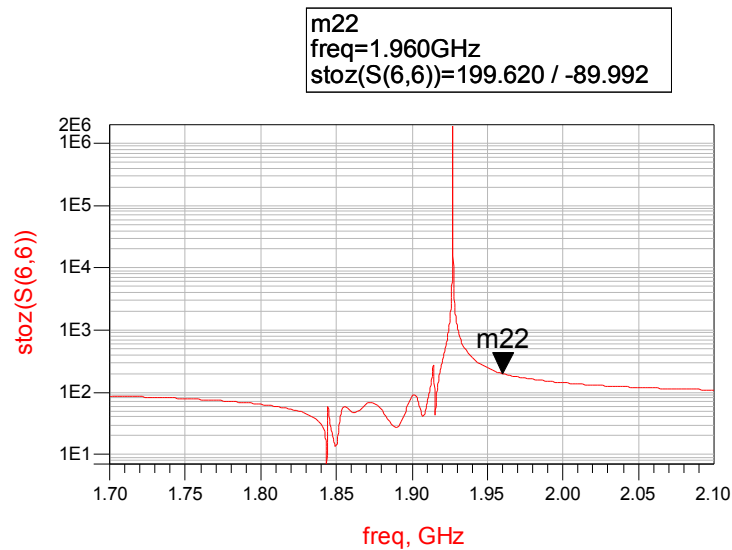


Figura 4.7. Simulación de la impedancia de entrada del filtro de transmisión diseñado

Se toma, entonces, como referencia el valor en magnitud de 200Ω de acuerdo con otros trabajos previos [11] y obtenido también en la figura 4.7. Se pretende que el valor de la impedancia de entrada sea el mismo en los dos casos. A continuación se realiza un estudio de la impedancia del filtro de recepción a 1.88 GHz, frecuencia central de la banda de transmisión, en función del valor de la inductancia. Los resultados obtenidos se muestran en la figura 4.8.

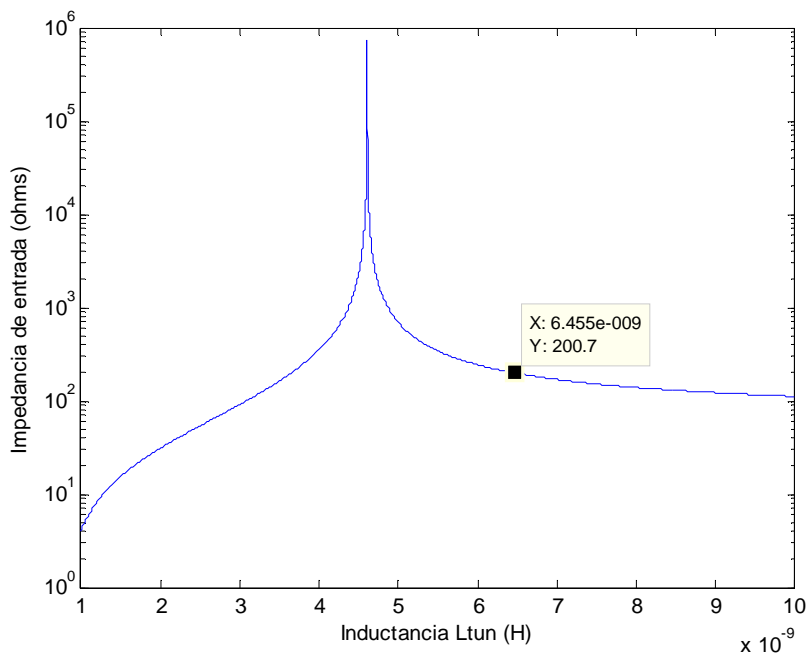


Figura 4.8. Impedancia de entrada a 1.88 GHz en función de la inductancia paralelo del primer resonador serie del filtro de recepción

Se toma el valor a la derecha del máximo, debido a que la inductancia que implica una impedancia de 200Ω situada en la figura a la izquierda del máximo, incluye el nuevo cero de transmisión dentro de la banda de paso del filtro de recepción. Se concluye, por tanto, que el valor de la inductancia en paralelo con el primer resonador necesario para obtener una impedancia de entrada de acuerdo con la referencia establecida es de 6.455 nH .

Para la caracterización de las pérdidas de la inductancia, se considerará un factor de calidad de 10 [2]. El esquemático del diseño se muestra en la figura 4.9.

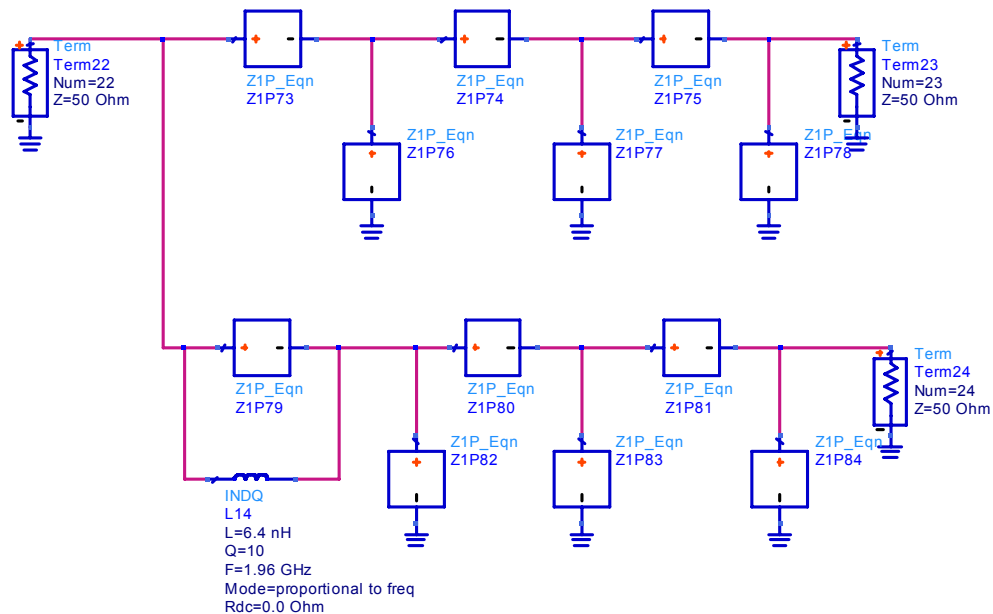


Figura 4.9. Esquemático del diplexor basado en la introducción de ceros de transmisión

La respuesta obtenida se muestra en la figura 4.10. Comentar que no se aprecia el cero introducido debido a las pérdidas. Éste está situado a 1.77 GHz .

4.3.2. Evaluación de las prestaciones

Tal y como se observa, las pérdidas de inserción son del orden de 2.5 dB . El rechazo fuera de banda a la frecuencia central de la banda de transmisión, del filtro modificado con la inductancia es 10 dB mayor que en el otro caso: 43.8 dB en transmisión y 54.5 dB en recepción.

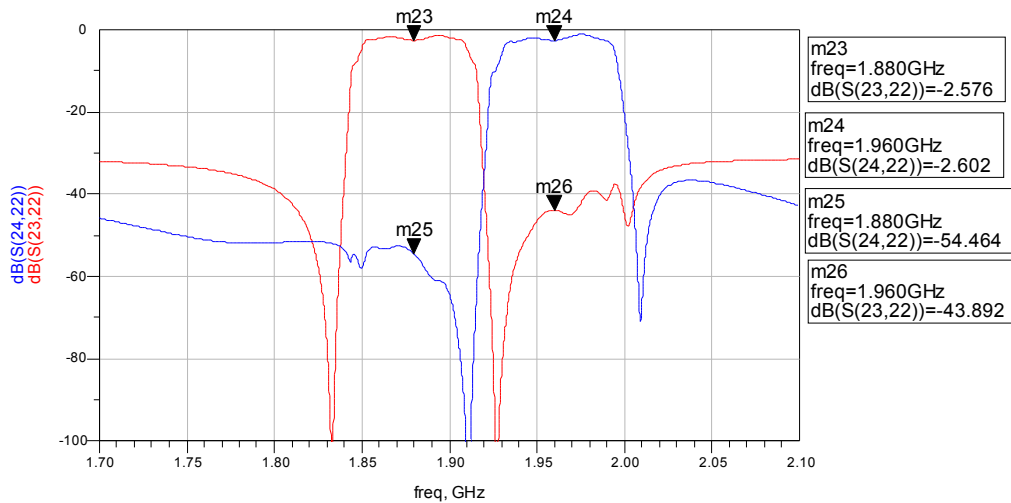


Figura 4.10. Respuesta del diplexor diseñado

La diferencia entre las prestaciones de rechazo fuera de banda es debida al cero de transmisión introducido. Tal y como se ha visto en las múltiples simulaciones de la impedancia de entrada de los filtros, fuera de banda, esta sigue un patrón marcado por el comportamiento capacitivo de los resonadores. Al introducir la inductancia, se ha variado esta característica obteniendo mejores prestaciones.

Las dimensiones del diseño son una función del grado de miniaturización que se consiga en la fabricación de la bobina.

4.4. Conclusiones

En este capítulo se han determinado cuales son los objetivos planteados de forma previa al diseño. Se ha evaluado la magnitud del problema debido al efecto de carga mutua y se ha atribuido a la situación de baja impedancia generada por el cero inferior del filtro de recepción. En base a esto se han presentado dos alternativas de diseño basadas en conseguir una situación de alta impedancia.

Se ha presentado la base teórica de la alternativa de diseño a partir de un desfaseador de 90°, que propone el uso de una línea de transmisión a modo de inversor de impedancias para minimizar ese efecto, ejemplificándola con un diseño. Se han evaluado las prestaciones obtenidas y las limitaciones de esta alternativa en cuanto a la viabilidad sujeta a la disposición frecuencial de los canales.

Seguidamente, se ha presentado una alternativa que pretende dar solución a esta dependencia del primer diseño. Se ha demostrado que añadiendo una inductancia en paralelo con el resonador serie de la primera etapa, se puede provocar un aumento de la impedancia de entrada debida a la influencia de un nuevo cero de transmisión.

Se han evaluado las prestaciones del diseño para los filtros obtenidos y se ha apreciado un desequilibrio significativo en cuanto a rechazo fuera de banda, y unas pérdidas de inserción muy similares al caso anterior.

La tabla 4.2 muestra una comparativa de las prestaciones de las respuestas obtenidas en los dos casos.

	Filtro	Rechazo a f_c banda complementaria (dB)	Pérdidas inserción (dB)
Desfasador 90°	Transmisión	42.974	2.576
	Recepción	42.865	2.217
Introducción cero	Transmisión	43.892	2.576
	Recepción	54.464	2.602

Tabla 4.2. Comparativa de las prestaciones de las respuestas obtenidas mediante las dos alternativas propuestas en este capítulo

Las dos alternativas de diseño presentadas hasta el momento están basadas en conseguir alta impedancia, pero no contemplan la fase en el estudio de la minimización del efecto de carga. En el capítulo siguiente se analiza cuál ha de ser la fase óptima para minimizar este efecto.

Capítulo 5

Diseño de un diplexor basado en la condición de aislamiento perfecto

En capítulos anteriores se han presentado dos alternativas de diseño para un diplexor con tecnología BAW basadas en conseguir condiciones de alta impedancia a la entrada de los filtros, en el margen frecuencial de la banda adyacente. Este capítulo propone un diseño con el cuál se pretende conseguir transmisión máxima en los puertos de entrada de los filtros a las respectivas frecuencias centrales.

Esta situación se dará en unas condiciones de fase de la impedancia de entrada concretas. Se plantea el uso de desfasadores implementados mediante líneas de transmisión, dispuestos entre los puertos de salida del divisor y los puertos de entrada de los filtros. La longitud de las líneas será la adecuada para corregir la fase obtenida en el diseño de los filtros y trasladarla al punto óptimo de trabajo. Primero se analizará bajo qué condiciones se consigue la situación de máxima transmisión. Seguidamente se evaluará la situación de la que se parte con los filtros diseñados en el capítulo 3 y se considerará la estructura necesaria para conseguir el objetivo, es decir, la adaptación en el puerto de entrada de los filtros.

5.1. Principio teórico

La figura 5.1 muestra el diagrama de bloques que se utilizará en el análisis, donde F_R es el filtro de recepción, F_T es el filtro de transmisión, l_r es la longitud de la línea de transmisión situada entre el divisor y el puerto de entrada de F_R , l_t es la longitud de la línea situada entre el divisor y el puerto de entrada de F_T , el puerto 3 corresponde a la antena, el puerto 1 corresponde a la cadena transmisora y el puerto 2 corresponde a la cadena receptora.

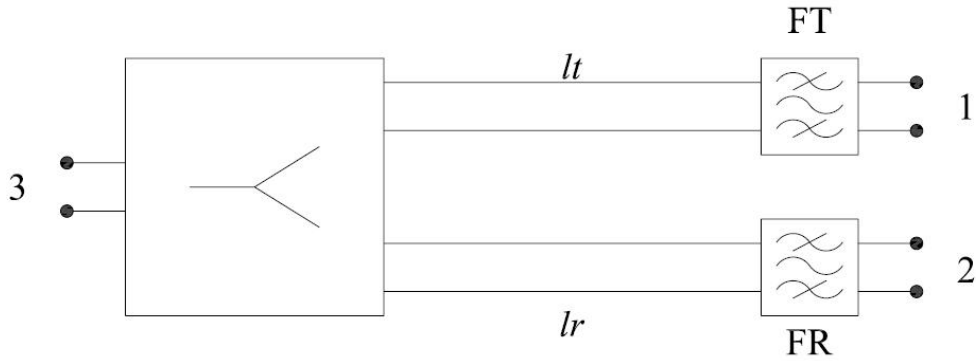


Figura 5.1. Esquema del planteamiento inicial del diseño

En el modo de trabajo de transmisión se quiere obtener adaptación en el puerto de entrada del filtro de transmisión y un circuito abierto en el plano del divisor correspondiente a la rama receptora. De forma simétrica, en el modo de recepción se quiere obtener adaptación en el puerto de entrada del filtro de recepción y un circuito abierto en el plano del divisor correspondiente a la rama transmisora.

Considerando el modo de recepción, se tratará F_T como una carga de valor la impedancia de entrada del filtro de transmisión a la frecuencia central de la banda de recepción. El proceso de resolución será idéntico en los dos casos, por tanto, se analizará este modo y se hará extensiva la solución al caso complementario. La figura 5.2 muestra la particularización del planteamiento para conseguir adaptación en la banda de recepción.

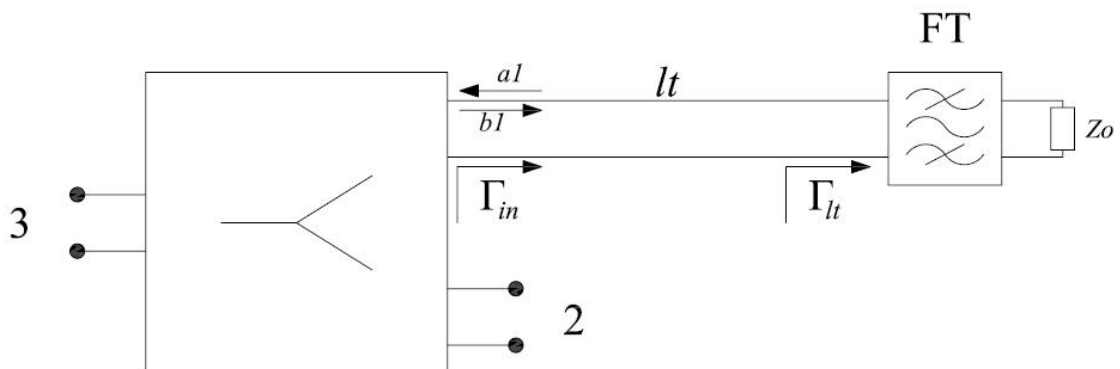


Figura 5.2. Particularización del planteamiento inicial del diseño para conseguir adaptación en el filtro de recepción

Tal y como se puede observar, se adapta el puerto 1 y se define Γ_{lt} como el coeficiente de reflexión en el plano del puerto de entrada de F_T y Γ_{in} como el desplazamiento al plano de la entrada del puerto del divisor de Γ_{lt} . Este desplazamiento, sin considerar pérdidas, responde a la expresión [1]:

$$\Gamma_{in} = \Gamma_{lt} e^{-2j\beta l_t} \quad (5.1)$$

donde β es la constante de propagación y l_t es la longitud de la línea de transmisión. Se define la expresión general del divisor como una red de tres puertos descrita mediante la matriz de parámetros S como:

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ b_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ a_3 \end{bmatrix} \quad (5.2)$$

En el modelo de la figura 5.2, Γ_{in} equivale a a_1/b_1 . Teniendo en cuenta esta equivalencia, se aísla a_1 de (5.2) obteniendo:

$$a_1 = \frac{S_{12} \cdot a_2 + S_{13} \cdot a_3}{\frac{1}{\Gamma_{in}} - S_{11}} \quad (5.3)$$

Se utilizará (5.3) para convertir el planteamiento inicial sobre una estructura de tres puertos en un problema de 2 puertos, substituyéndola en (5.2). Se obtienen:

$$b_2 = \frac{1}{\frac{1}{\Gamma_{in}} - S_{11}} \cdot S_{21} S_{12} a_2 + \frac{1}{\frac{1}{\Gamma_{in}} - S_{11}} \cdot S_{21} S_{13} a_3 + S_{22} a_2 + S_{23} a_3 \quad (5.4)$$

$$b_3 = \frac{1}{\frac{1}{\Gamma_{in}} - S_{11}} \cdot S_{31} S_{12} a_2 + \frac{1}{\frac{1}{\Gamma_{in}} - S_{11}} \cdot S_{31} S_{13} a_3 + S_{32} a_2 + S_{33} a_3 \quad (5.5)$$

Agrupando términos y expresando (5.4) y (5.5) en forma matricial se llega a:

$$\begin{bmatrix} b_2 \\ b_3 \end{bmatrix} = \left[\frac{1}{\frac{1}{\Gamma_{in}} - S_{11}} \cdot \begin{bmatrix} S_{21} S_{12} & S_{21} S_{13} \\ S_{31} S_{12} & S_{31} S_{13} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} S_{22} & S_{23} \\ S_{32} & S_{33} \end{bmatrix} \right] \cdot \begin{bmatrix} a_2 \\ a_3 \end{bmatrix} \quad (5.6)$$

Realizando un cambio de notación se obtiene la matriz de parámetros S' de la simplificación de 2 puertos:

$$\begin{bmatrix} b_2 \\ b_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S'_{22} & S'_{23} \\ S'_{32} & S'_{33} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} a_2 \\ a_3 \end{bmatrix} \quad (5.7)$$

Considerando el esquema más sencillo de un divisor, una unión en T, se puede afirmar que si el componente es pasivo y no contiene materiales anisotrópicos, la red será recíproca y su matriz de parámetros S cumplirá $S_{ij}=S_{ji}$ [1]. Por tanto, se puede describir (5.6) como:

$$\begin{bmatrix} S'_{22} & S'_{23} \\ S'_{32} & S'_{33} \end{bmatrix} = \left[\frac{1}{\Gamma_{in} - S_{11}} \cdot \begin{bmatrix} S_{21}^2 & S_{21}S_{31} \\ S_{31}S_{21} & S_{31}^2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} S_{22} & S_{23} \\ S_{32} & S_{33} \end{bmatrix} \right] \quad (5.8)$$

Aplicando a (5.8) la condición de aislamiento perfecto, equivalente a decir que $S'_{22} = 0$, se puede obtener una expresión para longitud:

$$e^{-j2\beta l_t} = \frac{1}{\Gamma_{lt}} \cdot \frac{S_{22}}{S_{11}S_{22} - S_{21}^2} \quad (5.9)$$

El desarrollo seguido para obtener a la expresión (5.9) se muestra en el anexo A. Para determinar l_t se considerará:

$$\left| \frac{1}{\Gamma_{lt}} \cdot \frac{S_{22}}{S_{11}S_{22} - S_{21}^2} \right| \cong 1 \quad (5.10)$$

Por tanto, la longitud eléctrica responderá

$$\beta l_t = -\arg\left(\frac{1}{\Gamma_{lt}} \cdot \frac{S_{22}}{S_{11}S_{22} - S_{21}^2}\right) / 2 \quad (5.11)$$

Para el cálculo de la longitud l_r , se utiliza una expresión análoga determinada mediante el mismo método.

5.2. Diseño del diplexor

5.2.1. Caracterización del elemento divisor

Como se ha visto en el principio teórico, la longitud de las líneas es una función de los parámetros de dispersión del elemento divisor que une el puerto de la antena con los puertos de entrada de los filtros. Se recuerdan las características del substrato de Silicio utilizado en la tabla 5.1.

Metal	Grosor <i>strip</i> (<i>T</i>)	0.15 μm
	Conductividad (θ)	4.11e7 s
Dieléctrico	Grosor dieléctrico (<i>H</i>)	550 μm
	Permitividad (ϵ_r)	11.7

Tabla 5.1. Características del sustrato utilizado

Se considera una estructura en T como elemento de unión y una línea de acceso para conectar físicamente este elemento y la antena. Se ha asignado una longitud eléctrica aleatoria de 2° y una impedancia característica de 50 Ω . A partir de estos parámetros y de los valores de la tabla 5.1, se ha obtenido la estructura que se muestra en la figura 5.3.

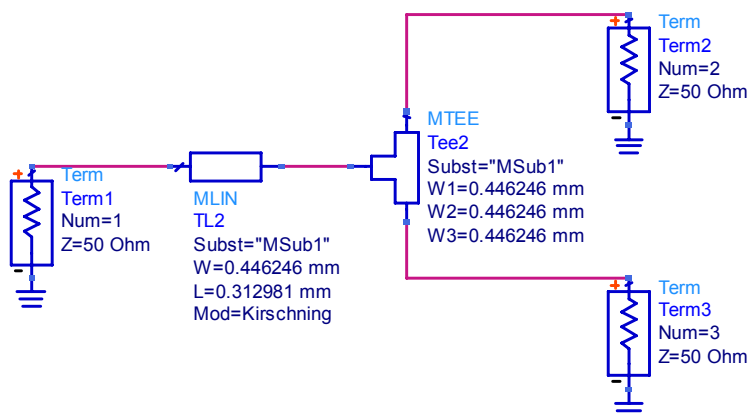


Figura 5.3. Estructura del elemento divisor

Se simulan los parámetros S de la estructura divisora a 1.88 GHz, frecuencia central del filtro de transmisión, y a 1.96 GHz, frecuencia central del filtro de recepción. Se ha observado que no existe variación significativa entre los resultados de las dos simulaciones. Éstos son:

$$S = \begin{bmatrix} 0.334^{j177.25} & 0.666^{-j2.113} & 0.666^{-j2.113} \\ 0.666^{-j2.113} & 0.333^{j179.216} & 0.667^{-j1.106} \\ 0.666^{-j2.113} & 0.667^{-j1.105} & 0.333^{j179.216} \end{bmatrix} \quad (5.12)$$

5.2.2. Estudio de la fase del parámetro S_{11} de los filtros

El coeficiente de reflexión en el plano del puerto de entrada de los filtros, definido como Γ_{lr} en el caso de recepción y Γ_{lt} en el caso de transmisión, se corresponde con el parámetro S_{11} de la matriz que caracteriza el filtro. Se analiza este parámetro a la frecuencia central de la banda complementaria. La magnitud tanto en el caso de transmisión como el de recepción, es aproximadamente 1, debido a que nos encontramos fuera de la banda de paso. En las figuras 5.4 y 5.5 se muestran las simulaciones de la fase en los dos casos.

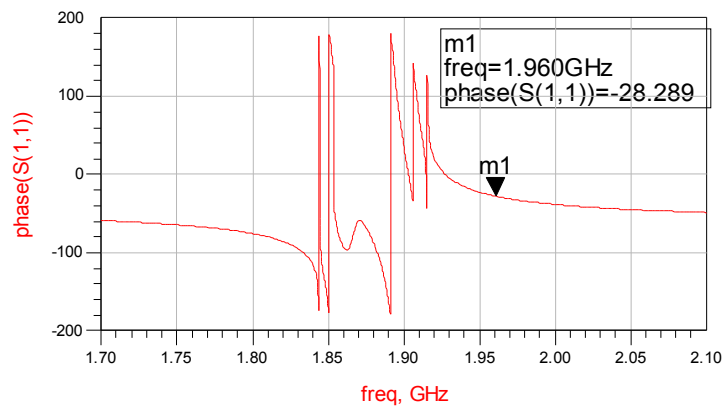


Figura 5.4. Fase del S_{11} del filtro de transmisión

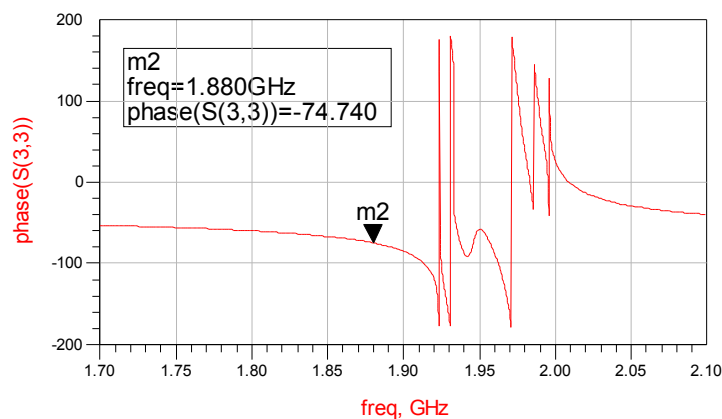


Figura 5.5. Fase del S_{11} del filtro de recepción

Se puede observar como fuera de banda la fase presenta un valor constante, situado en el cuarto cuadrante. Esto es debido al comportamiento capacitivo de los resonadores fuera de banda.

Éste empieza a decrecer a las frecuencias próximas al cero inferior. El margen entre resonancias se caracteriza por una rápida variación, a las frecuencias próximas al cero superior, el valor de la fase se estabiliza hasta llegar a su valor característico fuera de banda. En las figuras aparece marcado el valor de la fase a la frecuencia central de la banda complementaria, siendo éstos los que se utilizarán en el diseño.

5.2.3. Estructura y simulación del diplexor

A partir de los valores de las figuras 5.4 y 5.5, de los parámetros S del divisor en (5.12), y de la expresión (5.11), se calculan las longitudes eléctricas de las líneas de transmisión, obteniendo $\beta l_t = 2.8628$ rad y $\beta l_r = 2.4588$ rad. A partir de las características del sustrato mostradas en la tabla 5.1, y considerando una impedancia característica de 50 Ω se obtienen las dimensiones del esquemático de la figura 5.6.

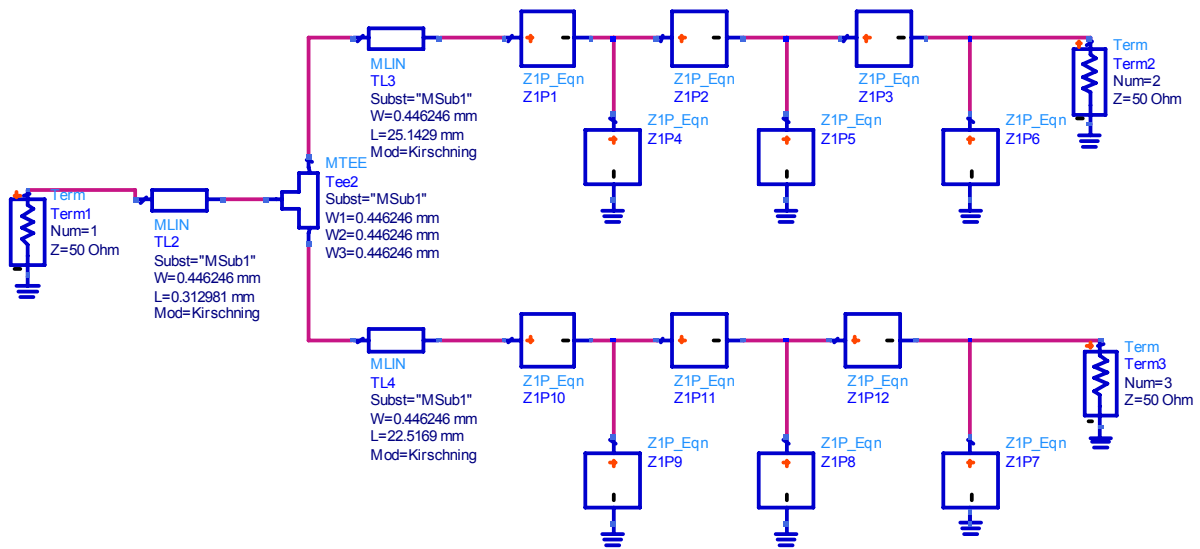


Figura 5.6. Esquemático del diseño basado en la condición de aislamiento perfecto

Tal y como se puede observar, las longitudes de las líneas son de 25.1429 mm para el caso de transmisión y de 22.5169 mm para el caso de recepción. La respuesta del diplexor diseñado se muestra en la figura 5.7.

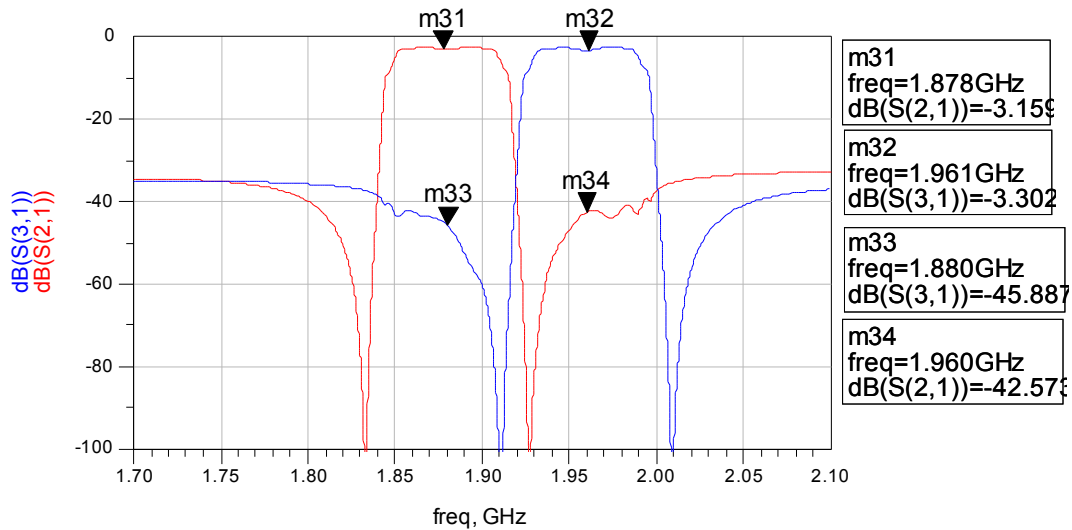


Figura 5.7. Respuesta del diplexor diseñado

5.3. Evaluación de las prestaciones obtenidas

Este diseño minimiza el efecto de carga, pero las dimensiones obtenidas de las líneas de transmisión, superiores a los diseños anteriormente presentados, introducen pérdidas adicionales, obteniendo 3.16 dB en el caso de transmisión y 3.3 dB en el caso de recepción. El rechazo en la banda adyacente es ligeramente superior a 40 dB. Teniendo en cuenta que la alternativa presente se basa en conseguir unas condiciones lo más similares posible a un modo de operación del filtro de manera aislada, y las características de la topología en escalera, los resultados obtenidos son consecuentes. A continuación se llevará a cabo un proceso de optimización del diseño obtenido a fin de minimizar el tamaño de las líneas de transmisión.

5.4. Optimización del diplexor

La expresión (5.11) se puede describir de la siguiente forma:

$$\beta l_t = -\arg\left(\frac{S_{22}}{S_{11}S_{22} - S_{21}^2}\right) / 2 + \arg(\Gamma_{it}) / 2 \quad (5.13)$$

Estando el primer elemento fijado por el comportamiento del elemento divisor, conseguir una longitud eléctrica lo menor posible es una función del parámetro S_{11} de la respuesta de los filtros. Tal y como se ha mencionado anteriormente, la fase de este adopta valores negativos situados en el cuarto cuadrante, debido al comportamiento capacitivo de los

resonadores fuera de banda. Considerando que se pretenden obtener longitudes eléctricas reducidas y positivas, de (5.13) se deduce que el argumento del coeficiente de reflexión a la entrada del filtro deberá ser positivo y reducido, pero mayor que $\arg\left(\frac{S_{22}}{S_{11}S_{22} - S_{21}^2}\right)$.

La modificación de algunos de los resonadores que conforman la topología en escalera queda descartada debido a que implica una degradación de las prestaciones de los filtros, y a que el margen frecuencial en el que se obtienen fases positivas es mucho menor que el ancho de la banda de trabajo. Por tanto, se seguirá la estrategia de añadir componentes reactivos.

5.4.1. Introducción de inductancias

A fin de aumentar el valor de la fase de S_{11} , se incluirán inductancias en paralelo con el resonador serie de la primera etapa, tal y como muestra la figura 5.8.

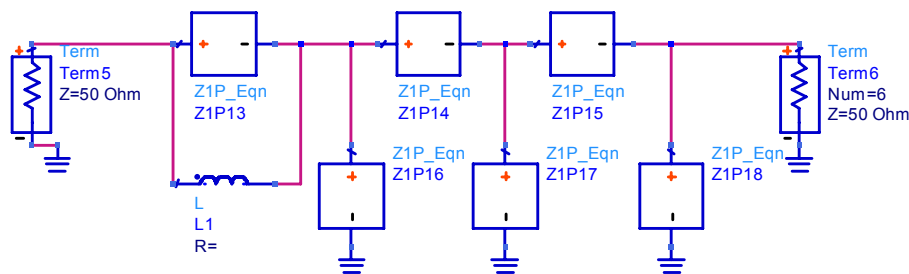


Figura 5.8. Modificación de un filtro en escalera introduciendo una inductancia paralelo con el primer resonador serie

El valor de éstas será el adecuado para conseguir los valores de fase que cumplan la condición descrita. Tomando como referencia la inductancia utilizada en la alternativa de diseño basada en la introducción de ceros de transmisión, se realiza un *tunning* para concretar qué valor permite situarse en el rango de fases que minimiza longitudes. Recordar que existe un margen de inductancias prohibido, correspondiente a aquel que introduce un cero de transmisión dentro de la banda de paso del filtro donde es introducida. La figura 5.9 muestra la fase obtenida mediante una inductancia de 10 nH para el caso del filtro de transmisión. El valor de la fase a la frecuencia central de la banda de recepción es de 11.321°. Aplicando (5.13), se obtiene una línea de longitud eléctrica de 0.0669 rad,

correspondiéndose con una reducción del 97.56 %. La figura 5.10 muestra la fase obtenida mediante una inductancia de 4.2 nH para el caso del filtro de recepción. El valor de la fase a la frecuencia central de la banda de transmisión es de 9.113°, correspondiente a una longitud eléctrica de la línea de 0.0489 rad. La reducción en este caso es del 98.01 %.

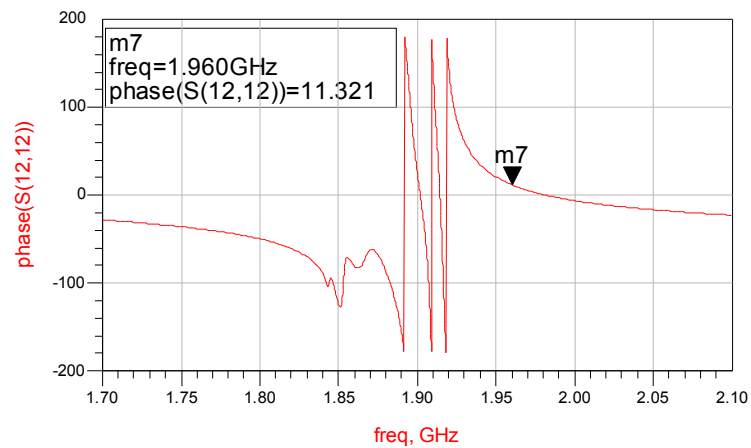


Figura 5.9. Fase del S11 del filtro de transmisión con una inductancia en paralelo con el primer resonador serie de $L=10\text{nH}$

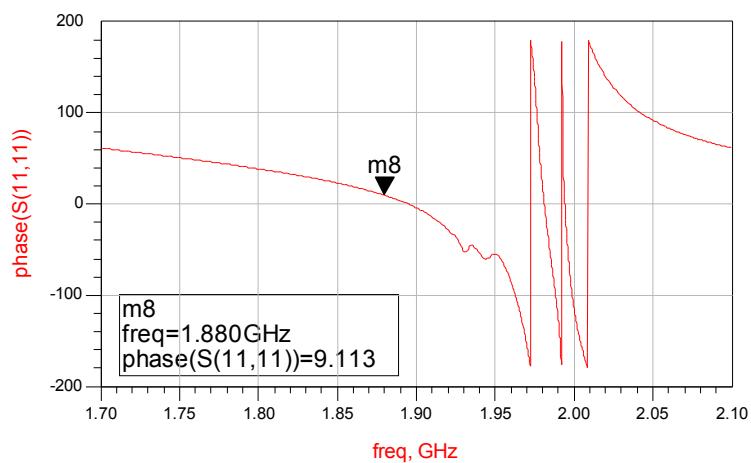


Figura 5.10. Fase del S11 del filtro de recepción con una inductancia en paralelo con el primer resonador serie de $L=4.2\text{ nH}$

Para la simulación de la respuesta se utilizará un modelo de inductancias con un factor de calidad de 10 [2]. El esquemático del diseño se muestra en la figura 5.11.

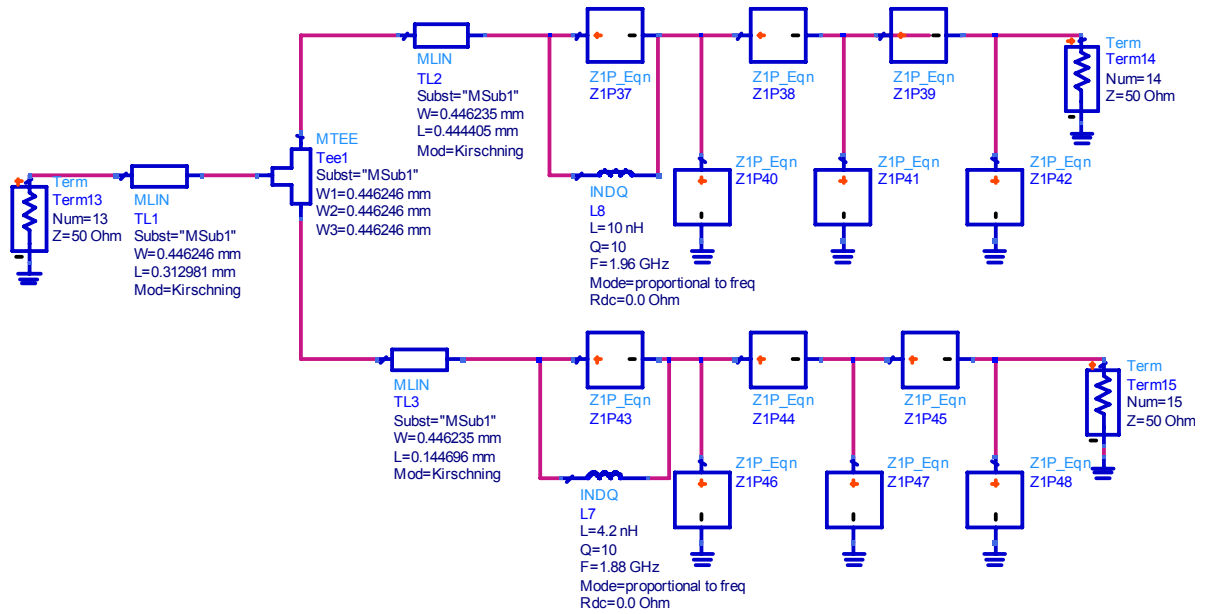


Figura 5.11. Esquemático del diseño basado en la condición de aislamiento perfecto optimizado

La figura 5.12 muestra la respuesta del diplexor optimizado.

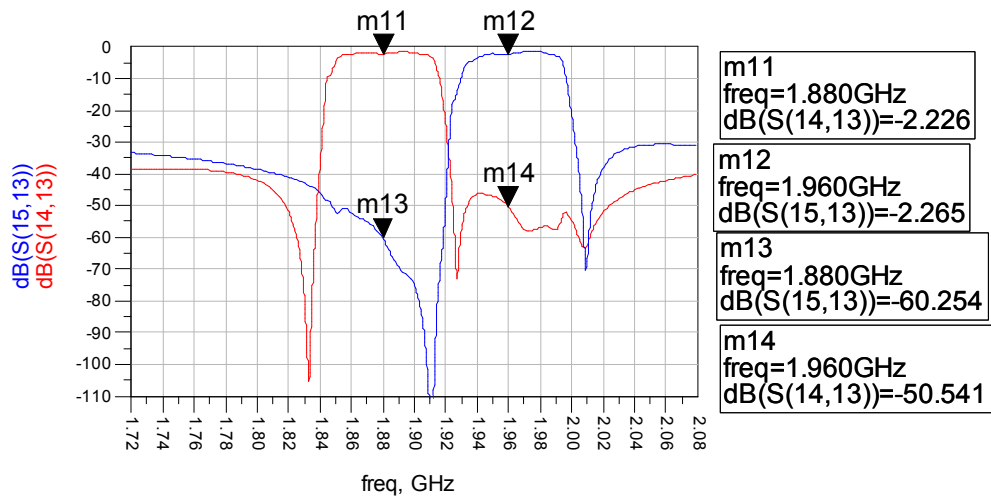


Figura 5.12. Respuesta del diseño del diplexor correspondiente al esquemático 5.11

5.4.2. Evaluación de las prestaciones obtenidas

La reducción de las líneas ha motivado una disminución de las pérdidas de inserción del orden de 1 dB. Se ha conseguido aumentar el rechazo fuera de banda

evaluado a la frecuencia central de la banda complementaria hasta 60 dB, en el caso de transmisión, y hasta 50 dB en el caso de recepción.

La introducción de las inductancias garantiza unas condiciones de fase de S_{11} de los filtros tal que permite minimizar la longitud de las líneas de 25.14 mm a 0.44 mm en el caso de transmisión y de 22.51 mm a 0.14 mm en el caso de recepción. Estas relaciones no corresponden a la escala de miniaturización real del diplexor, ya que para evaluar el grado de optimización se ha de tener en cuenta el área que ocupará la síntesis de las inductancias y los problemas tecnológicos que esto conlleve.

El aumento significativo del rechazo fuera de banda es debido a los ceros introducidos, próximos a la banda de paso

5.5. Conclusiones

En este capítulo se ha presentado el diseño de un diplexor basado en la condición de aislamiento perfecto. Se ha demostrado matemáticamente que un filtro puede tener adaptación en el plano de la interconexión con el divisor, cumpliendo, el filtro complementario, una condición de fase.

Se ha analizado el patrón de comportamiento de la fase del S_{11} de los filtros, viendo que éste se sitúa en el margen del cuarto cuadrante por el comportamiento capacitivo intrínseco de los resonadores BAW fuera de la banda de paso. Se ha propuesto el uso de desfases implementados mediante líneas de transmisión, a fin de corregir la fase obtenida y situarla en el rango de valores que cumplen la condición de máximo aislamiento.

Una vez realizado el diseño, se ha visto que la longitud de las líneas obtenida es mucho mayor que las dimensiones del elemento de unión, obtenidas a partir de las otras alternativas. Este hecho ha motivado el inicio de un proceso de optimización a fin de aumentar el grado de miniaturización.

Se ha visto que el único grado de libertad es modificar estructuralmente los filtros para situar la fase del coeficiente de reflexión en un margen de valores positivos y

reducidos, estableciendo el valor mínimo para el cuál tiene sentido aplicar las modificaciones. Se ha descartado la desintonización de algunos resonadores debido a que implica una degradación de la respuesta de los filtros y presentan un comportamiento de la fase adecuado en un ancho de banda muy inferior al ancho de banda de trabajo.

Finalmente se ha decidido incluir inductancias en paralelo con el resonador serie de la primera etapa, obteniendo un rango de valores de fase del coeficiente de reflexión a la entrada de los filtros tal, que prácticamente elimina la necesidad de los desfases. La tabla 5.2 muestra una comparativa de las prestaciones entre el diseño original y la optimización.

	Filtro	Rechazo a f_c banda complementaria (dB)	Pérdidas inserción (dB)	Dimensiones (mm)
Diseño original	Transmisión	45.887	3.159	22.51 + 25.14
	Recepción	42.537	3.302	
Optimización	Transmisión	50.541	2.226	0.44 + 0.14 + inductancias
	Recepción	60.254	2.265	

Tabla 5.2. Comparativa de las prestaciones de las respuestas obtenidas mediante las dos alternativas propuestas en este capítulo

Finalmente, se ha concluido que el grado de optimización obtenido es una función de la solución que se de al problema de implementar inductancias en el rango de las microondas, en cuanto a tamaño, fabricación y la no degradación de las prestaciones de los filtros.

Conclusiones y líneas futuras

Este proyecto plantea el diseño de un diplexor basado en resonadores BAW, para aplicaciones de telefonía móvil. El objetivo principal era realizar una comparativa entre diferentes alternativas de diseño, a fin de establecer qué opción daba mejor solución al problema de la carga mutua, y a la misma vez evaluar prestaciones en cuanto a pérdidas de inserción, rechazo y dimensiones.

En primer lugar se ha descrito el funcionamiento y propósito general de un diplexor. Se ha justificado el motivo del uso de resonadores BAW para la implementación de los filtros, debido a la tendencia de la miniaturización y a que se ajustan mejor a las prestaciones requeridas por los sistemas de comunicaciones móviles en cuanto a potencia, frecuencia de operación, integración, etc, que otro tipo de resonadores acústicos.

Seguidamente se ha analizado su funcionamiento y se ha caracterizado mediante dos modelos circuitales, una simplificación del modelo de Mason sin tener en cuenta los electrodos, y una aproximación de este a través del modelo de Butterworth-Van Dyke modificado.

Una vez realizado este estudio, se ha descrito la teoría de diseño de filtros a partir de resonadores BAW, mencionando las principales topologías en función de su modo de acoplo. Se han analizado más profundamente los filtros en escalera, exponiendo un método de diseño sistemático y ejemplificándolo con la implementación de los filtros de transmisión y recepción, que posteriormente se han usado para diseñar el diplexor. Se han obtenido los parámetros de los dos modelos descritos en el capítulo 2, y analizando las respuestas, se ha concluido que la aproximación de Butterworth-Van Dyke no se ajusta lo suficiente en el caso del filtro de transmisión. Por tanto, se ha descartado su uso para modelar la respuesta de los resonadores en los posteriores diseños del diplexor.

A continuación se han analizado dos alternativas de diseño del diplexor basadas en conseguir que los filtros estén en situación de alta impedancia en el margen frecuencial de la banda complementaria. Se ha evaluado el efecto de la carga mutua, concluyendo que el

motivo era una situación de baja impedancia provocada por el cero inferior del filtro de recepción. Se ha presentado una primera solución basada en la utilización de un desfasador de 90° a modo de inversor de impedancias. Se ha comprobado como la viabilidad de esta propuesta depende de lo ancha que sea la banda de guarda entre los dos canales.

Seguidamente se ha analizado una segunda alternativa basada en conseguir un aumento de la impedancia a partir de la influencia de un nuevo cero introducido mediante una inductancia en paralelo con el resonador serie de la primera etapa. Se ha observado que la introducción de este cero provoca un aumento del rechazo fuera de banda evaluado a la frecuencia central de la banda complementaria.

A continuación se ha analizado una alternativa de diseño basada en analizar el comportamiento de la fase y obtener en qué condiciones se trabaja con el máximo aislamiento. No estando los filtros diseñados en esta situación, se propone la inclusión de líneas de transmisión entre el divisor y los puertos de entrada de los filtros, para corregir la fase del coeficiente de reflexión en el plano del divisor y situarlos en el punto óptimo de trabajo. Se ha comprobado que por las características intrínsecas de este tipo de filtros, las longitudes de las líneas eran muy grandes, y se ha propuesto un proceso de optimización a fin de reducirlas.

Se ha visto que con la introducción de inductancias en paralelo con el primer resonador serie, se conseguía modificar el comportamiento de la fase, minimizando las longitudes en un 97-98%. Se puntualiza que éste no es el grado de optimización, ya que se debe considerar el área que ocupan las inductancias. También se ha visto que se ha producido un aumento del rechazo fuera de banda debido al efecto del cero introducido por la inductancia, visto en un diseño anterior.

A continuación se comparan las prestaciones obtenidas por los cuatro diseños en la siguiente tabla. Se incluye la respuesta de los filtros trabajando de forma aislada para tener una referencia.

	Filtro	Rechazo a f_c banda complementaria (dB)	Pérdidas inserción (dB)	Dimensiones (mm)
Filtros aislados	Transmisión	40	1.789	-----
	Recepción	40	1.956	
Desfasador 90°	Transmisión	42.974	2.576	14.38
	Recepción	42.865	2.217	
Introducción cero	Transmisión	43.892	2.576	inductancia
	Recepción	54.464	2.602	
Aislamiento perfecto	Transmisión	45.887	3.159	22.51 + 25.14
	Recepción	42.537	3.302	
Optimización	Transmisión	50.541	2.226	0.44 + 0.14 + inductancias
	Recepción	60.254	2.265	

Tal y como se puede observar, la optimización del diseño basado en la condición de aislamiento perfecto ofrece mejores prestaciones en cuanto a pérdidas de inserción y rechazo en el margen de la banda complementaria. Ésta no es la opción de menores dimensiones y éstas son una función del grado de miniaturización en la implementación de las inductancias, aunque si es mucho menor que otros diseños.

Por último, mencionar como líneas futuras de investigación, el estudio de la respuesta obtenida con el diseño basado en el aumento de la impedancia debido a la influencia de un nuevo cero de transmisión, considerando otras referencias a parte del equilibrio entre ramas. Se plantea también la idea de considerar de qué manera se habrían de sintetizar las inductancias para minimizar las dimensiones, situándolas en un orden de magnitud igual al de los resonadores BAW.

Bibliografía

- [1]. *Microwave Engineering*. David M. Pozar. John Wiley & Sons, 2005
- [2]. *Microstrip Filters for RF/Microwave Applications*. M. J. Lancaster. John Wiley & Sons, 2001.
- [3]. *MEMS in RF Filter Applications: Thin-film Bulk Acoustic Wave Technology*. R. Aigner. Sensors update. Wiley-VCH Verlag GmbH & Co. KGaA, 2003.
- [4]. *Closed-Form Expressions for the Design of Ladder-Type FBAR Filters*. O. Menéndez, P. de Paco, R. Villarino y J. Parrón. IEEE Microwave and Wireless Components Letters, Diciembre 2006.
- [5]. *Modified Butterworth-Van Dyke Circuit for FBAR Resonators and Automated Measurement System*. John D. Larson III, Paul D. Bradley, Scott Wartenberg, Richard C. Ruby. . IEEE Ultrasonic Symposium, 2000.
- [6]. *A Review of Thin-film Resonator Technology*. K. M. Lakin. IEEE Microwave Magazine, Diciembre 2003.
- [7]. *Development of Miniature Filters for Wireless Applications*. Kenneth M. Lakin, Gerald R. Kline, y Kevin T. McCarron. IEEE Transactions On Microwave Theory And Techniques, Diciembre 1995.
- [8]. *Coupled Resonator Filters*. K. M. Lakin. IEEE Ultrasonic Symposium, 2002.
- [9]. *A film Bulk Acoustic Resonator (FBAR) Duplexer for USPCS Handset Applications*. Paul Bradley, Richard Ruby, John D. Larson III, Yury Oshmyansky y Domingo Figueredo. IEEE Microwave Symposium, 2001.
- [10]. *SAW Duplexers without $\lambda/4$ Phase Shifter for PDC Cellular Phone Systems*. Tatsunori Onzuka, Susumu Yoshimoto y Yasushi Yamamoto. IEEE Ultrasonic Symposium, 2003.
- [11]. *A Novel Thin Film Bulk Acoustic Resonator (FBAR) Duplexer for Wireless Applications*. C. H. Tai, T. K. Shing, Y. D. Lee y C. C. Tien. Tamkang Journal of Science and Engineering, vol. 7, 2004.
- [12]. *Ladder-Type BAW Resonator Filter With two pairs of Transmission Zeros*. J. Verdú, O. Menéndez, P. de Paco.
- [13]. *FBAR Rx Filters for Handset Front-End Modules with Wafer-Level Packaging*. Kun Wang, Michael Frank, Paul Bradley, Richard Ruby, William Mueller, Andrew Barfknecht y Moshe Gat. IEEE Ultrasonic Symposium, 2003.

Anexo A

En este anexo se muestra la resolución de la expresión de la matriz de parámetros S para la simplificación de dos puertos (5.8) aplicando la condición de adaptación $S'_{22} = 0$.

Partiendo de la expresión que relaciona la simplificación con los parámetros del divisor:

$$\begin{bmatrix} S'_{22} & S'_{23} \\ S'_{32} & S'_{33} \end{bmatrix} = \left[\frac{1}{\Gamma_{in} - S_{11}} \cdot \begin{bmatrix} S_{21}^2 & S_{21}S_{31} \\ S_{31}S_{21} & S_{31}^2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} S_{22} & S_{23} \\ S_{32} & S_{33} \end{bmatrix} \right] \quad (\text{A.1})$$

aplicando $S'_{22}=0$, se obtiene la expresión:

$$S'_{22} = \frac{1}{\Gamma_{in} - S_{11}} \cdot S_{21}^2 + S_{22} = 0 \quad (\text{A.2})$$

A continuación se aísla el coeficiente de reflexión a la entrada, obteniendo:

$$\Gamma_{in} = \frac{S_{22}}{S_{11}S_{22} - S_{21}^2} \quad (\text{A.3})$$

Aplicando la expresión de describe el desplazamiento del coeficiente de reflexión a lo largo de una línea (5.1) de longitud l_t , en un caso sin pérdidas, se obtiene:

$$\Gamma_{lt} e^{-j2\beta l_t} = \frac{S_{22}}{S_{11}S_{22} - S_{21}^2} \quad (\text{A.4})$$

Finalmente, se aísla la variación de fase provocada por el desplazamiento a través de la línea:

$$e^{-j2\beta l_t} = \frac{1}{\Gamma_{lt}} \cdot \frac{S_{22}}{S_{11}S_{22} - S_{21}^2} \quad (\text{A.5})$$

Resumen

Este proyecto plantea el diseño de un diplexor basado en resonadores BAW, pensado para aplicaciones de comunicaciones móviles. Éste permite a los terminales seleccionar los canales de uplink y downlink en sistemas que utilicen duplexado por división en frecuencia.

Se plantean tres alternativas de diseño a partir de filtros implementados con resonadores BAW en una topología en escalera. Éstas serán evaluadas y comparadas considerando las pérdidas de inserción, el rechazo fuera de banda y las dimensiones de la estructura obtenida.

Resum

Aquest projecte planteja el disseny d'un diplexor basat en ressonadors BAW, pensat per aplicacions de comunicacions mòbils. Aquest permet als terminals seleccionar els canals de uplink y downlink en sistemes que utilitzin duplexat per divisió en freqüència.

Es plantegen tres alternatives de disseny a partir de filtres implementats amb ressonadors BAW en una topologia en escala. Aquestes seran avaluades i comparades considerant les pèrdues d'inserció, el rebuig fora de banda i les dimensions de l'estructura obtinguda.

Abstract

This project deals with a BAW resonator based duplexer design for mobile communications services. This type of device is used by handsets to select between the uplink and downlink channels in frequency division multiplexing systems.

Three design options are presented using BAW resonator ladder topology filters. These will be evaluated and compared considering the structure size, insertion losses and out of band rejection.