



DISEÑO DE UN BANCO DE FILTROS DE MICROONDAS CONMUTABLES EMPLEANDO RF MEMS

Marcos Lorenzo López

Tutor: Jorge Daniel Martínez Pérez

Trabajo Fin de Grado presentado en la Escuela Técnica Superior de Ingeniería de Telecomunicación de la Universitat Politècnica de València, para la obtención del Título de Graduado en Ingeniería de Tecnologías y Servicios de Telecomunicación

Curso 2020-21

Valencia, 3 de julio de 2021



Resumen

Los avances en la tecnología de los RF MEMS (Radiofrequency MicroElectroMechanical Systems) han permitido que estos dispositivos sean cada vez más usados para la implementación de diversas soluciones, como es el caso del banco de filtros conmutables que se presenta en este trabajo. Se ha realizado el diseño de 4 filtros de similares características, pero diferente frecuencia de central, conmutados mediante un RF MEMS. El diseño de dicho banco de filtros ha constado del diseño de la parte eléctrica (esquemáticos), así como del diseño físico para poder realizar su fabricación y montaje. Para su implementación se han utilizado elementos de montaje superficial (SMD, Surface Mount Device). Una vez que el proceso de montaje ha finalizado se ha procedido a la verificación del sistema mediante equipos de medida y testeo. De esta manera se ha comprobado si los resultados del sistema una vez implementado se corresponden con los resultados de las simulaciones.

Resum

Els avanços en la tecnologia dels RF MEMS (Radiofrequency MicroElectroMechanical Systems) han permés que aquestos dispositius siguen cada volta més emprats per a l'implementació de diverses solucions, com és el cas del banc de filtres commutables que es presenta en aquest treball. S'ha realitzat el disseny de 4 filtres de similars característiques, però diferent freqüència de central, commutatats mitjançant un RF MEMS. El disseny d'aquest banc de filtres ha constat del disseny de la part elèctrica (esquemàtics), així com de el disseny físic per poder arribar a la seva fabricació i muntatge. Majoritàriament s'han utilitzat elements de muntatge superficial (SMD, Surface Mount Device). Una vegada que el procés de muntatge ha finalitzat s'ha procedit a la verificació del sistema mitjançant equips de mesura i testatge. D'aquesta manera s'ha comprovat si els resultats del sistema una vegada implementat es corresponen amb els resultats de les simulacions.

Abstract

Advances in RF MEMS technology (Radiofrequency MicroElectroMechanical Systems) have allowed these devices to be increasingly used for the implementation of various solutions, such as the switchable filter bank that is presented in this report. The design of 4 filters with similar characteristics but different central frequency switched by RF MEMS has been made. The design of this filter bank has consisted of the design of the electrical part (schematics), as well as the physical design to be able to carry out its manufacture and assembly. Most of the used elements are surface mount devices (SMD). Once the assembly process has finished, the system has been verified by using measuring and testing equipment. This has been done to check if the results of the system once implemented are equal to the results of the simulations.



Índice

Capítulo 1. Introducción.....	3
1.1 Motivación	3
1.2 Objetivos	3
1.3 Metodología	3
Capítulo 2. Conceptos teóricos.....	4
2.1 Diseño de filtros paso-banda.	4
2.1.1 Parametros de Scattering	4
2.2 Prototipo paso-bajo.....	4
2.2.1 Prototipo paso-bajo Chebyshev	5
2.3 Transformación paso banda.....	6
2.4 Inversores de immitancia.....	7
Capítulo 3. Banco de filtros conmutados con RF MEMS.....	10
3.1 RF MEMS	10
3.1.1 RF MEMS switches.....	10
3.2 Estructura	11
3.2.1 Banco de Filtros.....	11
3.3 Diseño de los filtros.....	12
3.3.1 Elementos reales	15
Capítulo 4. Layout y simulación	21
4.1 Diseño físico.....	21
4.2 Simulación.....	36
4.3 Optimización	38
4.4 Implementación final de los filtros	42
4.5 Fabricación	44
Capítulo 5. Validación experimental	46
Capítulo 6. Conclusiones y líneas futuras	47
6.1 Conclusiones	47
6.2 Líneas futuras	47
Bibliografía	48
Anexos	49
Anexo 1.....	49
Anexo 2.....	51



Lista de figuras

Figura 1. Flujo de señales en una red de dos puertos.....	4
Figura 2. Estructura del prototipo paso-bajo.	5
Figura 3. Valores tabulados para los filtros tipo Chebyshev.....	6
Figura 4. Transformación paso banda.	7
Figura 5. Transformaciones de elementos utilizado inversores.	8
Figura 6. Prototipo paso-bajo con inversores de admitancia.	8
Figura 7. Filtro paso banda con inversores de admitancia.	8
Figura 8. Inversores de immitancia con elementos concentrados.	9
Figura 9. Banco de filtros conmutables de 5 canales.	12
Figura 10. Filtro con inversores de admitancia.....	13
Figura 11. Filtro con la transformación en frecuencia.	13
Figura 12. Filtro con todas las transformaciones.	14
Figura 13. Respuesta de los filtros ideales con inversores.	15
Figura 14. Circuito equivalente de un condensador.....	15
Figura 15. Impedancia de un condensador real.	16
Figura 16. Circuito equivalente de una bobina.	16
Figura 17. Capacidad distribuida de una bobina.....	17
Figura 18. Impedancia de una bobina real.	17
Figura 19. Esquemático con elementos reales.	18
Figura 20. Respuesta en frecuencia de los filtros reales e ideales.....	19
Figura 21. Footprint recomendado para los condensadores de la ser Accu-P®.....	21
Figura 22. Footprint de los condensadores 0603.	22
Figura 23. Footprint de los condensadores 0402.	23
Figura 24. Land pattern para las bobinas.....	23
Figura 25. Footprint de las bobinas 0402.	24
Figura 26. Dimensiones del RF MEMS.	24
Figura 27. Símbolo del RF MEMS.....	25
Figura 28. Huella del RF MEMS.	26
Figura 29. Parámetros del sustrato elegido.....	27
Figura 30. Stackup.	27
Figura 31. Herramienta TXLINE.	28
Figura 32. Esquemático con las líneas de transmisión.....	28
Figura 33. Layout del filtro.	28
Figura 34. Ejemplo de conector de la serie TSW.	29



Figura 35. Símbolos de los conectores para alimentación y control.	29
Figura 36. Huella recomendada para los conectores TSW.	29
Figura 37. Footprint del conector para las señales de control.	30
Figura 38. Footprint del conector para la alimentación.	30
Figura 39. Huella del SMA de borde.	30
Figura 40. Tramo final de las líneas de transmisión.	31
Figura 41. Conexión de un SMA con el RF MEMS.	32
Figura 42. Conexiones a masa del RF MEMS.	32
Figura 43. Símbolo del elemento MVIA1P.	33
Figura 44. Conexión a masa de los elementos de los filtros.	33
Figura 45. Rutado de las señales de control.	34
Figura 46. Rutado de la alimentación de uno de los RF MEMS.	34
Figura 47. Condensador 0805 conectado al pin 24 y masa.	34
Figura 48. Identificador de un componente.	35
Figura 49. Conector de las señales de control con las indicaciones en capa ink_01.	35
Figura 50. Layout final.	36
Figura 51. Sustitución del símbolo del RF MEMS para la simulación.	37
Figura 52. Respuesta final de los filtros.	38
Figura 53. Metas de optimización.	39
Figura 54. Ventana de optimización.	40
Figura 55. Resultado de la optimización.	41
Figura 56. Respuesta no recíproca de los filtros.	42
Figura 57. Respuesta final de los filtros.	43
Figura 58. Vista de los Gerbers con todas las capas activas.	44
Figura 59. Esquemático completo.	49
Figura 60. Esquemático para simulación.	50



Lista de tablas

Tabla 1. Comparación de los distintos switches de RF.....	11
Tabla 2. Características de los filtros.....	13
Tabla 3. Valores de los inversores y las bobinas.	14
Tabla 4. Valores de los condensadores.....	14
Tabla 5. Elementos reales.....	19
Tabla 6. Ancho de las líneas de cada filtro.	28
Tabla 7. Valores de los componentes después de la optimización.	42
Tabla 8. Valores finales de los elementos.....	44
Tabla 9. BOM.	52

Capítulo 1. Introducción

1.1 Motivación

Las características que presentan los RF MEMS resultan muy interesantes y estos dispositivos pueden ser utilizados en sistemas muy diversos. La posibilidad de conmutar entre varios canales con unas pérdidas de inserción tan bajas como las de estos dispositivos los convierten en una opción bastante interesante para sistemas tanto de evaluación como soluciones reales para los ASIC que están saliendo al mercado para las aplicaciones de 5G como puede ser mMIMO.

Además, los conmutadores MEMS presentan ciertas ventajas frente al resto de soluciones presentes en el mercado (transistores FET y diodos PIN), como pueden ser un menor consumo de potencia o una frecuencia de corte mayor.

1.2 Objetivos

Con la realización de este proyecto se trató de evaluar la viabilidad de emplear RF MEMS como conmutadores en el diseño de un banco de filtros para microondas, a la vez que se diseñaban los filtros que forman parte del mismo. De esta manera se perseguía adquirir nuevos conocimientos sobre este tipo de componentes y comprender tanto su funcionamiento como el reciente aumento de su popularidad en los sistemas de radiofrecuencia.

1.3 Metodología

El primer paso para el correcto desarrollo de este proyecto es el estudio teórico para entender ciertos conceptos, que se pueden considerar básicos, sobre radiofrecuencia, filtros de microondas y sobre sistemas microelectromecánicos de radiofrecuencia, RF MEMS.

Una vez se cuenta con esos conocimientos, se procede al diseño teórico de los filtros para que cumplan con la especificaciones deseadas, para ello se utilizará la teoría descrita en el Capítulo 2.

Una vez finalizado el diseño teórico de los filtros, el siguiente paso es realizar una simulación de los mismos empleando tanto componentes ideales como reales, para poder observar las diferencias introducidas por los componentes reales, para ello se utilizará el programa AWR Design Environment, también conocido como Microwave Office y propiedad de Cadence.

El siguiente paso es diseñar el *layout*, para ello será necesario generar un símbolo para el MEMS y para los conectores necesarios y también una huella para cada elemento presente en el circuito.

Al terminar el diseño del *layout* se vuelve a simular el circuito para comprobar si las líneas de transmisión añadidas han cambiado la respuesta en frecuencia de los filtros y en caso de que haya ocurrido lanzar una serie de optimizaciones sobre los valores de los elementos concentrados de los filtros para que la respuesta en frecuencia de cada uno de ellos sea la deseada.

El último paso consiste en fabricar y ensamblar la PCB para poder realizar una validación experimental con equipo de testeo en un laboratorio.

Capítulo 2. Conceptos teóricos

2.1 Diseño de filtros paso-banda.

2.1.1 *Parametros de Scattering*

Los parámetros de *scattering* o parámetros S se utilizan para caracterizar sistemas de microondas de un número arbitrario de puertos y vienen definidos por las ondas que entran y salen de cada uno de esos puertos. En la práctica, la mayoría de estos sistemas se componen de varios dispositivos de dos puertos conectados en cascada [1].

Para este caso particular nos centraremos en las redes de dos puertos pues estaremos trabajando con filtros.

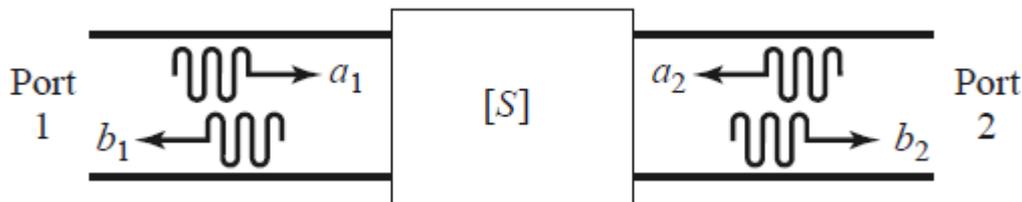


Figura 1. Flujo de señales en una red de dos puertos.

En la Figura 1, a y b representan las ondas incidentes y reflejadas en los puertos respectivamente, el subíndice se utiliza para especificar el número del puerto. De esta manera, para obtener cada uno de los parámetros S se hace incidir una onda de amplitud conocida, a , en el puerto j y se mide la amplitud de la onda resultante b en el puerto i , pudiendo ser $j = i$, y de esta manera se obtendría el valor de S_{ij} .

Por la tanto, a partir de la Figura 1 podemos determinar que la matriz de parámetros S quedaría de la siguiente manera:

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

A partir de la cual podemos definir S_{11} y S_{21} , siendo estos términos las pérdidas de retorno y de inserción respectivamente, como:

$$S_{11} = \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2=0}, \quad S_{21} = \left. \frac{b_2}{a_1} \right|_{a_2=0} \quad (2.2)$$

2.2 Prototipo paso-bajo

Para el diseño de los filtros se ha utilizado el prototipo paso-bajo. Para poder llevar a cabo el diseño de los filtros mediante éste método primero hay que definir el prototipo paso-bajo, posteriormente se realiza el escalado de los valores normalizados y por último la transformación en frecuencia para que la respuesta paso-bajo se convierta en la respuesta deseada.

El prototipo paso-bajo se define como un filtro paso-bajo cuyos elementos están normalizados, de tal manera que la resistencia o conductancia de la fuente sea igual a la unidad, expresado como $g_0 = 1$, y la frecuencia de corte angular también, representado como $\Omega_c = 1$ rad/s. El prototipo paso-bajo también presenta la particularidad de que el número de elementos reactivos que presenta, bobinas y condensadores, es igual al orden del filtro, siendo estos representados por g_i , para $i=1$ hasta n , siendo n el orden del filtro [2].

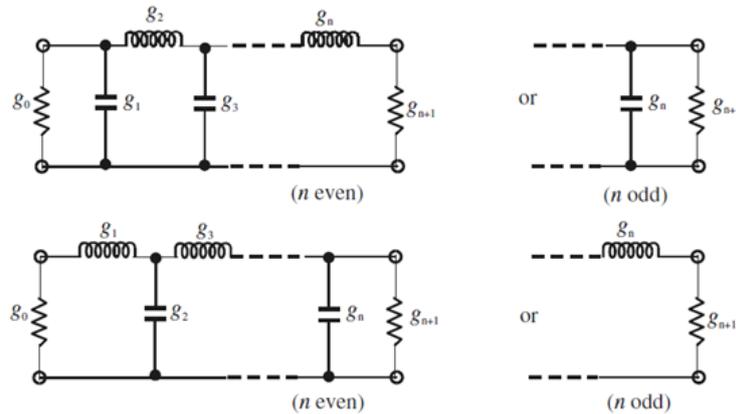


Figura 2. Estructura del prototipo paso-bajo.

Al partir del prototipo paso-bajo, es posible diseñar diversos tipos de filtros prácticos a través de las transformaciones en frecuencia de los elementos que lo forman.

2.2.1 Prototipo paso-bajo Chebyshev

Para el prototipo paso-bajo Chebyshev para un rizado específico en la banda de paso y una frecuencia de corte $\Omega_c = 1$, podemos obtener los valores de los elementos a partir de las siguientes fórmulas [2].

$$\beta = \ln \left[\coth \left(\frac{L_{Ar}}{17.17} \right) \right], \quad \gamma = \sinh \left(\frac{\beta}{2n} \right)$$

$$g_0 = 0$$

$$g_i = \frac{1}{g_{i-1}} \frac{4 \sin \left[\frac{(2i-1)\pi}{2n} \right] \sin \left[\frac{(2i-3)\pi}{2n} \right]}{\gamma^2 + \sin^2 \left[\frac{(i-1)\pi}{n} \right]} \quad \text{para } i = 2, 3, \dots, n \quad (2.3)$$

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

Algunos valores típicos de los elementos para estos filtros están tabulados y se pueden observar a continuación en la Figura 3 para distintos valores de L_{Ar} , siendo L_{Ar} el rizado en la banda de paso, y para un orden igual o inferior a 9.

For passband ripple $L_{Ar} = 0.01$ dB

n	g_1	g_2	g_3	g_4	g_5	g_6	g_7	g_8	g_9	g_{10}
1	0.0960	1.0								
2	0.4489	0.4078	1.1008							
3	0.6292	0.9703	0.6292	1.0						
4	0.7129	1.2004	1.3213	0.6476	1.1008					
5	0.7563	1.3049	1.5773	1.3049	0.7563	1.0				
6	0.7814	1.3600	1.6897	1.5350	1.4970	0.7098	1.1008			
7	0.7970	1.3924	1.7481	1.6331	1.7481	1.3924	0.7970	1.0		
8	0.8073	1.4131	1.7825	1.6833	1.8529	1.6193	1.5555	0.7334	1.1008	
9	0.8145	1.4271	1.8044	1.7125	1.9058	1.7125	1.8044	1.4271	0.8145	1.0

For passband ripple $L_{Ar} = 0.04321$ dB

n	g_1	g_2	g_3	g_4	g_5	g_6	g_7	g_8	g_9	g_{10}
1	0.2000	1.0								
2	0.6648	0.5445	1.2210							
3	0.8516	1.1032	0.8516	1.0						
4	0.9314	1.2920	1.5775	0.7628	1.2210					
5	0.9714	1.3721	1.8014	1.3721	0.9714	1.0				
6	0.9940	1.4131	1.8933	1.5506	1.7253	0.8141	1.2210			
7	1.0080	1.4368	1.9398	1.6220	1.9398	1.4368	1.0080	1.0		
8	1.0171	1.4518	1.9667	1.6574	2.0237	1.6107	1.7726	0.8330	1.2210	
9	1.0235	1.4619	1.9837	1.6778	2.0649	1.6778	1.9837	1.4619	1.0235	1.0

For passband ripple $L_{Ar} = 0.1$ dB

n	g_1	g_2	g_3	g_4	g_5	g_6	g_7	g_8	g_9	g_{10}
1	0.3052	1.0								
2	0.8431	0.6220	1.3554							
3	1.0316	1.1474	1.0316	1.0						
4	1.1088	1.3062	1.7704	0.8181	1.3554					
5	1.1468	1.3712	1.9750	1.3712	1.1468	1.0				
6	1.1681	1.4040	2.0562	1.5171	1.9029	0.8618	1.3554			
7	1.1812	1.4228	2.0967	1.5734	2.0967	1.4228	1.1812	1.0		
8	1.1898	1.4346	2.1199	1.6010	2.1700	1.5641	1.9445	0.8778	1.3554	
9	1.1957	1.4426	2.1346	1.6167	2.2054	1.6167	2.1346	1.4426	1.1957	1.0

Figura 3. Valores tabulados para los filtros tipo Chebyshev.

Para un valor determinado de L_{Ar} , la mínima atenuación en la banda eliminada L_{As} a la frecuencia $\Omega = \Omega_s$ podemos obtener el orden mínimo del filtro para que cumpla con las especificaciones deseadas a partir de la siguiente ecuación:

$$n \geq \frac{\cosh^{-1} \sqrt{\frac{10^{0.1L_{As}} - 1}{10^{0.1L_{Ar}} - 1}}}{\cosh^{-1} \Omega_s} \quad (2.4)$$

2.3 Transformación paso banda

Para transformar la respuesta del prototipo paso-bajo en una respuesta paso banda es necesario definir la banda de paso, $\omega_2 - \omega_1$, donde ω_1 y ω_2 representan las frecuencias angulares de cada uno de los límites de la banda de paso. Para poder realizar la transformación en frecuencia contamos con la siguiente igualdad:

$$\Omega = \frac{\Omega_c}{FBW} \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) \quad (2.5)$$

para

$$FBW = \frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_0}, \omega_0 = \sqrt{\omega_1 \omega_2} \quad (2.6)$$

donde ω_0 representa la frecuencia central angular y FBW el ancho de banda fraccional [2].

Al aplicar esta transformación a un elemento reactivo g del prototipo paso-bajo obtenemos:

$$j\Omega g \rightarrow j\omega \frac{\Omega_c g}{FBW\omega_0} + \frac{1}{j\omega} \frac{\Omega_c \omega_0 g}{FBW} \quad (2.7)$$

A partir de (2.7) se llega a la conclusión de que un elemento g de carácter inductivo resulta en un circuito resonador LC en serie y un elemento g capacitivo en un circuito resonador LC en paralelo. Los valores de los componentes LC de los resonadores en serie y paralelo se obtienen de la siguiente manera:

$$L_s = \left(\frac{\Omega_c}{FBW\omega_0} \right) \gamma_0 g, C_s = \left(\frac{FBW}{\omega_0 \Omega_c} \right) \frac{1}{\gamma_0 g} \quad (2.8)$$

$$L_p = \left(\frac{FBW}{\omega_0 \Omega_c} \right) \frac{\gamma_0}{g}, C_p = \left(\frac{\Omega_c}{FBW\omega_0} \right) \frac{g}{\gamma_0} \quad (2.9)$$

donde γ_0 se define como el factor de escala de impedancia, $\gamma_0 = g_0/Y_0$ siendo g_0 una inductancia y tomando valor unidad para el caso normalizado. En (2.8) g representa una inductancia y en (2.9) una capacidad. Tanto las expresiones presentadas en (2.8) como en (2.9) se puede simplificar de manera que se obtenga una en función de la otra, como se puede observar en la Figura 4.

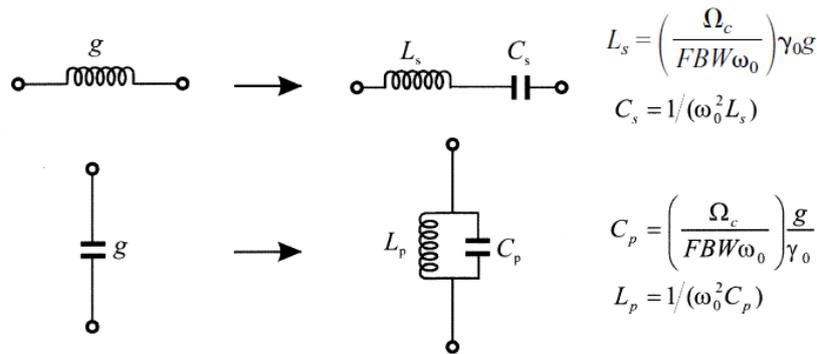


Figura 4. Transformación paso banda.

2.4 Inversores de immitancia

Los inversores de immitancia son tanto inversores de admitancia como inversores de impedancia. En nuestro caso nos centraremos en los inversores de admitancia.

Los inversores de admitancia son una red de dos puertos ideal, con una característica que se cumple para todas las frecuencias y es que si una admitancia Y_2 se conecta a un puerto, la admitancia Y_1 que se ve mirando en el otro puerto se define como:

$$Y_1 = \frac{J^2}{Y_2} \quad (2.10)$$

donde J es real y representa la admitancia del inversor [2].

Mediante el uso de estos inversores se puede transformar una inductancia en serie en una capacidad en paralelo con un inversor a cada lado. Del mismo modo una capacidad en paralelo se puede transformar en una inductancia en serie con un inversor a cada lado, tal y como se muestra a continuación en la Figura 5 [2].

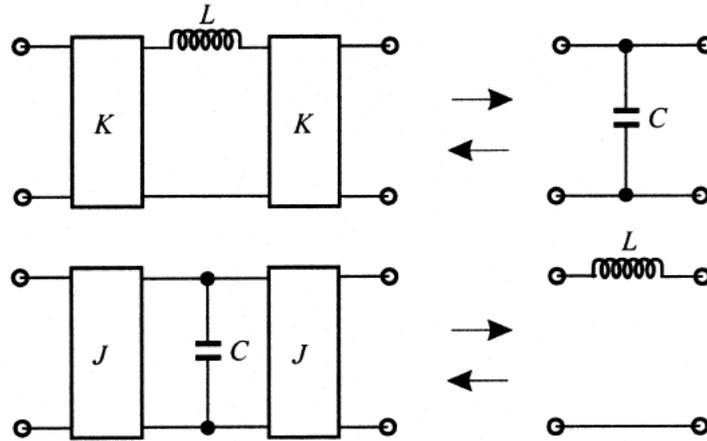


Figura 5. Transformaciones de elementos utilizado inversores.

Aplicando la segunda transformación de la Figura 5 al prototipo paso-bajo obtenemos el circuito que se muestra en la Figura 6.

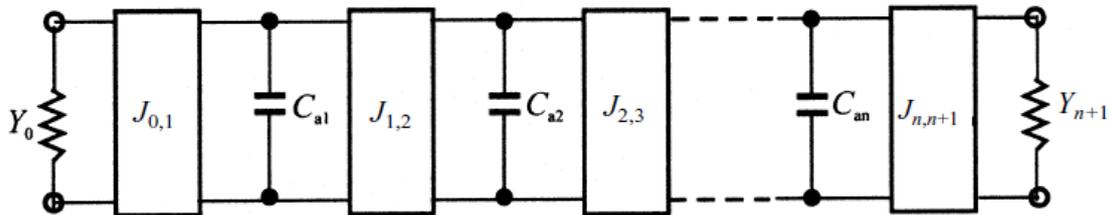


Figura 6. Prototipo paso-bajo con inversores de admitancia.

Los nuevos valores que aparecen en esta estructura, como Y_0, Y_{n+1} y C_{ai} pueden ser escogidos arbitrariamente sin tener efectos en las repuesta en frecuencia del filtro y el valor de cada uno de los inversores se puede obtener gracias a las siguientes ecuaciones:

$$J_{0,1} = \sqrt{\frac{Y_0 C_{a1}}{g_0 g_1}}, J_{i,i+1} = \sqrt{\frac{C_{ai} C_{a(i+1)}}{g_i g_{i+1}}}_{i=1}^{a_{n-1}}, J_{n,n+1} = \sqrt{\frac{C_{an} Y_{n+1}}{g_n g_{n+1}}} \quad (2.11)$$

Una vez tenemos el prototipo paso-bajo con inversores de admitancia caracterizado podemos aplicar la transformación en frecuencia correspondiente para obtener el filtro paso banda con estos mismos inversores, obteniendo como resultado el circuito mostrado en la Figura 7.

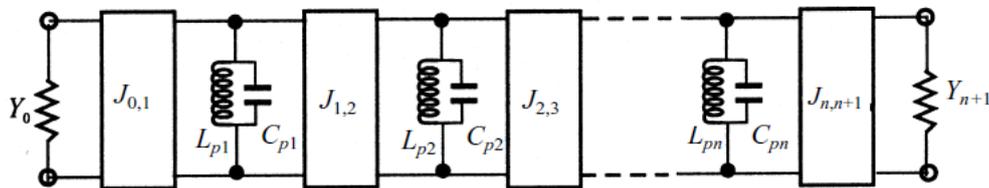


Figura 7. Filtro paso banda con inversores de admitancia.

Una vez aplicada la transformación en frecuencia el valor de los inversores se obtiene de la siguiente manera:

$$J_{0,1} = \sqrt{\frac{Y_0 FBW \omega_0 C_{p1}}{\Omega_c g_0 g_1}}, J_{i,i+1} = \frac{FBW \omega_0}{\Omega_c} \sqrt{\frac{C_{pi} C_{p(i+1)}}{g_i g_{i+1}}}_{i=1}^{a_{n-1}}, J_{n,n+1} = \sqrt{\frac{FBW \omega_0 C_{pn} Y_{n+1}}{\Omega_c g_n g_{n+1}}} \quad (2.12)$$

$$L_{pi} = \frac{1}{\omega_0^2 C_{pi}}_{i=1}^{a_n} \quad (2.13)$$

Existen varios circuitos que funcionan como inversores de immitancia, todos ellos producen un desfase que es múltiplo impar de ± 90 . En la Figura 8 se muestran cuatro inversores de immitancia típicos implementados con elementos concentrados:

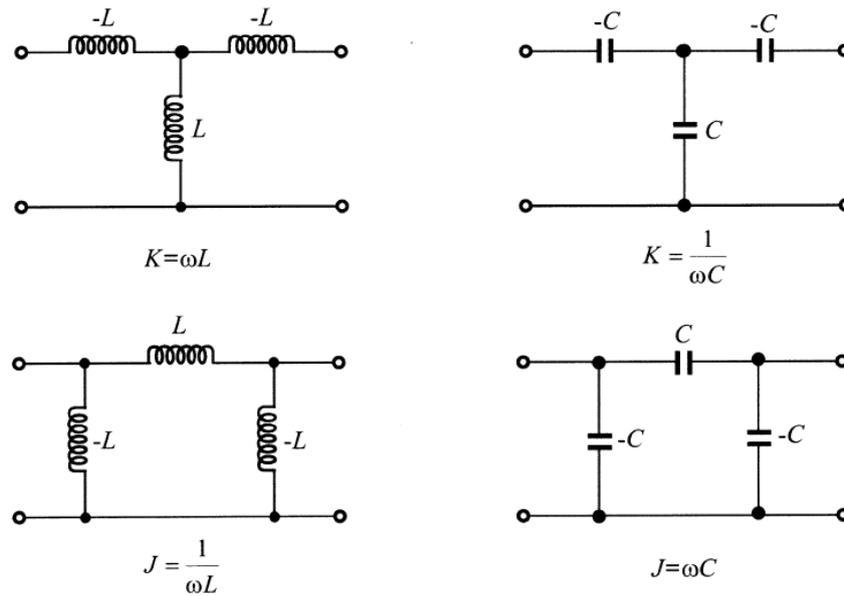


Figura 8. Inversores de immitancia con elementos concentrados.

En la Figura 8 podemos observar dos redes T , las cuales son más convenientes para los inversores de impedancia, y dos redes II , que son más adecuadas para los inversores de admitancia. Esto es debido a la posibilidad de agrupar los componentes negativos de los inversores con los componentes adyacentes del filtro [2].

En la práctica los valores de los inversores de immitancia, J y K , son dependientes de la frecuencia. El ancho de banda limitado de los inversores reales limita la precisión con la que se reproduce la respuesta del filtro a medida que el ancho de banda deseado para el filtro aumenta. Por lo tanto, la teoría de este tipo de inversores se aplica mejor a los filtros de banda estrecha.

Capítulo 3. Banco de filtros conmutados con RF MEMS

3.1 RF MEMS

A lo largo de los últimos años han evolucionado varias técnicas de fabricación que han permitido popularizar los sistemas microelectromecánicos (MEMS). La tecnología MEMS para aplicaciones de microondas y onda milimétrica debería resolver diversos problemas de comunicaciones inalámbricas de alta frecuencia, como por ejemplo el desarrollo de dispositivos de comunicación personales, que ha obligado al mercado a conseguir dispositivos eficientes de tamaño muy reducido, lo cual es posible gracias al desarrollo de RF MEMS [3].

El término de RF MEMS hace referencia al diseño de MEMS para circuitos integrados de RF, no debe ser interpretado como MEMS tradicionales utilizados en sistemas de radiofrecuencia.

3.1.1 RF MEMS switches

Posiblemente el caso más estudiado de los RF MEMS sea el de conmutador de RF o *RF switch*, ya que los *switches* son componentes simples pero muy importantes para los sistemas automatizados.

Cabe destacar que debido a su funcionamiento mecánico este tipo de switches tienen un tiempo de vida limitado y son propensos a fallar, ya sea por el desgaste de los contactos metálicos o por deterioro mecánico. También tiene una limitación importante para ciertas aplicaciones de RF como puede ser el tiempo de activación del switch, que varía desde milisegundos hasta unos pocos cientos de nanosegundos. Este parámetro depende del tipo de *switch*.

Los *switches* MEMS presentan unas pérdidas resistivas muy bajas, un consumo de potencia casi insignificante, buen aislamiento y son capaces de trabajar con más potencia que los switches basados en semiconductores. También el desarrollo de MEMS independientes del sustrato ha permitido introducir en el mercado componentes y sistemas de microondas con una gran mejora de rendimiento y una disminución del precio.

En la Tabla 1 podemos ver una comparativa de diferentes tipos de switches según la tecnología que usan, como son los RF MEMS, diodos PIN y transistores de efecto de campo (FET) [4] [5].

Parámetro	RF MEMS	Diodo PIN	FET
Voltaje (V)	20-80	$\pm 3-5$	3-5
Corriente (mA)	0	3-20	0
Potencia consumida (mW)	0.05-0.1	5-100	0.05-0.1
Tiempo de conmutación	1-300 μ s	1-100ns	1-100ns
C_{up} (serie) (fF)	1-6	40-80	70-140
R_s (serie) (Ω)	0.5-2	2-4	4-6
Ratio de capacidad	40-500	10	N/A
Frecuencia de corte (THz)	20-80	1-4	0.5-2
Aislamiento (1-10 GHz)	Muy alto	Alto	Medio

Aislamiento (10-40 GHz)	Muy Alto	Medio	Bajo
Aislamiento (60-100 GHz)	Alto	Medio	Ninguno
Pérdidas (1-100 GHz) (dB)	0.05-0.2	0.3-1.2	0.4-2.5
Manejo de potencia (W)	<1	<10	<10
Punto de intercepción de tercer orden (dBm)	+66-80	+27-45	+27-45

Tabla 1. Comparación de los distintos switches de RF.

Fuente: Gabriel M. Rebeiz (2003)

3.2 Estructura

Tal y como se ha comentado en la sección anterior, los *switches* RF MEMS presentan las mejores características para este tipo de sistemas y por ello los conmutadores del banco de filtros serán de este tipo.

De esta manera, el sistema contará con cuatro filtros paso banda con un mismo ancho de banda y distinta frecuencia de corte entre los que se conmutará empleando RF MEMS switches. El *switch* que se ha utilizado es el ADGM1004 de Analog Devices, que se trata de un switch capaz de conmutar entre cuatro caminos, de tamaño reducido, amplio ancho de banda de radiofrecuencia, alta linealidad y bajas pérdidas de inserción, cubriendo un amplio rango de frecuencias desde 0 GHz hasta 13 GHz.

3.2.1 Banco de Filtros

Los bancos de filtros son conjuntos de filtros, normalmente paso banda, que se utiliza para el filtrado de señales en sistemas multibanda, como puede un transceiver de radiofrecuencia. De esta manera permite seleccionar la banda con la que se trabaja en cada momento, evitando que las señales del resto de bandas entren al sistema pudiendo causar interferencias.

En nuestro caso concreto de estudio, el banco de filtros únicamente contará 4 filtros paso banda, uno por cada canal del conmutador. El banco de filtros en cuestión también cuenta con dos conmutadores, en este caso los mencionados RF MEMS de Analog Devices, Inc. para poder escoger entre cada uno de los canales. A continuación, en la Figura 9 se puede apreciar un ejemplo [6].

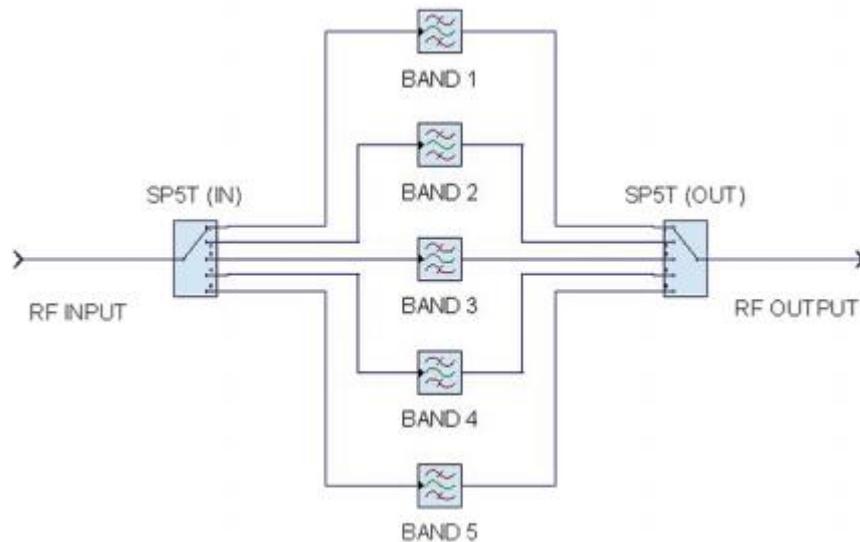


Figura 9. Banco de filtros conmutables de 5 canales.

Fuente: TRAK Microwave (2018)

3.3 Diseño de los filtros

Para el diseño de cada uno de los cuatro filtros no se contaba con ningún requisito impuesto como sí pasa en el caso de los sistemas comerciales. Por tanto, se han tenido que evaluar diferentes opciones para llegar a obtener unos parámetros que hicieran que al implementar los filtros con elementos reales quedara una respuesta que se ajustase razonablemente a las simulaciones. Había que seleccionar las características de los filtros de manera que las pérdidas de inserción en la banda de paso no fueran muy elevadas (éstas se incrementan al incrementar el orden del filtro), y que la banda de paso no fuese muy ancha ya que como se ha comentado con anterioridad, el tipo de inversores que se pretende utilizar funciona mejor en con filtros de banda estrecha.

La elección de las especificaciones de los filtros en este caso es únicamente para demostrar el concepto del diseño de filtros.

A la hora de elegir el tipo de respuesta del filtro (Chebyshev, Elíptica, Butterworth, Gausiana) tampoco existía ningún tipo de restricción. Las dos opciones más barajadas fueron la respuesta Chebyshev y la respuesta Butterworth, al ser estas dos bastante comunes. Finalmente, la decisión fue utilizar filtros con respuesta Chebyshev, ya que presenta una caída más rápida en la atenuación de la banda eliminada que la respuesta Butterworth, aunque esta primera tiene cierto rizado en la banda de paso, pero en este caso, este rizado en la banda de paso no es crítico y por lo tanto se puede aceptar.

En la siguiente tabla se encuentran los parámetros escogidos para cada uno de los cuatro filtros.

Parámetro	Filtro 1	Filtro 2	Filtro 3	Filtro 4
Orden del filtro	3	3	3	3
Frecuencia central (GHz)	1.15	1.40	1.65	1.90
Ancho de banda (MHz)	250	250	250	250
FBW (%)	21.9	17.9	15.2	13.2
f_l (GHz)	1.025	1.275	1.525	1.775

f_2 (GHz)	1.275	1.525	1.775	2.025
L_{Ar} (dB)	0.1	0.1	0.1	0.1

Tabla 2. Características de los filtros.

En la Tabla 2 se puede apreciar cómo se ha decidido que los cuatro filtros sean contiguos, de esta manera se cubre un ancho de 1 GHz entre los 4 filtros. También se ha escogido un mismo ancho de banda para todos, siendo de 250 MHz y como se puede observar, el FBW se reduce a medida que la frecuencia central del filtro aumenta, por lo tanto, la implementación real de los inversores será más fiel a la implementación ideal en estos filtros de mayor frecuencia de corte, ya que la banda resulta más estrecha.

Al tener el orden y el rizado en la banda de paso ya se puede definir el prototipo paso-bajo obteniendo los valores de la Figura 3. Para el prototipo paso-bajo se ha escogido la segunda topología que se muestra en la Figura 2, dando como resultado el prototipo paso-bajo específico para los filtros que se van a diseñar, siendo igual para los 4 filtros y obtenemos que $g_1 = 1.0316$, $g_2 = 1.1474$ y $g_3 = 1.0316$.

Una vez se ha definido el prototipo paso-bajo para los filtros de esta aplicación se procede a realizar la segunda de las dos transformaciones que se pueden observar en la Figura 5, de la cual sacamos que una inductancia en serie es equivalente a dos inversores de admitancia J con una capacidad en paralelo entre ellos. El circuito equivalente se muestra en la Figura 10.

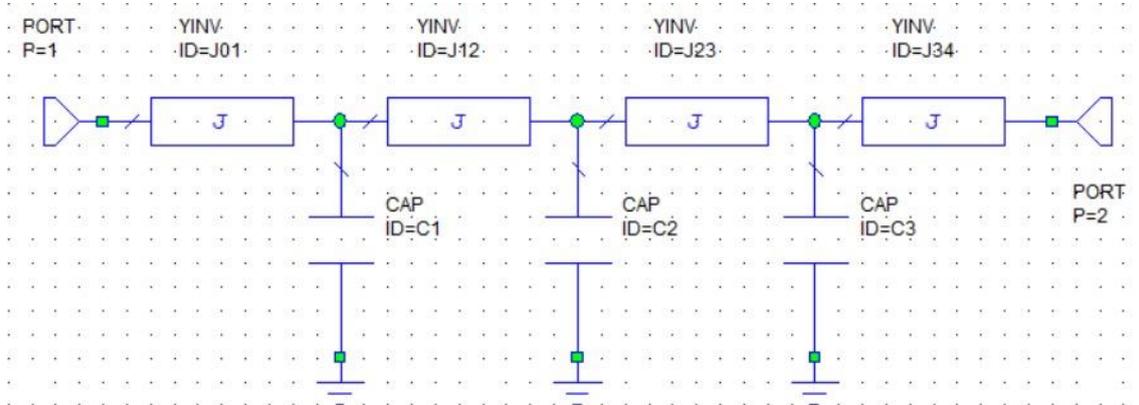


Figura 10. Filtro con inversores de admitancia.

Una vez se ha realizado la transformación de las inductancias en serie por los inversores se pasa a realizar la transformación las capacidades en paralelo según la transformación en frecuencia necesaria para pasar el prototipo paso-bajo a un filtro paso banda, según la Figura 4 y se obtiene como resultado el circuito de la Figura 11.

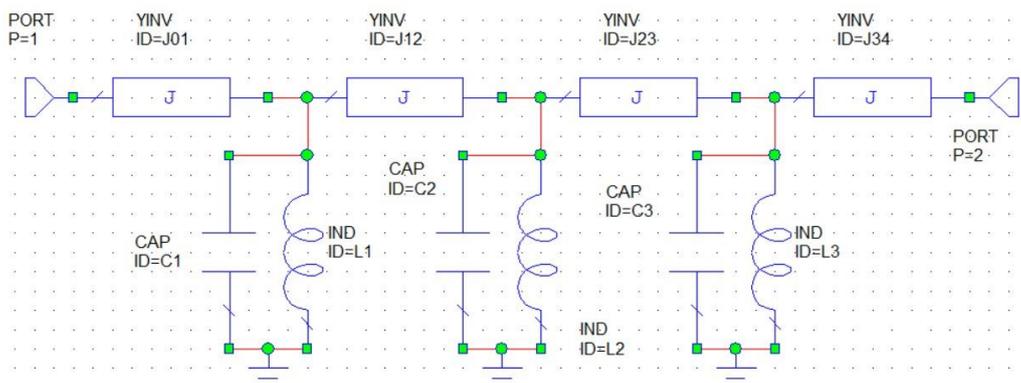


Figura 11. Filtro con la transformación en frecuencia.

Con todas las transformaciones realizadas se procede al cálculo tanto de los valores de los inversores, utilizando las igualdades presentadas en (2.12), como de las inductancias, con las fórmulas de segunda parte de la Figura 4. El valor C_p se ha escogido de manera arbitraria siendo $C_p = 2 \text{ pF}$ para los condensadores de todos los resonadores en paralelo de cada uno de los filtros, de esta manera las tres inductancias de cada filtro son del mismo valor. En el caso de J_{01} y $J_{n,n+1}$ el símbolo Y representa la admitancia, siendo igual a $Y = 0.02 \text{ S}$ en ambos casos. Todos los valores de los componentes se pueden observar en la Tabla 3.

	Filtro 1	Filtro 2	Filtro 3	Filtro 4
$J_{0,1}$	$7.810 \cdot 10^{-3}$	$7.798 \cdot 10^{-3}$	$7.806 \cdot 10^{-3}$	$7.808 \cdot 10^{-3}$
$J_{1,2}$	$2.892 \cdot 10^{-3}$	$2.883 \cdot 10^{-3}$	$2.889 \cdot 10^{-3}$	$2.891 \cdot 10^{-3}$
$J_{2,3}$	$2.892 \cdot 10^{-3}$	$2.883 \cdot 10^{-3}$	$2.889 \cdot 10^{-3}$	$2.891 \cdot 10^{-3}$
$J_{3,4}$	$7.810 \cdot 10^{-3}$	$7.798 \cdot 10^{-3}$	$7.806 \cdot 10^{-3}$	$7.808 \cdot 10^{-3}$
$L_1, L_2, L_3 \text{ (nH)}$	9.691	6.514	4.677	3.524
$C_1, C_2, C_3 \text{ (pF)}$	2	2	2	2

Tabla 3. Valores de los inversores y las bobinas.

Finalmente quedaría definir la topología de los inversores y el valor de sus componentes. La topología escogida es la red II de tres condensadores que se puede apreciar en la Figura 8. Con la fórmula asociada a dicha topología, $J = \omega C$ ya se pueden obtener el valor de los condensadores para cada uno de los inversores.

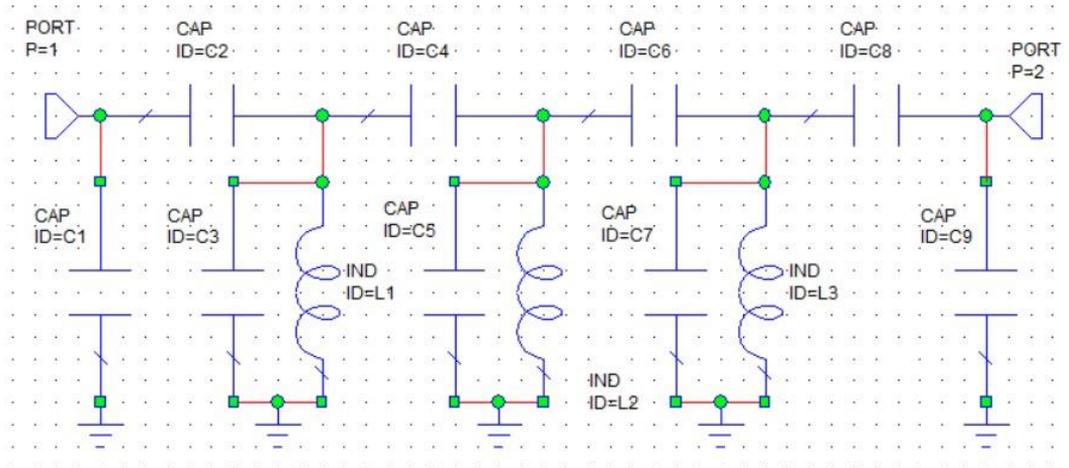


Figura 12. Filtro con todas las transformaciones.

	Filtro 1	Filtro 2	Filtro 3	Filtro 4
$C_1, C_9 \text{ (pF)}$	-1.08	-0.89	-0.75	-0.65
$C_2, C_8 \text{ (pF)}$	1.08	0.89	0.75	0.65
$C_3, C_7 \text{ (pF)}$	0.52	0.78	0.97	1.11
$C_4, C_6 \text{ (pF)}$	0.4	0.33	0.28	0.24
$C_5 \text{ (pF)}$	1.2	1.34	1.44	1.52

Tabla 4. Valores de los condensadores.

De los resultados mostrados en la Tabla 4 cabe destacar que los valores de C_3 , C_5 y C_7 son el equivalente en paralelo de tres condensadores, por tanto, $C_3 = C_p - C_2 - C_4$, $C_7 = C_p - C_6 - C_8$ y

$C_5 = C_p - C_4 - C_6$. A la hora de sustituir los elementos ideales por reales en el diseño los condensadores C_1 y C_9 no pueden ser sustituidos ya que no existen condensadores reales de capacidad negativa, por lo tanto en el diseño con elementos reales dichos elementos no se podrán utilizar.

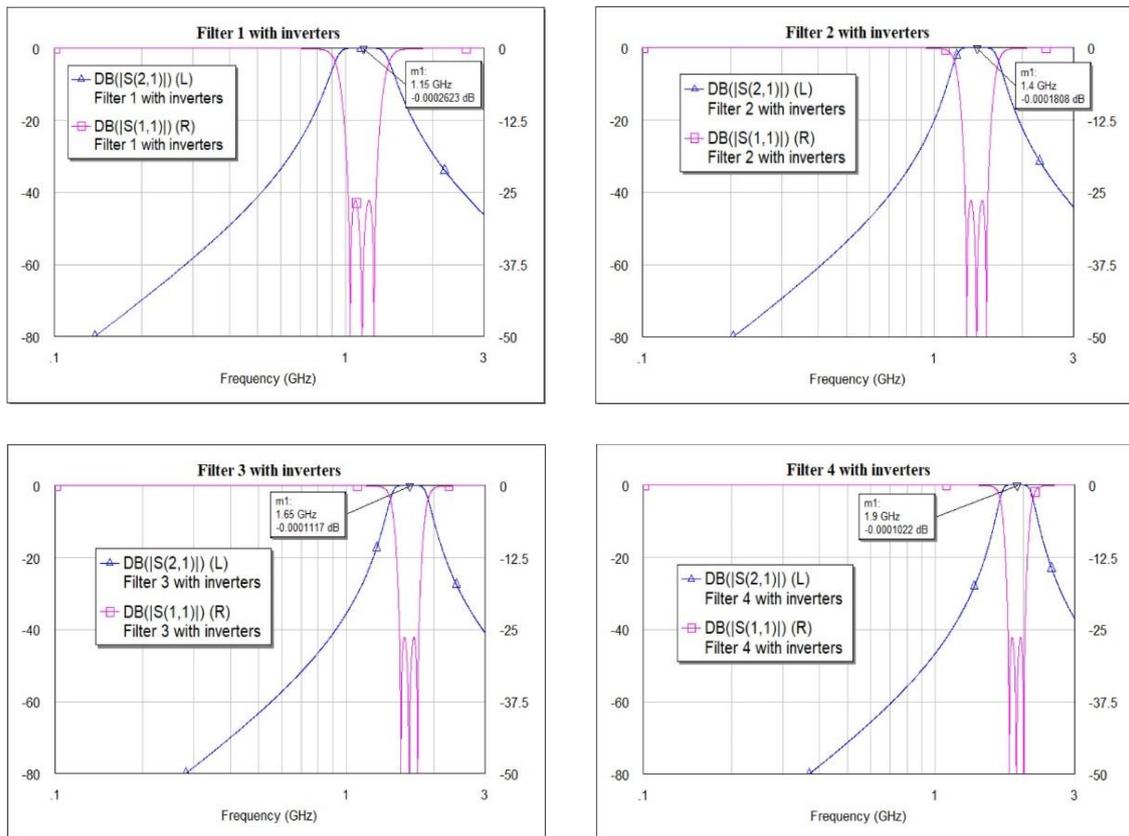


Figura 13. Respuesta de los filtros ideales con inversores.

Una vez terminados los cálculos de todos los componentes de cada uno de los filtros y comprobado mediante simulación que las respuestas en frecuencia se corresponden con lo que cabría esperar, tal y como se puede apreciar en la Figura 13, se ha procedido a la implementación de cada uno de los cuatro filtros con elementos reales.

3.3.1 Elementos reales

La selección de los elementos reales es un punto de mucha importancia y en el que se ha tenido que proceder con especial cuidado, ya que la respuesta de los componentes reales es dependiente de la frecuencia y también aparecen elementos parásitos debido tanto al encapsulado como a la propia estructura de los elementos.

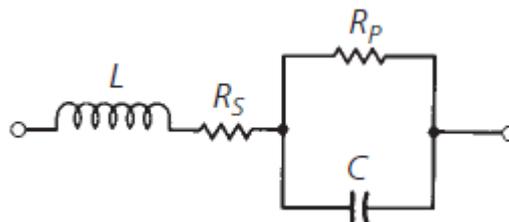


Figura 14. Circuito equivalente de un condensador.

Fuente: Chris Bowick, John Blyler y Cheryl Ajluni (2008)

En la Figura 14 se puede ver el circuito equivalente de un condensador donde se indican los elementos parásitos que presenta, siendo L la inductancia de los cables y de las placas metálicas que lo forman, R_P la resistencia del aislamiento y R_S las pérdidas por disipación de calor.

Otro parámetro importante es la frecuencia de auto resonancia, a partir de la cual los condensadores pasan de tener un comportamiento capacitivo a uno inductivo. Además, a dicha frecuencia la impedancia del condensador se vuelve mínima, tal y como se puede apreciar en la siguiente imagen.

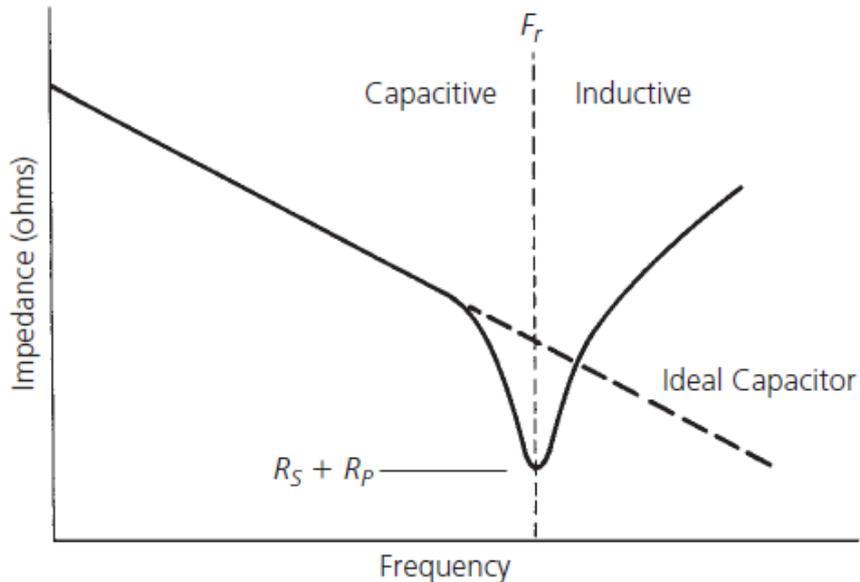


Figura 15. Impedancia de un condensador real.

Fuente: Chris Bowick, John Blyler y Cheryl Ajluni (2008)

Existe un parámetro que evaluar las pérdidas de un condensador real, y éste es el factor Q o factor de calidad y que se expresa de la siguiente manera:

$$Q = \frac{1}{\omega R_S C} \quad (3.1)$$

Donde $\omega = 2\pi f$.

A partir de la expresión de (3.1) se puede concluir fácilmente que a mayor valor de Q mejor será el condensador, ya que de los elementos parásitos mencionados antes solamente depende de R_S y este parámetro se encuentra en el denominador.

Al igual que los condensadores, las bobinas también tienen su circuito equivalente en el que se muestran los parásitos que presentan estos elementos.

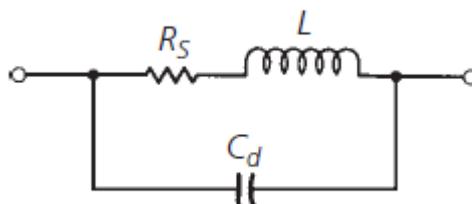


Figura 16. Circuito equivalente de una bobina.

Fuente: Chris Bowick, John Blyler y Cheryl Ajluni (2008)

Los elementos parásitos que encontramos en las bobinas son R_s y C_d , donde R_s representa la resistencia en serie del cable que forma la bobina y C_d es la capacidad distribuida que se forma entre cada una de las vueltas de la bobina.

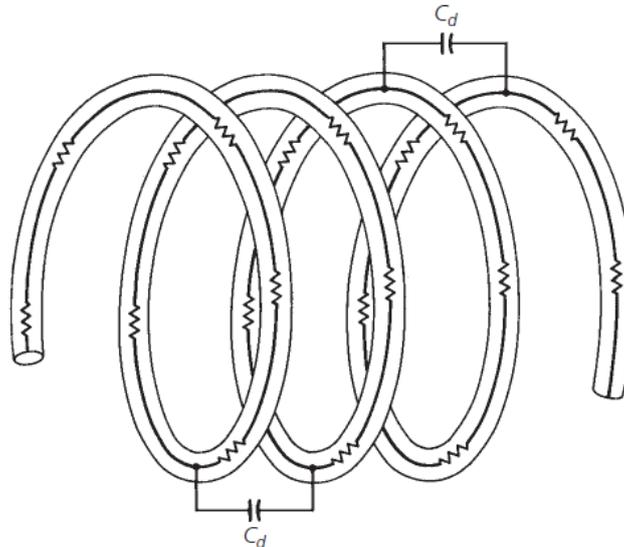


Figura 17. Capacidad distribuida de una bobina.

Fuente: Chris Bowick, John Blyler y Cheryl Ajluni (2008)

Del mismo modo que los condensadores, las bobinas también tienen una frecuencia de auto resonancia a partir de la cual su comportamiento deja de ser inductivo para ser capacitivo y, de manera teórica, a dicha frecuencia la impedancia sería infinita, pero esto no es así debido a la resistencia serie.

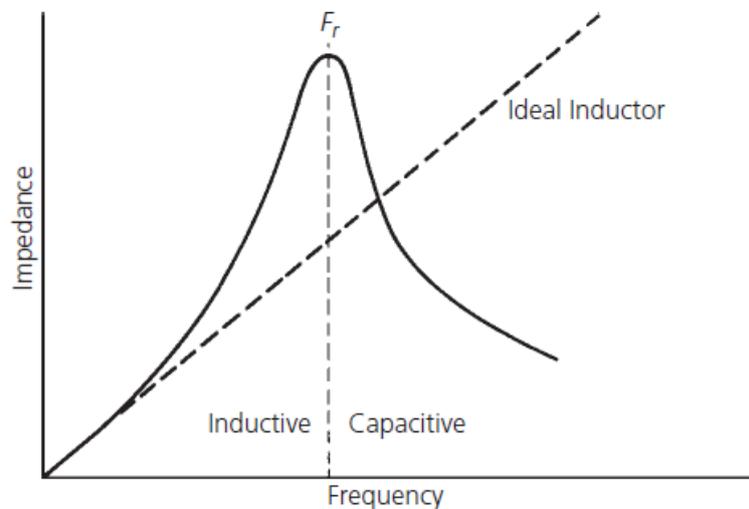


Figura 18. Impedancia de una bobina real.

Fuente: Chris Bowick, John Blyler y Cheryl Ajluni (2008)

Y también tiene un factor Q que se puede obtener de la siguiente manera.

$$Q = \frac{\omega L}{R_s} \quad (3.2)$$

Para valores de Q más altos mejor será la bobina.

Teniendo toda esta información en cuenta se ha procedido a la búsqueda de los componentes reales, de manera que tuvieran el valor de capacidad e inductancia calculados, una frecuencia de auto resonancia mayor a la frecuencia a la que van a trabajar dichos componentes y un factor Q lo más alto posible [7].

Un factor que tener muy en cuenta también es el tamaño de los componentes, ya que un mayor tamaño de los componentes resultará en un mayor tamaño de la PCB y esto hará que el precio de fabricación de la misma se eleve. Aunque para este diseño no existían restricciones de espacio se ha intentado hacer lo más pequeño posible, por lo tanto, se ha tratado de elegir componentes pequeños.

Tras buscar y evaluar las diferentes opciones disponibles se decidió utilizar condensadores de la serie Accu-P® de AVX, utilizando los condensadores con encapsulado 0402 y 0603, y las bobinas de la serie LQW15AN_x0, que presentan un encapsulado 0402. Tanto los condensadores como las bobinas pertenecen a las series de componentes de RF de cada uno de los fabricantes.

Para poder simular el circuito utilizando los componentes reales no se ha tenido que descargar el fichero de parámetros S de cada uno de los componentes y añadirlos en el Microwave Office, que sería el procedimiento habitual, puesto que estos componentes ya estaban añadidos en las librerías de componentes que vienen añadidas por defecto en el software.

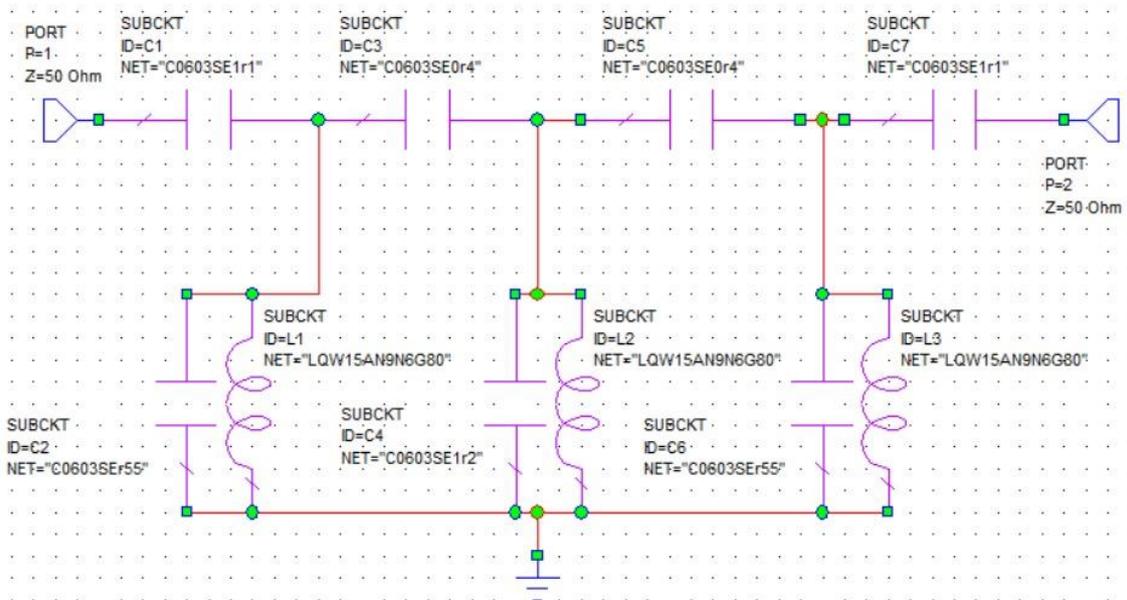


Figura 19. Esquemático con elementos reales.

En la Figura 19 se puede observar cómo queda el esquemático de los filtros una vez sustituidos los elementos ideales por los reales.

Al sustituir los elementos ideales por elementos reales existe un pequeño inconveniente y es que normalmente no hay elementos reales que tengan exactamente el mismo valor (resistencia, capacidad, inductancia, etc.) que los elementos ideales calculados de manera teórica. Por lo tanto, los elementos reales se escogieron según el siguiente criterio, los condensadores se escogió el primer valor mayor que el obtenido teóricamente y para las bobinas el primer valor disponible menor que el calculado. Con este criterio los elementos escogidos finamente se presentan en la siguiente tabla.

	Filtro 1	Filtro 2	Filtro 3	Filtro 4
C ₁ , C ₇	C0603SE1r1	C0603SE0r92	C0402SEr75	C0402SEr651

C ₃ , C ₅	C0603SE0r4	C0603SEr35	C0402SE0r3	C0402SEr251
C ₂ , C ₆	C0603SEr55	C0603SE0r82	C0402SE1r0	C0402SEA15
C ₄	C0603SE1r2	C0603SEA35	C0402SEA45	C0402SEA55
L ₁ , L ₂ , L ₃	LQW15AN9N6G8 0	LQW15AN6N5G8 0	LQW15AN4N6D8 0	LQW15AN3N5G8 0

Tabla 5. Elementos reales.

De los elementos presentados en la Tabla 5 se puede destacar que los condensadores utilizados para los dos primeros filtros son 0603 y los utilizados para los dos de mayor frecuencia central son 0402. Esto es debido a que los condensadores de esta serie con encapsulado 0402 resultan ligeramente mejores para los filtros de mayor frecuencia.

En la siguiente figura se puede la respuesta en frecuencia de cada uno de los filtros ya con los elementos de la Tabla 5 y también que la respuesta de cada filtro ha variado notablemente respecto a la que se puede observar en la Figura 13 con los elementos ideales.

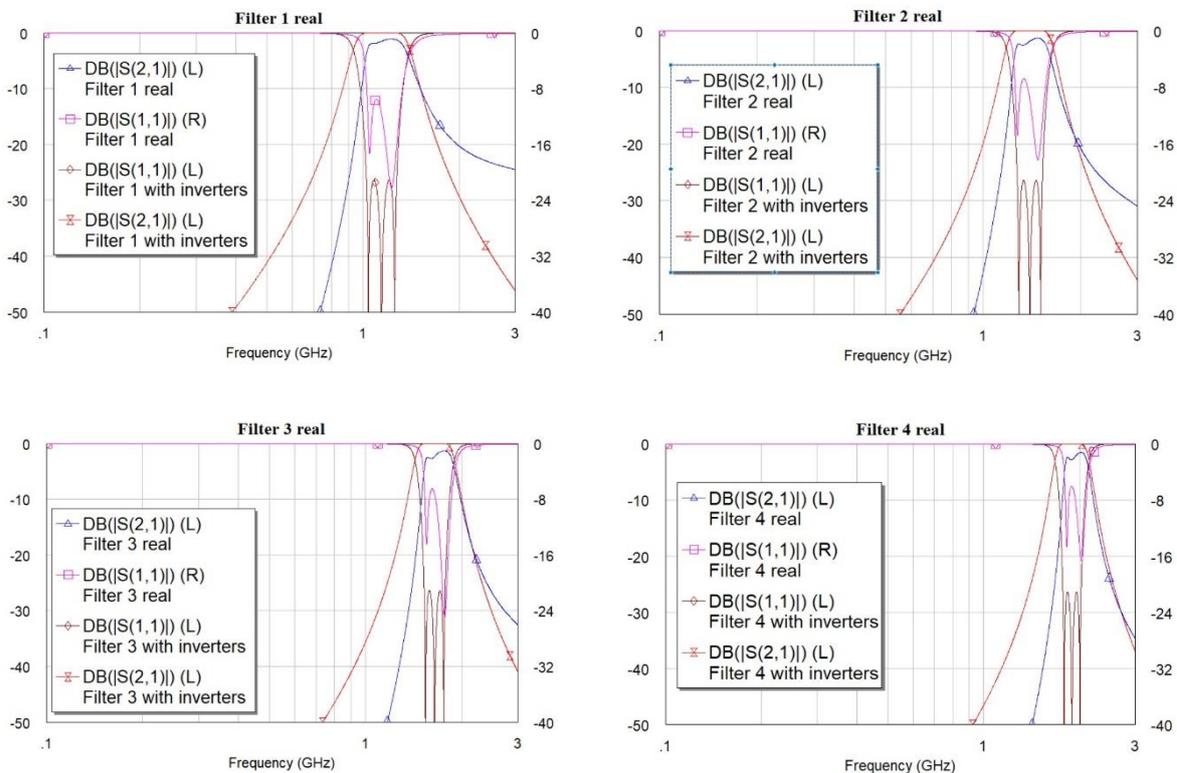


Figura 20. Respuesta en frecuencia de los filtros reales e ideales.

En la Figura 20 se puede ver la respuesta en frecuencia, tanto con los elementos reales como con los inversores ideales, de cada uno de los filtros. Se aprecian principalmente tres diferencias, las pérdidas de inserción en la banda de paso, debido a los elementos parásitos de los elementos reales como puede ser la resistencia serie, un ancho de banda más estrecho, debido a la implementación real de los inversores, y por última las pérdidas de retorno en la banda de paso, siendo 20dB peores en el caso real. Los cambios en la repuesta en frecuencia producidos por el paso de



elementos ideales a reales fue el esperado, ya que se habían estudiado las limitaciones de los elementos reales y de la implementación real de los inversores de admitancia utilizados.

Capítulo 4. Layout y simulación

4.1 Diseño físico

La realización del diseño físico presentó un pequeño dilema sobre la herramienta a utilizar. Se evaluaron dos opciones, Allegro de Cadence, un CAD dedicado al diseño de placas de circuito impreso, pero no que permite realizar simulaciones y para ello se tiene que utilizar un software externo como puede ser ADS de Keysight, y también seguir utilizando Microwave Office, que no es un CAD dedicado y presenta algunas limitaciones, pero permite realizar el diseño físico y simulaciones a nivel circuital sin necesidad de herramientas externas.

Finalmente, la opción elegida fue Microwave Office por la posibilidad de realizar simulaciones dentro del mismo software, ya que esto también permite la posibilidad de optimizar los valores de los elementos concentrados en caso de que sea necesario.

Para la realización del *layout* lo primero fue crear un nuevo proyecto basado en la librería AWR_RF_board_2layer, que ya tiene varios elementos como pueden ser vías y también todas las capas necesarias para el diseño de una PCB de 2 capas, que es suficiente para este diseño. A este nuevo proyecto se importaron todos los esquemáticos y las simulaciones que se habían hecho anteriormente, para partir desde ese punto.

Como consecuencia de utilizar Microwave Office para la realización del *layout* no se pudo hacer uso de las librerías online de símbolos y *footprints*, como puede ser Ultralibrarian, ya que tanto los símbolos y los *footprints* están en los formatos que soportan los CADs dedicados para el diseño de PCBs. De esta manera, es necesario crear tanto los símbolos como los *footprints*.

Los primeros componentes fueron las bobinas y los condensadores, puesto que eran los más sencillos. Para estos componentes solo era necesario realizar el *footprint*, pues el símbolo que tienen asignado por defecto era totalmente válido. Para realizar el *footprint* se siguieron las indicaciones existentes en la hoja de datos de la serie de cada uno de los componentes.

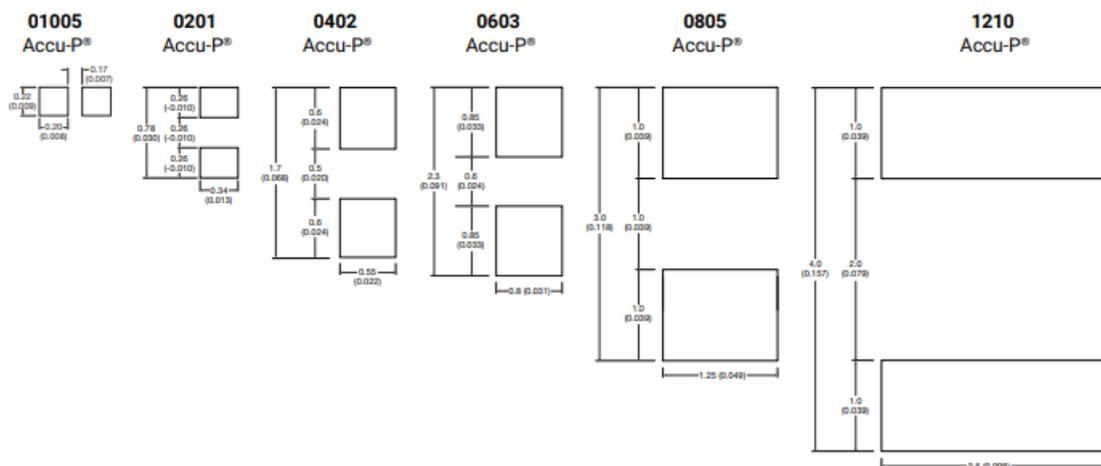


Figura 21. Footprint recomendado para los condensadores de la serie Accu-P®.

Fuente: AVX

En la Figura 21 se presentan los *footprints* recomendados para cada uno de los encapsulados disponibles en la serie Accu-P®. El diseño de los *footprints* se realizó acorde con las medidas indicadas en la Figura 22.

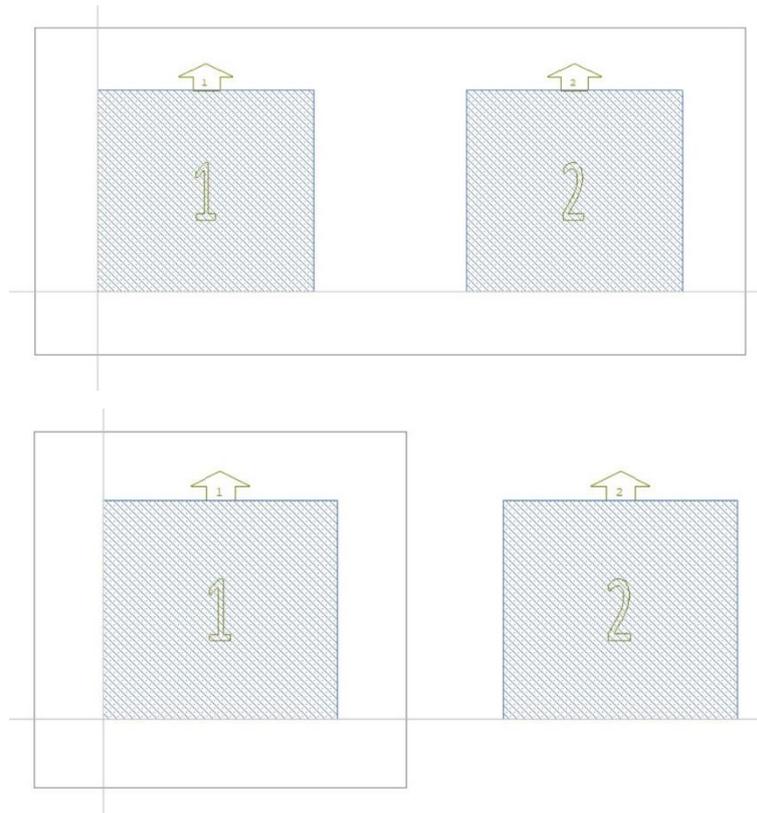


Figura 22. Footprint de los condensadores 0603.

Para la creación del *footprint* de los condensadores se utilizaron únicamente tres capas, la capa Cu_01, que básicamente es la capa de cobre donde se suelda el componente, también llamada pad, Cu_01-, que es el antipad y se utiliza para delimitar una zona en la que no pueda haber planos, y Soldermask_01, que se utiliza para marcar donde tiene que haber huecos en la máscara de soldadura y que el cobre quede descubierto para de esta manera poder soldar los componentes. Una vez terminado el *footprint* se asignaron los pines, esto se hace sobre la capa Cu_01.

En la Figura 23 hay dos *footprints* bastante similares, en este caso, la única diferencia es en la capa Cu_01- y esto es debido a que el *footprint* que solo tiene antipad en el pin 1 es el que se ha utilizado para los condensadores de las ramas en paralelo, pues el pin 2 en este caso se conecta al plano de masa, y el *footprint* que presenta antipad para los dos pines es el que se ha asignado a los componentes de las ramas en serie porque solo se conectan a líneas de transmisión.

Para los condensadores de 0402 se realizaron las mismas acciones de manera que hay dos *footprints*, uno para los componentes que se conectan a masa y otro para los que no.

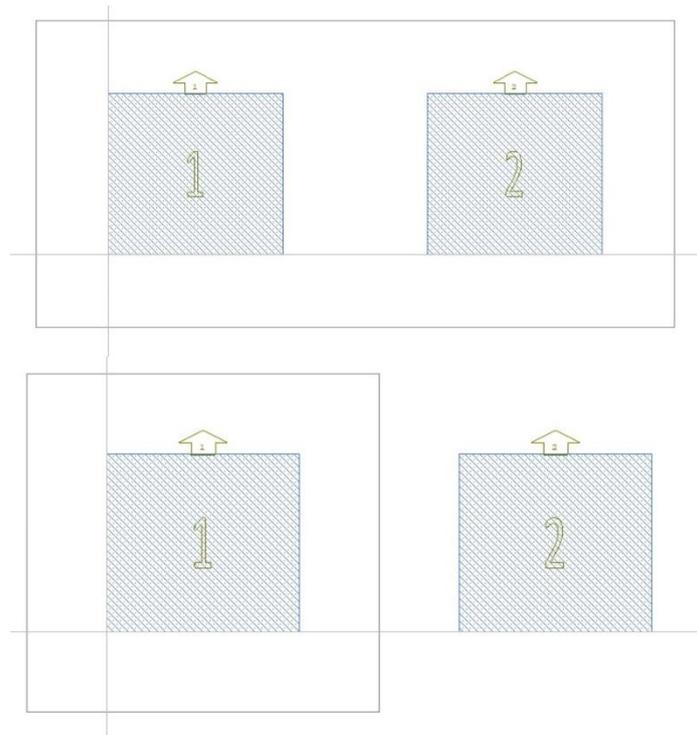


Figura 23. Footprint de los condensadores 0402.

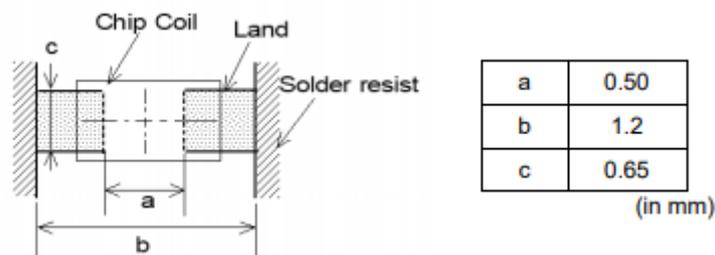


Figura 24. Land pattern para las bobinas.

Fuente: Murata

En la Figura 24 se puede ver el *footprint* recomendado y la manera en la que quedaría el chip una vez soldado, este sería el rectángulo marcado como *Chip Coil*. Las capas utilizadas son las mismas que en el *footprint* de los condensadores.

En este caso, como todas las bobinas se encuentran en las ramas en paralelo, y por consiguiente conectadas a masa, solamente se creó un *footprint* para las bobinas. En este *footprint* hay uno de los dos pines que no tiene antipad, como se puede apreciar en la Figura 25.

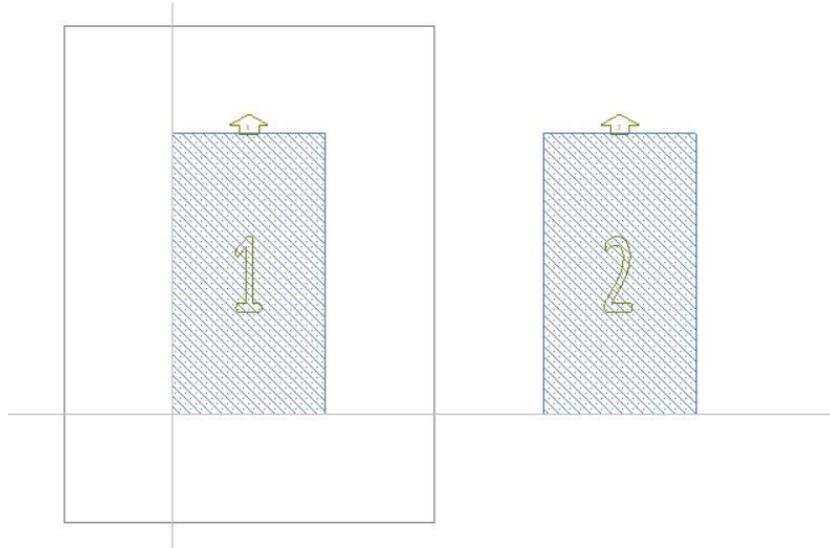


Figura 25. Footprint de las bobinas 0402.

Para continuar se procedió a la creación tanto de un símbolo como del *footprint* del RF MEMS, en este caso, en la hoja de datos no se encuentra una recomendación de la huella que debe tener este componente, si no que están indicadas únicamente las dimensiones de este [8].

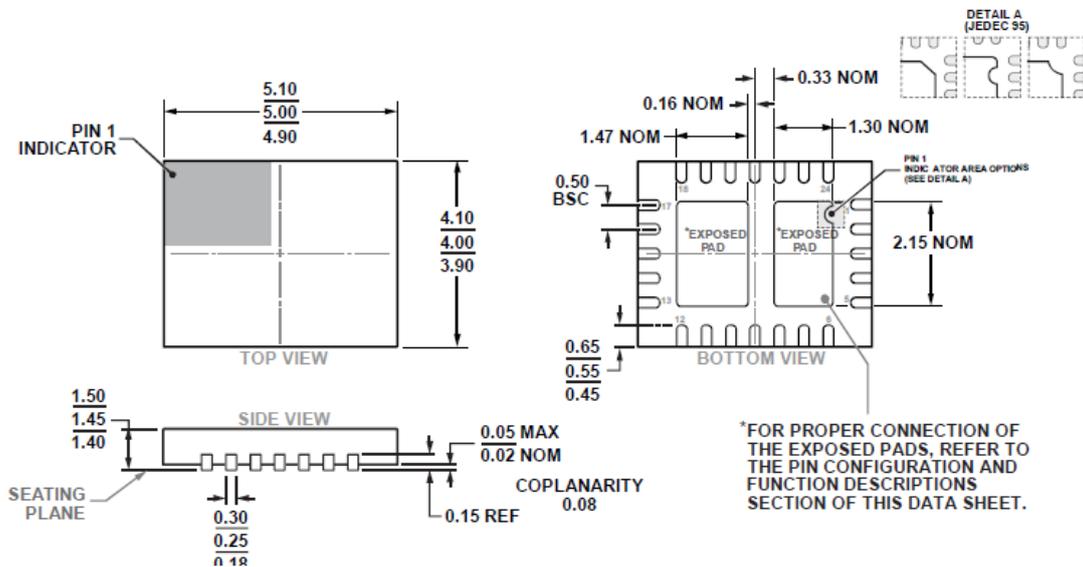


Figura 26. Dimensiones del RF MEMS.

Fuente: Analog Devices Inc.

En el caso del RF MEMS lo primero fue crear un símbolo al que posteriormente se asignaría la huella. Este símbolo se utilizó únicamente para el diseño del circuito final, del que se sacaron los ficheros de fabricación, por lo tanto, el símbolo no tiene modelo asociado, es decir, si se mira dentro del símbolo este está vacío y esto se debe a que no se pensaba utilizarlo en las simulaciones.

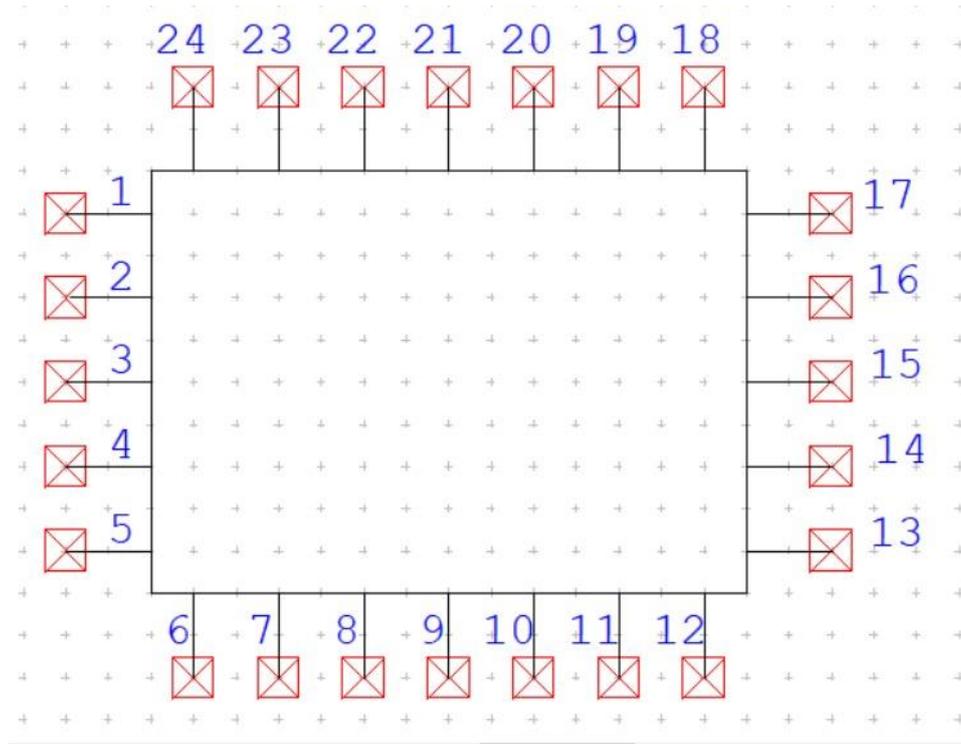


Figura 27. Símbolo del RF MEMS.

La asignación de los pines en el símbolo coincide con la colocación de estos en el componente real, aunque esto puede no ser lo más cómodo a la hora de diseñar los esquemáticos es de ayuda para la realización del *layout*, ya que los pines en el esquemático y en el *layout* se encuentran en la misma posición y esto permite que la visualización del circuito sea más sencilla.

Una vez generado el símbolo se pasó al diseño de la huella. Como se comentó con anterioridad, no hay una huella recomendada y por lo tanto hubo que sacar las medidas de los pads a partir de la información de la Figura 27. De esta figura se obtiene que cada pin mide 0.25×0.55 mm, uno de los pads expuestos 1.47×2.15 mm y el otro 1.3×2.15 mm, siendo todas estas medidas nominales.

Como el tamaño de los pines podría ser mayor que el valor nominal indicado se decidió hacer los pads en la huella ligeramente más grandes, de manera que los pines miden 0.3×0.7 mm, el mayor de los pads expuestos 1.57×2.25 mm y el otro pad expuesto 1.4×2.25 mm.

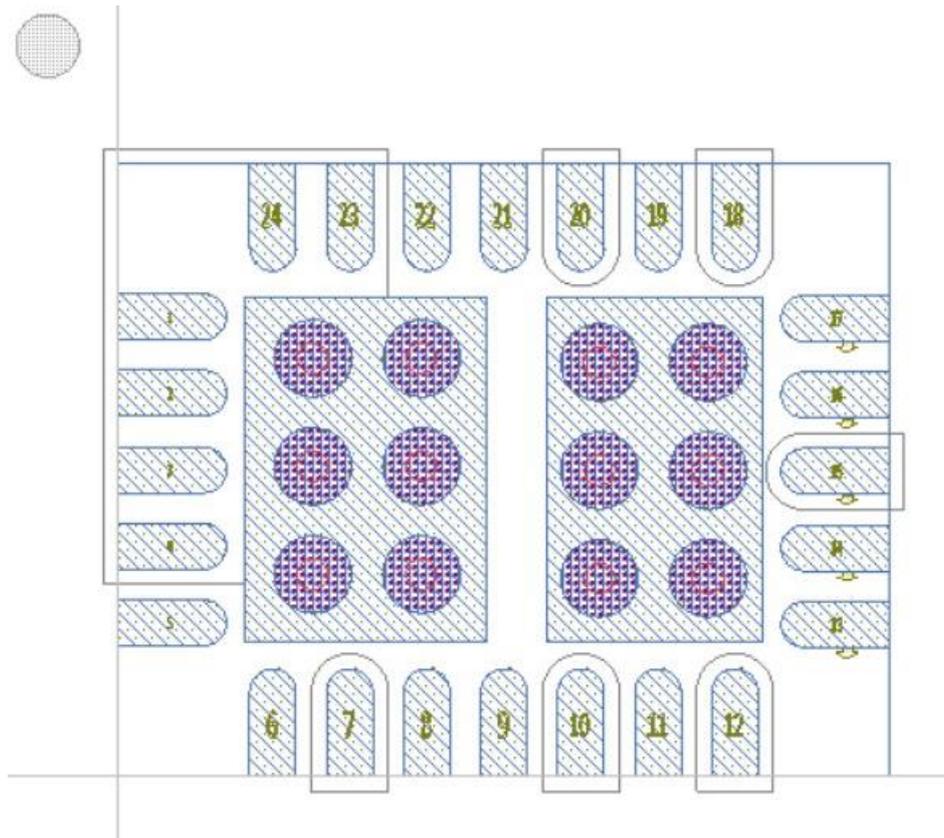


Figura 28. Huella del RF MEMS.

En la Figura 28 se pueden apreciar que los pines que no van conectados a masa están cubiertos por el antipad, al igual que las huellas de los condensadores y las bobinas. También se pueden ver 6 vías en cada uno de los pads expuestos. La utilidad de estas vías es la conexión con el plano de masa que posteriormente se pondrá en la capa de *BOTTOM*, puesto que en la hoja de datos de indica que estos dos *pads* están conectados internamente y tienen que estar conectados al plano de masa.

Las vías que se han utilizado son las vías GNDThermal, que básicamente son una copia de las vías GNDboth con un cambio en el tamaño para que el diámetro sea de 0.5 mm.

También se añadió un círculo en la capa Ink_01 para indicar la posición del pin 1, que en el encapsulado viene marcado con un punto blanco en la esquina correspondiente. De esta manera, cuando se vaya a soldar el componente a la PCB, la manera de colocarlo será que el círculo de la PCB y el del encapsulado coincidan.

El siguiente paso fue la elección del sustrato a utilizar para la PCB. La librería AWR_RF_board_2layer incluye 4 posibles sustratos, como son RO4003, FR4, Taconic RF35 y RO4350. En este diseño se va a utilizar el sustrato FR4 con una altura de 1.6 mm. Este espesor será el que va a determinar el espesor final de la PCB, ya que el resto de las capas que forman el stackups tienen un grosor despreciable frente al del sustrato.

```

FR4
Substrate Parameters
Sub_er=4.25
Sub_ernom=4.5
Sub_tand=0.015
Sub_h=1.6
Sub_rho=0.714
Cu01_t=0.03556
Cu02_t=0.03556
Sdrmsk_t=0.0508
Sdrmsk_er=4.5
Sdrmsk_tand=0.003
Air_h = 5
  
```

Figura 29. Parámetros del sustrato elegido.

En la Figura 30 se indican los parámetros del sustrato elegido y también el espesor de las capas de cobre y la máscara de soldadura.

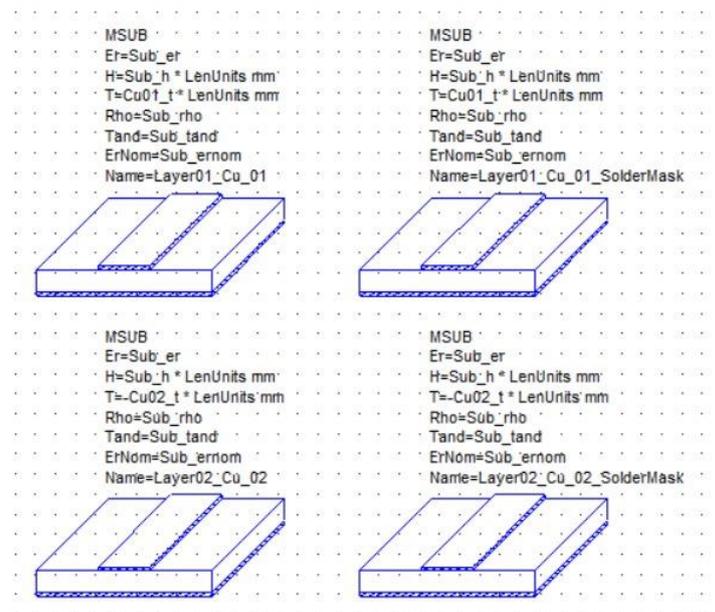


Figura 30. Stackup.

Con el *stackup* definido se procedió con el diseño físico en sí, la primera parte fue añadir las líneas de transmisión en cada uno de los filtros, para ello se utilizaron los elementos MLIN, que representa una línea microstrip, y la herramienta TXLINE, que permite obtener el ancho que debe tener una línea de transmisión para una cierta impedancia y frecuencia. En este caso la impedancia son 50Ω y la frecuencia es la frecuencia central de cada uno de los filtros.

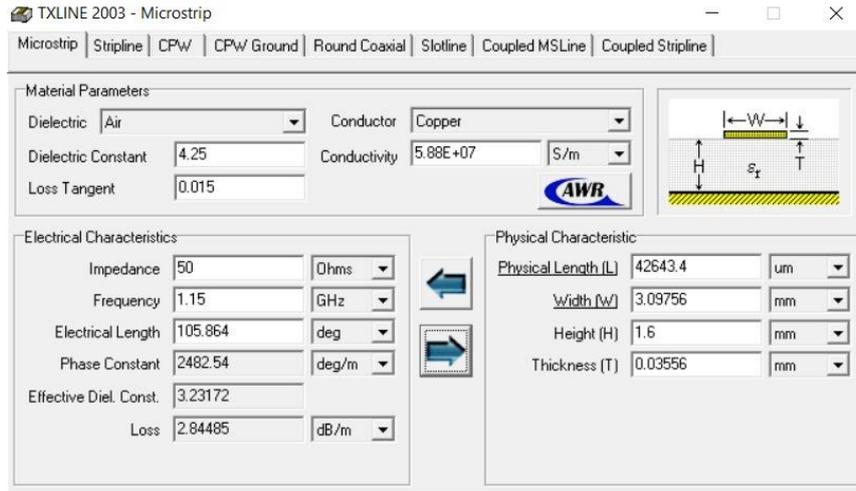


Figura 31. Herramienta TXLINE.

Como se puede ver en la Figura 31, la herramienta TXLINE también permite configurar la altura del dieléctrico, su constante dieléctrica, la tangente de pérdidas, el material y el espesor de la capa conductora y permite obtener el ancho de la línea. Utilizando esta herramienta se obtuvieron los valores de anchura para las líneas de cada uno de los filtros.

	Filtro 1	Filtro 2	Filtro 3	Filtro 4
Ancho de línea (mm)	3.09756	3.09726	3.09743	3.09806

Tabla 6. Ancho de las líneas de cada filtro.

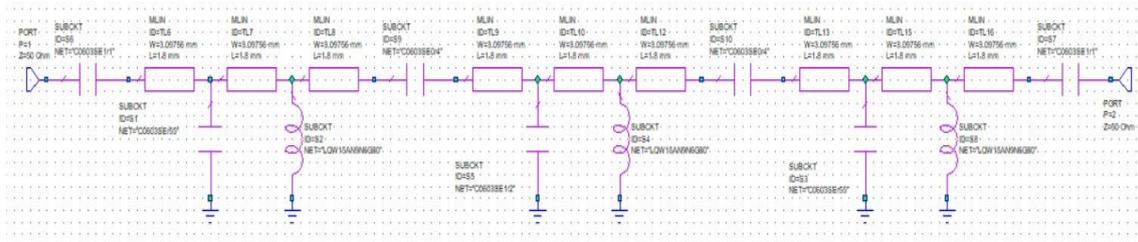


Figura 32. Esquemático con las líneas de transmisión.

En la Figura 32 se presenta el esquemático con las líneas de transmisión. Para poder hacer el *layout* de esta parte fue necesario asignar a cada uno de los componentes concentrados la huella correspondiente, de manera que el resultado fue el mostrado en la Figura 33.

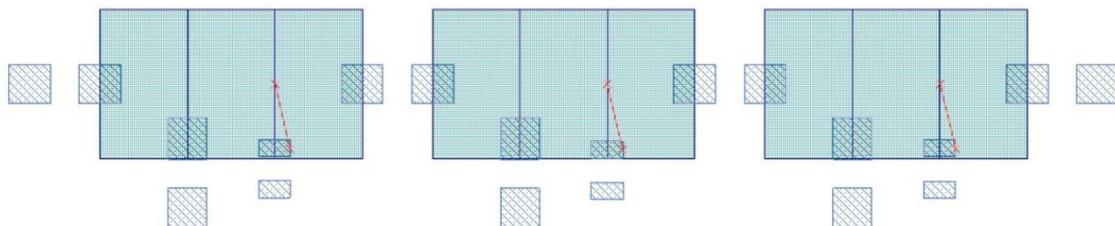


Figura 33. Layout del filtro.

En la Figura 33 se presenta el *layout* resultante de uno de los filtros, siendo bastante similar para todos, solamente cambiando ligeramente el ancho de las líneas y el encapsulado de algunos componentes. En la imagen se aprecia que algunos de los componentes una línea roja uniendo uno de los pines de un componente con uno de los extremos de la línea, esto se debe a que el

programa no detecta que la línea y el componente estén conectados, aunque se aprecia que sí que están conectados.

Para poder llevar a cabo el resto del diseño físico era necesario tener un esquemático con todos los elementos necesarios, por lo que hubo que crear también y el símbolo y la huella de los conectores que se utilizaron para la alimentación y las señales de control.

Los conectores a utilizar son del tipo conectores *board to board*, por su nombre en inglés, de Samtec, en concreto los conectores de la serie TSW.



Figura 34. Ejemplo de conector de la serie TSW.

Fuente: Mouser

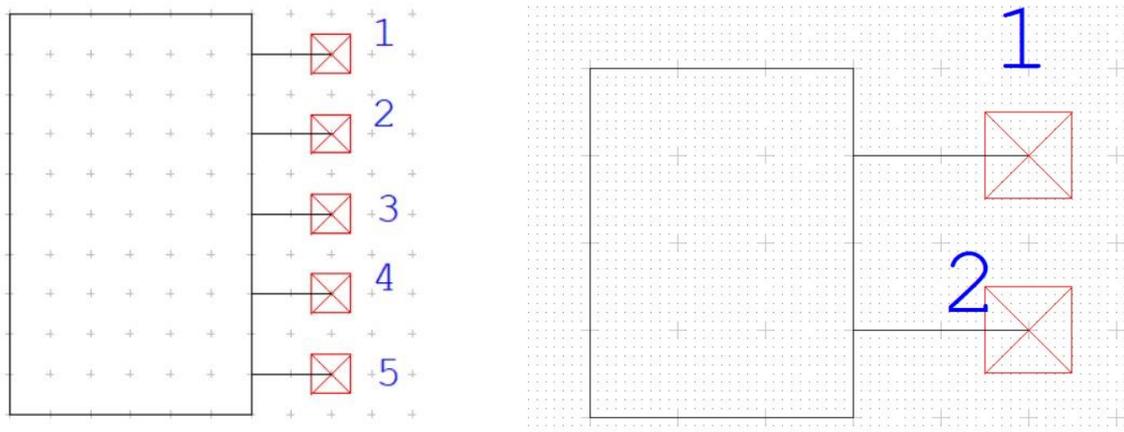


Figura 35. Símbolos de los conectores para alimentación y control.

De los conectores de la Figura 35, el que cuenta con 2 pines es que se utiliza para alimentación y el de 5 pines para las señales de control.

Para la realización de las huellas se siguieron las recomendaciones que proporciona Samtec para los conectores de esta serie.

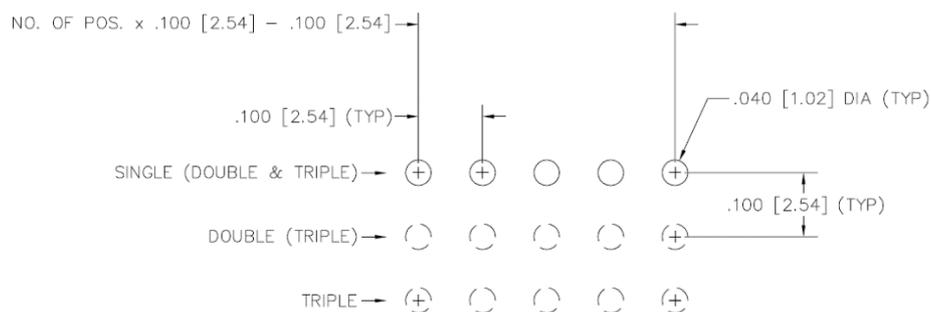


Figura 36. Huella recomendada para los conectores TSW.

Fuente: Samtec

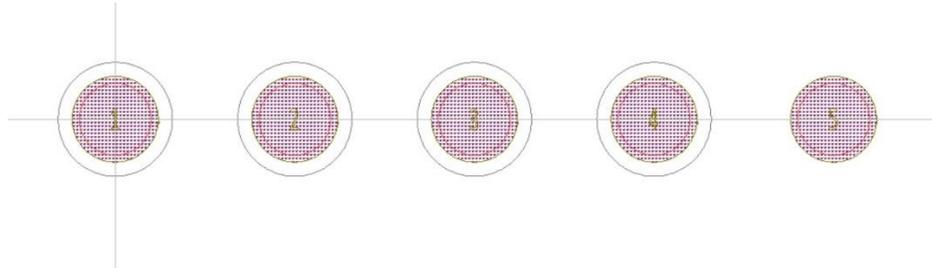


Figura 37. Footprint del conector para las señales de control.

En la Figura 37 se observa el *footprint* del conector que se utiliza para las señales de control, los 4 primeros pines tienen antipad, tanto en la capa de *TOP* como en la capa de *BOTTOM*, y el 5 no, esto se debe a que el pin número 5 se utilizará para la conexión a masa.

En el caso del conector de alimentación es el mismo, pero únicamente con 2 pines, siendo el pin 1 para la tensión positiva y el pin 2 para masa.

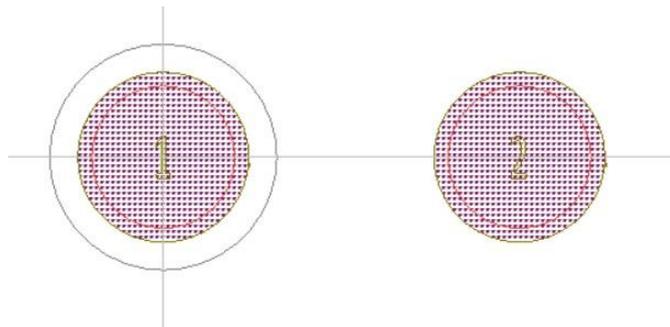


Figura 38. Footprint del conector para la alimentación.

Ambos conectores cuentan con capas de *Cu_02* ya que en la capa *BOTTOM* estará todo el plano de masa del sistema. Esto es importante también para conseguir la impedancia deseada utilizando los anchos de línea calculados anteriormente. En caso de que no hubiese un plano de masa en la capa contigua a donde se rutan las señales, la impedancia no sería la deseada.

Finalmente, solo queda el conector SMA que se utiliza para las señales de entrada y salida del banco de filtros. En este caso se utilizó el componente *SMA_EdgeMount* incluido en la librería *Generic_RFBoard_Lib* que viene incluida en el *Microwave office* y se buscó un SMA de montaje de borde que tuviera las medidas necesarias para encajar en la huella, en este caso el *CON-SMA-EDGE-S* de *RF Solutions*.

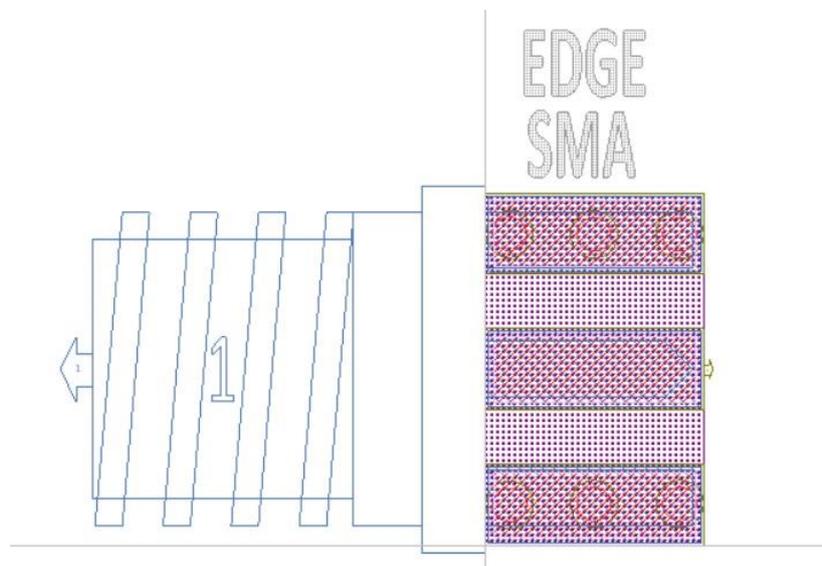


Figura 39. Huella del SMA de borde.

Con todos los símbolos y las huellas definidos se procedió al diseño final del esquemático, añadiendo todas las líneas de transmisión necesarias, al igual que en los filtros, se utilizaron los elementos MLIN, además de MBENDA\$ para los ángulos de 90°, este elemento ajusta de manera automática los anchos para conseguir la mejor adaptación, MTAPER\$ para conectar líneas de anchos diferentes de la mejor eficiencia posible, y finalmente MTRACE2 para conectar todo a los pines del RF MEMS, este elemento permite hacer líneas con varias curvas sin necesidad de utilizar codos. El esquemático completo puede verse en el Anexo 1 Figura 59.

Con el esquemático completo tocó pasar al desarrollo del diseño físico. Para ello se aprovechó el diseño que ya se había hecho de los filtros.

Los elementos clave de este diseño son los dos RF MEMS, por lo tanto, se tomará uno de ellos como punto de referencia para iniciar el diseño físico y se irán ajustando las longitudes de las líneas de transmisión para que todo encaje perfectamente.

El diseño físico supuso un gran reto, ya que los pads de los RF MEMS tienen un ancho de 0.3 mm. Con ese ancho de pad se utilizaron líneas de 0.35 mm de ancho, lo cual es muy inferior al ancho de las líneas presentado en la Tabla 6 y que es necesario para poder tener la impedancia deseada. Por ello es indispensable el uso del elemento MTAPER\$, que en un extremo tendrá un ancho de 0.35 mm y en el otro extremo tendrá el ancho correspondiente según la frecuencia central del filtro que se está rutando.

La diferencia tan notable en el ancho de las líneas tendrá impacto en la respuesta en frecuencia de los filtros, por lo tanto, el objetivo era que las líneas de 0.35 mm fueran lo más cortas posibles para reducir el impacto mencionado anteriormente. Para poder lograr el objetivo los elementos MTAPER\$ y MTRACE2 fueron clave, ya que, además de que la longitud de estas líneas sea la menor posible, hubo que conseguir que exista una separación mínima entre las líneas, ya que, al ser líneas paralelas, cuando más juntas estén y mayor sea la distancia en que son paralelas, mayor será el efecto que tenga una sobre otra, conocido como crosstalk.

Para poder separar las líneas de 3 mm a la vez que se hacía que las de 0.35 mm fueran lo más cortas posibles se aprovechó la posibilidad que presenta el elemento MTRACE2 de hacer líneas con ángulos, en este caso concreto ángulos de 30°, y también se alargaron las líneas MTAPER\$ hasta que la separación entre las líneas más anchas no sea muy reducida.

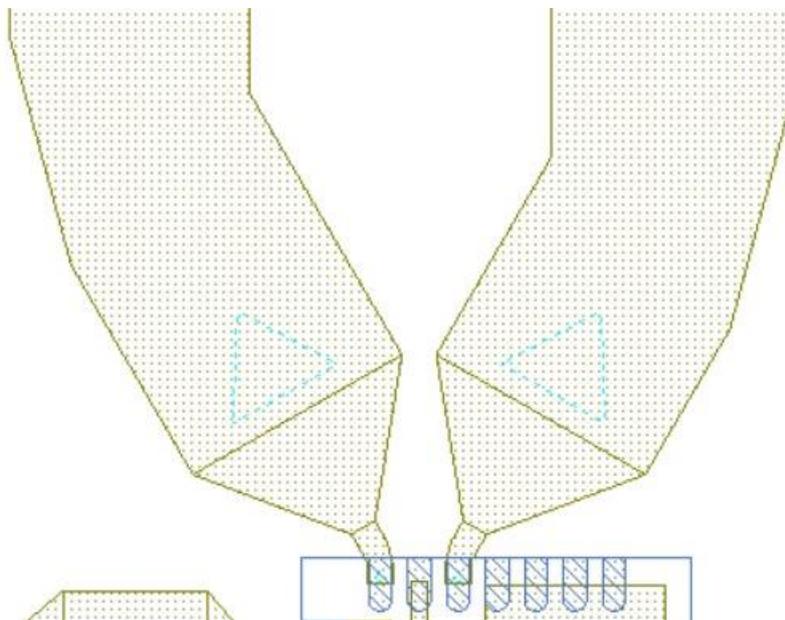


Figura 40. Tramo final de las líneas de transmisión.

En la Figura 40 se ve un ejemplo de la solución que se consiguió para este problema, y cómo se utilizaron los ángulos para poder hacer que las líneas de 0.35 mm de ancho fueran lo más cortas posible.

El rutado de las líneas que unen los SMA de borde con los RF MEMS también necesitó del uso de MTAPER\$, aunque en esta ocasión ninguna línea tiene ángulos ya que solamente es una y el espacio disponible era mucho mayor que en el caso de las líneas de los filtros.

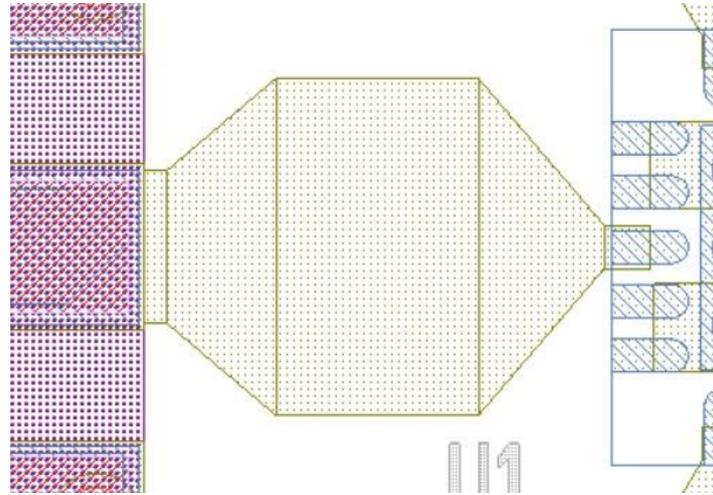


Figura 41. Conexión de un SMA con el RF MEMS

En este caso, el ancho de la línea es de 3.09806 mm, coincidiendo con el ancho obtenido para las líneas del filtro de mayor frecuencia central. Se decidió poner este valor ya que la diferencia entre cada uno de los valores no era mucha. Otra opción hubiera sido haber utilizado el valor medio de los cuatro anchos.

Para los pines del RF MEMS que van conectados a masa se utilizaron rectángulos de Cu_01 para unirlos a uno de los dos pads expuestos del mismo, ya que era la única opción viable dado el tamaño del encapsulado.

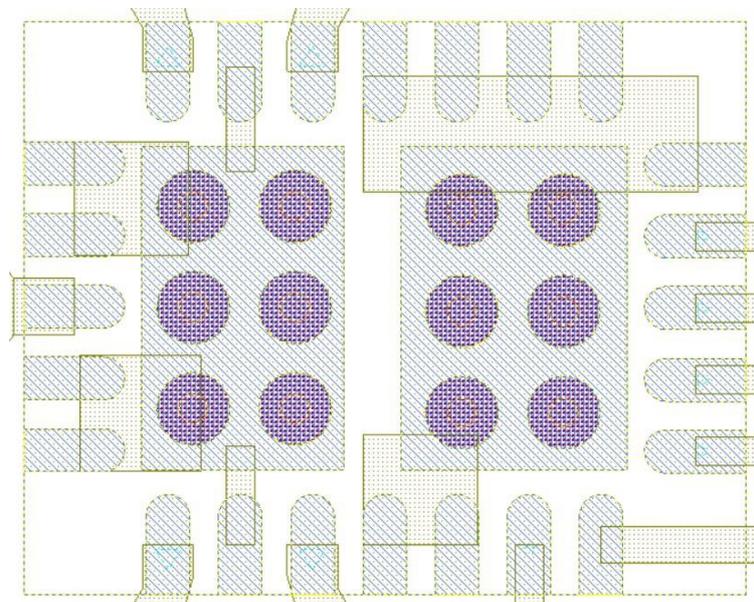


Figura 42. Conexiones a masa del RF MEMS.

El resto de las conexiones a masa del circuito se hicieron utilizando el elemento MVIA1P, que tiene asignada la huella GNDbottom_0p254mm_10mil de la librería RFBoard_2layer_VIA, que permite realizar la conexión con el plano de masa de la capa *BOTTOM*.

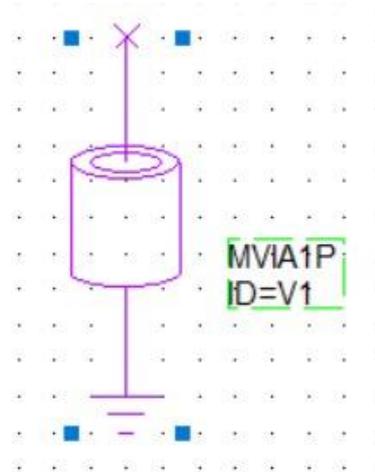


Figura 43. Símbolo del elemento MVIA1P.

La conexión a masa de los elementos en las ramas paralelas de los filtros se realizó a través de este elemento y un pequeño trozo de Cu_01 para poder añadir alguna vía adicional y mejorar la conexión a masa.

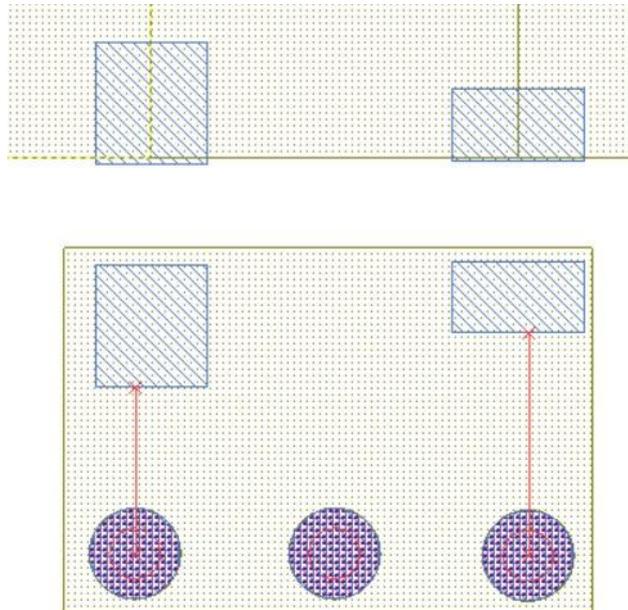


Figura 44. Conexión a masa de los elementos de los filtros.

En la Figura 44 se aprecia el resultado de la conexión a masa de los elementos de los filtros. Como ya se comentó con anterioridad, las líneas rojas aparecen porque el programa no detecta que haya conexión, esto se debe a que no se le puede asignar un plano determinado a la capa de Cu_01.

Para el rutado de las señales de control se utilizó únicamente un conector como el mostrado en la Figura 37.

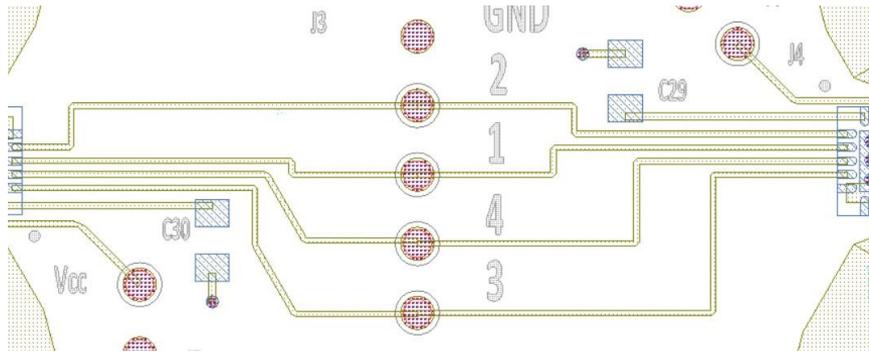


Figura 45. Rutado de las señales de control.

Utilizar únicamente un conector para las señales de control de ambos conmutadores fue posible ya que los dos conmutadores están colocados de manera opuesta uno del otro, por lo tanto no había que cruzar las líneas. El resultado se puede ver en la Figura 45.

En el caso de los conectores de alimentación sí que se utilizó uno para cada RF MEMS.

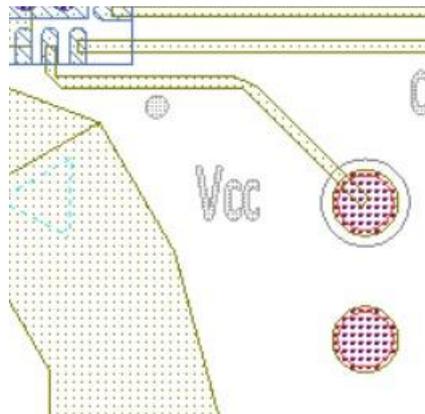


Figura 46. Rutado de la alimentación de uno de los RF MEMS.

Las líneas utilizadas para las señales de control y la alimentación son de 0.2 mm de grosor, ya que en este caso son señales de continua y no es tan importante el grosor de la línea de transmisión.

También se añadió un condensador de 47 pF del pin 24 de cada RF MEMS a masa, tal y como se indica en la hoja de datos del componente. En este caso el condensador tiene un encapsulado 0805, que ya que no había existencias de condensadores de ese valor con encapsulados más pequeños. Para ello se tuvo que crear la huella con las medidas correspondientes siguiendo las indicaciones de la Figura 21.

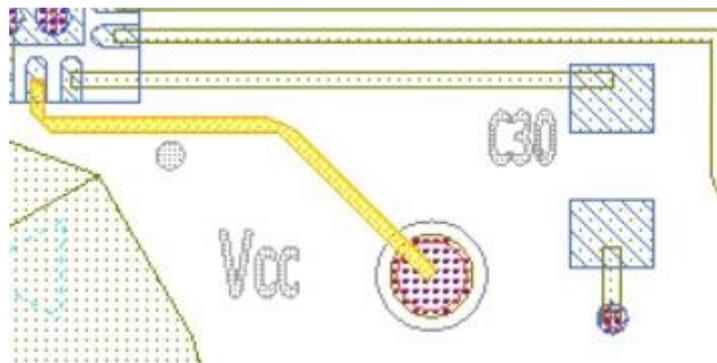


Figura 47. Condensador 0805 conectado al pin 24 y masa.

En la Figura 47 se puede observar el condensador que se conecta al pin 24 y la huella 0805 creada para este condensador.

Una vez se habían rutado todos los componentes, se procedió a añadir el identificativo de cada uno de ellos utilizando la capa Ink_01. Esto será de gran ayuda a la hora de soldar los componentes en la PCB, ya que habrá una lista en la que se indique qué identificador le corresponde a cada componente. En la Figura 48 se puede ver un ejemplo.

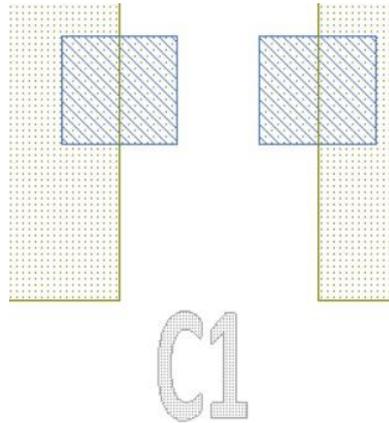


Figura 48. Indentificador de un componente.

También se añadieron algunas etiquetas más en la capa ink_01, como puede ser un ID para cada uno de los 4 filtros y la señal de control correspondiente que selecciona ese filtro, tal y como se puede ver en la Figura 49.

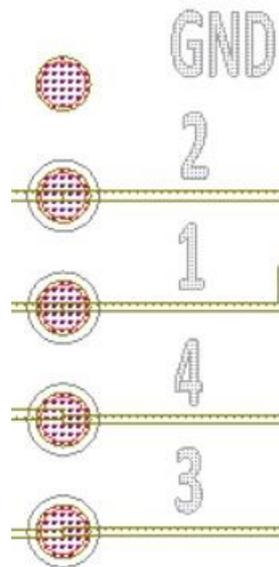


Figura 49. Conector de las señales de control con las indicaciones en capa ink_01.

Finalmente se añadió el plano de masa de la capa inferior, utilizando la capa Cu_02+ y también los límites físicos de la tarjeta, para ello se hizo una copia de la capa de Cu_02+ y se cambió a la capa BoardRoute. En la Figura 50 se puede ver el layout final. La capa Cu_02+ se encuentra deshabilitada y por eso no se ve, pero tiene las mismas dimensiones que la capa BoardRoute, que es la línea verde de puntos que se aprecia.

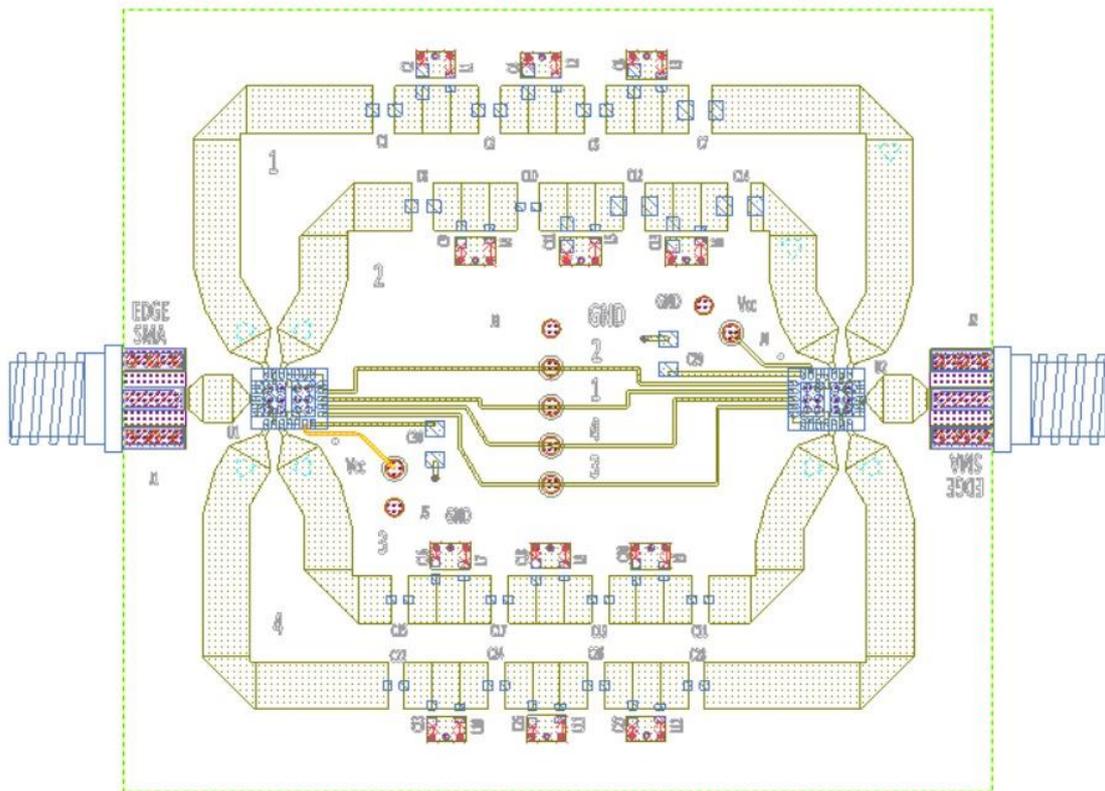


Figura 50. Layout final.

Cabe destacar que tras la optimización hubo que cambiar el tamaño de algunos componentes ya que no se encontraban disponibles para comprar, en la Figura 50 dichos cambios ya están incluidos. Este tema se tratará en profundidad en la sección 4.3.

4.2 Simulación

Con el layout terminado llegaba el momento de lanzar una simulación de todo el circuito para comprobar los efectos introducidos por las líneas de transmisión, más concretamente los tramos de las líneas que se conectan al RF MEMS, ya que estas líneas no son de 50Ω a la frecuencia central del filtro y lo más seguro es que hayan tenido un gran impacto en la respuesta en frecuencia de cada uno de los filtros.

Para poder realizar la simulación se hizo una copia del esquemático completo que se puede ver en el Anexo 1 Figura 60 y se sustituyó el símbolo del RF MEMS por varios elementos SPDT, este elemento funciona como un conmutador de 2 canales, en cascada y los ficheros de parámetros S del RF MEMS, tal y como se muestra en la Figura 51.

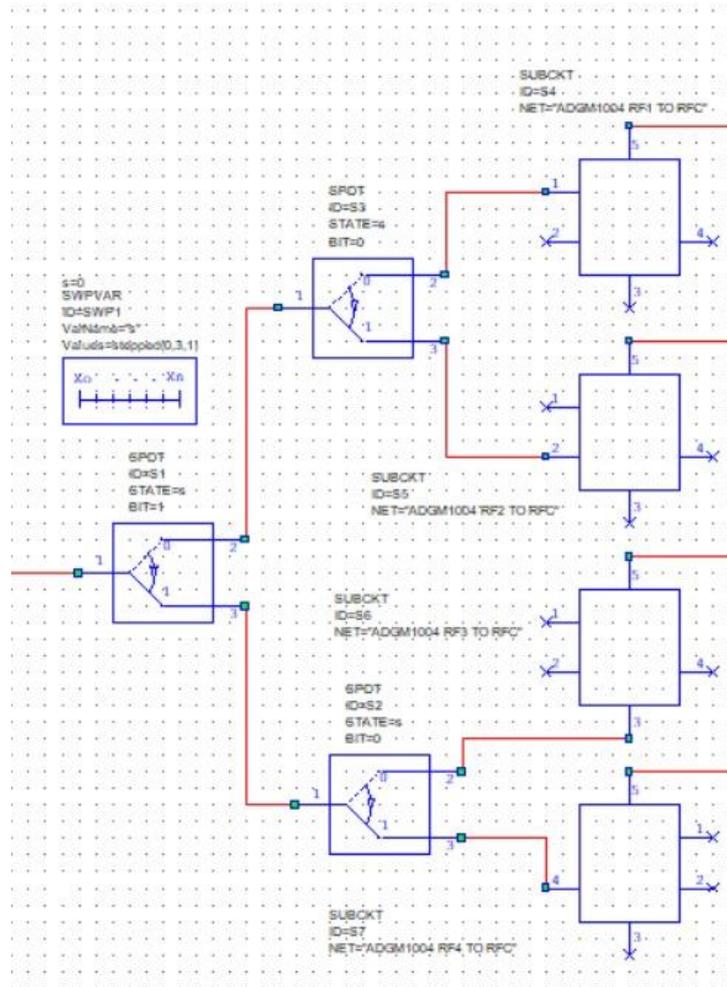


Figura 51. Sustitución del símbolo del RF MEMS para la simulación.

El circuito completo se puede ver en el Anexo 1.

También se utilizó el elemento SWPVAR, que permite definir una variable con la que controlar, en este caso, los SPDT. Esto permitió utilizar únicamente un esquemático para la simulación de todos los filtros en vez de utilizar uno para cada filtro replicando las partes comunes.

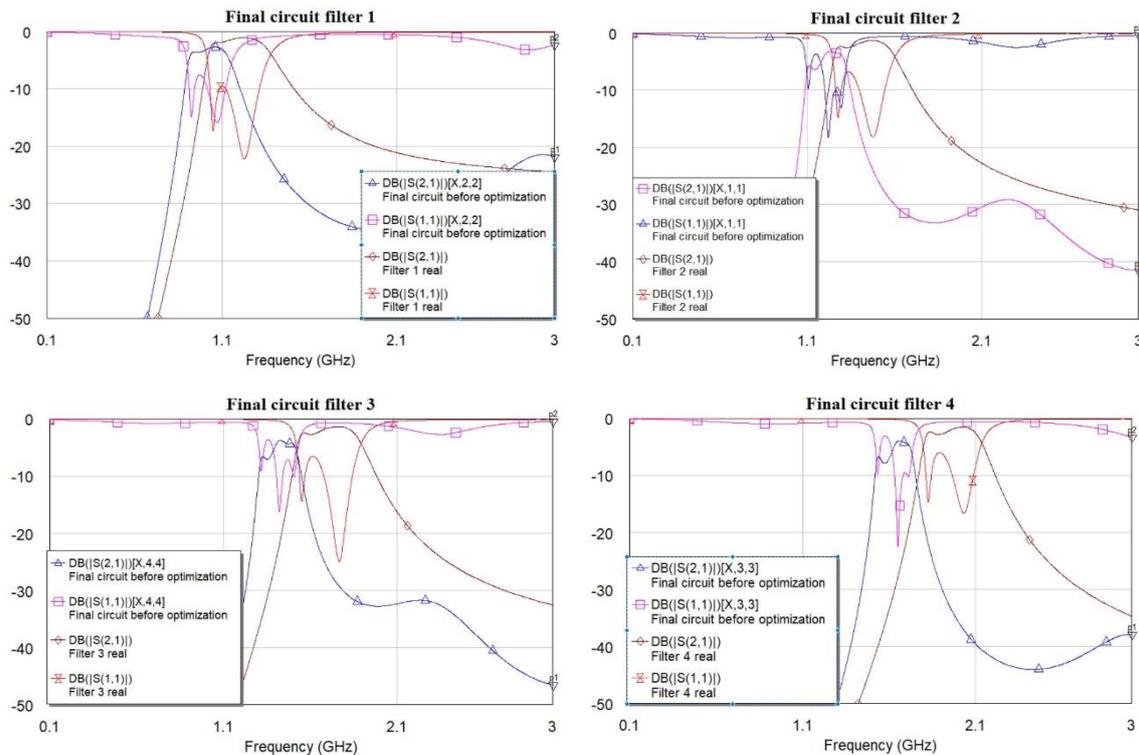


Figura 52. Respuesta final de los filtros.

En la Figura 52 se puede ver la respuesta de cada uno de los filtros, tanto con los elementos reales, como con todos los elementos del diseño físico. Salta a la vista que la respuesta en frecuencia obtenida en la simulación de todo el circuito dista de la que se obtuvo simulando únicamente los filtros. La frecuencia central de los filtros está desplazada hacia frecuencias más bajas, las pérdidas de retorno son muy malas en la banda de paso, así como las pérdidas de inserción. En conclusión, la respuesta en frecuencia obtenida no era aceptable y por ello fue necesario un proceso de optimización.

4.3 Optimización

Tal y como se comenta al final de la sección anterior, era obligatorio realizar una optimización. En este caso se optimizaron los valores de cada uno de los elementos concentrados (bobinas y condensadores) que formaban los filtros, ya que eran los únicos valores que podían ser modificados, ya que el diseño físico se había hecho lo más pequeño posible y las dimensiones de las líneas no se podían modificar.

El primer paso fue definir las metas de optimización, para ello se midieron varios puntos de cada una de las curvas de la respuesta en frecuencia de los filtros implementados con los elementos reales. Con esos datos se pudieron generar las metas de optimización para cada uno de los filtros.

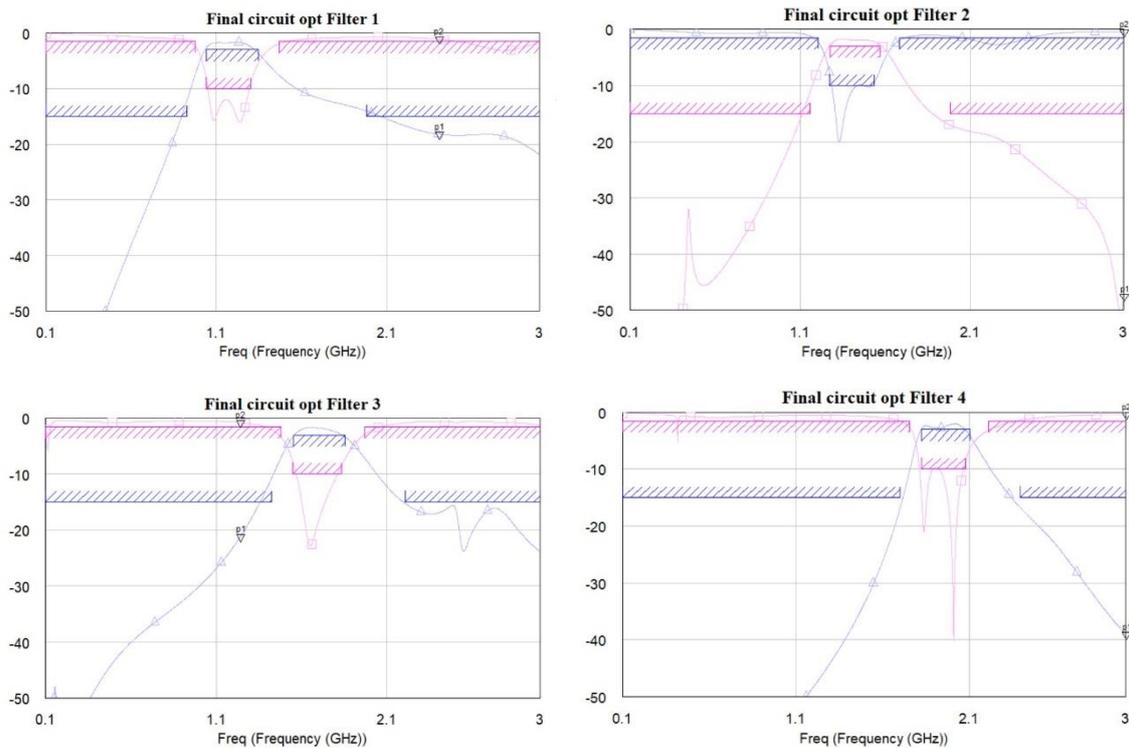


Figura 53. Metas de optimización.

Para poder realizar la optimización de cada filtro por separado se realizó una copia del mismo esquemático utilizado para la simulación, ver Anexo 2 Tabla 9, y se hicieron ciertos cambios para poder optimizar los valores de los elementos concentrados, ya que no se podía optimizar el valor de los elementos de las librerías directamente.

En el caso de los condensadores, sí que había una opción de poder realizar la optimización utiliza los modelos de parámetros S de cada una de las opciones disponibles en la librería, utilizando el elemento MDIF de la librería Accu-P® de AVX. Este elemento tiene incluido los modelos de parámetros S de dicha serie para cada encapsulado, es decir hay un elemento MDIF distinto para cada una de las opciones de encapsulado de los condensadores. Gracias a este elemento se pudo realizar la optimización con los modelos reales de los condensadores.

En cuanto a las bobinas, no había un elemento con las mismas características que permitiera realizar la optimización con los modelos reales. Por lo tanto, se tuvieron que sustituir las bobinas reales por ideales para poder realizar la optimización y obtener los nuevos valores de inductancia.

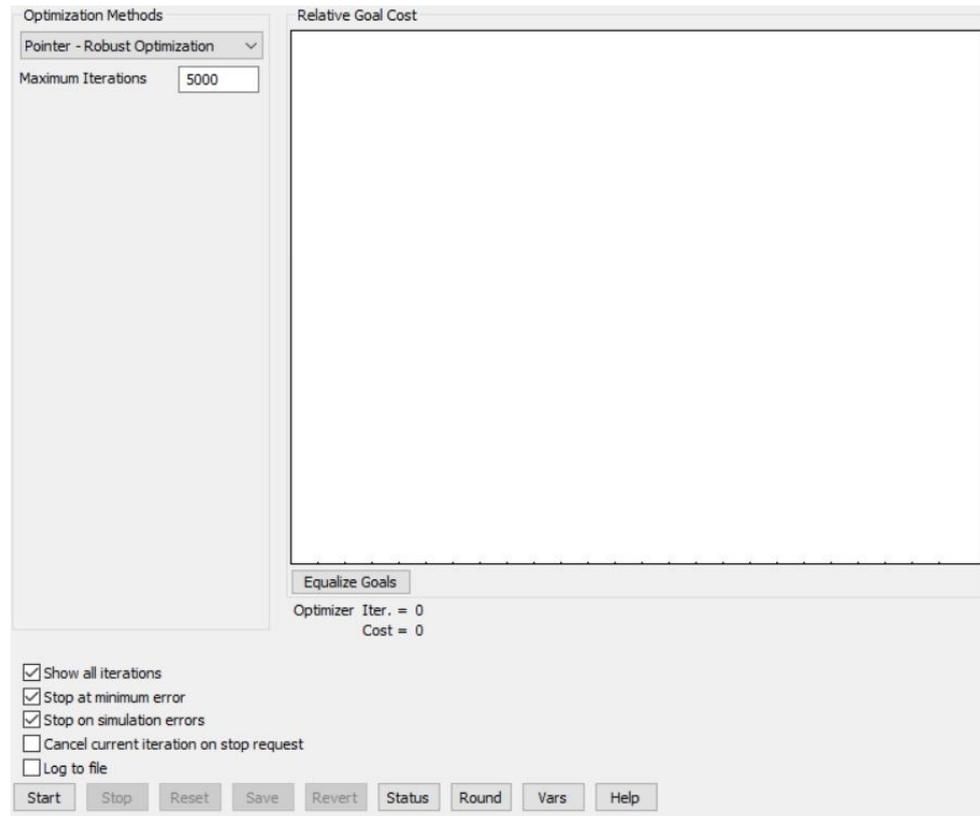


Figura 54. Ventana de optimización.

En la Figura 54 se puede observar la ventana de optimización, en ella se pueden seleccionar los parámetros de la optimización, como pueden ser, el número máximo de iteraciones, el método de optimización, los objetivos de optimización activos en cada momento y las variables a optimizar.

En este caso, el número de iteraciones se dejó por defecto a 5000, el método utilizado fue *Pointer – Robust Optimization* ya que en la ayuda de la optimización se define como un método que ha sido entrenado en una gran variedad de circuitos y que a menudo consigue buenos resultados. Para usar este método es necesario limitar el valor de las variables a optimizar dentro de un rango, para los condensadores esto no fue necesario ya que únicamente se pueden utilizar los valores de la lista incluidos en el elemento MDIF. En cambio para las bobinas, al ser elementos ideales, sí había que definir los límites de los valores. Los posibles valores de las inductancias se limitaron al rango 1.5-120 nH, que es el rango de valores de inductancia de la serie LQW15AN de Murata.

Una vez definidas todas las variables necesarias se lanzaron dos simulaciones, la primera se utilizó para definir el valor de las bobinas y sustituirlas por bobinas reales, y luego una segunda optimización únicamente para los condensadores.

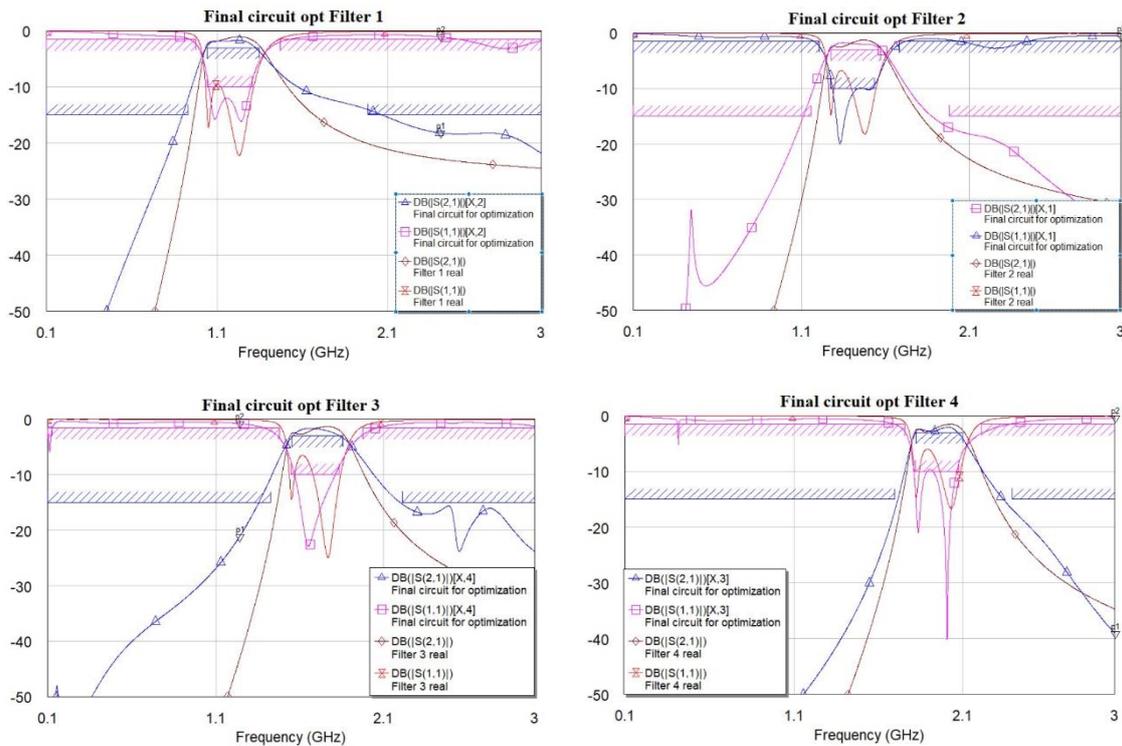


Figura 55. Resultado de la optimización.

En la Figura 55 se puede ver el resultado de la simulación comparado con la respuesta en frecuencia de los filtros implementados con elementos reales. Sigue habiendo ciertas entre ambas respuestas en frecuencia en cada uno de los filtros, pero hay una clara mejoría respecto a los resultados previos a la simulación.

	Filtro 1		Filtro 2		Filtro 3		Filtro 4	
	Valor teórico	Valor tras optimizar						
C ₁ (pF)	1.1	1.15	0.9	1.25	0.75	9.1	0.65	3.4
C ₂ (pF)	0.55	0.55	0.8	0.05	1	4.6	1.15	0.05
C ₃ (pF)	0.4	0.75	0.35	1.1	0.3	2.9	0.25	36
C ₄ (pF)	1.2	1.95	1.35	3.5	1.45	1.2	1.5	4.4
C ₅ (pF)	0.4	47	0.35	4.7	0.3	4	0.25	0.95
C ₆ (pF)	0.55	0.05	0.8	0.05	1	1.3	1.15	1.9
C ₇ (pF)	1.1	47	0.9	47	0.75	2.9	0.65	1.65

L ₁ (nH)	9.6	6.7	6.5	4.6	4.6	120	3.5	1.3
L ₂ (nH)	9.6	16	6.5	12	4.6	1.3	3.5	1.3
L ₃ (nH)	9.6	4.5	6.5	2.2	4.6	120	3.5	1.3

Tabla 7. Valores de los componentes después de la optimización.

En la Tabla 7 se presenta una comparación del valor obtenido para cada uno de los componentes frente al valor calculado de manera teórica. Algo a destacar es que los valores de los componentes ya no son simétricos. El impacto de esta asimetría fue que los filtros ya no son recíprocos, tal y como se puede ver en la Figura 56.

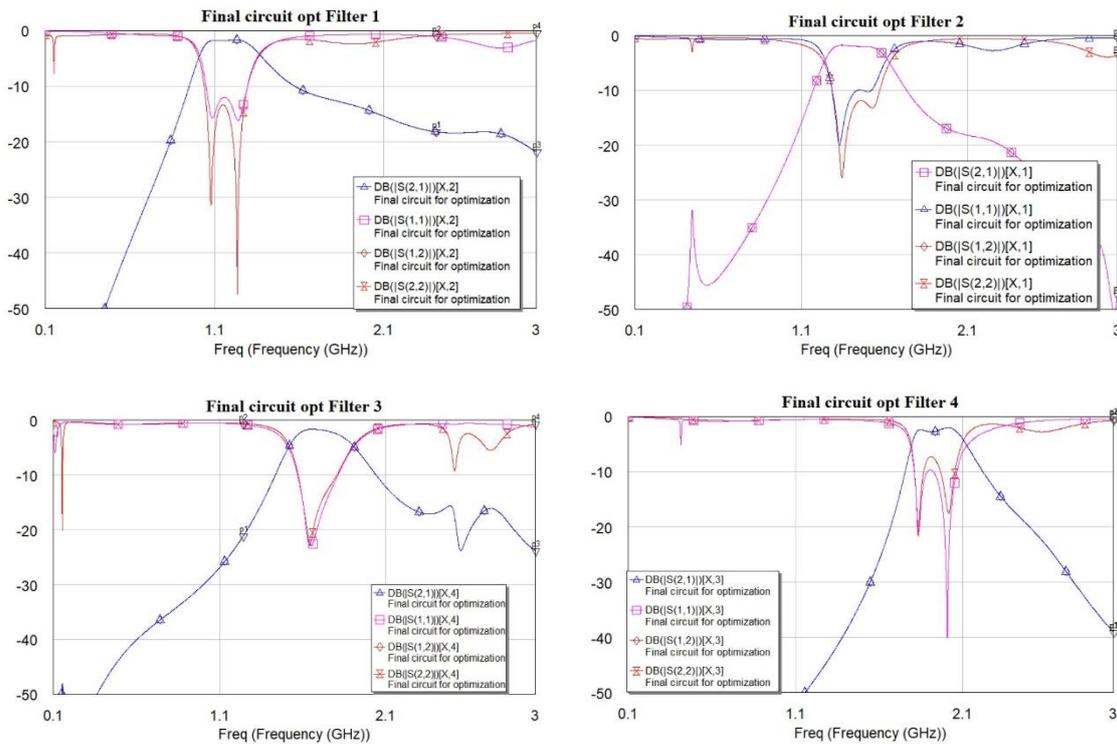


Figura 56. Respuesta no recíproca de los filtros.

Se puede observar que en general las respuestas utilizando como entrada el conector J1 o el conector J2 son bastante similares, aunque se pueden apreciar ciertas diferencias, como por ejemplo las pérdidas de retorno del filtro 3 en la banda eliminada o las pérdidas de retorno en la banda de paso en los filtros 1 y 4. Debido a esta respuesta no recíproca se utilizará el conector J1 como entrada y el conector J2 como salida, ya que esta fue la asignación que se utilizó durante la optimización.

4.4 Implementación final de los filtros

Tras finalizar la optimización y tener todos los valores de los componentes se procedió con la búsqueda de los mismo en algunos de los distribuidores más comunes, como pueden ser Mouser, Farnell o DigiKey.

Durante la búsqueda de componentes se encontró que varios de los valores de los condensadores que se habían obtenido como resultado de la optimización no se encontraban disponibles en el encapsulado que se había escogido, 0603 y 0402, y los plazos de fabricación que daban los

fabricantes eran de al menos 16 semanas, por lo que se tuvo que buscar alguna solución alternativa para poder tener los componentes y montar la PCB a tiempo.

Como alternativa a estos componentes no disponibles se buscaron elementos del mismo valor pero en diferentes encapsulados, y en el caso de que no existiese esa posibilidad se probó con los valores disponibles más cercanos al valor deseado. Finalmente se lanzó una simulación para comprobar que la respuesta en frecuencia de los filtros seguía siendo la esperada después de los cambios.

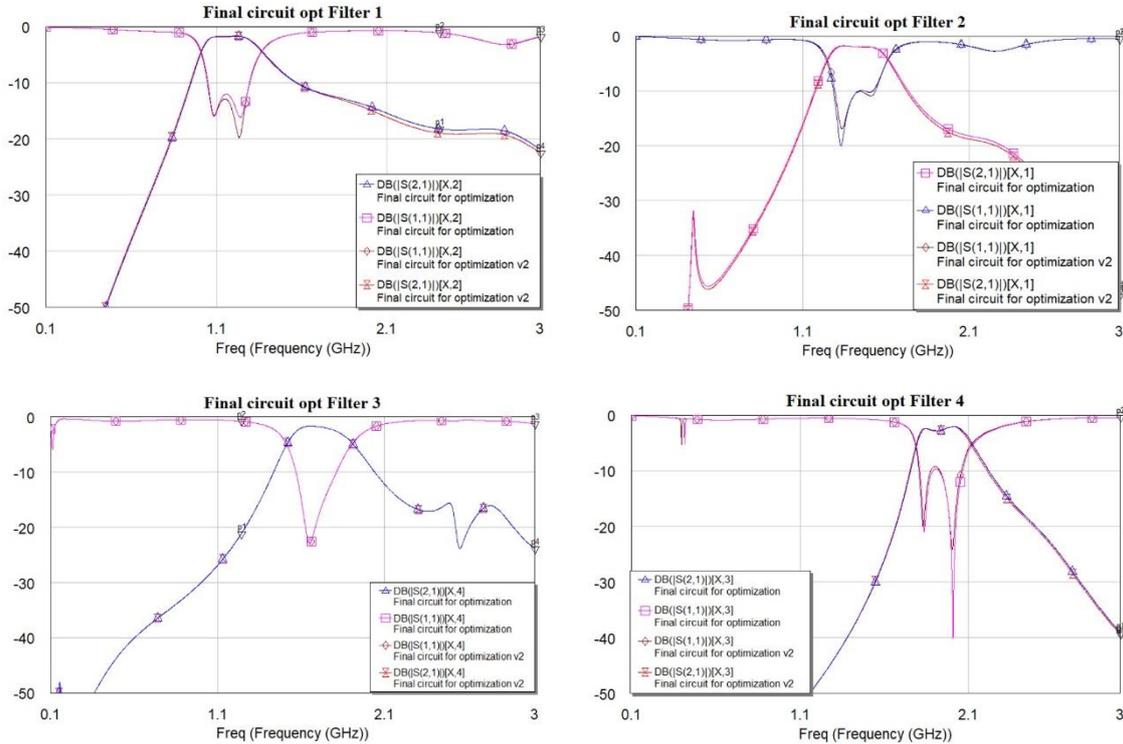


Figura 57. Respuesta final de los filtros.

En la Figura 57 pueden verse las respuesta en frecuencia de los filtros antes y después de cambiar los elementos que no se encontraban disponibles. Se puede apreciar que la diferencia entre ambas respuestas es mínima, por lo que no existe ningún problema en utilizar los nuevos valores de los componentes.

En el caso del filtro 3 las respuestas son iguales ya que todos los componentes estaban disponibles en el valor y encapsulado deseado.

	Filtro 1		Filtro 2		Filtro 3		Filtro 4	
	Valor buscado	Valor utilizado						
C ₁ (pF)	1.15	1.2	1.25	1.2	9.1	9.1	3.4	3.4
C ₂ (pF)	0.55	0.55	0.05	0.05	4.6	4.6	0.05	0.05
C ₃ (pF)	0.75	0.75	1.1	1.1	2.9	2.9	36	39
C ₄ (pF)	1.95	2	3.5	3.6	1.2	1.2	4.4	4.4

C ₅ (pF)	47	47	4.7	4.7	4	4	0.95	0.95
C ₆ (pF)	0.05	0.05	0.05	0.05	1.3	1.3	1.9	1.9
C ₇ (pF)	47	47	47	47	2.9	2.9	1.65	1.7

Tabla 8. Valores finales de los elementos.

En la Tabla 8 se presentan los valores finales de todos los condensadores y los valores que se buscaban, de manera que se pueden comparar y ver que la diferencia de capacidad es pequeña.

En cuanto a los encapsulados, en los filtros 3 y 4 se buscaban componentes 0402 y todos los valores se encontraron en dicho encapsulado, en los filtros 1 y 2 se pretendía utilizar condensadores 0603, pero los condensadores de 0.05pF únicamente estaban disponibles en 0402, al igual que los del 47 pF, que solamente se encontraban en 0805.

La lista final de todos los componentes (BOM) se puede ver en el Anexo 2.

4.5 Fabricación

Con el diseño finalizado y tras haber comprobado la disponibilidad de los componentes necesarios para el montaje, el siguiente paso fue la generación de la documentación de fabricación, también conocidos como Gerbers. En estos ficheros está toda la información necesaria de todas las capas para poder llevar a cabo la fabricación de la PCB.

El Microwave Office permite generar los ficheros Gerber para cada todas las capas o únicamente para las capas que seleccione el usuario, en este caso, las capas de cobre, la máscara de soldadura, la serigrafía, los taladros de las vías y las dimensiones de la tarjeta.

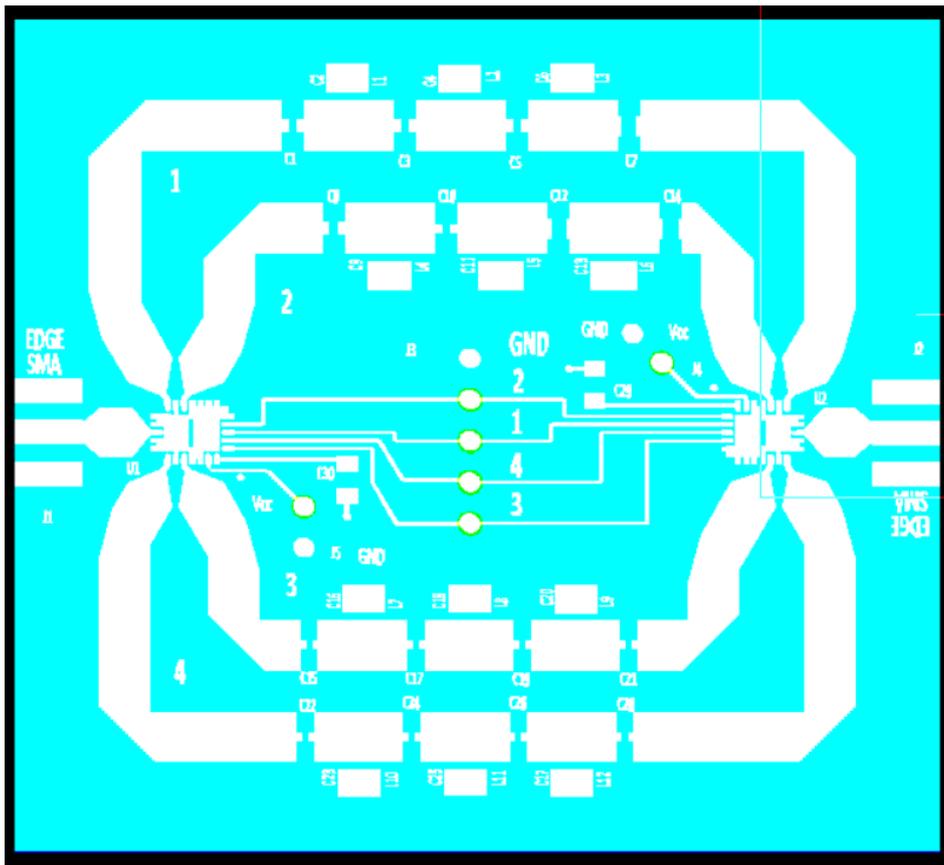


Figura 58. Vista de los Gerbers con todas las capas activas.



Una vez generados estos ficheros se deben revisar con un visor de Gerbers, en caso concreto se utilizó el ViewMate, para comprobar que no hubo errores en la generación de dichos ficheros y no hay errores. Esto es importante para comprobar que no existan fallos en las capas de conductores o que los taladros están en la posición que toca.

Tras comprobar los ficheros de fabricación y ver que todo estaba correcto, se envió dicha información al fabricante para que realizara la fabricación de la PCB.



Capítulo 5. Validación experimental

En el momento en que se está redactando este documento, la PCB ya se ha recibido al igual que los componentes, y se está en proceso de ensamblado de los componentes, ya que la tarea de soldar los RF MEMS no es sencilla. Actualmente se está trabajando para poder tener los resultados experimentales antes de la fecha de defensa de este proyecto.

Para la validación experimental, la manera de comprobar tanto las pérdidas de retorno como las pérdidas de inserción sería utilizando un analizador de redes. Este tipo de instrumentos permite obtener los parámetros S de un sistema realizando barridos en frecuencia, ya que puede generar una onda y medirla por cada uno de sus puertos. En este caso un analizador de redes de dos puertos sería suficiente. Para realizar dichas medidas, el usuario puede configurar en el instrumentos la frecuencia de inicio y fin del barrido, así como otros parámetros como el número de puntos de medida, potencia de las señales, etc.

En caso de no disponer de un analizador de redes disponible, se pueden comprobar las pérdidas de inserción utilizando un analizador de espectro y una generador de señales. Este método es más tedioso y largo, ya que habría que hacer un barrido con tonos, de manera manual, y medir la amplitud de dichos tonos en el analizador de espectro y posteriormente restar las pérdidas de los cables que se utilicen para conectar el generador de señales de y el analizador de espectro a la tarjeta. Aunque este método no permite medir las pérdidas de retorno, es una buena opción si no se dispone de analizador de redes.

Capítulo 6. Conclusiones y líneas futuras

6.1 Conclusiones

La realización de este trabajo ha permitido estudiar la viabilidad de emplear *switches* RF MEMS para el diseño de bancos de filtros. Como se ha visto las características que presentan los RF MEMS son notablemente mejores con los diodos PIN o los transistores FET, y aunque los RF MEMS tenga un precio más elevado, en la mayoría de ocasiones la diferencia de prestaciones compensa la diferencia de precio.

Otro aspecto muy importante que este trabajo ha permitido resaltar es el de realizar un buen diseño físico, así como simulaciones para comprobar que los resultados son los esperados, ya que, como se ha visto, al finalizar el diseño físico, debido a ciertas limitaciones, la respuesta en frecuencia de los filtros diseñados había cambiado notablemente.

En líneas generales el trabajo cumplió con las expectativas y permitió adquirir nuevos conocimientos, y asentar algunos ya adquiridos, sobre el diseño y los sistemas de radiofrecuencia.

6.2 Líneas futuras

Como posibles líneas futuras se presentan dos opciones, una como continuación de este mismo trabajo y otra en la que se evaluaría el RF MEMS en otro contexto y aplicación diferente.

La primera de estas líneas sería trabajar en la parte de la validación experimental. Se podría realizar un programa en Python para el control automático de los instrumentos de medida necesarios para la validación experimental de este dispositivo, preferiblemente un analizador de redes, para poder obtener las curvas de las pérdidas de inserción y de retorno del dispositivo, compararlas automáticamente con la obtenidas en la simulación y dar el resultado. Para ello sería necesario el desarrollo de rutinas de control de instrumentos, para poder configurar la frecuencia del barrido, la potencia de la señal a utilizar, la resolución del instrumento o para cargar un perfil de configuración del instrumento que incluya todos estos ajustes. Lo siguiente sería que el programa se descargara las curvas deseadas y las comparara con los resultados de la simulación.

Otra posible línea futura sería, el estudio de los RF MEMS en escenarios de 5G, que es un tema que está cobrando cada vez más importancia. Los transceivers de 5G son dispositivos que soportan varias bandas y se podrían utilizar los RF MEMS para la implementación de sistemas reconfigurables que cambien su respuesta según la banda en la que se esté trabajando. Esto permitiría evitar la necesidad de replicar ciertos bloques del hardware, lo que permitiría ahorrar costes en la fabricación y disminuiría el consumo de potencia al tener un número de bloques menor.

Bibliografía

- [1] Hong, J. y Lancaster, M.J. Network Analysis. *Microstrip Filters for RF/Microwave Applications*. 2, 7-28, 2001.
- [2] Hong, J. y Lancaster, M.J. Basic concepts and Theories of Filters. *Microstrip Filters for RF/Microwave Applications*. 3, 29-76, 2001.
- [3] Carty, E.; Fitzgerald, P. y McDaid, P. The Fundamentals of Analog Devices' Revolutionary MEMS Switch Technology. *Analog Devices*, 1-4, 2016. <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/tech-articles/The-Fundamentals-of-Analog-Devices-Revolutionary-MEMS-Switch-Technology.pdf>
- [4] Varadan, V.K.; Viony, K.J. y Jose, K.A. Microelectromechanical systems (MEMS) and radio frequency MEMS. *RF MEMS and Their Applications*. 1, 1-50, 2003.
- [5] Varadan, V.K.; Viony, K.J. y Jose, K.A. RF MEMS switches and micro relays. *RF MEMS and Their Applications*. 3, 109-182, 2003.
- [6] Editorial Team. What are Switched Filter Banks? *EverythingRF*, 2018. <https://www.everythingrf.com/community/what-are-switched-filter-banks>
- [7] Bowick, C.; Blyler, J. y Ajluni, C. Components and Systems. *RF Circuit Desing*. 1, 1-22, 2008
- [8] Analog Devices, Inc. Data sheet ADGM1004. C. <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/adgm1004.pdf>
- [9] All about circuits. What is a Filter? *Alternatign Current (AC)*, 8 (2). <https://www.allaboutcircuits.com/textbook/alternating-current/chpt-8/what-is-a-filter/>
- [10] AVX. Data sheet Accu-P® series. <https://datasheets.avx.com/Accu-P.pdf>
- [11] Cameron, R.J.; Kudsia, C.M. y Mansour, R.R. Impedance and Admittance Inverters. *Microwave Filters for Communication Systems: Fundamentals, Design, and Applications*. 2, 869-878, 2018.
- [12] Introduction to AWRDE for RF CAD. High Frequency Electronic Circuits. Universitat Politècnica de València.
- [13] MA, L.; Soin, N.; Daut, M. H. M. Y Hatta, S. F. W. M. *Comprehensive Study on RF-MEMS Switches Used for 5G Scenario*. IEEE Access. 1-17, 2019.
- [14] Murata. Data sheet LQW15AN series. <https://search.murata.co.jp/Ceramy/image/img/P02/JELF243A-0050.pdf>
- [15] Pozar, D.M. Microwave Network Analysis. *Microwave Engineering*. 4 (4), 165-227, 2012.
- [16] Pozar, D.M. Microwave Filters. *Microwave Engineering*. 8 (4), 380-450, 2012.
- [17] Rebeiz, G.M. Introduction: RF MEMS for Microwave Applications. *RF MEMS, Theory, Design, and Technology*. 1, 1-20, 2003.
- [18] RF Solutions. PCB Edge Mounting SMA Connectors. <https://docs.rs-online.com/cc31/0900766b8155e78d.pdf>
- [19] Samtec. Recommended P.C. Board Layout for (X)TSW Single, Double & Triple (Thru-Hole & Right Angle). <https://suddendocs.samtec.com/prints/tsw-xxx-xx-x-x-xx-xxx-footprint.pdf>
- [20] Totic, D. y Potrebic, M. Symbolic analysisi of immitance inverters. *Scribd*, 584-587, 2006. <https://es.scribd.com/document/152379582/Immitance-Inverter>

Anexos

Anexo 1

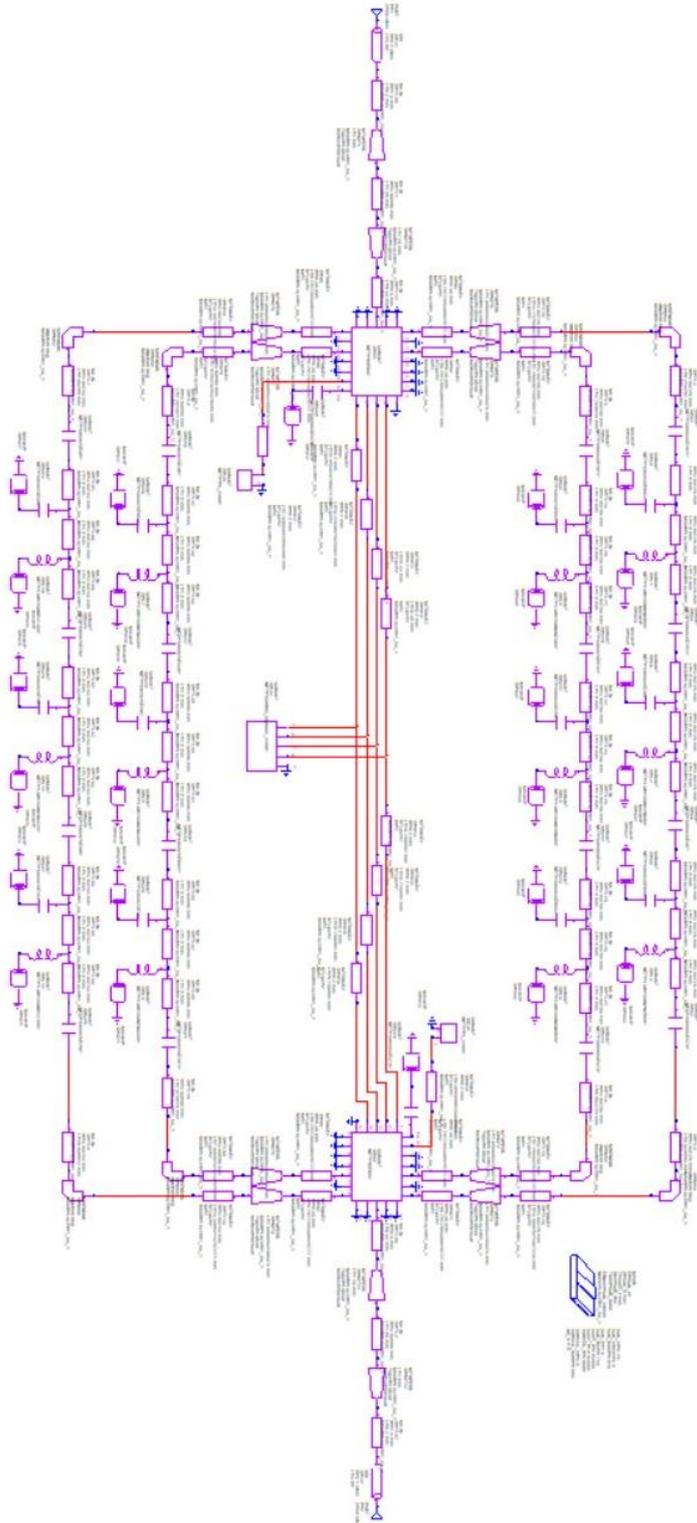


Figura 59. Esquemático completo.

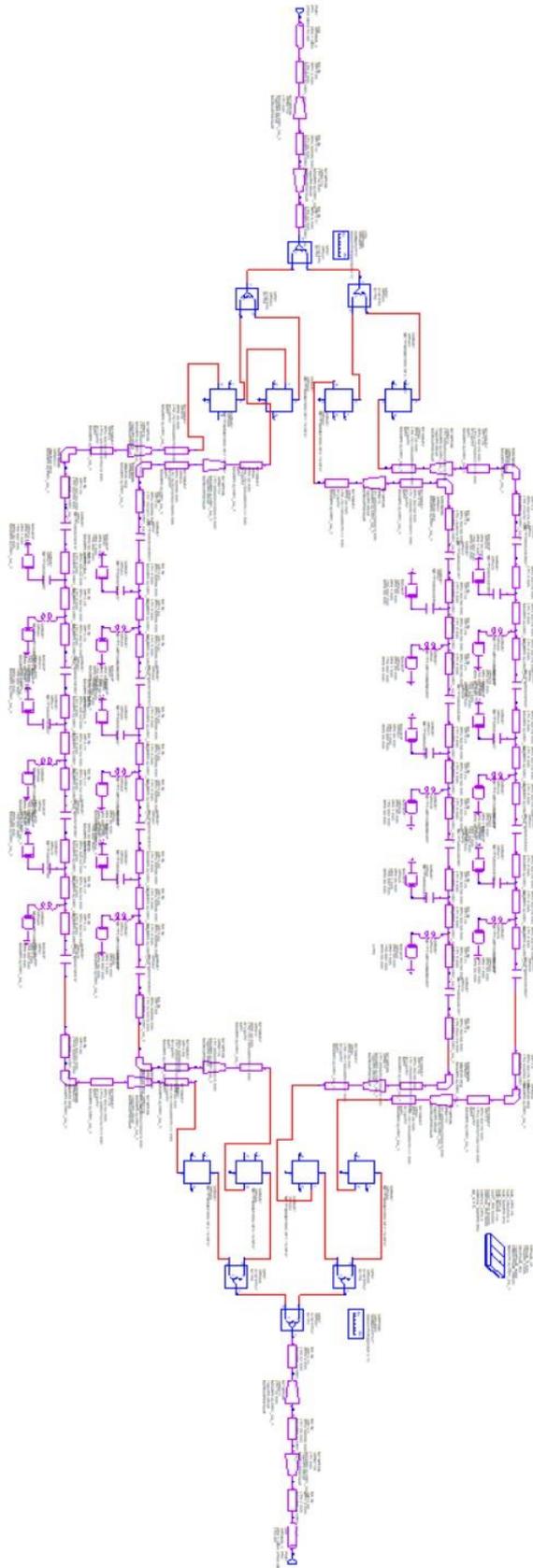


Figura 60. Esquemático para simulación.



Anexo 2

ID	Description	Qty
J1, J2	Edge SMA	2
J3	5 position header	1
J4, J5	2 position header	2
U1, U2	RF MEMS	2
C1, C8	0603 1.2pF cap	1
C2, C6, C13, C16	0402 0.05pF cap	4
C3	0603 1.1pF cap	1
C4	0603 3.6pF cap	1
C5	0603 4.7pF cap	1
C7, C12, C14, C29, C30	0805 47pF cap	5
C9	0402 0.55pF cap	1
C10	0402 0.75pF cap	1
C11	0603 2pF cap	1
C15	0402 3.6pF cap	1
C17	0402 39pF cap	1
C18	0402 4.4pF cap	1
C19	0402 0.95pF cap	1
C20	0402 1.9pF cap	1
C21	0402 1.7pF cap	1
C22	0402 9.1pF cap	1
C23	0402 4.6pF cap	1
C24	0402 2.9pF cap	1
C25	0402 1.2pFcap	1
C26	0402 4pF cap	1
C27	0402 1.3pF cap	1
C28	0402 2.9pF cap	1
L1	0402 4.6nH ind	1
L2	0402 12nH ind	1
L3	0402 2.2nH ind	1
L4	0402 6.7nH ind	1
L5	0402 16nH ind	1
L6	0402 4.5nH ind	1
L7, L8, L9, L11	0402 1.3nH ind	4
L10, L12	0402 120nH ind	2



Tabla 9. BOM.