



Diseño de Filtros con topología apilada mediante resonadores FBAR

Memòria del Treball Final de Carrera
d'Enginyeria Tècnica de Telecomunicació,
especialitat Sistemes Electrònics
realitzat per

Marc Freixa Riba

i dirigit per

Pedro de Paco Sánchez

Bellaterra, 15 de Juny de 2007

ÍNDICE DE CONTENIDOS

INTRODUCCIÓN.....	5
1. CONTEXTO DE LOS FILTROS RF.....	7
1.1. EL EFECTO PIEZOELÉCTRICO.....	7
1.2. FILTROS DE CRISTAL.....	7
1.3. FILTROS MECÁNICOS.....	8
1.4. FILTROS CERÁMICOS.....	9
1.5. FILTROS SAW.....	9
1.6. DISPOSITIVOS BULK ACOUSTIC WAVE (BAW).....	10
1.7. FILTROS BAW.....	14
1.7.1. FILTROS BASADOS EN RESONADORES ELECTRICAMENTE CONECTADOS.....	14
1.7.1.1. FILTROS LADDER.....	14
1.7.1.2. FILTROS LATTICE.....	15
1.7.2. FILTROS BASADOS EN RESONADORES ACÚSTICAMENTE ACOPLADOS.....	16
1.7.2.1. EL SCF.....	16
1.7.2.2. EL CRF.....	17
1.8. CONCLUSIONES DEL TEMA 1.....	18
1.9. BIBLIOGRAFÍA I REFERENCIAS.....	19
2. ANALISIS DE UN RESONADOR BAW Y DE UN RESONADOR STACKED CRYSTAL RESONATOR SCR.....	20
2.1. INTRODUCCIÓN.....	20
2.2. SIMBOLOGÍA Y CIRCUITO EQUIVALENTE DE UN RESONADOR BAW.....	20
2.3. SIMBOLOGÍA Y CIRCUITO EQUIVALENTE DE UN SCR.....	21
2.4. CONCLUSIONES DEL TEMA 2.....	22
2.5. BIBLIOGRAFIA Y REFERENCIAS.....	22
3. ESTUDIO DEL RESONADOR APILADO SCR.....	23
3.1. INTRODUCCIÓN.....	23
3.2. ESTUDIO DE UNA CELDA SCR DES DEL PUNTO DE VISTA DEL MÉTODO DE IMPEDANCIA IMAGEN.....	23
3.2.1. LA MATRIZ ABCD	23
3.2.2. MÉTODO DE LOS PARÁMETROS IMPEDANCIA IMAGEN PARA REDES DE DOS PUERTOS [1], [2].....	25
3.2.3. APLICACIÓN DEL MÉTODO DE LOS PARÁMETROS IMAGEN.....	28
3.3. CÁLCULO DE LOS ELEMENTOS DISCRETOS DEL CIRCUITO EQUIVALENTE BVD SIN PÉRDIDAS PARA UN SCR.....	32
3.4. SIMULACIÓN DE UN RESONADOR SCR.....	33
3.5. ALTERACIÓN DE LOS VALORES DE LOS ELEMENTOS DE LA CELDA SCR. VARIACIÓN DEL PARÁMETRO DE TRANSMISIÓN S21.....	39
3.6. CONTROL DEL ANCHO DE BANDA EFECTIVO DE TRANSMISIÓN Y DEL FACTOR DE CALIDAD DE UN RESONADOR SCR.....	44
3.6.1. VERIFICACIÓN DE LAS FÓRMULAS PLANTEADAS PARA EL CONTROL DEL ANCHO DE BANDA Y DEL FACTOR DE CALIDAD DE LA TRANSMISIÓN.....	48
3.7. CONCLUSIONES DEL TEMA 3.....	63

4. CONEXIÓN EN CASCADA DE RESONADORES SCR. EL SCF.....	63
4.1. INTRODUCCIÓN.....	63
4.2. UNIÓN EN CASCADA DE N RESONADORES IDÉNTICOS.....	63
4.3. UNIÓN EN CASCADA DE N=2 RESONADORES DIFERENTES.....	70
4.3.1. OPTIMIZACIÓN DEL FACTOR DE CALIDAD DE LAS RESPUESTAS OBTENIDAS A PARTIR DE LA UNIÓN DE DOS RESONADORES DIFERENTES.....	78
4.4. CONCLUSIONES DEL TEMA 4.....	81
5. CONCLUSIONES.....	83

INTRODUCCIÓN

- **Presentación**

Los resonadores de cristal apilados *SCR (Stacked Crystal Resonator)*, también conocidos como filtros *SCF (Stacked cristal Filter)*, son una forma de dispositivos de onda acústica de volumen *BAW (Bulk Acoustic Wave)* basados en la apilación vertical de resonadores. Concretamente, el resonador *SCR* es la forma más simple de la familia de resonadores llamados acústicamente acoplados; se compone por dos resonadores simples compartiendo un electrodo, y por lo tanto, su funcionamiento se basa totalmente en un efecto piezoeléctrico. Debido al efecto piezoeléctrico las respuestas paso-banda de los *SCF* se basan en el modo propagativo acústico, mucho más lento que el modo propagativo *electro-magnético EM*, hecho que permite obtener longitudes de onda inferiores y por lo tanto dispositivos menores, debido a la relación entre el grosor del piezoeléctrico con la longitud de onda de la resonancia del mismo. Y es gracias a la tecnología *Thin Film Resonator (TFR)* que podemos adaptar los dispositivos *BAW* a las longitudes de onda correspondientes a las bandas de *Radio Frecuencia (RF)*, conformando así los dispositivos *Thin Film Bulk Acoustic Resonator (FBAR)*.

- **Estado del arte**

Actualmente, las necesidades referentes a filtraje de señal para comunicaciones móviles, banda *RF*, están cubiertas por filtros cuyos dispositivos se basan en el efecto piezoeléctrico. Esto es debido a la ineficiencia de los filtros compuestos por elementos discretos *LC* por varios motivos, como los factores de calidad insuficientes o la necesidad de elementos discretos demasiado pequeños para cubrir aplicaciones en la banda de las microondas. Las arquitecturas alternativas piezoeléctricas permiten salvar estos problemas y mejorarlos, como el factor de calidad que es mucho más alto, y poseen de circuitos eléctricos equivalentes que relacionan las dimensiones del piezoeléctrico con elementos discretos *LC*.

En la banda baja de *radio-frecuencia RF* y en *frecuencia intermedia IF*, los dispositivos de onda acústica superficial *SAW* son los más utilizados actualmente. Basados en el mismo fenómeno propagativo que los *SCF*, permiten operar de forma eficaz en frecuencias comprendidas entre 1 MHz y 3 GHz. También se disponen de otras tecnologías, basadas todas en el efecto piezoeléctrico, como son los filtros cerámicos y los filtros de cristal monolíticos, precedente directo de la tecnología *BAW*. En cuanto a la implementación real de filtros *BAW*, algunas empresas como Agilent Technologies Inc. o STMicroelectronics han empezado a evaluar y fabricar dispositivos basados en determinadas configuraciones de resonadores *FBAR* para cubrir determinadas necesidades de transmisión *RF* en nuevas aplicaciones. Por ejemplo Agilent ha fabricado un filtro paso-banda a 2.145 GHz basado en una configuración *lattice* doble de ocho resonadores *FBAR* para *Wide-Code Division Multiple Access(W-CDMA)*, y en el caso de STMicroelectronics, esta compañía ha planteado en artículos de

teléfonos móviles *single-chip*, la integración de filtros *RF* dentro del mismo dado de silicona.

En resumen, es la ampliación del uso del espectro radioeléctrico a frecuencias superiores, debido a la necesidad de cubrir nuevas aplicaciones como *Personal Communications Services PCS* o *W-CDMA*, que obliga a la tecnología de filtros a dar un paso más; y los dispositivos *BAW* junto con la evolución en los procesos de fabricación micro-electrónicos, dan lugar a los dispositivos miniaturizados *FBAR*, que mediante determinadas configuraciones permiten cubrir las necesidades en las nuevas aplicaciones *RF*.

Además, al disminuir los dispositivos que conforman las etapas de filtrado, conseguimos disminuir el tamaño físico de la etapa *RF*, hecho que motiva la generación de dispositivos móviles reducidos o más competitivos tales como celulares de tercera generación.

- **Motivaciones**

La tendencia de las grandes empresas del sector se dirige hacia buscar soluciones para resonadores *FBAR* conectados eléctricamente en lugar de estudiar con más profundidad configuraciones de resonadores *FBAR* acústicamente acoplados. En cuanto a los *SCF*, están en una fase experimental, pero se sabe que son una posible alternativa para conformar filtros para aplicaciones entre 500 MHz y decenas de GHz. Una prueba de ello son los distintos artículos que se han publicado sobre el tema. Este trabajo pretende aportar algún dato importante tanto en el estudio de un resonador *SCR* como en el análisis de filtros *SCF*, estructuras compuestas por varios *SCR*. En concreto son de especial interés el factor de calidad y en el ancho de banda que podemos obtener con estos filtros, que según artículos publicados las respuestas obtenidas mediante *SCF* presentan estrechos anchos de banda y altos factores de calidad.

- **Objetivos**

A continuación se expone un trabajo que se levanta sobre una base teórica, la teoría de la impedancia imagen para analizar resonadores *BAW*, sobre la que se pretende aplicar, posteriormente, un análisis cualitativo con la intención de:

Analizar las respuestas obtenidas a través de la simulación del circuito equivalente del resonador *SCR*, estudiando el compromiso existente entre el factor de calidad y el ancho de banda efectivo de la transmisión.

Analizar las respuestas obtenidas a través de la simulación de N resonadores *SCR*, con la intención de estudiar los parámetros de factor de calidad y ancho de banda efectivo de transmisión, y optimizarlos para encontrar una aplicación a estos dispositivos.

Obtención de respuestas con altos factores de calidad y estrechos anchos de banda efectivos para plantear el diseño de filtros *UNB* (*Ultra Narrow Bandwidth*).

1. CONTEXTO DE LOS FILTROS RF

En este primer tema se repasa el contexto de los filtros más relevantes que se usan en aplicaciones de *frecuencia intermedia IF* y *radio-frecuencia RF*, explicando brevemente las principales características de cada uno, de manera que se sitúan en este contexto los filtros que se estudiarán en el trabajo, los *Stacked Crystal Filter (SCF)*. Para introducir con más detalle los *SCF*, se explican de forma, más amplia, diversos conceptos de los resonadores *Bulk Acoustic Wave (BAW)*, tales como las dos variantes para implementarlos o la resouesta eléctrica que presentan.

Todos estos filtros tienen en común su principio básico de funcionamiento, el efecto piezoeléctrico, y la mayoría poseen de sus modelos equivalentes electrónicos respectivos.

1.1. EL EFECTO PIEZOELÉCTRICO

Es el efecto físico que predomina en todos los mecanismos expuestos a continuación. Consiste en la excitación de un material piezoeléctrico debido a la aplicación sobre éste de un campo eléctrico con variación senoidal, a una frecuencia cercana a la frecuencia de resonancia del cristal. Debido a éste campo eléctrico, el material sufre una determinada variación de su forma, se deforma, provocando un fenómeno propagativo acústico en su interior. Finalmente, esta vibración acústica, a su vez, produce un corriente entre los terminales eléctricos.

1.2. FILTROS DE CRISTAL

El primer uso del cristal de cuarzo fue propuesto por *Walter Cady* en 1922 en su trabajo “*The Piezo-Electric Resonator*”, en que se proponía el uso de un solo cristal para aplicaciones con un ancho de banda muy estrecho. No fue hasta los finales de la misma década en que se propusieron las primeras configuraciones *lattice* y *ladder* (enrejada y escalera respectivamente) que usaban múltiples cristales que mejoraban las prestaciones de la nueva tecnología. Así se conseguían distintas frecuencias de corte que dejaban pasar señales a determinadas frecuencias.

El funcionamiento del dispositivo de cristal reside en atrapar una onda acústica, resultado de la vibración piezoeléctrica, gracias al mínimo acoplo existente entre el aire y el sólido piezoeléctrico. Este efecto se explicará con más detalle a continuación en los dispositivos *Bulk Acoustic Wave (BAW)*.

Con los años y la aparición de nuevas necesidades y aplicaciones como la multiplexación de señales telefónicas o el mismo radar, hicieron que esta tecnología avanzara contundentemente, propiciando de esta manera la aparición de los *MCF* o *Monolithic Crystal Filter*, de amplio uso actualmente en aplicaciones de transmisión. Se trata de acoplar dos pares de electrodos a una pieza de cristal en lugar de usar un número discreto de cristales: cuando una señal entra por el primer par solo podrá pasar a través del piezoelectrico si este resuena a la frecuencia de la señal. Permite mejoras en ciertos aspectos de funcionamiento reduciendo sensiblemente el coste.

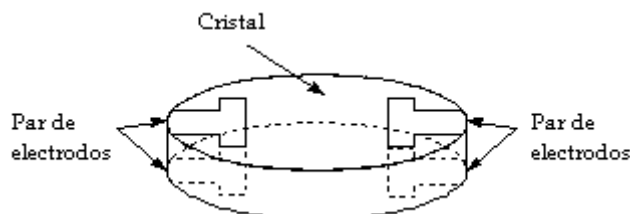


Fig 1.1 – Diagrama de un *Monolithic Crystal Filter* [1.1]

Los filtros de cristal presentan buenos parámetros como el factor de calidad Q , que se puede hallar con valores de hasta 10000, lo que significa una caída entre banda pasante y banda no pasante altísima y una atenuación mínima en banda pasante. Un ejemplo de esta característica aparece en la figura 1.2. Las pérdidas de inserción correspondientes a estos filtros se tabulan entre 1.5 y 3 dB y se alcanzan frecuencias de trabajo de hasta 100 MHz.

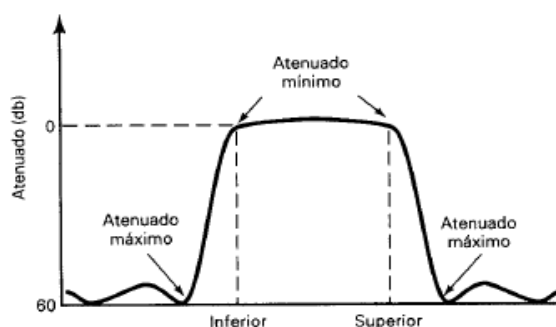


Fig 1.2 - Respuesta frecuencial arbitraria de un filtro de red cristalina en topología de red con $Q = 60$ dB

1.3. FILTROS MECÁNICOS

Se “transducta” energía eléctrica con mecánica y viceversa mediante el efecto piezoelectrico: se trata de un transductor de resonancia mecánica. Recibe energía eléctrica, la transforma en vibraciones mecánicas para después de un determinado proceso de filtrado mecánico se conviertan esas vibraciones de nuevo a energía eléctrica, obteniendo así en la salida una onda filtrada.

Está constituido por los siguientes elementos: un transductor de entrada, un conjunto de discos metálicos de resonancia de aleación metálica puestos en serie que vibran a la frecuencia deseada, un tubo de acoplamiento que acopla los discos y un transductor de salida para sacar la señal eléctrica filtrada, ilustrado todo en la figura 1.3.

Estos filtros son más robustos que los filtros de cristal o los cerámicos y tienen características comparables en respuesta de frecuencia. Por el contrario, son más grandes y pesados, hecho que los inhabilita para equipos de comunicación móvil.

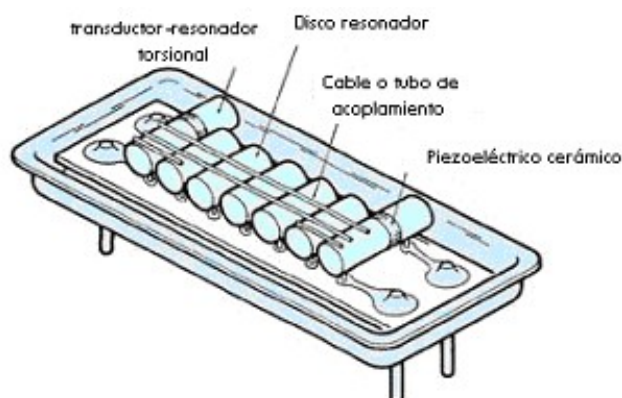


Fig 1.3 - Filtro mecánico de siete resonadores [1.3]

1.4. FILTROS CERÁMICOS

De forma amplia, el principio de estos filtros es el mismo que el anterior, con la diferencia que ahora, el material resonante es una pieza de cerámica resonante, como el zinconato-titanato de plomo. También disponemos de dos electrodos sobre los que se fijan conectores eléctricos, de una capa de absorbente acústico que ocupa la mayor parte de volumen del dispositivo y finalmente de dos adaptadores (eléctricos y de impedancias, sin entrar más en detalle).

En cuanto a propiedades, la primera diferencia reside en el valor típico del parámetro Q , que para este tipo de filtros no supera nunca los 2000 en lineal, y las pérdidas de inserción son algo superiores respecto los filtros anteriores, entre 2 y 4 dB. Por otro lado cuentan con las características de selectividad simétrica o excelente inmunidad a condiciones ambientales adversas, son más baratos, más pequeños y más robustos, aunque su uso requiere de ciertas precauciones.

1.5. FILTROS SAW

Sus siglas provienen de *Surface Acoustic Wave* o onda acústica de superficie. Fue a partir de los años 60 cuando se empezaron a estudiar. Una década más tarde empezó su comercialización y actualmente aparecen en muchas aplicaciones de telecomunicaciones. Estos filtros utilizan un fenómeno en que la velocidad de propagación de la onda acústica por un sólido es del orden de 10^5 veces más pequeña que la velocidad de las ondas electromagnéticas. Su funcionamiento reside básicamente en guiar las ondas acústicas a largo de la superficie de un substrato piezoeléctrico, normalmente un cristal semiconductor, que tiene encima un seguido de transductores

intercalados (dedos) en forma de fina película de aluminio, consiguiendo de esta manera una vibración del sustrato (figura 1.4). Las vibraciones varían con la frecuencia de la señal aplicada y viajan por la superficie a la velocidad del sonido. La cronología de funcionamiento es la siguiente: primero se aplica una señal eléctrica a una pieza pequeña de cristal (ocupa la parte más grande de la superficie plana, de aluminio), y se transducta a señal acústica.

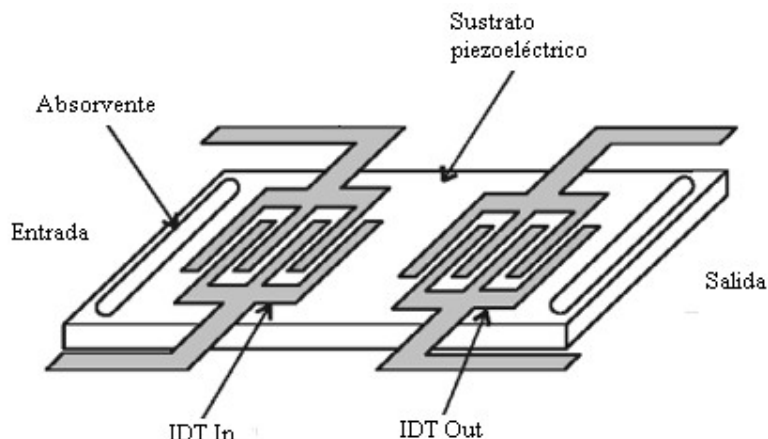


Fig 1.4 – Filtro SAW. Observamos dos zonas con dedos metálicos

La acción del filtro se basa en los dedos metálicos comentados en las líneas superiores, espaciados $\lambda/2$ o $\lambda/4$ de la frecuencia central de resonancia deseada. La onda a medida que viaja por el sustrato va chocando contra los dedos, a partir de aquí lo que pasa es una suma de interferencias destructivas y constructivas que hace que se cancelen unas y se sumen otras, cancelándose las frecuencias dependiendo del espaciado entre dedos. De esta manera se produce un determinado filtrado que llega a otra pieza de cristal en el lado opuesto y “re-transducta” a energía eléctrica.

En propiedades, estos filtros son atractivos por su factor Q, por su robustez y por su confiabilidad. El proceso de fabricación es eficaz y obtenemos tamaños y pesos muy competentes con otras tecnologías. Por el contrario, las pérdidas de inserción son altas, entre 2.5 y 3.5 dB, aunque se puede mejorar con arquitecturas mas complejas y no sobrepasan las frecuencias de trabajo de 2-3 GHz.. Se usan como filtros en las bandas RF e IF. En la siguiente figura se muestra una comparación entre los dos filtros principales explicados.

1.6. DISPOSITIVOS BULK ACOUSTIC WAVE (BAW)

Se basan en el mismo principio que los dispositivos de cristal, en que conseguimos atrapar una onda acústica dentro de un sustrato sólido piezoeléctrico debido a la mínima transferencia de energía, o desacoplo, entre éste y el aire alrededor. Esto se explica mediante las impedancias acústicas, que para el aire es 100.000 veces menor que para el sólido, por lo tanto toda la energía se reflejará en la interfaz sólido-aire y se mantendrá dentro del piezoeléctrico.

Como los SAW, han estado bajo desarrollo durante los últimos 40 años [1.5] con el fin de conseguir más altas frecuencias que las alcanzables mediante el cristal de

cuarzo convencional. El gran problema que presentaban estos resonadores convencionales de cristal de cuarzo era la necesidad de arquitecturas piezoeléctricas extremadamente delgadas, para soportar la $\sim 10^5$ veces más pequeña longitud de onda de la señal acústica respecto la señal *EM*, además el cuarzo ofrece unas propiedades inadecuadas en las bandas de microondas. Los dispositivos *BAW* han solventado esa problemática, y no solo eso: mediante eficaces procesos de fabricación microelectrónicos, *MEMS* (*Micro-Electromechanical Systems*), que permiten la deposición de capas del orden de μm para conformar el resonador, obtenemos los dispositivos *thin-film BAW* o *Thin Film Bulk Acoustic Resonator (FBAR)*, que permiten fabricar resonadores y filtros para el uso en las bandas de 500 MHz a 20 GHz, ampliando el uso a las bandas altas de frecuencia.

Su finalidad es sustituir a los dispositivos *SAW* i cerámicos que actualmente se usan sobretodo en filtros de antena para aplicaciones móviles, y también, conseguir soluciones *system-on-chip (SoC)* o *System-in-Package (SiP)* debido a la reducción al orden de μm del tamaño físico de los dispositivos. Por lo tanto, estos dispositivos han realizado un paso crítico en la reducción de los módulos RF y todo su potencial se podrá exprimir en los productos wireless de nueva generación.

Existen dos formas básicas de implementar dispositivos o resonadores *BAW*, una es mediante resonadores tipo membrana y la segunda es mediante resonadores *Solidly Mounted (SMR)*.

La forma más directa de aplicar el principio de funcionamiento de un cristal de cuarzo al rango de los *GHz*, es mediante el resonador tipo membrana. Se trata de construir el piezoeléctrico i los electrodos en una estructura de membranas o mediante un fina capa como membrana de soporte. Esta configuración permite la deposición mínima de capas en un resonador *BAW*.

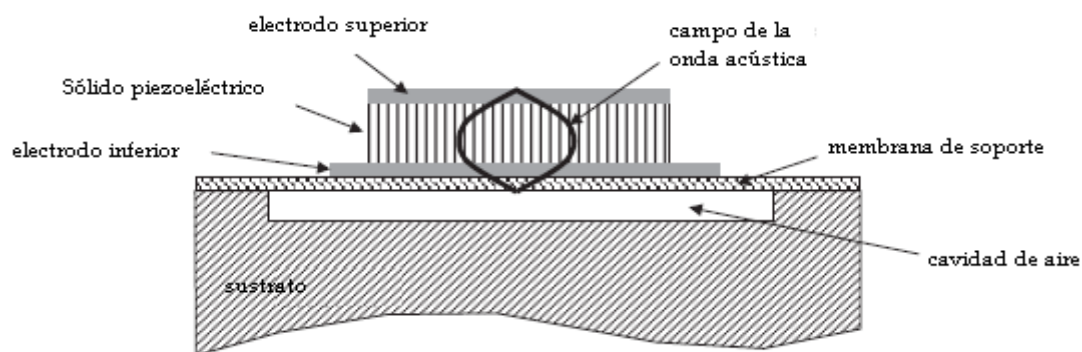


Fig 1.5 - Corte vertical de un resonador BAW del tipo membrana [1.5]

Para formar la membrana se pueden usar técnicas micro-mecánicas para sustraer parte del sustrato o mediante una capa de sacrificio o falsa, ya que se pretende formar un hueco de aire. De esta manera, como la impedancia acústica del aire es de un factor de 10^5 veces más pequeña que los sólidos, extremadamente poca energía será radiada al aire en los electrodos superior e inferior. Los puntos fuertes de esta estructura son el disminuido número pequeño de capas a depositar y el potente factor *Q* que se puede alcanzar. Por contra, la estructura de membranas puede propiciar problemas debido al estrés que sufren las capas y propiciar un mal comportamiento. También existen problemas en la construcción del dispositivo, en la dispersión de calor y en las capacidades de gestión de potencia.

Como alternativa al resonador de membrana, el aislamiento acústico del sustrato puede realizarse mediante un espejo acústico, conformando los resonadores *SMR*. Eficientes espejos acústicos pueden construirse alternando varias capas con valores de alta y baja impedancia acústica y un espesor equivalente a un cuarto de la longitud de onda a la frecuencia principal de resonancia. Un alto porcentaje de la onda será reflejado en cada una de las interfaces entre altas y bajas impedancias y como las capas son de $\lambda/4$, se producirá una suma constructiva de la fase de la onda.

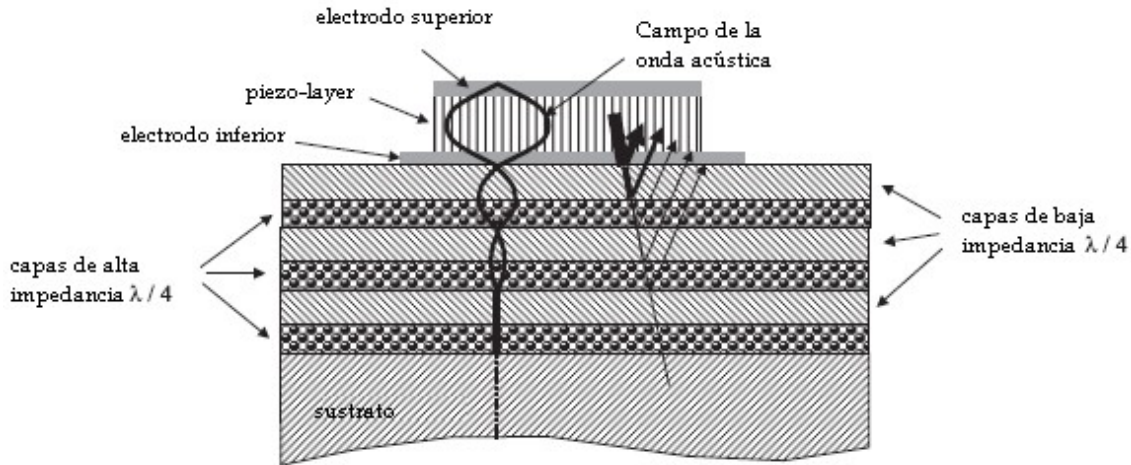


Fig 1.6 - Corte vertical de un resonador tipo SMR [1.5]

El comportamiento de un espejo cualquiera puede ser definido mediante el *Modelo de Mason* [1.5] o las ecuaciones de líneas de transmisión.

La fabricación de cristales requiere de la deposición de varias capas adicionales, con su aumento en el coste. Un espejo con excelente relación de impedancias Z puede estar hecho por ejemplo de tungsteno o óxido de silicio, en que con solo dos pares se pueden alcanzar reflexiones sobresalientes, o también de algún tipo de dieléctrico; aunque hay muchos factores a tener en cuenta del material para hacer una correcta elección, ya que nos podemos encontrar con materiales que tienen muchas pérdidas en bandas de GHz u otros que son inadecuados porqué en frecuencias por debajo los 500 MHz requieren de un espesor demasiado grueso.

En comparación con el resonador de membrana, el *SMR* presenta una mayor robustez, no hay riesgos de daños mecánicos en ningún punto de los procesos fabricación y ensamblaje. Finalmente, si se requieren unas buenas capacidades de gestión de la potencia es recomendable añadir un camino a través del espejo para que se escape el calor, de esta manera reducimos la resistencia térmica significativamente.

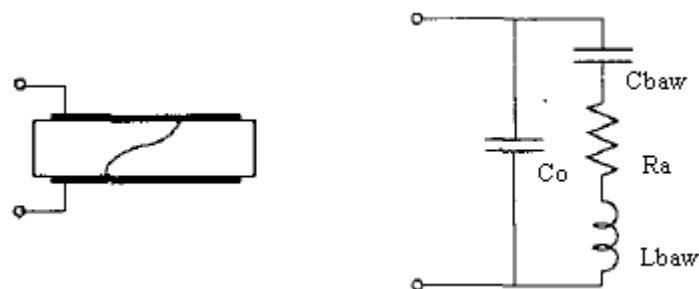


Fig 1.7 – Simbología y circuito equivalente *Butterworth Van-Dyke* con pérdidas para un resonador *BAW* [1.6]

El circuito equivalente de un resonador *BAW* se obtiene a partir del modelo circuital *Butterworth Van-Dyke*, con la característica de que los elementos discretos que lo componen mantienen una estrecha relación entre sí. De aquí viene que no se pueda aplicar la clásica teoría de filtros LC para los resonadores *BAW*.

La respuesta eléctrica de un resonador *BAW*, se caracteriza por un abrupto cambio en el comportamiento de la impedancia compleja dentro de un rango de frecuencias en que están presentes las frecuencias principales de resonancia y antiresonancia. Por encima y por debajo de estas resonancias, el comportamiento de la impedancia es dominado por la capacidad estática del resonador y su magnitud es proporcional a $1/f$. El valor de su fase en estas frecuencias es de -90° . A medida que nos acercamos a la frecuencia de resonancia, la fase varía rápidamente de -90° a 90° , y justo en el punto dónde esta fase es nula queda definida la frecuencia de resonancia f_r , que coincide también con el valor mínimo de la impedancia.

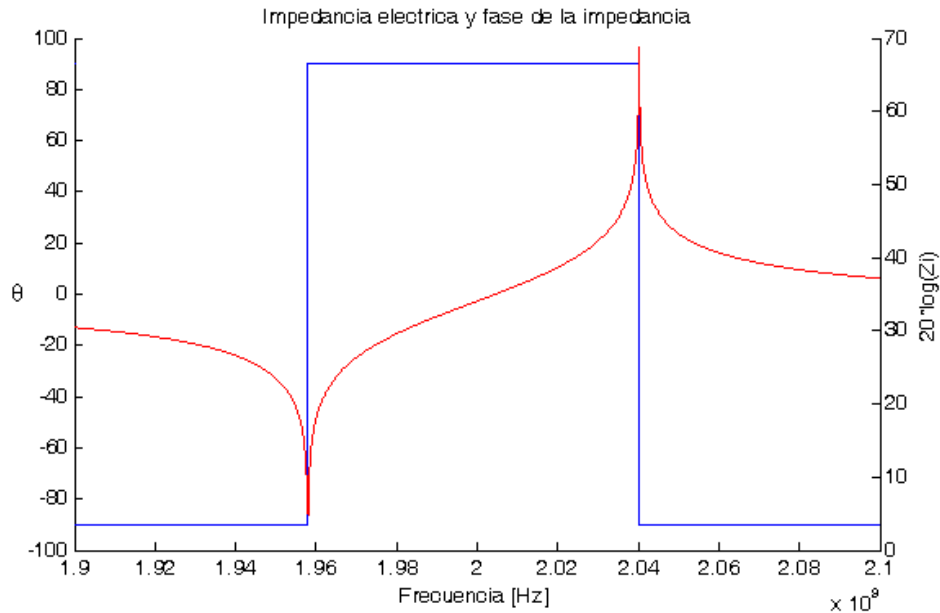


Fig 1.8 – Impedancia eléctrica (rojo) y fase de la impedancia eléctrica (azul). Definición de las frecuencias de resonancia y antiresonancia

Si seguimos con el barrido en frecuencia, observaremos como a medida que nos acercamos a la antiresonancia, el valor de la fase ahora decrece de 90° a -90° , y de la misma manera, en el punto donde la fase vuelve a ser nula queda definida la frecuencia de antiresonancia f_a , que coincide con el valor máximo de la impedancia. De forma general, un buen resonador *BAW* se comporta por debajo y por encima de f_r y f_a , respectivamente, como una capacidad ideal, correspondiente a C_0 que está relacionado con el área de diseño del resonador, mientras que dentro de las resonancias el comportamiento es muy aproximado al de un inductor ideal. El pendiente que proporciona este comportamiento inductivo, viene gobernado por el coeficiente de acoplamiento piezoeléctrico k_t , coeficiente que determina el grado de transducción de energía eléctrica a mecánica, y que relaciona la separación entre las frecuencias de resonancia y antiresonancia del resonador.

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

1.7. FILTROS BAW

Surgen de la necesidad de filtros para las bandas de 800 MHz hasta 10 GHz con la capacidad de evitar interferencias con otros sistemas de comunicación que trabajen a frecuencias próximas. Estos filtros, por lo tanto, necesitan características paso-banda muy selectivas en los rangos de frecuencias portadoras junto a la capacidad de gestionar óptimamente los niveles de potencia *RF* transmitidos por los dispositivos móviles. Comparados con los filtros *SAW*, tienen una considerable mejor gestión y uso de la potencia y coeficientes de temperatura también mejores propiciando un funcionamiento más estable. Comparados con los filtros *SAW* y cerámicos, ofrecen un tamaño de los dispositivos mucho menor.

Se componen de la conexión eléctrica de varios resonadores en una determinada topología o por la aplicación de resonadores acústicamente acoplados. En filtros con múltiples resonadores conectados eléctricamente e integrados en un chip (distinguimos los que están en serie y los paralelos), estos se tienen que sintonizar a las determinadas frecuencias de interés. El método más usado para conseguir las frecuencias deseadas es la *desintonización* [1.5] de los resonadores, un proceso de desplazamiento de frecuencia entre los 2 resonadores de una celda básica (un serie más un paralelo).

A parte de su tamaño, los parámetros de los filtros *BAW* son buenos obteniendo un factor *Q* como máximo de 10000 y unas pérdidas de inserción típicas de 0.5 dB por sección. Se han conseguido frecuencias de operación de hasta 16 GHz aunque sus principales bandas de funcionamiento están previstas entre los 800 MHz y los 10 GHz, cubriendo las necesidades de los transductores wireless como *Bluetooth*, *GSM/GPRS/EDGE*, *UMTS* y el estándar *IEEE 802.11a*.

1.7.1. FILTROS BASADOS EN RESONADORES ELECTRICAMENTE CONECTADOS

1.7.1.1. FILTROS LADDER

El típico filtro *ladder BAW* se compone de múltiples celdas básicas conectadas eléctricamente en cascada, también llamadas etapas. Una celda se compone de un resonador serie y de un resonador paralelo.

Los resonadores que componen una celda permiten obtener un ancho de banda bastante pequeño por lo que incrementado el número de etapas obtenemos anchos de banda mayores, o también podríamos obtener determinadas respuestas con un ancho muy limitado pero con máximos de transmisión espaciados entre si. El parámetro que permite tener anchos relativamente grandes es el coeficiente de acoplamiento K_t ¹ que depende del material y debe de estar por encima de un mínimo determinado.

¹ Con la K_t se deriva la k_{eff} , el coeficiente de acoplo efectivo. Es un parámetro importante de los materiales. Se da en porcentaje y debe estar por encima de un mínimo para que el material sea útil para la aplicación. Thin Film Resonator Technology.pdf Kenneth M. Lakin, *Fellow, IEEE*

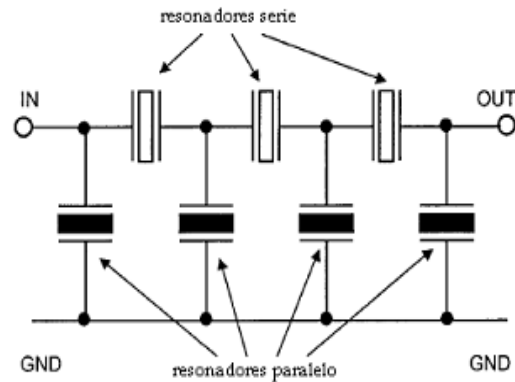
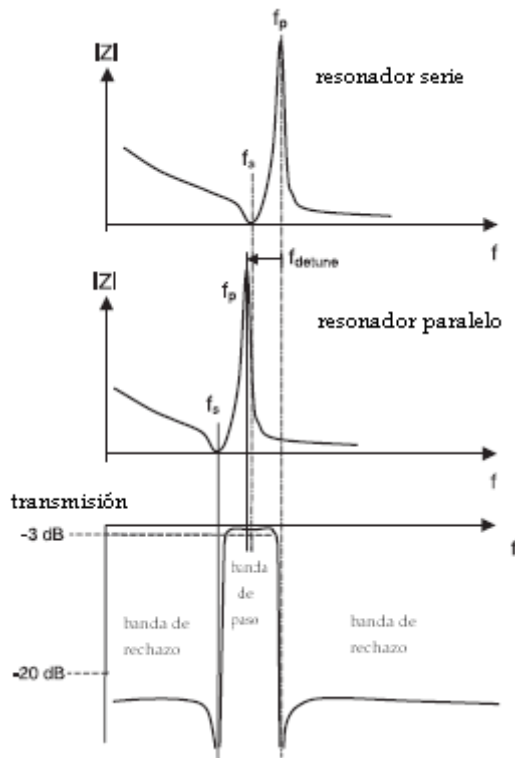


Fig 1.9 - Esquemático y principio de funcionamiento de un filtro ladder. En el centro del paso-banda los resonadores en serie están cerca de la mínima impedancia y son transparentes para la señal mientras que los paralelos están en máxima impedancia y por lo tanto no dejan paso a la señal. De esta manera se produce el filtrado. [1.5]

El valor típico de desplazamiento de frecuencia f_{detune} se halla entre el 60% y 80% del ancho de banda y debido al principio de funcionamiento de los resonadores se obtienen altas selectividades. Las bandas de rechazo están regidas por el divisor de voltaje en cada etapa y la atenuación que puede conseguirse en cada etapa depende de la relación capacitiva del resonador serie y paralelo; mayores paralelos favorecen el rechazo fuera de banda. Hay que tener en cuenta que en cada etapa se añade pérdidas de inserción.

1.7.1.2.FILTROS LATTICE

También llamados filtros balanceados debido a que solo filtran bien cuando sus puertos están balanceados [1.5]. Cada etapa consiste de una estructura puente con cuatro resonadores, dos serie y dos paralelo como se muestra a continuación.

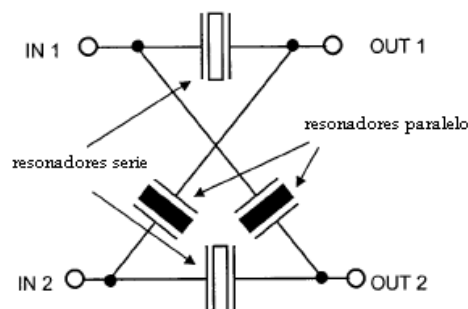


Fig 1.10 - Filtro FBAR-lattice de una etapa [1.5]

Como en los *ladder*, los resonadores son desintonizados mediante la f_{detune} . El principio de funcionamiento es que tanto los serie como los paralelos dejan pasar la

señal hasta la salida a la frecuencia de resonancia de los serie o de los paralelo respectivamente. Si todos los resonadores son del mismo tamaño se producirá una atenuación prácticamente infinita debido al perfecto equilibrio del puente, incluso con solo una etapa. El BW puede ser el 30% mayor que en los *ladder* usando resonadores con los mismos parámetros Q y K_{eff} . Las pérdidas de inserción también serán menores obteniendo una banda de paso más plana. Por el contrario, este tipo de filtro no genera ceros en la transición de banda de paso a banda de rechazo y por lo tanto la transición no será tan abrupta, aunque haciendo los dispositivos paralelo algo más pequeños podemos introducirlos, a cambio de perder algo de atenuación en las zonas alejadas de la banda de rechazo. Otras mejoras se consiguen haciendo redes *lattice* de dos etapas o una etapa *lattice* más otra *ladder*.

1.7.2.FILTROS BASADOS EN RESONADORES ACÚSTICAMENTE ACOPLADOS

Diferenciamos dos: el *Stacked Cristal Filter (SCF)* y el *Coupled Resonator Filter (CRF)*. Se conforman mediante la apilación vertical de resonadores en lugar de su conexión eléctrica.

1.7.2.1.EL SCF

Es la configuración más simple de la familia de los resonadores acústicamente acoplados y el objeto de estudio sobre el que se desarrollará el trabajo. Su respuesta eléctrica es parecida a la descrita para los dispositivos *BAW* (sección 1.6), pero la combinación apilada de dos resonadores *BAW*, provoca los siguientes cambios en el circuito equivalente *BVD*:

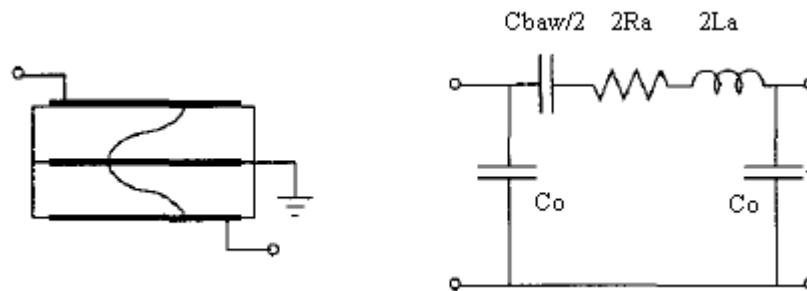


Fig 1.11 – Simbología y circuito equivalente BVD con pérdidas para un SCF [1.6]

Permite alcanzar excelentes atenuaciones en las bandas de rechazo y son de especial interés en aplicaciones con estrechos anchos de banda como filtros *GPS*. En fabricación requieren de dos piezoeléctricos y tres electrodos, el del medio a tierra y los otros dos para entrada y salida (figura 1.11). De esta manera el electrodo central realiza la función de aislante y no se transfiere energía de la entrada a la salida. Solo a la frecuencia de resonancia mecánica se transferirá energía caracterizando así la respuesta paso-banda.

Es beneficioso usar resonadores *SMR* para atenuar los modos de onda no deseados que introducen cantidades de acoplamiento acústico. Es de difícil fabricación debido al requerimiento de exigentes controles de espesor

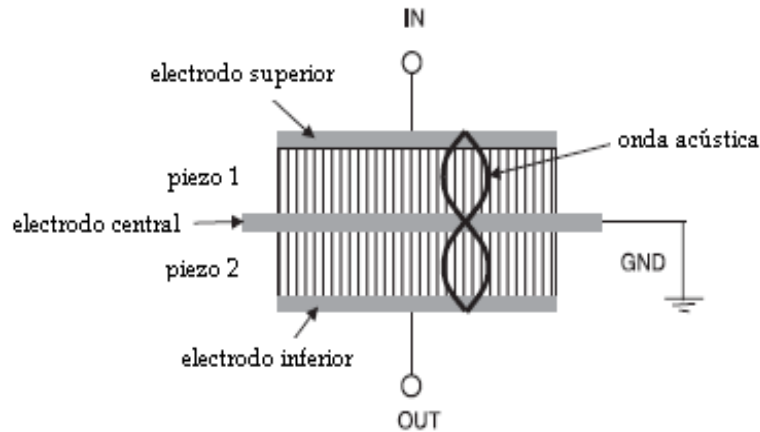


Fig 1.12 - Esquema de un filtro *FBAR SCR* [1.5]

1.7.2.2.EL CRF

Es un concepto innovador introducido recientemente y que extiende la idea del *SCF*. Dos resonadores piezoeléctricos se acoplan acústicamente en un diseño especial de capas apiladas con una determinada transmitividad acústica en el rango de frecuencias de paso. Requiere dos piezo-layers, cuatro electrodos y un número de capas de acoplo. También es beneficioso usar espejos acústicos como en el *SCF* por el mismo motivo, eliminar componentes no deseadas.

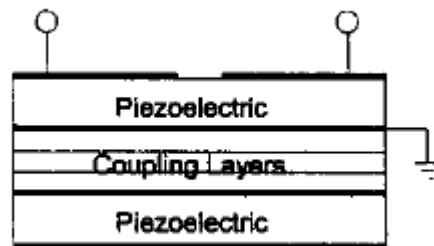


Fig 1.13 – Esquema de un *CRF* [1.5]

A continuación se muestran unas respuestas en frecuencia que proporcionan una idea de las características del filtro CRF y una comparación de respuestas de varios filtros explicados.

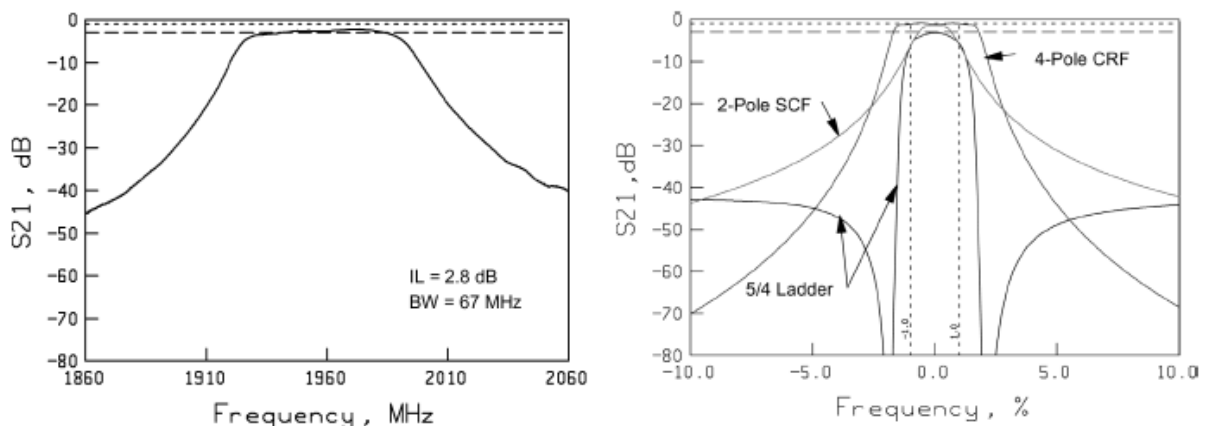


Fig 1.14 - A la izquierda vemos la respuesta de un 4-pole CRF experimental de dos secciones. El ancho a -3dB es del 3.6%. El área activa del resonador es de $200 \times 200 \mu\text{m}$ para cada sección. A la derecha vemos la comparación de un ladder, un SCF y un CRF. El ladder fue escogido para ser igual que el SCF en un 10% de offset en frecuencia mientras que el 4-pole CRF tiene las mismas dimensiones y etapas que el 2-pole SCF.

1.8.CONCLUSIONES DEL TEMA 1

- Los filtros en frecuencia consisten en circuitos capacitivos e inductivos (LC) o en elementos equivalentes. En frecuencias de microondas, los resonadores LC muestran arquitecturas inviables y factores de calidad insuficientes para aplicaciones paso-bajo o paso-banda. Por lo tanto, la mayoría de resonadores en la banda de los GHz están compuestos por otros dispositivos cuyas dimensiones dependen de la velocidad de un modo fundamental de propagación.
- Siguiendo el punto anterior, como las ondas acústicas se propagan 10^5 veces más lentas que las ondas *EM*, obtenemos los resonadores *SAW* i *BAW* que son mucho más pequeños que cualquier de los resonadores basados en estructuras *EM*. Por este motivo se ha prestado tanta atención al desarrollo de filtros acústicos para microondas.
- De los filtros explicados, son los cerámicos y los *SAW* los que han dominado en cuanto a telefonía móvil. Hemos visto que pueden ofrecer rendimientos suficientes para cumplir con los requisitos pero por el contrario, se están quedando fuera de juego debido a su tamaño físico.
- Con la evolución de los dispositivos *BAW* debido a los avances de la industria microelectrónica y de sus procesos de fabricación FBAR, que permiten la deposición de espesores de piezoeléctrico y electrodos del orden de micras, surge FBAR. De esta manera se consigue la minituarización de los dispositivos que componen los filtros y frecuencias de trabajo en el rango de los 500 MHz hasta los 20 GHz.
- Algunas empresas, como Agilent o Infineon Technologies, han introducido en el mercado dispositivos *FBAR* tales como duplexores *W-CDMA* o filtros para las bandas de transmisión *PCS*. Éstos dispositivos *FBAR* muestran un rendimiento comparable con los duplexores cerámicos mientras que con los SAW mejoran el factor Q de entre 2 a 4 veces y reducen el coeficiente de temperatura en un tercio.
- Los FBAR abrirán las puertas a muchos avances en la tecnología de filtros y, en el futuro, podrán utilizarse para permitir la integración de los filtros en nuevos componentes miniaturizados de alto rendimiento.

1.9. BIBLIOGRAFÍA I REFERENCIAS

- [1.1]
http://www.radio-electronics.com/info/data/crystals/monolithic_crystal_filter.php
- [1.2]
http://www.radio-electronics.com/info/receivers/filters/mechanical_filter.php
- [1.3]
http://ieeexplore.ieee.org/xpls/abs_all.jsp?isnumber=15518&arnumber=717956&count=153&index=88
- [1.4]
MEMS in RF Filter Applications: Thin-film Bulk Acoustic Wave Technology.pdf Infineon Technologies, Munich, Germany
- [1.5]
Coupled Resonator Filters. K.M. Lakin 2002 IEEE Ultrasonics Symposium

ANNEXOS DE INTERÉS

- <http://www.qct.nl/filters/terms/terms-mcf.html>
- A Review of Thin-Film Resonator Technology.pdf K.M Lakin IEEE explore magazine
- Thin Film Resonator Technology.pdf Kenneth M. Lakin, *Fellow, IEEE*

2. ANALISIS DE UN RESONADOR BAW Y DE UN RESONADOR STACKED CRYSTAL RESONATOR SCR

2.1. INTRODUCCIÓN

Una vez situados en el contexto de los filtros existentes para RF , nos centraremos en los que serán objeto de estudio en el trabajo, los SCF . Para ello, primero se deducen las ecuaciones que controlan el diseño de un resonador BAW , a través de los elementos discretos que componen su circuito equivalente. Estas mismas ecuaciones serán aplicables para los SCF , que junto con la teoría de la impedancia imagen nos permitirán su diseño.

Se ha introducido el término SCR porqué la respuesta obtenida mediante la simulación de una celda única SCF no se considerará como un filtro, ya que no cumple con las especificaciones para serlo. En cambio, con la unión de varias celdas SCR si que obtenemos respuestas que cumplen con las especificaciones y, por lo tanto, estas estructuras si que serán llamadas como SCF .

2.2. SIMBOLOGÍA Y CIRCUITO EQUIVALENTE DE UN RESONADOR BAW

A continuación recordamos la simbología y el circuito equivalente sin pérdidas de un resonador BAW.

Respecto al circuito equivalente, este es extraído a partir del modelo BVD (*Butterworth-Van-Dyke*), en el que diferenciamos dos brazos: el brazo estático o geométrico, que viene cuantificado por C_0 y se relaciona con el área de diseño del resonador, y el brazo motriz, cuantificado por C_{baw} y L_{baw} y que se relaciona con los espesores de los electrodos y del piezoeléctrico.

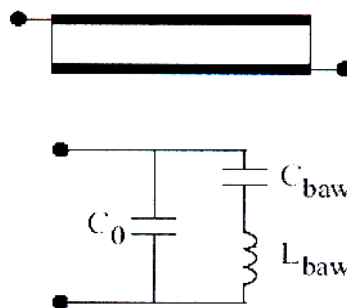


Fig 2.1 – Simbología y circuito equivalente de un resonador BAW [2.1]

La impedancia eléctrica de este modelo sin pérdidas dependerá de la capacitancia física C_o y también del coeficiente de acoplo piezoeléctrico k_t y de la frecuencia de resonancia f_r , ya que los otros elementos se derivan a partir de estos parámetros.

Por lo tanto, todos estos elementos y parámetros mantienen una estrecha relación entre ellos, es decir, no son independientes. C_{baw} y L_{baw} cuantifican el espesor del piezoeléctrico, de los electrodos y de los posibles layers donde se almacene energía mecánica, y están relacionados a través de la frecuencia de resonancia:

$$\omega_r = \frac{1}{\sqrt{C_{baw}L_{baw}}} \quad (2.1)$$

A su vez, C_{baw} se relaciona con C_o a través del parámetro de construcción beta, donde:

$$\beta = \frac{C_{baw}}{C_o} = 2 \left(\frac{2}{\pi} \right)^2 K^2 \quad (2.2)$$

Y finalmente la K puede ser obtenida mediante el coeficiente de acoplo del piezoeléctrico:

$$K^2 = \frac{k_t^2}{k_t^2 + 1} \quad (2.3)$$

De esta manera ya tenemos controlados todos los parámetros correspondientes de un resonador *BAW*, a través de C_o , f_r y k_t .

2.3.SIMBOLOGÍA Y CIRCUITO EQUIVALENTE DE UN SCR

Como se ha introducido en el tema anterior, se observa en la siguiente figura una pila de dos piezoeléctricos intercalados entre los tres electrodos correspondientes para conformar resonadores apilados:

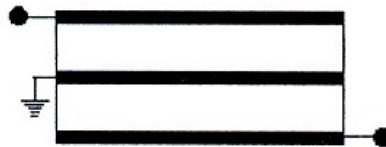


Fig 2.2 – Simbología de un resonador apilado SCR [2.1]

Referente al circuito equivalente, introducimos dos cambios respecto el circuito de la figura 1.11: el circuito será analizado sin pérdidas y sin el factor 2 en los elementos C_{baw} y L_{baw} :

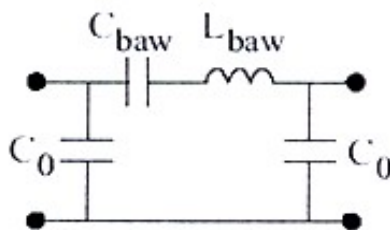


Fig 2.3 – Circuito equivalente de un resonador apilado SCR [2.1]

Las ecuaciones que nos permitirán controlar los elementos discretos equivalentes para construir un resonador apilado simple, es decir de una celda, son las mismas que para un resonador *BAW*; (2.1), (2.2) y (2.3), donde ω_r y β serán constantes durante todo el proceso de construcción de la celda.

2.4.CONCLUSIONES DEL TEMA 2

En este tema, se han planteado las ecuaciones de diseño principales y el circuito equivalente *BVD* para un resonador apilado *SCR*, derivado todo ello a partir del análisis de un resonador *BAW* simple. Conseguimos relacionar los tres elementos discretos que componen un resonador mediante una constante de construcción, β , que vendrá fijada por la tecnología de fabricación; y también mediante la frecuencia de resonancia del resonador, que será otra constante.

Estas ecuaciones se utilizarán una vez estudiada y aplicada la teoría de la impedancia imagen, y nos permitirán obtener los valores de los tres elementos discretos del circuito equivalente.

2.5. BIBLIOGRAFIA Y REFERENCIAS

- [2.1]
Coupled Resonator Filters. K.M. Lakin 2002 IEEE Ultrasonics Symposium

3. ESTUDIO DEL RESONADOR APILADO SCR

3.1. INTRODUCCIÓN

A continuación se expone el trabajo de estudio realizado para un resonador *SCR*. Inicialmente se estudia una celda *SCR* desde el punto de vista del método de la impedancia imagen para diseño de filtros. Seguidamente se realiza la construcción simulada y posteriormente el análisis mediante el software de diseño *ADS (Advance Design System) 2005*, tanto de esta celda única como de la concatenación de varias celdas en cascada, conformando filtros *SCF*. Se pretenderá relacionar términos de la teoría de la impedancia imagen con valores de especificación de diseño, como son el ancho de banda de transmisión y el factor de calidad.

3.2. ESTUDIO DE UNA CELDA SCR DESDE EL PUNTO DE VISTA DEL MÉTODO DE IMPEDANCIA IMAGEN

Realizaremos un estudio correspondiente a una celda simple *SCR*. Del estudio de esta celda nos será posible, junto con las ecuaciones del tema anterior, obtener los valores de los elementos discretos del circuito equivalente *SCR*, y poder así realizar las simulaciones necesarias.

El análisis de esta celda se basará en el punto de vista de la teoría de la impedancia imagen Z_i , teniendo en cuenta la particularidad que la red a analizar es una red en Π , es decir, un circuito con dos impedancias paralelo y entre ellas una en serie. Para poder continuar con el estudio según la teoría de la impedancia imagen, necesitamos obtener los valores de la *matriz ABCD* del circuito equivalente *SCR*.

3.2.1. LA MATRIZ ABCD

Se trata de una herramienta usada en el método de impedancia imagen que define las redes de dos puertos y permite, a su vez, permite definir estructuras de varios bi-puertos con la simple multiplicación de sus propias matrices *ABCD*. Permite relacionar el voltaje y corriente existentes en el puerto de entrada con el voltaje y corriente existentes en el puerto de salida.

$$\begin{bmatrix} V_n \\ I_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{n+1} \\ I_{n+1} \end{bmatrix} \quad (3.1)$$

En nuestro caso la usaremos para describir únicamente una celda *SCR*. Para obtenerla, inicialmente, transformaremos nuestro circuito equivalente *SCR* a un circuito de admitancias correspondiente, como se observa en la siguiente página:

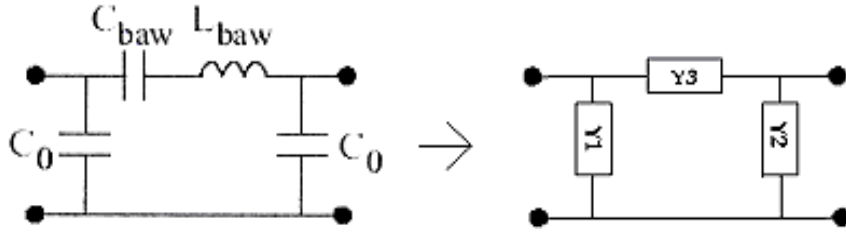


Fig 3.1 – Transformación del circuito equivalente *SCR* a un circuito de admitancias. Es necesaria para conseguir los valores de la *matriz ABCD*

De donde obtenemos:

$$Y_1 = C_o j\omega \quad (3.2)$$

$$Y_2 = C_o j\omega \quad (3.3)$$

$$Y_3 = \frac{C_{baw} j\omega}{1 - C_{baw} L_{baw} \omega^2} \quad (3.4)$$

Los términos de la *matriz ABCD* correspondiente a una red de dos puertos en Π tendrán los siguientes valores:[1]

$$A = 1 + \frac{Y_2}{Y_3} \quad (3.5)$$

$$B = \frac{1}{Y_3} \quad (3.6)$$

$$C = Y_1 + Y_2 + \frac{Y_1 Y_2}{Y_3} \quad (3.7)$$

$$D = 1 + \frac{Y_1}{Y_3} \quad (3.8)$$

Por lo tanto, sustituyendo los valores de las admitancias en los parámetros ABCD obtenemos:

$$A = 1 + \frac{C_o [1 - C_{baw} L_{baw} \omega^2]}{C_{baw}} \quad (3.9)$$

$$B = \frac{1 - C_{baw} L_{baw} \omega^2}{C_{baw} j\omega} \quad (3.10)$$

$$C = C_o j\omega + \frac{C_o^2 j^2 \omega^2 [1 - C_{baw} L_{baw} \omega^2]}{C_{baw} j\omega} \quad (3.11)$$

$$D = 1 + \frac{C_o [1 - C_{baw} L_{baw} \omega^2]}{C_{baw}} \quad (3.12)$$

Notamos que $A=D$, hecho que implica que la red sea simétrica, como era de esperar con la simple observación de la red a analizar.

Para simplificar los cálculos y las fórmulas que aparecen a continuación, pondremos los parámetros $ABCD$ en función de la impedancia serie y de la impedancia paralelo del circuito equivalente en Π del resonador:

Impedancia serie Z_s e impedancia paralelo Z_p :

$$Z_s = \frac{1 - C_{baw} L_{baw} \omega^2}{C_{baw} j\omega} \quad (3.13)$$

$$Z_p = \frac{1}{C_o j\omega} \quad (3.14)$$

Por lo tanto, a través de (3.13) y (3.14), los valores $ABCD$ quedarán presentados de la siguiente forma:

$$A = 1 + \frac{Z_s}{Z_p} \quad (3.15)$$

$$B = Z_s \quad (3.16)$$

$$C = \frac{2Z_p + Z_s}{Z_p^2} \quad (3.17)$$

$$D = 1 + \frac{Z_s}{Z_p} \quad (3.18)$$

3.2.2. MÉTODO DE LOS PARÁMETROS IMPEDANCIA IMAGEN PARA REDES DE DOS PUERTOS [1], [2]

El método de los parámetros imagen es útil para filtros sencillos y proporciona una relación entre estructuras periódicas infinitas y el diseño de filtros.

Empezamos con las definiciones de impedancia imagen y de la función de transferencia de voltaje para una red arbitraria de dos puertos recíproca; necesarias para el análisis del resonador SCR .

Consideramos una red, como la de la siguiente figura, caracterizada por su matriz $ABCD$. Las impedancias imagen Z_{i1} y Z_{i2} quedan definidas de la siguiente manera:

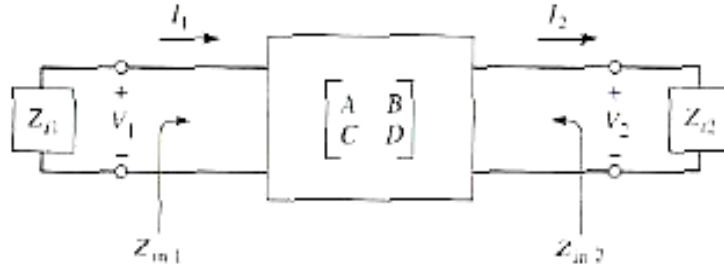


Fig 3.2 – Representación de las impedancias imagen para una red bi-puerto definida según su *matriz ABCD* correspondiente [1]

- Z_{i1} = Impedancia de entrada en el puerto 1 cuando el puerto 2 está terminado con Z_{i2}
- Z_{i2} = Impedancia de entrada en el puerto 2 cuando el puerto 1 está terminado con Z_{i1} .

Los dos puertos se encuentran en situación de adaptación cuando están terminados con sus propias impedancias imagen. A continuación derivaremos las expresiones de estas impedancias imagen en función de los parámetros *ABCD* obtenidos anteriormente.

Los voltajes y corrientes en los puertos están relacionados de la siguiente manera. Para el puerto 1:

$$V_1 = AV_2 + BI_2 \quad (3.19)$$

$$I_1 = CV_2 + DI_2 \quad (3.20)$$

La impedancia de entrada en el puerto 1, con el puerto 2 terminado en su impedancia imagen Z_{i2} , es: (asumiendo $V_2 = Z_{i2}I_2$)

$$Z_{in1} = \frac{V_1}{I_1} = \frac{AV_2 + BI_2}{CV_2 + DI_2} = \frac{AZ_{i2} + B}{CZ_{i2} + D} \quad (3.21)$$

Para el puerto 2, invertimos la *matriz ABCD*. Para una red recíproca tenemos $AD - BC = 1$, lo que nos lleva a:

$$V_2 = DV_1 - BI_1 \quad (3.22)$$

$$I_2 = -CV_1 + AV_1 \quad (3.23)$$

Por lo tanto, la impedancia de entrada en el puerto 2, con el puerto 1 terminado en su impedancia imagen Z_{i1} puede ser hallada: (asumiendo $V_1 = -Z_{i1}I_1$)

$$Z_{in2} = \frac{-V_2}{I_2} = \frac{DV_1 - BI_1}{-CV_1 + AV_1} = \frac{DZ_{i1} + B}{CZ_{i1} + A} \quad (3.24)$$

Una vez llegado a este punto, lo que a nosotros nos interesa, es que $Z_{in1} = Z_{i1}$ de la misma manera que $Z_{in2} = Z_{i2}$, por lo que las ecuaciones (3.21) y (3.24) nos dan dos ecuaciones para las impedancias imagen:

$$Z_{i1}(CZ_{i2} + D) = AZ_{i2} + B \quad (3.25)$$

$$Z_{i2}(-CZ_{i1} + A) = DZ_{i1} - B \quad (3.26)$$

Resolviendo para Z_{i1} y Z_{i2} :

$$Z_{i1} = \sqrt{\frac{AB}{CD}} \quad (3.27)$$

$$Z_{i2} = \sqrt{\frac{BD}{AC}} \quad (3.28)$$

De esta manera quedan definidas las impedancias imagen en cada puerto en función de los parámetros de la *matriz ABCD* conocidos. A continuación definiremos otro parámetro correspondiente a la teoría de los parámetros imagen.

Consideramos ahora la función de transferencia de voltaje para una red de dos puertos terminada en sus impedancias imagen. Según la figura 3.3 y a través de (3.22), el voltaje en el puerto 2 se puede expresar de la siguiente manera:

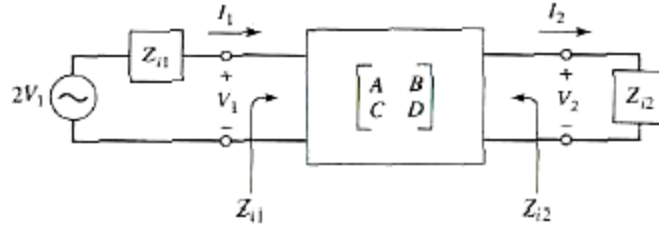


Fig 3.3 – Representación de una red bipuerto según su *matriz ABCD*, adaptada según sus respectivas impedancias imagen Z_{in} , con un voltaje determinado para calcular su función de transferencia [1]

Con $V_1 = Z_{i1}I_1$:

$$V_2 = DV_1 - BI_1 = \left(D - \frac{B}{Z_{i1}} \right) V_1 \quad (3.29)$$

La relación de voltaje queda:

$$\frac{V_2}{V_1} = D - \frac{B}{Z_{i1}} = D - B\sqrt{\frac{CD}{AB}} = \sqrt{\frac{D}{A}}(\sqrt{AD} - \sqrt{BC}) \quad (3.30)$$

De forma similar para la intensidad

$$\frac{I_2}{I_1} = -CZ_{i1} + A = \sqrt{\frac{A}{D}}(\sqrt{AD} - \sqrt{BC}) \quad (3.31)$$

Observamos un factor recíproco tanto en (3.30) como en (3.31) $\left(\left(\sqrt{D/A}\right), \left(\sqrt{A/D}\right)\right)$ que se entienden como transformadores entre las relaciones de voltaje e intensidad. La parte restante de las dos ecuaciones es igual y nos permite definir un factor de propagación de la red:

$$e^{-\gamma} = \sqrt{AD} - \sqrt{BC} \quad (3.32)$$

Dónde $\gamma = \alpha + j\beta$. Operando sobre (3.32):

$$e^{\gamma} = \frac{1}{\sqrt{AD} - \sqrt{BC}} = \frac{AD - BC}{\sqrt{AD} - \sqrt{BC}} = \sqrt{AD} + \sqrt{BC}$$

Finalmente, a través de $\cosh(\gamma) = \frac{e^{\gamma} + e^{-\gamma}}{2}$, obtenemos

$$\cosh(\gamma) = \sqrt{AD} \quad (3.33)$$

Ecuación que nos permite relacionar un factor de propagación de la red con los parámetros de la matriz ABCD calculados anteriormente de una forma compacta.

3.2.3. APLICACIÓN DEL MÉTODO DE LOS PARÁMETROS IMAGEN

Una vez obtenidos los valores de la matriz ABCD y comprendido el método de los parámetros imagen para la descripción de redes de dos puertos, procederemos a su aplicación y continuación del estudio.

- **Constante de propagación γ**

Empezamos describiendo este parámetro porque nos permitirá definir un concepto tan importante como es la ventana de propagación.

Partiendo de un circuito equivalente sin pérdidas tendremos una constante de propagación $\gamma = \alpha + j\beta$ con constante de atenuación $\alpha = 0$ en todas las frecuencias (en comportamiento propagativo de la red, α tiende a cero), mientras que la constante de fase β será constante en todas las frecuencias excepto en el rango de frecuencias en que la red propaga energía. Durante este rango frecuencial en que la red “propaga”, la constante de fase variará de tal forma que dejará el valor constante nulo para pasar a un valor constante π , siendo así la constante de propagación puramente imaginaria dentro del rango propagativo. Por lo tanto, durante el comportamiento propagativo tendremos $\alpha = 0$ y $\beta \neq 0, \pi$ y fuera de él tendríamos, teniendo en cuenta las pérdidas, $\alpha \neq 0$ y $\beta = 0, \pi$.

Nos centramos en el modo propagativo de la red. Según la ecuación (3.33) del apartado anterior, y sabiendo que nuestra red es simétrica ($A=D$), tenemos que:

$$\cosh(\gamma) = \sqrt{AD} \Big|_{A=D} = \sqrt{A^2} = A = 1 + \frac{Z_s}{Z_p} \quad (3.34)$$

Esta fórmula, al ser un coseno hiperbólico, tomará infinitos valores entre 1 y -1. Es decir, que existirá propagación a través de la red mientras se cumpla:

$$1 > \cosh(\gamma) > -1 \quad (3.35)$$

Para los infinitos valores que pueda tomar $\cosh(\gamma)$, γ tomará infinitos valores entre 0 i π , por lo tanto, también podemos afirmar que existirá propagación a través de la red siempre que se cumpla:

$$0 < \gamma < \pi \quad (3.36)$$

Analizando los casos para los que $\cosh(\gamma)$ es igual a 1,0 o -1, o lo que es lo mismo, los casos para los que la constante de propagación γ vale 0, $\pi/2$ o π respectivamente, obtendremos las frecuencias extremas del rango frecuencial en que puede existir propagación, lo que llamamos ventana de propagación, y también su frecuencia central. La expresión a analizar es la (3.34) en términos de condensador y bobina:

$$\cosh(\gamma) = \sqrt{AD} \Big|_{A=D} = \sqrt{A^2} = A = 1 + \frac{Z_s}{Z_p} = 1 + \frac{C_o [1 - C_{baw} L_{baw} \omega^2]}{C_{baw}} =$$

Teniendo en cuenta (1.1), de donde aislamos el producto $L_{baw} C_{baw}$:

$$= 1 + \frac{1}{\beta} \left[1 - \frac{\omega^2}{\omega_r^2} \right] \quad \text{dónde} \quad \beta = \frac{C_{baw}}{C_o}$$

Aislando ω y dando los valores necesarios a $\cosh(\gamma)$ deducimos las frecuencias límite inferior ω_L , y superior ω_H , en que la red propaga energía, y también la frecuencia central ω_C de este rango propagativo:

$$\circ \quad \gamma = 0 \rightarrow \cosh(\gamma) = 1 \rightarrow \omega_L = \omega_r \quad (3.37)$$

$$\circ \quad \gamma = \pi/2 \rightarrow \cosh(\gamma) = 0 \rightarrow \omega_C = \omega_r \sqrt{\beta + 1} \approx \omega_r \left(\frac{\beta}{2} + 1 \right) \quad (3.38)$$

$$\circ \quad \gamma = \pi \rightarrow \cosh(\gamma) = -1 \rightarrow \omega_H = \omega_r \sqrt{2\beta + 1} \approx \omega_r (\beta + 1) \quad (3.39)$$

Estas frecuencias serán constantes durante el desarrollo del estudio y nos permitirán ciertas combinaciones de los valores de los elementos discretos, que como se verá, repercutirán en la transmisión S_{21} de la red a estudiar. En la siguiente figura se observan perfectamente las frecuencias límite del rango propagativo:

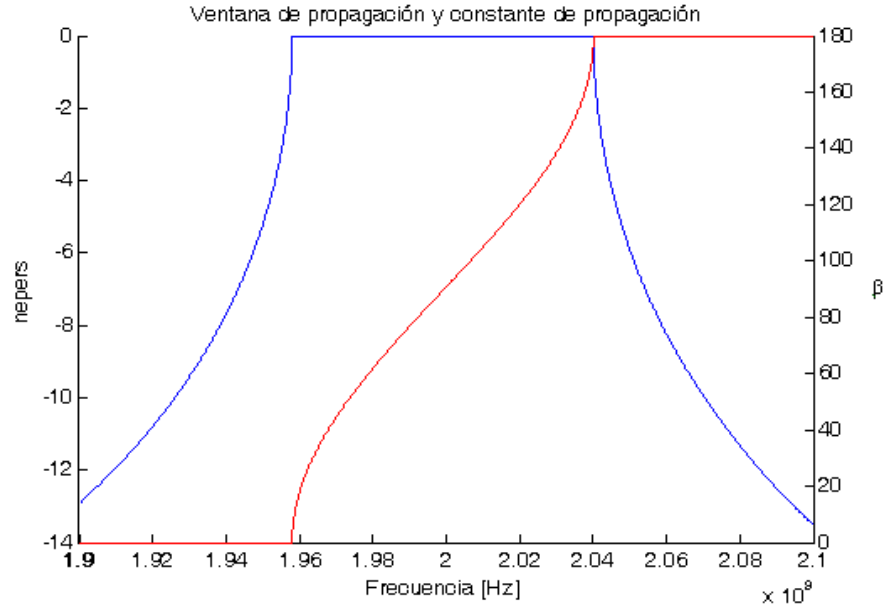


Fig 3.4 – En azul se representa la llamada ventana de propagación, observando perfectamente el rango frecuencial en que la red propaga energía. En rojo observamos la constante de propagación, que es puramente imaginaria. Estas representaciones están pensadas para $f_0 = 1.958$ GHz

Para que se comprenda bien la idea, se pretende escoger un rango de frecuencias determinado, centrado en ω_c y delimitado por ω_L y ω_H , en que será posible la propagación de energía a través de la red.

- **Impedancia imagen Z_i**

Es el otro parámetro imagen a analizar. En el apartado anterior hemos concluido que diferenciamos dos impedancias imagen: Z_{i1} y Z_{i2} . Recordamos que para redes simétricas, como es el caso que analizamos, tendremos que $A=D$, por lo tanto $Z_{i1}=Z_{i2}$ serán iguales, y para simplificar hablaremos a partir de ahora de una única impedancia imagen Z_i .

Z_i toma su valor mínimo en $\omega = \omega_L$ y su valor máximo lo alcanza en $\omega = \omega_H$. Sustituimos los valores $ABCD$ en la ecuación (3.27) o (3.28) de impedancia imagen:

$$Z_i = \sqrt{\frac{AB}{CD}} \Big|_{A=D} = \sqrt{\frac{B}{C}} = \sqrt{\frac{Z_s Z_p^2}{2Z_p + Z_s}} \quad (3.40)$$

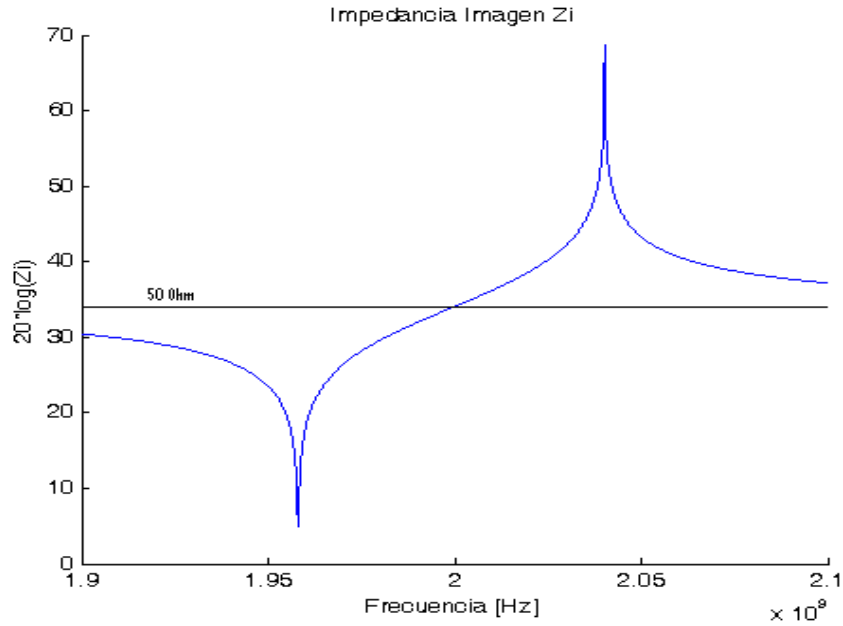


Fig 3.5 – Representación de la impedancia imagen para $f_r=1.958$ GHz

- **Relación de la impedancia imagen Z_i y de la constante de propagación γ**

Los dos parámetros característicos de las redes de dos puertos tienen en común el rango de frecuencias en que la red es propagativa: las frecuencias de resonancia ω_r y de antiresonancia ω_a que aparecen en la impedancia imagen Z_i , coinciden con las frecuencias ω_L y ω_H en que la red empieza y termina, respectivamente, su comportamiento propagativo representado mediante γ . Eso nos permite plantear una relación interesante, ya que podremos saber que valor de impedancia imagen se corresponde a cada valor de la constante de propagación en todo el rango propagativo de la red:

Aislando Z_s de (3.34) y sustituyéndola en (3.40), obtendremos esta relación:

$$Z_i = Z_p \sqrt{\frac{\cosh(\gamma) - 1}{\cosh(\gamma) + 1}} \quad (3.41)$$

O su análoga:

$$Z_i = Z_p \tanh\left(\frac{\gamma}{2}\right) \quad (3.42)$$

Son dos relaciones importantes que nos permitirán el cálculo de los elementos discretos que configuran el circuito equivalente de un resonador SCR.

3.3.CÁLCULO DE LOS ELEMENTOS DISCRETOS DEL CIRCUITO EQUIVALENTE BVD SIN PÉRDIDAS PARA UN SCR

Para llevar a cabo el cálculo de los elementos discretos partimos de C_o . Sabemos que existe una única frecuencia determinada en que la impedancia imagen valdrá $Z_i = Z_o = 50\Omega$ y la constante de propagación será $\gamma = \pi/2$. Esta frecuencia única determinada se corresponde con la frecuencia central ω_c de la ventana de propagación. Sencillamente, escogiendo la frecuencia dónde queremos centrar esta ventana podremos hallar C_o , el primero de los elementos del circuito equivalente. A través de (3.42):

$$\circ \quad Z_i = Z_p \tanh\left(\frac{\gamma}{2}\right) \Big|_{Z_i=50/\gamma=\pi/2} \rightarrow Z_p = \frac{50}{j} \quad (3.43)$$

De esta manera encontramos el valor de la impedancia paralelo. Ahora, igualando (3.14) con (3.43) encontramos el valor de C_o :

$$\frac{50}{j} = \frac{1}{C_o j \omega_c} \rightarrow C_o = \frac{1}{50 \omega_c} \quad (3.44)$$

Por lo tanto, seleccionando una frecuencia central de propagación $f_c = 2$ GHz encontramos en (46) el primer elemento que será $C_o = 1.6$ pF. A partir de aquí los otros elementos se deducen de forma trivial mediante ecuaciones expresadas anteriormente. El siguiente paso será encontrar C_{baw} a través de (2.3) y después (2.1). Mediante (2.3) y con un valor de $k_t = 0.23$ obtendremos:

$$\circ \quad \beta = 0.042849 = \frac{C_{baw}}{C_o} \rightarrow C_{baw} = 0.0682 \text{ pF}$$

Ya solo nos falta el último elemento que es L_{baw} . Conocemos C_{baw} y ω_c , y determinamos ω_L a partir de (3.38):

$$\circ \quad \omega_L = \frac{\omega_c}{\frac{\beta}{2} + 1} = 1.958 \text{ GHz}$$

Por lo que a partir de (3.39) y (2.1):

$$\circ \quad \omega_L = \omega_r = \frac{1}{\sqrt{L_{baw} C_{baw}}} \rightarrow L_{baw} = 96.98 \text{ nH}$$

De esta manera ya tenemos todos los valores de los elementos de la celda. Recordamos que esos valores mantienen la particularidad que ofrece el parámetro C_o ,

que ha sido escogido para poder centrar la ventana de propagación a $f_c = 2$ GHz, y por lo tanto se da que $Z_i = 50\Omega$ y $\gamma = \pi/2$.

3.4. SIMULACIÓN DE UN RESONADOR SCR

Tenemos ya todos los valores de la celda obtenidos a partir de las condiciones impuestas de impedancia imagen y constante de propagación.

Para llevar a cabo la simulación de un resonador apilado, usaremos el software de diseño *ADS (Advance Design System)* 2005. Sencillamente utilizamos el circuito equivalente *BVD* para un *SCR* introduciendo los valores de los elementos discretos calculados anteriormente.

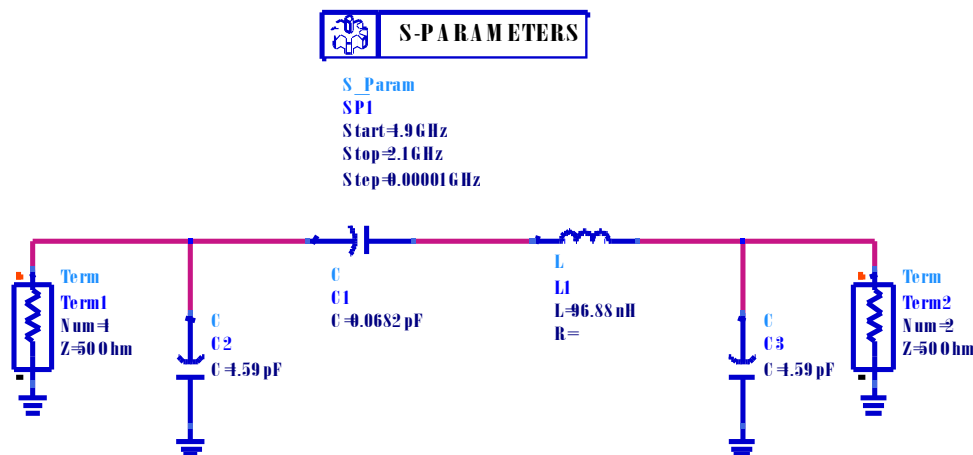


Fig 3.6 – Circuito equivalente del resonador *SCR* introducido en el *schematic* para realizar las distintas simulaciones. Los valores de los elementos discretos son los calculados a partir de (46) en la página anterior.

Para la simulación de este circuito y poder graficar los parámetros de interés, nos hemos servido de las representaciones de las ecuaciones (3.13), (3.14), (3.34) y (3.41).

A continuación se muestran los parámetros característicos de la red de la figura 3.6: la impedancia imagen Z_i y la constante de propagación γ , obtenidos a través de los valores calculados de los elementos discretos. Recordamos que estos parámetros están centrados a una frecuencia arbitraria, que nos permite calcular C_o el primer de los elementos discretos que componen la red.

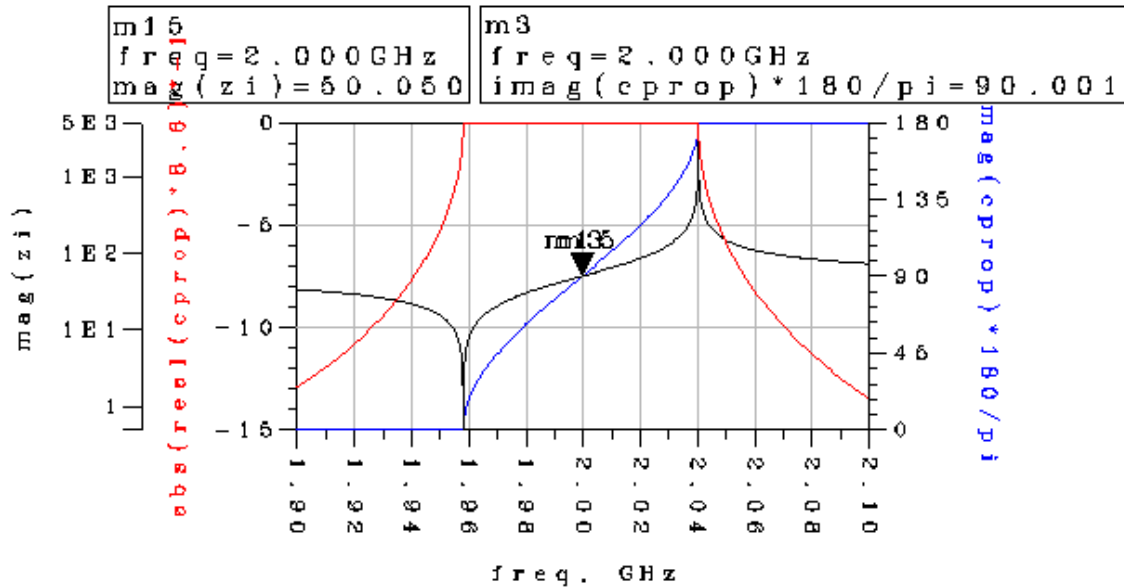


Fig 3.7 – Representación de los parámetros imagen del resonador SCR: en negro la impedancia imagen y en rojo y azul la constante de propagación puramente imaginaria

En negro está representada a escala logarítmica la impedancia imagen Z_i , observamos como en la frecuencia de resonancia esta tiende a cero, mientras que para la frecuencia de anti-resonancia pasa todo lo contrario y Z_i toma su valor máximo. De la misma manera, también se cumple que a la frecuencia central de propagación la impedancia vale 50Ω .

En rojo y azul observamos las dos representaciones de la constante de propagación. La azul representa la parte imaginaria β de la constante de propagación en grados (es puramente imaginaria durante la propagación) y muestra los valores que toma durante su variación de 0° a 180° , cumpliendo 90° a la frecuencia central de propagación. De la misma manera, en rojo observamos la parte real α de la constante de propagación, es decir las pérdidas, pasada a decibelios (dB) que identifica perfectamente lo que llamamos ventana de propagación, una mejor representación del rango de frecuencias en que existe propagación total. Avanzamos que esta ventana la mantendremos siempre constante, es decir, no variarán en ningún momento las ecuaciones (3.37), (3.38) ni (3.39) (esto será la base del estudio que prosigue). Fuera de este rango de frecuencias se observa como no existirá la propagación total de energía debido al incremento de las pérdidas, $\alpha \neq 0$.

Es de utilidad representar la constante de propagación en función de la impedancia imagen. En la siguiente figura, observamos como efectivamente, para una impedancia imagen $Z_i = 50\Omega$ tenemos una constante de propagación $\gamma = 90^\circ$, punto único en el que se cumple la condición de adaptación tanto en el puerto de entrada como en el puerto de salida, y que coincide con la frecuencia central de propagación.

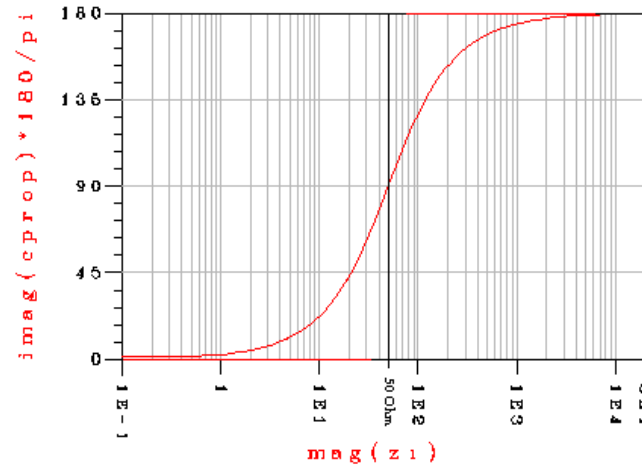


Fig 3.8 – Representación de la relación entre la impedancia imagen y la constante de propagación. Observamos claramente como para $Z_i=50\Omega$ la constante de propagación vale $\gamma=(\pi/2)$. Destacar que el punto más cercano al origen tiene lugar en la frecuencia de resonancia, mientras que el punto más lejano al origen ocurre en la frecuencia de anti-resonancia

También verificamos que en el valor mínimo de la impedancia imagen el valor de la constante de propagación sea nulo (hecho que se produce en ω_r o ω_L) y que para el valor máximo del mismo la constante de propagación sea 180° (hecho que se produce en ω_a o ω_H).

Otro punto de vista para entender la red es a través del coeficiente de reflexión en la carga (las dos cargas son iguales, por lo tanto el coeficiente de reflexión también), tomando Z_i como la impedancia imagen y $Z_l = 50\Omega$:

$$\Gamma_l = \frac{Z_l - \text{mag}(Z_i)}{Z_l + \text{mag}(Z_i)} \quad (3.45)$$

Este será nulo en el punto que se cumple que la impedancia imagen de la red sea $Z_i = 50\Omega$

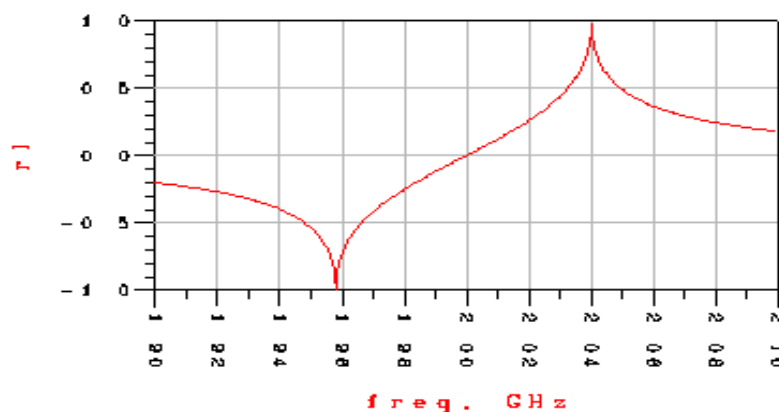


Fig 3.9 – Representación del coeficiente de reflexión en las cargas para la red simulada. Efectivamente, este es nulo en el punto en que la impedancia imagen se corresponde con la impedancia característica, $Z_i=Z_o$.

A continuación, presentamos la forma que presenta la transmisión S21 mediante un análisis de parámetros S para los valores de los elementos discretos expuestos anteriormente:

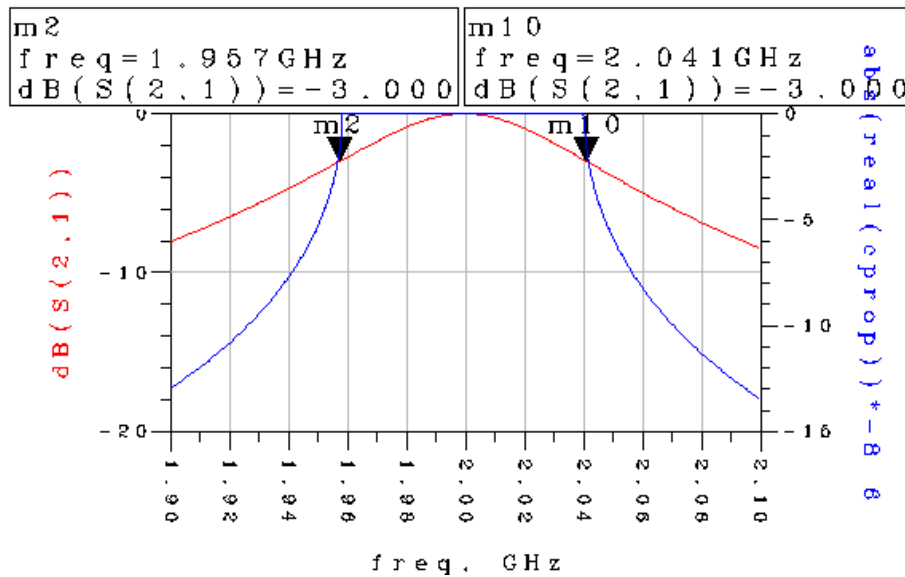


Fig 3.10 – Representación simulada de la transmisión de la red propuesta

De esta simulación desprendemos un dato importante, observamos que la respuesta de transmisión se ha centrado en $f_{c,S21} = 2$ GHz, es decir en la frecuencia central de la ventana de propagación. Esto implica una rápida conclusión: obtendremos el máximo de transmisión en la frecuencia en que la impedancia imagen valga $Z_i = 50 \Omega$ o, lo que es lo mismo, en la frecuencia en la que el coeficiente de reflexión sea $\Gamma=0$.

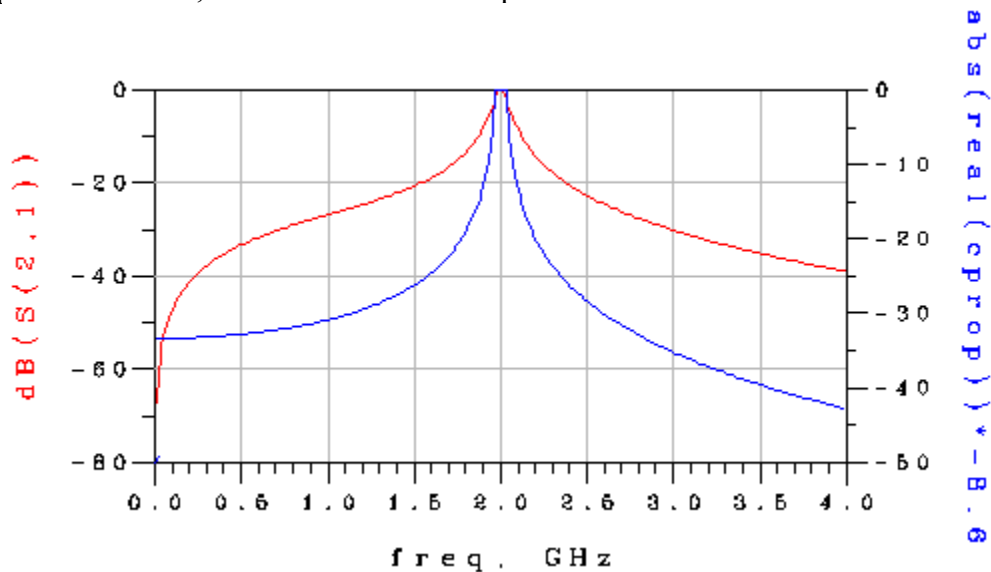


Fig 3.11 – Representación de la transmisión del resonador SCR con un barrido de 4 GHz. Observamos como la respuesta de un solo resonador no cumple con las especificaciones necesarias de un filtro

Las frecuencias de corte a -3dB coinciden con las frecuencias límite inferior y superior de la ventana de propagación, que a su vez son las frecuencias de resonancia y anti-resonancia del resonador SCR. El ancho de banda efectivo de la transmisión por lo tanto será igual al ancho de banda del resonador (rango de frecuencias entre la resonancia y la antiresonancia).

$$BW_{S21} = BW_{SCR} = 84 \text{ MHz} \quad (3.46)$$

Hay que tener en cuenta que este ancho de banda será único, es decir, que solo lo conseguiremos para la combinación de valores de los elementos discretos calculados anteriormente, y avanzamos que será el máximo que podremos obtener con esta red, o mejor dicho, con esta ventana de propagación. Por lo que podemos afirmar que cuando la frecuencia central de transmisión coincide con la frecuencia central de la ventana de propagación, el ancho de banda efectivo de transmisión será el máximo alcanzable. Mencionamos esto, porqué a continuación, manipularemos la red de forma que conseguiremos variar el ancho de banda sin cambiar la ventana de propagación propia del resonador.

Aprovechando el tema, resaltamos que el ancho de banda efectivo de transmisión máximo viene totalmente controlado por el parámetro de construcción β . Esto se demuestra a continuación mediante el ancho de banda relativo máximo y la sustitución a través de (3.39):

$$RBW_{\max} = \frac{BW_{SCR}}{f_{C,SCR}} = \frac{\omega_a - \omega_r}{\frac{\omega_a + \omega_r}{2}} = 2 \frac{\omega_r(\beta + 1) - \omega_r}{\omega_r(\beta + 1) + \omega_r} = 2 \frac{\beta}{\beta + 2} \quad (3.47)$$

El ancho de banda relativo máximo esta relacionado con el ancho de banda del resonador partido por la frecuencia central de este ancho. En la simulación anterior hemos usado un parámetro de construcción $\beta = 0.042849$, por lo que obtendremos:

$$RBW_{\max} = 0.04195 = 4.195\%$$

De la misma manera, este ancho de banda relativo se relaciona también con el ancho de banda efectivo de la transmisión partido por la frecuencia central de transmisión.

$$RBW_{\max} = \frac{BW_{S21,\max}}{f_{C,S21}} \quad (3.48)$$

Si multiplicamos este ancho de banda relativo por la frecuencia central transmisión $f_{C,S21} = 2$ GHz obtendremos el ancho de banda efectivo de transmisión máximo alcanzable $BW_{S21,\max} = 83.9$ MHz

Por lo tanto, queda demostrado que para los valores de los elementos discretos del circuito equivalente SCR derivados a partir de la β y la $\omega_c|_{z_i} = 50\Omega$, o lo que es lo mismo, cuando la frecuencia central de transmisión coincide con la frecuencia central de la ventana de propagación, obtenemos el ancho de banda máximo alcanzable con un resonador SCR, que coincide con el propio ancho de banda del resonador.

Aprovechando que sabemos el valor y cuando se produce el ancho de banda efectivo de transmisión máximo, deducimos el factor de calidad mínimo que nos aportará el resonador SCR, a través de la relación inversa que mantienen estos dos parámetros:

$$Q = \frac{f_{C,S21}}{BW} \rightarrow Q_{\min} = \frac{f_{C,S21}}{BW_{S21,\max}} \quad \text{para } f_{C,S21} = f_{C,\text{ven tan apropiación}} \quad (3.49)$$

Si aislamos $f_{C,S21}$ de (3.47) y lo sustituimos en (3.48) obtendremos:

$$Q_{\min} = \frac{\frac{BW_{S21,\max}}{1}}{\frac{RBW_{\max}}{1}} = \frac{1}{RBW_{\max}} = \frac{1}{2} \frac{\beta + 2}{\beta} = 23.83 \quad (3.50)$$

Ecuación que nos permite observar como el parámetro de construcción β también influye en el factor de calidad. De esta manera obtenemos el factor de calidad mínimo alcanzable con una resonador SCR.

Para terminar con este apartado, se proponen dos relaciones a través de (3.47) y (3.50) que pueden ser de utilidad:

$$\frac{f_C}{BW_{\max}} \left(2 \frac{\beta}{\beta + 2} \right) = 1 \quad (3.51)$$

$$Q_{\min} \left(2 \frac{\beta}{\beta + 2} \right) = 1 \quad (3.52)$$

Donde $f_C = f_{C,S21} = f_{C,\text{propagación}}$ ya que nos encontramos en la situación de ancho de banda efectivo máximo o factor de calidad mínimo.

Esta relación permite, fijando el parámetro de construcción, saber que anchos de banda máximos podemos conseguir a priori a determinadas frecuencias centrales de propagación/transmisión, o viceversa. A través de β y f_C podemos calcular todos los valores de los elementos discretos del circuito equivalente del SCR.

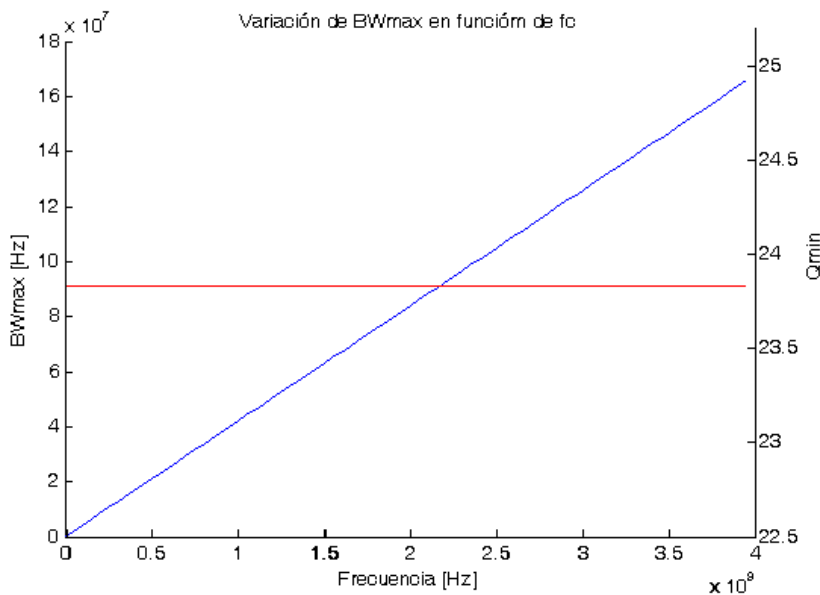


Fig 3.12 – Representación de los valores máximos y mínimos de ancho de banda y factor de calidad respectivamente, en función de la frecuencia central de la ventana de propagación. Observamos como el ancho de banda máximo incrementa a medida que trabajamos con ventanas a más alta frecuencia,

mientras que el factor de calidad se mantiene siempre igual para cualquier ventana. Esto hecho se observa en la ecuación (54), donde no existe dependencia de f_c

3.5.ALTERACIÓN DE LOS VALORES DE LOS ELEMENTOS DE LA CELDA SCR. VARIACIÓN DEL PARÁMETRO DE TRANSMISIÓN S_{21} .

Se ha comentado anteriormente que una vez obtenida la ventana de propagación, esta resultará constante. A partir de aquí, nos damos cuenta que fijada la frecuencia inferior de propagación ω_L y un parámetro de construcción β constante, existen infinitas combinaciones de C_O , L_{baw} y C_{baw} que cumplen con las ecuaciones de diseño anteriores. Estas combinaciones repercuten en la forma de transmisión de la celda variando el ancho de banda, el factor de calidad Q y la frecuencia central de transmisión, que siempre se mantendrá dentro de la ventana de propagación. Recordamos el caso simulado anterior; tenía la particularidad de que la frecuencia central de transmisión coincidía con la frecuencia central de propagación. Con las infinitas combinaciones de los valores de los elementos esto ya no volverá a pasar, y, a parte de variaciones en el ancho de banda y en el factor de calidad, la frecuencia central de transmisión se alejará de la frecuencia central de la ventana de propagación.

Para realizar esta alteración de los valores de los elementos, pondremos C_{baw} y L_{baw} en función de C_O , y se determinarán de la siguiente manera a través de (2.2) y después (2.1), manteniendo fijadas la ω_L y la constante de construcción β :

$$C_{baw} = \beta C_O \quad (3.53)$$

$$L_{baw} = \left(\frac{1}{\omega_L} \right)^2 \frac{1}{C_{baw}} \quad (3.54)$$

Pero el problema que aparece ahora es el siguiente. Según se varíe C_O , variará la frecuencia central de la transmisión, entre otros parámetros, y a priori se desconoce que valor de C_O se corresponde con este desplazamiento de la frecuencia central de transmisión. Lo que si sabemos seguro, es que la frecuencia central de cualquier transmisión se producirá en la frecuencia exacta en que la impedancia imagen valga

$$Z_i = 50 \Omega$$

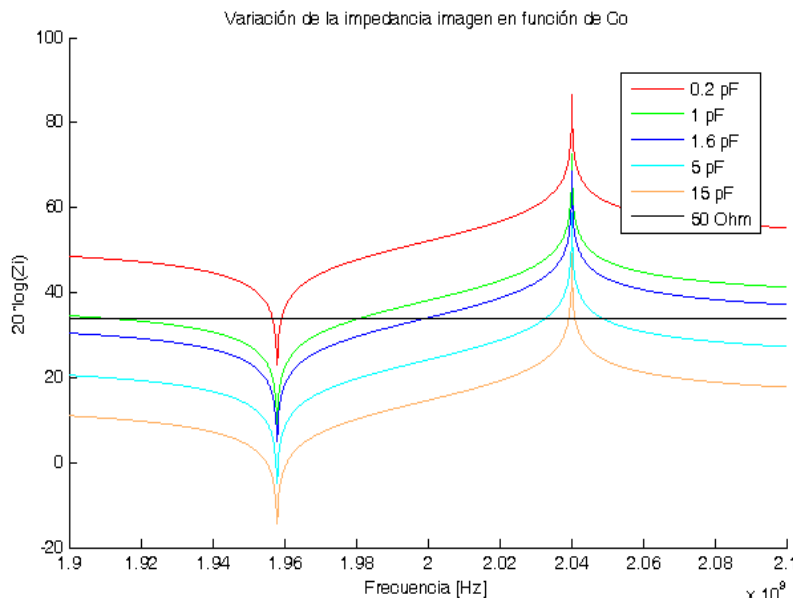


Fig 3.13 – Representación de varias impedancias imagen obtenidas con distintas C_O . Las impedancias mas elevadas se corresponden a C_O más bajas. Particularmente, la que cruza los 50 Ohm (representados mediante la línea negra) en 2 GHz se corresponde a $C_O=1.6$ pF. La línea horizontal representa los

50 Ω en forma logarítmica. El punto donde cada impedancia imagen se cruza con esta línea será donde obtendremos el máximo en la transmisión de la celda

Variando arbitrariamente C_o , figura 16, se observa rápidamente como la gráfica correspondiente a Z_i sufre un determinado escalado positivo o negativo según sea esa variación, por lo tanto, el punto en que $Z_i = 50\Omega$ corresponderá a otra frecuencia. Esta frecuencia, como se ha comentado ya, será la frecuencia central de transmisión.

Otra forma de comprender este desplazamiento de la frecuencia central de transmisión es mediante el coeficiente de reflexión entre la red y la carga. Como la frecuencia central de transmisión se corresponde a la frecuencia donde $Z_i = 50\Omega$, a esta misma frecuencia el coeficiente de reflexión será nulo.

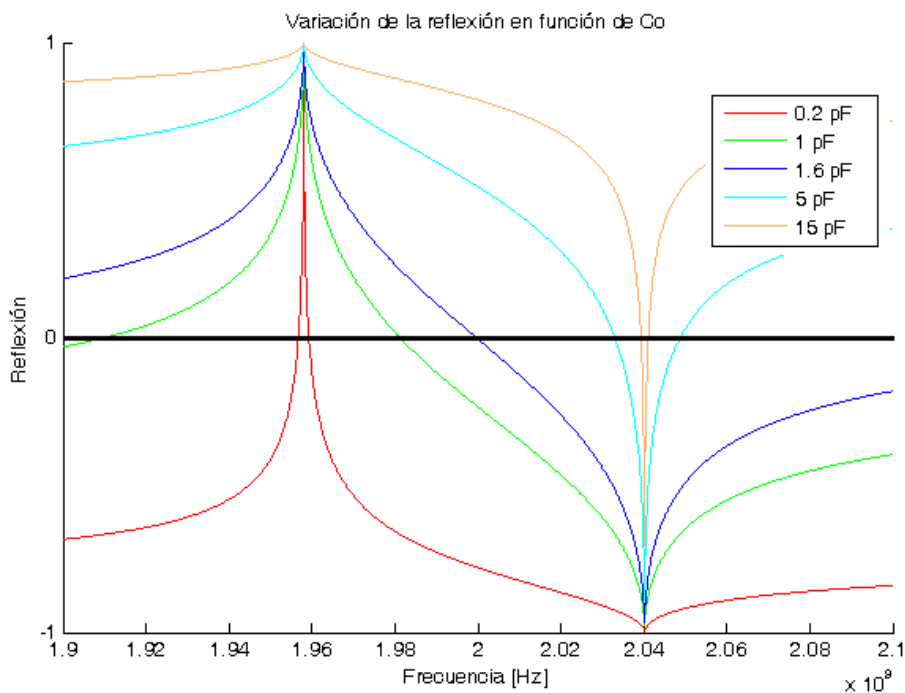


Fig 3.14 – Representación de distintas reflexiones en función de C_o . Observamos como el punto de cada función que cruza con cero se produce en la misma frecuencia en que las funciones anteriores se cruzan a 50 Ohm

Para determinar qué C_o asociar a cada frecuencia central de transmisión, necesitamos desarrollar la ecuación (3.40) en términos de condensador y bobina. Seguidamente, los parámetros C_{baw} y L_{baw} son sustituidos por unos valores determinados obtenidos a través del modelo de Mason, de manera que desarrollando la nueva ecuación llegamos a una ecuación compacta que nos permite controlar la frecuencia central donde queremos centrar la transmisión:

$$C_o = \frac{1}{\omega_c Z_o} \sqrt{\frac{\omega_c^2 - \omega_L^2}{\omega_H^2 - \omega_c^2}} \quad (3.55)$$

Donde ω_c es la frecuencia donde queremos centrar nuestra transmisión, que podrá ser cualquiera dentro de la ventana de propagación.

En la ilustración que abre la siguiente página, figura 3.15, graficamos este comportamiento. Los valores aceptables de C_o son los existentes dentro del rango propagativo de la red.

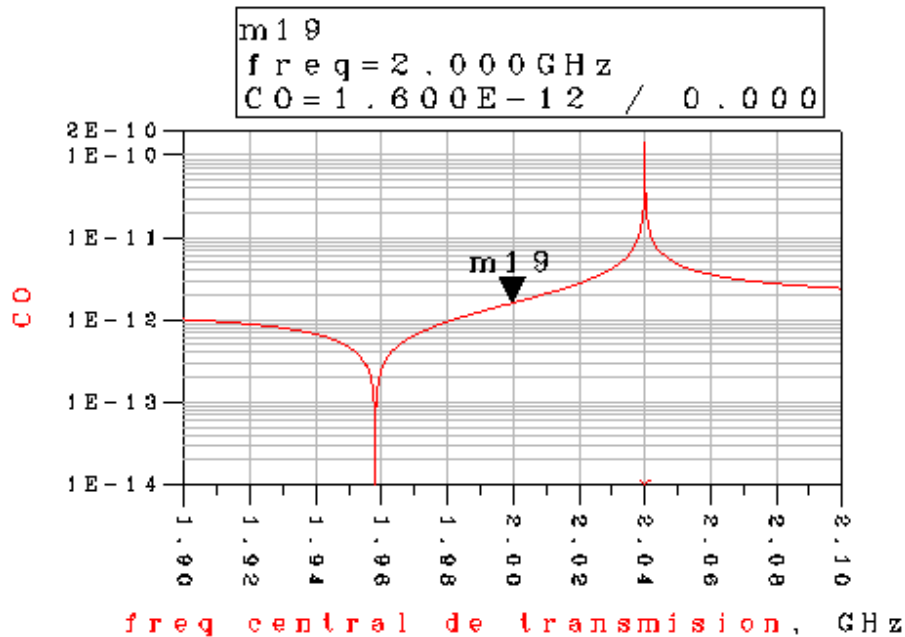


Fig 3.15 – Representación del valor de la capacidad C_o en función de la frecuencia donde queremos centrar la transmisión. Tal y como era de esperar, para $f_c=2$ GHz necesitamos una $C_o=1.6$ pF

De esta manera, tenemos controlado que valor de C_o necesitamos para centrar la transmisión a la frecuencia que nos interese, siempre dentro de la ventana de propagación. Para ejemplificarlo, presentaremos tres casos simulados más a parte del caso anterior, donde comprobábamos que en $f_c = 2GHz$ de transmisión necesitamos una $C_o = 1.6$ pF.

- **Verificación del control de la frecuencia central en función de C_o**

Por ejemplo, queremos centrar el filtro a 1.98 GHz. Observando la siguiente figura veremos que necesitamos una $C_o = 0.95$ pF:

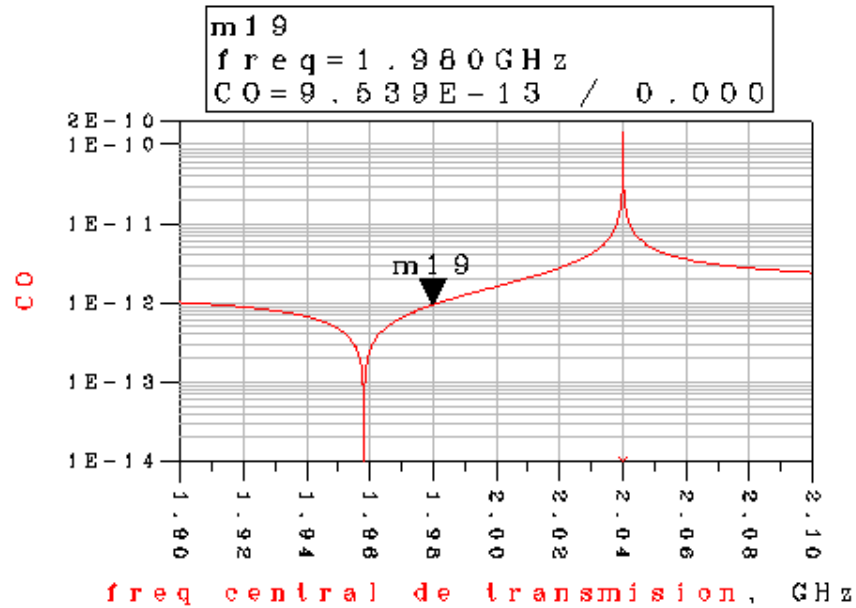


Fig 3.16 – Al centrar la frecuencia en 1.98 GHz el valor de C_o sera de 0.9539 pF

A través de (3.53) y (3.54) encontramos los valores de C_{baw} y L_{baw} . El siguiente paso es simular la red con los valores obtenidos. Si observamos el parámetro de transmisión correspondiente:

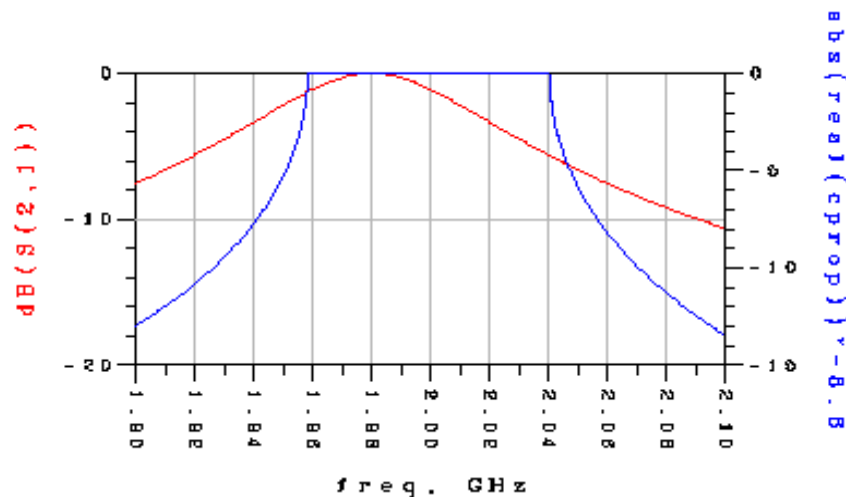


Fig 3.17 – Simulación de la transmisión de la red de la figura 3.6. Claramente se observa como el máximo se ha desplazado a la frecuencia deseada

Observamos como disminuyendo al valor de $C_o = 0.95 \text{ pF}$ conseguimos centrar el filtro a la frecuencia deseada 1.98 GHz. Aprovechamos para comentar que el ancho de banda ha disminuido a 74 MHz respecto los a 84 MHz obtenidos en la simulación anterior.

Realizamos la misma simulación pero con la intención de desplazar la respuesta a una frecuencia central $f_c = 2.02 \text{ GHz}$, es decir, el mismo desplazamiento pero en sentido contrario. Mediante la gráfica siguiente:

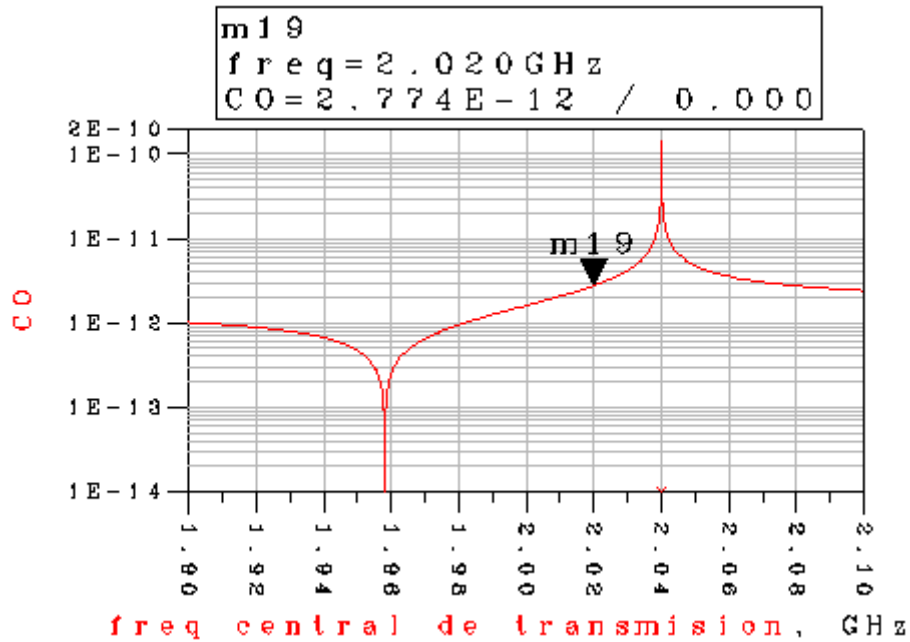


Fig 3.18 – Para desplazar el máximo de transmisión a 2.02 GHz necesitamos una C_0 de 2.77 pF

Desprendemos que necesitamos un valor de $C_0 = 2.77$ pF. Obtenemos los valores de los elementos discretos restantes de la misma manera que para el caso anterior y observamos que pasa con la transmisión S21:

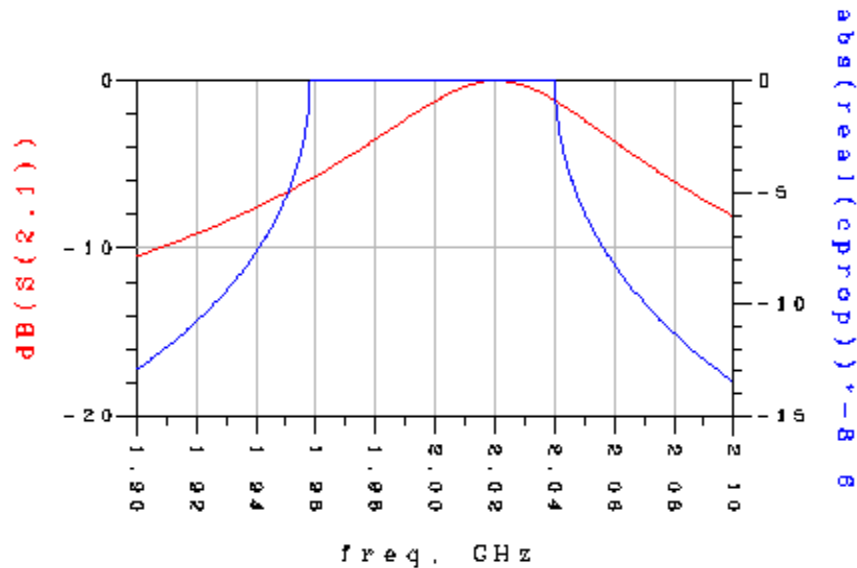


Fig 3.19 – Simulación de la red de la figura 3.6 mediante un valor de $C_0 = 2.77$ pF

La respuesta se ha desplazado a la frecuencia $f_c = 2.02$ GHz tal y como era de esperar. Notamos que el ancho de banda ha disminuido a $BW = 71$ MHz, por lo que desprendemos que sea cual sea la dirección del desplazamiento de la transmisión, el ancho de banda variará de forma muy parecida.

Finalmente probaremos un valor mas extremo de frecuencia para demostrar que la ecuación (3.55) se cumple siempre. Centraremos la transmisión a $f = 2.038$ GHz. A esta frecuencia, necesitaríamos una $C_0 = 9.96$ pF:

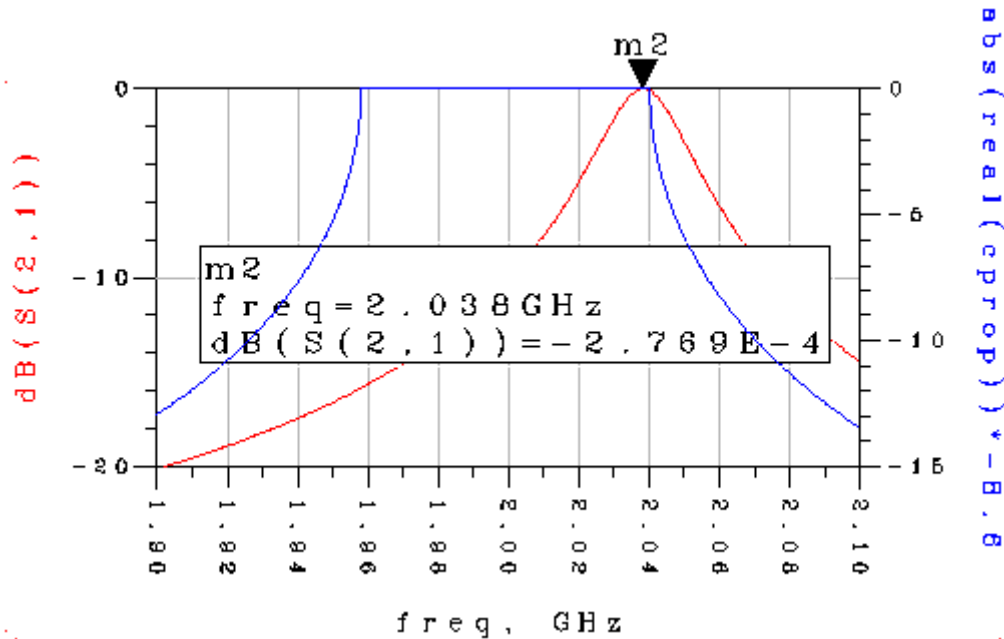


Fig 3.20 – Simulación de la red de la figura 3.6 mediante un valor de $C_o=9.96$ pF

Con esta gráfica se confirma que (3.55) se cumple siempre y, por lo tanto, que tenemos controlado el desplazamiento que sufre la frecuencia central de transmisión dentro de la ventana de propagación del resonador, en función de C_o .

Con estas tres simulaciones planteadas, nos generamos otra cuestión que es la siguiente; hemos confirmado que con la variación de C_o , a parte de variar la frecuencia central de transmisión, también variamos el ancho de banda de esta transmisión, y como es de esperar, también variará al factor de calidad de la transmisión. Como ancho de banda y factor de calidad son parámetros de diseño, sería de interés poder controlarlos mediante una relación con la variación de C_o .

3.6. CONTROL DEL ANCHO DE BANDA EFECTIVO DE TRANSMISIÓN Y DEL FACTOR DE CALIDAD DE UN RESONADOR SCR

Según las simulaciones obtenidas, desprendemos que el ancho de banda será máximo cuando $f_{C,ventpropagación} = f_{C,transmisión}$ e irá disminuyendo a medida que esa igualdad se rompa y la diferencia entre las dos frecuencias aumente. Una manera de intuir este efecto es observando otra vez la grafica correspondiente a la figura 16. Si nos fijamos en cada una de las curvas, veremos que su pendiente al cruzar la línea de los 50Ω es menor cuando centramos la transmisión en la ventana de propagación y, aumenta a medida que desplazamos la transmisión hacia los extremos de la ventana. Se trata del mismo comportamiento que observamos con el ancho de banda. El problema de esta observación, es que analizando el pendiente de la curva alrededor del corte con $Z_i = 50\Omega$, los resultados no se semejan lo suficiente con el comportamiento simulado

del ancho de banda, por lo tanto se ha buscado otra vía para intentar controlar o aproximar su comportamiento.

Si nos fijamos en la constante de propagación, determinamos que una variación de C_o no le afecta de ninguna manera. Esto se observa fácilmente mediante la ecuación (36) en términos de condensador y bobina: el cociente entre C_o/C_{baw} es la inversa de la constante de construcción beta, y de forma parecida pasa con el producto $L_{baw}C_{baw}$, ecuación (1), que siempre dará lo mismo porque tenemos fijada la frecuencia de resonancia ω_L .

Se ha comentado, en el primer párrafo de este apartado, que intuitivamente se podría relacionar el pendiente de Z_i en un determinado punto con el comportamiento del ancho de banda según variemos C_o . El mismo razonamiento podríamos plantear para el caso de la constante de propagación. A simple vista se observa que el pendiente mínimo de la curva se encuentra en el centro de la ventana de propagación, y aumenta a medida que nos desplazamos de la frecuencia central. Mediante la derivada de la constante de propagación observamos este efecto:

$$\frac{\partial \gamma}{\partial \omega} = \frac{\partial \text{Im}[\gamma]}{\partial \omega} = \frac{\partial \beta}{\partial \omega} \quad (3.56)$$

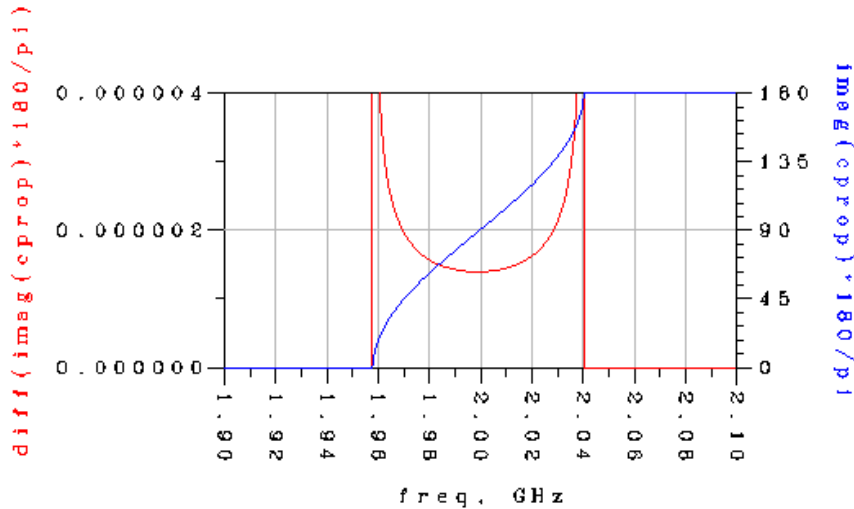


Fig 3.21 – Ampliación de la derivada para poder observar mejor su mínimo coincidente con la frecuencia central

Efectivamente, observamos un mínimo a la frecuencia central, y una simetría de la función que nos hace pensar en la posible relación, comentada anteriormente, entre ancho de banda y desplazamiento de frecuencia.

A partir de aquí, y centrándonos en la búsqueda del ancho de banda, se ha pensado de la siguiente forma. Sabiendo que obtenemos el ancho de banda máximo para $f_{C,prop} = f_{C,S21}$, donde aparece el mínimo en la anterior gráfica, invertimos la gráfica para convertir el mínimo en máximo. Ahora la función tendrá valores muy elevados, por lo tanto la normalizamos por su máximo. Así, nos construimos un factor, α_{BW} , comprendido entre 0 y 1 que relaciona la disminución que sufre el ancho de banda con cada frecuencia donde podríamos centrar nuestra transmisión.

$$\alpha_{BW} = \frac{\left[\frac{\partial \text{Im}(\gamma)}{\partial \omega} \right]^{-1}}{\max \left[\left[\frac{\partial \text{Im}(\gamma)}{\partial \omega} \right]^{-1} \right]} \quad (3.57)$$

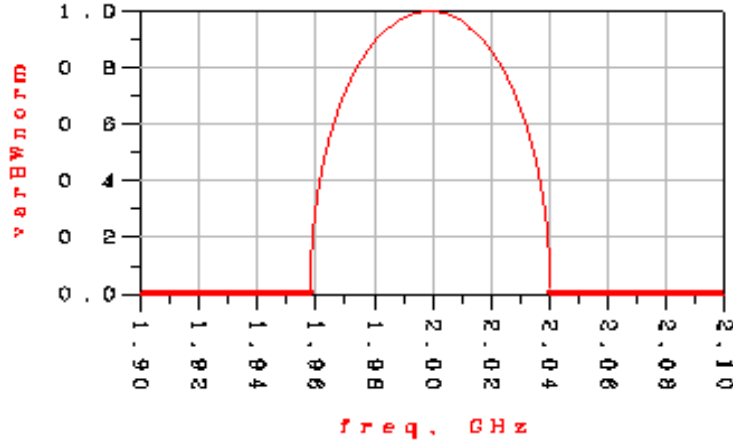


Fig 3.22 – Representación del factor de variación del ancho de banda, α_{BW} , en función de la frecuencia central de transmisión

Aprovechando este factor, y a través de la relación inversa que mantienen ancho de banda y factor de calidad (f_o es la frecuencia central del filtro, es constante, por lo tanto se supone que una variación en BW afectará inversamente a Q):

$$Q = \frac{f_o}{BW} \rightarrow \alpha_Q = \frac{1}{\alpha_{BW}} \quad (3.58)$$

Podemos construirnos, a partir de (3.58) el mismo factor de variación para el parámetro de calidad:

$$\alpha_Q = \frac{1}{\alpha_{BW}} = \frac{\partial \text{Im}(\gamma)}{\partial \omega} \max \left(\frac{1}{\frac{\partial \text{Im}(\gamma)}{\partial \omega}} \right) \quad (3.59)$$

Este factor es obtenido a partir del ancho de banda normalizado, por lo tanto, no lo normalizamos por su propio máximo.

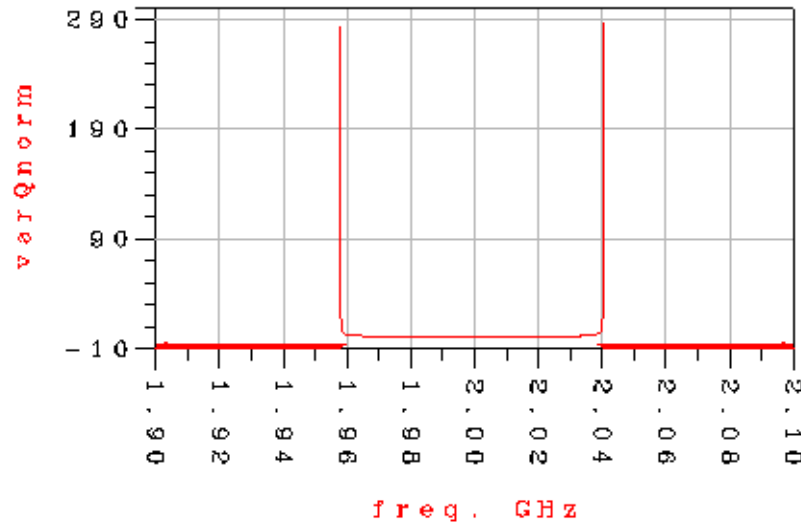


Fig 3.23 – Representación del factor de variación del factor de calidad, α_Q

A continuación, solo falta proponer la fórmula final para controlar al ancho de banda y el factor de calidad. Para ello recordaremos que pasa con estos dos parámetros cuando centramos el filtro en la frecuencia central de la ventana de propagación. En este punto, al ancho de banda efectivo será el máximo y coincidirá con el ancho del propio resonador, (48).

- $BW_{max} = f_a - f_r \cong 84 \text{ MHz}$

Por lo tanto, teniendo el ancho de banda máximo y el coeficiente de variación, podemos decir que:

$$BW = BW_{max} \alpha_{BW} \quad (3.60)$$

Y de la misma manera procedemos para el factor de calidad. Centrando la transmisión en la frecuencia central de propagación, podemos encontrar el valor mínimo del factor de calidad a través de (3.50):

- $Q_{min} = \frac{f_o}{BW_{max}} = \frac{\frac{f_a + f_r}{2}}{f_a - f_r} = 23.8$

Conformando así una fórmula compacta para el factor de calidad:

$$Q = Q_{min} \alpha_Q \quad (3.61)$$

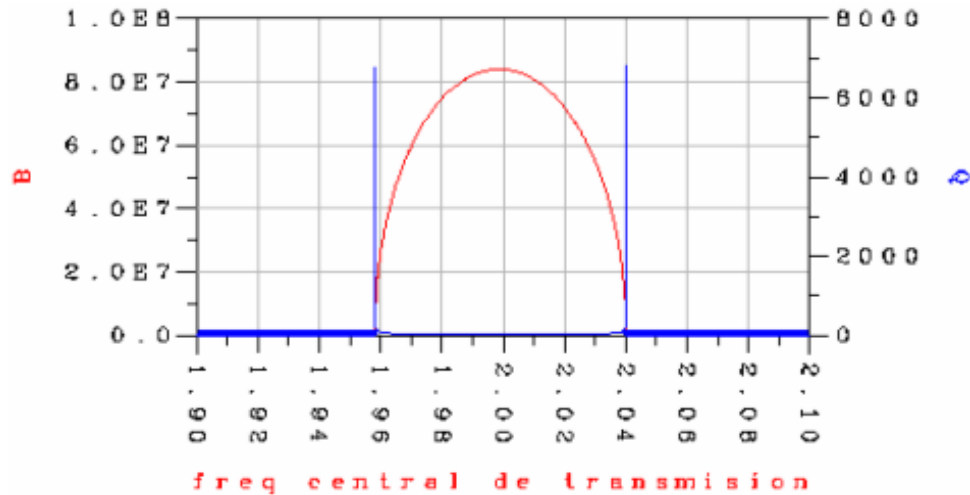


Fig 3.24 – Representación de las aproximaciones propuestas para el control del ancho de banda y del factor de calidad. En la gráfica no se observa el valor mínimo de Q, centrado en la frecuencia central de la ventana de propagación 2 GHz, debido a los altos valores que puede tomar. Esta simulación ha sido realizado con pasos de 10 KHz

Por lo tanto, se propone una buena aproximación para conocer a priori el ancho de banda y el factor de calidad asociados a la frecuencia central del filtro, es decir, asociados a cada valor de C_o . Se observa como el resonador obtendrá sus valores máximos de ancho de banda a frecuencias cercanas a la frecuencia central de propagación, mientras que los valores más elevados del factor de calidad se encuentran en los extremos de esta ventana.

Podemos comentar que el comportamiento del ancho de banda tiene un comportamiento inverso a la derivada de la constante de propagación, mientras que el factor de calidad mantiene una relación directamente proporcional con la misma.

3.6.1. VERIFICACIÓN DE LAS FÓRMULAS PLANTEADAS PARA EL CONTROL DEL ANCHO DE BANDA Y DEL FACTOR DE CALIDAD DE LA TRANSMISIÓN

Escogeremos varios valores de C_o , para desplazar la frecuencia central de la transmisión por encima y por debajo de la frecuencia central de la ventana de propagación y compararemos los valores obtenidos en la simulación con los valores que nos devuelvan las fórmulas (3.60) y (3.61).

Para verificar el ancho de banda, usaremos el mismo software de simulación y para verificar el factor de calidad, usaremos la siguiente fórmula, usada para sobretodo en el análisis de resonadores:

$$Q = \frac{f_r}{2} \left| \frac{\partial \phi_z}{\partial \omega} \right|_{\max} \quad (3.62)$$

Donde f_r es la frecuencia de resonancia del resonador

La fase de la impedancia será el valor obtenido a través de la simulación.

En las siguientes páginas, se exponen cinco casos con sus respectivas simulaciones, todos para frecuencias centrales de transmisión inferiores a la frecuencia central de propagación. Los demás valores de otras simulaciones se mostrarán en una tabla al final. Empezaremos comprobando el caso inicial en que la frecuencia central de transmisión coincide con la frecuencia central de propagación.

- $C_o = 1.6 \text{ pF}$

Los valores obtenidos para el ancho de banda y el factor de calidad según las fórmulas planteadas para este caso son:

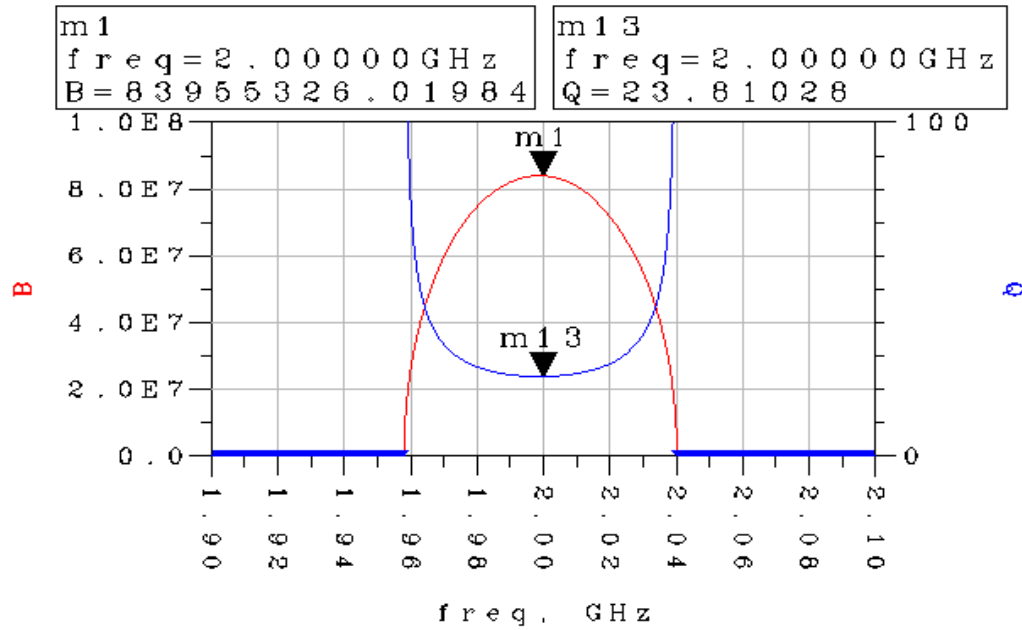


Fig 3.25 – Representación del ancho de banda, en rojo, y del factor de calidad, en azul, en función de la frecuencia central de la transmisión

Es decir, según la aproximación tenemos $BW_{aprox} = 83.95$ MHz y $Q_{aprox} = 23.81$

Los resultados del ancho de banda y del factor de calidad simulados son los siguientes:

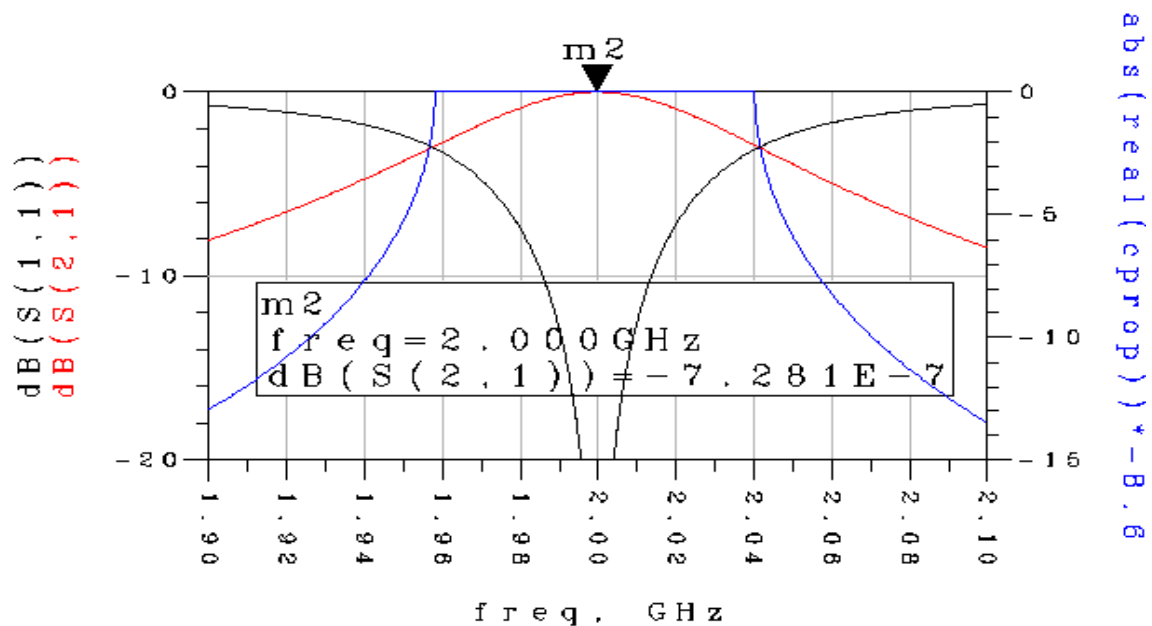


Fig 3.26 – Simulación de la transmisión de la red para $C_o=1.6$ pF

El ancho de banda según la simulación es de $BW_{sim} = 83.67$ MHz

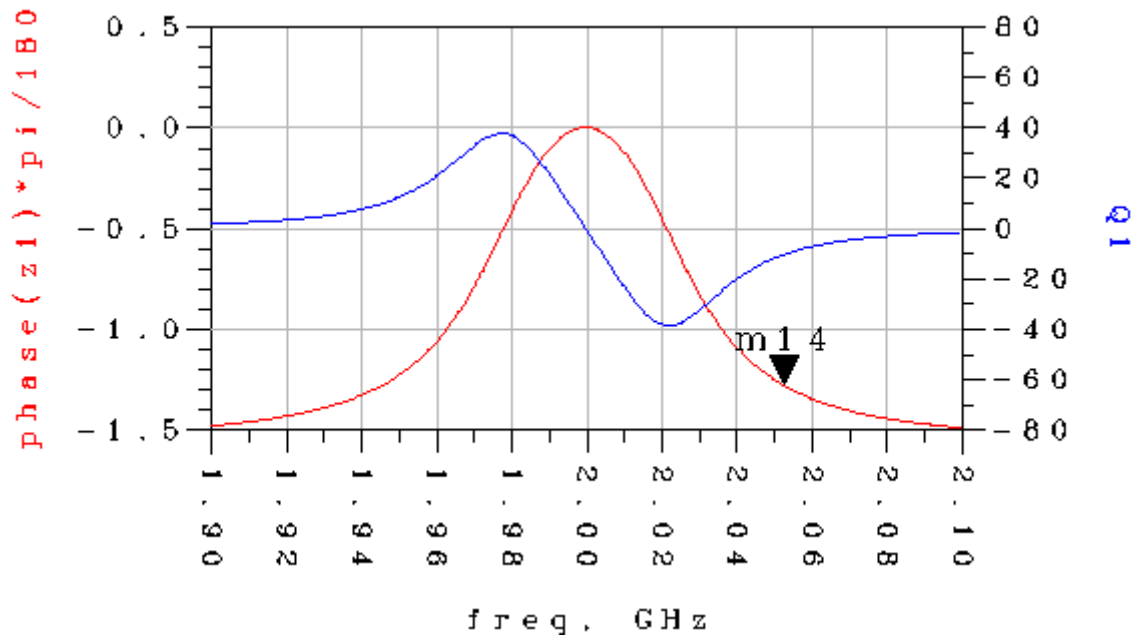


Fig 3.27 – Simulación de la fase de la impedancia de la red, en rojo, y del factor de calidad correspondiente a (3.62) en azul.

Observamos como la fase es nula en la frecuencia de 2 GHz, lo mismo que su pendiente. Esta fase, según variemos C_o (y la frecuencia central de transmisión se aleje de la central de propagación), tendrá valores más elevados y se volverá más abrupta y, por lo tanto, su pendiente tomará valores más elevados.

El factor de calidad según la simulación es $Q_{sim} = 39.2$.

Es decir tenemos:

- $BW_{aprox} = 83.95 \text{ MHz}$ y $BW_{sim} = 83.67 \text{ MHz}$
- $Q_{aprox} = 23.81$ y $Q_{sim} = 39.2$

- $C_o = 0.963 \text{ pF}$

Los valores obtenidos para el ancho de banda y el factor de calidad según las fórmulas planteadas para este caso son:

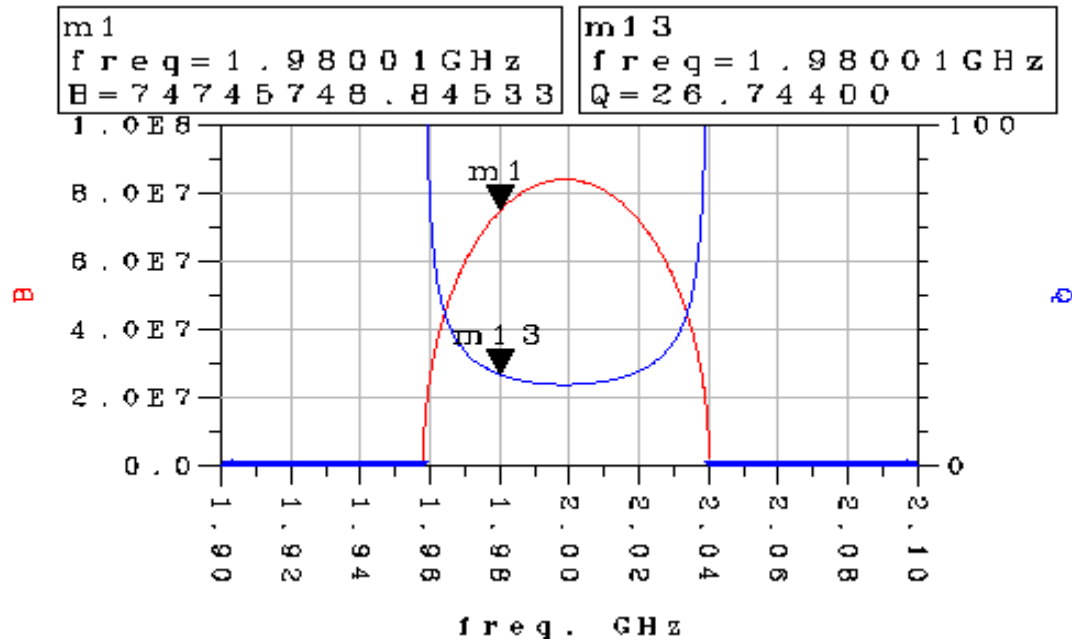


Fig 3.28 – Representación del ancho de banda, en rojo, y del factor de calidad, en azul, en función de la frecuencia central de transmisión

Es decir, según la aproximación tenemos $BW_{\text{aprox}} = 74.74 \text{ MHz}$ y $Q_{\text{aprox}} = 26.74$

Los resultados del ancho de banda y del factor de calidad simulados son los siguientes:

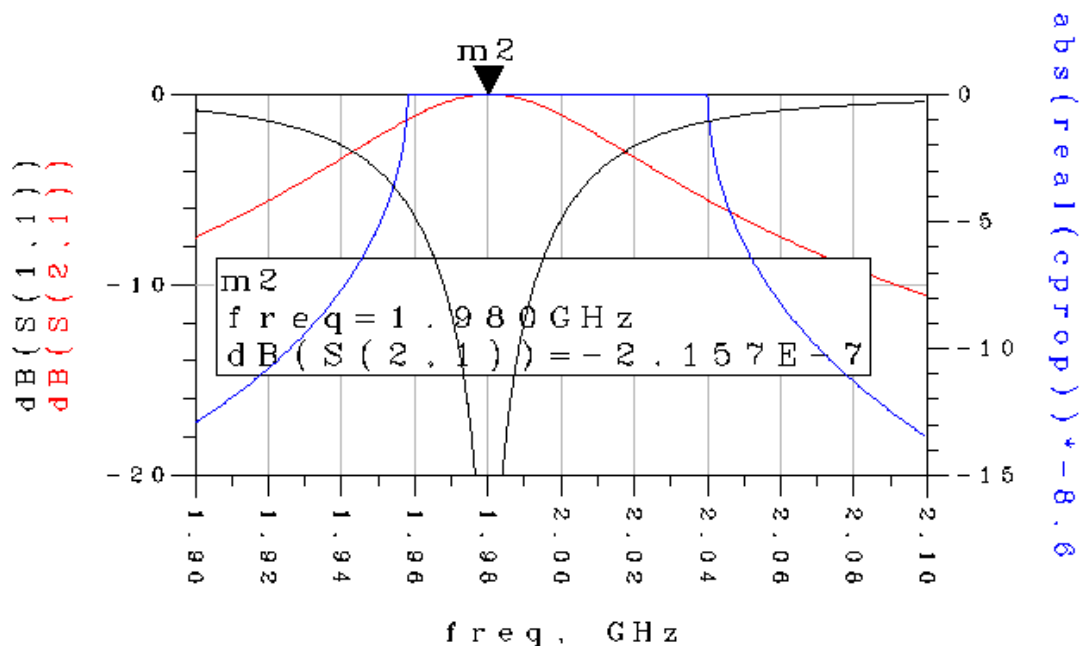


Fig 3.29 – Simulación de la transmisión de la red para $C_o = 0.963 \text{ pF}$

El ancho de banda según la simulación es de $BW_{sim} = 74.17$ MHz

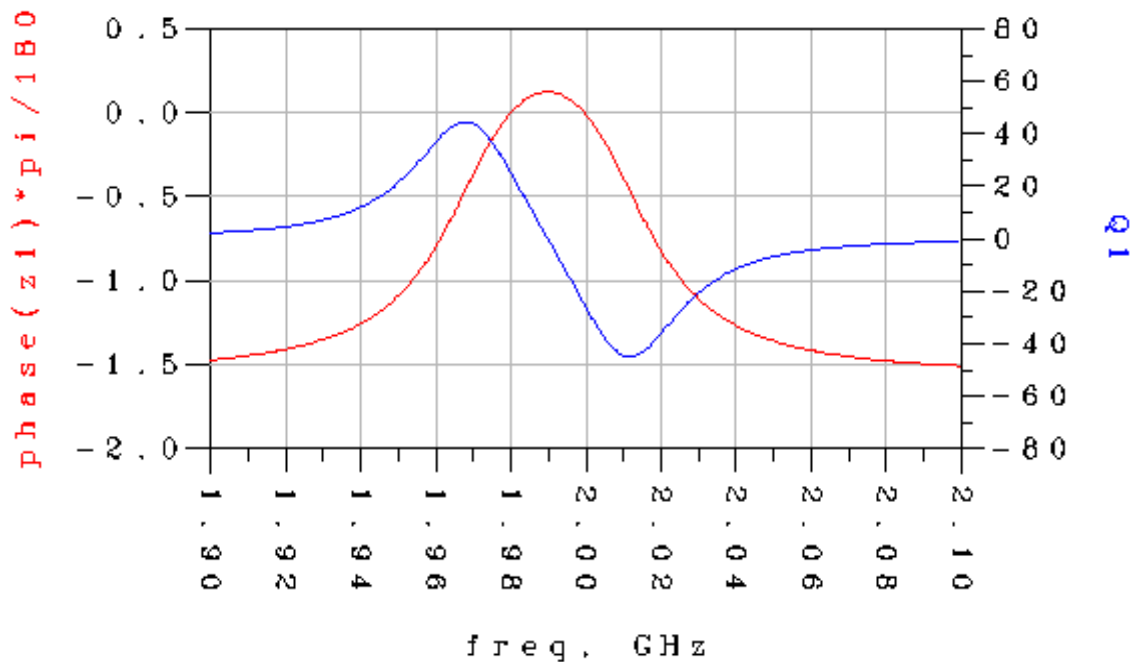


Fig 3.30 – Simulación de la fase de la impedancia de la red, en rojo, y del factor de calidad correspondiente a (3.62) en azul.

Observamos como en la figura 3.29, se produce el efecto sobre la fase comentado en la simulación anterior, en las simulaciones que siguen se verá mejor. Ahora la fase tiene un rango de valores por encima de cero. Precisamente, el cruce de la gráfica con el valor cero nos da información relevante. Observaremos como uno de estos dos puntos queda fijado en 2 GHz (por naturaleza de la red) en todas las simulaciones, mientras que el otro paso por cero, se va desplazando y coincide exactamente con la frecuencia central de transmisión de la red. En estas simulaciones, el paso por cero que se desplaza es el primero, porque estamos variando C_o de forma que desplazamos la frecuencia central de transmisión a frecuencias inferiores a la central de la ventana de propagación.

El factor de calidad según la simulación es $Q_{sim} = 45$.

Es decir tenemos:

- $BW_{aprox} = 74.74$ MHz y $BW_{sim} = 74.17$ MHz
- $Q_{aprox} = 26.74$ y $Q_{sim} = 45$

- $C_o = 0.662 \text{ pF}$

Los valores obtenidos para el ancho de banda y el factor de calidad según las fórmulas planteadas para este caso son:

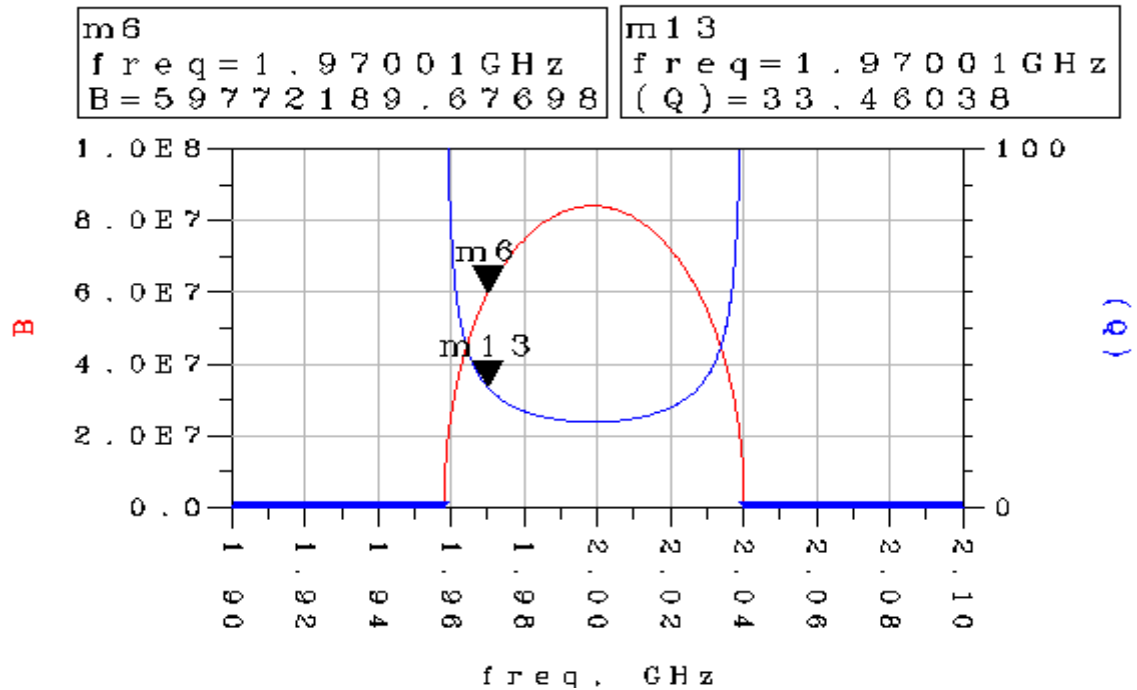


Fig 3.31 – Representación del ancho de banda, en rojo, y del factor de calidad, en azul, en función de la frecuencia central de transmisión. Para esta C_o , la frecuencia central será de 1.97 GHz

Es decir, según la aproximación tenemos $BW_{aprox} = 59.77 \text{ MHz}$ y $Q_{aprox} = 33.46$

Los resultados del ancho de banda y del factor de calidad simulados son los siguientes:

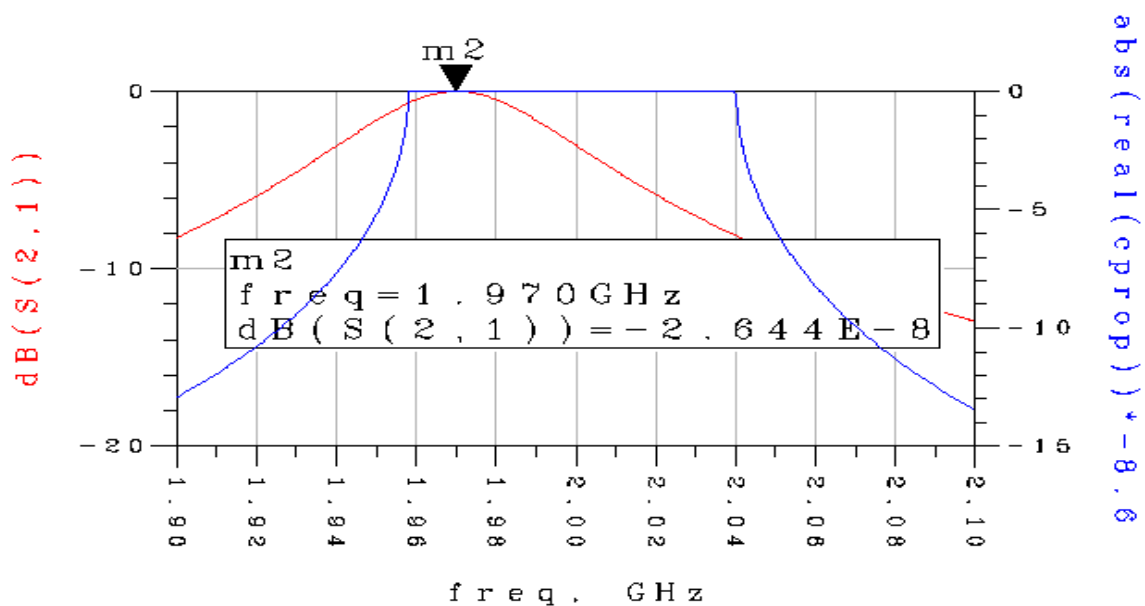


Fig 3.32 – Simulación de la transmisión de la red para $C_o=0.662 \text{ pF}$

El ancho de banda según la simulación es de $BW_{sim} = 59.11$ MHz

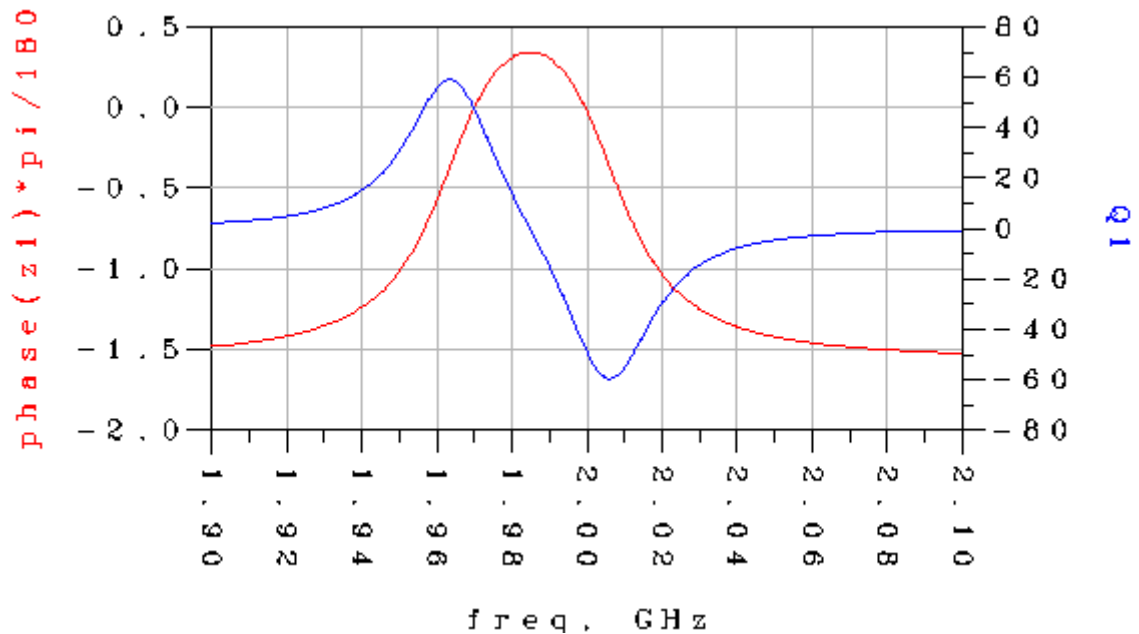


Fig 3.33 – Simulación de la fase de la impedancia de la red, en rojo, y del factor de calidad correspondiente a (3.62) en azul.

Observamos como en la figura 3.31 la fase cada vez es más estrecha y toma valores por encima de cero, hecho que repercute en su derivada tomando valores más elevados. El primer paso por cero de la fase coincide perfectamente con la frecuencia central de la transmisión, $f_c=2$ GHz.

El factor de calidad según la simulación es $Q_{sim} = 59.6$.

Es decir tenemos:

- $BW_{aprox} = 59.77$ MHz y $BW_{sim} = 59.11$ MHz
- $Q_{aprox} = 33.46$ y $Q_{sim} = 59.6$

- $C_o = 0.359 \text{ pF}$

Observar como en un rango muy pequeño de frecuencia, $\Delta f_c = 4 \text{ MHz}$, el ancho de banda y el factor de calidad variarán mucho. Esto ocurre a medida que nos acercamos a los extremos de la ventana de propagación, en este caso el inferior, situado a 1.958 GHz

Los valores obtenidos para el ancho de banda y el factor de calidad según las fórmulas planteadas para este caso son:

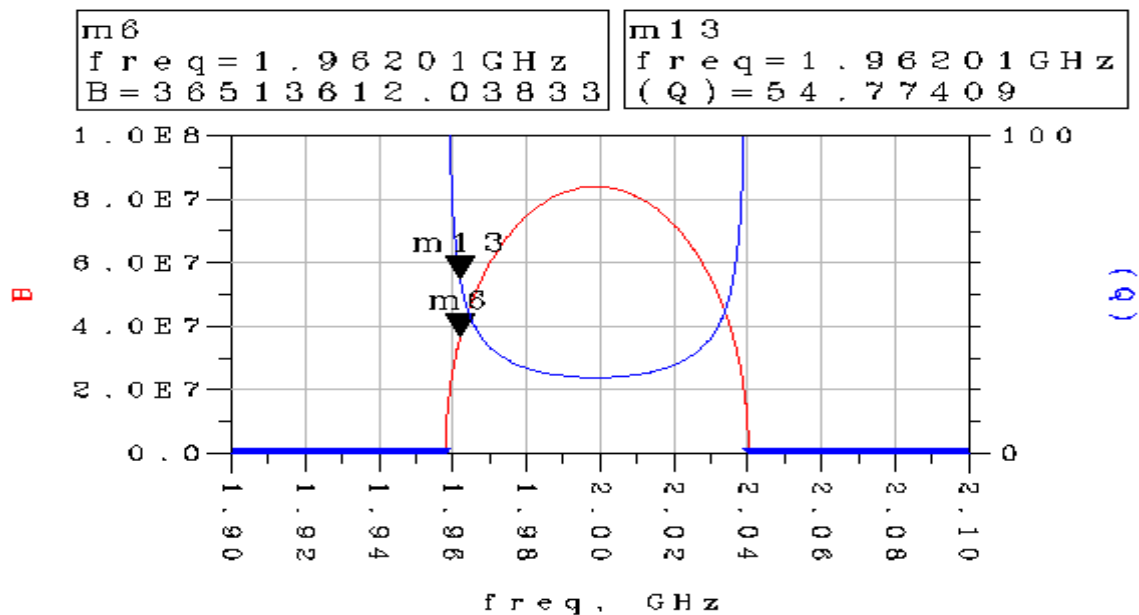


Fig 3.34 – Representación del ancho de banda, en rojo, y del factor de calidad, en azul, en función de la frecuencia central de transmisión. Para esta C_o , la frecuencia central será de 1.962 GHz

Es decir, según la aproximación tenemos $BW_{aprox} = 36.51 \text{ MHz}$ y $Q_{aprox} = 54.77$

Los resultados del ancho de banda y del factor de calidad simulados son los siguientes:

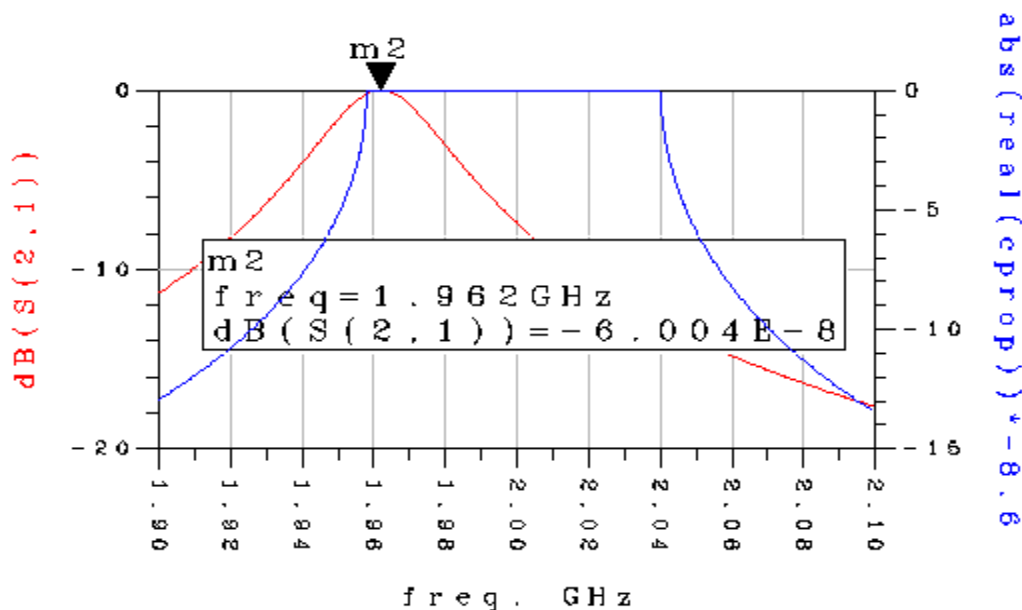


Fig 3.35 – Simulación de la transmisión de la red para $C_o = 0.662 \text{ pF}$

El ancho de banda según la simulación es de $BW_{sim} = 35.88 \text{ MHz}$

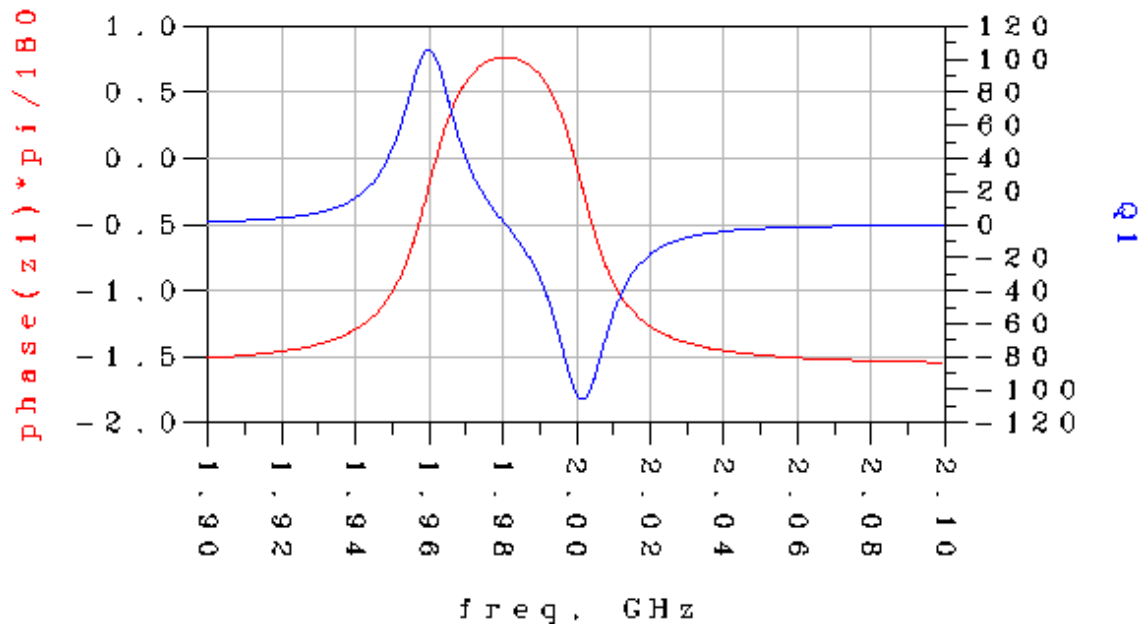


Fig 3.36 – Simulación de la fase de la impedancia de la red, en rojo, y del factor de calidad correspondiente a (3.62) en azul.

Observamos en la figura por encima de estas letras como la fase sigue su tendencia a hacerse más abrupta y más elevada. Recordamos que este comportamiento es simétrico respecto la frecuencia central de la ventana de propagación, es decir, si utilizáramos C_o por encima de 1.6 pF veríamos el mismo comportamiento pero por encima de 2 GHz.

El factor de calidad según la simulación y es $Q_{sim} = 106$.

Es decir tenemos:

- $BW_{aprox} = 36.51 \text{ MHz}$ y $BW_{sim} = 35.88 \text{ MHz}$
- $Q_{aprox} = 54.77$ y $Q_{sim} = 106$

- $C_o = 0.251 \text{ pF}$

Los valores obtenidos para el ancho de banda y el factor de calidad según las fórmulas planteadas para este caso son:

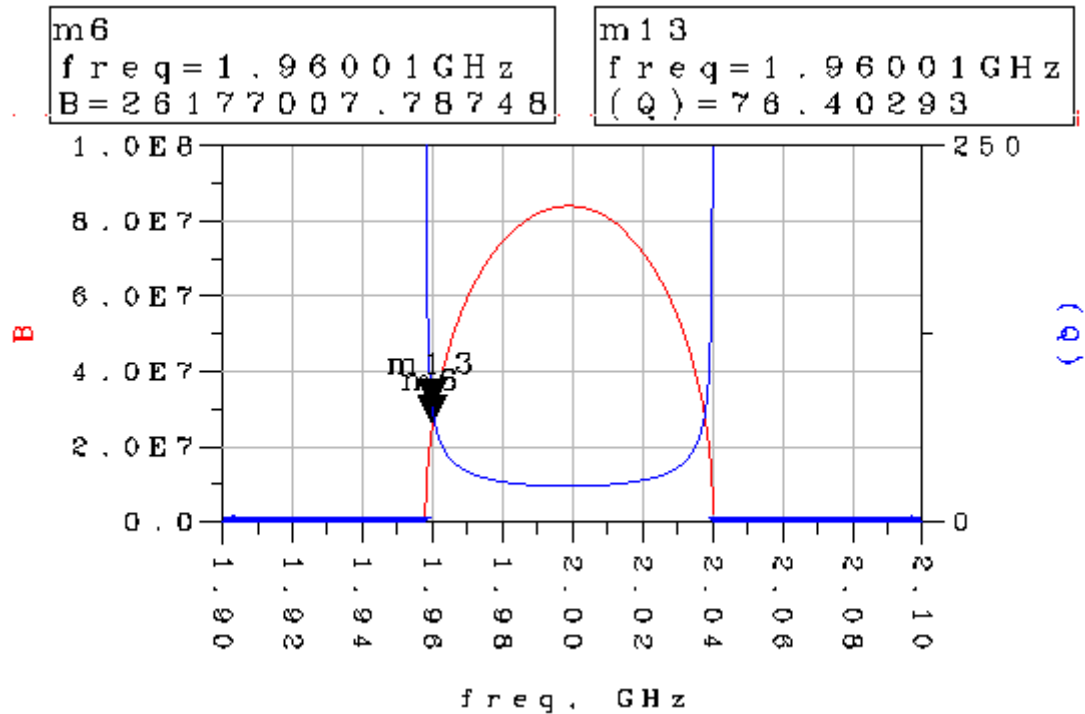


Fig 3.37 – Representación del ancho de banda, en rojo, y del factor de calidad, en azul, en función de la frecuencia central de transmisión. Para esta C_o , obtendremos los siguientes valores de ancho de banda y factor de calidad, asociados a una frecuencia central de transmisión determinada

Es decir, según la aproximación tenemos $BW_{aprox} = 26.17 \text{ MHz}$ y $Q_{aprox} = 76.4$

Los resultados del ancho de banda y del factor de calidad simulados son los siguientes:

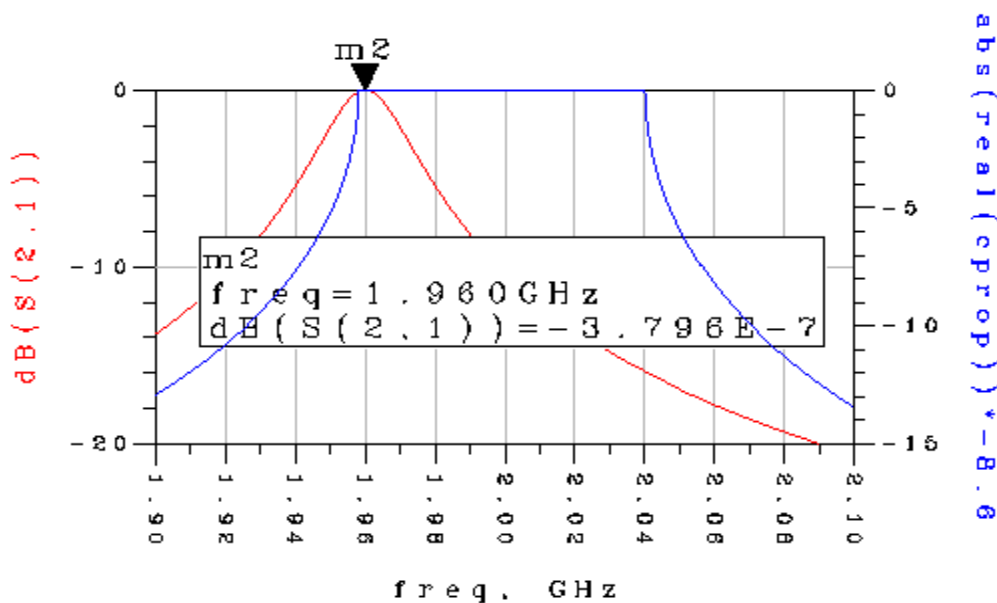


Fig 3.38 – Simulación de la transmisión de la red para $C_o=0.251 \text{ pF}$

El ancho de banda según la simulación es de $BW_{sim} = 25.69$ MHz

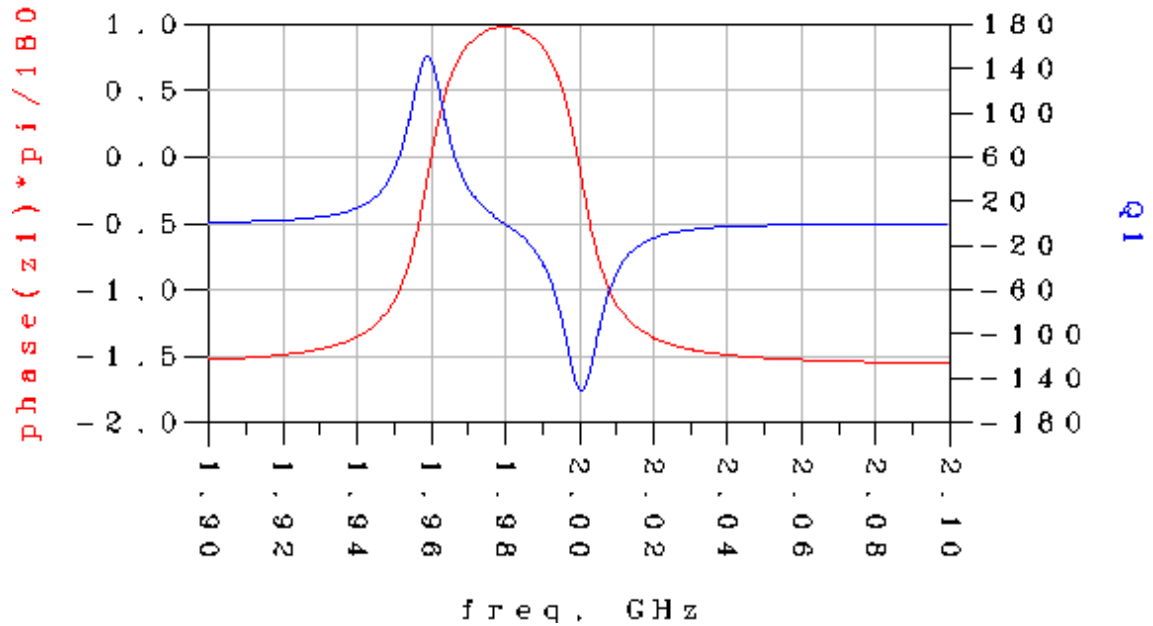


Fig 3.39 – Simulación de la fase de la impedancia de la red, en rojo, y del factor de calidad correspondiente a (3.62) en azul.

La fase de la impedancia de entrada de la red continúa su comportamiento. A continuación presentaremos el caso extremos donde la fase tomará sus valores máximos.

El factor de calidad según la simulación es $Q_{sim} = 151$.

Es decir tenemos:

- $BW_{aprox} = 26.17$ MHz y $BW_{sim} = 25.69$ MHz
- $Q_{aprox} = 76.4$ y $Q_{sim} = 151$

- $C_o = 0.0125$ pF

Caso en que situamos la frecuencia central de transmisión a $f_c = 1.958$ GHz, en el extremo inferior de la ventana de propagación. Observar como en un rango muy pequeño de frecuencia, $\Delta f_c = 4$ MHz el ancho de banda y el factor de calidad han variado mucho.

Los valores obtenidos para el ancho de banda y el factor de calidad según las fórmulas planteadas para este caso son:

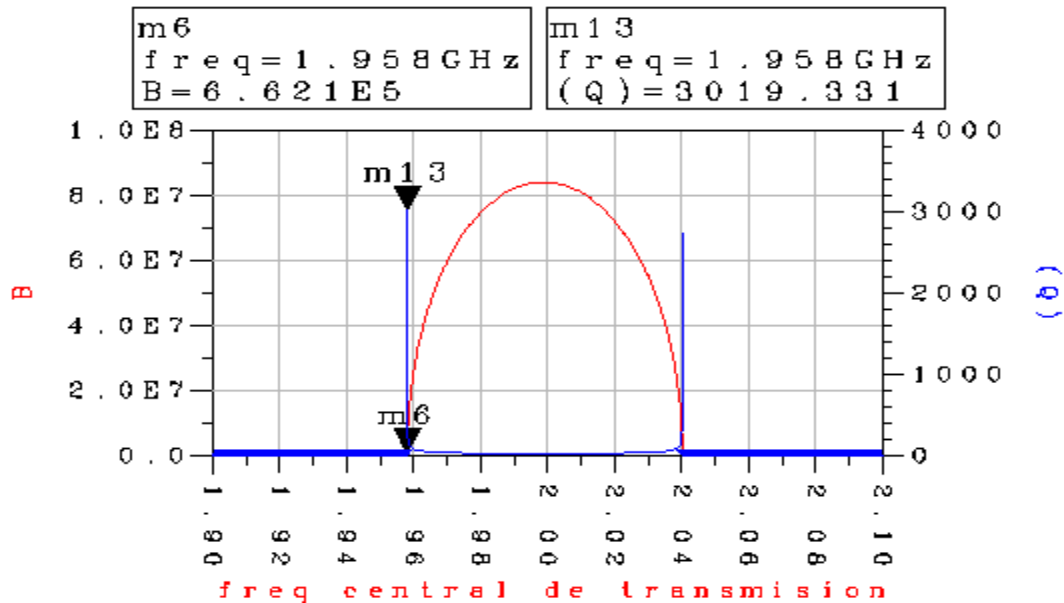


Fig 3.40 – Representación del ancho de banda, en rojo, y del factor de calidad, en azul, en función de la frecuencia central de transmisión. Para esta C_o , obtendremos los siguientes valores de ancho de banda y factor de calidad, asociados a una frecuencia central de transmisión determinada

Los valores obtenidos según la aproximación son $BW_{aprox} = 0.67$ MHz y $Q_{aprox} = 3019$

Los resultados del ancho de banda y del factor de calidad simulados son los siguientes:

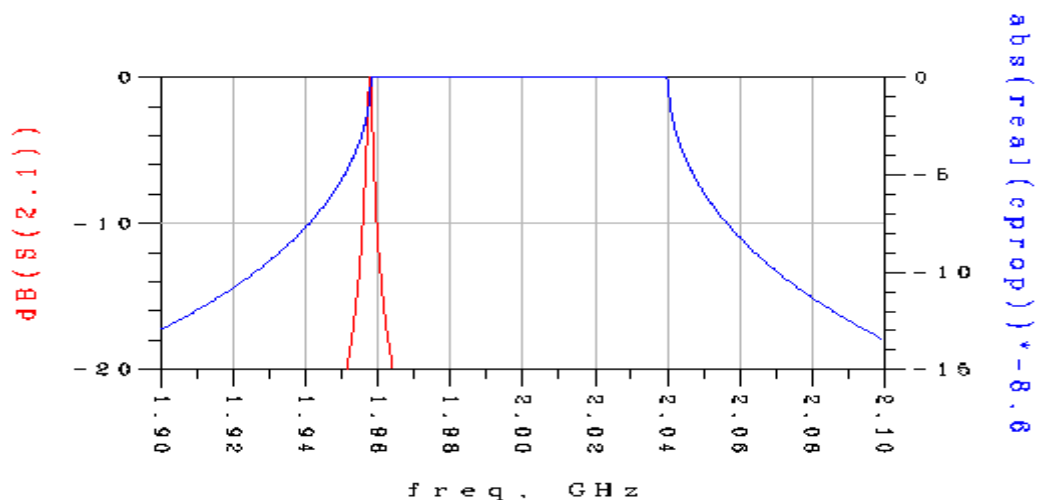


Fig 3.41 – Simulación de la transmisión de la red para $C_o = 0.662$ pF

El ancho de banda según la simulación es de $BW_{sim} = 1.1 \text{ MHz}$

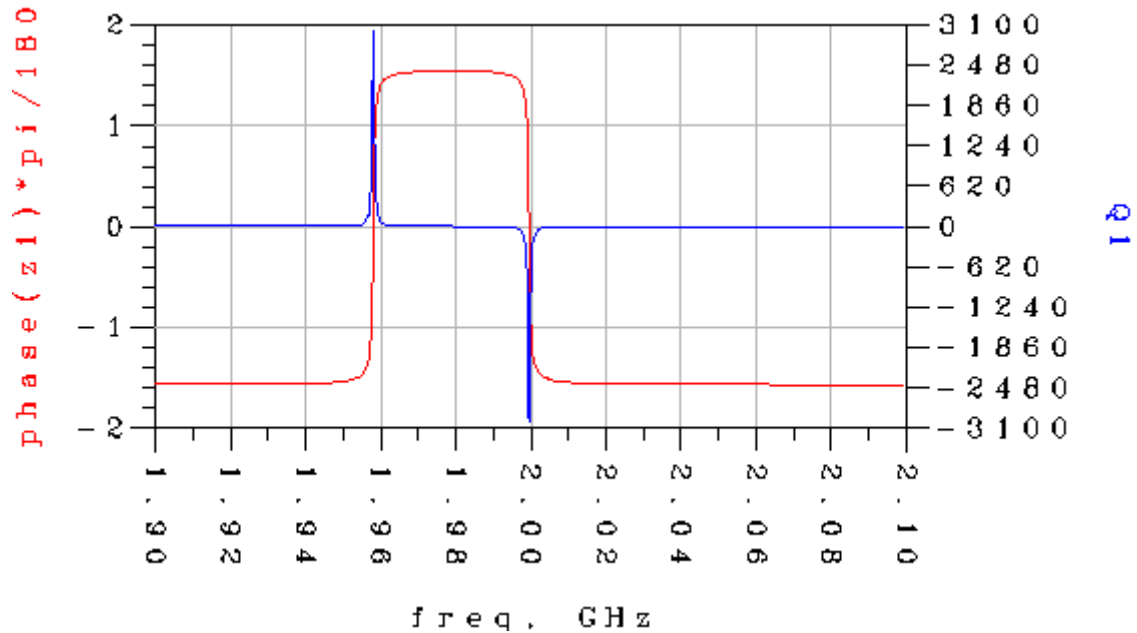


Fig 3.42 – Simulación de la fase de la impedancia de la red, en rojo, y del factor de calidad correspondiente a (3.62) en azul.

Para el caso en que disminuimos (o aumentamos) C_o de forma que la frecuencia central de transmisión se desplaza a la frecuencia extremo de la ventana de propagación, la fase toma la forma de la figura anterior, haciendo que su derivada sea la más abrupta y consiga sus valores máximos.

El factor de calidad según la simulación es $Q_{sim} = 3034$.

Es decir tenemos:

- $BW_{aprox} = 0.67 \text{ MHz}$ y $BW_{sim} = 1.1 \text{ MHz}$
- $Q_{aprox} = 3019$ y $Q_{sim} = 3034$

A continuación se muestra una tabla resumen de varias simulaciones realizadas

Co (pF)	fc trans (GHz)	BW calculado (MHz)	BW medido (MHz)	diferencia (MHz)	Q calculado	Q medido	diferencia (dB)
0,0125	1,958	0,75	1,29	0,54	3019	3034	0,04
0,254	1,96	26,1	25,6	0,5	76,41	149	5,61
0,359	1,962	36,51	35,88	0,6	54,77	106	5,33
0,662	1,97	59,7	58,9	0,8	33,44	60	5,07
0,963	1,98	74,74	74,18	0,56	26,74	45,47	4,61
1,267	1,99	82,1	81,76	0,34	24,35	40,27	4,36
1,6	2	84	83,99	0,01	23,7	23,8	0,03
2,064	2,01	80,75	80,29	0,46	24,75	41,57	4,50
2,746	2,02	71,9	71,16	0,74	27,8	48,6	4,85
4,165	2,03	54,59	53,73	0,86	33,8	66,2	5,63
8,2	2,038	26,73	27,52	0,79	74,98	102	2,67
197,8	2,04	0,79	1,27	0,48	2753	3162	1,20

Fig 3.43 – Tabla con los diversos valores estudiados tanto por encima como por debajo de la frecuencia central de propagación $f_c=2$ GHz

De la tabla, desprendemos que la aproximación planteada para el control del ancho de banda se corresponde en gran medida al resultado obtenido a través de la simulación de la red, con una diferencia media entre la simulación y la aproximación planteada de 0.55 MHz. En cuanto a la aproximación planteada para el control del factor de calidad, observamos que representa bastante bien su comportamiento, con la diferencia de que los resultados obtenidos a través de la simulación están siempre una media de 4 dB por encima de los resultados obtenidos a través de la aproximación planteada. Esta diferencia de 4 dB se reduce mucho cerca de las frecuencias límite de la ventana de propagación. Esto y la diferencia media de 4 dB nos lleva a pensar en un posible error al pretender representar el factor de calidad como inversa del ancho de banda, aunque repetimos que la aproximación planteada para el factor de calidad describe bastante bien el comportamiento simulado del mismo.

Finalmente comentar que las simulaciones se han realizado con pasos de 100 KHz, aparentemente suficiente, pero realizando simulaciones a 10 KHz (los resultados no han sido planteados con estos pasos debido a inviabilidad operativa), las simulaciones del factor de calidad tienden a semejarse más con la aproximación planteada.

Una vez controlado un resonador *SCR*, procedemos a estudiar la concatenación de varias celdas *SCR* con la intención de conseguir respuestas que nos puedan servir para aplicaciones de filtraje de señal, conformando así *SCF*. Seguiremos el estudio manteniendo el punto de vista de los parámetros imagen, y estudiaremos si las fórmulas planteadas para el control del ancho de banda efectivo y del factor de calidad para un resonador *SCR*, se pueden aplicar a estructuras de varios resonadores conectados en cascada.

3.7.CONCLUSIONES DEL TEMA 3

- Conseguimos controlar perfectamente un resonador *SCR* a través de la teoría de los parámetros imagen. Esto significa que conocemos la impedancia imagen y la constante de propagación, en función de los elementos discretos que componen el circuito equivalente del resonador.
- Encontramos todos los elementos del circuito equivalente en función de la capacidad entre los electrodos, C_0 . Este parámetro, se deduce seleccionando la frecuencia central de la ventana de propagación, donde se da una impedancia imagen del resonador $Z_i=50\Omega$ y una constante de propagación $\gamma=90^\circ$.
- Existe únicamente una frecuencia en que se producen los valores comentados de impedancia imagen y constante de propagación. A esta frecuencia se centrará la respuesta simulada con los valores de los elementos discretos calculados, y presentará el máximo ancho de banda y el mínimo factor de calidad alcanzables con el resonador en cuestión.
- A partir del estudio teórico y la observación de las simulaciones, conseguimos variar la frecuencia central, el ancho de banda y el factor de calidad de la transmisión de un solo resonador, en función de la variación de los elementos discretos que forman el circuito equivalente de dicho resonador, pero sin variar frecuencialmente ni la constante de propagación ni la impedancia imagen, es decir, no variamos las ecuaciones de diseño del resonador. Finalmente, planteamos unas ecuaciones para controlar las variaciones comentadas, y también una aproximación para saber, a priori, que ancho de banda y factor de calidad obtendremos según la variación de la frecuencia central de transmisión, es decir, en función de la variación de C_0 :
 - Conseguimos controlar, en función de C_0 , la frecuencia central de transmisión de la red, el ancho de banda efectivo y el factor de calidad. Los controles del ancho de banda y del factor de calidad, se basan en el pendiente que presenta la constante de propagación a cada frecuencia del rango propagativo.
 - La aproximación para el ancho de banda se ajusta mucho a las simulaciones obtenidas. Lo mismo no se puede decir para el factor de calidad; que describe de forma bastante fiable el comportamiento pero con una diferencia de 4 dB en las simulaciones.
- Conocemos que anchos de banda máximos podemos alcanzar en función de la frecuencia de resonancia del resonador. El factor de calidad mínimo alcanzable concluimos que es una constante.
- No podemos considerar una estructura compuesta por un resonador como un dispositivo de filtraje debido a la insuficiente atenuación fuera de la banda de paso

4. CONEXIÓN EN CASCADA DE RESONADORES SCR. EL SCF.

4.1. INTRODUCCIÓN

En este apartado, estudiaremos la transmisión entre los puertos de entrada y salida de redes formadas por varios resonadores. Trataremos distintas configuraciones de unión de resonadores, en concreto analizaremos las estructuras de N resonadores idénticos y, posteriormente, analizaremos la unión de dos resonadores distintos (para más resonadores el resultado es parecido), es decir, con distinta ventana de propagación. El objetivo es encontrar algún tipo de respuesta interesante con la unión de varios resonadores, o, alguna forma de controlar respuestas que pueda aportar algo de interés en el contexto de los filtros *SCF*.

Para los análisis cualitativos realizados a continuación, nos hemos servido de una herramienta imprescindible del software de simulación *ADS*, la herramienta *tune*, que nos ha permitido variar de una forma dinámica los elementos discretos de los resonadores a nuestro interés y facilitarnos mucho la tarea a realizar.

4.2. UNIÓN EN CASCADA DE N RESONADORES IDÉNTICOS

Al unir varias celdas idénticas se producen variaciones en los parámetros estudiados para una única celda. La forma de la impedancia imagen de la red variará de la siguiente manera. Recordando (3.41) y (3.42), para N resonadores:

$$Z_i = Z_p \sqrt{\frac{\cosh(N\gamma) - 1}{\cosh(N\gamma) + 1}} \quad (4.1)$$

$$Z_i = Z_p \tanh\left(N \frac{\gamma}{2}\right) \quad (4.2)$$

Presentando distintas resonancias según el valor de N (valores máximos y mínimos), manteniendo la primera resonancia y la última en las frecuencias de resonancia y anti-resonancia respectivamente. De manera que esta impedancia imagen pasará N veces por el valor de 50 Ω , y la condición de adaptación se cumplirá en los puertos N veces. (Recordar que conseguíamos la máxima transmisión cuando $Z_i=50 \Omega$). Por lo tanto, podríamos pensar que tenemos N máximos de transmisión justo en estos puntos. Pero en realidad esto no es así. Los máximos de transmisión no aparecen cuando la impedancia imagen toma el valor de 50 Ω , sino que aparecen en aquellos puntos en que el valor de la fase de la impedancia de la red es nulo, aunque no en todos.

Podemos determinar las frecuencias que cumplen con un valor de fase de la red nulo y que también poseen un máximo o pico de transmisión de la siguiente manera:

$$\gamma_i = j \frac{\pi}{2N} 2i \quad i = 1 : N - 1 \quad (4.3)$$

Además de identificar las frecuencias en que existen los máximos de transmisión, la fórmula anterior nos proporciona también la localización de los valores extremos de la impedancia imagen situados entre la resonancia y la anti-resonancia. De una forma parecida, podemos identificar las frecuencias en que la impedancia imagen toma el valor de 50Ω .

$$\gamma_i = j \frac{\pi}{2N} (2i - 1) \quad i = 1 : N \quad (4.4)$$

En cuanto a la constante de propagación, su forma no variará en absoluto. Lo que si que variará es el rango de valores que tomará su parte imaginaria, que ahora será de cero a πN radianes en el mismo rango propagativo de frecuencias. Podríamos decir que aumenta su aceleración. Para paliar este efecto, en las simulaciones dividimos el valor de la constante de propagación por N, de manera que seguiremos observando la variación de la constante de propagación de cero a π . En cuanto a su parte real, la representación de la ventana de propagación, se volverá más selectiva con el aumento de N.

A continuación expondremos las simulaciones realizadas para la unión de N resonadores idénticos. El esquemático de la red a simular es el siguiente:

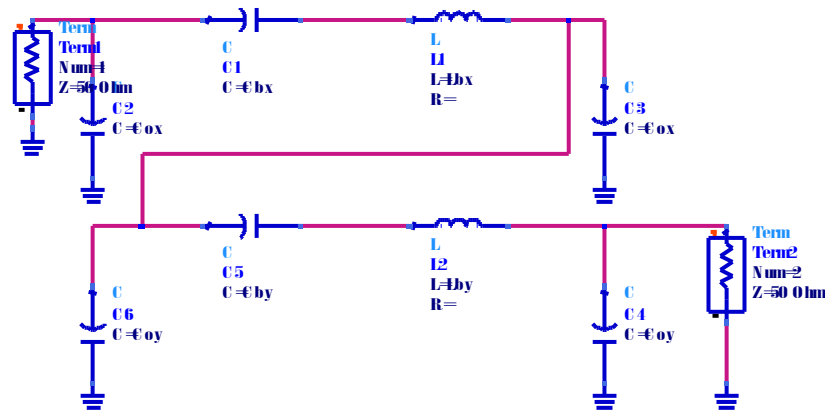


Fig 4.1 – Esquemático de la red a analizar. Este es el caso para una red compuesta de dos resonadores SCR, $N=2$. El subíndice x es igual al subíndice y

- N=2

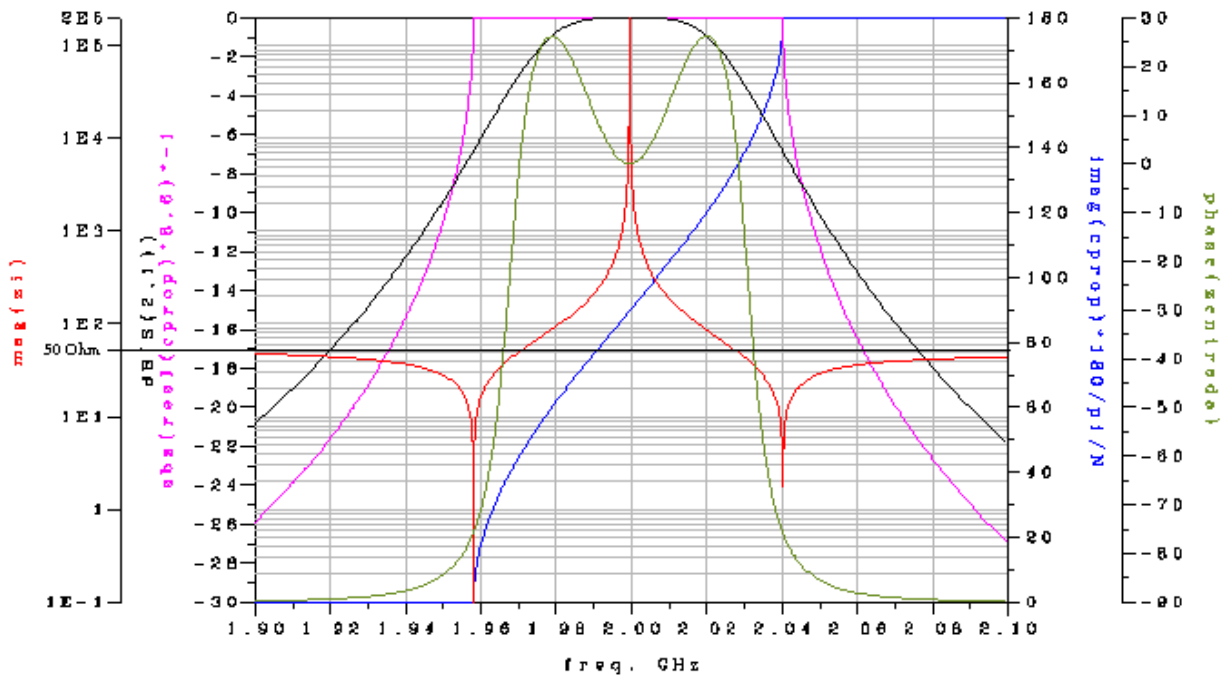


Fig 4.2 – Representación de todos los parámetros de interés para el análisis cualitativo de la red N=2. La impedancia imagen (rojo) muestra las resonancias límite, coincidentes con la resonancia y anti-resonancia de un resonador SCR.

En la figura anterior, observamos como N afecta a la impedancia imagen (rojo), cambiando completamente su forma respecto el análisis de una celda. En cuanto a las representaciones derivadas de la constante de propagación, ni su parte real (ventana de propagación, magenta) ni la imaginaria (azul fuerte) ven sus formas afectadas por N.

Podemos comprobar que se cumplen adecuadamente las ecuaciones (4.3) y (4.4). Por ejemplo, según (4.3) y con N=2, deberíamos tener máximos de transmisión y valores extremos de la impedancia imagen en $\gamma = j\pi/2$, y efectivamente en la simulación es así, ya que en $\gamma = j\pi/2$ la fase de la impedancia de la red (verde) es nula, hecho que implica tener un pico de transmisión, y observamos también un valor extremo de la impedancia imagen. Decimos máximos, en plural, porque aunque no se pueda apreciar, tenemos dos máximos solapados, y por lo tanto, la afirmación de que tendremos tantos máximos como número de celdas N es cierta. Sobre este tema, avanzamos que para estructuras con N par, solo distinguiremos N-1 máximos, mientras que para estructuras con N impar, podremos distinguir directamente los N máximos. Respecto a la ecuación (4.4), deberíamos tener $Z_i = 50 \Omega$ en $\gamma = j\pi/4$ y $\gamma = j3\pi/4$, hecho que se puede comprobar fácilmente en la simulación.

Analizando la respuesta obtenida de la red (negro), desprendemos los siguientes valores de ancho de banda efectivo y factor de calidad:

$$\circ \quad f_c = 2 \text{ GHz} \quad BW = 58.63 \text{ MHz} \quad Q = 173$$

Para demostrar que tenemos dos máximos solapados, procederemos a cambiar los valores de los elementos discretos las dos celdas, de forma que veremos como se separan los dos picos de transmisión existentes en N=2. Para ello utilizamos la

herramienta *tune*, que nos permitirá modificar la C_o de las celda de forma controlada, y por lo tanto, también los otros elementos discretos de la celda. Observaremos como la fase de la impedancia de la red varía, y por lo tanto, los máximos de transmisión se desplazarán con esta variación de C_o .

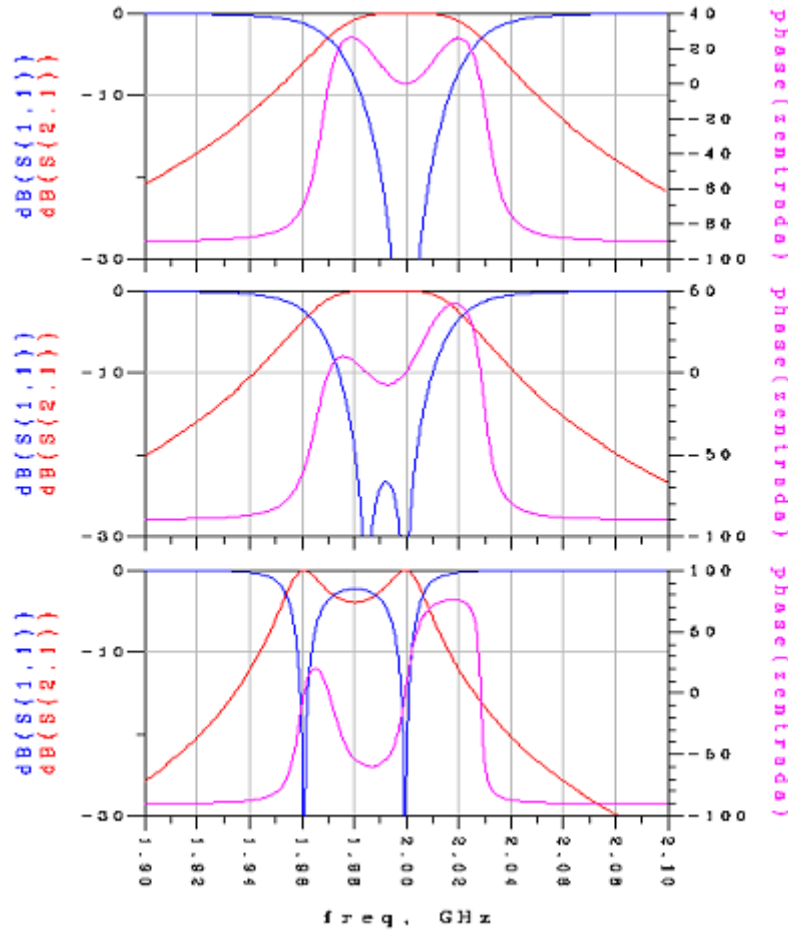


Fig 4.3 – Este es el caso simulado para $C_o=1.6$ pF, es decir, para el caso expuesto en la simulación anterior, en que no se diferenciaban los máximos

Fig 4.4 – Caso simulado para $C_o=1.1$ pF. La representación de la reflexión (azul), demuestra la existencia de dos picos de transmisión. A su vez, la fase de la impedancia (magenta), a variado, identificando las frecuencias donde existen los máximos para algunos de sus valores nulos. Los parámetros de transmisión obtenidos son: $f_c=1.992$ GHz, $BW=56.72$ MHz y $Q=242$

Fig 4.5 – A medida que escogemos una C_o más lejana a 1.6 pF, el efecto de separación de los picos se pronuncia, favoreciendo la aparición de un valle. Para $C_o=0.3$ pF se observa perfectamente la existencia de los dos picos en la forma de la transmisión. Obtenemos: $f_c=1.963$ GHz, $BW=16.15$ MHz y $Q=681$

Estas representaciones nos darían la misma información si las hubiéramos realizado para C_o superiores a 1.6 pF. Curiosamente, la modificación de los elementos discretos de las celdas por igual, solo afecta al desplazamiento de un pico de transmisión (lo llamaremos pico dinámico), mientras que el otro se quedará siempre fijado (pico estático) en la frecuencia central de la ventana de propagación (recordamos que esta no varía cambiando los elementos discretos de la forma planteada). En cuánto el ancho de banda y el factor de calidad, estos aumentan con el aumento en la variación de C_o . Por el contrario, a medida que los picos se separan dejan entre ellos un valle que también aumenta con esta variación de C_o .

También observamos que según variemos los elementos de las dos celdas, el ancho de banda efectivo y el factor de calidad se modifican de una forma parecida a las ecuaciones planteadas para el control de estos parámetros para una única celda SCR, (3.60) y (3.61). La diferencia es que N interviene de alguna manera en estas variaciones que desconocemos como controlar. Finalmente, la ecuación (4.3) tampoco nos puede ayudar lo suficiente para identificar a que frecuencias se producen los máximos de transmisión, ya que solo nos identifica uno de los dos picos.

- N=3

A medida que aumentamos el número de celdas unidas en cascada, las respuestas variarán de forma que aparecerán más máximos y a su vez más mínimos, en concreto N-1. Además de esto, el aumento de N repercutirá positivamente en un aumento del ancho de banda efectivo y del factor de calidad, de forma negativa aparecerá un determinado rizado en la banda de paso de la respuesta que también crece con N.

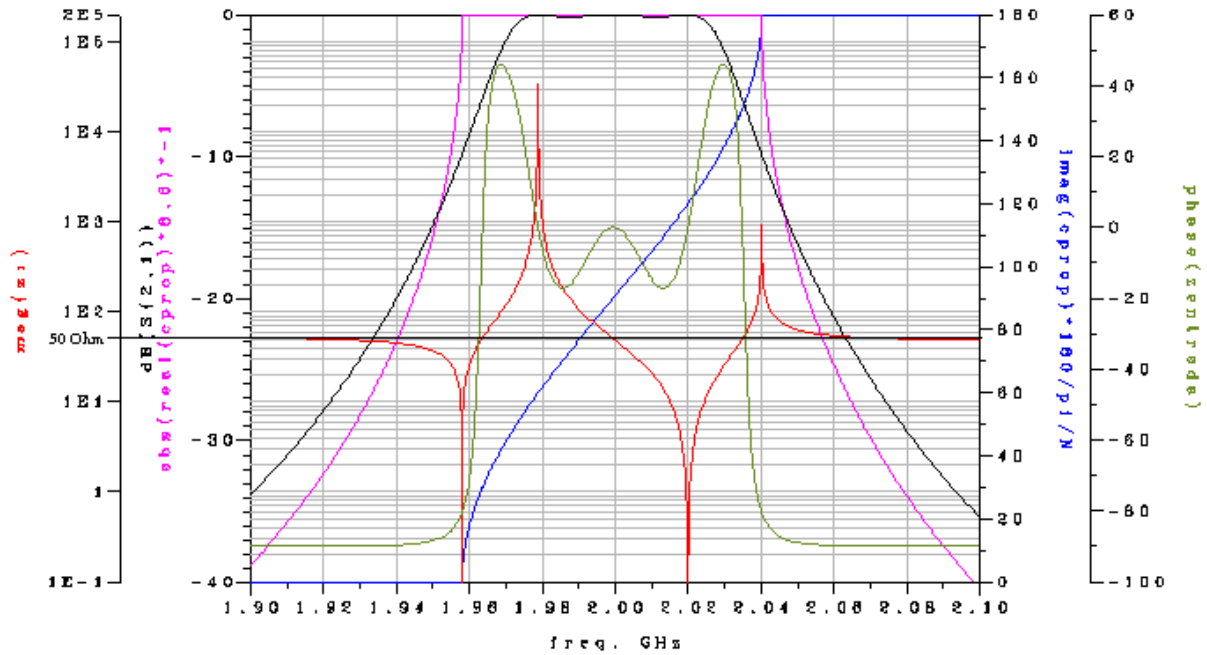


Fig 4.6 – Representación de todos los parámetros de interés para el análisis cualitativo de la red N=3

La fórmula para la identificación de picos de transmisión se valida con una fácil comprobación. Teóricamente deberíamos tener picos en determinados puntos donde la fase de la impedancia de la red sea nula. Según (4.3), estos puntos se dan en $\gamma = \pi/3$ y $\gamma = 2\pi/3$ (esta ecuación no tiene en cuenta $\gamma = \pi/2$ para N impar, en que siempre tendremos un pico, tanto con N par como impar). Si buscamos estos puntos sobre la constante de propagación en la simulación, observaremos que en su misma frecuencia la fase de la impedancia de la red es nula, y por lo tanto, tenemos un máximo de transmisión.

Con N=3, los resultados simulados ilustran lo comentado anteriormente. El factor de calidad se ve a simple vista que ha aumentado bastante y el ancho de banda efectivo, aunque no se aprecie, ha aumentado ligeramente. Por el contrario, observamos la aparición de dos valles no muy significativos por ahora, pero que a medida que aumentemos N se harán más profundos. Los valores de ancho de banda y factor de calidad son los siguientes:

$$\circ \quad f_c = 2 \text{ GHz} \quad BW = 62.76 \text{ MHz} \quad Q = 547$$

A continuación, variaremos los valores de los elementos discretos de las celdas por igual, de la misma manera que hemos realizado para la simulación anterior.

Las gráficas obtenidas mediante la herramienta *tune* son las siguientes.

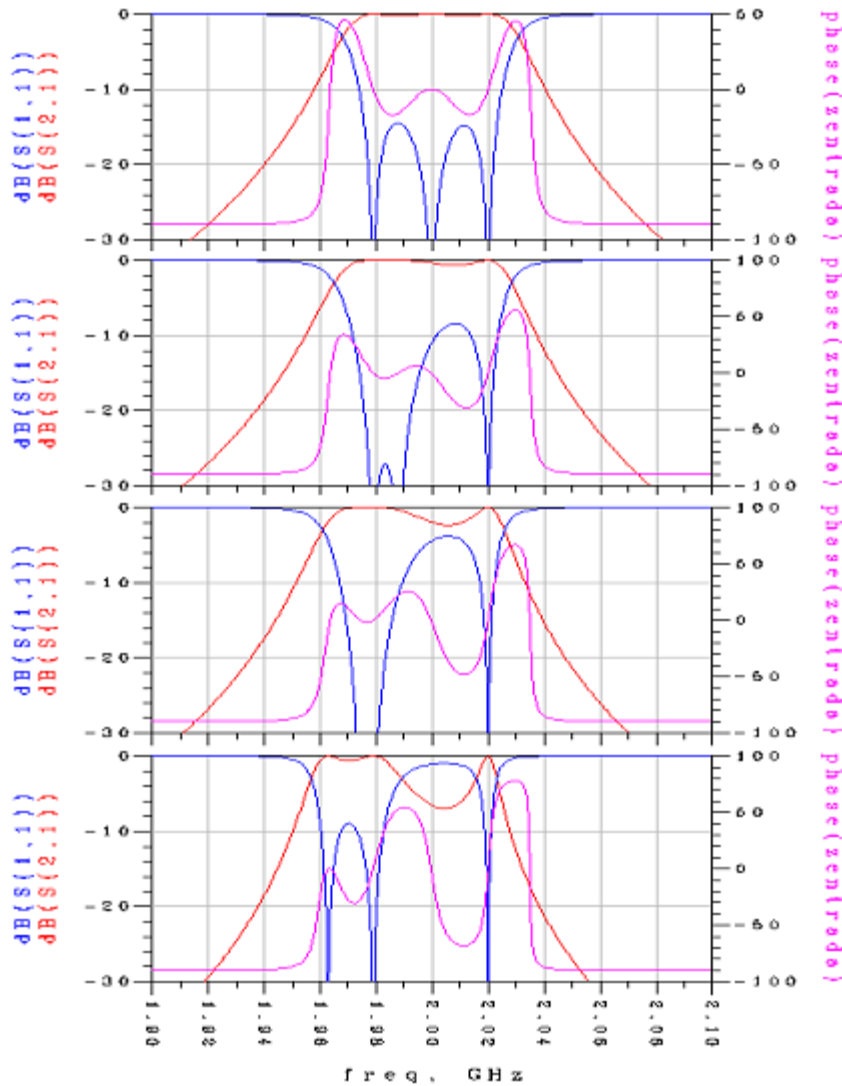


Fig 4.7 – $C_o=1.6$ pF. Caso inicial

Fig 4.8 – $C_o=1.2$ pF. El máximo de transmisión centrado a 2 GHz se desplaza en función de C_o , los otros dos se quedan fijos. Observamos la influencia de este desplazamiento en la respuesta, allanando la zona de la banda de paso en que se produce el desplazamiento y provocando un valle en la otra. Obtenemos: $f_c=1.997$ GHz, $BW=63.2$ MHz y $Q=722$

Fig 4.9 – $C_o=0.8$ pF. El efecto de la figura anterior se amplifica. El pico de transmisión dinámico se solapa con el pico estático más a la izquierda. Obtenemos: $f_c=1.993$ GHz, $BW=64.84$ MHz y $Q=1080$

Fig 4.10 – $C_o=0.4$ pF. El pico dinámico sobrepasa el pico estático. Observamos por primera vez tres máximos y dos valles, que se pronunciarán si reducimos más C_o .

Al tener tres picos de transmisión, observamos que mediante la variación de los elementos discretos conseguimos aumentar el factor de calidad y, ligeramente, el ancho de banda, que ya no sigue un comportamiento como el planteado en (3.60). Por el contrario, existirá una zona de la banda de paso que se verá afectada por la irrupción de un valle, debido a la desaparición del efecto que propiciaba el pico de transmisión dinámico.

También nos damos cuenta, que la ecuación (4.3) nos identifica únicamente los picos estáticos, y que de pico dinámico solo existirá uno, independientemente de N , y siempre estará centrado en medio de la ventana de propagación.

Para terminar con este apartado, expondremos las simulaciones para $N=4$ y $N=5$. No variaremos los elementos de las celdas porque el efecto que observaríamos es exactamente el mismo que el visto en las dos simulaciones anteriores. Pretendemos con estas simulaciones observar como incrementa el ancho de banda y el factor de calidad, en contra del aumento del rizado.

- N=4

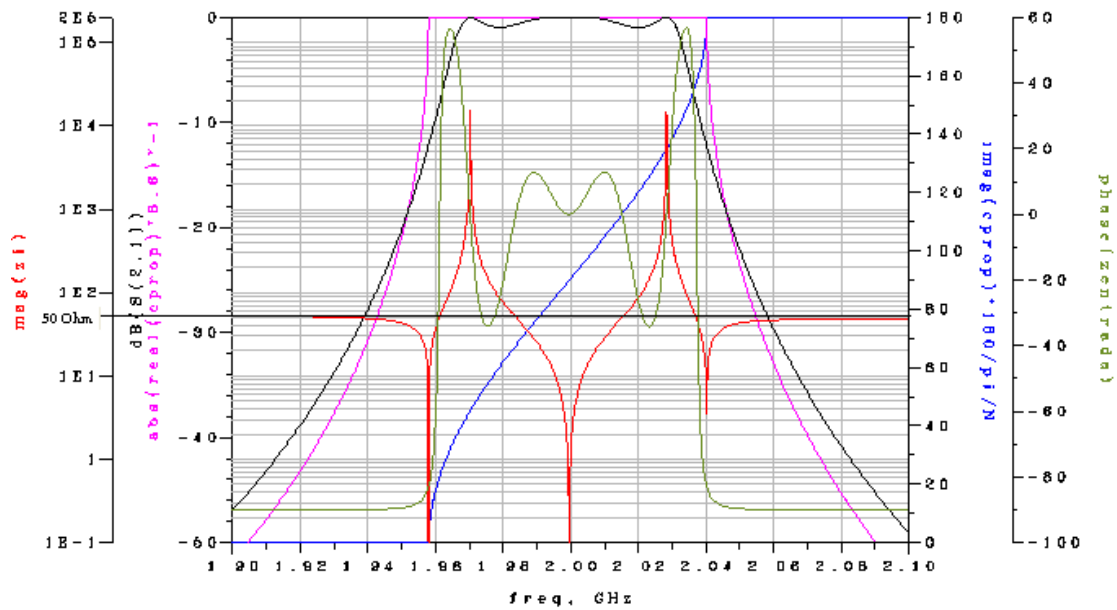


Fig 4.11 – Simulación de los parámetros de una red compuesta por cuatro resonadores SCR. La impedancia imagen varía pasando N veces por 50 Ohm. (4.3) nos identifica los máximos de transmisión estáticos, uno centrado en la ventana de propagación y los otros dos son los exteriores, y los valores extremos de la impedancia imagen. El pico de transmisión dinámico se encuentra, como siempre, centrado en la ventana de propagación, solapado con el estático. Los parámetros de ancho de banda y factor de calidad aumentan de la siguiente manera: BW=68.1 MHz y Q=1278

- N=5

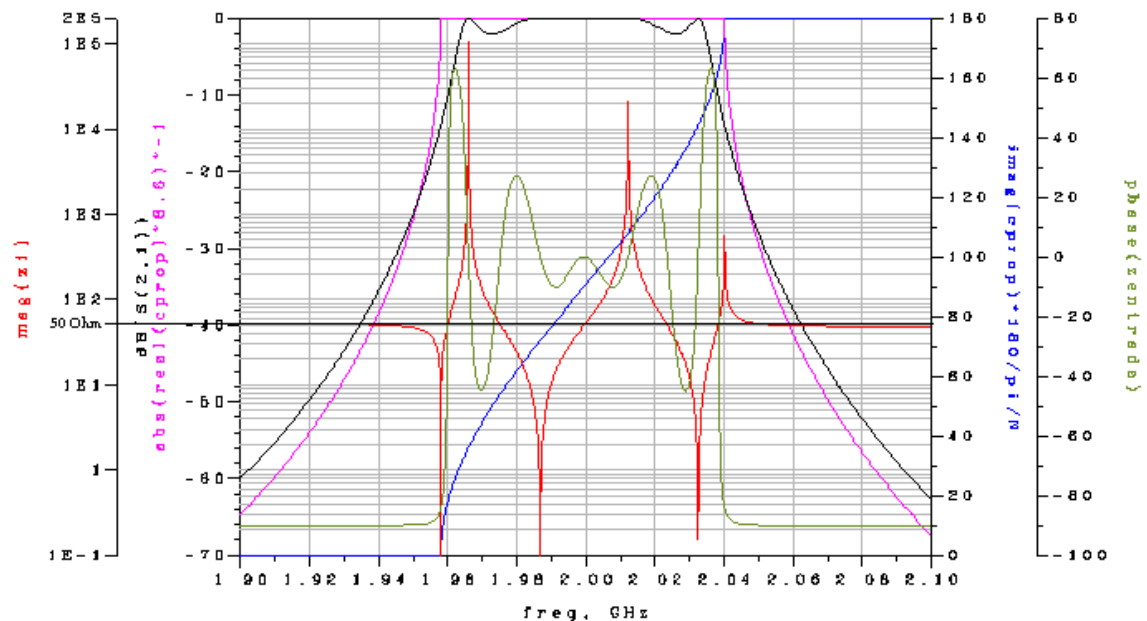


Fig 4.12 – Simulación para una red compuesta de cinco resonadores acompañada de la representación de sus parámetros imagen. El rizado en la banda de paso sigue aumentando con N. Aunque pueda parecer que con un aumento de N elevado se pudiera conseguir una respuesta plana en la banda de paso, no es así, ya que para N más elevadas aparecen nuevos valles alrededor de la frecuencia central y los valles existentes se agudizan. BW=71,8 MHz y Q=2470

4.3. UNIÓN EN CASCADA DE N=2 RESONADORES DIFERENTES

A partir del apartado anterior, el problema que se pretendía abordar era el control del rizado en la banda de paso. De forma cualitativa, se han probado y simulado distintas configuraciones de resonadores en cascada. Por ejemplo, las simulaciones del apartado anterior en que modificábamos los elementos de las celdas *SCR*, se hicieron con la idea de controlar o eliminar el rizado existente en la banda de paso (aunque nos hayan servido para explicar el movimiento de los picos de transmisión). Como los resultados obtenidos de estas simulaciones realizadas no servían para eliminar, reducir o controlar el rizado, se pensaron otras vías de estudio. En un primer momento, se pensó en modificar los elementos de cada resonador de forma distinta, por lo que tendríamos resonadores iguales pero con distintas combinaciones de sus elementos discretos. Pero los resultados obtenidos en las simulaciones eran totalmente negativos. Por lo tanto, solo faltaba una posibilidad por explotar: la unión de resonadores diferentes. Esta posibilidad consistía en conectar resonadores que, manteniendo la misma constante de construcción β , tuvieran distintas ventanas de propagación. Es decir, conectar resonadores *SCR* que resonaran a frecuencias distintas, aunque cercanas.

A continuación se realiza un análisis cualitativo de la unión en cascada de dos resonadores *SCR*, $N=2$, con frecuencias de resonancia distintas. De los parámetros imagen, el que más utilizaremos será la ventana de propagación. Este método de unión de resonadores nos permitirá controlar la frecuencia donde queremos centrar la transmisión, en función de donde colocamos las ventanas de propagación de cada resonador, y también nos permitirá controlar el ancho de banda y el factor de calidad en función del grado de solapamiento existente entre las dos ventanas de propagación (para que exista transmisión se deben solapar un mínimo). Es decir, tenemos dos grados de libertad: la frecuencia central de transmisión f_c y el ancho de banda efectivo de transmisión BW .

Si analizamos con detalle lo realizado en el apartado anterior, nos daremos cuenta del porqué de este análisis cualitativo con resonadores distintos. En el apartado anterior uníamos dos resonadores iguales, es decir, con las mismas ventanas de propagación, con lo que obteníamos la mejor respuesta alcanzable con aquella configuración, y cualquier modificación de los elementos del resonador distorsionaría el resultado, como se ha comprobado. Ahora se pretende realizar el camino inverso, al unir resonadores distintos, el resultado obtenido de la simulación es totalmente inútil, distorsionado, pero seguro que podremos optar a algún resultado más satisfactorio con la modificación adecuada de los elementos del resonador.

Para las simulaciones que vienen a continuación mantendremos fijada la frecuencia central de transmisión a aproximadamente $f_c=2$ GHz. Esto se consigue situando las frecuencias centrales de cada ventana de propagación equidistantes a 2 GHz, es decir, que la frecuencia central de transmisión se situará justo en la frecuencia resultante de la media entre la frecuencia inferior de la segunda ventana con la frecuencia superior de la primera ventana:

$$f_{C,S21} = \frac{f_{L,ven\ tan\ a2} + f_{H,ven\ tan\ a1}}{2} \quad (4.5)$$

A partir de aquí observaremos en las simulaciones como, en función del solapamiento de las ventanas, variará el ancho de banda.

Recordamos que para mantener una frecuencia central de transmisión a 2 GHz, las ventanas de propagación deben ser equidistantes a esa frecuencia central. Empezamos simulando el caso inicial donde las ventanas de propagación están totalmente solapadas.

- $f_{C, \text{ventan } a1} = f_{C, \text{ventan } a2} = 2 \text{ GHz}$

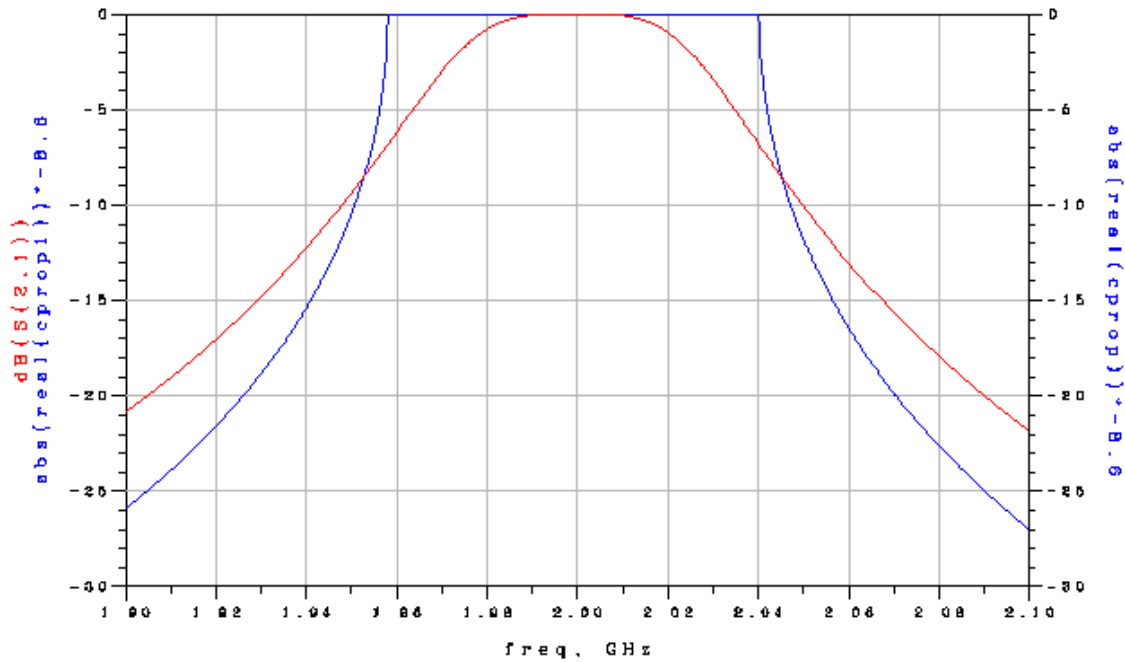


Fig 4.13 – Simulación del caso inicial. Las dos ventanas de propagación están totalmente solapadas. La respuesta obtenida es exactamente la misma que la representada en la figura 4.2

Los valores del ancho de banda y del factor de calidad son:

- $BW = 58,63 \text{ MHz}$ y $Q = 173$

Con el caso inicial simulado, empezaremos a alejar las dos ventanas de la frecuencia central $f_c=2 \text{ GHz}$, por igual y en sentido contrario. Observaremos como se forma una tercera y nueva ventana de propagación, producto del solapamiento de las ventanas correspondientes a cada resonador. Esta nueva ventana podrá ser fácilmente controlada, ya que sus frecuencias límite inferior y superior se corresponderán, respectivamente, con la frecuencia límite inferior de la segunda ventana y con la frecuencia límite superior de la primera ventana, que son conocidas.

- $f_{C,ven \tan a1} = 1.99 \text{ GHz}$ $f_{C,ven \tan a2} = 2.01 \text{ GHz}$

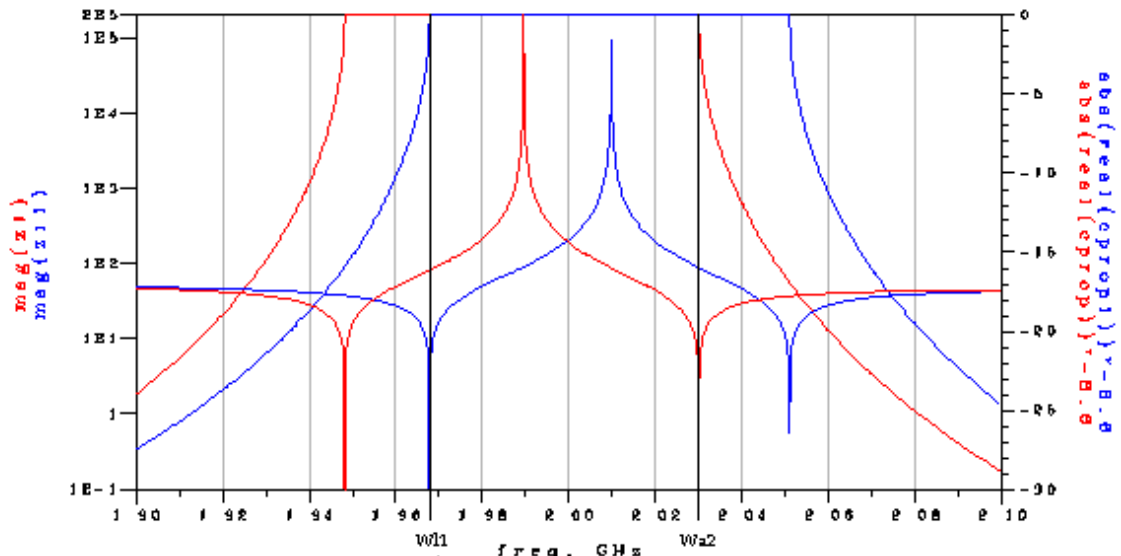


Fig 4.14 – En rojo esta representado el resonador 1 y en azul el resonador 2. Observamos la creación de la tercera ventana debido al solapamiento de las ventanas de propagación de cada resonador. Las frecuencias límite de la nueva ventana serán siempre conocidas

A continuación representamos el procedimiento realizado para obtener la mejor respuesta alcanzable con esta combinación de resonadores.

Primero, nos tenemos que calcular los elementos discretos de cada resonador. Sabiendo la f_c donde queremos centrar cada ventana, calculamos a través de (3.44) la capacidad C_o correspondiente y a partir de aquí derivamos los valores de cada elemento discreto de la misma manera que en el apartado 3.3.

Una vez obtenidos los elementos de cada resonador, pasamos a simular la red con la unión en cascada de los dos resonadores. Los resultados no son muy esperanzadores debido a las altas pérdidas de inserción:

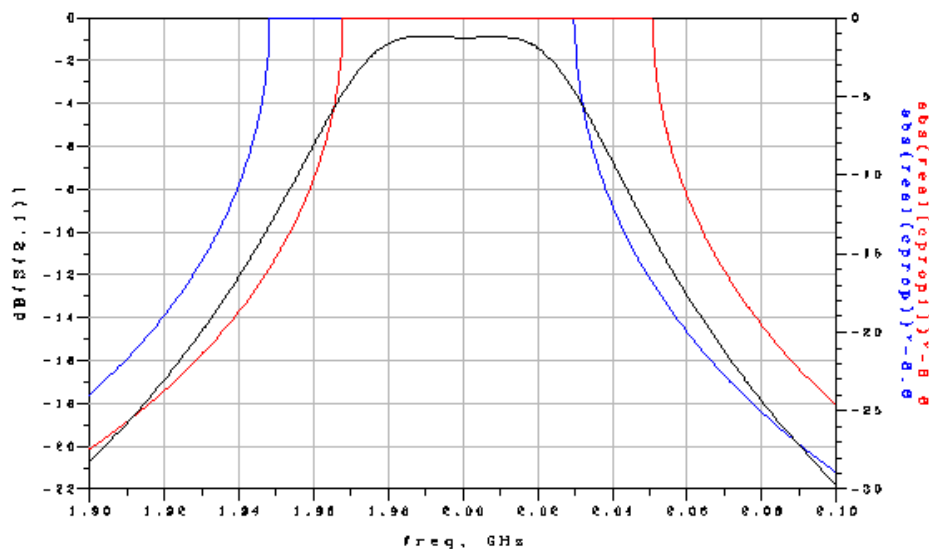


Fig 4.15 – Respuesta (negro) obtenida mediante la unión de los dos resonadores SCR

Ahora, mediante la herramienta *tune*, modificaremos los valores de los elementos discretos de cada celda. Esta variación será distinta en cada resonador, y se realizará hasta obtener, de forma cualitativa, una respuesta satisfactoria.

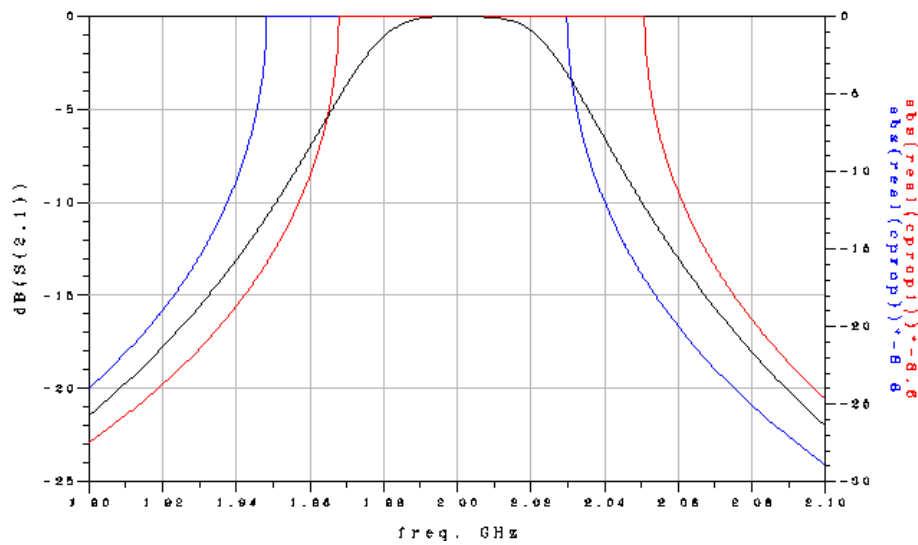


Fig 4.16 – Respuesta obtenida después del uso de la herramienta *tune*

Mediante las variaciones realizadas en cada celda, conseguimos modificar la respuesta S21 consiguiendo algo más coherente.

Los valores de C_o necesarios para esta respuesta son los siguientes:

- $C_{o,1} = 2.14 \text{ pF}$
- $C_{o,2} = 1.42 \text{ pF}$

Los valores de ancho de banda efectivo de transmisión y factor de calidad son:

- $BW = 57,48 \text{ MHz}$
- $Q = 240$
- $f_c = 2 \text{ GHz}$

La nueva ventana de propagación abarca un rango de:

- $\Delta vent = \omega_{H,1} - \omega_{L,2} = (2.0317 - 1.9678)\text{GHz} = 63.88 \text{ MHz}$

- $f_{C, \text{ventan } a1} = 1.98 \text{ GHz}$ $f_{C, \text{ventan } a2} = 2.02 \text{ GHz}$

Buscamos los elementos discretos de cada resonador, como en la simulación anterior. Una vez encontrados pasamos a la simulación de la nueva red.

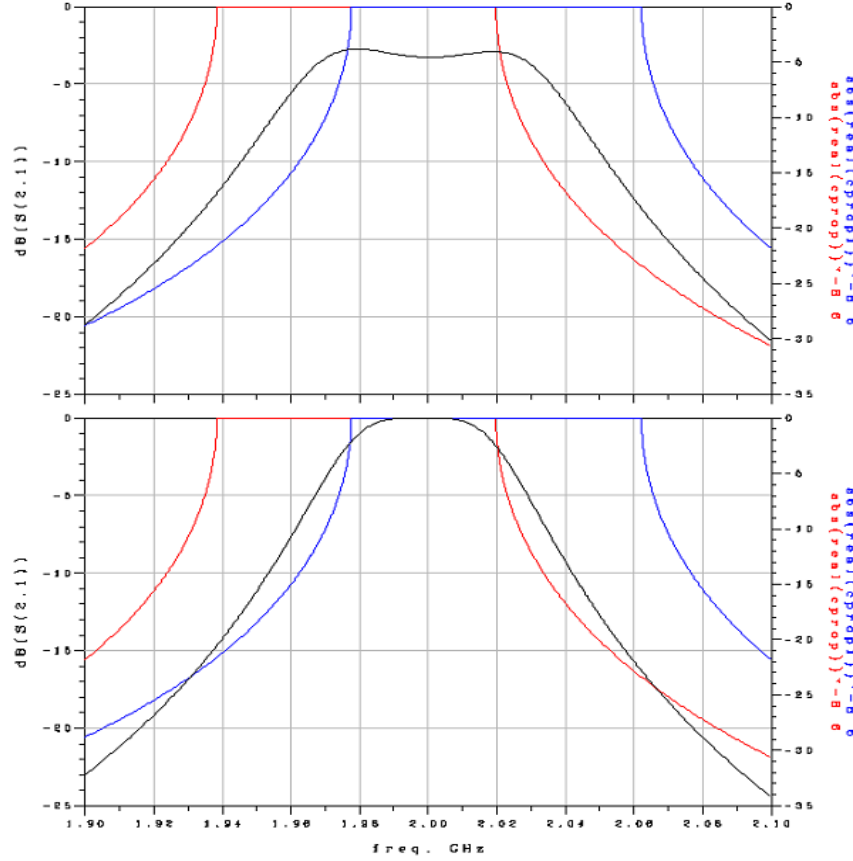


Fig 4.17 – Arriba aparece representada la respuesta obtenida directamente de la simulación de la unión de los dos resonadores SCR, con sus altas pérdidas de inserción. Abajo, observamos la respuesta obtenida después de usar la herramienta *tune*

En la simulación, aparece algo descentrada la transmisión, unos 2 MHz. Esto es debido a que la ventana del segundo resonador es ligeramente más ancha que la del primero (ver figura 3.12, $BW_{maxr}=BW_{\text{ventana}}$). Por lo que la frecuencia central de la nueva ventana tenderá a ser ligeramente menor que 2 GHz a medida que separamos las dos ventanas.

El ancho de la nueva ventana y los valores de C_o necesarios son los siguientes:

- $\Delta \text{vent} = \omega_{H,1} - \omega_{L,2} = (2.0215 - 1.9776)\text{GHz} = 43.86 \text{ MHz}$
- $C_{o,1} = 2.55 \text{ pF}$
- $C_{o,2} = 0.8798 \text{ pF}$

Los valores de frecuencia central de transmisión, ancho de banda efectivo y factor de calidad son:

- $f_C = 1.998 \text{ GHz}$
- $BW = 51.11 \text{ MHz}$
- $Q = 311$

- $f_{C, \text{ventan } a1} = 1.97 \text{ GHz}$ $f_{C, \text{ventan } a2} = 2.03 \text{ GHz}$

Buscamos los elementos discretos de cada resonador, como en la simulación anterior. Una vez encontrados pasamos a la simulación de la nueva red.

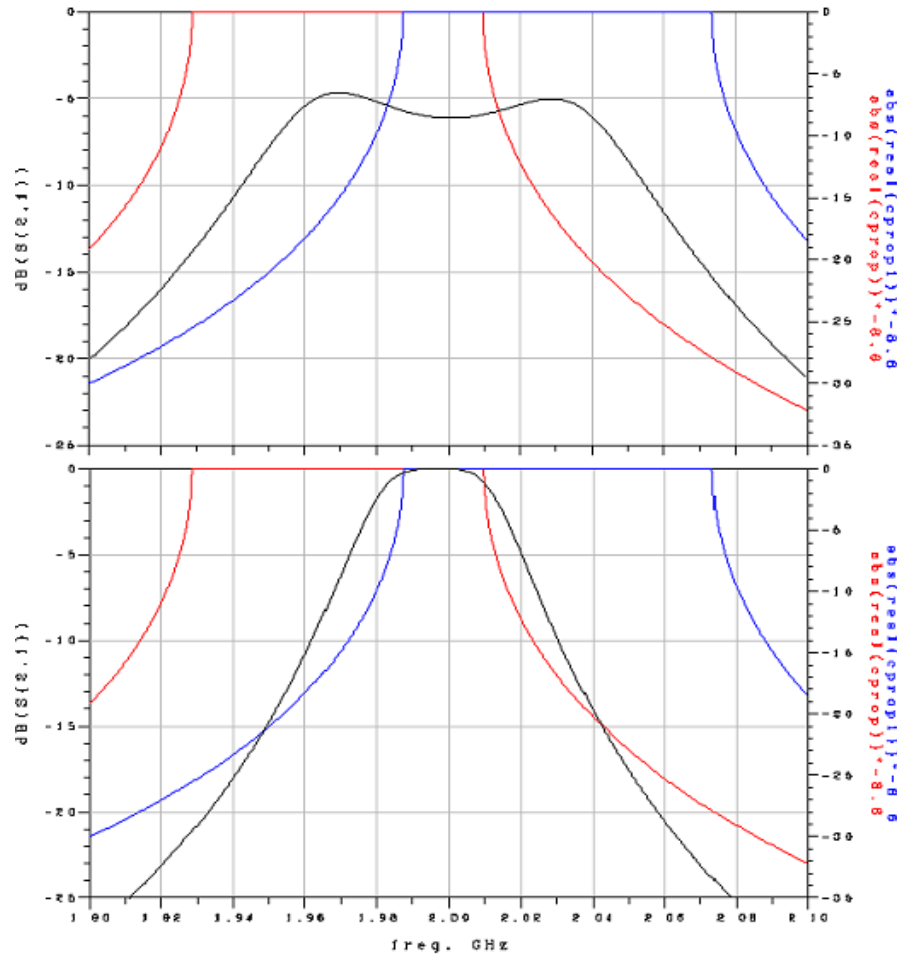


Fig 4.18 – Arriba aparece representada la respuesta obtenida directamente de la simulación de la unión de los dos resonadores SCR. Abajo, observamos la respuesta obtenida después de usar la herramienta *tune*

La frecuencia central se ha desplazado un poco más. En cuanto al ancho de banda, este disminuye a medida que separamos las ventanas.

El ancho de la nueva ventana y los valores de C_O necesarios son los siguientes:

- $\Delta \text{vent} = \omega_{H,1} - \omega_{L,2} = (2.0113 - 1.9874) \text{ GHz} = 23.92 \text{ MHz}$
- $C_{O,1} = 3.12 \text{ pF}$
- $C_{O,2} = 0.488 \text{ pF}$

Los valores de frecuencia central de transmisión, ancho de banda efectivo y factor de calidad son:

- $f_C = 1.996 \text{ GHz}$
- $BW = 39.46 \text{ MHz}$
- $Q = 712$

- $f_{C, \text{ventan } a1} = 1.96 \text{ GHz}$ $f_{C, \text{ventan } a2} = 2.04 \text{ GHz}$

Buscamos los elementos discretos de cada resonador, como en la simulación anterior. Una vez encontrados pasamos a la simulación de la nueva red.

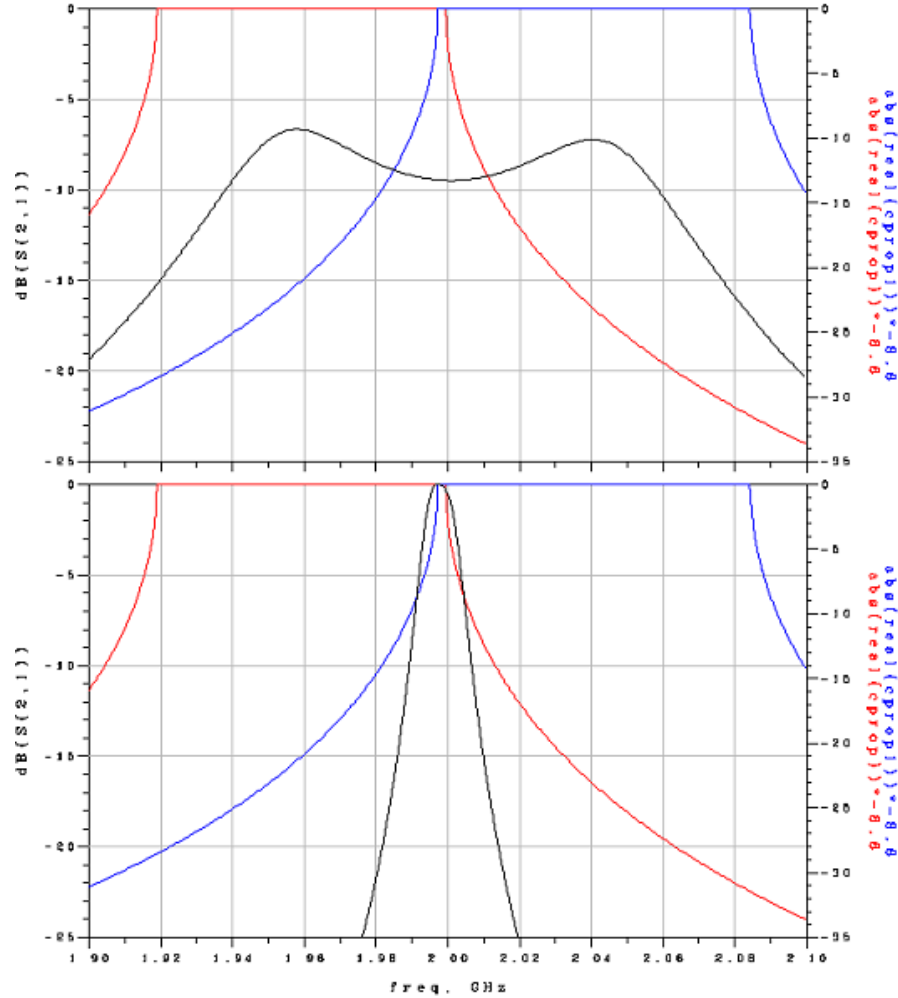


Fig 4.19 – Arriba aparece representada la respuesta obtenida directamente de la simulación de la unión de los dos resonadores SCR. Abajo, observamos la respuesta obtenida después de usar la herramienta *tune*.

Las ventanas de los resonadores se encuentran prácticamente desolapadas, por lo que la nueva ventana será la menor alcanzable. Esto afecta a la transmisión de la red, conformando la respuesta más selectiva y con menor ancho de banda posible.

El ancho de la nueva ventana y los valores de C_O necesarios son los siguientes:

- $\Delta \text{vent} = \omega_{H,1} - \omega_{L,2} = (2.0011 - 1.9972)\text{GHz} = 3.91 \text{ MHz}$
- $C_{O,1} = 11 \text{ pF}$
- $C_{O,2} = 0.089 \text{ pF}$

Los valores de frecuencia central de transmisión, ancho de banda efectivo y factor de calidad son:

- $f_C = 1.998 \text{ GHz}$

- $BW = 9.4 \text{ MHz}$
- $Q = 17330$

A continuación recogemos todos los valores obtenidos a partir de las simulaciones y los presentamos en la siguiente tabla

fc ventana 1 (GHz)	fc ventana 2 (GHz)	Co,1 (pF)	Co,2 (pF)	Ancho ventana creada (MHz)	fc S21 (GHz)	BW S21 (MHz)	Q S21
2	2	1,6	1,6	83,9	2	58,63	173
1,99	2,01	2,14	1,42	63,88	2	57,48	240
1,98	2,02	2,55	0,8798	43,86	1,998	51,11	311
1,97	2,03	3,12	0,488	23,92	1,996	39,46	712
1,96	2,04	11	0,089	3,91	1,998	9,4	17330

Fig 4.20 – Recopilación de los valores de los parámetros que han intervenido en las simulaciones anteriores. Se contempla como por cada 20 MHz que reducimos el ancho de la ventana creada, el ancho de banda y el factor de calidad varían de forma exponencial

De esta tabla, desprendemos que el ancho de banda máximo y el factor de calidad mínimo se obtienen cuando las ventanas de los dos resonadores están totalmente solapadas, es decir, cuando los resonadores son idénticos. A medida que separamos las ventanas mediante la unión de distintos resonadores, el grado de solapamiento de estas disminuye, y por lo tanto, disminuye también el ancho de la nueva ventana creada, y dependiendo del ancho de la ventana creada, podremos optar a respuestas de la red con determinadas características. A medida que disminuimos el ancho de la ventana creada, el ancho de banda de la respuesta de la red también disminuye y el factor de calidad aumenta. Estas variaciones se realizan de forma parecida al comportamiento planteado en (3.60) y (3.61). En concreto, para el ancho de banda, su aproximación se puede aplicar al control del ancho de banda para estas simulaciones. Recordamos (3.61):

$$BW = BW_{\max} \alpha_{BW}$$

Esta ecuación, nos permitía, a partir de un resonador centrado a 2 GHz, saber que ancho de banda se corresponde a cada frecuencia central de transmisión variando la capacidad C_0 . Es decir, estábamos moviendo la ventana de propagación virtualmente. Ahora, estamos moviendo la ventana de propagación de forma intencionada, y el efecto es comparable, por lo tanto, la idea del factor de variación del ancho de banda α_{BW} es aplicable a la red de $N=2$, asumiendo que el ancho de banda máximo será 58,63 MHz (tabla anterior). Como la red está compuesta por dos resonadores, deberemos tener en cuenta el factor α_{BW} de cada resonador (en teoría el factor es simétrico a 2 GHz y no será necesaria hacer la media, pero en la simulación no sale simétrico):

$$\alpha_{BW, N=2} = \frac{\alpha_{BW,1} + \alpha_{BW,2}}{2} \quad (4.6)$$

4.3.1. OPTIMIZACIÓN DEL FACTOR DE CALIDAD DE LAS RESPUESTAS OBTENIDAS A PARTIR DE LA UNIÓN DE DOS RESONADORES DIFERENTES

De la misma manera que hemos procedido para el análisis realizado en el apartado 4.3), es decir cualitativamente, se han obtenido respuestas que aumentan notablemente el factor de calidad a cambio de una reducción del ancho de banda de pocos MHz.

Para conseguir dichas respuestas, simulamos redes compuestas por tres resonadores, $N=3$, con la particularidad que el primer y último resonador son idénticos, mientras que el del medio es diferente.

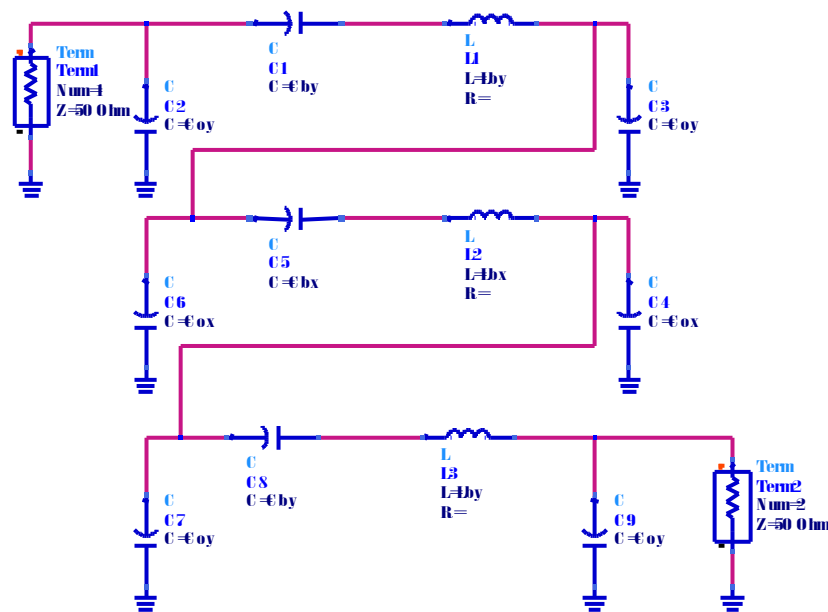


Fig 4.21 – Red simulada para la optimización de las respuestas conseguidas para $N=2$. Observamos como el primer y último resonador son iguales

Aunque estemos trabajando con $N=3$, conseguimos que el rizado en la banda de paso no se convierta en un aspecto negativo.

En esta red, utilizamos los mismos resonadores que en el apartado anterior, colocando el de menor frecuencia central de propagación en medio. Presentaremos dos casos simulados anteriormente para poder comparar las diferencias.

- $f_{C, \text{ven tan } a1} = 1.98 \text{ GHz}$ $f_{C, \text{ven tan } a2} = 2.02 \text{ GHz}$

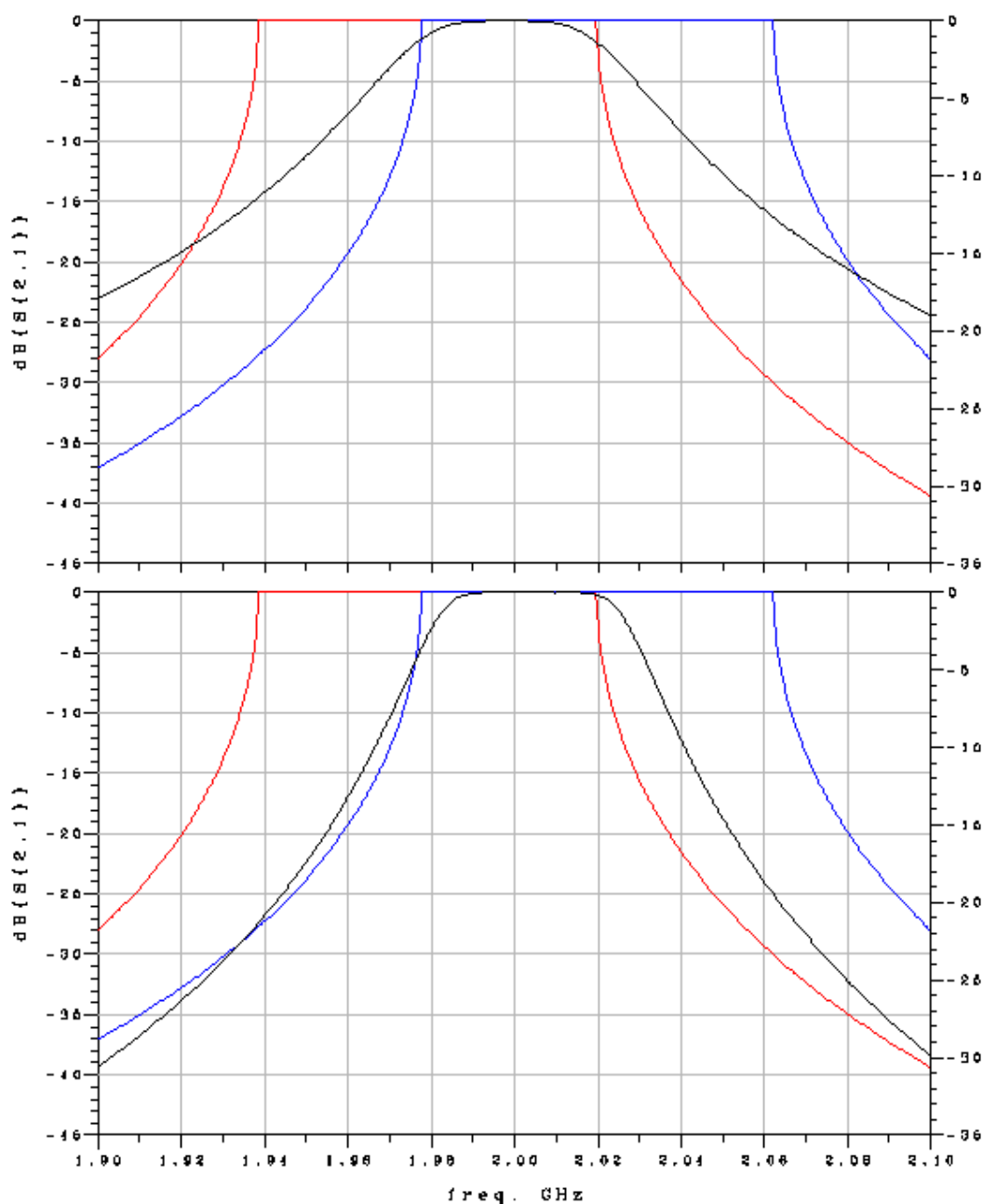


Fig 4.22 – Arriba tenemos la respuesta para N=2. Abajo, la simulación obtenida con N=3

La comparación de los valores es la siguiente

	Co,resonador1 (pF)	Co,resonador2 (pF)	Co,resonador3 (pF)	fc (GHz)	BW (MHz)	Q
N=2	0,8798	2,55		1,998	51,11	311
N=3	1,409	5,89	1,409	2,003	47,22	1080

Ganamos en una respuesta más llana en la banda de paso y en la selectividad de la transmisión, que se ha triplicado. Perdemos 4 MHz de ancho de banda.

- $f_{C, \text{ventan } a1} = 1.96 \text{ GHz}$ $f_{C, \text{ventan } a2} = 2.04 \text{ GHz}$

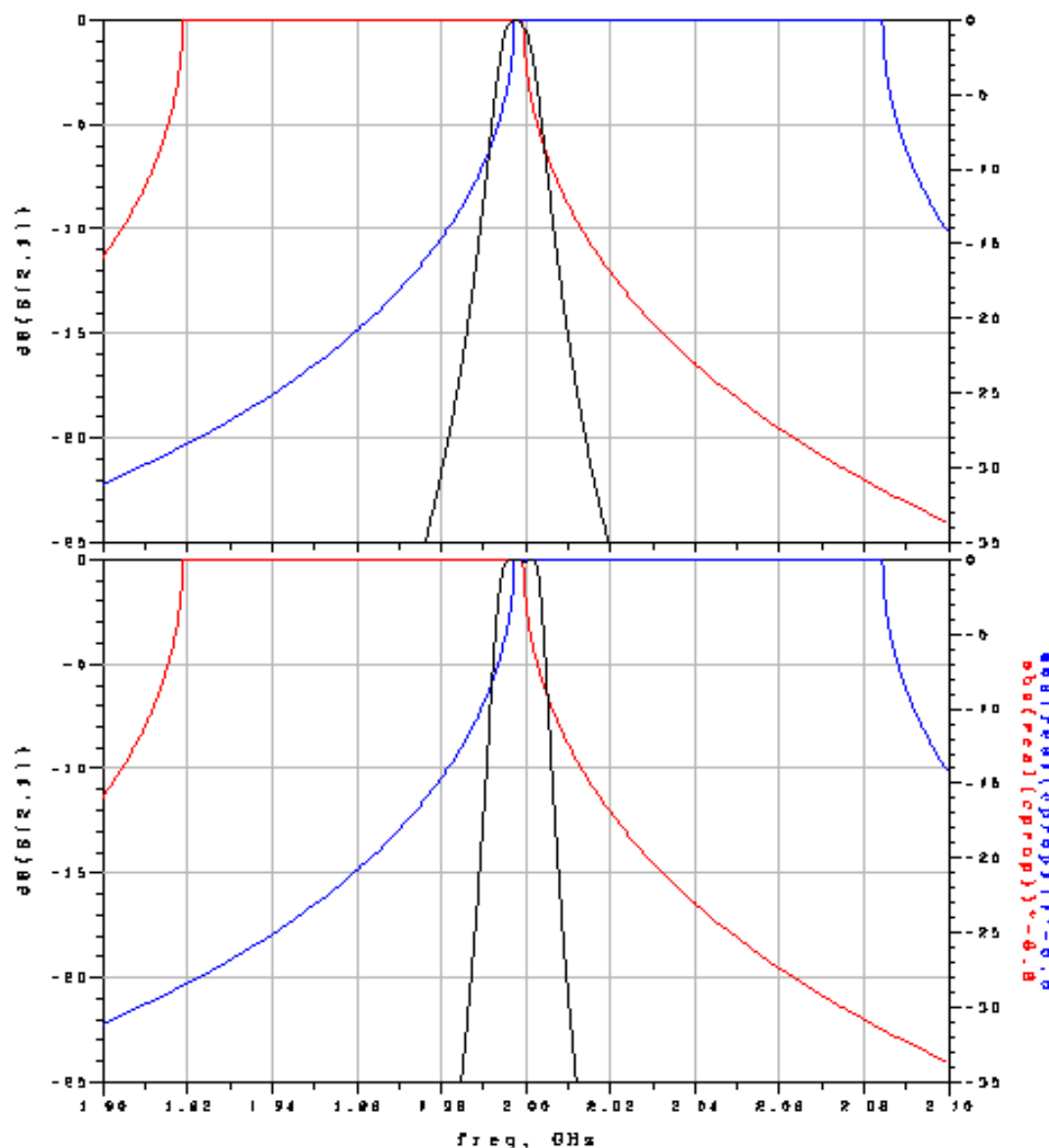


Fig 4.23 – Arriba tenemos la respuesta para N=2. Abajo, la simulación obtenida con N=3

La comparación de los parámetros es la siguiente:

	Co,resonador1 (pF)	Co,resonador2 (pF)	Co,resonador3 (pF)	fc (GHz)	BW (MHz)	Q
N=2	11	0,089		1,998	9,4	17330
N=3	0,179	13,124	0,179	1,998	14,4	31000

Conseguimos una respuesta más llana en la banda de paso y un aumento tanto del ancho de banda como del factor de calidad.

Para otras configuraciones de ventana de propagación de los resonadores, los resultados muestran cambios parecidos.

4.4.CONCLUSIONES DEL TEMA 4

En cuanto a la unión de resonadores iguales

- En función de N conseguimos diferentes respuestas. Un incremento de N , a partir de $N=2$, se traduce en respuestas con mas ancho de banda y más selectivas, pero inherente a este incremento va asociado una aparición y aumento de rizado en la banda de paso.
- Para intentar controlar el ancho de banda se propuso modificar los elementos del resonador, manteniendo intactas las ecuaciones de diseño del mismo, es decir variar la C_o de forma igual en los dos resonadores. Conseguimos eliminar el rizado en una zona de la banda de paso a cambio de empeorarlo en otra, debido siempre a un pico de transmisión que se desplaza, que llamamos pico dinámico, según modifiquemos los valores de los elementos de los resonadores. A parte, los otros $N-1$ picos de transmisión repartidos equitativamente por la banda de paso son inalterables, estáticos. De ahí viene la aparición de valles.
- Se han planteado ecuaciones que describen los hechos mencionados en el punto anterior, de manera que tenemos identificadas las frecuencias en que se producen los $N-1$ picos estáticos de transmisión, mientras que el pico dinámico, siempre se sitúa en el centro de la ventana de propagación del resonador y podemos controlar su desplazamiento en función de C_o . De forma parecida, controlamos también las frecuencias donde conseguimos picos de transmisión.

En cuanto a la unión de resonadores diferentes:

- Como las respuestas obtenidas variando por igual los resonadores idénticos no eran satisfactorias, se pensó en variar de forma distinta las C_o de cada resonador. El resultado fue negativo. Por lo que la siguiente posibilidad era unir resonadores distintos pero con frecuencias de resonancia próximas.
- Para la unión de resonadores distintos, nos hemos limitado a $N=2$, ya que con N mayores se complica bastante el análisis. A parte, la idea es solapar ventanas de propagación, hecho que se complica con N mayores que dos, ya que el rango de solapamiento para tres ventanas es muy reducido.
- Para $N=2$, al solapar las ventanas de cada resonador, conseguimos una tercera ventana, en cuyo centro se situará aproximadamente la transmisión de la red. Cuando las dos ventanas están superpuestas, la ventana creada es máxima, y obtenemos la transmisión con mayor ancho de banda y menor factor de calidad (igual que para resonadores iguales). Haciendo constante la frecuencia central de la ventana creada; a medida que separamos las ventanas, la ventana creada se reduce y observamos como el ancho de banda disminuye y el factor de calidad aumenta. Conseguimos respuestas con altos factores de calidad y anchos de

banda relativos del 0.45%. Controlamos la frecuencia central de transmisión, situada en medio de la ventana creada.

- Podemos optimizar las respuestas obtenidas para $N=2$. Lo conseguimos con redes de tres resonadores, $N=3$, y con el mismo método cualitativo utilizado para las simulaciones de dos resonadores. Se trata de unir tres resonadores, el primero y último iguales y el segundo diferente de los otros dos. Optimizamos las respuestas anteriores consiguiendo factores de calidad entre dos y tres veces superiores. A cambio, el ancho de banda se reduce alrededor de 5 MHz. La banda de paso es más plana y el rizado es mínimo o inexistente.
 - Con esta última optimización conseguimos respuestas con anchos de banda relativos reducidos, del orden de 0.45 %, pero con selectividades más elevadas y respuestas en la banda de paso más llanas.
- Con la unión en cascada de varios resonadores, conseguimos atenuaciones fuera de la banda de paso buenas, y mediante la optimización planteada para $N=3$, estas atenuaciones aumentan notablemente, sobretodo variando los resonadores de forma que obtenemos anchos de banda reducidos. Por lo que podríamos obtener dispositivos de filtraje de señal para aplicaciones que requieran anchos de banda estrechos y muy selectivos *UNB* (*Ultra-Narrow Bandwidth*), como pueden ser aplicaciones *Global Positioning System* (*GPS*) o en aplicaciones de microondas que se quieran evitar interferencias con sistemas que trabajen a frecuencias parecidas.

5. CONCLUSIONES

En este trabajo se han estudiado los resonadores apilados *SCR* y los filtros *SCF*, basados en configuraciones de *SCR*.

Como resultado global del estudio realizado sobre los filtros *SCF*, concluimos con las siguientes afirmaciones:

- Los resonadores apilados *SCR* compuestos por dispositivos *FBAR* permiten obtener, por si solos, factores de calidad muy elevados con valores máximos por encima de 1000. Esto, junto con anchos de banda relativos muy pequeños, entre inferiores al 0.5% y el 4,2 %, ofrece un grado de selectividad de frecuencias muy elevado, característica muy importante en determinadas aplicaciones inalámbricas.
- Mediante la unión eléctrica de varios resonadores acústicamente acoplados conseguimos los filtros *SCF*, con respuestas muy selectivas debido a altísimos factores de calidad de hasta 31000 y anchos de banda estrechos de hasta pocas decenas de *MHz*.
- Las aplicaciones para el *SCF* según lo expuesto en el trabajo realizado, se corresponden a aplicaciones que exijan un alto grado de selectividad en frecuencias determinadas

Posibles vías de investigación:

- De la misma manera que hemos alcanzado una optimización del factor de calidad *Q* con $N=3$, podríamos pensar que para N mayores obtendríamos mejores resultados. Por lo tanto, podría ser de interés analizar estructuras con $N>3$ en que se combinaran dos resonadores distintos.

RESUMEN DE LOS CONTENIDOS DE LA MEMORIA

El contenido de la memoria se divide en dos partes fundamentales, precedidas de una breve explicación donde se introduce al lector en el tema; primero se exponen las bases de un resonador simple *FBAR*, de donde se obtienen ecuaciones de control vitales, y seguidamente se plantean las bases para un resonador apilado *SCR*, derivadas del estudio previo de un resonador simple.

La primera parte fundamental del trabajo se centra en el análisis de un resonador *SCR*. Este análisis se apoya sobre el punto de vista teórico de los parámetros imagen, nuestro punto de partida. Se trata de la parte más teórica: obtención y aplicación de los parámetros imagen y obtención de los elementos discretos que conforman el circuito equivalente *SCR*, una red de dos puertos. Posteriormente, analizamos que pasa modificando los valores de los elementos discretos sin variar determinados parámetros imagen y finalmente, se propone una aproximación para controlar determinadas especificaciones de diseño, como son el ancho de banda de transmisión de la red y el factor de calidad, en función de las modificaciones de los elementos discretos de la red.

En la segunda parte se analizan, de forma cualitativa, redes compuestas por varios resonadores apilados conectados en cascada. Este segundo estudio se divide en dos sub-partes. En la primera conectamos N resonadores idénticos, planteamos algunas ecuaciones de control y analizamos las respuestas. En la segunda, se plantea la conexión de dos ($N=2$) resonadores distintos con frecuencias de resonancia cercanas. Este segundo análisis es también totalmente cualitativo, pero nos aporta información que con la unión de N resonadores iguales no conseguíamos. Finalizando esta segunda parte, se plantea la optimización de los resultados obtenidos con $N=2$ mediante estructuras con $N=3$, compuestas por la conexión en cascada dos resonadores iguales alrededor de un resonador distinto.