

Capítulo 3

DISEÑO DEL DIPLEXOR

3.1 Introducción

A continuación vamos a explicar la metodología utilizada en el diseño y creación del diplexor. Como hemos comentado anteriormente el diplexor debe componerse de una estructura capaz de separar las bandas de interés y transmitir las por salidas diferentes consiguiendo la máxima transferencia posible en las bandas de interés y la máxima atenuación en el resto de las bandas. La estructura básica que vamos a usar es la siguiente:

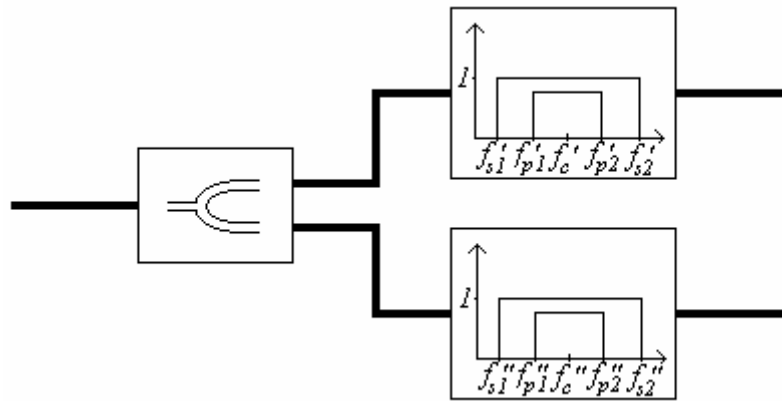


Figura 3.1: Esquema de diplexor

Como vemos se compone de dos filtros centrados a frecuencia distintas que se encuentran alimentados por un divisor de potencia que debe repartir la potencia por igual entre ambos filtros y además debe evitar que las reflexiones provocadas por uno de los filtros afecte al otro.

Para el desarrollo del proyecto haremos uso del programa de simulación *Advanced Design System (ADS)* de *Agilent*. Este programa nos permitirá la creación de un modelo que represente el diseño que queremos implementar. Nos permite realizar simulaciones muy precisas de, prácticamente, cualquier tipo de circuito, ya sea analógico o digital. A continuación se realiza una breve introducción al programa.

3.2 Software de diseño

El trabajo con ADS se ha realizado en un ordenador del Grupo de Radiocomunicaciones instalado en el departamento de Teoría de la Señal y Comunicaciones de la Escuela Superior de Ingenieros de Sevilla. Concretamente se ha trabajado con la versión 2003A.

Previamente al diseño del circuito, hubo una etapa en la que el objetivo era familiarizarse con el entorno de trabajo del ADS. Para ello se disponía de la guía de referencia rápida “*Quick Start*”, los tutoriales y una gran cantidad de manuales del programa.

Para realizar simulaciones en ADS, es necesario ubicar en una ventana de esquemáticos los componentes circuitales necesarios, con sus correspondientes fuentes de tensión DC, y los puertos por donde se introducirá la señal de entrada y por donde se extraerá la señal de salida.

Además, debemos incluir toda una serie de elementos de control que definan el tipo de simulación y las variables que establezcan las condiciones de simulación deseadas o algunos parámetros correspondientes a elementos circuitales, susceptibles de ser medidos, barridos, etc.

Los elementos de control más importantes son aquéllos que definen la clase de simulación a realizar y los parámetros propios de la misma. ADS permite realizar sobre un circuito diversos tipos de análisis diferentes (AC, DC, balance armónico, parámetros S...) sin más que colocar el elemento de control apropiado en el esquemático que pretendemos simular. En nuestro caso hemos empleado tres tipos de análisis:

- **Análisis DC:** se ha utilizado para calcular el punto de operación en DC del circuito y así ver el consumo en DC del mismo.
- **Análisis de parámetros S:** proporciona los valores de los parámetros S, además de los parámetros de transimpedancia y transadmitancia mediante la linealización del circuito en torno al punto de operación en DC y la realización de un análisis AC de pequeña señal que trata al circuito como multipuerto, habilitando cada puerto secuencialmente. Nos permite hacer medidas sobre la adaptación existente en los puertos del circuito.
- **Análisis de balance armónico:** es el método elegido normalmente para la simulación de circuitos analógicos de microondas, debido a que la resolución se hace más manejable en el dominio de la frecuencia. Permite obtener medidas de ganancia e intermodulación.

En la figura 3.1 se muestran los controladores correspondientes a cada uno de los tipos de simulación.

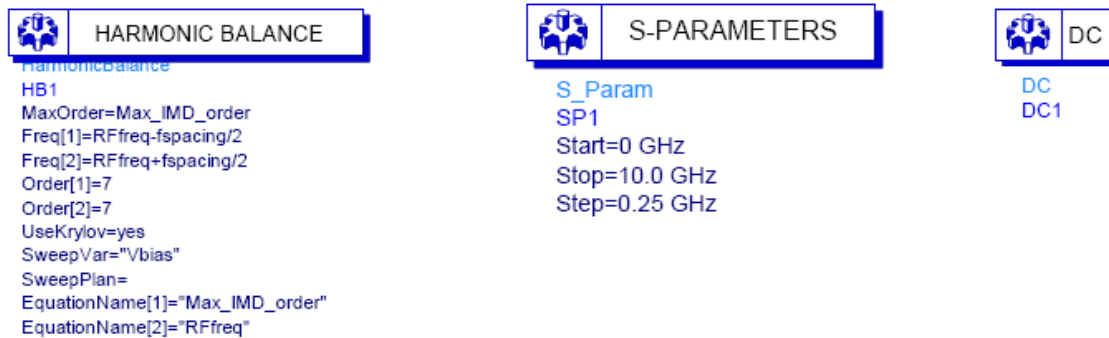


Figura 3.2: Controladores de los análisis DC, de parámetros S y de balance armónico.

El controlador de balance armónico permite establecer un programa de barrido (“*sweep plan*”) con el que se obtienen resultados del comportamiento del circuito ante la variación de alguno de sus parámetros. Esa variación puede ser más fina en las zonas de mayor interés, de forma que el simulador calcule un número grande de puntos en un rango pequeño, asimismo, en las zonas de menor interés se puede programar el controlador para que se calculen pocos puntos y más espaciados, lo que redundará en una mayor rapidez a la hora de ejecutar la simulación.

En nuestro proyecto vamos a hacer uso de la simulación de parámetros S. Esto se debe a que todos los diseños que vamos a realizar son elementos pasivos que quedan perfectamente definidos por su matriz de parámetros S. Realizar esta simulación es sumamente sencilla ya que lo único que debemos hacer es terminar nuestra estructura en unas impedancias normalizadas que observaremos en todos los diseños que hemos realizado y que se encuentra en el submenú de simulación de parámetros S. Una vez realizado esto debemos insertar el controlador correspondiente en la zona de trabajo del esquemático. Definimos la frecuencia inicial y final y los puntos que deseamos calcular (aumentar el número de puntos conlleva una mayor resolución a cambio de mayor tiempo de proceso).

Es posible repetir varias veces una misma simulación cambiando algún parámetro del circuito, esto se consigue con elementos del tipo “*parameter sweep*” (Figura 3.2).

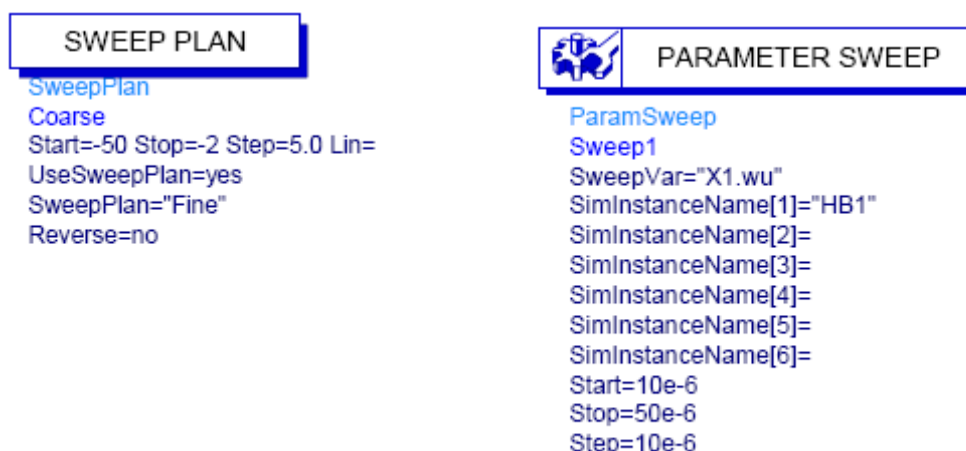


Figura 3.3: Controladores de barrido.

También existen controladores que permiten realizar ciertos cálculos con los datos derivados del análisis de balance armónico, como, por ejemplo, el controlador “*Pfc*” e “*IP3out*”. El primero de ellos proporciona la potencia de la señal en el lugar y en la componente de frecuencia que se le indique. El segundo calcula el punto de intercepto de tercer orden a la salida del circuito y se ha usado en simulaciones correspondientes a pruebas de dos tonos.

En el ADS se usan elementos de tipo “*Var*”, que nos permiten asignar valores a variables que aparecen en distintos sitios, de forma que sea más fácil realizar los cambios.

Otro tipo de herramientas muy usadas en nuestro diseño han sido las herramientas de optimización. Con éstas podemos hacer una optimización de una determinada función objetivo ajustándose a unas restricciones definidas por nosotros. Con la herramienta “*Goal*” definimos una función objetivo (a minimizar o maximizar) y ponemos unos límites a las variables a optimizar. Con la herramienta “*Optim*” definimos el tipo de algoritmo de optimización que vamos a usar (“*Gradient*”, “*Random*”, etc...). Después de definir estos controladores, ejecutamos la simulación y estas herramientas calcularán el valor óptimo de las variables a optimizar en función el objetivo definido (ver Figura 3.3).



Figura 3.4: Herramientas de optimización.

Una vez ejecutada una simulación, los datos obtenidos se almacenan en un archivo (“*dataset*”). Con objeto de visualizarlos y analizarlos adecuadamente, ADS permite crear una ventana de simulación con la que podemos representar los datos en diferentes tipos de gráficas y formatos (gráficas rectangulares, polares, cartas de Smith,...), crear

ecuaciones matemáticas que permitan realizar operaciones complejas con los datos y presentar los resultados, etc.

3.3 Diseño del diplexor

En este punto veremos las posibles soluciones que existen para la realización del proyecto, estudiaremos aquellas que creamos pueden resultar más óptimas y por último elegiremos aquellas estructuras que ofrezcan un resultado más satisfactorio.

El proceso que vamos a seguir hasta llegar al resultado final será la creación de los filtros en las bandas de interés y por último analizaremos el divisor que mejor satisface las especificaciones para los filtros creados ya que, como veremos, el diplexor depende fuertemente de cómo sean los filtros realizados.

Para buscar las especificaciones de los filtros debemos ver cuales son las especificaciones requeridas por la tecnología DAB para el envío de la señal.

Para ello buscamos en la norma las bandas en la que se transmite la información. Según esto tenemos dos bandas de frecuencia que trabajan a frecuencias bien distintas. La frecuencia más baja trabaja en la banda VHF alrededor de los 205Mhz con un ancho de banda de 70Mhz. Buscaremos que en la banda de interés las pérdidas por reflexión sean mínimas, entorno a los 3dB (aunque realmente impondremos que la atenuación inicial sea de 0.5dB ya que cuando obtengamos el filtro real veremos como aumenta la atenuación de forma significativa respecto al ideal), mientras que forzaremos una caída de al menos 30dB en las bandas de rechazo. Con todo esto podemos definir nuestro filtro de la siguiente forma:

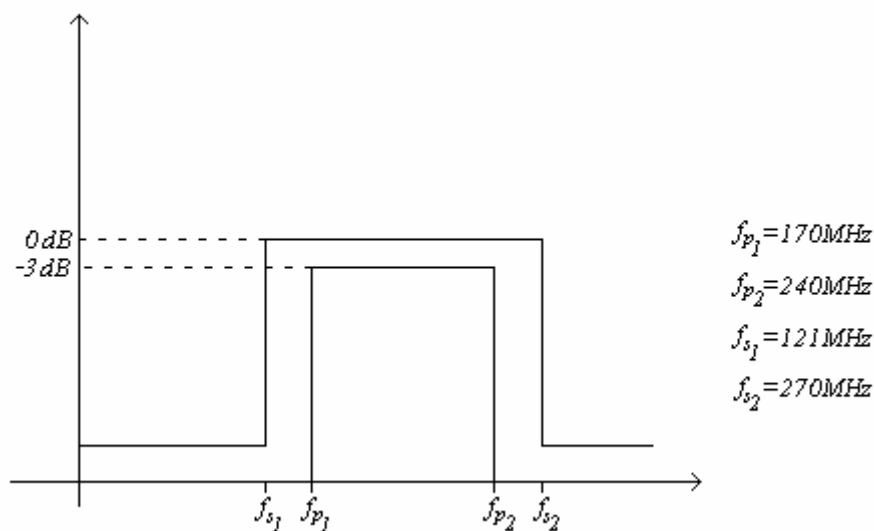


Figura 3.5: Máscara del filtro VHF

Si buscamos ahora las especificaciones para el segundo filtro vemos que este debe situarse en la banda L de microondas concretamente a 1472MHz con un ancho de banda de 40MHz. Las especificaciones de atenuación las vamos a mantener iguales que el filtro de VHF ya que suponen unas especificaciones muy buenas que vamos a intentar cumplir. Las bandas de rechazo se situarán de tal forma que se garantice que los canales adyacentes al nuestro sean completamente rechazados. Con todo esto podemos definir el filtro de la siguiente forma:

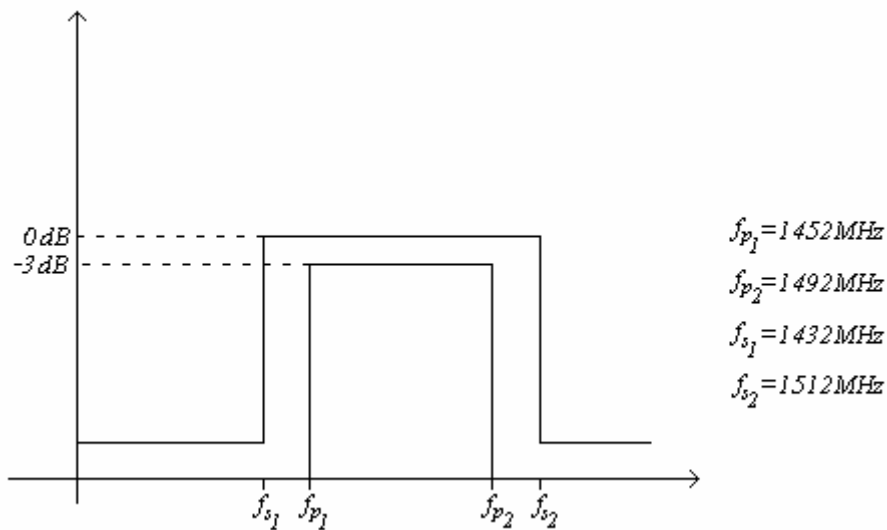


Figura 3.6: Máscara del filtro de microondas en banda L

Por último nos queda definir el divisor de potencia que hemos de usar para que haga un reparto de potencia por igual entre los dos puertos a los que irán conectados sendos filtros y que nos proporcione un aislamiento entre ambos puertos. Como vimos en el capítulo 2, la estructura que más se aproxima a estas especificaciones es un divisor de potencia en Y. Sus características las veremos más adelante ya que dependen fuertemente de los filtros que hayamos escogidos.

La metodología que se describe a continuación fue la que se usó en su momento para la realización del proyecto por lo que está descrita de forma cronológica tal y como fui desarrollando el diseño. De tal forma que empezaremos describiendo el proceso de desarrollo del filtro en la banda L de microondas. A continuación el filtro en la banda VHF y por último el divisor de potencia.

3.3.1 Filtros

Como hemos dicho anteriormente nos encontramos ante un filtro de microondas. La realización de estos filtros no deja muchas dudas en cuanto a la tecnología que debemos usar ya que su diseño se realiza usando los métodos típicos de diseño de filtros de microondas. La duda que se nos puede plantear es que tipo de estructura usar, ya que si hacemos memoria podemos recordar la existencia de dos tipos de filtros principalmente. Podemos hacer uso de *stubs* de microondas o bien hacer uso de acopladores. Si recordamos la estructura que presentan ambas tecnologías tenemos lo siguiente:

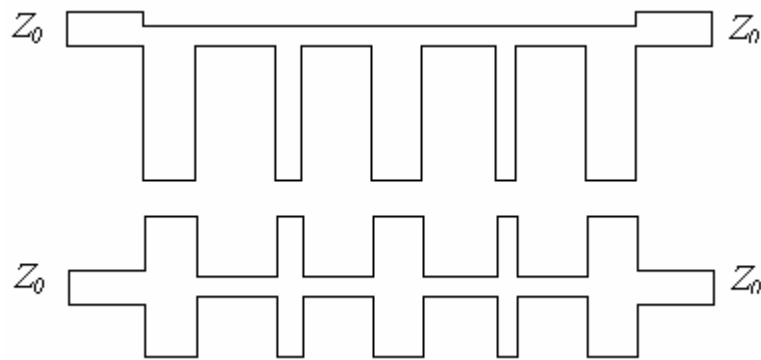


Figura 3.7: Filtros de microondas diseñados con stubs

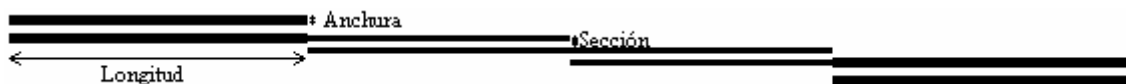


Figura 3.8: Filtros de microondas diseñados con acopladores

Si comparamos ambas tecnologías de forma aproximada podemos encontrar similitudes entre ambas pero en la mayoría de las características físicas presentan grandes diferencias que detallaremos a continuación.

A primera vista, si analizamos las ecuaciones, lo primero que nos llama la atención es que para la implementación de cualquier tipo de filtro el diseño con líneas conmensuradas ofrece un tamaño menor al realizado con acopladores ya que, mientras el número de *stubs* serie-paralelos es igual al orden del filtro, en el filtro de acopladores se nos presenta el primer problema ya que para un orden “N” cualquiera del filtro el número de acopladores siempre será, necesariamente, “N+1”. Esto en primera aproximación es un *handicap* a favor del filtro de líneas conmensuradas. Realmente, aunque lo descrito anteriormente es cierto, el tamaño del filtro realizado con *stubs* se ve incrementado debido a que debemos ir añadiendo líneas de transmisión al final del filtro para poder conseguir un filtro que únicamente posea *stubs* en paralelo y líneas de transmisión (identidades de Kuroda (apartado 2.4.5)), debido a que una de las principales carencias de la tecnología microstrip es el uso de *stubs* series que no pueden ser, físicamente, implementados. Por tanto, podemos decir que el resultado final obtenido para ambas tecnologías es parecido. Lo que realmente es cierto es que la longitud final del filtro de acopladores será mayor que el de líneas conmensuradas ya que este último presenta la ventaja de poseer líneas de transmisión situadas longitudinalmente y *stubs* situados de forma transversal. Evidentemente, podemos concluir de lo dicho anteriormente, que el ancho del filtro de acopladores será prácticamente despreciable frente al filtro formado por *stubs*.

Lo dicho hasta ahora nos da una idea de las distintas propiedades que poseen cada filtro pero no nos proporcionan una idea de que tipo de filtro se aproxima más a nuestras necesidades. Si partimos de que ambos filtros son capaces de proporcionarnos cualquier tipo de respuesta que busquemos podemos concluir que la diferencia la va a imponer el tamaño del filtro. Bien, fijándonos en este detalle, vemos que el filtro con acopladores presenta una estructura desproporcionada ya que presenta una anchura despreciable frente a la longitud del filtro. En cambio un filtro de líneas conmensuradas presenta una disposición más compacta ya que como podemos apreciar en la figura 3.23 podemos disponer los *stubs* a ambos lados de las líneas de transmisión ofreciendo una estructura muy rectangular. El principal problema es que se desperdicia mucho espacio físico en la

placa ya que existe mucho espacio entre dos *stubs* consecutivos que no se pueden aprovechar.

Analicemos por un momento la estructura del filtro de acopladores. Podemos apreciar y diferenciar cada uno de los acopladores. Como todos sabemos la inserción de una línea de transmisión de longitud $\lambda/2$ no presenta, a priori, ninguna modificación de las propiedades físicas del circuito donde es añadida ya que su estructura proporciona la misma señal, a la salida de la línea que a la entrada con un desfase de 180° o 360° . Si redibujamos la estructura del filtro de acopladores tendremos:

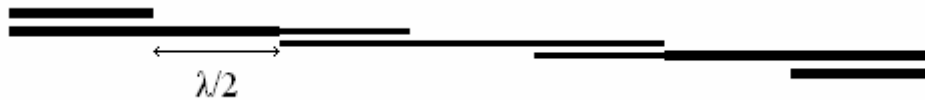


Figura 3.9: Filtro de acopladores con líneas de transmisión

La inserción de las líneas de transmisión nos aumenta de forma significativa la longitud total del filtro pero, por el contrario, nos permite crear estructuras como las siguientes:

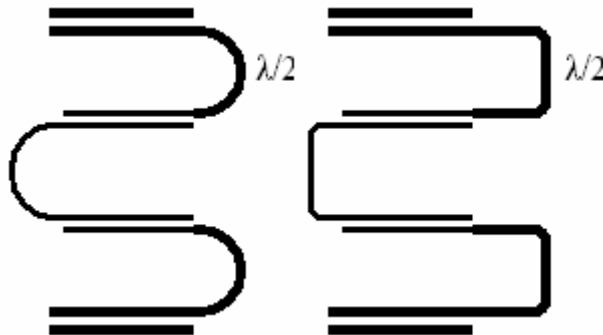


Figura 3.10: Filtros de acopladores con estructura compacta

Las estructuras representadas en la figura 3.10 nos indican que podemos conseguir transformar un filtro longitudinal por uno con forma más rectangular, lo que nos lleva a filtros muy compactos y de pequeño tamaño. Realmente, utilizando esta técnica, podemos conseguir filtros con formas muy dispares que se adapten perfectamente a cada una de las situaciones que se nos pueden presentar y cumpliendo perfectamente con las especificaciones impuestas inicialmente. Realizar este tipo de estructuras con filtros de líneas conmensuradas puede resultar complicado y, en la mayoría de los casos, imposible de realizar ya que la disposición de *stubs* en paralelo complica en gran medida la realización de este tipo de filtros. Podemos ver en la figura 3.11 las complicaciones que pueden aparecer en el diseño de estos filtros a la hora de buscar morfologías más compactas:

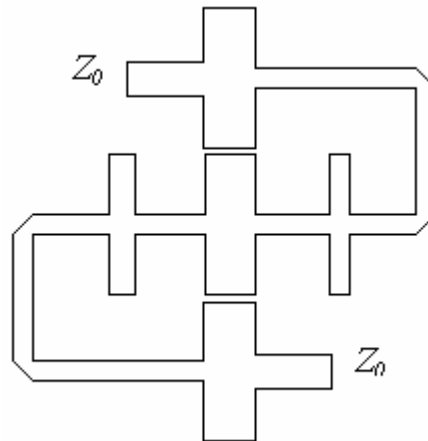


Figura 3.11: Filtros de stubs con estructura compacta

Como se puede apreciar los stubs aparecen muy próximos entre aunque realmente puede darse el caso en los stubs se solapan, provocando que el filtro no sea realizable.

Este es el principal motivo por el cual hemos escogido la utilización de filtros de acopladores para los diseños de los filtros que implementemos en tecnología microstrip.

Una vez elegido el tipo de filtro que vamos a utilizar procedemos al diseño del mismo. El primer paso será elegir el tipo de respuesta que vamos a implementar. Para la elección de ésta nos fijaremos en la respuesta que ofrece cada uno de los tipos que vamos a analizar a continuación así como el orden del filtro necesario para su implementación.

- **Máximamente plana.** Presenta la gran ventaja de mantener una atenuación constante tanto en la banda de paso como en la banda de rechazo, pero presenta el inconveniente de que es la respuesta que requiere mayor orden para la realización de un filtro.

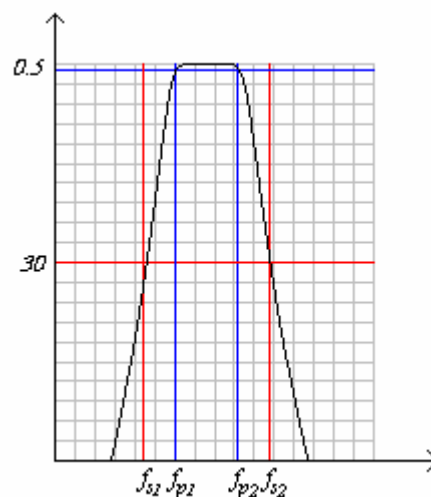


Figura 3.12: Respuesta máximamente plana ideal

La figura 3.12 muestra la respuesta que nos ofrece este tipo de filtros. El orden requerido es "5", que aunque no es un orden demasiado elevado veremos cómo podemos reducirlo usando otros modelos de filtros.

- **Chebyshev.** Presenta una respuesta plana en la banda de rechazo al igual que el filtro anterior pero por el contrario presenta un rizado en la banda de paso que se mantiene entre los 0dB y la atenuación máxima permitida. Su respuesta se representa en la siguiente figura:

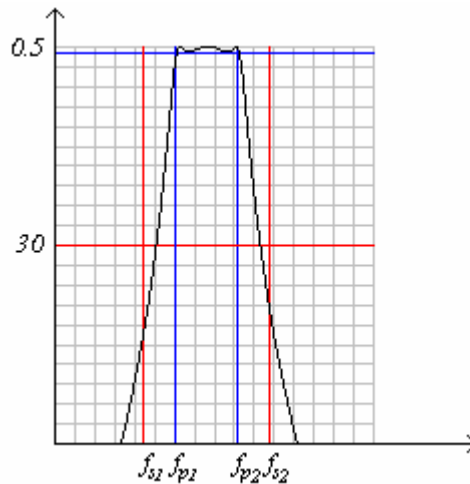


Figura 3.13: Respuesta Chebyshev ideal

Como podemos apreciar aparece un rizado en la banda de paso que permite que la transición entre la banda de paso y la banda de rechazo pueda ser más abrupta. Esto repercute en un orden menor que la máximamente plana, en concreto requiere un orden 4 para su implementación.

- **Chebyshev inverso.** Este modelo, como su nombre bien indica, presenta una respuesta inversa al Chebyshev, por lo que presenta una respuesta plana en la banda de paso y un rizado en la banda de rechazo. El resto de sus características es igual que el Chebyshev por lo que su orden también será siempre igual que en el caso anterior. Para nuestro caso el orden es 4.



Figura 3.14: Respuesta Chebyshev inverso ideal

- **Elíptico.** Dispone de un rizado tanto en la banda de rechazo como en la banda de paso, lo que permite que las transiciones de una banda a otra se hagan con una gran pendiente. Como ya vimos en el Chebyshev esta característica repercute directamente en el orden del filtro, lo cual nos lleva a afirmar que esta respuesta será la que ofrezca un menor orden para la realización de cualquier tipo de diseño.

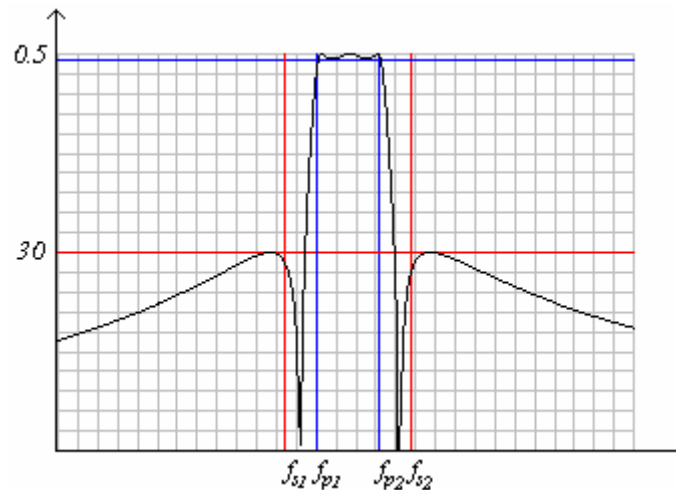


Figura 3.15: Respuesta elíptica ideal

Concretamente para nuestro caso necesitaremos un orden 3.

Debemos elegir el tipo de respuesta que queremos escoger para nuestro filtro. En principio la ideal es la máximamente plana ya que ofrece una atenuación nula en la banda de paso, mientras que en la de rechazo tiende a infinito. El problema que nos presenta es que el orden necesario es el mayor de todas por lo cual no sería el modelo ideal para conseguir un filtro compacto y de reducidas dimensiones.

El Chebyshev presenta el inconveniente de poseer un rizado en la banda de paso que deforma la respuesta del filtro para distintas frecuencias de la banda de paso mientras que en la banda de rechazo la atenuación tiende a infinito. El Chebyshev inverso nos resuelve el problema de la banda de paso trasladándolo a la banda de rechazo. Esto que en principio debería ser una ventaja no lo es tanto ya que no conseguimos una atenuación elevada en el borde de la banda de rechazo ya que, aunque es un valor muy alto, no consigue las atenuaciones de los filtros máximamente planos y Chebyshev. En lo que respecta al orden ofrecen unos valores más que aceptables ya que se encuentran en un término medio entre la respuesta máximamente plana y el filtro elíptico.

El filtro elíptico presenta un rizado en ambas bandas que nos permite obtener órdenes de filtros muy bajos. Si bien el rizado en la banda de paso puede ser despreciado ya que oscila entre valores muy próximos, el rizado en la banda de rechazo nos ofrece una atenuación mínima en el borde de la banda de rechazo que, como hemos indicado anteriormente, nos gustaría que fuera un valor muy elevado.

Por todo lo explicado anteriormente el filtro que vamos a implementar será un Chebyshev, ya que presenta un rizado insignificante en la banda de paso y una

atenuación muy alta en la de rechazo, manteniendo un orden más que aceptable para nuestras especificaciones.

3.3.1.1 Filtro en banda L

El proceso que vamos a seguir para el diseño de este filtro será el de calcular un filtro de acopladores al que posteriormente añadiremos líneas de transmisión de $\lambda/2$ para conseguir plegar y compactar el filtro final.

El primer paso será calcular el filtro que vamos a diseñar. Estos cálculos los realizaré sólo una vez ya que siempre que queramos calcular un filtro deberemos seguir los mismos pasos descritos a continuación:

1. Calcular la frecuencia central del filtro y los bordes de la banda de rechazo.

$$f_0 = \sqrt{f_{p1}f_{p2}} = 1471.86\text{MHz} \quad (3.1)$$

$$f'_{s1} = \frac{f_0^2}{f_{s2}} = 1432.79\text{MHz} \quad (3.2)$$

$$f'_{s2} = \frac{f_0^2}{f_{s1}} = 1512.84\text{MHz} \quad (3.3)$$

2. Escogemos las frecuencias en la banda de rechazo que nos proporcionen simetría.

- Si $f'_{s1} > f_{s1}$:

$$\begin{aligned} f_{s1} &= f'_{s1} \\ f_{s2} &= f_{s2} \end{aligned} \quad (3.4)$$

- Si $f'_{s2} > f_{s2}$:

$$\begin{aligned} f_{s2} &= f'_{s2} \\ f_{s1} &= f_{s1} \end{aligned} \quad (3.5)$$

En nuestro caso tomamos:

$$\begin{aligned} f_{s1} &= 1432.79\text{MHz} \\ f_{s2} &= 1512\text{MHz} \end{aligned} \quad (3.6)$$

3. Calculamos la frecuencia de corte del equivalente paso de baja.

$$\omega_s = \frac{f_{s2} - f_{s1}}{f_{p2} - f_{p1}} = 1.9802\text{rad/s} \quad (3.7)$$

4. Calculamos los valores de ε y δ (nos marcan las atenuaciones en las bandas de paso y rechazo respectivamente).

$$\varepsilon = \sqrt{10^{0.1A_p} - 1} = 0.34931 \quad (3.8)$$

$$\delta = \sqrt{10^{0.1A_s} - 1} = 31.607 \quad (3.9)$$

5. Hallamos el orden del filtro.

$$N = \left\lceil a \cosh \left(\frac{\sqrt{\delta^2 / \varepsilon^2}}{a \cosh(\varpi_s)} \right) \right\rceil = \lceil 3.9821 \rceil = 4 \quad (3.10)$$

El orden del filtro obtenido es par. Si nos fijamos en las tablas para los cálculos de los filtros de microondas del anexo vemos que los filtros Chebyshev de orden par presentan una impedancia normalizada a la salida diferente de 1. Esto complica el diseño del resto de componentes que conformarían el receptor de radio. Por ello elegiremos un orden impar inmediatamente superior al obtenido. En este caso tomamos como orden de nuestro filtro $N = 5$.

6. Calculamos los valores de los transformadores de impedancias.

$$J(1) = \frac{\sqrt{\pi(f_{p2} - f_{p1})}}{2f_0 g_1 Z_0} = 0.0031639 = J(6) \quad (3.11)$$

$$J(2) = \frac{\pi(f_{p2} - f_{p1})}{2Z_0 f_0 \sqrt{g_1 g_2}} = 0.00058952 = J(5) \quad (3.12)$$

$$J(3) = \frac{\pi(f_{p2} - f_{p1})}{2Z_0 f_0 \sqrt{g_2 g_3}} = 0.00048303 = J(4) \quad (3.13)$$

7. Finalmente obtenemos las impedancias de los acopladores del filtro.

$$\begin{aligned} Z_{oe1} &= Z_0 + J(1)Z_0^2 + J(1)^2 Z_0^3 = 59.161\Omega = Z_{oe6} \\ Z_{oo1} &= Z_0 - J(1)Z_0^2 + J(1)^2 Z_0^3 = 43.342\Omega = Z_{oo6} \end{aligned} \quad (3.14)$$

$$\begin{aligned} Z_{oe2} &= Z_0 + J(2)Z_0^2 + J(2)^2 Z_0^3 = 51.517\Omega = Z_{oe5} \\ Z_{oo2} &= Z_0 - J(2)Z_0^2 + J(2)^2 Z_0^3 = 48.57\Omega = Z_{oo5} \end{aligned} \quad (3.15)$$

$$\begin{aligned} Z_{oe3} &= Z_0 + J(3)Z_0^2 + J(3)^2 Z_0^3 = 51.237\Omega = Z_{oe4} \\ Z_{oo3} &= Z_0 - J(3)Z_0^2 + J(3)^2 Z_0^3 = 48.822\Omega = Z_{oo4} \end{aligned} \quad (3.16)$$

3.3.1.1.1 Filtro de microondas de seis acopladores

Ya nos encontramos en disposición de realizar nuestras primeras simulaciones. Para ello utilizaremos el programa anteriormente citado Advanced Design System (ADS 2003) de Agilent.

En el punto anterior se describen los pasos que se han seguido para el cálculo del filtro. Los valores obtenidos representan las impedancias de los modos par e impar de cada uno de los acopladores. A partir de estos valores se pueden obtener las dimensiones de los acopladores para realizar una simulación precisa del diseño. Antes de realizar este paso debemos comprobar que el diseño del filtro es correcto. Para ello podemos realizar una simulación del modelo ideal del acoplador con lo que obtendremos una idea aproximada del comportamiento del filtro. El filtro representado en la figura 3.16 representa el modelo del filtro ideal.

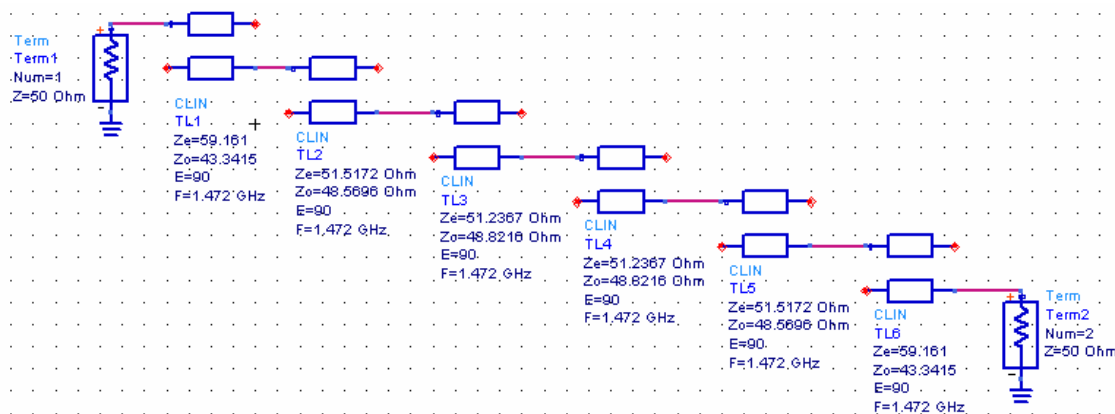


Figura 3.16: Filtro con acopladores ideales y estructura lineal

En la figura 3.16 se pueden apreciar los seis acopladores terminados con dos impedancias de 50Ω . Para comprobar el correcto funcionamiento del filtro debemos realizar simulaciones de parámetros S al filtro y ver cuáles son los valores de los parámetros S11 y S21. El parámetro S11 nos proporciona las reflexiones producidas en el puerto 1 cuando introducimos potencia por el puerto 1 y todos los puertos están adaptados. Debemos conseguir que estas reflexiones sean máximas en la banda de rechazo y mínimas en la banda de paso para obtener una buena adaptación y evitar pérdidas por reflexión en la banda de paso. Por otro lado el parámetro S21 nos indica la potencia en el puerto 2 cuando introducimos potencia por el puerto 1 y todos los puertos están adaptados. Los parámetros S22 y S12 no los tendremos en cuenta por ahora ya que tendrá la misma forma que S11 y S21 respectivamente, debido a la simetría del circuito.

También podemos apreciar como los puertos 3 y 4 quedan a circuito abierto. Estos dos puertos no pueden conectarse nunca a ninguna impedancia ya que alteraría los resultados esperados puesto que en el diseño se considera de forma implícita estos puertos en circuito abierto.

Las simulaciones que vamos a realizar a partir de ahora son muy precisas por lo que nos darán una idea de cómo será su comportamiento en la realidad. Si realizamos una

simulación de parámetros S, y representamos S11 y S21 para ver el comportamiento del filtro obtendremos una gráfica como la siguiente:

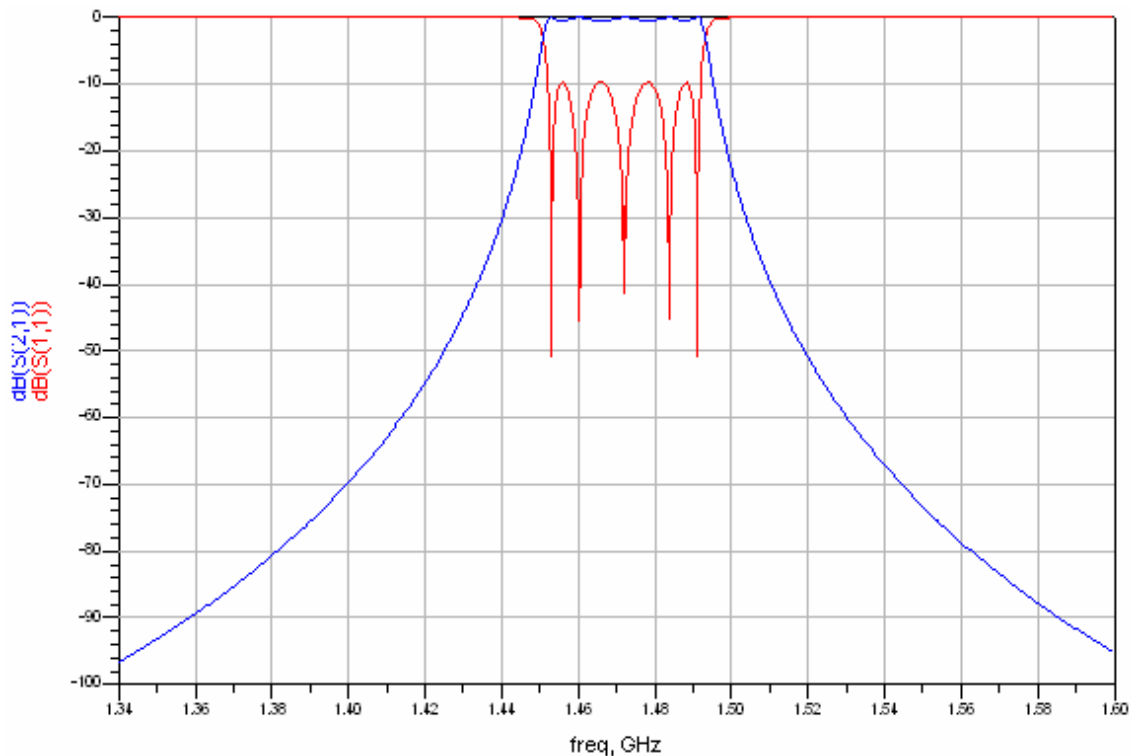


Figura 3.17: Respuesta ideal de filtro con seis acopladores

Vemos como el comportamiento del filtro es similar al diseño inicial que hemos realizado. Aunque el filtro es perfectamente válido debemos recordar que es un filtro ideal por lo que su comportamiento real, en principio, será muy distinto a éste.

El filtro descrito cumple perfectamente las especificaciones impuestas por lo que podríamos pasar a un diseño más real de éste y comprobar el comportamiento que presenta. De todos modos antes de realizar este paso vamos a intentar mejorar la respuesta del filtro alterando los valores iniciales de las impedancias de los acopladores de forma que la respuesta presente una notable mejoría. Para realizar esto haremos uso de las herramientas de optimización y *tuning* que nos ofrece el ADS.

En realidad para el desarrollo y optimización de todas las estructuras utilizadas en este proyecto se ha utilizado la herramienta “*Tune Parameters*”. Esta se encuentra situada en la barra de herramientas junto al botón que permite realizar las simulaciones. El hecho por el cual se ha escogido utilizar este sistema de optimización en vez de otra como puede ser “*Goal*” se debe a que la respuesta no es plana en un entorno de frecuencias bastante grande con lo que es difícil asegurar que definiendo unos ciertos valores para unas determinadas frecuencias se pueda conseguir para el resto.

La forma de realizar un *tuning* es bastante sencilla. Lo primero que hay que definir son un grupo de variables que vamos a “manipular”. Esto se hace insertando en el esquemático la utilidad “*Insert VAR: Variable Equation*”.

Var	Eqn
VAR	
VAR2	
W1	0.6381
S1	0.21
L1	34.3209
W2	1.10533
S2	0.679727
L2	33.5603
W3	1.14371
S3	1.0995
L3	33.5132
W	1.53349
L	6.9883
LONG	2.49415
w	1.533490
l	3.17
r	2

Figura 3.18: Insert VAR: Variable Equation

Esto nos permite definir infinidad de variables, por ejemplo, en la figura 3.18 se pueden observar quince variables con sus respectivos valores. Cuando definimos cada uno de los parámetros que caracterizan un determinado objeto en vez de introducir valores numéricos insertaremos estas variables con el valor que queramos. Conviene advertir que cuando hacemos uso de variables; al escribirlas en el cuadro correspondiente al parámetro que queremos definir podemos observar como desaparecen las unidades que teníamos definidas. Este detalle es muy importante ya que cuando no tenemos definidas las unidades ADS toma las unidades por defecto que suelen las de la métrica internacional (ohmios, metros, segundos, etc.), lo cual puede llevar a errores que pueden ser difíciles de detectar en algunos casos.

Una vez hecho esto pulsamos sobre el botón “*Tune Parameters*” con lo que nos aparece una ventana como la de la figura 3.19 en la que primeramente se nos pide que señalemos con el cursor la variable que vamos a modificar.

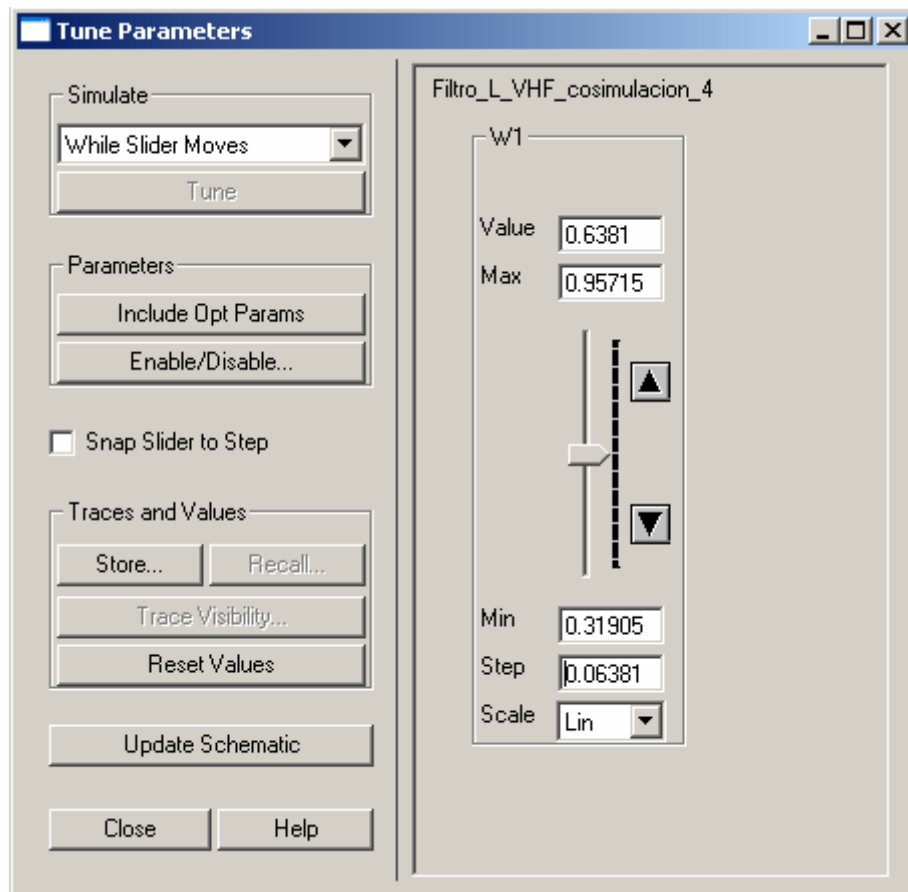


Figura 3.19: Tune Parameter

En la ventana que nos aparece podemos ir modificando el valor de la variable seleccionada y observar de forma inmediata los cambios que introduce en nuestra respuesta.

Realizando este proceso llegamos a una estructura como la siguiente:

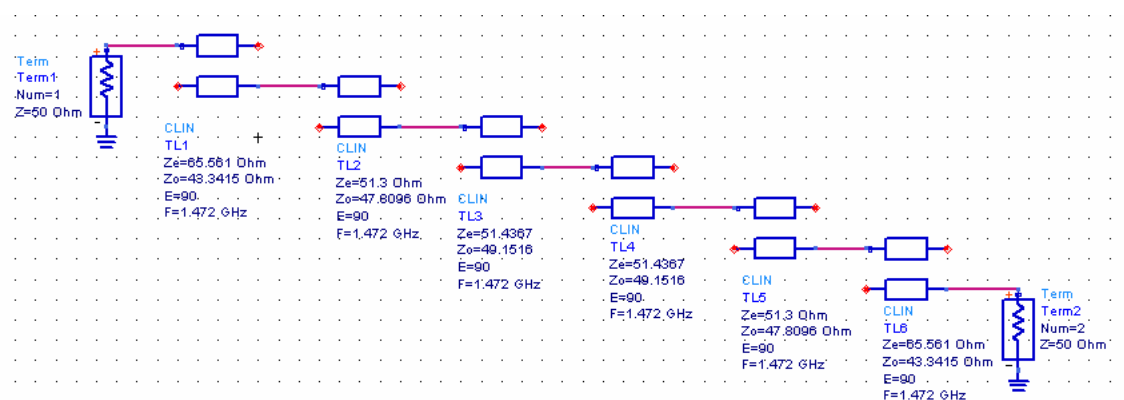


Figura 3.20: Filtro optimizado con acopladores ideales y estructura lineal

Veamos que respuesta nos ofrece el filtro anterior:

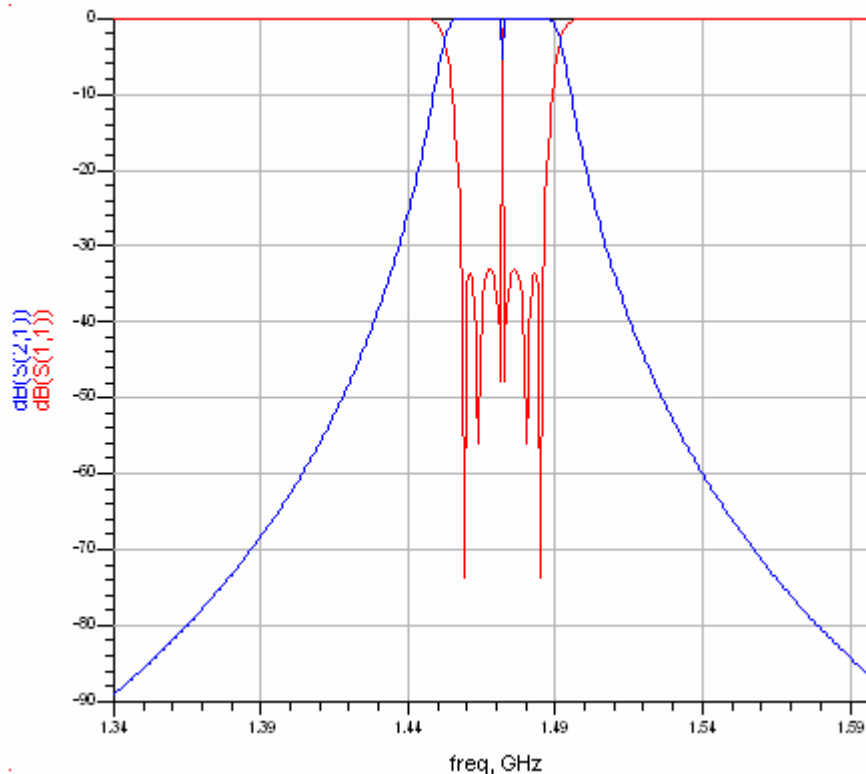


Figura 3.21: Respuesta ideal de filtro con seis acopladores

En la gráfica aparece una discontinuidad a la frecuencia central debida posiblemente a un error de convergencia durante la simulación del filtro pero que no vamos a tener en cuenta porque no representa un valor real. Por lo demás podemos apreciar como podemos mejorar significativamente la respuesta del filtro sin aumentar por ello el orden del filtro. Este segundo filtro presenta una mejor adaptación en la banda de paso que evitará reflexiones y por tanto pérdida de potencia en la banda deseada. Notar que el aumento de adaptación conlleva pérdida de ancho de banda. En nuestro caso la pérdida de ancho de banda no es considerable frente a la gran mejora en la adaptación.

Partiremos de este segundo filtro para la realización del modelo real. Para realizar el primer modelo real del filtro debemos usar acopladores microstrip definidos mediante parámetros reales como son la longitud, anchura y separación de los acopladores y los parámetros relacionados con el sustrato que vamos a usar.

Los parámetros relacionados con el sustrato que vamos a usar se describen a continuación:

$$\begin{aligned}\epsilon_r &= 2.17 \\ \mu &= 1 \\ H &= 0.508\text{mm} \\ H_u &= 3.9 \cdot 10^{34}\text{mm} \\ T &= 0.0356 \\ \tan(\delta) &= 0.001 \\ \text{Cond} &= 5.8 \cdot 10^7 \text{Siemens/m}\end{aligned}$$

El modelo de filtro que se obtiene a partir de las impedancias características descritas anteriormente es el siguiente:

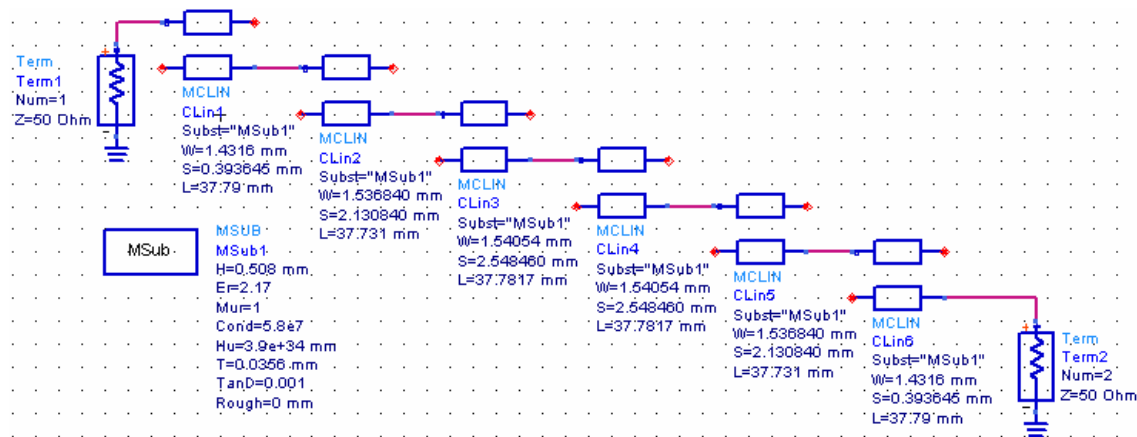


Figura 3.22: Filtro con acopladores reales y estructura lineal

Antes de realizar un análisis detallado sobre el filtro obtenido debemos fijarnos en como la estructura del filtro es igual a la explicada anteriormente en este capítulo en el que la longitud del mismo es el parámetro predominante frente a su anchura.

Como ya hemos citado anteriormente el comportamiento del modelo ideal con respecto al real puede llegar a ser muy diferente. La creación de un modelo ideal nos permite tener una primera aproximación del filtro que vamos a diseñar y, además, nos permite ajustar parámetros de diseño del filtro de forma más sencilla que si trabajáramos directamente con los parámetros reales del filtro puesto que las impedancias características de orden par e impar tienen una relación directa con las características físicas del que, finalmente, será nuestro filtro.

Si realizamos una simulación del modelo anterior debemos obtener una gráfica como la siguiente:

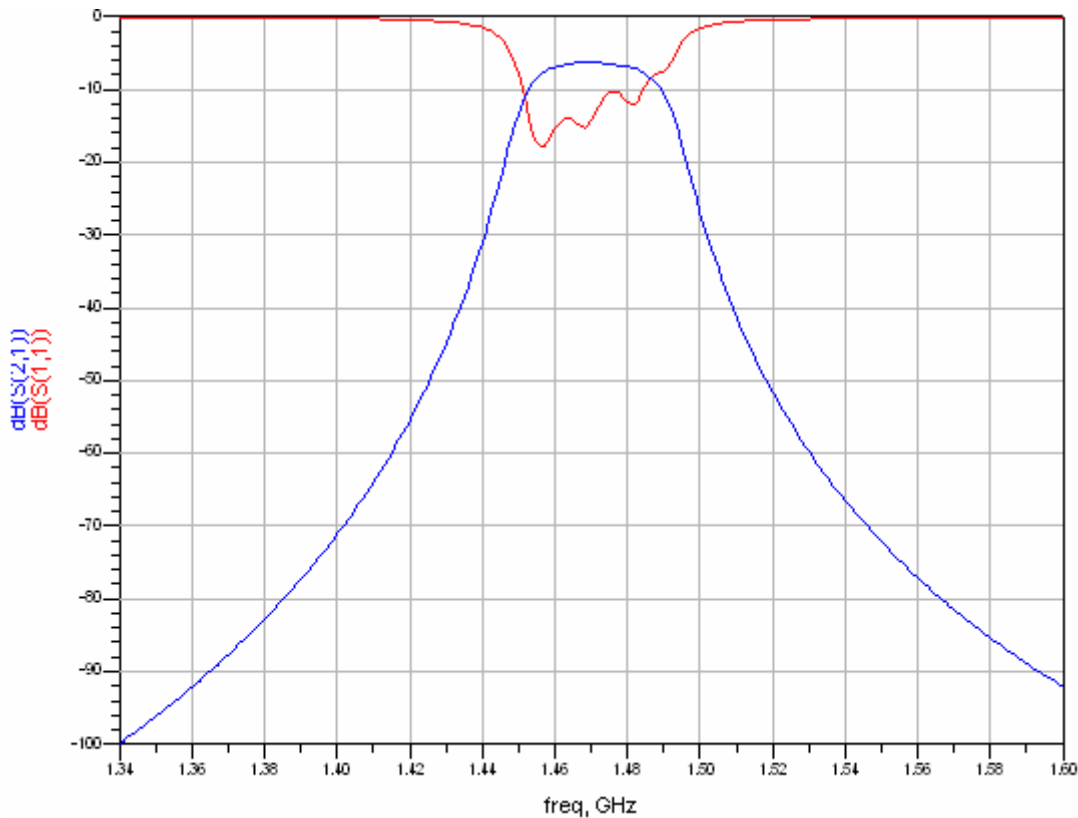


Figura 3.23: Respuesta real de filtro con seis acopladores

La respuesta obtenida sigue manteniendo una forma parecida a la que hemos impuesto pero como vemos el resultado se desvía del esperado. También podemos apreciar que existe una fuerte atenuación en la banda de paso, puesto que como recordaremos nuestra imposición en el diseño inicial fue de 0.5dB mientras que observamos unas pérdidas entorno a 6dB en la banda de paso que son debida a la potencia consumida por la impedancia interna del filtro y a las grandes reflexiones producidas en el filtro que se ven reflejadas en el parámetro S11 que, como vemos, dentro de la banda de paso apenas cae por debajo de los -10dB. En la banda de rechazo cumplimos ampliamente las especificaciones obteniendo unos 40dB de atenuación en el borde de la banda de rechazo. Otro detalle importante en el que debemos fijarnos es en el ancho de banda del filtro puesto que no cumple las especificaciones de diseño.

Podemos apreciar la gran atenuación en la banda de paso del filtro que se mantiene entre los 6 y 8dB en la mayor parte de la banda, lo que supone más del doble de lo deseado. Por otra parte también podemos ver como en los bordes de la banda de paso obtenemos una atenuación en torno a los 12dB. Esta incremento de atenuación en los bordes de la banda de paso es normal y nos ocurrirá siempre y en todos los filtros que diseñemos. Como objetivo nos impondremos que la atenuación en los límites no sea superior a 10dB.

Como vemos, el filtro es claramente mejorable. El motivo de que exista tanta diferencia entre el modelo ideal y el real se debe a que en el modelo ideal se hacen uso de ecuaciones simplificadas y no se tienen en cuenta las características físicas de los elementos que lo componen suponiendo que todos tienen un comportamiento ideal.

El siguiente paso en el diseño será la optimización del filtro detallado anteriormente, para lo que nuevamente haremos uso de las herramientas que nos proporciona el ADS para optimización. Debido a que el sustrato es una imposición tecnológica consideraremos que su modificación es inviable, ya que nos daría lugar a un filtro que no podríamos realizar. Por ello los parámetros que nos quedan son la longitud, anchura y separación de cada uno de los acopladores. La variación de cada uno de estos parámetros produce resultados distintos en la respuesta del filtro. Si bien un cambio en el valor de la longitud de los acopladores nos modifica el valor de la frecuencia central del filtro, un cambio en la anchura y separación de los acopladores nos permite modificar la atenuación y ancho de banda del mismo.

Tras la optimización de la bipuerta llegamos al siguiente diseño:

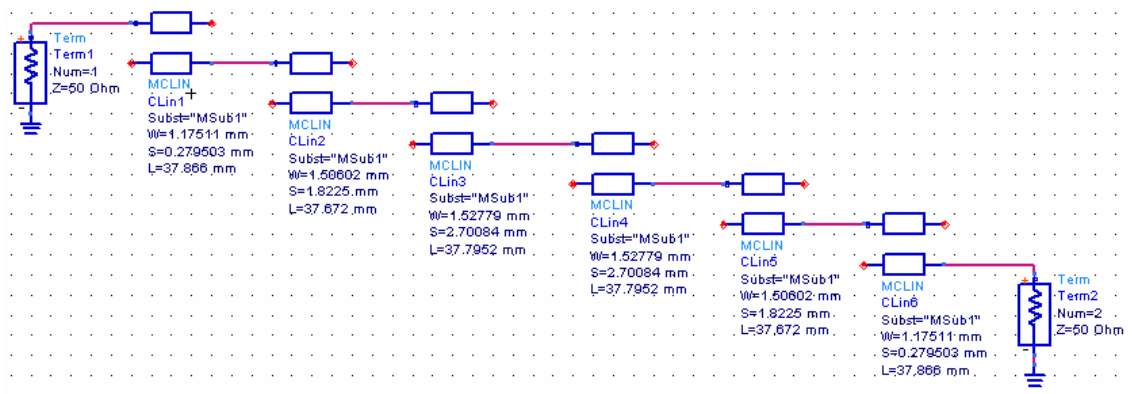


Figura 3.24: Filtro optimizado con acopladores reales y estructura lineal

Los resultados obtenidos con este filtro mejoran en gran medida los obtenidos hasta ahora, aunque sigue teniendo diversas carencias que veremos a continuación. Los resultados obtenidos pueden visualizarse en la siguiente gráfica:

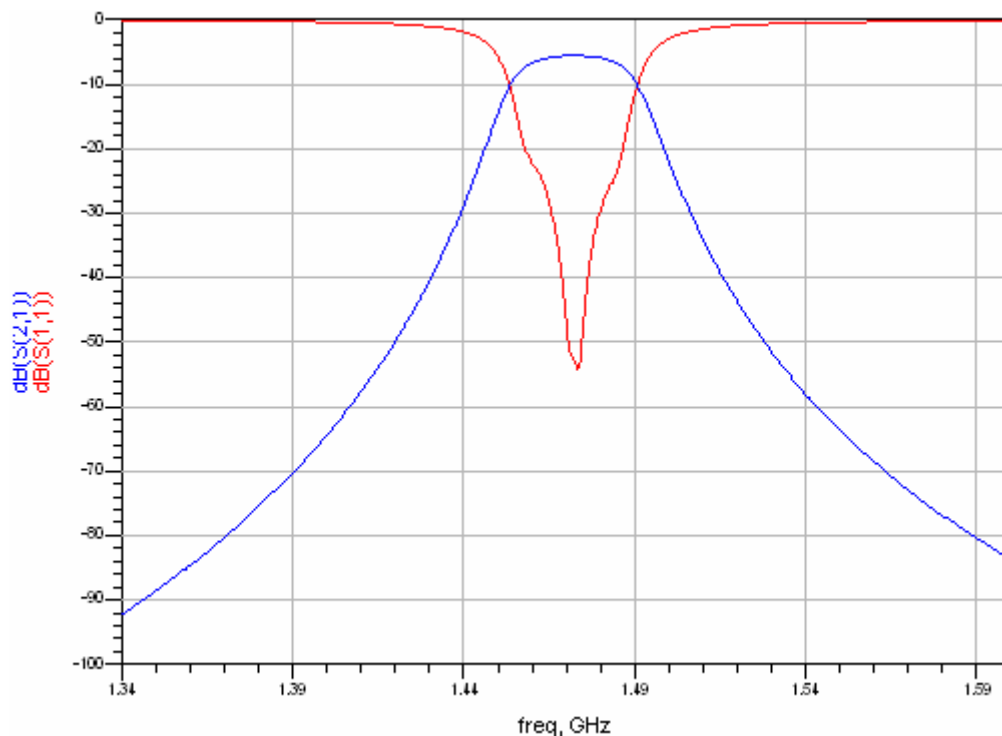


Figura 3.25: Respuesta real de filtro con seis acopladores

A simple vista se puede observar la notable mejoría con respecto al diseño anterior puesto que se ha disminuido en gran medida las pérdidas por retorno en torno a la frecuencia central lo que provoca un incremento de la potencia a la salida del filtro.

Podemos apreciar como el valor máximo de S21 se aproxima a los 5dB frente a los 6dB que teníamos anteriormente. Aunque podemos considerar que este filtro se aproxima bastante a la respuesta deseada, presenta varios inconvenientes que lo descartan como diseño final. Ya podemos adelantar que este filtro no cumplirá con las especificaciones que hemos impuesto. Pero antes de rediseñar el filtro haremos una simulación de mayor precisión que las realizadas hasta ahora.

A continuación procederemos a la creación del *layout* del filtro y ejecutaremos una simulación basada en la *teoría de los momentos*. Para poder realizar esto debemos crear primeramente un *layout* que represente un modelo real de nuestro diseño. Siempre que trabajemos con estructuras que están perfectamente definidas en el esquemático, como puede ser un filtro en tecnología *microstrip* como el que estamos diseñando la realización de este proyecto es muy sencilla. Simplemente debemos dirigirnos al menú *Layout* → *Generate/Update Layout...* Esto lanzará una nueva ventana en la que se generará el *layout* del modelo que hayamos definido. Hecho esto sólo debemos definir el sustrato con el que vamos a trabajar. En principio este debe estar definido en el esquemático con la opción “*MSub*”, pero esto no implica que se utilice en la ventana de *layout*. Si queremos utilizar ese mismo sustrato simplemente deberemos ir a la opción *Momentum* → *Substrate* → *Update From Schematic* del menú. Esto le indicará a *momentum* que utilice el sustrato definido en el esquemático para realizar las simulaciones. Si por cualquier concepto se deseara modificar este sustrato o crear uno nuevo debemos dirigirnos a la ventana *Momentum* → *Substrate* → *Create/Modify...* con lo que nos aparecerá una ventana como la siguiente:

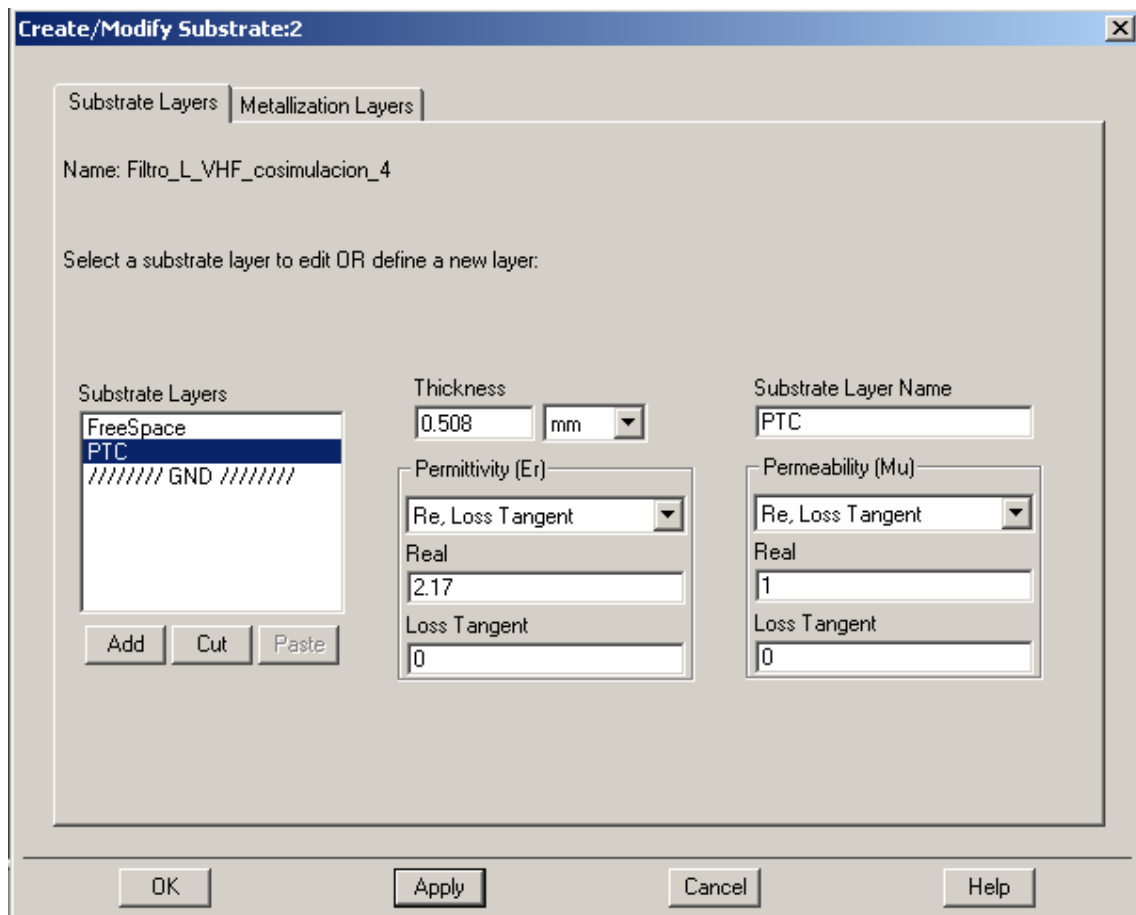


Figura 3.26: Crear y modificar sustrato

La creación de layout que no están perfectamente definidos como cuando hacemos uso de parámetros concentrados entraña algo más de dificultad y será explicado en el capítulo siguiente cuando se explique la cosimulación.

Ya estamos en disposición de realizar una simulación con *momentum*. El cómo se realiza esta simulación también se indica en el capítulo correspondiente a simulaciones y resultados (capítulo 4). Esta simulación nos proporcionará los resultados más próximos a la realidad que podemos conseguir. Simularemos este filtro para observar los cambios que existen entre las respuestas obtenidas y, así realizar las modificaciones oportunas en el diseño inicial del filtro de tal forma que obtengamos la respuesta deseada.

El layout del filtro se representa en la siguiente figura:

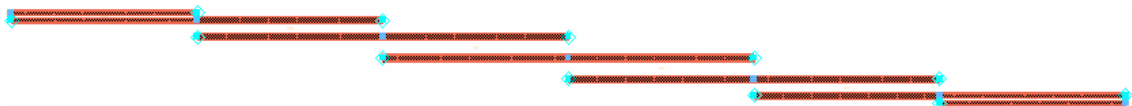


Figura 3.27: Layout de filtro optimizado con acopladores reales y estructura lineal

Podemos ver la estructura del filtro en la que se aprecian los seis acopladores en cascada. Vemos como los seis acopladores presentan características similares siendo diferenciables por su anchura, longitud y separación. Si observamos los acopladores 1 y 6, podremos observar como la separación existente entre las dos pistas de cobre es

mucho menor que la que se aprecian en los otros cuatro acopladores. El problema que se nos puede plantear con separaciones muy pequeñas es a la hora de implementar el filtro. No debemos considerar separaciones y anchuras menores a 0,2mm debido a que la máxima resolución alcanzable con la fresa del laboratorio no proporciona anchuras menores a la indicada. Por tanto siempre que obtengamos dimensiones inferiores a 0,2mm deberemos forzar un valor de, al menos, 0,21mm y mejorar la respuesta utilizando otros parámetros.

También es importante señalar otro detalle que deberemos corregir. Para ello haremos un zoom en la transición de dos acopladores:



Figura 3.28: Discontinuidad entre acopladores

En la figura anterior se puede apreciar como existe una discontinuidad considerable entre ambos acopladores. Esto provoca reflexiones que no aparecen reflejadas en las simulaciones que hemos realizado hasta ahora. Este problema provoca bastante pérdidas y deberemos resolverlo con la inserción de pequeñas tiras microstrip que adapten de forma progresiva ambos acopladores.

La simulación de este esquema proporciona los siguientes resultados:

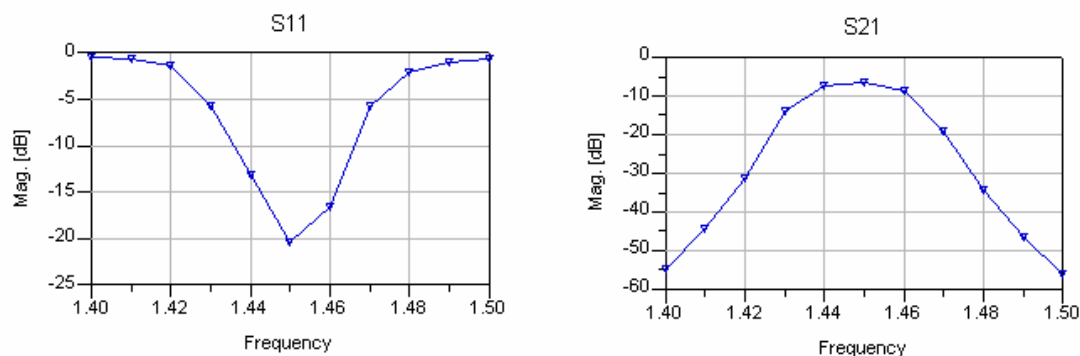


Figura 3.29: Simulación *momentum* de filtro optimizado con acopladores reales

Vemos que la forma de la respuesta del filtro es aproximadamente igual a la obtenida en la figura 3.25. Apreciamos también una disminución en la adaptación en la banda de paso pasando de -55dB a unos -20dB (35dB de diferencia) en el valor mínimo de S11. En cambio el valor de S21 se mantiene en torno a los -5dB en la frecuencia central pero decae rápidamente según nos alejamos de ella, existiendo una pérdida de 10dB en apenas 20MHz.

Si observamos el mínimo de S11 vemos que se encuentra en 1.45GHz, en cambio en la figura 3.25 aparece en 1.472GHz (frecuencia central deseada). Aparece un desplazamiento de 22MHz hacia la izquierda que parece no tener sentido ya que las longitudes de los acopladores permanece constante. Pues bien podemos entender esta diferencia como resultado de las aproximaciones realizadas por las ecuaciones utilizadas

así como del simulador utilizado por el esquemático. Al igual que aparecen diferencias en las atenuaciones es normal que existan desviaciones respecto de la frecuencia central del filtro. Este tipo de variación debemos tenerla en cuenta en el diseño inicial del filtro en el que introduciremos una corrección de +22MHz respecto de la frecuencia central original. Esta corrección no nos asegura que el filtro se vaya a encontrar a la frecuencia deseada tras la realización de una simulación con *momentum*. Ello se debe a que los factores que contribuyen a tal desviación no son factores lineales y, por tanto, poseen un comportamiento difícil de predecir.

Como vemos el filtro diseñado no cumple las especificaciones impuestas por la norma DAB. Esto nos obliga a realizar un nuevo diseño en el que debemos introducir las correcciones necesarias para cumplir las especificaciones. Entre ellas las más destacables son diseñar un filtro desplazado 22MHz, conseguir que el valor de S11 se aproxime a valores de -55dB a la frecuencia central y mantener un valor entorno a -3 o -4dB en S22 en la banda de paso.

3.3.1.1.2 Filtro de microondas de ocho acopladores

El nuevo diseño lo vamos a realizar usando ocho acopladores en cascada. Esto se debe a que, como hemos visto, la utilización de seis acopladores no nos permite satisfacer todas las especificaciones impuestas por la norma. El disponer ocho acopladores en vez de siete es debido a que el hacer uso de órdenes impares no aseguramos impedancias de salidas iguales a 50Ω.

En esta ocasión nos saltaremos el cálculo del filtro ideal ya que presentará una respuesta similar a la detallada anteriormente desplazada 22MHz hacia la derecha. Por tanto partiremos del modelo real y optimizado para alcanzar nuestras especificaciones.

El diseño del que partiremos se detalla a continuación:

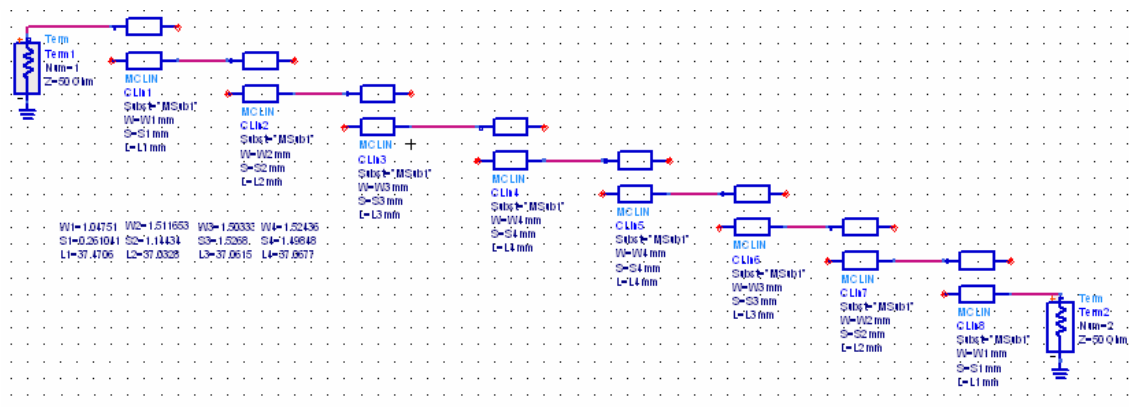


Figura 3.30: Filtro con ocho acopladores reales y estructura lineal

Analicemos el comportamiento que tendrá este filtro. La inclusión de dos nuevos acopladores nos proporciona mayor grado de libertad para cumplir las especificaciones puesto que, además, un aumento del orden nos permite cumplir las especificaciones por exceso. La metodología que utilizaremos a continuación será la de ir diseñando el filtro de forma progresiva comprobando que cumple las especificaciones en cada paso hasta que dispongamos del filtro con todas las líneas de $\lambda/2$ añadidas. Una vez llegados a este

punto realizaremos la optimización de todos los parámetros para conseguir el diseño deseado. Esto lo haremos así porque buscar un filtro óptimo en cada paso no garantiza que en el paso siguiente obtengas un resultado óptimo. Es por ello que iremos realizando las modificaciones necesarias para garantizar las especificaciones en cada paso y en el punto final será cuando realicemos el filtro óptimo.

Para empezar veamos el tipo de respuesta que nos proporciona:

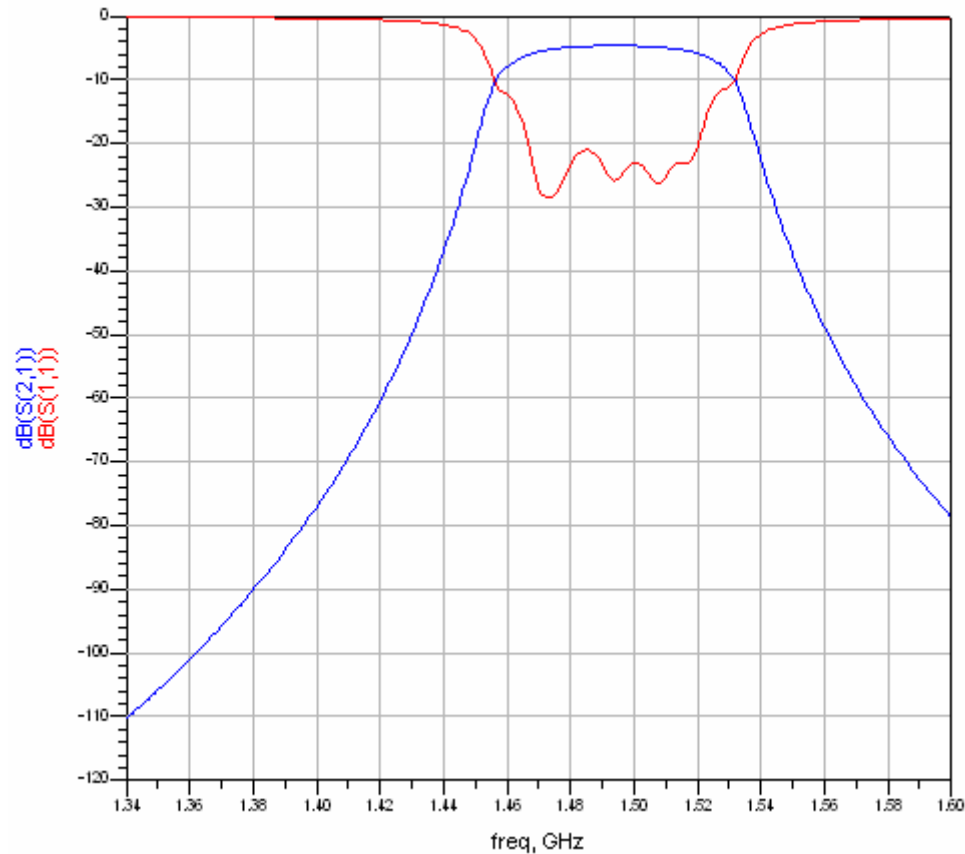


Figura 3.31: Respuesta real de filtro con ocho acopladores

Podemos comprobar que la respuesta del filtro ha mejorado considerablemente ya que tenemos una respuesta prácticamente plana en toda la banda de paso oscilando entre los -4 y -5dB. También se aprecia un aumento en el ancho de banda del filtro que nos permitirá conseguir una buena adaptación en la frecuencia de interés puesto que, aunque perderemos ancho de banda para ganar adaptación; disponemos del suficiente para no tener que preocuparnos.

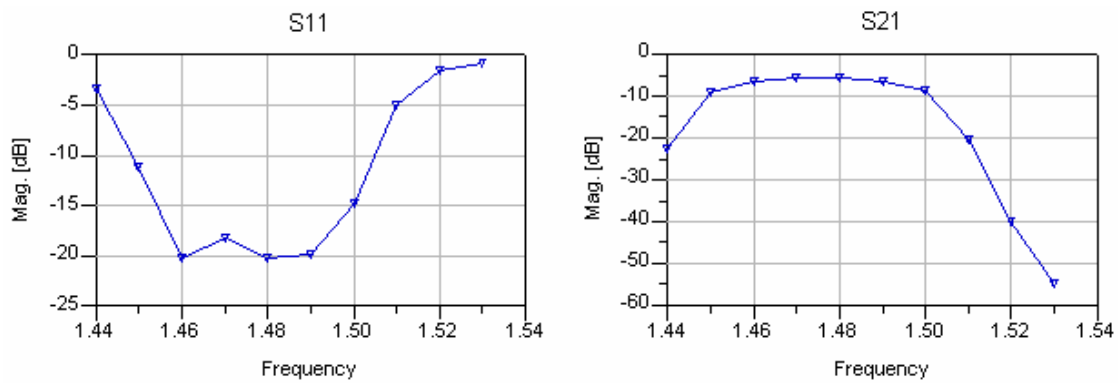


Figura 3.32: Simulación *momentum* de filtro optimizado con ocho acopladores reales

Se puede apreciar como ahora sí la frecuencia central se haya próxima a 1.472MHz. En cuanto al resto de parámetros obtenemos una clara mejoría respecto a los resultados obtenidos hasta ahora ya que satisfacemos las especificaciones de ancho de banda y adaptación sin apenas realizar optimización en el diseño. El siguiente paso es insertar líneas de transmisión de $\lambda/2$ y comprobar el comportamiento del filtro y, a partir de aquí, optimizar su respuesta.

El filtro que se presenta a continuación dispone de las líneas de transmisión acodadas para conseguir un filtro compacto. El esquema presenta la siguiente forma:

Si optimizamos la respuesta de esta estructura obtenemos algo como lo siguiente:

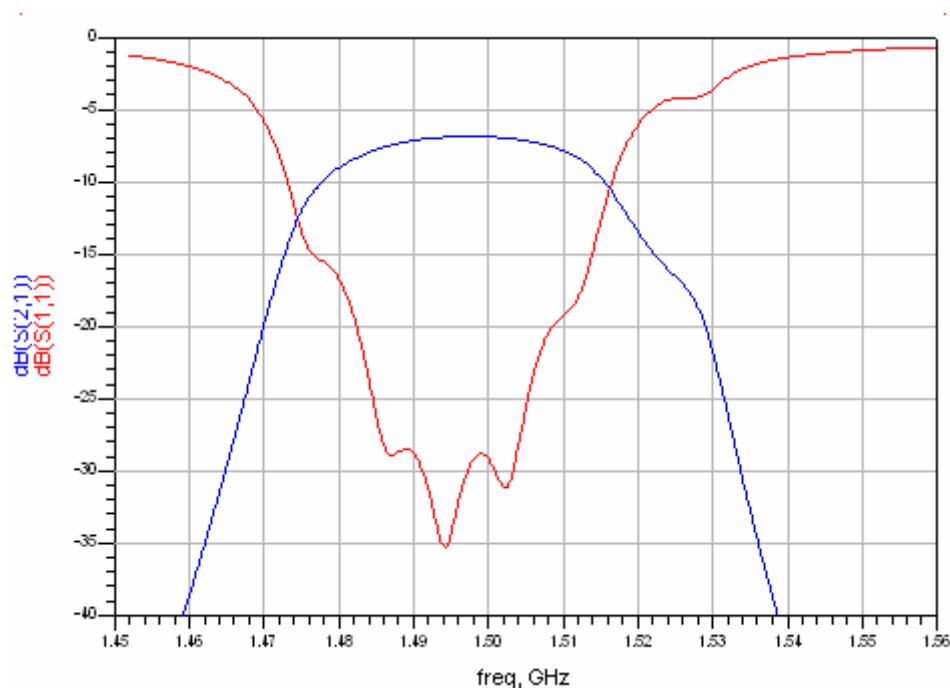


Figura 3.34: Respuesta real de filtro con ocho acopladores compacto

Podemos apreciar como se ha deteriorado la respuesta del filtro con la inserción de las líneas de transmisión. Vemos como la respuesta prácticamente plana en la banda de paso que poseíamos en un principio ha desaparecido y las pérdidas son próximas a los -7dB. Estas son debidas a la escasa adaptación del filtro en la banda de paso ya que hemos pasado de los -55dB aproximadamente a unos -35dB. Si nos fijamos en los límites de la banda de paso vemos que la adaptación cae por debajo de los -10dB.

Este filtro ha sido optimizado al máximo, pero el resultado obtenido se aleja demasiado de lo esperado por lo que podemos rechazar este filtro sin hacer la simulación de *momentum* ya que, como sabemos, la respuesta que obtendremos con esta simulación será todavía peor a la ya obtenida. Si realizáramos la simulación obtendríamos resultados muy alejados a los deseados. El valor mínimo obtenido de S11 refleja un valor que se aproxima a los -15dB, mientras que el valor máximo de S22 se encuentra en torno a los 8dB decayendo rápidamente según nos alejamos de la frecuencia central. Por tanto podemos afirmar que se confirman nuestras suposiciones y el filtro no cumple con las especificaciones impuestas.

3.3.1.1.3 Filtro con resonadores de líneas escalonadas de seis acopladores

Como vemos el filtro no responde a las expectativas esperadas. La causa de ello puede ser un mal diseño del filtro que provoque una respuesta muy lejana de nuestras especificaciones lo que dificulta la optimización. Realmente este problema está descartado ya que si observamos la respuesta inicial del filtro vemos que cumple muy bien las especificaciones impuestas. El problema parece estar provocado por la inserción de las líneas de transmisión de longitud $\lambda/2$. Teóricamente la inclusión de

estas líneas no debería introducir modificaciones en la respuesta de filtro. En la práctica esto no se cumple debido a que no se han tenido en cuenta parámetros de las líneas de transmisión que modifican de forma considerable el comportamiento electromagnético del filtro. Uno de los factores que más parece influir es la impedancia característica de las líneas y las pérdidas producidas en ellas debido a que no son elementos ideales.

De lo dicho anteriormente podemos concluir que el problema proviene de la metodología usada en el diseño del filtro. Alguien podría pensar en resolver el problema introduciendo un mayor número de acopladores en el filtro. Esta solución no es viable porque dificultaría enormemente la integración del filtro y no garantiza solucionar el problema ya que, como hemos visto, con el aumento de dos unidades en el orden del filtro satisfacemos las especificaciones en primera aproximación, pero estas se deterioran a medida que aumentamos la complejidad del filtro.

La solución final que se ha adoptado consiste en un cambio radical de la metodología empleada. Debemos considerar la existencia de las líneas de transmisión desde el principio ya que así consideraremos sus efectos desde el principio. Para ello haremos uso de los filtros explicados en el capítulo 2 de este proyecto. En él se explican los pasos a seguir para la implementación de este tipo de estructuras.

Nuevamente nos plantearemos los objetivos iniciales en los que definíamos las especificaciones a cumplir y exigíamos que las dimensiones del filtro fueran mínimas.

También corregiremos errores conocidos como la desviación introducida en la frecuencia del filtro y los problemas de adaptación y ancho de banda en la banda de paso.

Con todo esto realizamos el diseño del filtro ideal con la siguiente estructura:

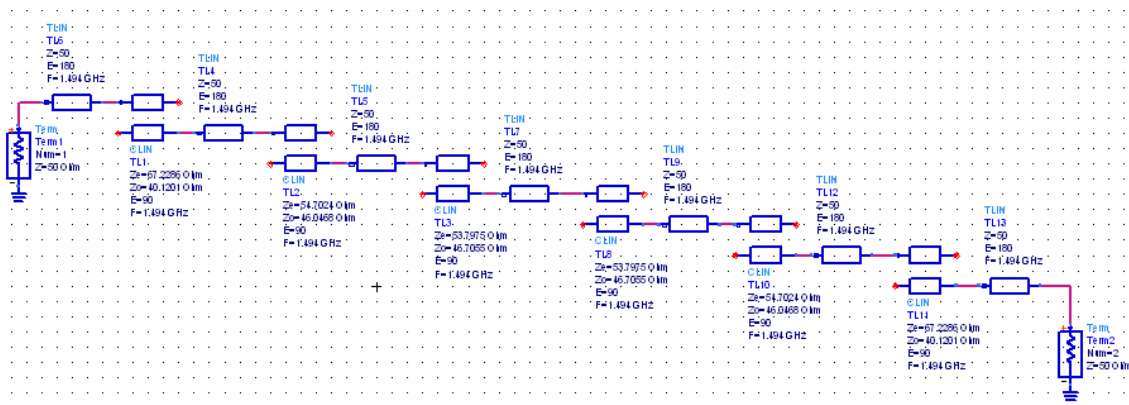


Figura 3.35: Filtro con resonadores de líneas escalonadas ideal con seis acopladores

Podemos apreciar como aparecen intercaladas las líneas de transmisión entre los acopladores.

Un detalle importante en el que debemos fijarnos es que volvemos a realizar un filtro con seis acopladores. Anteriormente vimos como no éramos capaces de satisfacer las especificaciones del filtro usando los seis acopladores por lo que debíamos aumentar a ocho. El motivo de partir nuevamente de seis acopladores se debe a que, si recordamos

los cálculos iniciales que desarrollamos, obtuvimos que el orden necesario para el filtro debiera ser cuatro. Debido a los problemas que presentan los filtros de orden par nos vimos obligados a aumentar el orden en una unidad (seis acopladores). Es decir, un filtro de seis acopladores debe satisfacer por exceso las especificaciones impuestas. Otro motivo radica en que el aumento a ocho acopladores no proporcionó ninguna ventaja adicional. Si bien nos permitió mejorar nuestra respuesta de forma inicial, ésta se fue deteriorando conforme aumentábamos la complejidad del filtro.

Tras la realización de la simulación se observa nuevamente una desadaptación en la frecuencia central debido a un problema de convergencia en el programa de simulación.

Las simulaciones realizadas nos ofrecen una respuesta, aparentemente, igual a la del filtro ideal calculado inicialmente sin proporcionarnos ninguna otra ventaja. La ventaja real que nos ofrece esta estructura no es la respuesta en sí, ya que no nos proporciona grandes ventajas frente al modelo anterior, sino el hecho de que aparece modelado el comportamiento de las líneas de transmisión. La importancia de este hecho se traducirá en el diseño de un filtro con características muy notables.

Para ello realicemos el modelo real del filtro para ver que resultados puede ofrecernos:

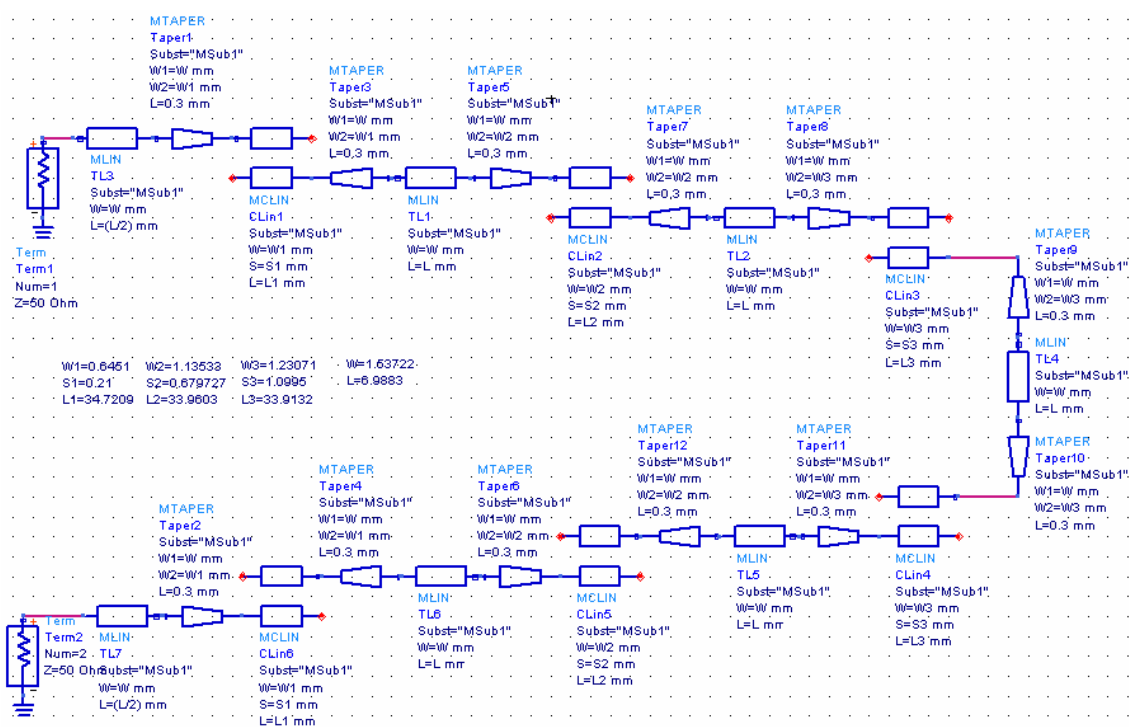


Figura 3.36: Filtro con resonadores de líneas escalonadas real con seis acopladores

Aunque en la figura se puede apreciar el filtro plegado, realmente no lo está. Simplemente es para facilitar su visualización.

Podemos apreciar que se han añadido unos “*tapers*” que permiten adaptar los diferentes anchos de acopladores y líneas de transmisión de forma más progresiva y reducir las reflexiones producidas en las transiciones.

La respuesta que se puede esperar de este filtro debe ser parecida a la del modelo real que presentamos anteriormente ya que la estructura nos recuerda a la ya utilizada en el modelo anterior. Veamos que respuesta nos proporciona este filtro:

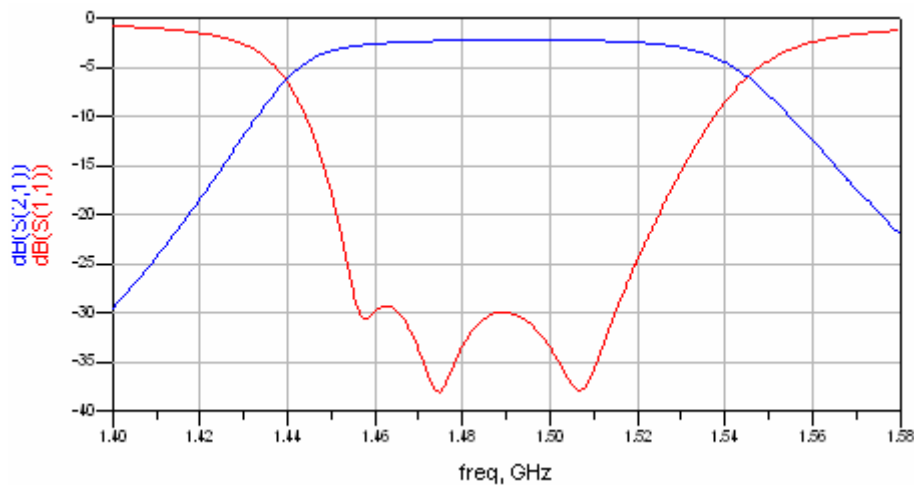


Figura 3.37: Respuesta real de filtro con resonadores de líneas escalonadas de seis acopladores

La respuesta supera con creces nuestras mejores expectativas. Tenemos un ancho de banda de 3dB de unos 100MHz en los cuales podemos apreciar un comportamiento prácticamente plano de S21. Vemos que el valor máximo de S21 es de -2dB en 60Mhz. Recordemos que nuestro objetivo era conseguir unos -3dB en la banda de paso por lo que cumplimos con dicho objetivo. S11 mantiene un valor más que aceptable por debajo de los -30dB. Podemos considerar que la respuesta proporcionada por este filtro es más que notable. Evidentemente la simulación usando el método de los momentos nos reflejará resultados menos esperanzadores, pero a priori podemos considerar que el filtro es perfectamente válido para nuestra aplicación. Veamos los resultados obtenidos utilizando la simulación *momentum* del programa de diseño:

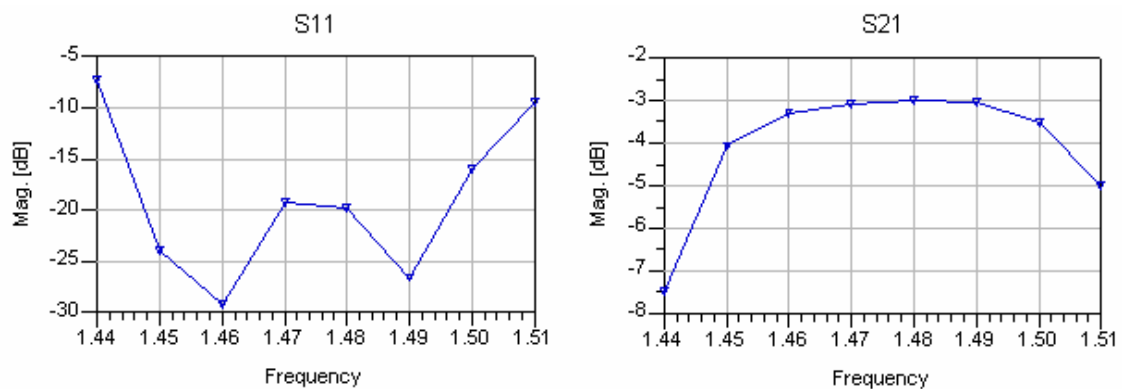


Figura 3.38: Simulación *momentum* de filtro con resonadores de líneas escalonadas de seis acopladores

Las gráficas nos proporcionan un resultado excelente si tenemos en cuenta que el filtro no ha sido optimizado. Podemos apreciar unas pérdidas de 3dB en la banda de paso que cubre perfectamente los límites impuestos. Por otra parte vemos que el valor máximo de S11 en dicha banda no supera los -20dB, un valor más que aceptable si consideramos la precisión que nos ofrece esta simulación.

El siguiente paso será compactar el filtro, optimizar la respuesta y comprobar los resultados finales que obtengamos.

El problema que nos plantea la estructura siguiente está relacionado con las dimensiones que debemos mantener para que no exista acoplamiento entre los distintos acopladores del filtro. Podríamos pensar que la solución es separarlos todo lo posible. Aunque esto es cierto incumpliríamos con una de las especificaciones impuestas en la que exigíamos que el filtro fuera lo más compacto posible. La forma de proceder a la realización de la implementación final será, partiendo de la máxima separación entre acopladores, ir compactándolo poco a poco hasta visualizar alteraciones notables en la respuesta del filtro.

A continuación se presenta el modelo definitivo que vamos a usar para la implementación del filtro de banda L:

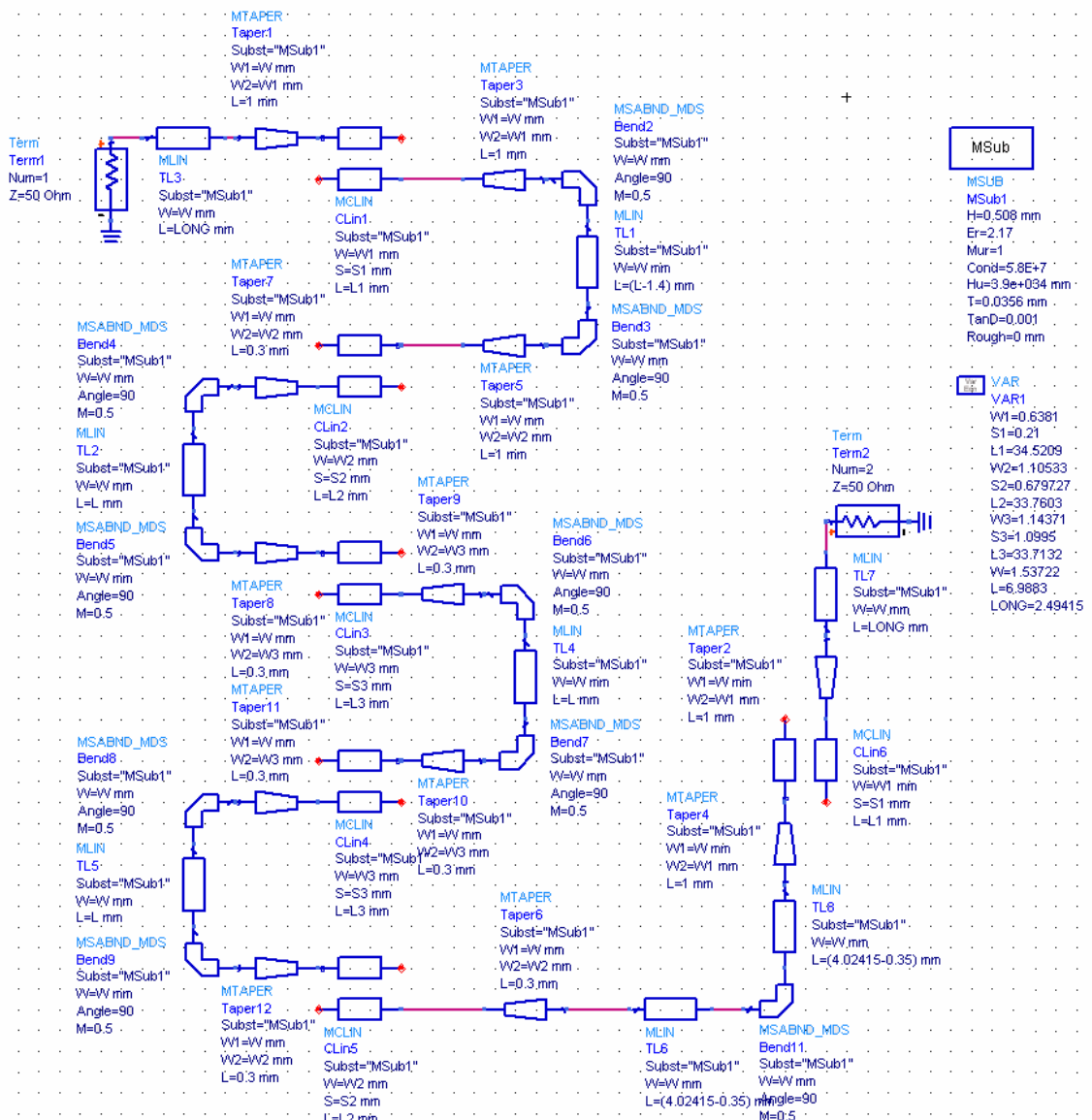


Figura 3.39: Filtro con resonadores de líneas escalonadas optimizado real con seis acopladores compacto

Como vemos se han añadido líneas microstrip acodadas con ángulos de 90° para poder compactar el filtro. Las líneas microstrip que aparecen entre los codos de la estructura nos proporcionan la separación entre los diferentes acopladores. También vemos como aparecen líneas microstrip entre los acopladores y los codos de microondas que pueden parecer suprimibles. Estas líneas se han colocado para proporcionar la longitud total que calculamos de forma ideal. Si las elimináramos obtendríamos líneas de transmisión de longitudes inferiores a $\lambda/2$ que empeorarían la respuesta del filtro.

La figura 3.40 presenta los resultados de la simulación realizada con *momentum* del filtro anterior:

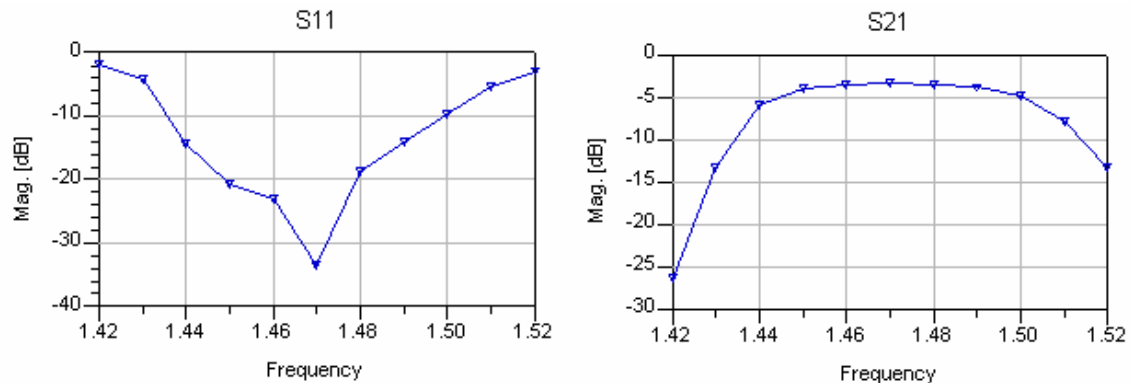


Figura 3.40: Simulación *momentum* de filtro con resonadores de líneas escalonadas optimizado de seis acopladores

Observando las gráficas descritas vemos como obtenemos el ancho de banda deseado entre 1,452GHz y 1,492GHz. El comportamiento del parámetro S21 es excelente ya que se mantiene constante en toda la banda de paso sin caer por debajo de los -3dB. El parámetros S11 posee un máximo de adaptación en la frecuencia central y manteniéndose por debajo de los -15dB en toda la banda de paso. Presenta una asimetría considerable en torno a la frecuencia de paso pero que no resulta preocupante debido a que en todo momento se mantienen las reflexiones dentro de un rango aceptable.

Podemos concluir que el filtro presenta un comportamiento excelente y su respuesta se aproxima enormemente a nuestras mejores expectativas. En cuanto a las dimensiones del filtro obtenemos 44,3x44,39mm lo que nos proporciona un filtro muy integrable con unas prestaciones excelentes. En definitiva podemos afirmar que el filtro obtenido es completamente válido para nuestra aplicación y cumple con todas las expectativas de forma holgada.

Para finalizar incluyo el layout del filtro:

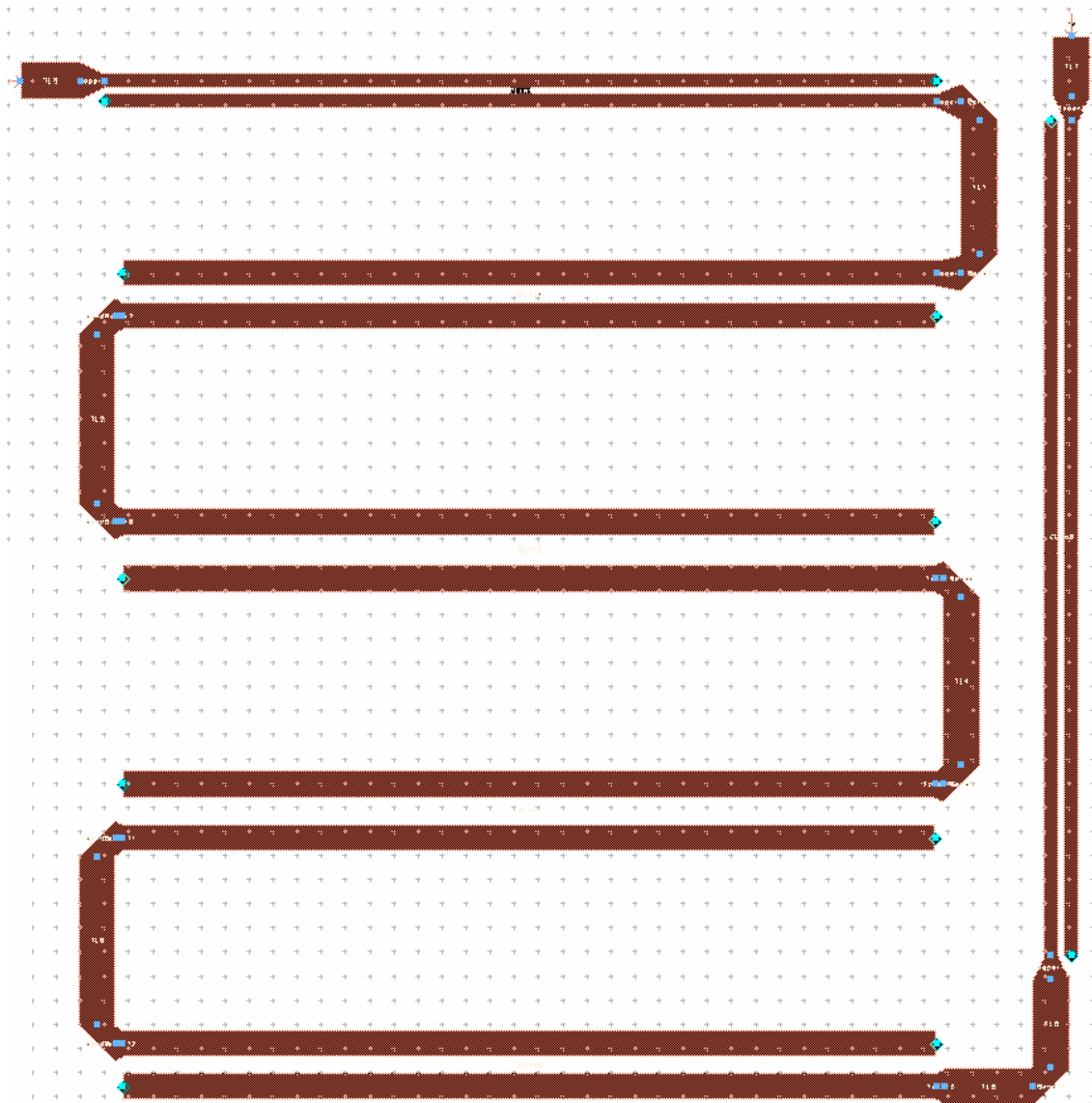


Figura 3.41: Layout de filtro con resonadores de líneas escalonadas optimizado de seis acopladores compacto

3.3.1.2 Filtro en banda VHF

Una vez realizado el filtro de microondas en la banda L procederemos al diseño del filtro de VHF. Para ello haremos uso de todos los conocimientos adquiridos hasta ahora. Intentaremos implementar un filtro de acopladores de dimensiones reducidas que satisfaga las siguientes especificaciones:

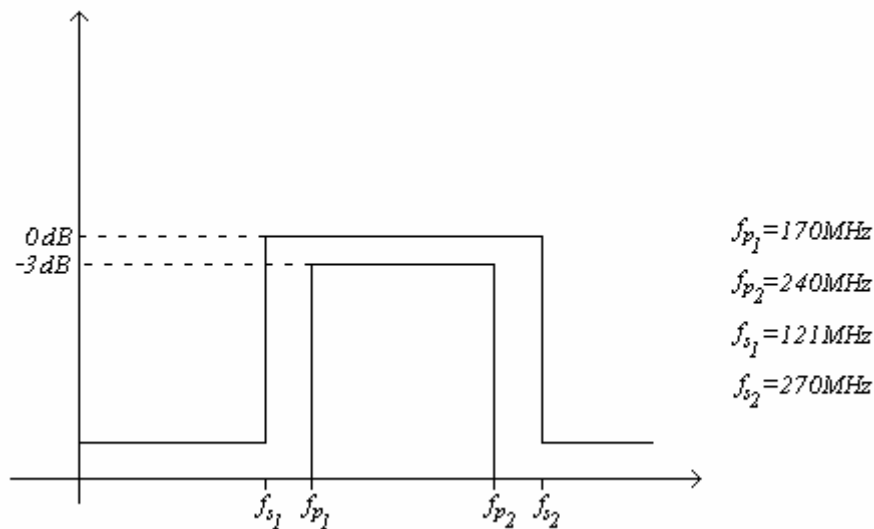


Figura 3.42: Máscara del filtro VHF

Como vemos las especificaciones impuestas son semejantes a las del filtro implementando anteriormente. En esta ocasión tenemos un ancho de banda de 70MHz entre los 170MHz y los 240MHz. Las bandas de rechazo las hemos tomado de tal manera que rechace las bandas situadas a ambos lados de nuestra banda de interés.

Debido a las similitudes que ofrece este filtro con el diseñado anteriormente procederemos a usar las mismas técnicas de diseño que hasta ahora. Por ello vamos a intentar de implementar un filtro Chebyshev de orden 6. Debido a los problemas que presentan los filtros de orden par tomaremos orden 7. Como vemos se nos presenta el primer problema de implementación ya que el orden requerido nos impone la utilización de, al menos, ocho acopladores lo que nos da una idea del tamaño que tendrá el diseño.

3.3.1.2.1 Filtro con resonadores de líneas escalonadas de ocho acopladores

El filtro del que hemos partido posee las siguientes impedancias características:

	Zoe	Zoo
Acoplador 1	120.9182	41.7530
Acoplador 2	113.9315	40.2937
Acoplador 3	97.7317	37.9759
Acoplador 4	95.6157	37.8050
Acoplador 5	95.6157	37.8050
Acoplador 6	97.7317	37.9759
Acoplador 7	113.9315	40.2937
Acoplador 8	120.9182	41.7530

Tabla 3.1: Impedancias características del filtro ideal

El diseño que se propone a continuación es un filtro ideal optimizado. Se ha partido del filtro descrito por las impedancias anteriores y se ha optimizado hasta alcanzar una

respuesta equilibrada entre ancho de banda y atenuación. El filtro se detalla a continuación:

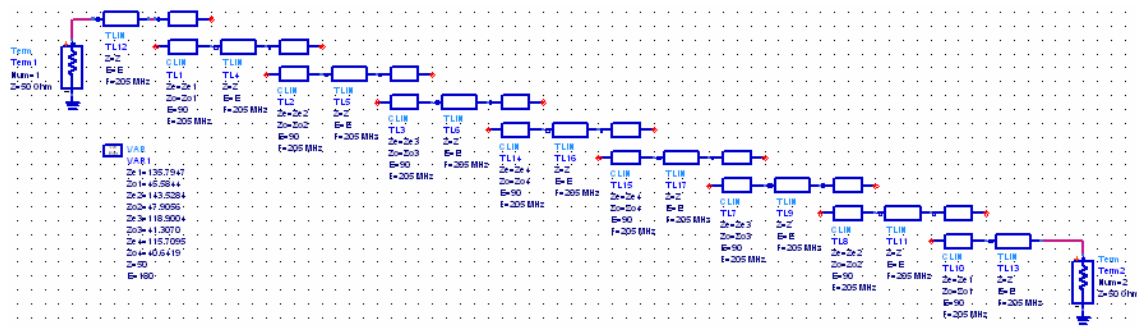


Figura 3.43: Filtro con resonadores de líneas escalonadas optimizado ideal de ocho acopladores

Como se puede apreciar hemos partido directamente del modelo que finalmente utilizamos para la implementación del filtro de microondas ya que nos ofreció unos resultados excelentes. El primer problema que se nos va plantear en el diseño de este filtro se debe en gran medida a la complejidad de la estructura que como hemos dicho consta de ocho acopladores. Esto que en principio puede parecer una ventaja frente al uso de un número inferior de ellos no lo es tanto porque el uso de tantos grados de libertad complica las optimizaciones que vayamos a realizar.

Para empezar veamos la respuesta de este filtro:

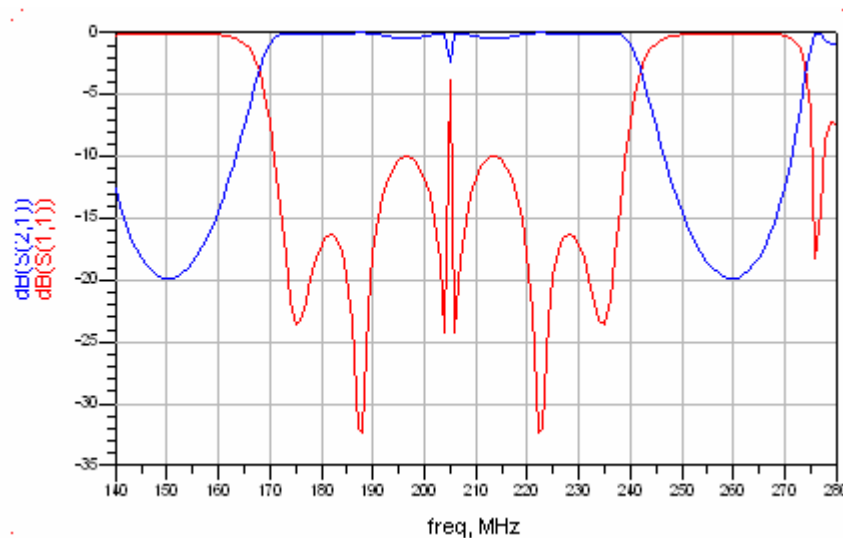


Figura 3.44: Respuesta real de filtro con resonadores de líneas escalonadas optimizado de ocho acopladores

Vemos nuevamente una desadaptación en la frecuencia central que, como ya sabemos, no resulta relevante. En primera aproximación vemos como el filtro se encuentra centrado en 205Mhz como deseábamos. La banda de paso comprende desde los 170MHz a los 240MHz. La adaptación en la banda de paso debería mostrar una respuesta más plana y una mejor adaptación en torno a la frecuencia central porque se aprecia una caída de -1dB en las proximidades de esta frecuencia debido a alguna desadaptación importante que provoca grandes pérdidas por retorno. Vemos igualmente que la caída en la banda de rechazo apenas roza los -20dB. Sería deseable una respuesta

mejor en las proximidades de la banda de paso. Vemos que esto se debe a la periodicidad del filtro. La siguiente banda de paso se encuentra muy próxima a la de interés lo que provoca que la caída en la banda de rechazo esté limitada y no pueda ser muy abrupta.

Aunque hemos visto ciertas limitaciones en la respuesta ideal del filtro vamos a proceder a realizar la implementación del mismo para comprobar los resultados que obtenemos.

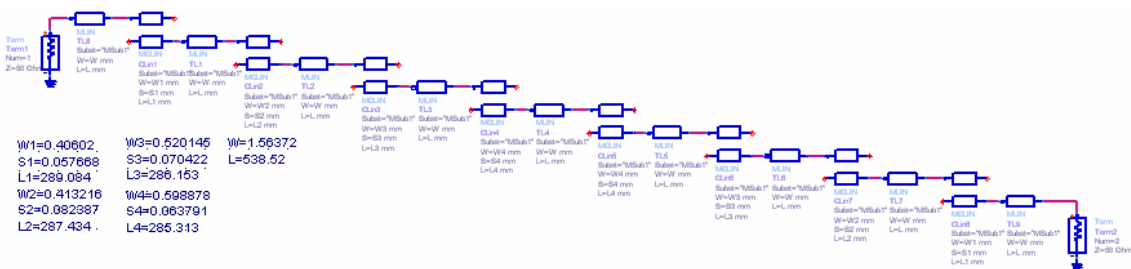


Figura 3.45: Filtro con resonadores de líneas escalonadas real de ocho acopladores

Lo primero que nos llama la atención del filtro son sus dimensiones. Observemos la separación existente entre las líneas microstrip del primer acoplador. Como vemos la separación requerida es de 0.057668mm. Como comentamos anteriormente tenemos una limitación tecnológica debida a la fresa de la máquina que realiza las placas de circuito impreso y se debe a que el cortante tiene un espesor de 0,2mm lo cual impide la fabricación de placas con mayor resolución. Este problema en realidad podría tener solución si forzamos a que estas dimensiones sean de al menos 0,21mm y compensamos las desviaciones provocadas en la respuesta de filtro optimizando otros parámetros como la anchura de los acopladores.

Pero el principal problema que nos plantea esta estructura son las longitudes que presentan cada uno de los acopladores y las líneas de transmisión que los unen. Como vemos las longitudes de los acopladores rondan los 285mm que por el número de acopladores tendríamos 2,280m, a lo que habría que añadir las longitudes de las líneas de transmisión que son nueve por 538,52mm, lo que hace un total de 7,12668m. Evidentemente este filtro es irrealizable ya que es prácticamente imposible compactar un filtro de siete metros.

Por tanto hemos de descartar este filtro de forma inmediata, ya que aunque cumpliera todos los requisitos en cuanto a respuesta se refiere, incumple uno de gran importancia como es la capacidad de integración del filtro.

Este filtro requiere otro tipo de implementación ya que la solución que describimos en el filtro de microondas no aporta una solución válida para la banda L. La solución más inmediata que se nos podía ocurrir pasa por el diseño de un filtro de parámetros concentrados. El problema que presenta esta tecnología se debe a las grandes diferencias existentes entre modelos de simulación y modelos reales debidos a pequeños cambios en los valores exactos de las inductancias y capacidades bien sea a tolerancias o problemas derivados de los encapsulados. Por todo ello es recomendable intentar buscar una solución que nos permita evitar el uso de parámetros concentrados.

3.3.1.2.2 Filtro compacto de ocho acopladores

La solución por la que optamos consiste en crear un filtro con acopladores sin introducir líneas de transmisión de $\lambda/2$. Para compactar el filtro intentaremos acodar los acopladores en si mismos hasta conseguir el diseño deseado. Con esta solución somos capaces de eliminar los cinco metros introducidos por las líneas de transmisión, lo que nos reduce de forma significativa las dimensiones finales del filtro.

Nos saltaremos la realización del modelo ideal del filtro ya que posee una forma parecida a la anterior. Lo que si haremos será dar los valores de las impedancias características de modo par e impar del filtro:

	Zoe	Zoo
Acoplador 1	93.6569	37.6787
Acoplador 2	75.1876	38.3687
Acoplador 3	69.4024	39.5245
Acoplador 4	68.6303	39.7249
Acoplador 5	68.6303	39.7249
Acoplador 6	69.4024	39.5245
Acoplador 7	75.1876	38.3687
Acoplador 8	93.6569	37.6787

Tabla 3.2: Impedancias características del filtro ideal

Si realizamos el modelo real del filtro obtendremos lo siguiente:

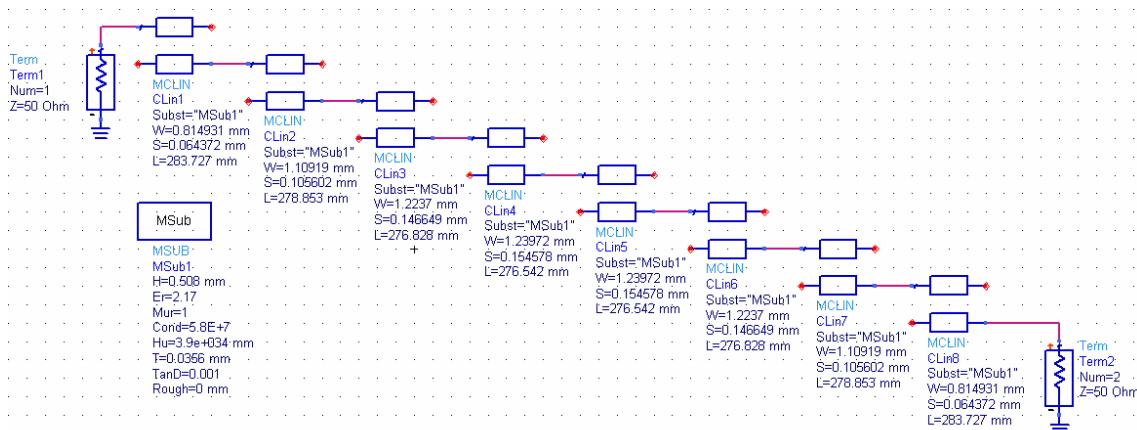


Figura 3.46: Filtro con ocho acopladores reales y estructura lineal

Este filtro nos presenta los mismos problemas en cuanto a resolución se refiere que el filtro diseñado anteriormente. Antes de comprobar el comportamiento que presenta este filtro creo más recomendable eliminar los problemas presentes y optimizar la respuesta para lograr reducir los errores producidos por el cambio. Si realizamos esto llegamos a al siguiente modelo:

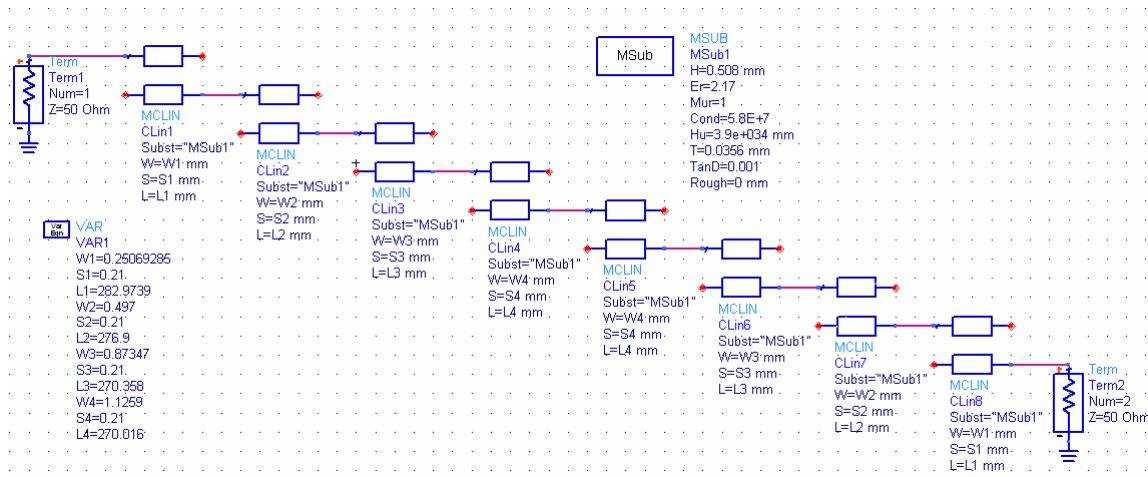


Figura 3.47: Filtro optimizado con ocho acopladores reales y estructura lineal

Como vemos hemos forzado a que la separación entre los acopladores sea de 0,21mm. Esto nos obliga a variar los valores de las anchuras de los acopladores por encima de los 0,2mm siempre ya que, en caso contrario, se nos presentaría el mismo problema que intentamos resolver. Por otro lado vemos que la longitud del filtro ronda los 2,12m, mucho más que pequeño que los más de 7m que poseía el filtro anterior. De todas formas las dimensiones siguen siendo demasiado elevadas por lo que va a resultar complicado realizar una estructura integrable.

Ahora estamos en disposición de observar la respuesta ofrecida por el filtro:

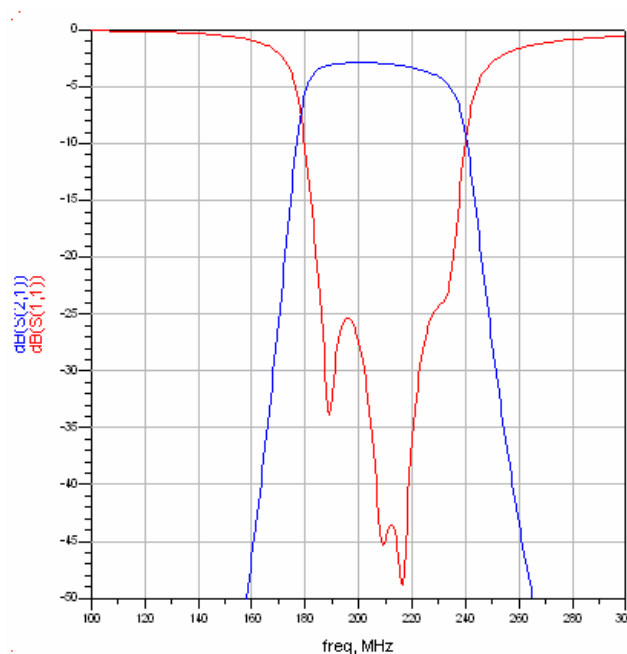


Figura 3.48: Respuesta real de filtro optimizado de ocho acopladores

Vemos como la respuesta se mantiene dentro de unos márgenes más que aceptables. El parámetro S11 alcanza los -25dB en prácticamente todo el ancho de banda y un mínimo de -47dB a la frecuencia central lo que nos indica la existencia de una buena adaptación en la banda de paso. Esto se traduce en que el parámetro S21 toma un valor máximo de -4dB en torno a la frecuencia intermedia y decae hasta los -5dB en los límites de la banda de paso ofreciendo un comportamiento muy plano en toda la banda.

La forma de proceder a partir de ahora será la de ir acodando los acopladores hasta alcanzar el diseño deseado. Esto lo podríamos hacer de dos formas: utilizando codos de 90° como en el diseño anterior o usando líneas de transmisión circulares.

El uso de codos permitiría facilitar la construcción del nuevo modelo pero tiene dos problemas. El primero se debe a que los codos no son simétricos. Debido a que ahora debemos intentar mantener el acoplamiento existente esto nos presenta un gran inconveniente y habría que modelarlo como una discontinuidad en la que el acoplador presenta un diferente comportamiento electromagnético. Para ver esto debemos fijarnos en la figura 3.49:

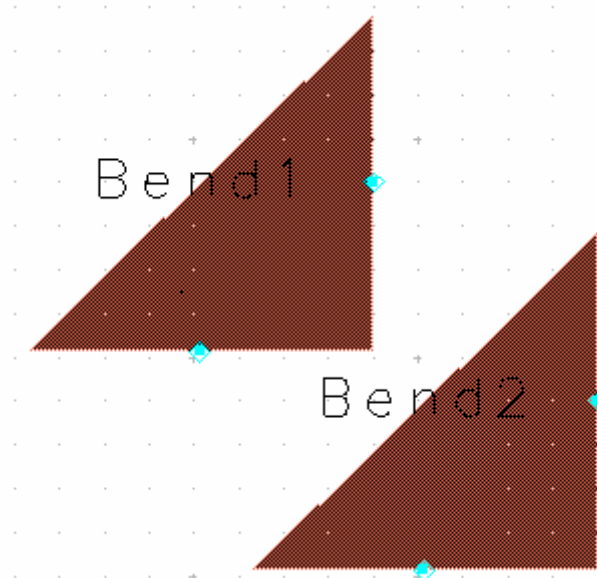


Figura 3.49: Líneas de transmisión acodadas de 90°

Se observa la existencia de una fuerte asimetría como ya hemos comentado. Por otra parte la utilización de estos “codos” nos permite crear estructuras rectangulares que no nos interesan para nuestro proyecto, ya que, por regla general suelen ofrecer unas dimensiones mayores a las estructuras circulares.

Por todo ello haremos uso de estructuras curvas mediante el uso de líneas circulares. Cabe pensar que la inserción de acopladores curvos modificará la solución obtenida por acopladores lineales. Esto se debe a que el comportamiento no es el mismo. Como no tenemos forma de obtener un modelo matemático del mismo lo que haremos será reducir en todo lo posible los efectos de estos acopladores. La mejor forma de hacer esto será introducir dos giros en dos sentidos diferentes en cada uno de los acopladores. En principio los efectos cometidos por uno de los acopladores se verían anulados por el simétrico.

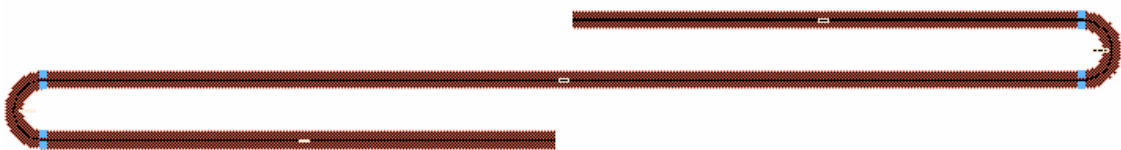


Figura 3.50: Filtro con acopladores curvos

Finalmente será esta la estructura que implementemos.

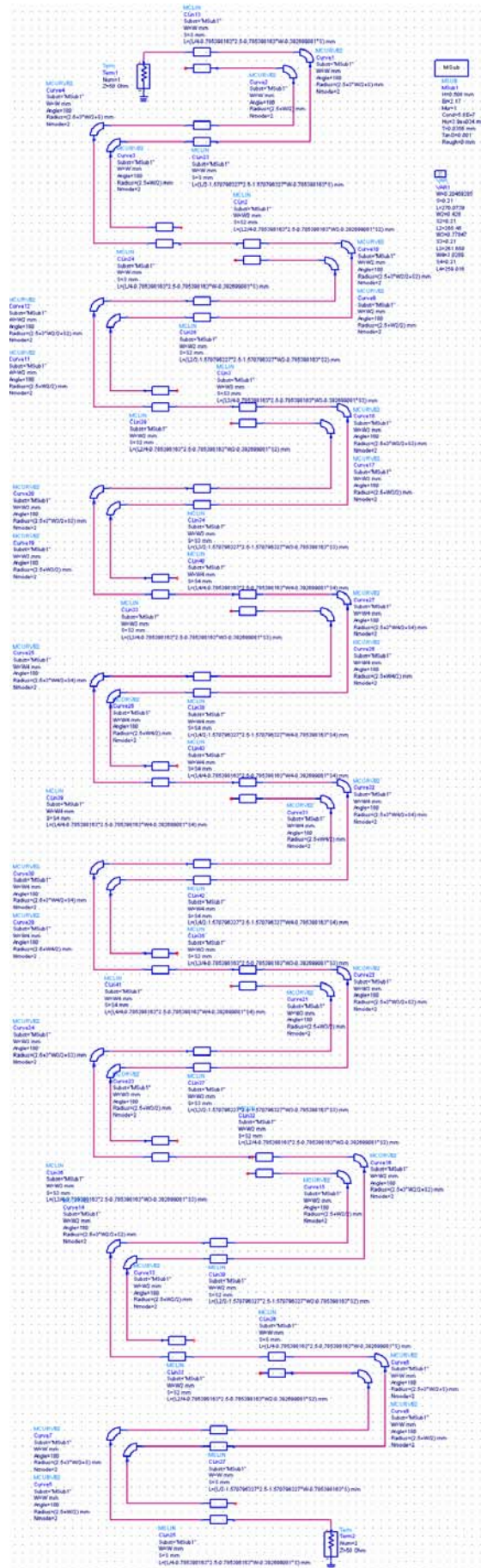


Figura 3.51: Filtro optimizado con ocho acopladores reales compacto

Podemos apreciar la gran complejidad del filtro diseñado. Ello se debe a la enorme dificultad que conlleva compactar un filtro de estas dimensiones. Antes de proseguir realizaremos una simulación del filtro usando el simulador momentum de ADS.

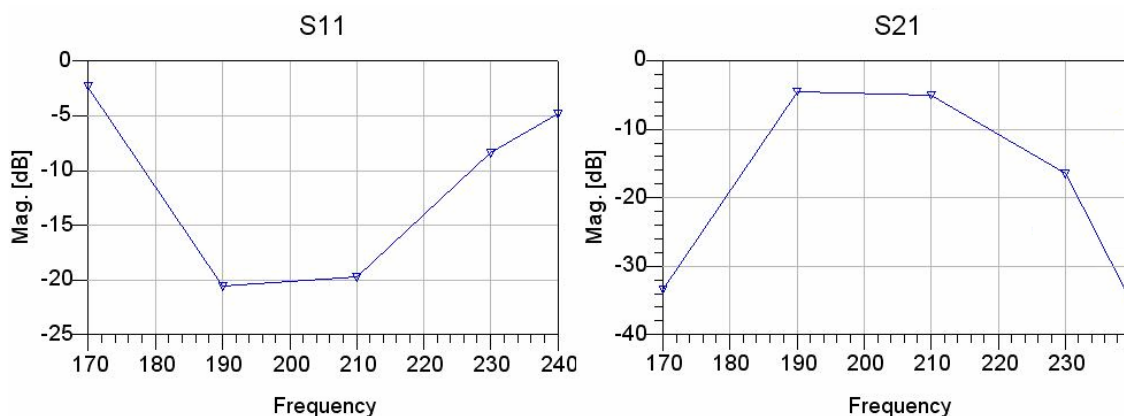


Figura 3.52: Simulación *momentum* de filtro optimizado con ocho acopladores

El filtro presenta una atenuación en el parámetro de S21 de 30dB en los bordes de la banda de paso. En torno a la frecuencia central se observa una atenuación de -4dB. Este valor está muy próximo a nuestro valor ideal pero la fuerte atenuación producida en los bordes de la banda de paso no nos permite cumplir las especificaciones impuestas por la norma. Si observamos las dimensiones del filtro vemos que obtenemos un filtro con 110x140mm. Estas dimensiones son muy buenas si tenemos en cuenta las dimensiones iniciales del filtro. Aún así se consideran demasiado elevadas para el diseño que deseamos realizar.

En definitiva vemos que el filtro presenta una respuesta claramente desfavorable que podría ser mejorada con el aumento del orden del filtro y realizando las optimizaciones oportunas. El problema es que un aumento de orden conlleva un incremento significativo en las dimensiones finales del filtro por lo que esta solución no debe ser considerada. Si nos fijamos en los anchos y separaciones de los acopladores vemos como estamos trabajando con valores muy próximos a nuestro límite de 0,2mm. Esto dificultará la implementación del filtro ya que las líneas de transmisión que forman el filtro son excesivamente delgadas.

Con todo esto podemos considerar que esta solución es inviable y no debe considerarse debido a los problemas que nos plantea en cuanto a dimensiones se refiere.

Como hemos visto los diseños de filtros de microondas a frecuencias tan bajas conllevan la realización de filtros excesivamente grandes y difíciles de implementar. Queda, por tanto, descartado el uso de estos tipos de filtros y a partir de ahora nos centraremos en el desarrollo de un filtro de parámetros concentrados.

3.3.1.2.3 Filtro de parámetros concentrados

La metodología que vamos a seguir para la realización de este filtro presenta grandes similitudes con la seguida hasta ahora. Procederemos al diseño de un filtro ideal en el que definiremos los valores de las inductancias y capacidades. A continuación

procederemos al diseño de un filtro real que se aproxime lo más posible al filtro ideal y por último realizaremos el layout.

El circuito que buscamos es una estructura en escalera compuesta de resonadores series y paralelos que permitan filtrar las frecuencias de interés. Evidentemente el orden de este filtro debe ser al menos de 6.

Anteriormente hemos visto como el aumento del orden nos permite obtener mayor grado de libertad para ajustar la respuesta final del filtro.

El principal problema de este diseño serán las dimensiones del mismo ya que los encapsulados de las bobinas y condensadores son demasiado voluminosos. Esto nos indica que deberíamos utilizar el menor orden posible. Sin embargo, anteriormente hemos visto como el aumento del orden nos permite obtener mayor grado de libertad para ajustar la respuesta final del filtro. Cuando trabajamos con filtros de microondas realizábamos modificaciones milimétricas en las dimensiones de los mismos por lo que podríamos considerar que poseíamos bobinas y condensadores de infinitos valores. En cambio ahora trabajamos con parámetros concentrados. Los fabricantes no pueden crear inductancias de valores infinitos por lo que se limitan a fabricar valores típicos que cubran grandes rangos. Es decir, no podremos ajustar los valores de las inductancias y capacidades reales a los valores ideales. Esto nos introducirá una gran desviación en la respuesta. Por otro lado debemos considerar los errores debidos al encapsulado y a las tolerancias.

Todo esto nos impone, al menos a priori, utilizar un orden mayor al estrictamente necesario. Como hemos explicado no podemos hacer uso de un orden muy elevado para no obtener un filtro de grandes proporciones. Por todo ello vamos a diseñar un filtro de orden 7, comprobaremos los resultados y actuaremos en consecuencia.

Si realizamos la síntesis del circuito necesario llegamos a la siguiente estructura:

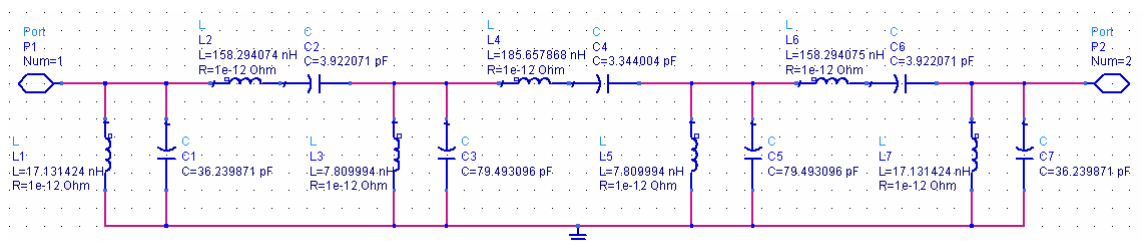


Figura 3.53: Filtro ideal con parámetros concentrados

Este filtro cumple perfectamente nuestras imposiciones mostrando una respuesta perfectamente plana en S21 y una adaptación muy buena que permite que el parámetro S11 decaiga por debajo de -25dB en toda la banda de paso.

A continuación se muestra el filtro real que implementa el diseño anterior. La selección de las inductancias y capacidades que se muestran han sido muy exhaustivas para reducir en todo lo posible los errores de bulto introducidos por elevadas tolerancias y respuestas indeseables en las frecuencias de trabajo. Se han buscado tolerancias por debajo del 1%, evidentemente conseguir esto para todos los valores es imposible por lo que existen parámetros de hasta el 5% de tolerancia.

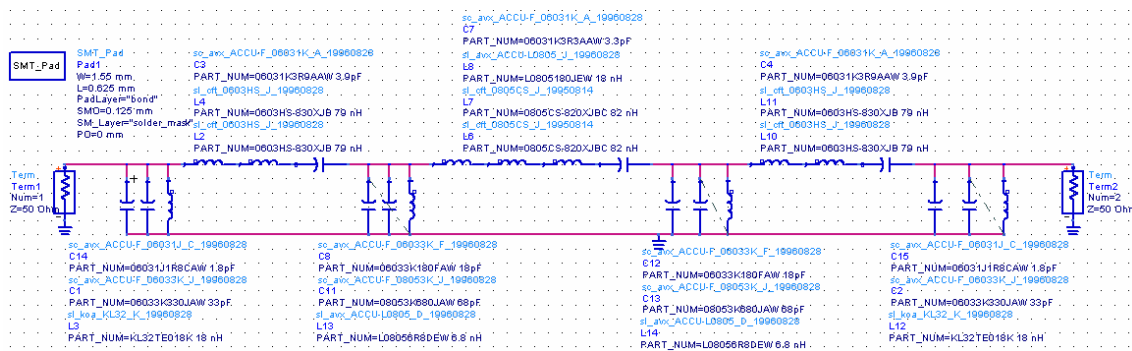


Figura 3.54: Filtro real con parámetros concentrados

Como vemos el número de bobinas y condensadores se ha incrementado. Esto se debe a que no existen bobinas y condensadores reales con los valores deseados por lo que se ha intentado aproximar lo máximo posible utilizando combinaciones serie y paralelo. Todos los condensadores utilizados son de AVX [21]. Mientras que para las bobinas se ha hecho uso de productos de ACT y KOA, aunque para una realización real se pensaron en productos de la expresa SMD [20] por facilidad en la adquisición.

Una herramienta importantes que necesitamos usar aparece en el esquemático de la figura 3.54. Se trata del *SMT_Pad*. Esta herramienta es necesaria para la creación del layout del esquemático. Los modelos reales de la librería de ADS incluyen los encapsulados pero es necesario definir el tipo de tecnología que vamos a usar. Con *SMT_Pad* definimos las dimensiones que deben tener. La anchura (W) nos marca la impedancia característica que deseamos (1.55mm se corresponde con 50Ω) mientras que la longitud marca la longitud de las patillas necesarias para la soldadura. Generalmente utilizaremos 0.625mm.

El siguiente paso será realizar el layout del esquemático. Este paso no es trivial como hasta ahora. Cuando nosotros describimos en un esquemático un filtro de microondas como los utilizados hasta ahora, definimos todos los parámetros que describen el sistema por lo que el programa es capaz de realizar el layout de forma automática. En cambio en este caso sólo hemos definido las inductancias y capacidades por lo que será necesario realizar el layout de forma manual.

Para ello debemos dirigirnos a *Layout* → *Place Components From Schem To Layout*. Esto nos abrirá una ventana de layout y nos marcará en rojo los componentes del esquemático que podemos trasladar al layout. Nosotros sólo vamos a trasladar las bobinas y condensadores ya que las tierras y puertos no son estrictamente necesarios. Dentro de la ventana del layout tendremos todos los encapsulados del esquemático una vez los hayamos arrastrados. Los distribuiremos según queramos el diseño final y procederemos a la unión mediante pistas de cobre.

Para la realización del layout debemos tener en cuenta ciertas reglas que nos permitirán obtener un buen resultado. Debemos intentar que la longitud de las líneas de transmisión sea mucho más pequeña que la longitud de onda. En el caso que estamos considerando este valor no es crítico ya que la longitud de onda de trabajo es de 1,46m. Lo importante es dejar espacio suficiente para poder realizar la soldadura de los elementos. Como criterio diremos que debemos tomar, como mínimo, una separación entre encapsulados igual al doble del ancho de las patillas a soldar.

Dicho esto veamos el resultado:

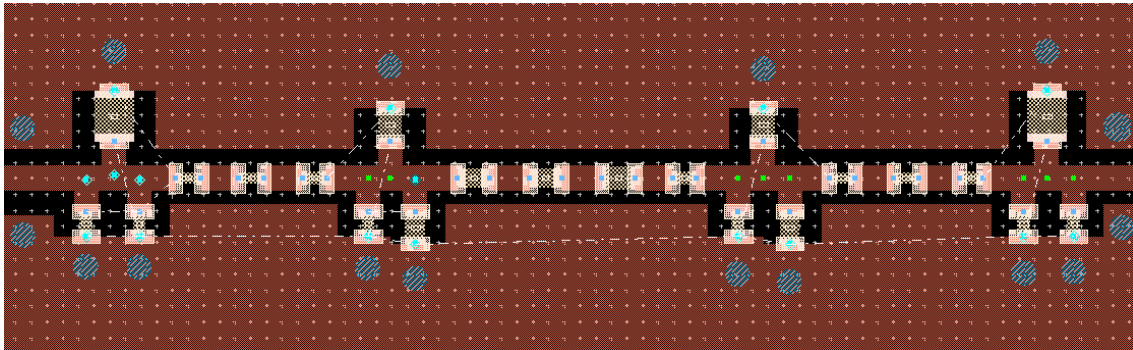


Figura 3.55: Layout del filtro real con parámetros concentrados

En la figura 3.55 se puede apreciar el resultado final del layout. Los encapsulados situados en la parte superior se corresponden con las bobinas en paralelo mientras que todos los inferiores hacen referencia a los condensadores. Este tipo de estructuras permite una implementación ordenada y estructura a la vez que permite realizar circuitos más compactos.

Como vemos se han colocado dos grandes pistas a ambos lados del filtro que están conectadas a tierra a través de unos taladros representados por círculos azules. Estas pistas permiten disponer a lo largo de todo el circuito un punto de tierra donde conectar los diferentes elementos a la vez que aísla el circuito de otras zonas de la placa de circuito impreso.

Por otro lado notar como se han dispuesto puntos de tierra próximos a los encapsulados y en la entrada y salida del filtro. Esto se debe a que no todos los puntos de las pistas dispuestas a tierra estarán al mismo valor de tensión. Por tanto lo que debemos asegurar que al menos si lo estén en los puntos más críticos del circuito como son los indicados.

Un detalle importante es que los *vía hole* (puntos conectados a tierra) poseen un radio de 0.4mm y que para poder realizar este tipo de taladros y simularlos en ADS debemos editar el sustrato mediante la herramienta *Momentum* → *Substrate* → *Create/Modify*. En ella haremos la siguiente configuración:

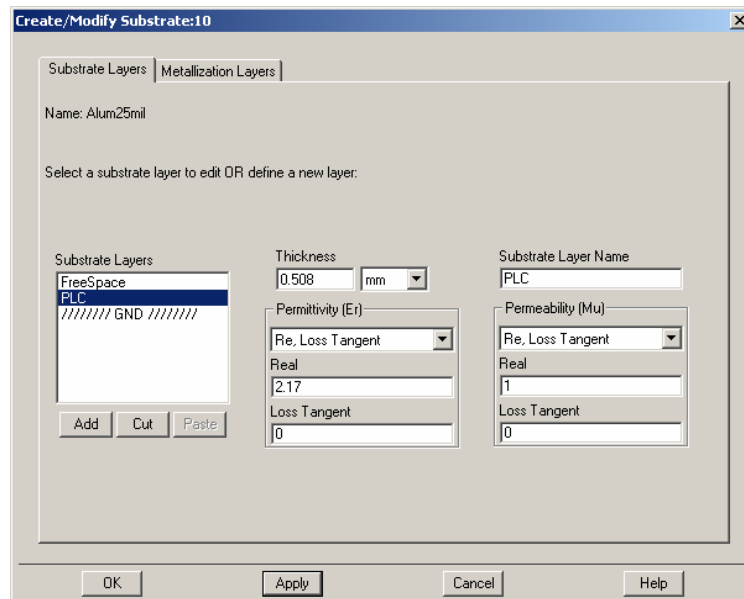


Figura 3.56: Ventana de configuración del sustrato

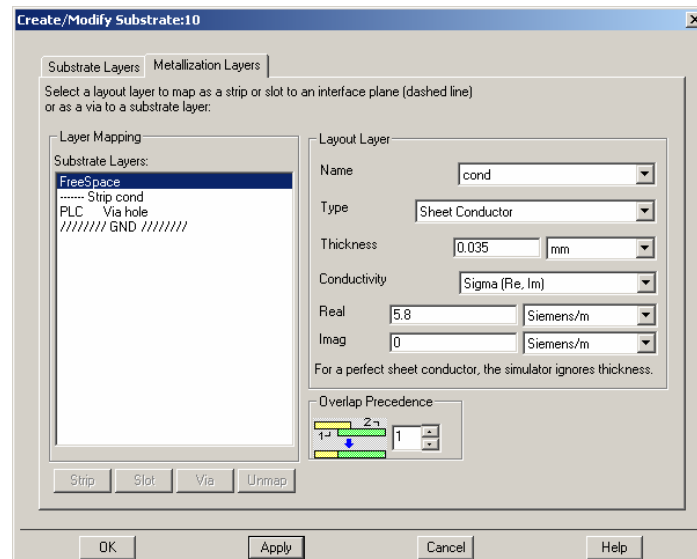


Figura 3.57: Ventana de configuración del sustrato

Una vez realizadas estas modificaciones es aconsejable guardar el sustrato mediante *Momentum* → *Substrate* → *Save*.

Hecho esto hemos terminado nuestro layout. La duda que se nos plantea es si la respuesta obtenida con esta configuración no variará respecto a la obtenida sin las líneas de transmisión. Evidentemente cabe esperar una ligera desviación en los resultados pero debemos comprobar la magnitud de ellos.

Para comprobar el error introducido por las líneas de transmisión vamos a hacer uso de una herramienta que nos proporciona el ADS denominada cosimulación. Esta herramienta nos permite crear un objeto que podremos utilizar en el esquemático a partir de un layout cualquiera. El simulador calculará la matriz de parámetros S del layout a través de la herramienta *momentum* y la valorará junto con las matrices de parámetros S de las bobinas y capacidades. Con el resultado dibujará una gráfica que se aproximará mejor a la realidad.

Lo primero que debemos hacer será eliminar todos los encapsulados que aparecen en el layout y colocaremos puertos en su lugar. De esta forma podremos decirle al esquemático donde van a ir colocadas las distintas bobinas y capacidades. Una forma ordenada de hacerlo será reservar los puertos 1 y 2 para la entrada y salida respectivamente, y el resto de puertos los colocaremos en el interior de la estructura procurando que vayan correlativos y que los puertos de cada encapsulado vayan numerados de forma ordenada (puerto N y puerto N+1).

Es muy importante que los puertos sean definidos en la capa conductora para lo cual nos debemos asegurar que cuando los vayamos a añadir el indicador de capas se halle en “v,s, cond”. Por último forzaremos a que todos los puertos (incluyendo el de entrada y el de salida) sean *Internal*, lo cual se puede realizar en *Momentum* → *Port Editor*...

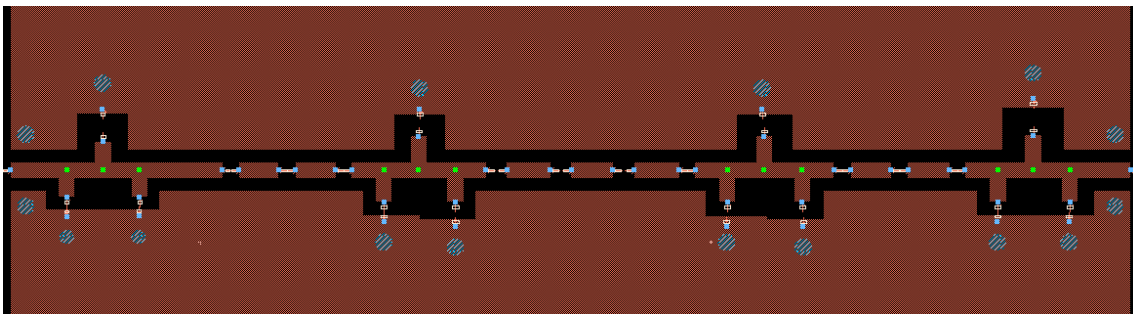


Figura 3.58: Imagen del layout con todos los puertos internos

La figura 3.58 muestra el layout sin los encapsulados y en los que aparecen indicados todos los puertos.

Para generar el objeto que posteriormente usaremos en el esquemático debemos ir a *Momentum* → *Component* → *Create/Update*. Se nos abrirá una ventana en la que simplemente nos aseguraremos que el modelo que va a utilizar ADS para realizar la simulación sea *Momentum MW* ya que ofrece unos resultados más precisos a cambio de mayor tiempo de proceso. Aunque esta ventana nos permite elegir los parámetros de simulación estos no serán necesarios introducirlos en este punto ya que una vez obtengamos el esquemático podemos usar las herramientas que éste nos ofrece.

El objeto que hemos creado se encuentra disponible en las librerías personales con el nombre que le hayamos dado anteriormente para guardarlo. Para usarlo pulsaremos sobre él y lo llevaremos hasta una ventana del esquemático. Sólo falta colocar las inductancias y capacidades donde antes estaban sus correspondientes encapsulados.

El resultado aparece en la figura 3.59.

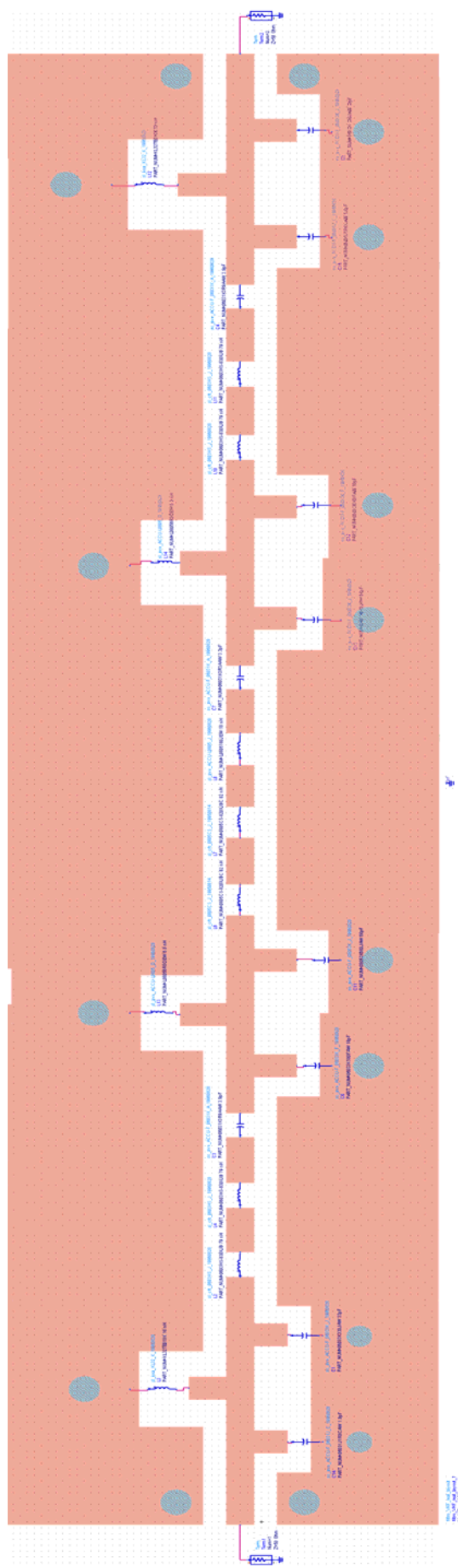


Figura 3.59: Esquemático diseñado para cosimulación

El modelo que crea el programa aparece un puerto que no hemos creado de forma manual:

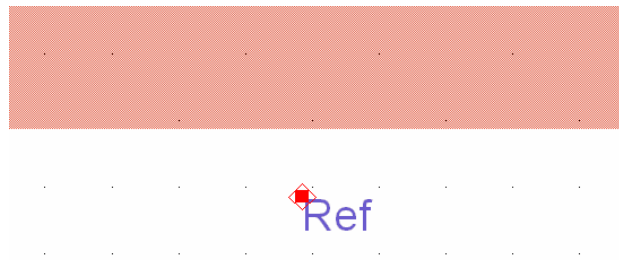


Figura 3.60: Ampliación del punto de referencia del esquemático

Este puerto debemos ponerlo a tierra para que así el ADS posea una referencia con la que trabajar.

Ya nos encontramos en disposición de realizar nuestras simulaciones y optimizar la respuesta hasta alcanzar un resultado satisfactorio.

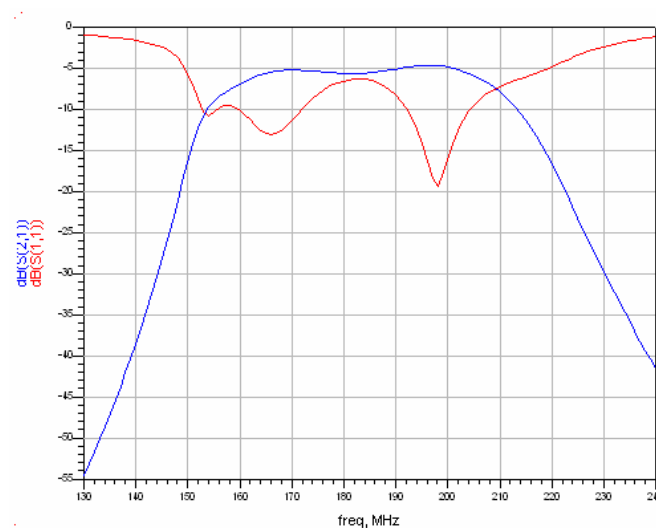


Figura 3.61: Respuesta de la cosimulación

Lo primero que se observa es una respuesta deficiente. Se pueden apreciar unas pérdidas a la salida de 5dB en toda la banda de paso debido en gran medida a la desadaptación reflejada en el parámetro S11 que apenas cae de los -10dB. Para mejorar estos dos parámetros podemos ir probando distintos valores de las bobinas y condensadores y ver cuales son los que más afectan a la respuesta final del filtro.

Si nos fijamos en la frecuencia del filtro observamos que se encuentra alrededor de 180MHz (muy alejado de los 205MHz). Esto nos lleva a calcular un nuevo filtro centrado en 225MHz (205MHz + 20MHz). Vamos a intentar realizar un filtro de orden 7 con las mismas características que las tomadas hasta ahora para poder utilizar el layout descrito anteriormente.

Si calculamos el filtro necesario para cumplir las nuevas especificaciones obtendremos la siguiente estructura:

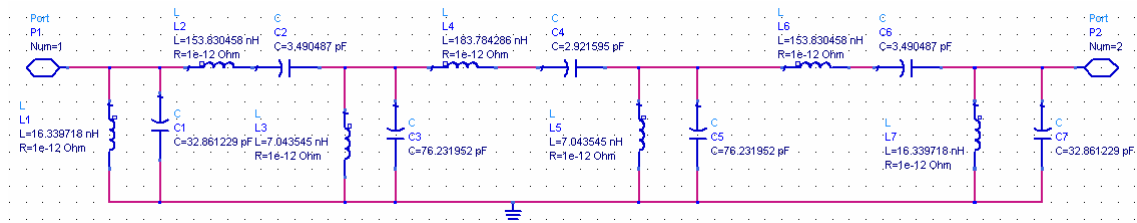


Figura 3.62: Filtro ideal con parámetros concentrados

Como vemos los valores son muy diferentes a los que obtuvimos anteriormente. El siguiente paso será calcular el filtro real.

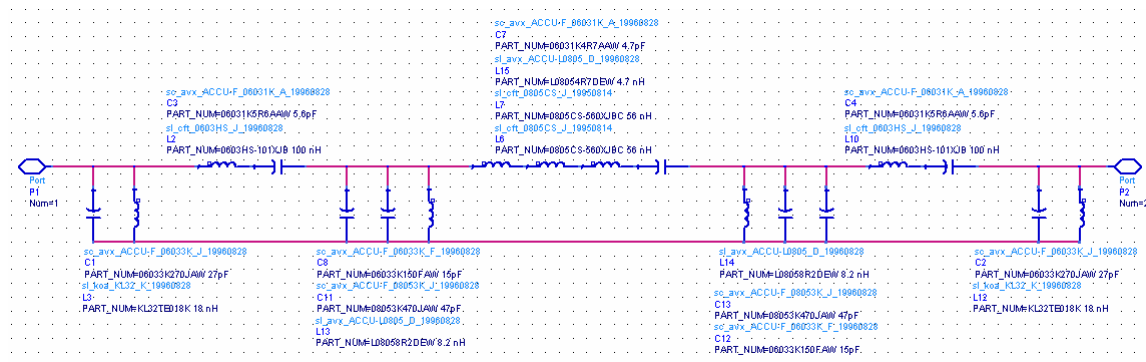


Figura 3.63: Filtro real con parámetros concentrados

Se puede apreciar como los valores de las capacidades e inductancias reales no coinciden con los valores ideales y ni siquiera se aproxima en algunos casos. Esto se debe a que el filtro real representado ha sido optimizado para corregir los errores introducidos por los efectos de las tolerancias y encapsulados.

En este segundo diseño el número de condensadores se ha reducido. Esto nos ofrece la ventaja de proporcionarnos un filtro más reducido pero, por el contrario, no nos permite usar el layout que habíamos diseñado anteriormente. Por tanto debemos usar un nuevo diseño.

En este caso nos saltaremos la realización completa del layout puesto que ha sido descrita paso a paso en el diseño anterior. Por tanto el modelo que se representa en la figura 3.64 se corresponde con el diseño final utilizado en el esquemático.

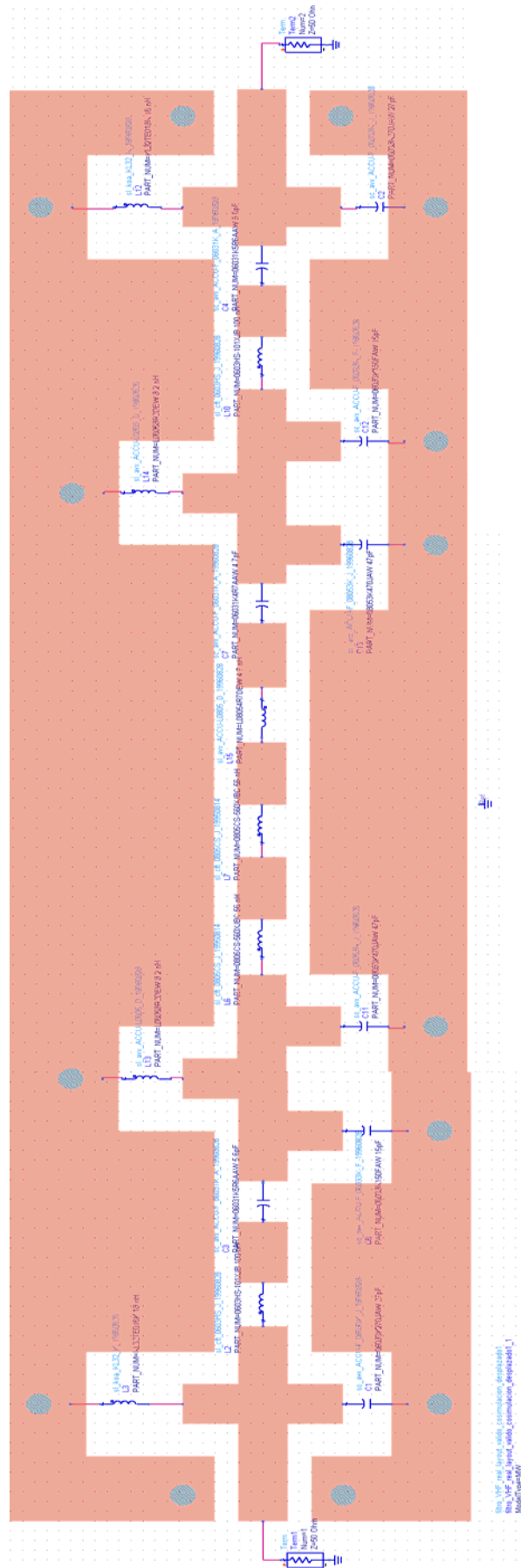


Figura 3.64: Esquemático diseñado para cosimulación

Este diseño presenta una estructura mucho más compacta que el anterior lo que repercutirá en un menor tamaño del diseño final. Veamos la respuesta ofrecida por este filtro:

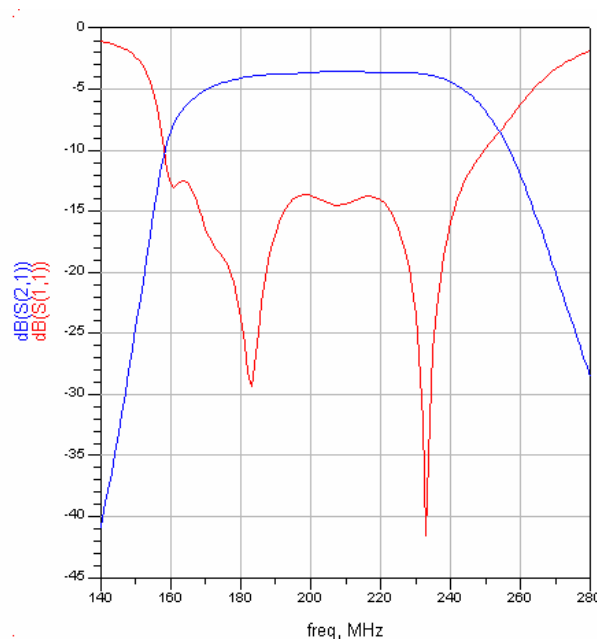


Figura 3.65: Respuesta de la cosimulación

Se puede observar como se ha corregido la desviación en frecuencia y el filtro se encuentra centrado en los 205MHz requeridos. En cuanto a las atenuaciones, el filtro muestra una respuesta más que aceptable, no siendo comparable a la del filtro en banda L pero ofreciendo una respuesta bastante aceptable. Podemos apreciar como el parámetro S22 se encuentra entre -3 y -5dB en toda la banda de paso, mientras que el parámetro S11 no consigue bajar de los -15dB en el centro de la banda de interés.

Aunque parezca que el filtro puede ser claramente mejorable esto no es del todo cierto. Debemos tener en cuenta que utilizamos un rango de valores discretos que impiden realizar un ajuste preciso de los parámetros del filtro. Podríamos pensar en cambiar los fabricantes utilizados en el diseño del filtro y comprobar si mejoran la respuesta. Esto que parece sencillo realmente puede resultar muy complicado debido a que cada fabricante diseña unas capacidades e inductancias de distintos valores y que no tienen porque coincidir con los del resto de fabricantes, por lo que puede resultar que debamos realizar un nuevo layout que tendrá un comportamiento diferente a los descritos en esta memoria y que repercuten negativamente en la respuesta del filtro.

Este filtro cumple con las expectativas requeridas por lo que haremos uso de este filtro en el diseño final del diplexor.

3.3.2 Divisor de potencia

Por último debemos diseñar el divisor de potencia que nos permita proporcionar la señal a los filtros diseñados. En principio podríamos pensar en usar cualquiera de los divisores de potencias existentes y conocidos por todos, pero como ya se explicó en el capítulo 2 este tipo de dispositivos están preparados para trabajar a una única frecuencia por lo que no resultan válidos para nuestra aplicación.

3.3.2.1 Unión T

Para poder comparar los resultados obtenidos con el diplexor finalmente escogido, vamos a realizar un análisis de un divisor de potencia clásico: la unión en T.

Este tipo de elementos poseen el siguiente aspecto:

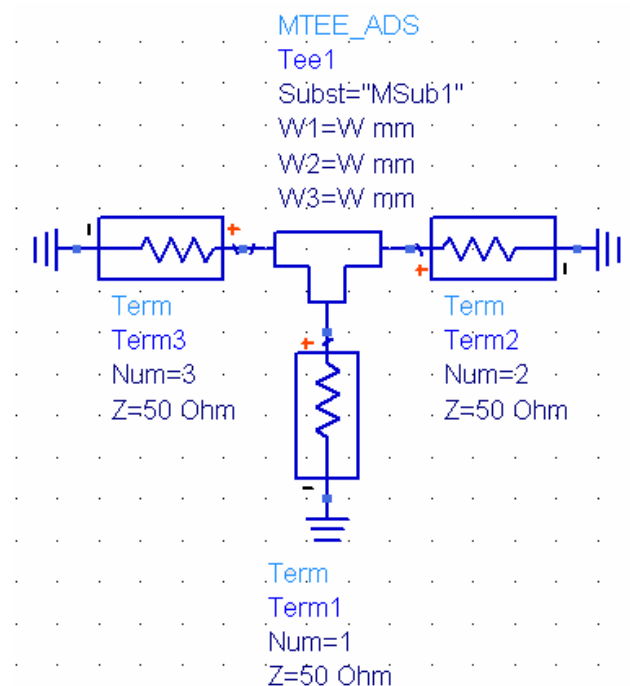


Figura 3.66: Unión T

Este tipo de elementos permite conectar una única entrada a dos elementos distintos. La principal característica de este dispositivo es que no posee dimensión alguna, simplemente sirve para adaptar las diferentes anchura que posean los elementos entre los que se desea repartir la potencia. Como vemos el dispositivo presenta simetría entre las dos salidas de las que dispone. Esta característica nos permite determinar a primera vista que si la carga existente entre ambas salidas, la unión T se comportará como un divisor de potencia de 3dB.

Para nuestra aplicación no es tan determinante poseer un reparto de potencia equitativo (aunque no se puede tolerar un reparto excesivamente desproporcionado entre ambos puertos) como poseer un aislamiento entre ambos que impida que las reflexiones producidas por un puerto afecten al otro. No hace falta realizar muchos cálculos para determinar que ésta es una característica que no cumple este diseño debido a su estructura simétrica.

La mejor forma de confirmar el funcionamiento de esta estructura es montando el diseño definitivo del filtro:

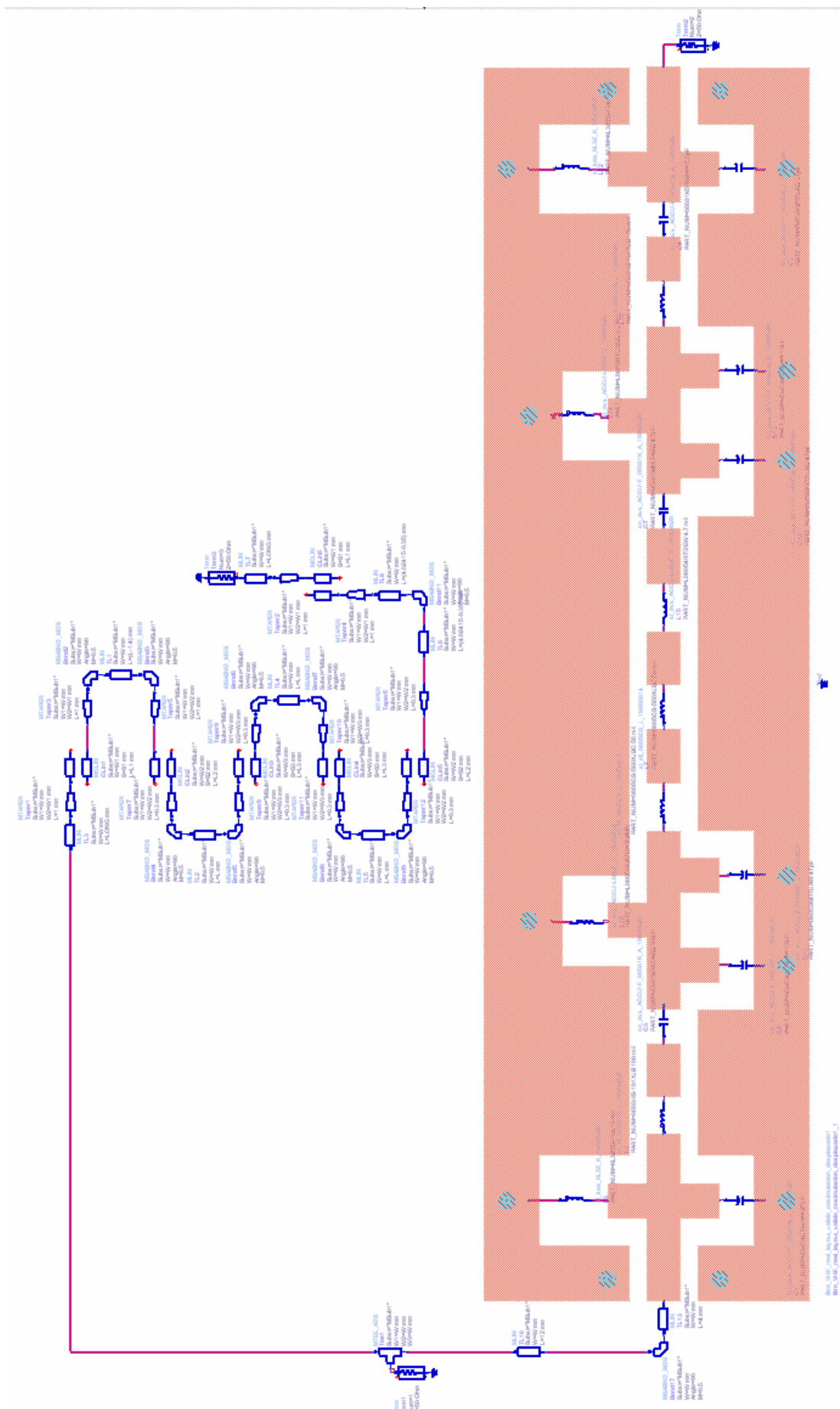


Figura 3.67: Esquemático completo de diplexor con unión T

La figura 3.67 muestra el diplexor definitivo en el que se ha añadido la unión T como divisor de potencia. La respuesta de este diplexor es bastante buena si tenemos en cuenta que el comportamiento del divisor de potencia no es el deseado. (véanse las simulaciones en el capítulo 4)

3.3.2.2 Unión Y

Necesitamos realizar un diseño que satisfaga nuestras expectativas y que no deteriore las respuestas de los filtros que tanto nos ha costado diseñar.

La forma de realizar esto es usando una unión en Y (apartado 2.3.4). Este tipo de estructuras no se pueden modelar en ADS debido a que no existen tales modelos. Por tanto debemos crear un modelo que presente una estructura semejante a la unión en Y.

Tras el desarrollo de varias alternativas la solución elegida fue la siguiente:

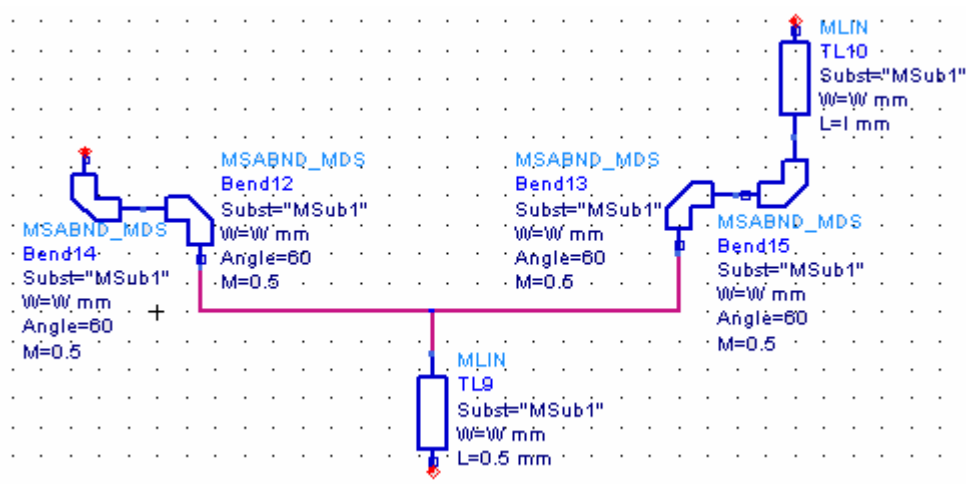


Figura 3.68: Unión Y

Vemos que la estructura se compone de dos líneas de transmisión rectas y cuatro acodadas con ángulos de 60° . La anchura de la unión depende de la aplicación en la que la vayamos a usar, en nuestro caso toma el valor de 1.533490mm, que aproximadamente se corresponde con una impedancia característica de 50Ω .

Veamos la forma real que posee la estructura anterior:

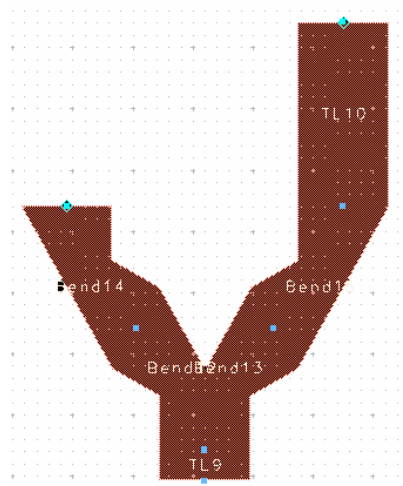


Figura 3.69: Layout de la unión Y

Se puede apreciar como básicamente posee las mismas características que la unión Y vista de forma teórica. El parámetro más determinante de la unión lo determina la línea de transmisión de longitud variable. Dependiendo de la longitud de esta línea conseguimos evitar que las frecuencias rechazadas por un filtro repercutan en el otro.

Veamos el esquemático del diplexor realizado con este tipo de unión.

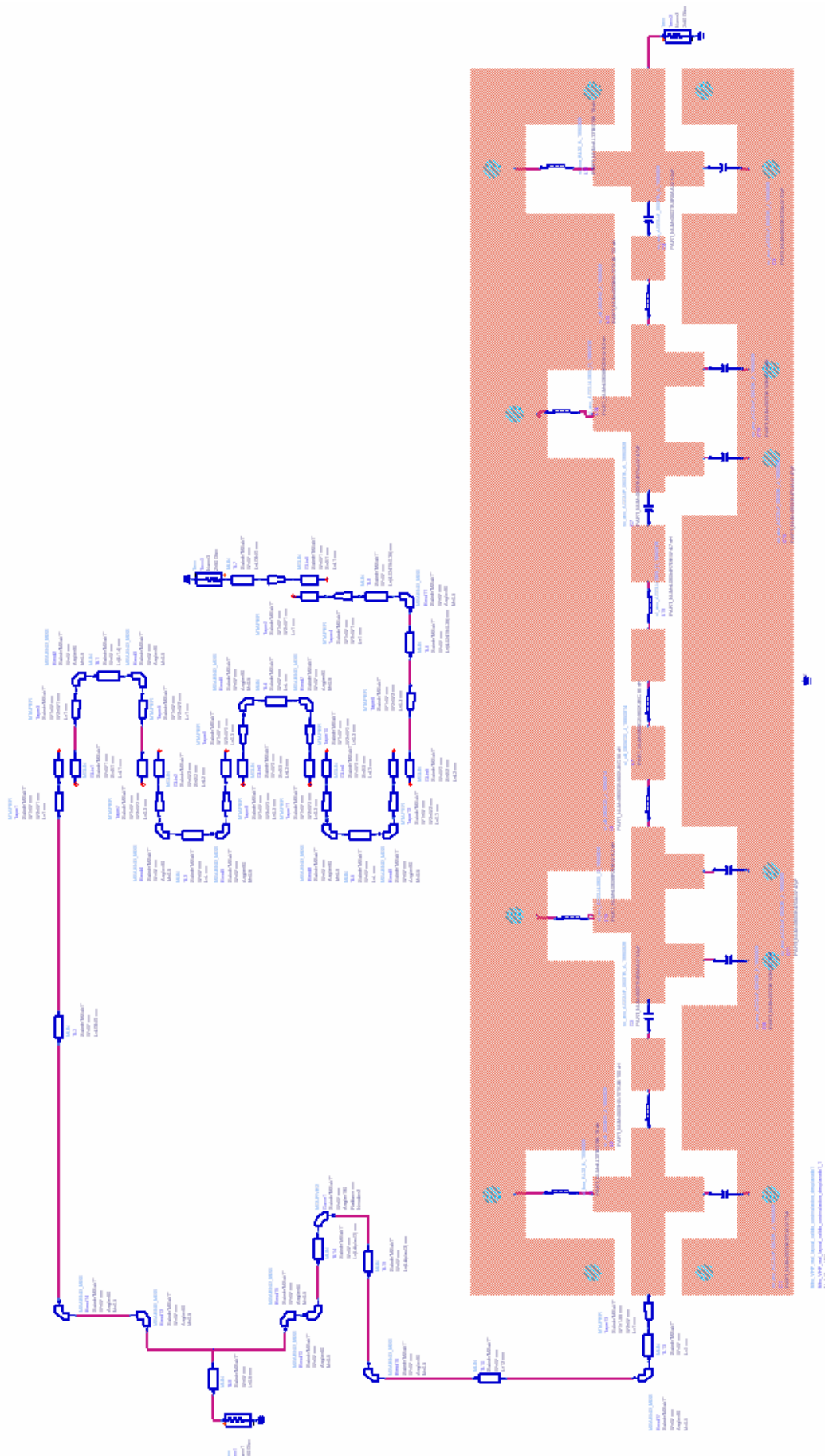


Figura 3.70: Esquemático completo de diplexor con unión Y

3.3.3 Diseño definitivo

Ya hemos definido todas las partes del proyecto y realizado simulaciones concretas para comprobar el buen funcionamiento del proyecto. Por último debemos realizar el diseño definitivo y realizar ligeras modificaciones en el layout si fueran necesarias.

El primer paso será realizar el layout completo del esquemático de la figura 3.70. Para ello tomaremos dicho esquemático y representaremos el layout oportuno. Comprobaremos que el diseño es realizable y compacto para poder ser integrado con comodidad.

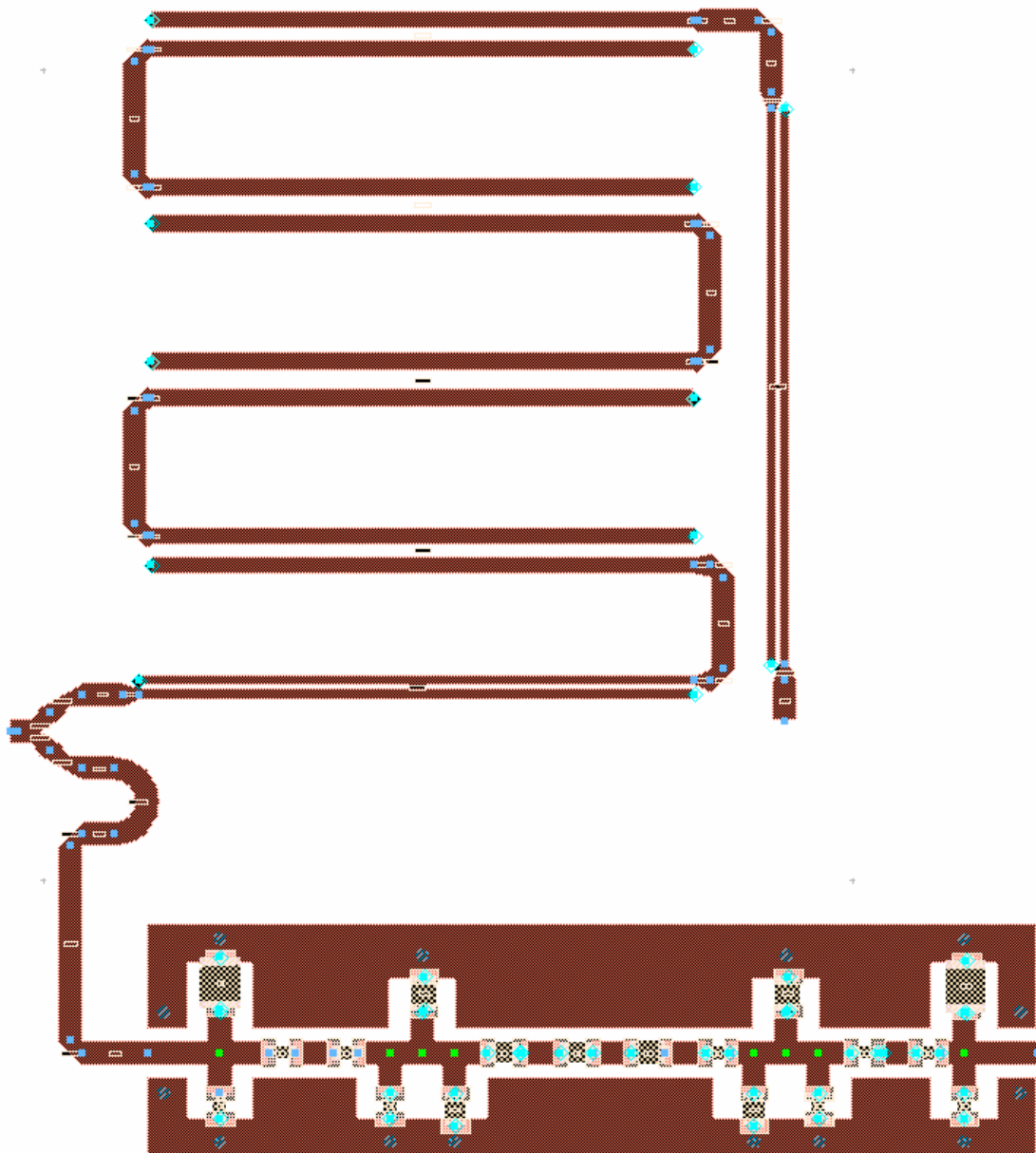


Figura 3.71: Layout del diplexor

La figura 3.71 muestra el diseño obtenido como resultado de todo el proyecto. La estructura obtenida es el resultado de unir los diferentes elementos de los que se compone el diplexor. Un detalle importante que ha sido necesario modificar es la línea de transmisión de la unión Y. Si examinamos la estructura original vemos que la línea

de transmisión debe ser recta, en cambio la estructura mostrada en la figura es bastante más compleja. Esto se ha tenido que realizar por dos motivos. El primero se debe a que era imposible unir los tres componentes sin que ambos filtros se solaparan. Pero el motivo por el cual se ha hecho uso de una estructura circular se debe a la enorme longitud necesaria de la línea de transmisión que nos impedía formar una estructura compacta.

El detalle más importante que debemos considerar son las dimensiones de la estructura 71x63,5mm (AltoxAcho). Como vemos el resultado es bastante bueno y no cabe duda en que el diplexor sea realizable. Antes de comentar las correcciones oportunas que podemos realizar sobre el diseño veamos si cumplimos las especificaciones. Para ello vamos a desarrollar el modelo más preciso que nos permite obtener el programa de simulación. Partiendo del modelo de la figura 3.71 vamos a realizar una cosimulación en la que todo el layout descrito en la figura anterior estará simulado con *momentum*. Debemos tener en cuenta que esta simulación tarda alrededor de ocho horas en realizarse por lo que es recomendable realizar todas las modificaciones oportunas antes de la realización de la simulación.

Veamos como queda el modelo de cosimulación utilizado.

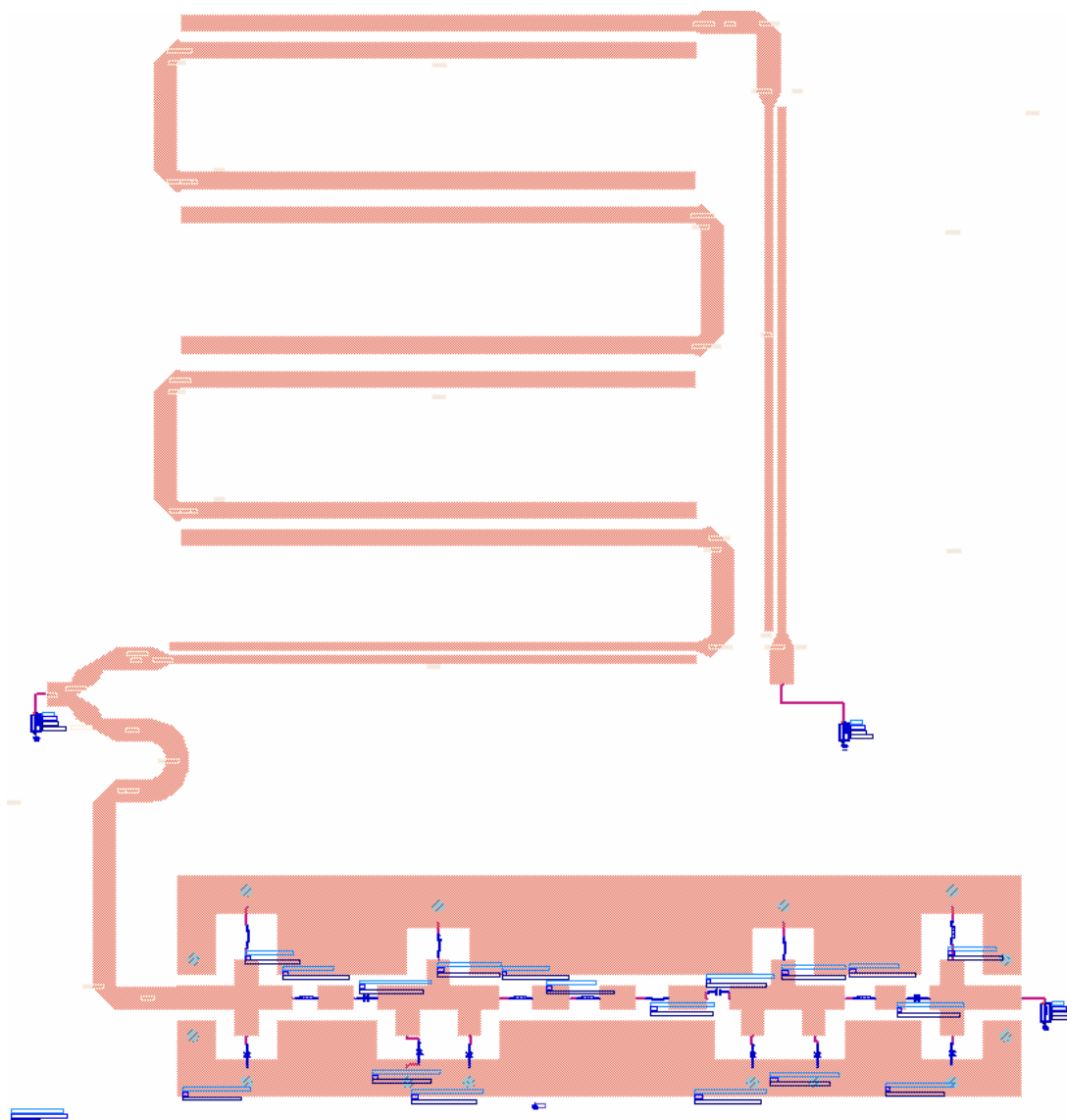


Figura 3.72: Esquemático del diplexor para realización de la cosimulación

En la figura 3.72 se observa el modelo utilizado para el desarrollo de las simulaciones. Los resultados obtenidos muestran el comportamiento más próximo a la realidad que podemos obtener por lo que el siguiente paso es la implementación física del proyecto y realizar las medidas oportunas que nos garanticen el buen funcionamiento del diplexor.

Como ya mencionamos anteriormente uno de los puntos fuertes de este diplexor es su tamaño que permite que sea fácilmente integrable. Sin embargo al observar el layout definitivo observamos que el resultado no está muy proporcionado ya que existe mucho espacio vacío y completamente desaprovechado. Otro defecto muy llamativo es que la salida del filtro de banda L se encuentra inaccesible dada la posición en la que se haya. Por tanto debemos realizar una pequeña modificación en la distribución de este filtro que evite los errores mencionados.

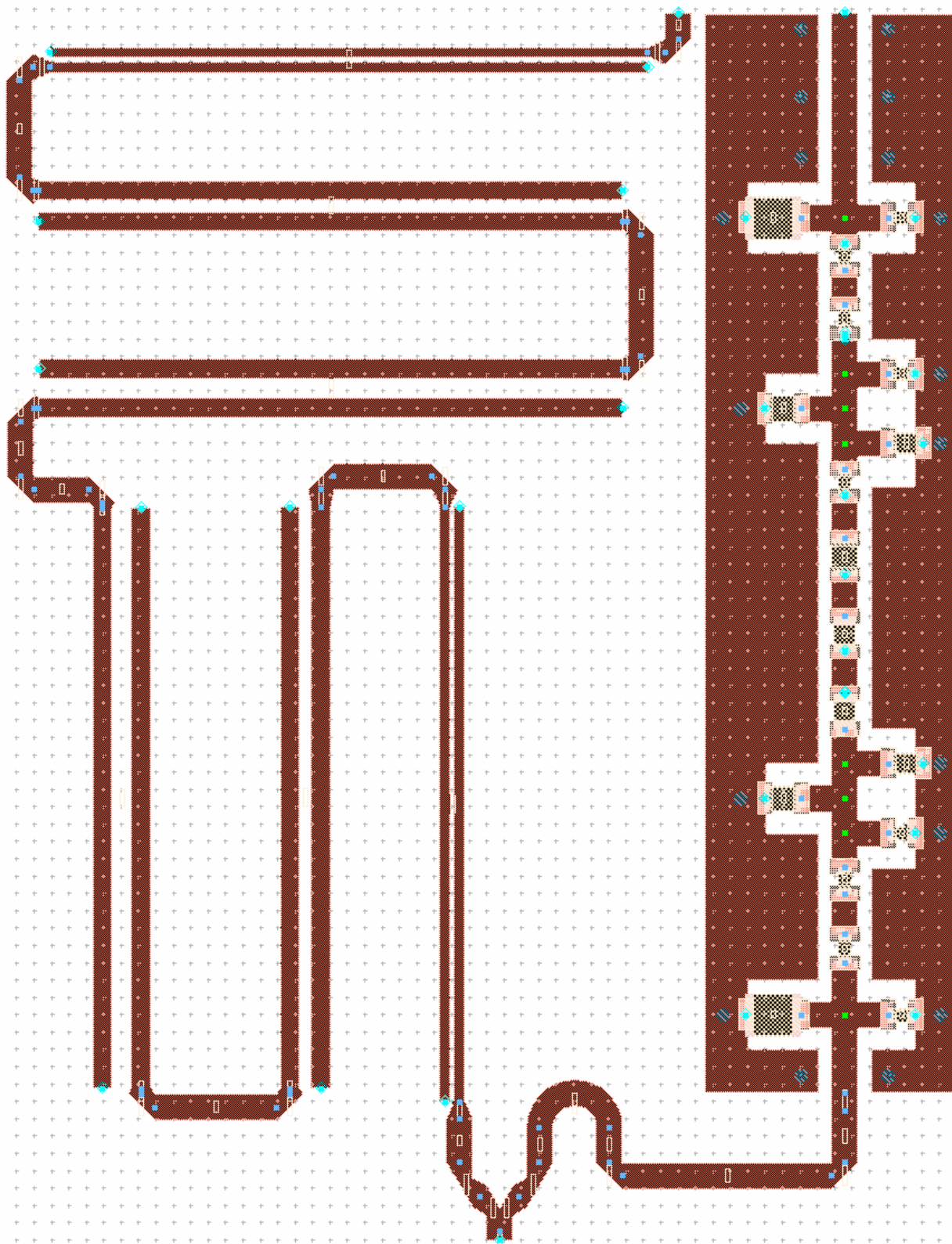


Figura 3.73: Layout definitivo del diplexor

La figura 3.73 muestra una estructura mucho más proporcionada en la que se ha intentado mantener una separación mínima entre los acopladores y entre las diferentes líneas de transmisión del filtro para evitar posible acoplamientos entre ellas. Por otro lado se ha modificado la longitud final de la salida del filtro VHF para que ambas salidas estuvieran a la misma altura evitar irregularidades en el contorno de la placa. Recordemos que las dimensiones del diplexor de la figura 3.71 era de 71x63,5mm lo que resulta un área ocupada de 4508mm². Nuestro nuevo diseño tiene unas dimensiones máximas de 54.7x70,9mm (AltoxAcho); es decir, 3828,6mm², lo que nos confirma que efectivamente se han reducido las dimensiones de filtro de forma considerable.

La estructura anterior muestra una forma muy parecida al modelo descrito anteriormente pero como tal y como he visto a lo largo de todo el proyecto las más mínimas modificaciones en una estructura puede causar grandes diferencias en el comportamiento de la respuesta hasta tal punto que deje de cumplir las especificaciones. Por esto nos vemos obligado a comprobar el correcto funcionamiento del diplexor. Se realizó una simulación con el esquemático del diplexor para comprobar que no existían grandes diferencias con el diplexor inicial. El modelo aparece representado en la figura 3.74.

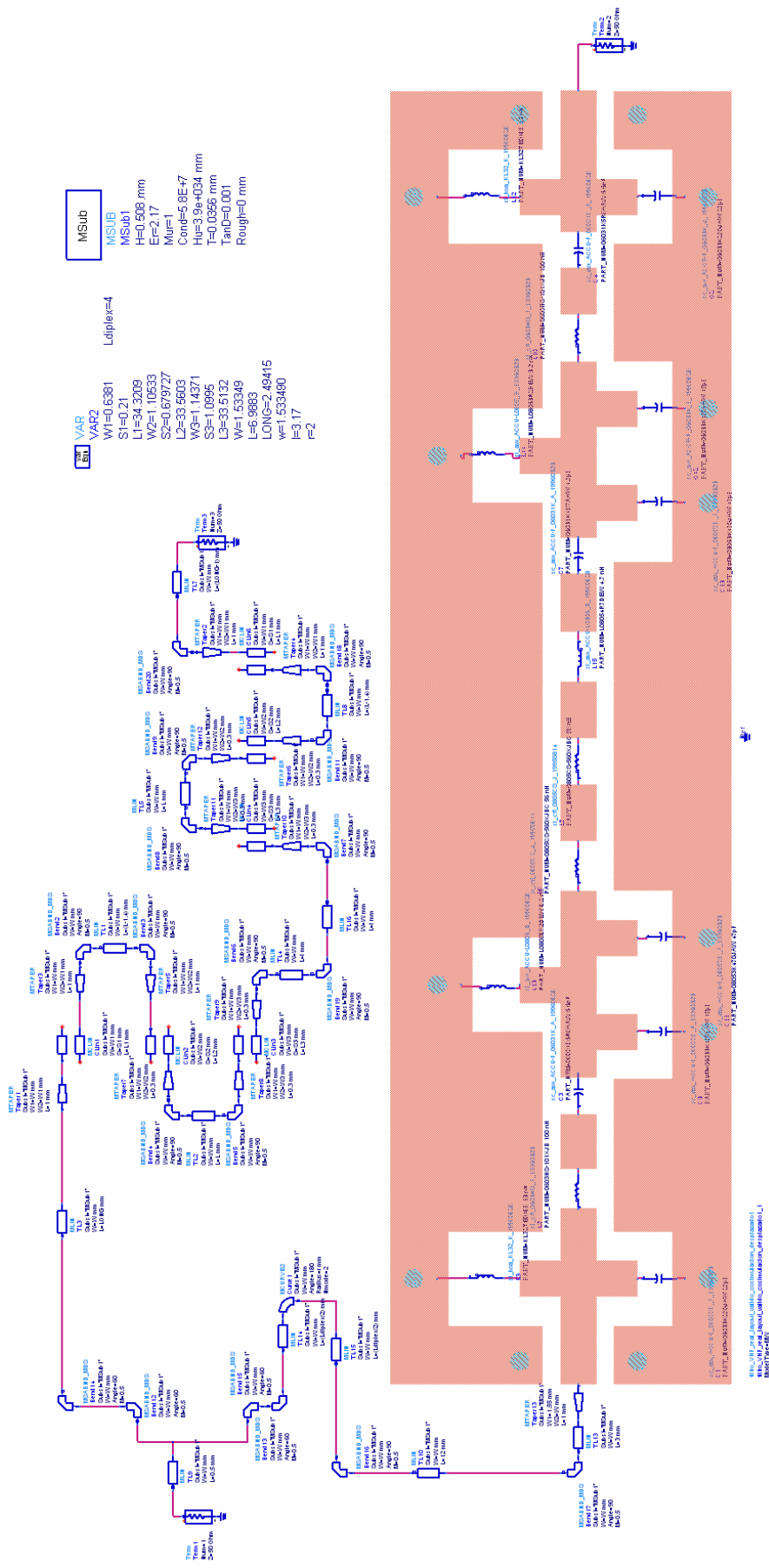


Figura 3.74: Esquemático previo a cosimulación para análisis del diplexor

El modelo anterior se corresponde con el layout de la figura 3.73. Como vemos, aunque vayamos a utilizar el modelo de cosimulación del filtro VHF para que la simulación sea un poco más precisa el modelo del filtro de acopladores se encuentra modelado mediante un esquemático. Esto nos permitirá realizar pequeños ajustes hasta conseguir la respuesta deseada. Los ajustes que se realizaron se centraron en las líneas de transmisión modificadas únicamente, por lo que los acopladores quedaron intactos. Esto se hizo debido a que hubo que añadir nuevas líneas acodadas.

La simulación (véase capítulo 4) fue satisfactoria tras los ajustes descritos por lo que el siguiente paso sería desarrollar un modelo con un comportamiento lo más parecido posible a la realidad. Como ya hemos visto el modelo más real que nos permite realizar el ADS se basa en realizar una primera simulación con *momentum* de todas las líneas de transmisión que componen el diplexor y posteriormente realizar una simulación con los resultados obtenidos y las matrices de parámetros S de las admitancias.

La figura 3.75 muestra el modelo definido utilizado en ADS para realizar las simulaciones y últimos ajustes. La simulación de una estructura tan compleja como la descrita puede resultar bastante larga debido a la gran cantidad de cálculos que debe realizar el ordenador, por ello recomendaría que si se pretende comprobar el resultado obtenido groso modo, se realice una simulación con un mallado poco denso y se calcule un pequeño número de puntos. Aunque esto alterará levemente los resultados obtenidos la ventaja conseguida en cuanto a velocidad de cálculo es tal que merece la pena, al menos para comprobar que no existe una gran desviación en el comportamiento del diplexor.

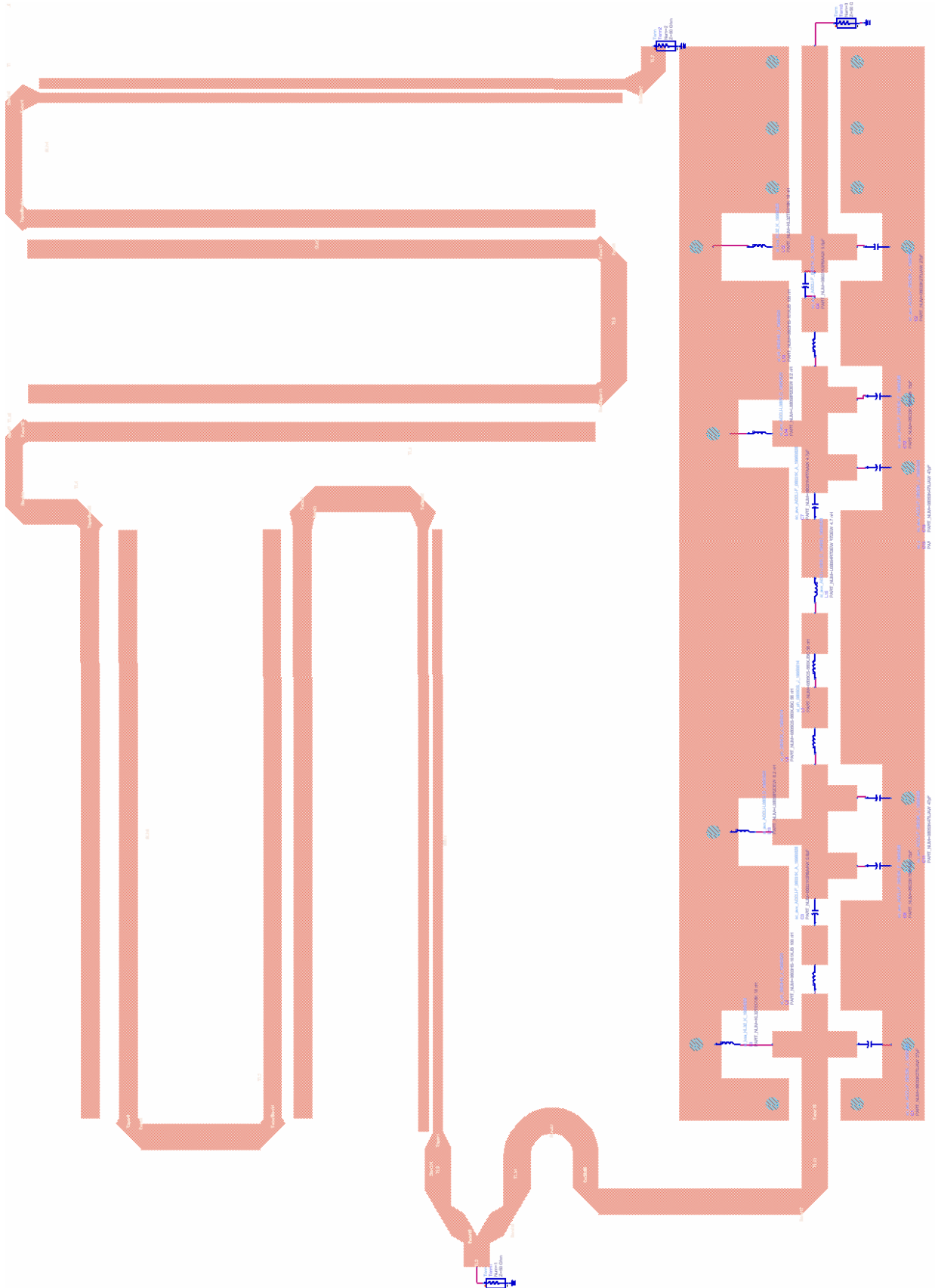


Figura 3.75: Esquemático definitivo para realización de cosimulación

La estructura representada en la figura 3.75 ofrece unas características excelentes para poder ser usado en un receptor de radio digital. Posee un comportamiento óptimo para la aplicación para el que ha sido desarrollado. Cumple con las especificaciones detalladas en la norma DAB y puede ser integrado de forma sencilla.

Como punto negativo podríamos considerar el uso de parámetros concentrados (bobinas y condensadores) en el desarrollo del filtro VHF. El uso de este tipo elementos puede provocar comportamientos negativos en la respuesta del filtro real ya que debemos tener en cuenta que para su fabricación se hace uso de elementos conductores que introducen resistencia, capacidades e inductancias indeseadas que alteran el resultado esperado. No debemos olvidar que además introduce la necesidad de tener que soldar dichos electos a la placa (efecto no considerado en las simulaciones) que en principio no debe introducir variaciones muy importantes. Y por último debemos tener en cuenta las longitudes de las líneas de transmisión que usamos para unir los distintos componentes. Debemos tener cuidado de no hacer uso de longitudes grandes comparadas con la longitud de onda de trabajo puesto que esto nos introduciría comportamientos de líneas de transmisión que no deseamos.

En definitiva el diplexor cumple todas las especificaciones de diseño impuestas al principio y podemos dar por satisfactorio el resultado obtenido.