

Capítulo 4

SIMULACIONES Y RESULTADOS

4.1 Introducción

En este capítulo presentamos todas las simulaciones realizadas sobre las distintas estructuras diseñadas en el capítulo anterior. Las gráficas que se recogen han sido seleccionadas con los parámetros más destacados e interesantes de cada estructura.

Los resultados obtenidos nos confirmarán todo lo que hemos comentado en el capítulo anterior y que se mostró de forma rápida. Haremos un análisis sobre cada una de las gráficas para determinar las ventajas y desventajas de cada respuesta y valoraremos los motivos que nos han llevado a desestimar ciertas estructuras y escoger otras bien distintas.

Las gráficas más importantes serán las que representen los valores de los parámetros S de nuestro sistema. Esto se debe a que nuestro proyecto se basa en el estudio y desarrollo de un elemento pasivo que está perfectamente definido y caracterizado por este tipo de parámetros.

Seguiremos un orden cronológico al igual que lo hicimos en el capítulo 3. Veamos los resultados obtenidos.

4.2 Diseño del diplexor

4.2.1 Filtros

Comenzaremos realizando las simulaciones de los dos filtros que compondrán el diplexor. Las gráficas que aparecen en estos apartados están relacionadas con los modelos representados en el capítulo 3.

4.2.1.1 Filtro en banda L

En este apartado veremos los resultados que obtuvimos para cada uno de los filtros y veremos las diferencias existentes entre ellos. Comenzaremos por los filtros sencillos e iremos complicándolo a medida que vayamos consiguiendo resultados favorables.

4.2.1.1.1 Filtro de microondas de seis acopladores

Los cálculos iniciales que realizaremos para obtener una primera estimación del filtro a usar, nos imponía el uso de un filtro de orden 4 para cumplir las especificaciones. Debido a que nos decantamos por la realización de un filtro Chebyshev nos encontramos ante un primer problema. Los filtros Chebyshev de orden par presentan una impedancia a la salida distinta a la de la entrada lo cual nos impedía realizar un filtro con una impedancia característica de 50Ω tanto a la entrada como a la salida. El diseño de una red de adaptación complica mucha el diseño del filtro ya que el resultado final será siempre más complejo y de dimensiones mayores al diseño de un filtro de orden impar. Por ello siempre realizamos el diseño de un filtro de orden impar.

El primer modelo que debemos diseñar es un modelo ideal para comprobar que la respuesta es la deseada y cumple con las especificaciones de diseño impuestas.

Si realizamos el diseño del filtro usando los resultados de las ecuaciones obtendremos un modelo ideal que debe cumplir las especificaciones impuestas.

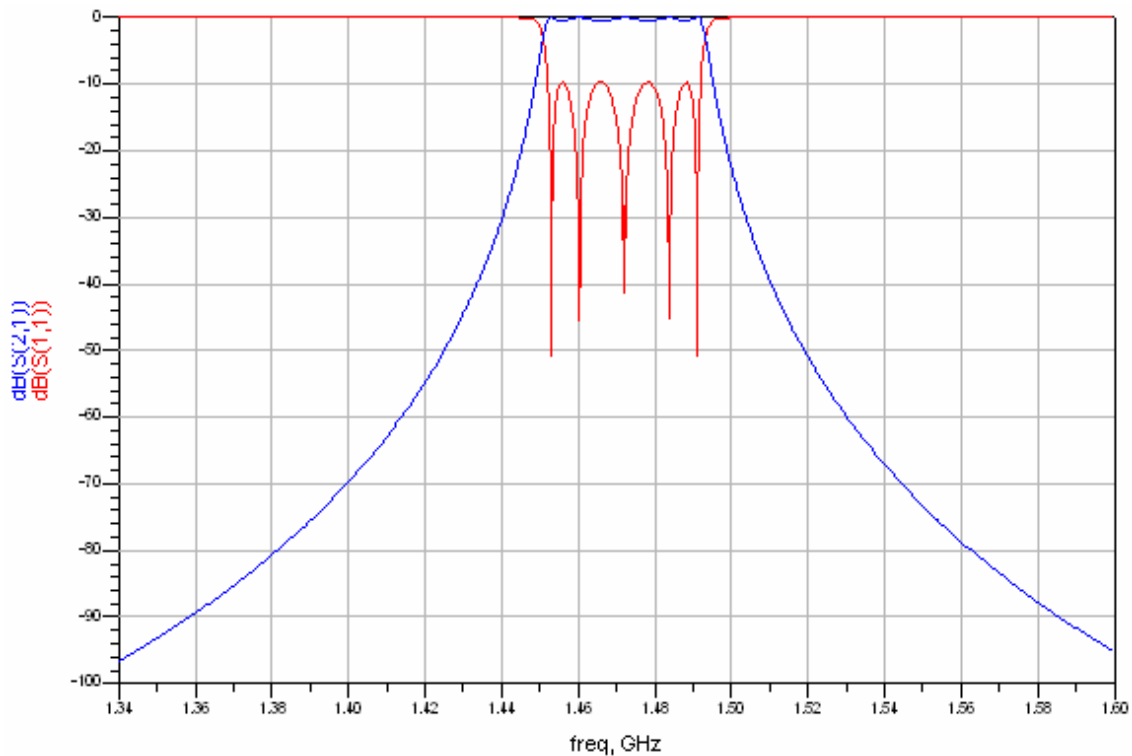


Figura 4.1: Respuesta ideal del filtro con seis acopladores

La figura 4.1 muestra el filtro que hemos diseñado. Como vemos se aprecia un rizado en la banda de paso debido al uso de un filtro Chebyshev como describimos en el capítulo 2. El parámetro S11 nos indica la potencia que sale por el puerto 1 cuando inyectamos potencia por el puerto 1 y el puerto 2 está adaptado. Por tanto nos indica las reflexiones que se producen en el filtro. Si nos fijamos en la banda de rechazo podemos apreciar que para esas frecuencias, prácticamente toda la potencia es reflejada, resultando insignificante la potencia que obtenemos a la salida del puerto 2. En cambio S21 nos marca la potencia a la salida del puerto 2 cuando inyectamos potencia por el puerto 1. Fijándonos en este parámetro vemos como toma el valor máximo en la banda de paso. Esto indica un buen diseño del filtro.

Recordemos que es muy importante que la impedancia del filtro tanto a la entrada como a la salida sea de 50Ω . Podemos comprobar si esta imposición es cumplida por nuestro filtro en la siguiente figura:

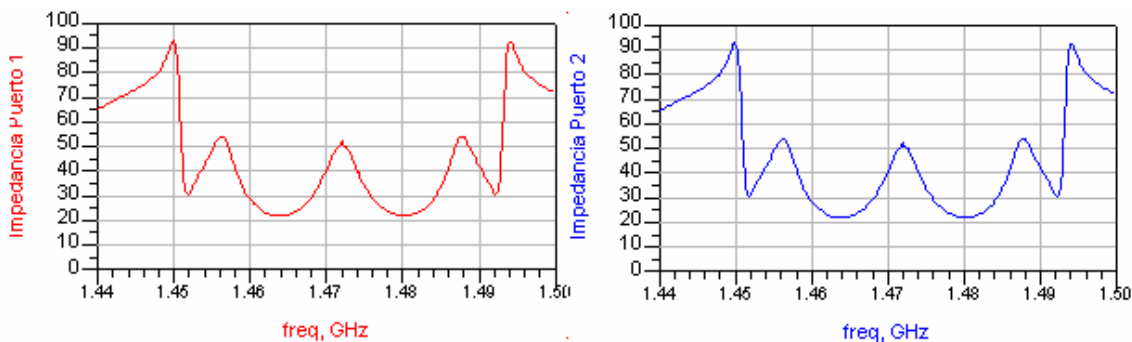


Figura 4.2: Impedancias característica a la entrada y salida del filtro

Podemos apreciar como el valor de la impedancia no es el esperado. Como vemos el valor de la impedancia varía a lo largo de toda la frecuencia cuando pensábamos que mostraría un valor constante. Esto se debe a que es imposible mantener este valor a lo largo de todas las frecuencias pero si podemos observar como se aproxima bastante a dicho valor. Este valor también tiene una importancia significativa ya que si tomáramos una impedancia diferente el filtro podría comportarse de manera diferente dependiendo de la impedancia característica que venga a continuación. Por ello hacemos uso del valor de 50Ω puesto que la mayoría de circuitos se realizan con esa impedancia característica.

El comportamiento del filtro es más que aceptable. De todas formas podemos hacer uso de las herramientas de optimización y *tuning* que nos ofrece el programa de simulación ADS para conseguir una mejor adaptación en la banda de paso. Durante el desarrollo de todo el proyecto se ha hecho uso del *tuning* como herramienta de optimización ya que, debido al rizado en la banda pasante, resultaba muy complicado obtener modelos óptimos como las herramientas de optimización y *goal* que ofrece el ADS.

Veamos las mejoras que se han conseguido:

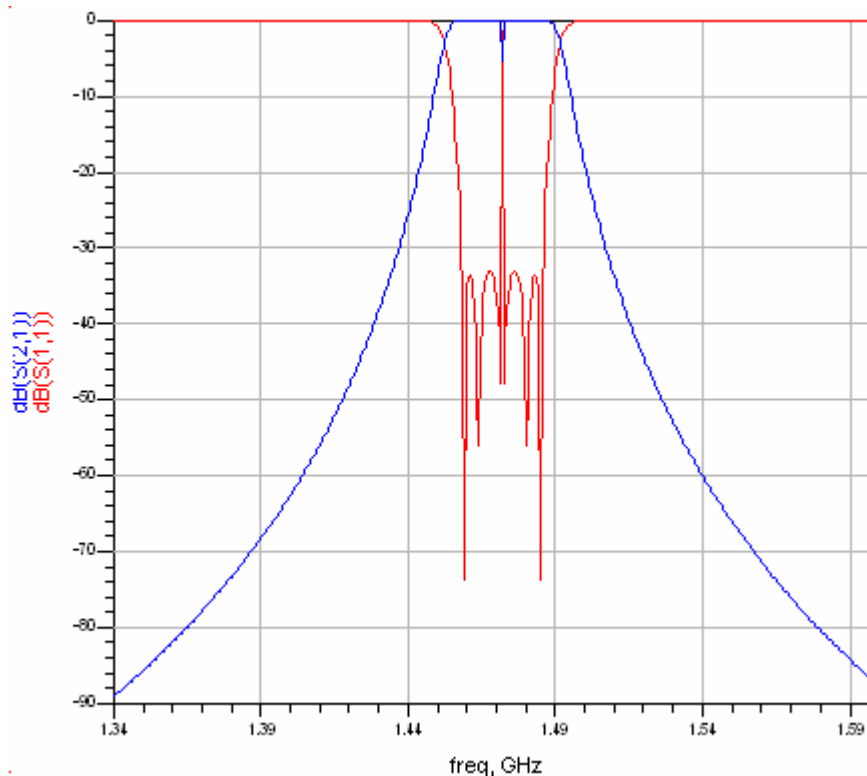


Figura 4.3: Respuesta optimizada del filtro ideal con seis acopladores

La mejora obtenida es apreciable. Como vemos hemos conseguido reducir las pérdidas por retorno a valores cercanos -35dB . Esto se traduce en un incremento en la potencia de salida. Como vemos el parámetro S_{22} es constante en toda la banda de paso, desapareciendo el pequeño rizado que poseíamos en un principio. Cabe decir que la adaptación conseguida no es la óptima ya que el valor de S_{11} puede reducirse aún más en toda la banda de paso. El motivo por el cual esto no se ha hecho es porque según mejoramos la adaptación se aprecia un estrechamiento de la banda de paso que puede provocar el incumplimiento de las especificaciones. Esto se debe a las limitaciones

físicas del filtro. No podemos conseguir la misma atenuación en un filtro de orden 5 que en uno de orden 7. Evidentemente si conseguimos obtener la misma atenuación que con el filtro de orden mayor será porque estamos penalizando el ancho de banda de nuestro filtro.

Una vez optimizada la respuesta de nuestro filtro debemos realizar un modelo más real del mismo y comprobar las diferencias que se producen. Si realizamos el filtro representado en la figura 3.22 obtendremos una respuesta como la siguiente:

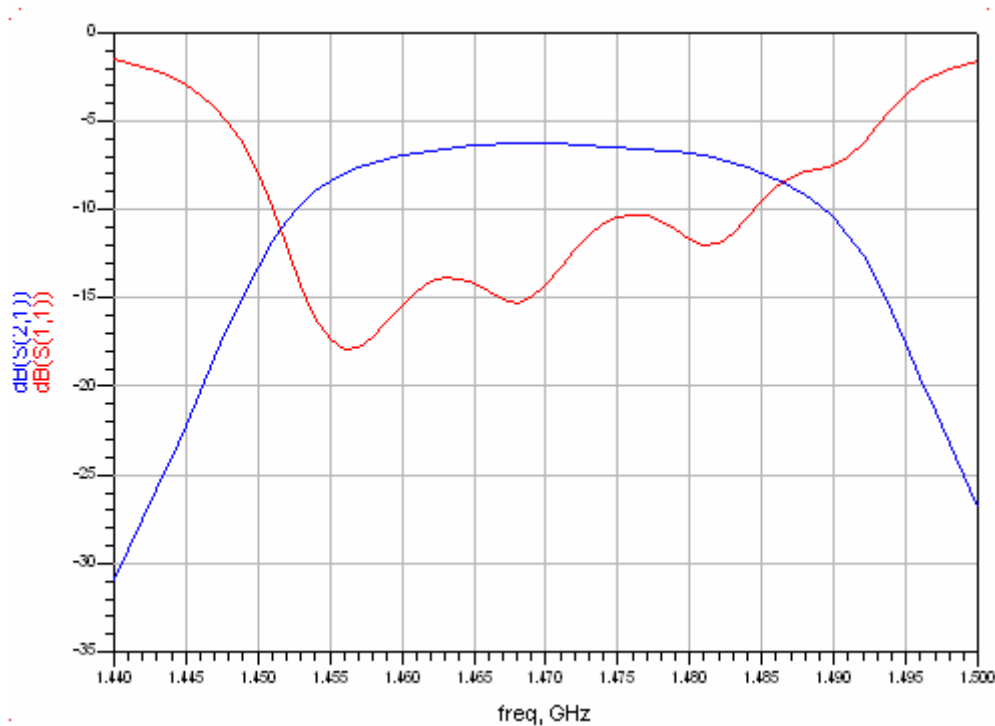


Figura 4.4: Respuesta real del filtro con seis acopladores

La respuesta muestra diferencias muy notables frente al modelo ideal. Todas las diferencias representadas se deben a que en las ecuaciones utilizadas para los diseños ideales no aparecen reflejados efectos de segundo orden de gran importancia. Entre ellos los más importantes son los debidos a las pérdidas introducidas por los conductores reales que nos va a imponer la cota superior en el parámetro S_{21} . El motivo de esto es que parte de la potencia que se transfiere al puerto 2 es disipada por el propio filtro. Estas pérdidas tienen difícil solución y son un motivo más por el cual debemos imponer que el filtro sea lo más pequeño posible con lo que evitaremos pérdidas mayores.

Por otra parte aparece una fuerte desadaptación en la banda de paso debidas en gran medida a las discontinuidades presente entre los diferentes acopladores. Nuestro objetivo será corregir los errores introducidos para crear un filtro realizable.

Debemos centrar la optimización en reducir las pérdidas por retorno en la banda de paso ya que son las principales pérdidas que aparecen en el sistema.

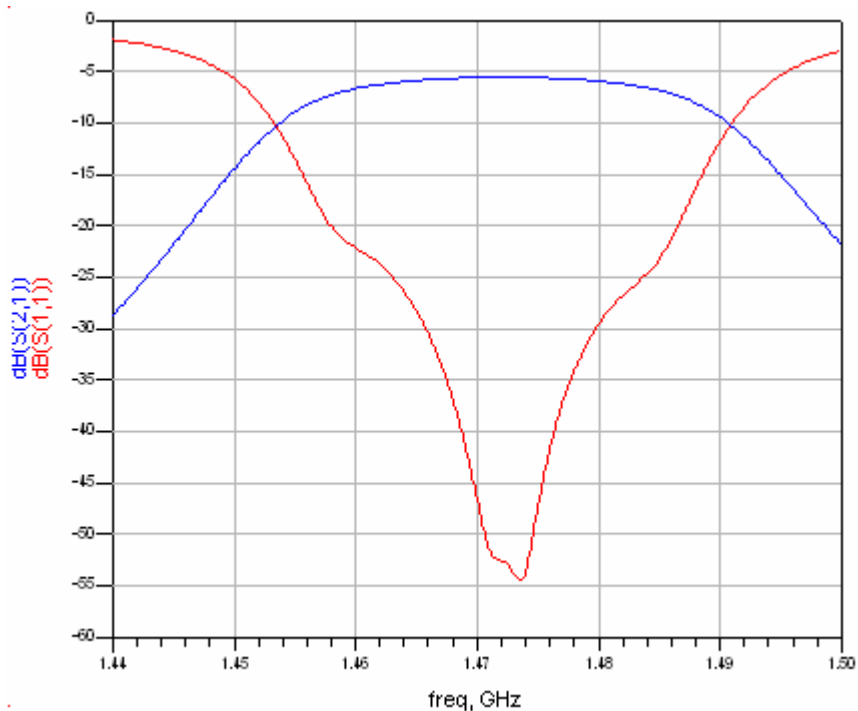


Figura 4.5: Optimización del filtro real con seis acopladores

Vemos una gran mejoría en la respuesta del filtro. Existe una gran adaptación alrededor de la frecuencia central que permite obtener el máximo de transferencia de potencia al puerto 2. Según nos alejamos de la frecuencia central se produce un fuerte incremento de la desadaptación que provoca una caída de entre 3 y 4dB respecto del valor máximo de S22. Observamos también -10dB en los bordes de la banda de paso. Por regla general las pérdidas en los bordes de la banda de paso serán mayores que a las frecuencias cercanas a la frecuencia central.

Como vemos pese a tener un valor muy bajo de S11, S22 apenas alcanza los -6dB de máximo. Esto nos hace pensar que las pérdidas producidas en el filtro se deben a la disipación de potencia. Esto provoca un problema grave y difícil de resolver. En principio podemos pensar en reducir las dimensiones de los acopladores para reducir las pérdidas por disipación de potencia. Esta solución no es factible ya que una modificación en las longitudes de los acopladores conlleva una desviación de la frecuencia central.

Por otra parte podríamos considerar un filtro de un orden menor. Esta solución tampoco resulta válida ya que apenas somos capaces de cumplir las restricciones impuestas con este filtro.

Antes de descartar por completo este filtro puede resultar interesante realizar una simulación utilizando la herramienta *momentum* de ADS. Esta herramienta genera los resultados más próximos a la realidad y por tanto más fiables que podemos conseguir. Esta simulación se encarga de resolver las ecuaciones de Maxwell para la estructura definida. Para poder utilizarla debemos generar previamente el layout del filtro tal y como se explicaba en el capítulo 3 y a partir de aquí realizar la simulación.

Antes de realizar las simulaciones vamos a explicar cómo realizar una simulación con *momentum*. El primer detalle que debemos tener en cuenta es que *momentum* sólo puede

realizar simulaciones de parámetros S por lo que no nos es útil para la realización de otro tipo de simulaciones. Realmente realizar una simulación con *momentum* es muy sencilla siempre que hayamos generado un layout tal y como se explicó anteriormente. Debemos situarnos en la pantalla del layout u pulsar sobre *Momentum* → *Simulation* → *S-Parameters* del menú principal. Esto nos abrirá la siguiente ventana:

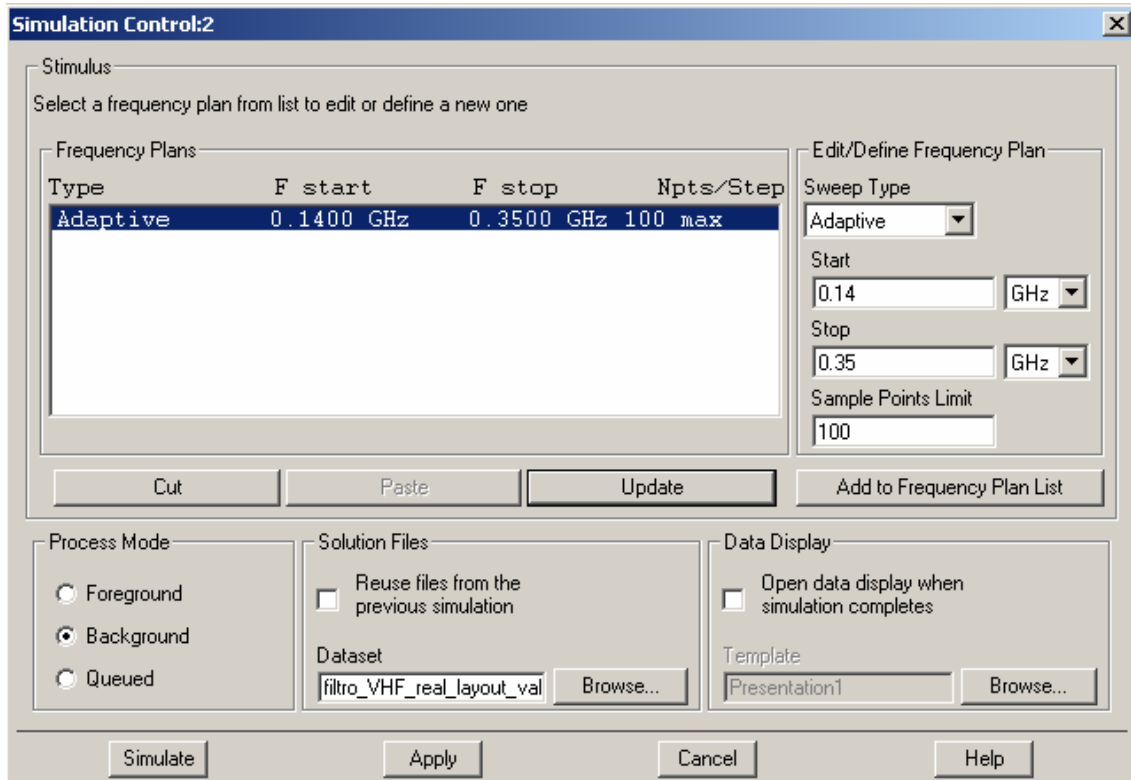


Figura 4.6: Simulation Control

Esta ventana nos permite utilizar todas las opciones que nos ofrece el simulador. Lo primero que nos llama la atención de esta ventana es el *Frequency Plans* donde podemos visualizar la configuración actual de la simulación. En la figura 4.6 vamos a realizar una simulación de tipo adaptativo que comenzará en los 140MHz hasta los 350MHz y calculará un máximo de 100 puntos. Justo a su derecha aparece el *Edit/Define Frequency Plan* con el que podemos definir y cambiar cuando queramos los valores citados anteriormente. Siempre que realicemos algún cambio es importante pulsar sobre el botón *Update* para actualizar los valores previamente definidos. También podemos definir más de una simulación a la vez; esto se consigue definiendo los parámetros que queramos y pulsando sobre *Add to Frequency Plan List*. Veamos un poco los tipos de simulaciones que podemos realizar. En *Sweep Type* definimos el tipo de simulación que pueden ser cuatro diferentes:

- *Adaptive*. Es el más preciso de todos y por ello el que más tiempo de proceso requiere. Realiza una simulación calculando valores de forma pseudoaleatoria a la vez que procesa los cálculos y determina los siguientes puntos a calcular. Una vez que ha estimado que el número de puntos calculados es suficiente finaliza la simulación.

- *Logarithmic*. Es un proceso bastante más rápido que el anterior y permite ir calculando los puntos que deseemos representando la frecuencia en forma logarítmica.
- *Linear*. Es un proceso semejante al anterior con la diferencia de que muestra la frecuencia en escala lineal.
- *Single*. Permite hacer una simulación de un punto concreto que deseemos visualizar. Sólo debemos indicar la frecuencia a la que lo queremos calcular.

En *Process Mode* seleccionamos como queremos realizar la simulación: en primer o segundo plano. También podemos pedirle que nos muestre los resultados directamente, una vez haya terminado la simulación. Para esto debemos marcar la casilla correspondiente a *Open data display when simulation completes*. Además podemos decirle a *momentum* que haga uso de resultados anteriores marcando la casilla *Reuse from the previous simulation*.

Veamos ahora los resultados que nos ofrece.

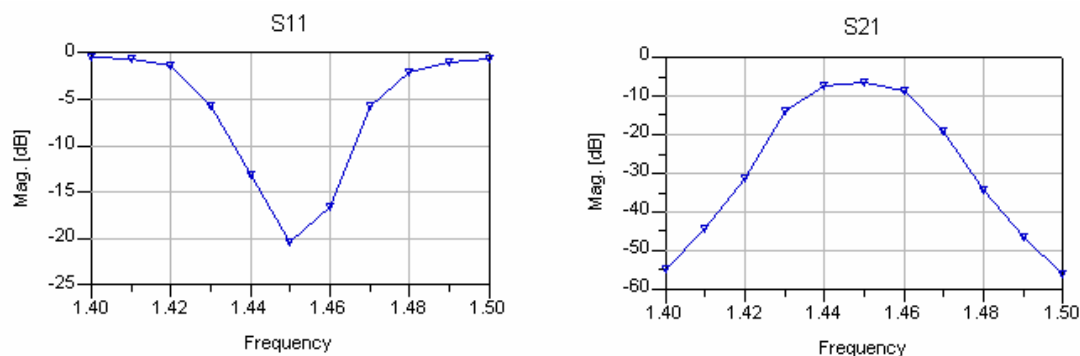


Figura 4.7: Simulación realizada con *momentum* del filtro

Las atenuaciones del parámetro S21 son muy parecidas a las de la simulación de la figura 4.5. En cambio vemos una reducción de 35dB en el valor de S11. Encontrar la explicación de esto resulta complicado ya que desconocemos el tipo de simulación que utiliza el esquemático de ADS, lo que si podemos afirmar es que el comportamiento que presenta es muy diferente y debemos tenerlo en cuenta en el próximo diseño.

Pero la mayor diferencia que aparece en estas gráficas son las relacionadas a la frecuencia central. Como hemos mencionado este filtro ha de estar centrado en la frecuencia de 1,472GHz y los límites de la banda de paso deben hallarse en 1,452 y 1,492GHz. Si nos fijamos en los resultados mostrados por *momentum* vemos un desplazamiento hacia la izquierda de unos 22MHz. La resolución de este problema presenta graves inconvenientes:

- La modificación de las longitudes de los acopladores repercute en la respuesta final el filtro no sólo en la frecuencia central. Por tanto no es trivial realizar modificaciones de dichas longitudes hasta que alcancemos la frecuencia deseada.

- La alteración de la frecuencia central nos muestra comportamientos no lineales del filtro difíciles de controlar. Es prácticamente imposible deducir cual será el resultado final del valor de la frecuencia central por lo que tendremos que ir realizando diferentes diseños hasta alcanzar el más adecuado.

Podemos calificar este filtro como descartable. No alcanza los límites de atenuación impuestos, comportamiento inaceptable en los bordes de la banda de paso y desviación en frecuencia de la respuesta deseada.

4.2.1.1.2 Filtro de microondas de ocho acopladores

Las simulaciones representadas a continuación muestran las respuestas del modelo diseñado para corregir los errores producidos anteriormente.

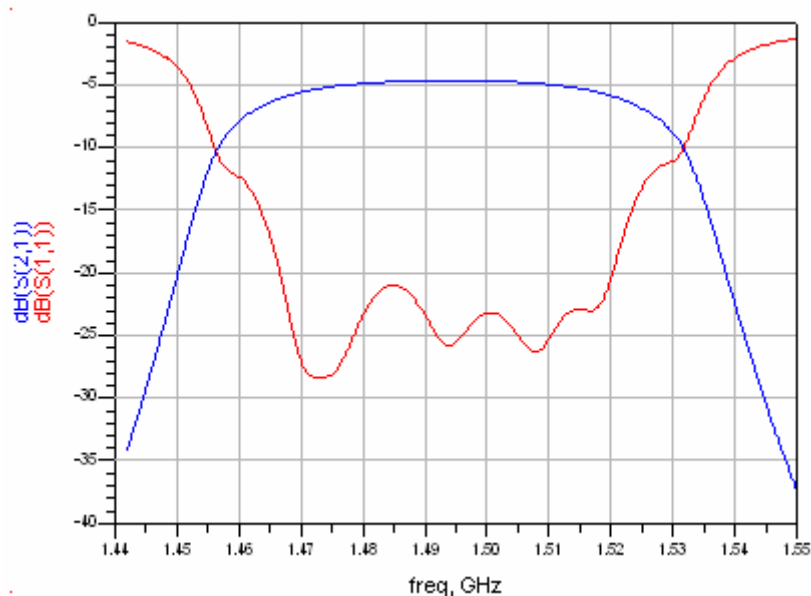


Figura 4.8: Respuesta real del filtro con ocho acopladores

La figura 4.8 muestra el comportamiento del filtro descrito en la figura 3.30. La gráfica muestra grandes mejoras respecto al diseño anterior. Por un lado podemos ver como el valor máximo del parámetro S22 supera el valor de -5dB algo que no habíamos logrado hasta ahora. Se puede conseguir una mejoría en el valor de S11 para que alcanzara valores por debajo de los -35dB pero si tenemos en cuenta que la respuesta descrita no ha sido optimizada, podemos decir que ofrece resultados muy buenos ya que se haya por debajo de los -20dB.

Notar también como la frecuencia central se haya en 1,494GHz, 22MHz más que los deseados. Con esto esperamos corregir el desplazamiento en frecuencia. En cuanto al ancho de banda cabe decir, que se haya entre los 1,474 y los 1,524GHz. Vemos como el valor del parámetro S22 no decae por debajo de los -7dB, lo que supera los -10dB que hemos obtenido hasta ahora.

Por último debemos comprobar que hemos corregido la desviación en frecuencia. Para ello realizaremos una simulación utilizando la herramienta *momentum*.

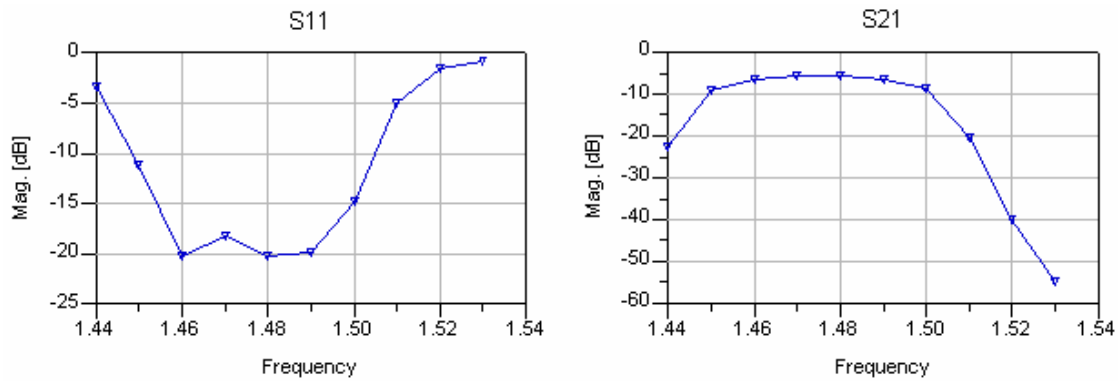


Figura 4.9: Simulación realizada con *momentum* del filtro de ocho acopladores

Vemos como la frecuencia central se encuentra alrededor de 1,476GHz. No hemos corregido completamente la respuesta del filtro pero la desviación producida frente a la frecuencia central deseada ha disminuido considerablemente. Como vemos el desplazamiento de 22MHz no ha corregido por completo la desviación producida en un principio. Esto nos corrobora la idea de que este fenómeno era producido por efectos de segundo orden no lineales. La forma de corregir esto será ir introduciendo pequeñas variaciones en las longitudes de los acopladores y simular hasta alcanzar el valor deseado.

Dada que la respuesta es realmente buena y el filtro ofrece grandes posibilidades de mejora podemos considerar que ha llegado el momento de realizar un filtro integrable. Para ello vamos a utilizar la estructura de la figura 3.33. Realizando una simulación sobre el mismo obtenemos:

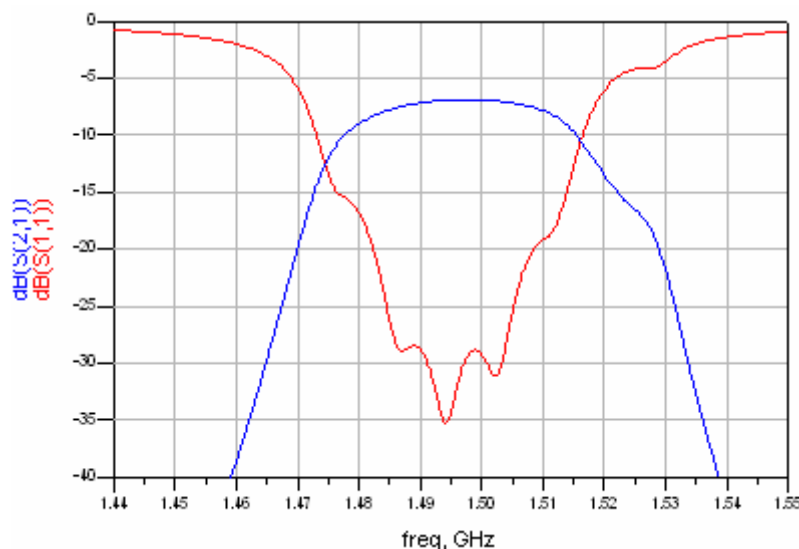


Figura 4.10: Simulación de filtro compacto con ocho acopladores

La figura 4.10 nos ofrece los resultados de la simulación del filtro diseñado. Debemos mencionar que el filtro se encuentra optimizado por lo que una posible mejora en la respuesta del filtro se considera complicado. Dicho esto analicemos la respuesta. A grandes rasgos vemos un claro empeoramiento de la respuesta debido muy posiblemente a inserción de líneas de transmisión tanto rectas como acodadas que no fueron consideradas en el inicio del diseño.

La adaptación en la frecuencia central cumple con nuestras expectativas ya que alcanza los -35dB pero conforme nos alejamos de esta frecuencia se produce una gran desadaptación que se transforma en una pérdida considerable de ancho de banda. Por otra parte vemos como el máximo de transferencia se encuentra en -7dB, muy por debajo de lo deseado.

Las fuertes pérdidas introducidas por el nuevo diseño hacen que este filtro no cumpla las especificaciones y por ello deba ser rechazado. Comentar que según se ha ido desarrollando la estructura del filtro hemos podido comprobar que los mayores problemas se debían a las líneas de transmisión de longitud $\lambda/2$, siendo insignificantes los errores cometidos por las líneas acodadas. Esto nos hace pensar que la inserción de líneas de transmisión provoca grandes cambios en la estructura del filtro y que por tanto deben ser consideradas desde el principio en el desarrollo del filtro.

4.2.1.1.3 Filtro con resonadores de líneas escalonadas de seis acopladores

Partiremos de la estructura 3.32. El primer paso será analizar la respuesta ideal del filtro.

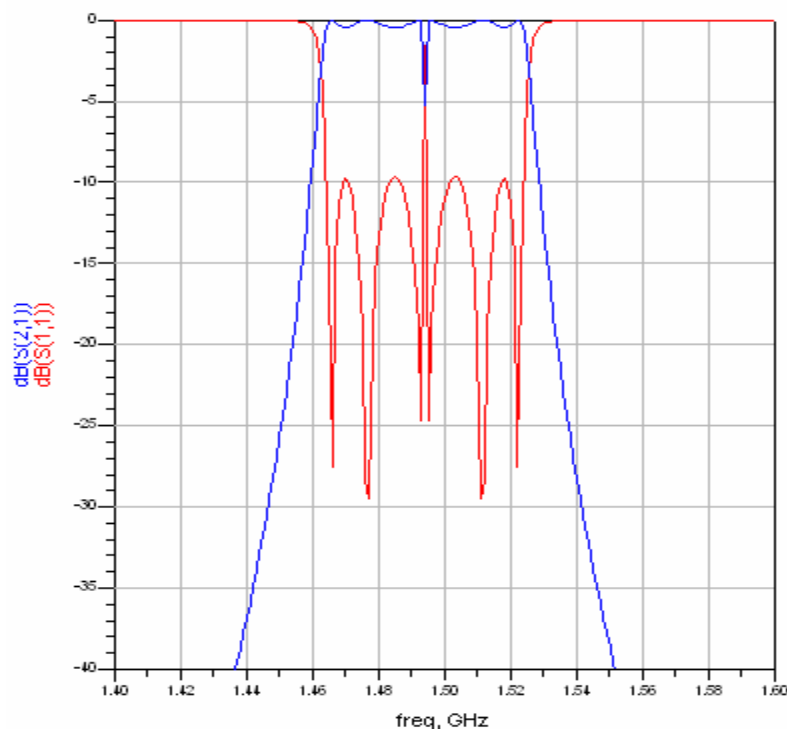


Figura 4.11: Respuesta del filtro ideal con resonadores de líneas escalonadas de seis acopladores

La respuesta no ofrece ninguna diferencia con las estudiadas hasta ahora. Podemos apreciar un rizado admisible en la banda de paso. Este rizado provoca grandes pérdidas por reflexión en determinadas frecuencias. No se aprecian pérdidas por disipación debido al carácter ideal del filtro. Por tanto nos encontramos ante un filtro que cumple las especificaciones pero que es claramente mejorable.

La figura 4.12 muestra el comportamiento del filtro real.

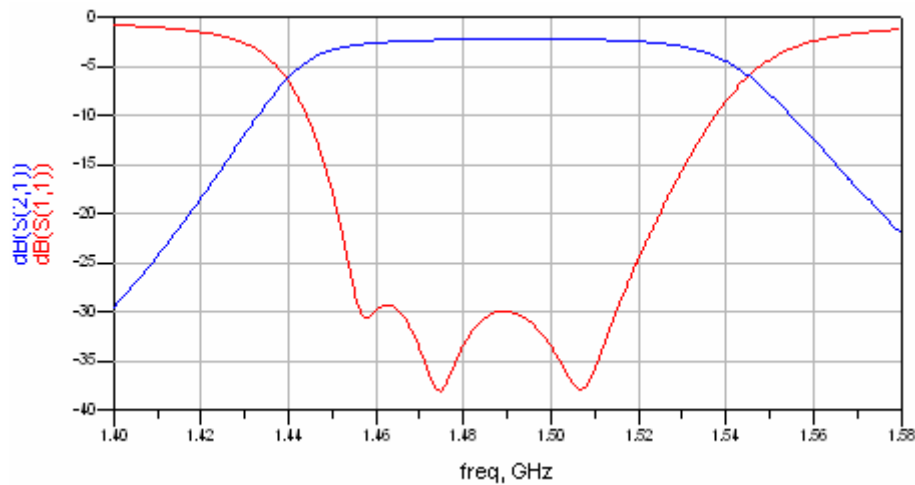


Figura 4.12: Respuesta del filtro real con resonadores de líneas escalonadas de seis acopladores

Debemos tener en cuenta que la respuesta que se muestra en esta figura 4.12 no ha sido optimizada. Apreciamos una muy buena adaptación en la banda de paso que permite que el valor del parámetro S11 decaiga por debajo de los -30dB. Esto se traduce en un comportamiento prácticamente plano de S22 en toda la banda de paso. Veamos como más detenimiento la banda de paso.

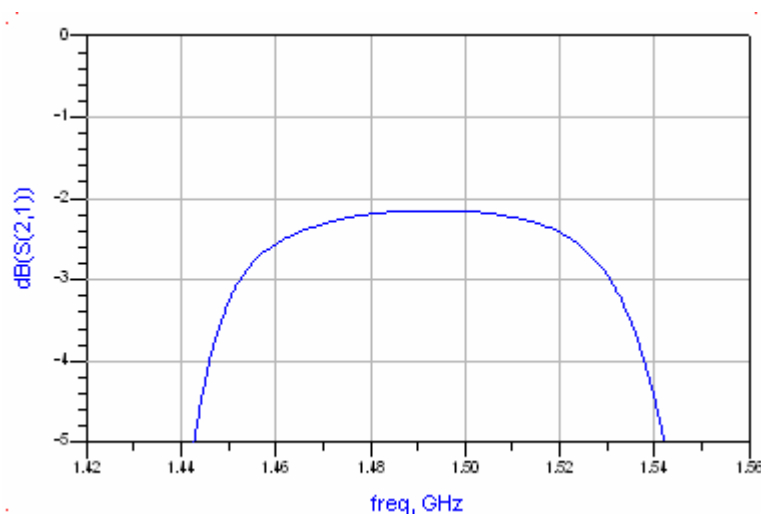


Figura 4.13: Zoom de la respuesta del filtro con resonadores de líneas escalonadas

Recordemos que nuestra banda de paso se haya entre 1,474 y 1,524GHz. Vemos como la transmisión de potencia se mantiene constante entre esas frecuencias situándose entre -2.2 y -2.8dB. Esto cumple las especificaciones de ancho de banda y atenuación. Realmente el comportamiento del filtro es excelente. Cumple sobradamente todas las especificaciones sin apenas realizar un ajuste de los parámetros del filtro.

Debemos comprobar que la frecuencia central se halle donde deseamos para proceder al diseño final del filtro. Para esto realizaremos una última simulación a esta estructura:

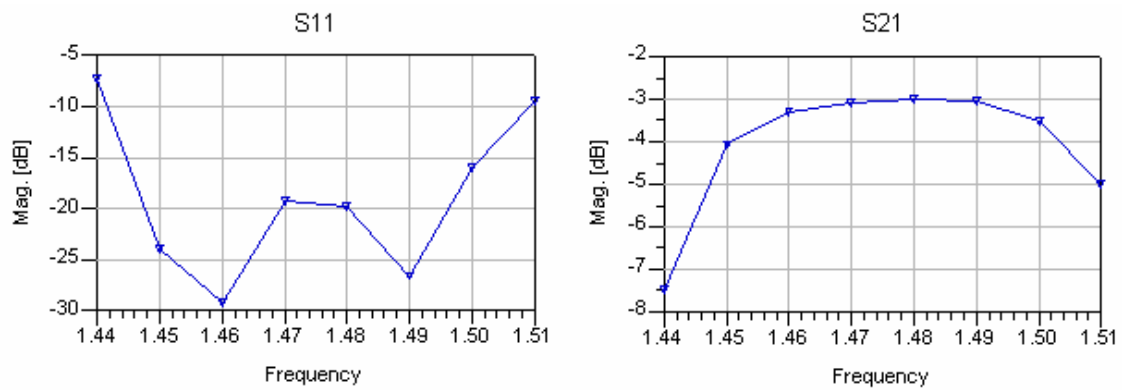


Figura 4.14: Simulación realizada con *momentum* del filtro con resonadores de líneas escalonadas de seis acopladores

En esta ocasión no hemos corregido el error de desviación ya que la frecuencia central se haya en 1,48GHz. Este error debemos corregirlo modificando ligeramente las longitudes de los acopladores. En cuanto a la respuesta vemos como el valor máximo de S21 alcanza los -3dB. Este resultado es muy bueno sin tenemos en cuenta la gran fiabilidad de la simulación. En los límites de la banda de paso tenemos unas pérdidas de -3,5dB; es decir, existe una diferencia de 0,5dB en un ancho de banda de 40MHz. Estos resultados son muy buenos y nos permiten cumplir las especificaciones impuestas para este filtro.

Las figuras mostradas a continuación representan los resultados para la estructura de la figura 3.39.

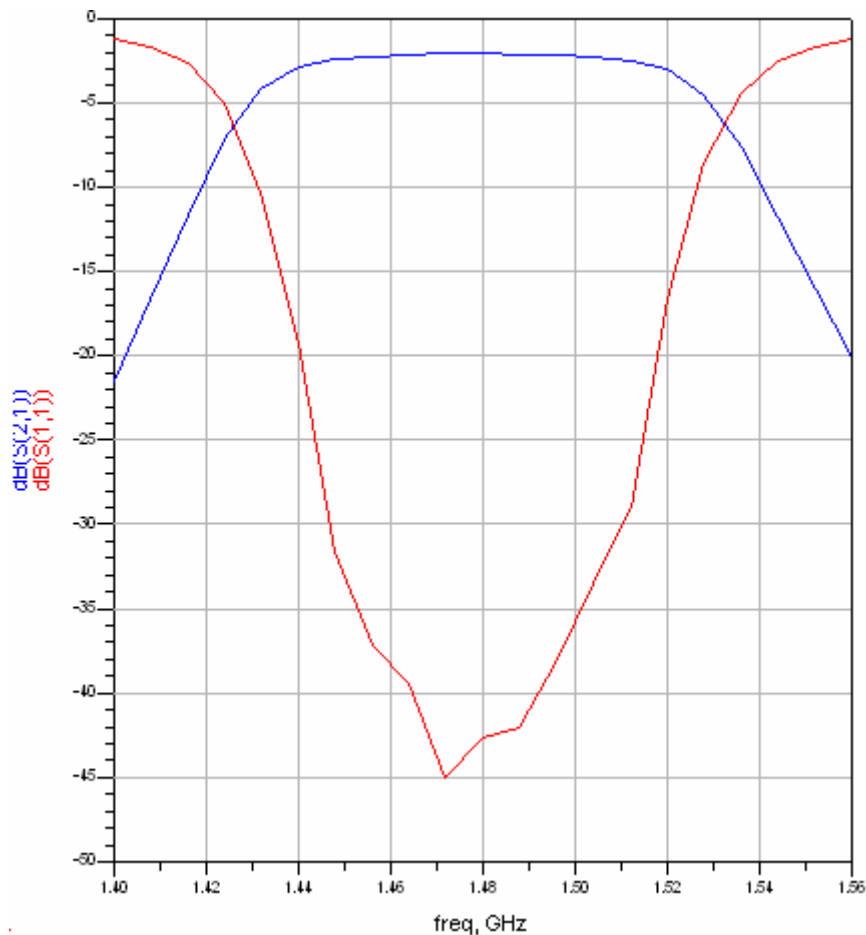


Figura 4.15: Respuesta optimizada del filtro con resonadores de líneas escalonadas

Los resultados alcanzados por este filtro no los habíamos visto hasta ahora en ninguno de los diseños anteriores. Lo que más llama la atención es que el valor de S11 se mantiene por debajo de -30dB en toda la banda de paso. Esto hace que las pérdidas por retorno sean nulas o al menos despreciables frente a las pérdidas por disipación. Vemos como el filtro se encuentra centrado en 1,8GHz frente a los 1.94GHz que hemos estado utilizando hasta ahora. La optimización realizada en el filtro es excelente y la respuesta ofrecida por *momentum* promete ser difícilmente superable.

Veamos las pérdidas en el puerto 2.

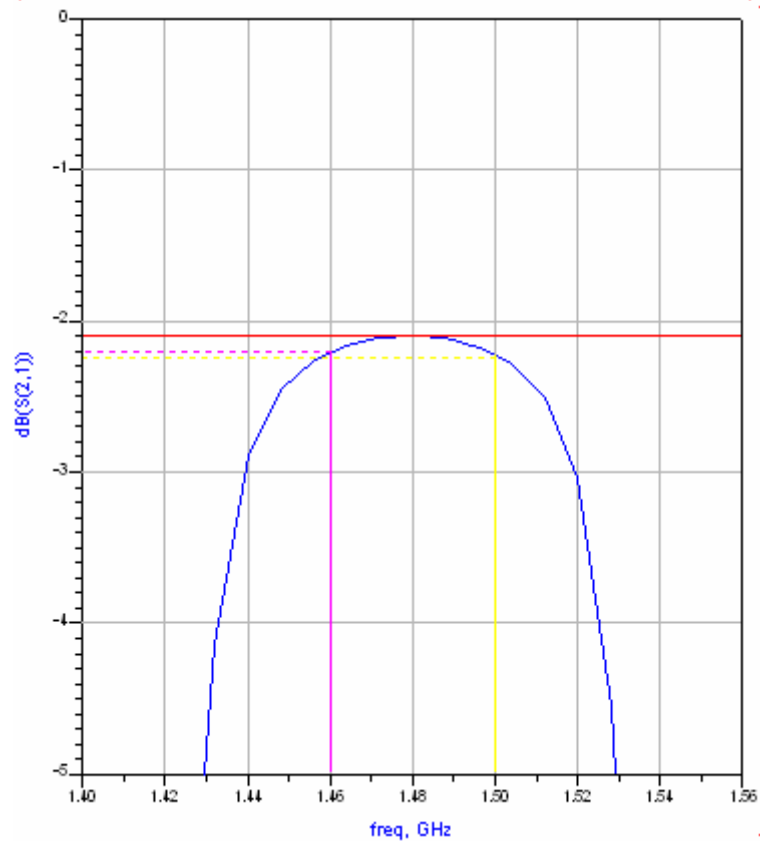


Figura 4.16: Zoom de la respuesta optimizada del filtro con resonadores de líneas escalonadas

Las pérdidas introducidas son mínimas situándose en un máximo de -2,1dB de máximo y perdiendo 0,1dB en los bordes de la banda de paso.

Como vemos el filtro cumple con creces las expectativas que teníamos en un principio. Por confirmar que el diseño es perfectamente válido para nuestra aplicación vamos a realizar una simulación con *momentum* en la que comprobaremos las pérdidas existentes y la desviación en frecuencia.

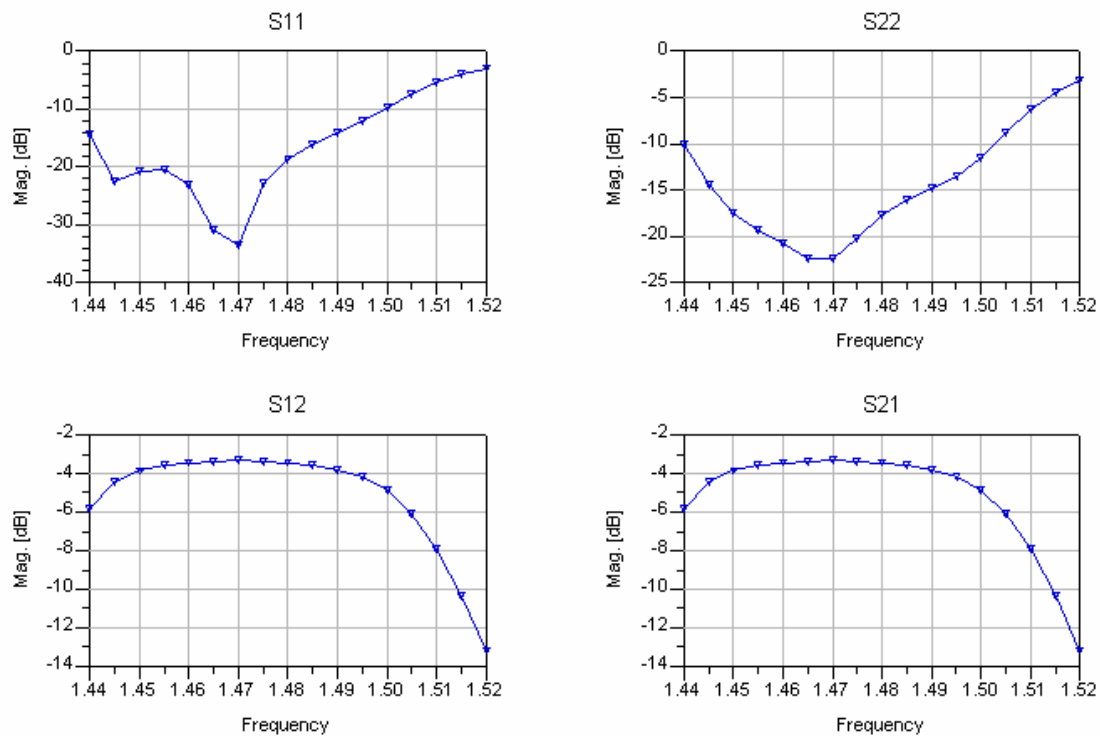


Figura 4.17: Magnitudes calculadas con *momentum* del filtro con resonadores de líneas escalonadas

Los resultados que ofrece este filtro no dejan de sorprendernos. Obtenemos un mínimo de S11 por debajo de -30dB algo que no habíamos alcanzado hasta ahora, aunque las pérdidas por desadaptación crecen rápidamente y se sitúan por debajo de -10dB en toda la banda de paso. La frecuencia central se sitúa en 1,47GHz con lo que los límites de la banda de paso se corresponden con los límites deseados. Las pérdidas en el puerto 2 se estiman entre -3 y -4dB en toda la banda. Aunque se esperaban unas pérdidas menores no dejan de ser valores muy buenos y próximos a las especificaciones de diseño.

Como dato curioso notar que el filtro presenta un comportamiento asimétrico entre los parámetros S11 y S22. Esto que en principio resulta extraño no lo es tanto sin pensamos en la estructura del filtro. Observándola detenidamente vemos como no presenta una simetría exacta que permite explicar las diferencias existentes.

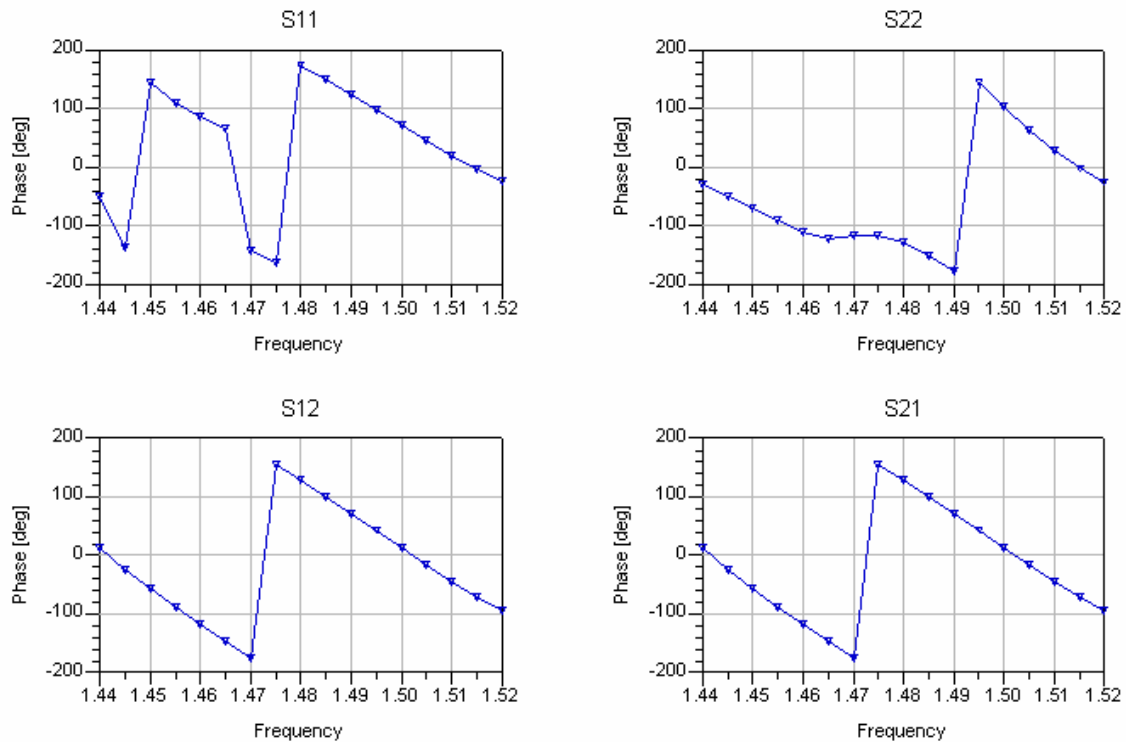


Figura 4.18: Fases calculadas con *momentum* del filtro con resonadores de líneas escalonadas

La figura 4.18 representa el comportamiento en fase del filtro. Esto nos da una idea de los retrasos que sufrirán las distintas frecuencias. El comportamiento ideal sería obtener una respuesta constante en la banda de interés. Esto conlleva a filtros irrealizables por lo que nuestra máxima aspiración será crear filtros con pendiente constante. Como vemos esto se cumple perfectamente en el parámetro S21. Esto nos indica que existirá un retraso de determinadas frecuencias del filtro pero éste podrá ser corregido puesto que posee un comportamiento lineal.

Por últimos se muestran unas gráficas con las cartas de Smith en las que se pueden visualizar los parámetros S.

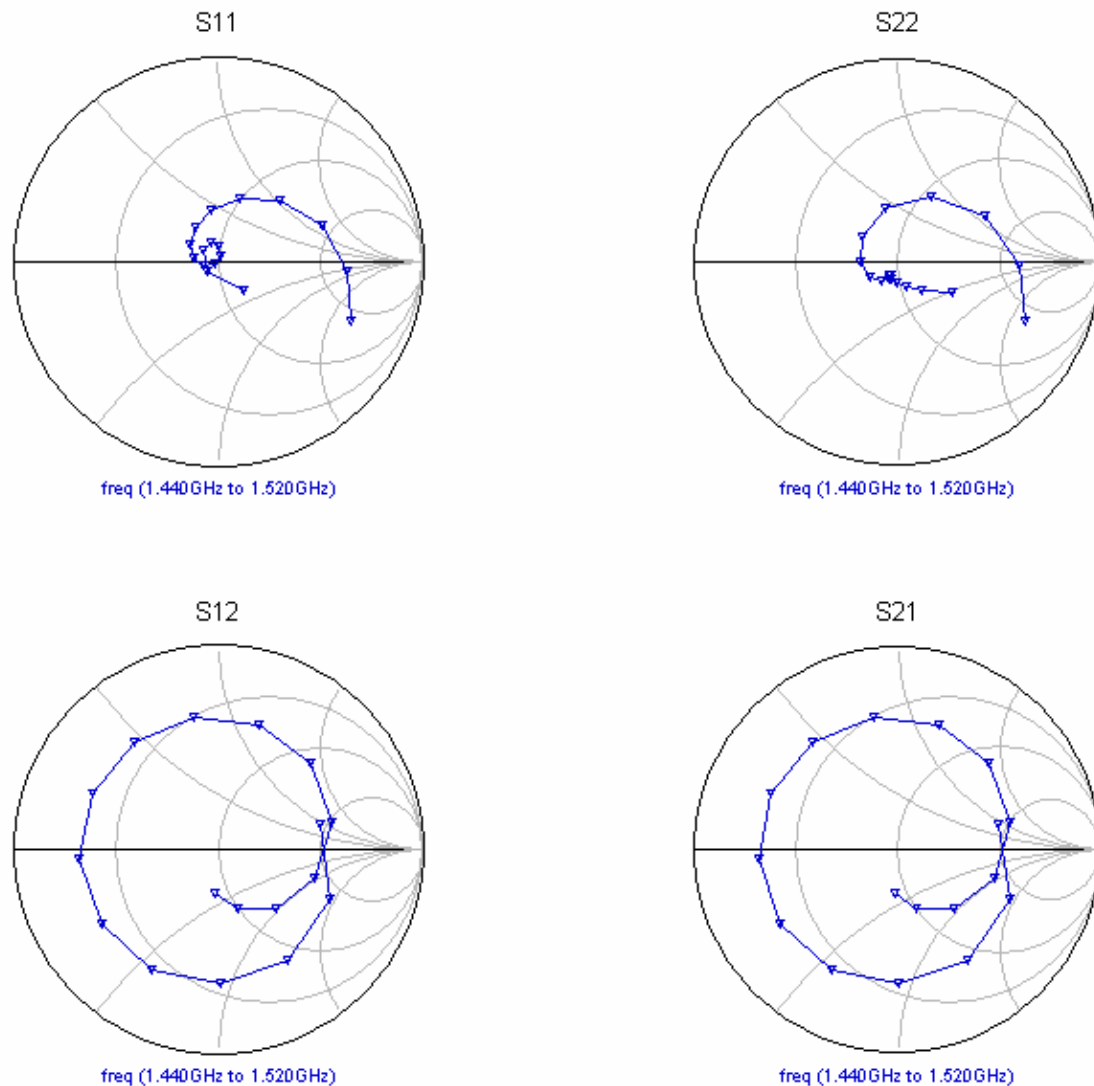


Figura 4.19: Cartas de Smith con los parámetros S

Por último nos falta comprobar que las impedancias vistas en el puerto de entrada y de salida son ambas de 50Ω.

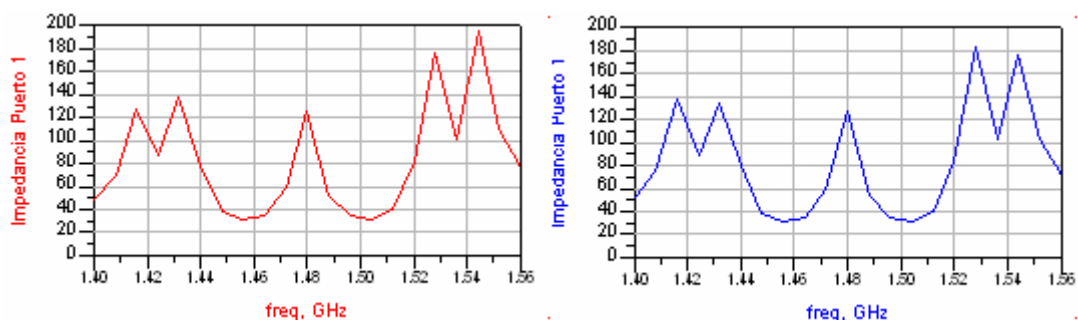


Figura 4.20: Impedancias características a la entrada y salida del filtro

Tal y como esperábamos el filtro presenta grandes variaciones en torno a los 50Ω tanto a la entrada como a la salida. Aunque la variación parezca muy grande no existe ningún problema ya que, próximo a la frecuencia central, nos mantenemos dentro de unos márgenes aceptables y no presenta grandes inconvenientes.

Por tanto podemos considerar que este filtro es perfectamente válido para nuestra aplicación y por tanto podemos pasar al diseño del segundo filtro.

4.2.1.2 Filtro VHF

Vamos realizar las simulaciones correspondientes a todos los diseños realizados para el desarrollo del filtro VHF y comentaremos sus ventajas y desventajas y los motivos que nos han llevado a rechazarlos en unos casos y a aprobarlo en otro.

4.2.1.2.1 Filtro con resonadores de líneas escalonadas de ocho acopladores

Este filtro se describió en el apartado 3.3.3.1 y se desarrolló debido a las grandes ventajas que nos proporcionaba el filtro de microondas, por desgracia los resultados en esta banda no resultaron tan buenos.

En el capítulo 3 no se representó la estructura completa del filtro y simplemente se escribieron los valores de las impedancias del modo par e impar que cumplen las especificaciones debido a la poca relevancia de este filtro. La figura 4.21 muestra esta estructura al completo:

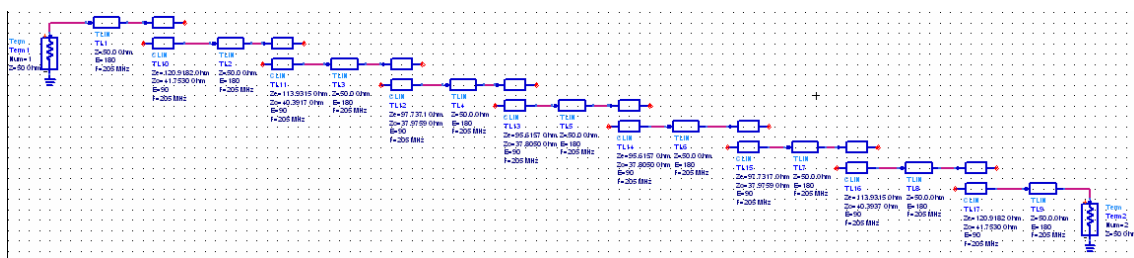


Figura 4.21: Filtro con resonadores de líneas escalonadas ideal con ocho acopladores

La respuesta que el filtro anterior cumple con las especificaciones impuestas pero de forma muy justa por lo que debe ser mejorado.

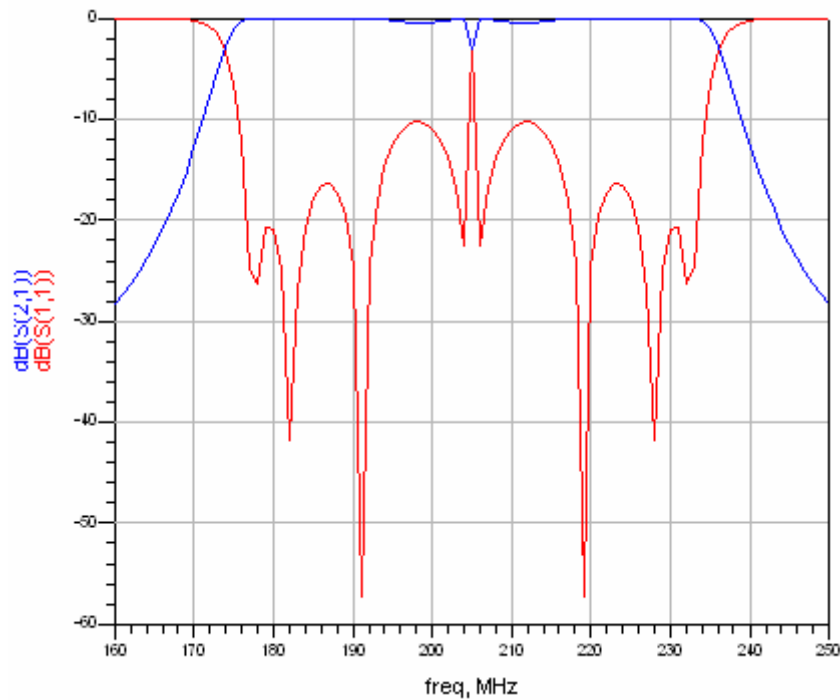


Figura 4.22: Respuesta del filtro con resonadores de líneas escalonadas ideal

Se aprecia mayor adaptación en los bordes de la banda de paso que en torno a la frecuencia central, lo que provoca unas mayores pérdidas de retorno en dichas frecuencias y, por tanto, una menor transmisión de potencia al puerto 2. También se observa un gran rizado debido al diseño de un filtro Chebyshev.

El siguiente paso será realizar una optimización del filtro para obtener una aproximación de la respuesta bastante mejorada. El filtro que se observa en la figura 3.43 se corresponde con un filtro real que vamos a estudiar a continuación y que ha sido optimizado para obtener una respuesta más precisa. La figura 4.22 nos ofrece la respuesta que será capaz de ofrecernos este filtro.

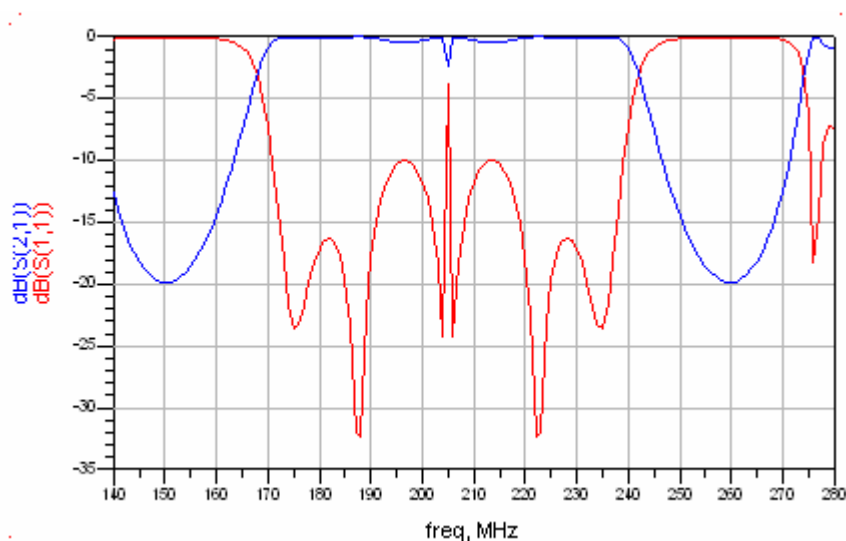


Figura 4.23: Respuesta optimizada del filtro con resonadores de líneas escalonadas ideal

La respuesta ofrecida por este filtro se aproxima bastante al modelo ideal no optimizado y posee bastante de sus desventajas. Al realizar la optimización del filtro para conseguir una mayor adaptación en la frecuencia central y en torno a ella se obtenían grandes pérdidas en los bordes de la banda de paso por lo que se deterioraba el ancho de banda del filtro. Esta característica aumentaba más rápidamente que disminuía la atenuación en torno a la frecuencia. Esto se puede observar en, como a pesar de obtener valores aproximados de S11 en esta frecuencia, no ocurre igual en los bordes de la banda de paso que se ha visto reducida (puede apreciarse como ha desaparecido un lóbulo del parámetro S11 en la banda de paso). Este problema impidió obtener una mayor mejora.

A pesar de la respuesta ofrecida por el filtro se decidió obtener un modelo real para comprobar si los problemas previstos se mantienen o por el contrario puede realizarse una mayor mejora con los parámetros reales.

El modelo que se desarrollo ofrecía bastantes mejoras respecto al modelo ideal ya que permite un mayor número de parámetros con los que jugar por lo que se esperan mejores resultados que los expuestos hasta ahora. Veámoslos.

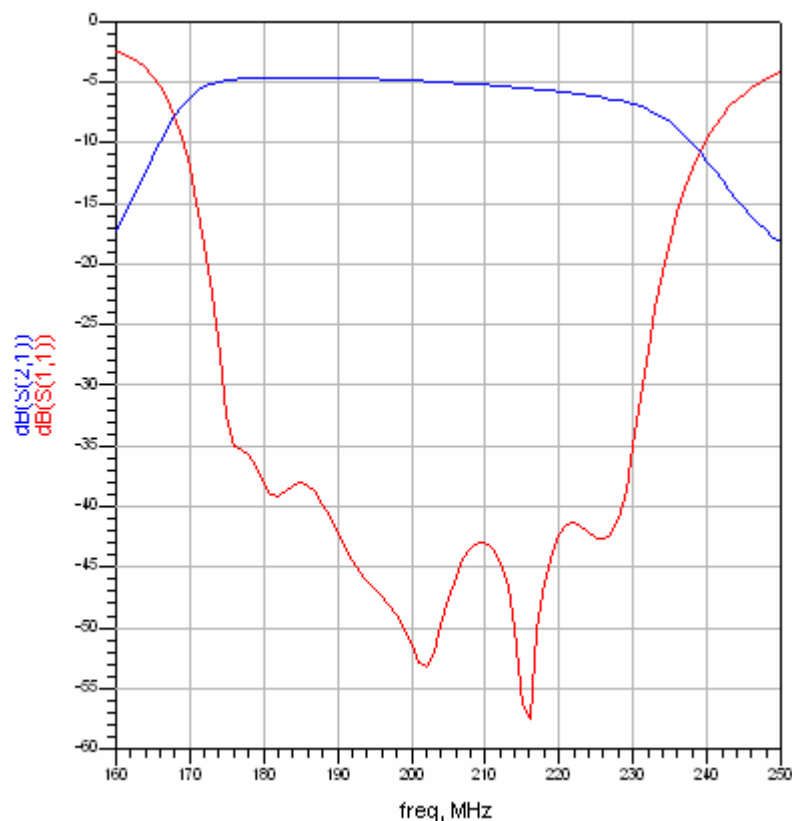


Figura 4.24: Respuesta optimizada del filtro con resonadores de líneas escalonadas real

La respuesta del filtro es bastante buena. Se realizaron una serie de optimizaciones de los parámetros más influyentes en la respuesta del filtro como son la anchura y separación de los acopladores y se consiguió la respuesta descrita.

Se aprecia como el parámetro S11 decae por debajo de -35dB en toda la banda de paso. Este resultado es muy bueno ya que reduce las pérdidas por retorno al mínimo con lo que las pérdidas existentes son prácticamente debida a la resistencia interna del material

con el que se realiza el circuito. De todos modos el parámetro S21 apenas supera los -5dB en algunos puntos. Si observamos por un momento la figura 3.45 y nos fijamos en las longitudes de los acopladores y de las líneas de transmisión observamos que en total el filtro mide más de 7 metros. Estas dimensiones son desproporcionadas pero explican las grandes pérdidas existentes en el filtro. Evidentemente solucionar este problema resulta complicado ya que son pérdidas derivadas del propio filtro y la única opción que tendríamos pasaría por reducir las pérdidas por retorno hasta valores insignificantes y cambiar el material con el que se realizan los acopladores y líneas de transmisión por otro que posea una mayor conductividad. Estas soluciones encarecen el coste del producto final y no proporcionarán más de 1dB o 2dB de mejoría.

Fijémonos en la forma que posee el filtro y que hasta ahora no habíamos observado. El efecto se observa muy bien en el parámetro S21. Existe una pendiente negativa en la banda de paso. Esto se debe a que alguno de los acopladores no se encuentra sintonizado a la frecuencia central del filtro lo que repercute negativamente en ciertas frecuencias. Este efecto también se manifiesta en el parámetro S11 ya que el rizado se encuentra ligeramente desplazado hacia frecuencias altas. La corrección de este pequeño error seguro que nos permite tener unas atenuaciones por debajo de -5dB en toda la banda de paso aunque no nos permitirá obtener los -3dB deseados.

Este filtro fue descartado por sus grandes dimensiones que impiden crear un filtro integrable y realizable. Sin embargo también hay que decir que la respuesta obtenida no supera las expectativas debido nuevamente a su gran longitud.

Antes de descartar este filtro veamos si se ajusta a nuestras imposiciones respecto a las impedancias de entrada y salida.

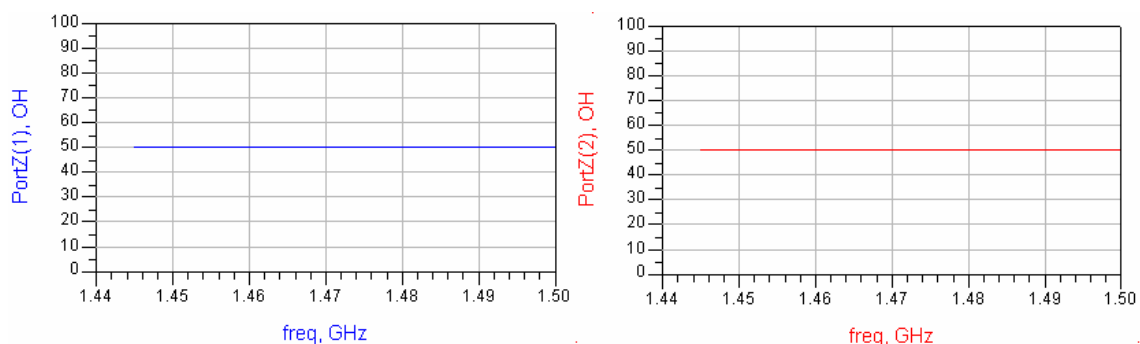


Figura 4.25: Impedancias características a la entrada y salida

Efectivamente los resultados confirman nuestras imposiciones de diseño y podemos decir que este filtro puede ser utilizado en cualquier aplicación que utilice una impedancia característica de 50Ω con lo que las reflexiones serán mínimas.

Este diseño nos ha sido útil para comprender la utilidad de estos filtros. Aunque ofrecen la gran ventaja de poder compactarse con facilidad, los resultados obtenidos a frecuencias bajas no son muy manejables ni fáciles de realizar por lo que podríamos decir que este tipo de filtros se limitan a frecuencias elevadas por encima del gigahercio.

4.2.1.2.2 Filtro compacto de ocho acopladores

El siguiente paso será observar el comportamiento de un filtro de líneas acopladas que intentaremos compactar de una forma muy particular (véase apartado 3.3.3.2).

El diseño del que se partirá es el siguiente:

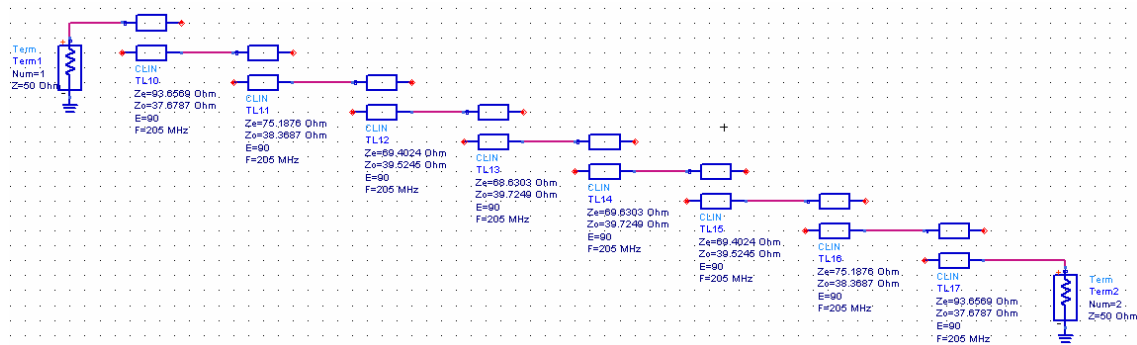


Figura 4.26: Filtro compacto ideal con ocho acopladores

Este filtro representa un modelo ideal de un filtro de acopladores de configuración longitudinal tal y como estudiamos al principio en el diseño del filtro de banda L. La respuesta de este filtro presenta un comportamiento más regular en la banda de paso que el modelo anterior, lo cual no significa que proporcione resultados mejores a los anteriores.

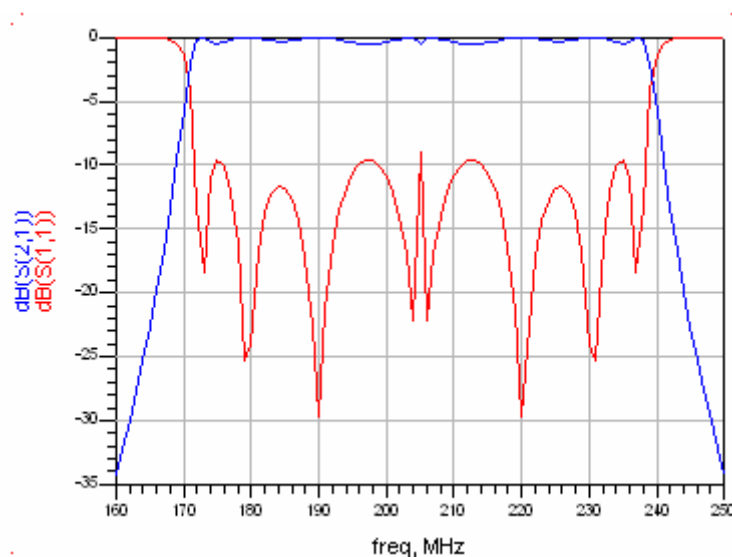


Figura 4.27: Respuesta del filtro compacto ideal

La respuesta no posee grandes diferencias respecto a las analizadas anteriormente. Simplemente señalar que el filtro cumple nuevamente con lo esperado y que posee un rizado muy regular en toda la banda de paso.

Anteriormente realizamos un diseño optimizado del filtro ideal y observamos que existen grandes diferencias entre la respuesta ideal y la real por lo que no podemos asegurar que una optimización del filtro ideal conlleve alguna mejoría en la respuesta real.

Por todo ello el siguiente paso será modelar un filtro real de ocho acopladores con las características anteriores. El esquema puede observarse en la figura 3.46. Los resultados de este filtro son los siguientes:

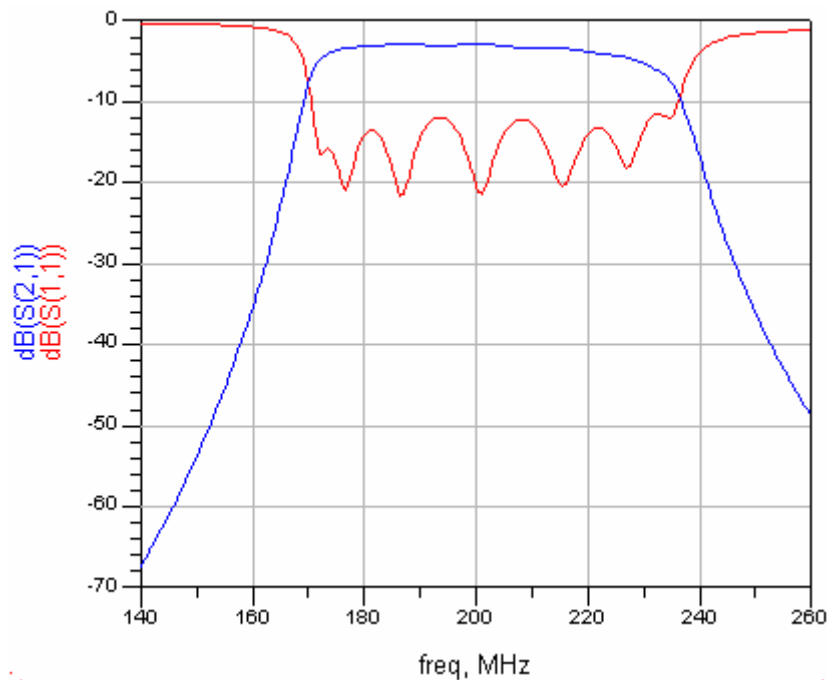


Figura 4.28: Simulación del filtro con ocho acopladores reales

La figura 4.28 muestra una gráfica como las obtenidas hasta ahora en primera aproximación. La respuesta presenta grandes deficiencias en lo que respecta a pérdidas en la banda de paso. Lo que más llama la atención es el gran rizado que se aprecia en el parámetro S11 que oscila entre -10 y -20dB. Vemos también que el parámetro S21 ofrece una respuesta bastante positiva ya que se encuentra en torno a los 3dB de pérdidas con unas elevadas pérdidas por retorno. Podríamos pensar que podremos eliminar estas pérdidas realizando un mejor ajuste de los parámetros del filtro de tal forma que se reduzcan las pérdidas por retorno, pero seguramente las ventajas obtenidas sean mínimas debido a que la gran longitud del filtro induce unas pérdidas por la propia resistencia interna del cobre bastante elevada.

Quizás el mayor problema que observamos se deba a que la atenuación en los 240MHz es bastante elevada (18dB aproximadamente) lo que nos lleva a presuponer que al intentar reducir la atenuación en las frecuencias centrales del filtro se atenuarán más los bordes de las bandas de paso por lo que en vez de mejorar la respuesta a estas frecuencias se penalizará aún más.

Si observamos la estructura de este filtro podemos ver que presenta grandes ventajas ya que dispone de ocho acopladores que permiten tener bastantes grados de libertad por lo que se espera una respuesta muy buena y próxima al filtro con resonadores de líneas escalonadas si realizamos una optimización adecuada de todos los parámetros.

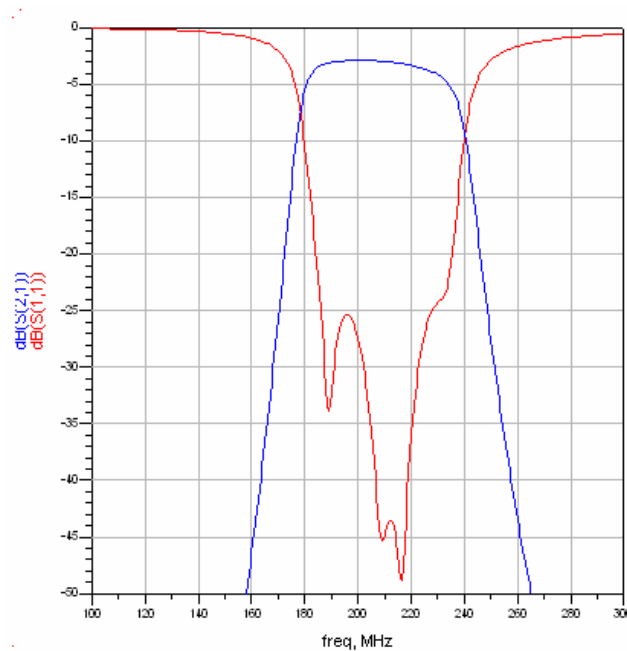


Figura 4.29: Optimización de la respuesta del filtro con ocho acopladores reales

Vemos que los resultados obtenidos no resultan ser los esperados. A pesar de ser un filtro parecido al filtro con resonadores de líneas escalonadas en primera aproximación, esto no es cierto, y puede observarse en las dos respuestas que hemos obtenido. Aquí podemos observar como la diferencia entre ambos filtro no es simplemente estructural o física sino que poseen características electromagnéticas muy diferentes ofreciendo mejor respuesta, el menos para esta aplicación, el filtro con resonadores de líneas escalonadas.

La respuesta consigue una gran adaptación en la banda de paso manteniéndose por debajo de los -25dB en toda la banda, si bien no alcanza los valores del filtro anterior. En cambio las pérdidas por disipación de potencia son claramente menores debido a la reducción de la longitud del filtro en algo más de 5 metros. Esto nos permite obtener una atenuación de entre -3 y -4dB.

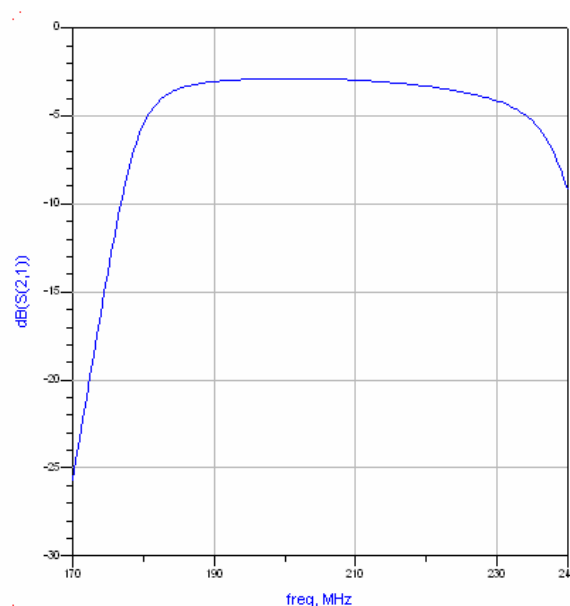
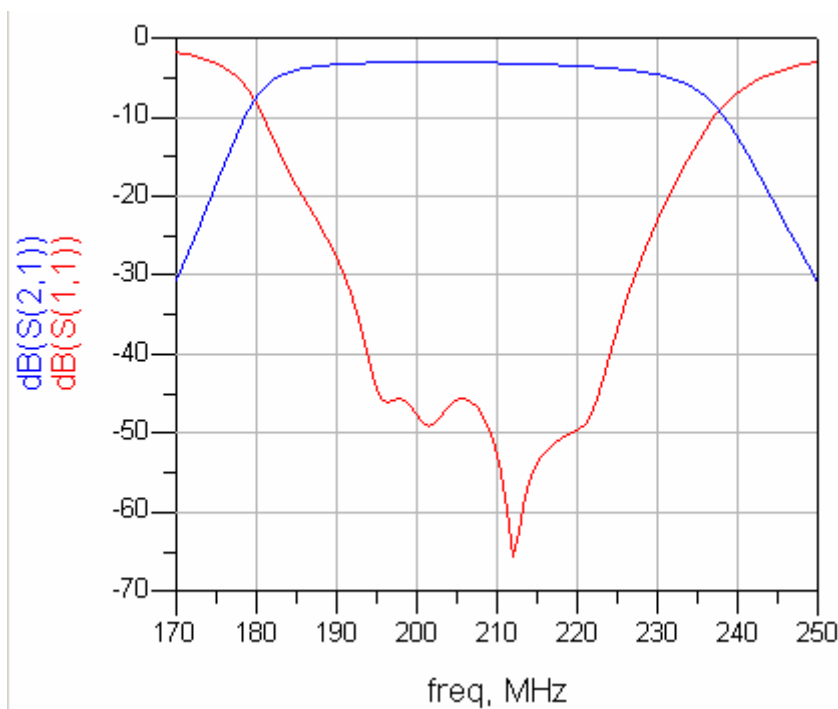


Figura 4.30: Zoom del parámetro S21

En la figura 4.30 se ha realizado un zoom de la banda de paso. Podemos apreciar más claramente los errores cometidos en el ancho de banda. Si nos fijamos en la frecuencia de 170MHz podemos ver que existe una atenuación de 25dB, mientras que en 180MHz tenemos 3dB de pérdidas. En el otro borde de la banda de paso tenemos unos 9dB lo cual puede ser admisible si tenemos en cuenta que es el límite de la banda.

El principal inconveniente de este filtro radica en la reducción del ancho de banda. Para conseguir adaptaciones del orden de -60dB nos hemos visto obligados a penalizar fuertemente el ancho de banda del filtro. Esta es una característica inaceptable ya que no cumple las expectativas de diseño. Debido a este gran inconveniente el filtro puede ser rechazado directamente pero se optó por continuar con el diseño para detectar nuevos errores y poder corregirlos en un diseño futuro.

Dicho esto el siguiente paso es compactar el filtro y comprobar que la respuesta no se desvía demasiado del resultado anterior. Analicemos por tanto la respuesta que ofrece la estructura de la figura 3.51.

**Figura 4.31: Simulación del filtro compactado con ocho acopladores reales**

La figura 4.31 muestra la respuesta obtenida por el filtro compactado. La respuesta es muy parecida a la mostrada en la figura 3.31. Los principales detalles que saltan a la vista es como ha mejorado la adaptación en el centro de la banda de paso puesto que se consigue bajar de los -45dB. Por el contrario se penaliza, aunque levemente, los límites de la banda llegando a perder algo menos de 5dB en las frecuencias extremas.

Podemos asegurar que aumentando nuevamente el orden del filtro podemos alcanzar las especificaciones impuestas o incluso ajustando mejor los parámetros del filtro de ocho acopladores podríamos reducir las fuertes atenuaciones en los extremos de la banda de paso. El problema que posee este filtro es el mismo que poseía el filtro anterior. Sus

dimensiones son excesivas. Hemos conseguido reducir el filtro en algo más de 5 metros y compactarlo en un tamaño de 14x14cm. Aunque el método seguido resulta muy satisfactorio el resultado no es válido para nuestra aplicación. Sigue siendo demasiado grande.

Podemos decir que el método utilizado en este proyecto es muy válido para cualquier tipo de proyecto ofreciendo estructuras más pequeñas que los filtros con resonadores de líneas escalonadas. Aunque esto es cierto también hay que señalar que para pequeños frecuencias (hasta centenas de megahercios) los resultados obtenidos son demasiado voluminosos y difíciles de integrar en casi cualquier circuito. Por otro lado merecen una gran atención puesto que son capaces de ofrecer estructuras muy simples y de gran utilidad.

4.2.1.2.3 Filtro de parámetros concentrados

Dado que los resultados hallados no cumplen nuestras imposiciones debemos buscar otra alternativa para la implementación del filtro.

El primer paso será realizar el diseño ideal y comprobar si satisface en primera aproximación los objetivos planteados. El resultado lo analizamos en el apartado 3.3.1.2.3, ahora estudiaremos la respuesta que ofrece el filtro.

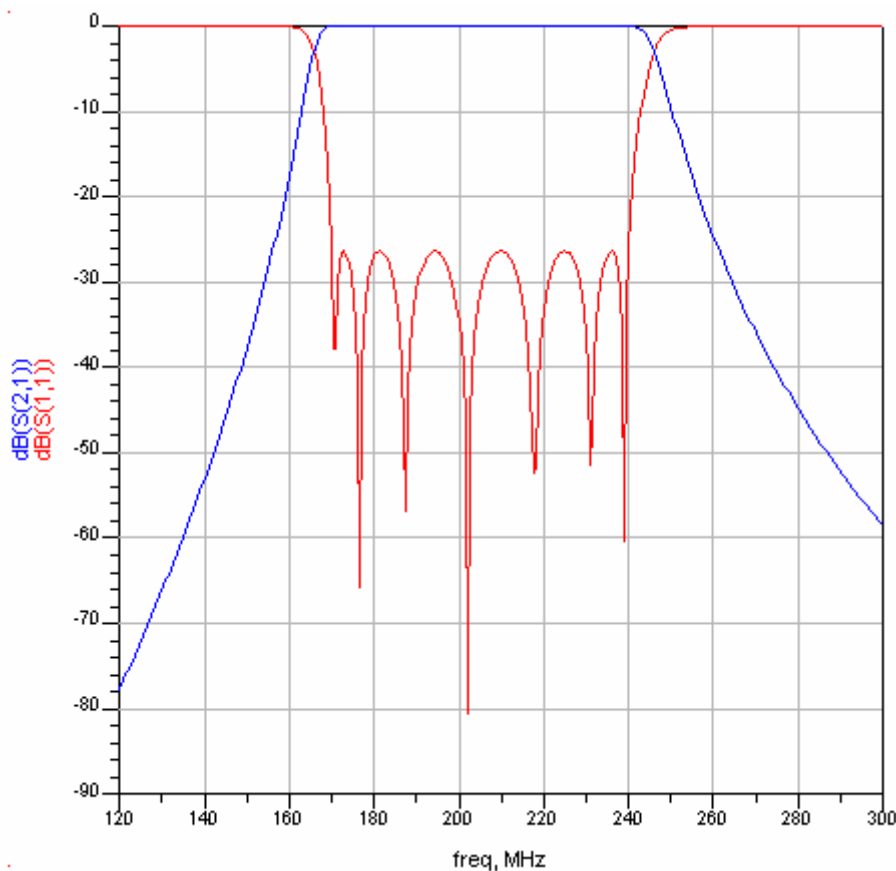


Figura 4.32: Simulación del filtro ideal con parámetros concentrados

El filtro calculado ofrece un resultado muy bueno si lo comparamos con las respuestas ideales calculadas en los filtros de acopladores. La respuesta muestra unas pérdidas por reflexión muy pequeñas, por debajo de -25dB . El parámetro S_{21} se mantiene constante a 0dB en toda la banda de paso. Las expectativas del filtro son muy buenas ya que el cálculo inicial del filtro ofrece una respuesta excelente.

El siguiente paso será calcular un modelo real que se aproxime lo más posible al filtro ideal diseñado previamente.

Si realizamos las simulaciones oportunas observaremos el siguiente resultado:

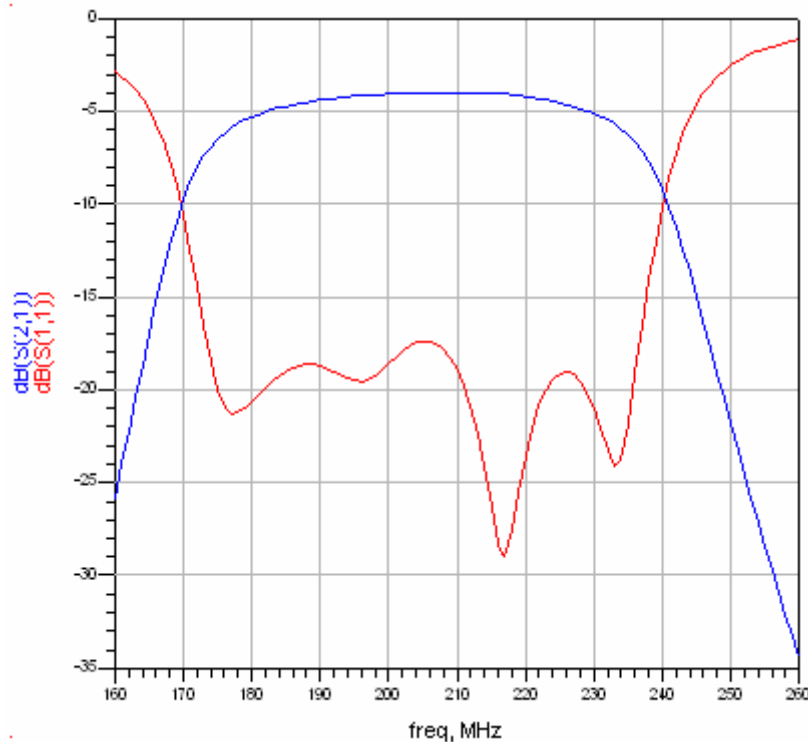


Figura 4.33: Simulación del filtro real con parámetros concentrados

La respuesta se ha deteriorado de forma visible. Esto se debe a la consideración de parámetros de segundo orden como tolerancias y elementos parásitos. Otro dato importante que se observa comparando las figuras 3.50 y 3.51, es que los valores de las capacidades e inductancias del filtro real se desvían de los valores ideales.

La gráfica nos muestra una respuesta más próxima a lo que esperábamos. A la frecuencia central tenemos unas pérdidas en el parámetro S_{21} de -4dB mientras que en los bordes de la banda de paso llegamos a los -10dB . Este error es admisible si consideramos que todos los filtros nos ofrecerán la misma respuesta, pero el inconveniente que presenta este filtro respecto a otros es que la desadaptación (el parámetro S_{11} no alcanza los -20dB en la banda de paso), no puede ser corregida ya que el uso de capacidades y bobinas reales nos limita el rango de valores que podemos usar a una serie de valores discretos. La respuesta mostrada se determinó tras varios procesos de optimización en los que se observó que la modificación de ciertos resonadores repercute más fuertemente en la respuesta final que otros. Podemos afirmar que esta respuesta es la óptima ya que se realizaron simulaciones con varios fabricantes y tipos de inductancias y capacidades y no se lograron mejorar el resultado de la figura 4.33.

El siguiente paso será realizar un layout en el que podamos soldar las capacidades e inductancias. Debemos hacer uso de tiras *microstrip* lo más corta posible para evitar comportamientos de líneas de transmisión que no deseamos. Aún así la inserción de esta conexión influirá en la respuesta del filtro.

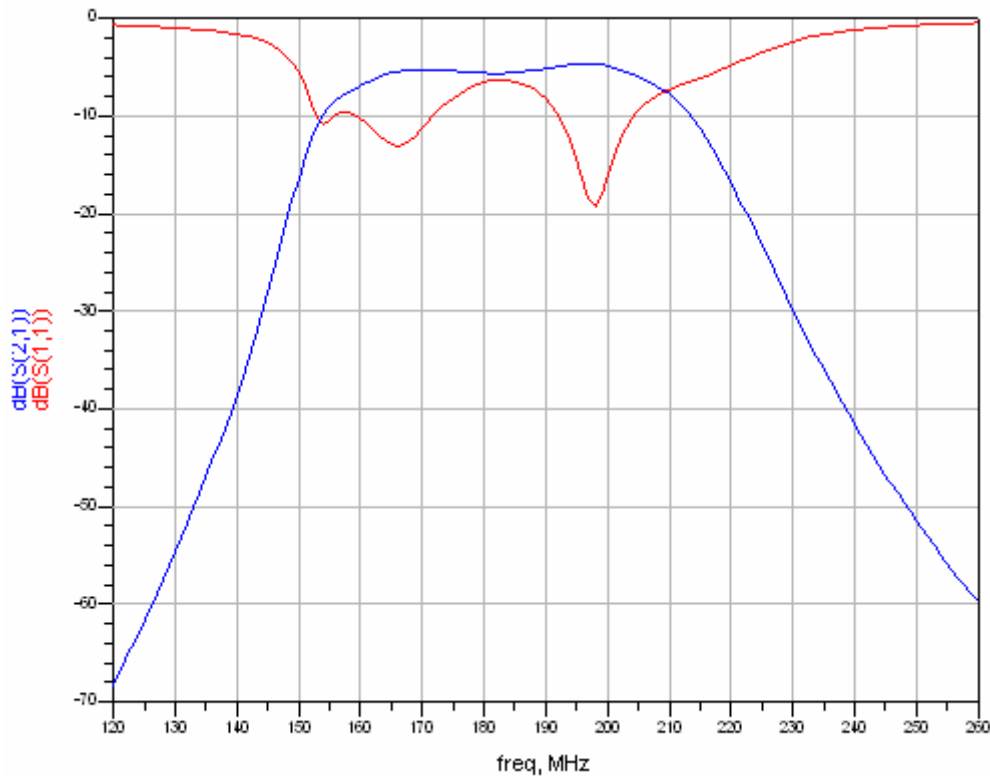


Figura 4.34: Simulación del filtro real con parámetros concentrados y líneas *microstrip*

La respuesta del filtro vuelve a deteriorarse nuevamente con la inserción de las líneas de transmisión necesarias para realizar el layout. Las pérdidas por reflexiones son inadmisibles en toda la banda de paso. Fijémonos en la frecuencia de interés:

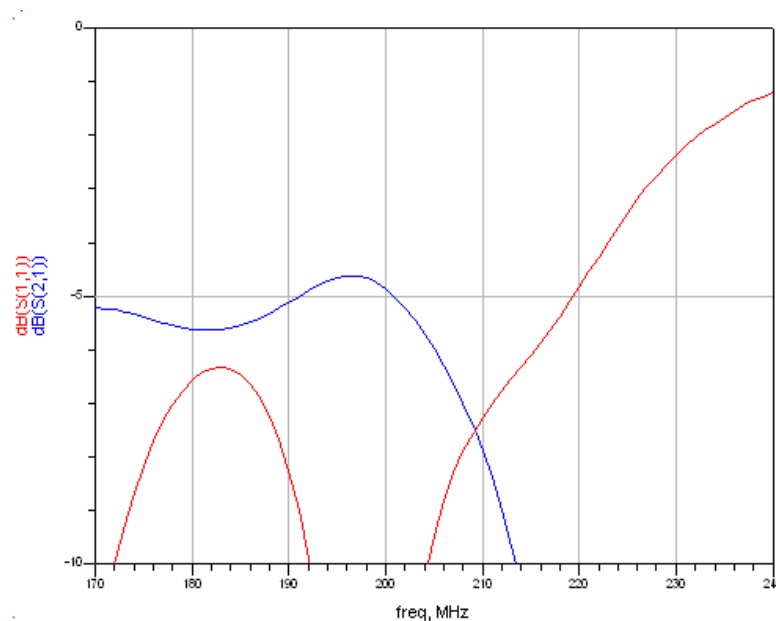


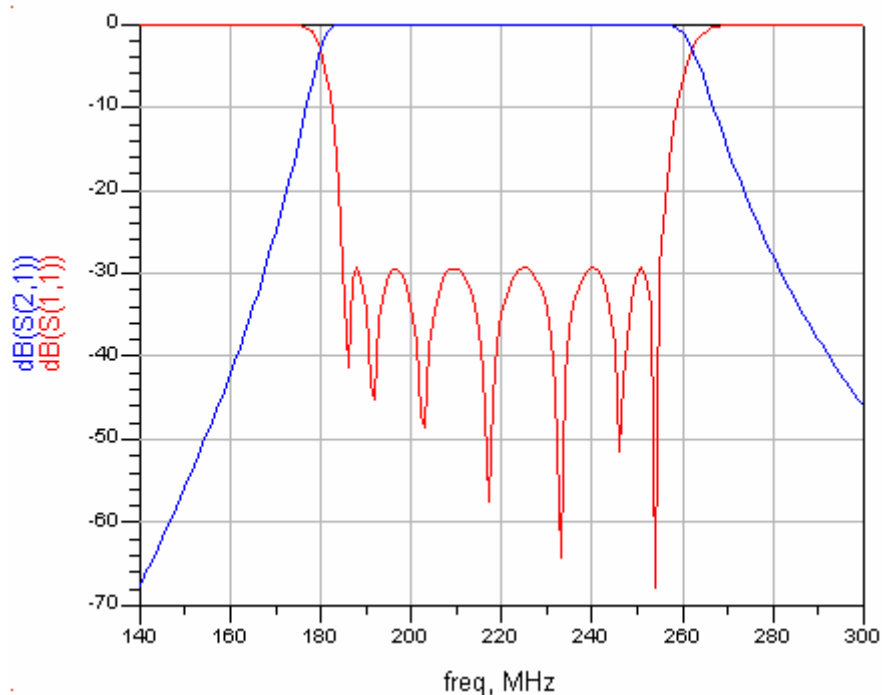
Figura 4.35: Zoom de la respuesta del filtro real con parámetros concentrados

Se aprecia como el parámetro S21 se haya por debajo de -5dB. Este problema podría solucionarse escogiendo pistas de cobre de menor longitud y ajustando los valores de las bobinas y condensadores para corregir las pérdidas por reflexión.

Pero existe un problema que no posee fácil solución. La respuesta del filtro se ha desviado 20MHz de la frecuencia central. Esto nos ocurría con anterioridad en los sistemas que hemos diseñado con filtro de microondas. Ello se debe a que la cosimulación realiza un análisis con *momentum* de las líneas de transmisión ofreciéndonos una respuesta más precisa del comportamiento real del filtro.

Esto nos plantea un problema complicado de resolver. La solución más factible será realizar un nuevo diseño corrigiendo la desviación en frecuencia. Debemos ajustar el filtro para que cumpla lo más fielmente posible los objetivos establecidos del filtro.

El primer paso será realizar un modelo ideal que cumpla todas las nuevas especificaciones. El modelo utilizado se encuentra en la figura 3.62. Si realizamos las simulaciones oportunas a este filtro encontraremos la siguiente respuesta:

**Figura 4.36: Respuesta ideal del filtro con parámetros concentrados**

El nuevo filtro cumple las especificaciones con más soltura que el diseñado anteriormente. Ello se debe a que se aprecia gran diferencia entre el filtro ideal y el real por lo que debemos partir de un modelo que cumpla muy bien las condiciones de diseño. También se ha tenido en cuenta el grave problema que existe con la carencia de una gama amplia de valores de bobinas y condensadores reales que satisfagan nuestros intereses. Para ello se ha procurado obtener valores ideales que se aproximen a valores reales para poder reducir los errores introducidos por la dispersión. Otro detalle que se ha tenido en cuenta es la utilización del menor número de elementos posibles para la

realización del filtro ya que así se consigue reducir las desviaciones provocadas por las capacidades parásitas de los encapsulados.

Con todo esto se consigue la siguiente respuesta:

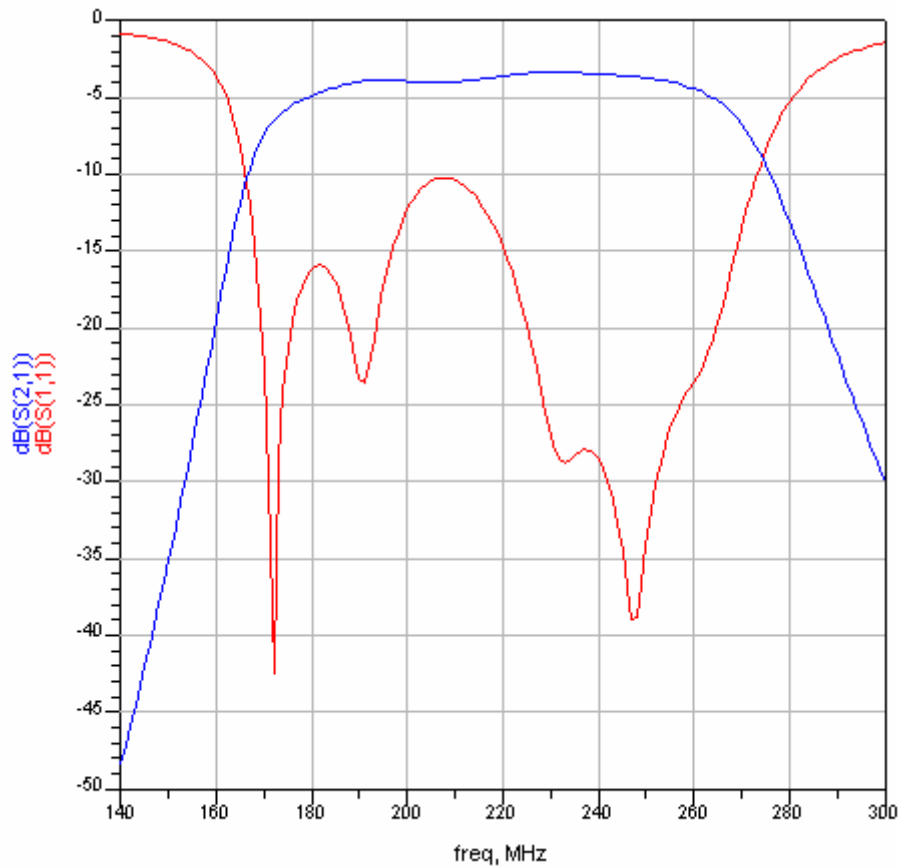


Figura 4.37: Simulación del filtro real con parámetros concentrados

A pesar de las precauciones tomadas el filtro presenta una respuesta bastante deteriorada. Las reflexiones en el puerto 1 son excesivamente grandes e impiden que la potencia en el puerto 2 sea mayor. Aún así observemos de cerca la banda de paso:

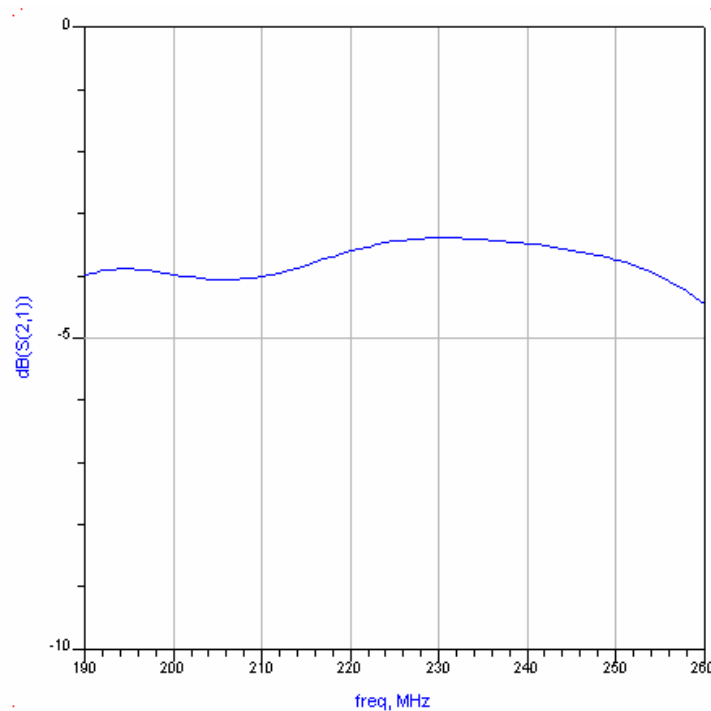


Figura 4.38: Zoom de la respuesta del filtro real con parámetros concentrados

Hemos observamos unas pérdidas por reflexión muy altas debida a la desadaptación existente. Pero a pesar de ello el parámetro S22 se mantiene entre -3 y -4dB. Esto nos indica que el diseño cumple las especificaciones aunque realmente podría ser mejorado. Vamos a realizar el layout del filtro y lo optimizaremos para obtener una mejor respuesta. Si las pérdidas por retorno siguen siendo elevadas procederemos al diseño de otro filtro pero en principio deberíamos conseguir nuestros objetivos con este diseño.

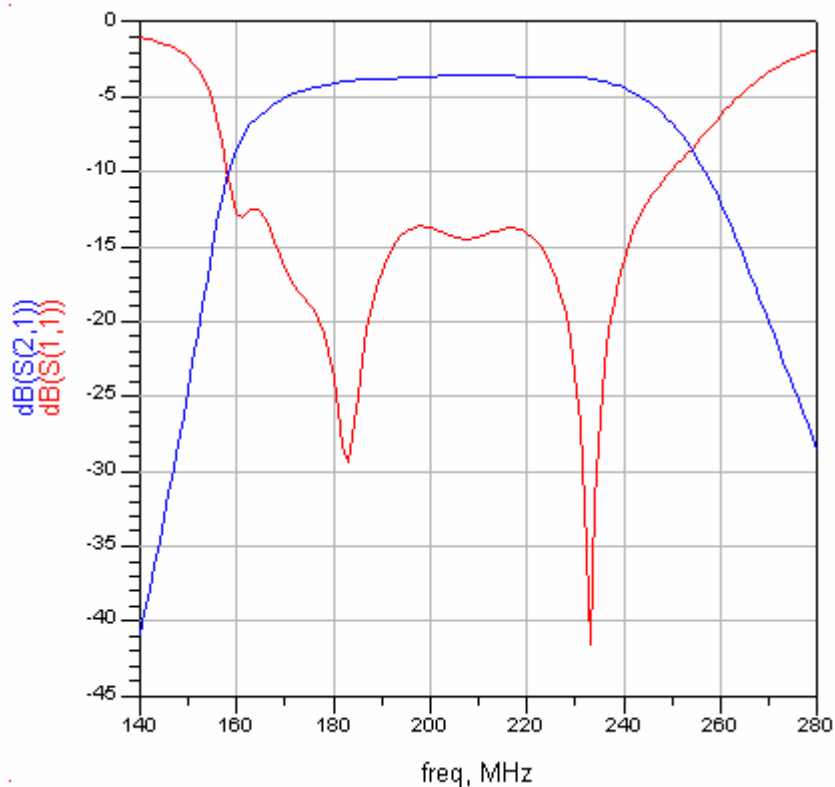


Figura 4.39: Simulación del layout del filtro con parámetros concentrados

El filtro presenta una notable mejoría respecto al diseño anterior. Se ha tenido en cuenta el efecto de las líneas de transmisión y se han compensado las pérdidas de retorno. Hemos conseguido bajar el parámetro S11 por debajo de -14dB consiguiendo mínimos que van desde los -29dB hasta los -42dB en el punto de máxima adaptación. Veamos de cerca las pérdidas en el puerto 2.

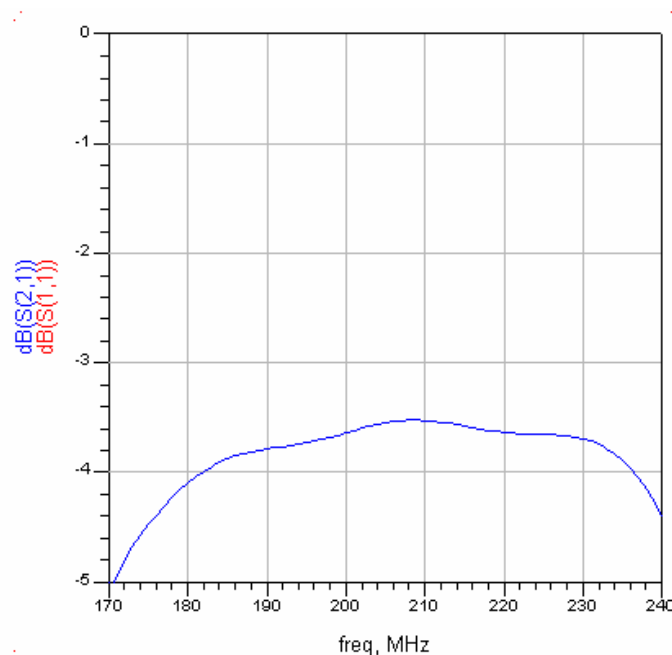


Figura 4.40: Zoom de la respuesta del layout del filtro con parámetros concentrados

El primer detalle destacable es que hemos conseguido corregir la desviación en frecuencia y nuevamente tenemos el filtro centrado en 205MHz. Aunque existen grandes reflexiones en el puerto 1 las pérdidas en la banda de paso se hallan entre -3,2 y -5dB, resultados más que aceptables si tenemos en cuenta la gran limitación que nos ofrece este tipo de filtros para su optimización.

Veamos que impedancias de entrada y de salida nos ofrece el filtro.

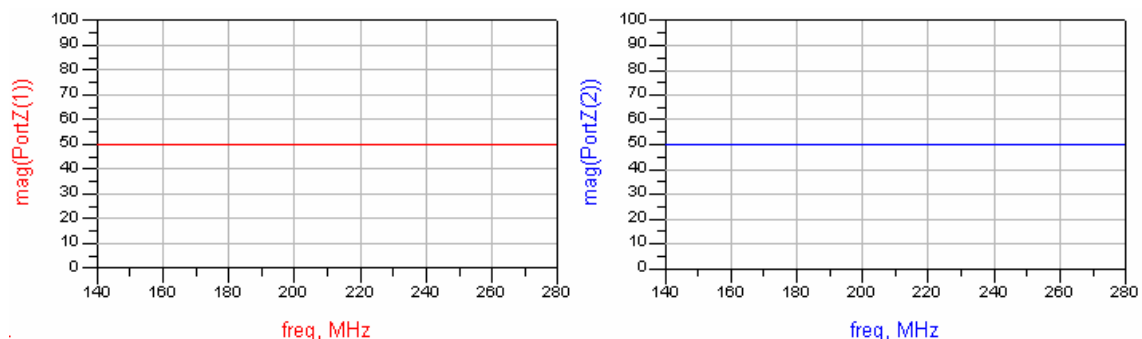


Figura 4.41: Impedancia característica del filtro a la entrada y salida

Por tanto podemos determinar que cumplimos las especificaciones exigidas y, por tanto, el filtro es válido para nuestra aplicación.

4.2.2 Divisor de potencia

4.2.2.1 Unión T

Primeramente vamos a realizar un análisis de una unión T para confirmar que esta estructura no es válida para nuestro diseño.

Las siguientes gráficas muestran el comportamiento que posee la unión cuando todos sus puertos están adaptados (véase figura 3.66).

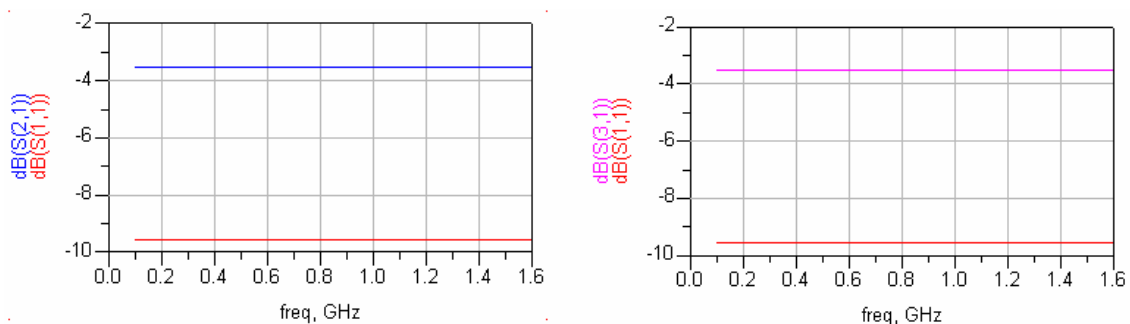


Figura 4.42: Comportamiento de la unión T con todos los puertos adaptados

La figura 3.44 muestra los parámetros S de la estructura. Todos los puertos se encuentran adaptados con impedancias de 50Ω . Ofrece un comportamiento plano en toda la banda de frecuencias. Las pérdidas por retorno son bastante elevadas pero aún así ofrece un buen comportamiento ya que las pérdidas en los puertos de salida son de $-3,5\text{dB}$ en cada puerto.

Hasta ahora no vemos un comportamiento raro de la unión. La siguiente simulación mostrará el comportamiento de la estructura con uno de los puertos desadaptado.

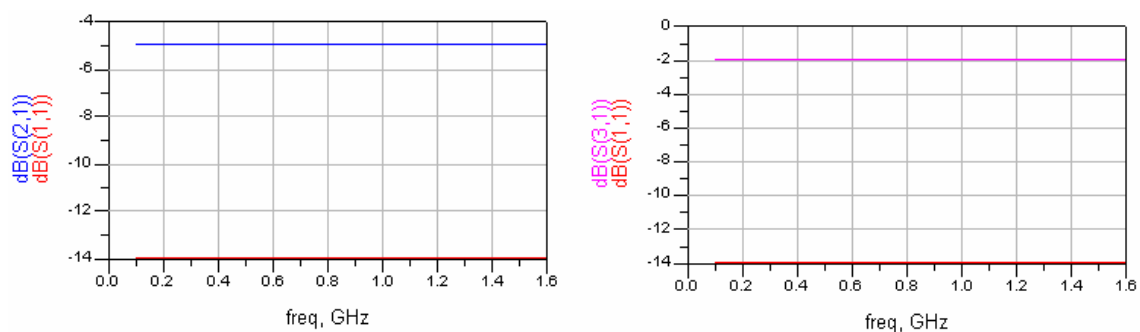


Figura 4.43: Comportamiento de la unión T con el puerto 3 desadaptado

Para la realización de esta simulación se ha puesto en el puerto 3 una impedancia de 100Ω . Esto hace que se la potencia absorbida por el puerto 3 aumente y que disminuya la potencia a la salida del puerto 1 y del puerto 2. De hecho la potencia reflejada en el puerto 1 ha pasado de $-9,5\text{dB}$ a -14dB , más del doble de la potencia que existía en la simulación anterior. Aunque podríamos esperar un aumento de la potencia en el puerto 2 debido a la disminución de potencia a la salida del puerto 1, esto no ocurre porque

parte de la potencia que salía por el puerto 2 es entregada al puerto 3. Por tanto aunque el puerto 2 se mantiene adaptado, se aprecia una reducción de la potencia de salida que es debida a la potencia reflejada en el puerto 3.

Esta simulación nos confirma nuestras teorías explicadas anteriormente. Estas estructuras son incapaces de aislar los puertos de salida entre si, lo cual repercutirá negativamente en la respuesta final del diplexor.

Antes de descartar completamente esta unión vamos a realizar una simulación completa del diplexor que nos servirá no sólo para comprobar todo lo explicado sino que nos permitirá comparar con el resultado final.

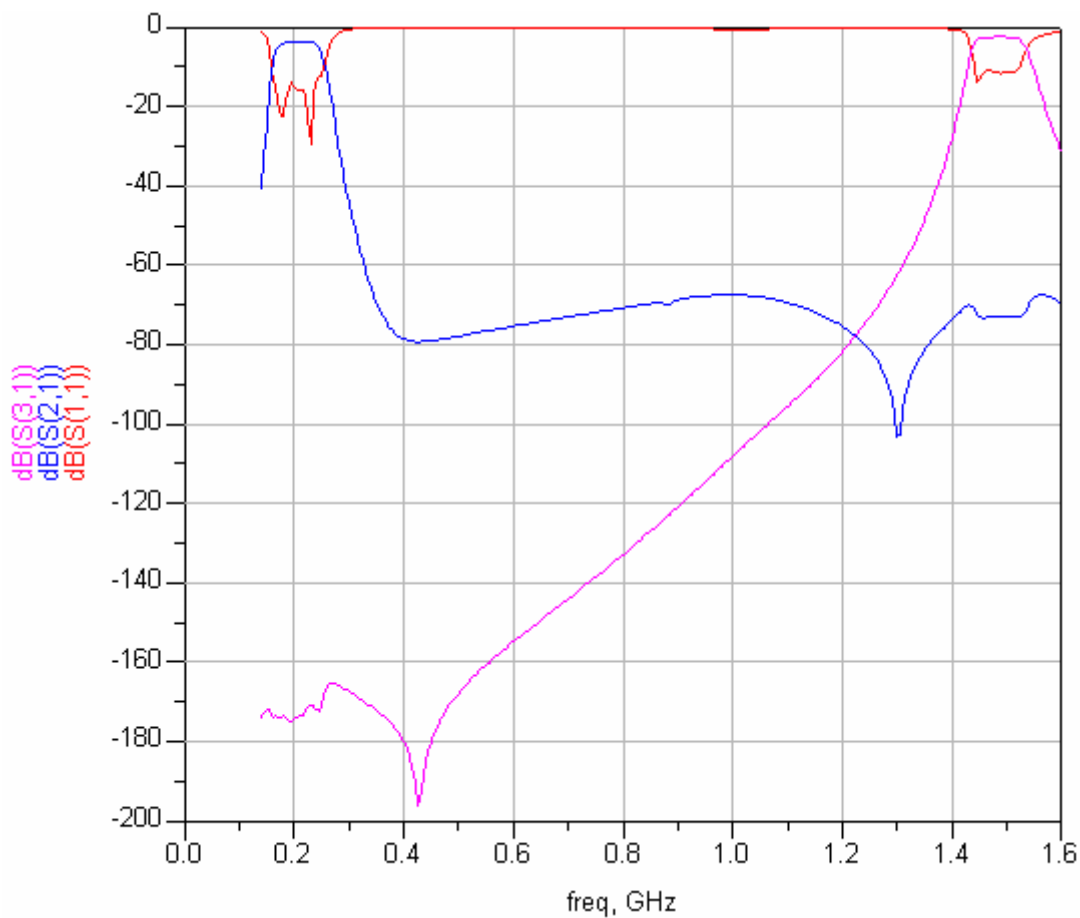


Figura 4.44: Respuesta del diplexor con la unión T

La respuesta del filtro presenta un buen aspecto en términos generales. Se aprecian las dos bandas de paso perfectamente. Veamos dichas bandas más de cerca.

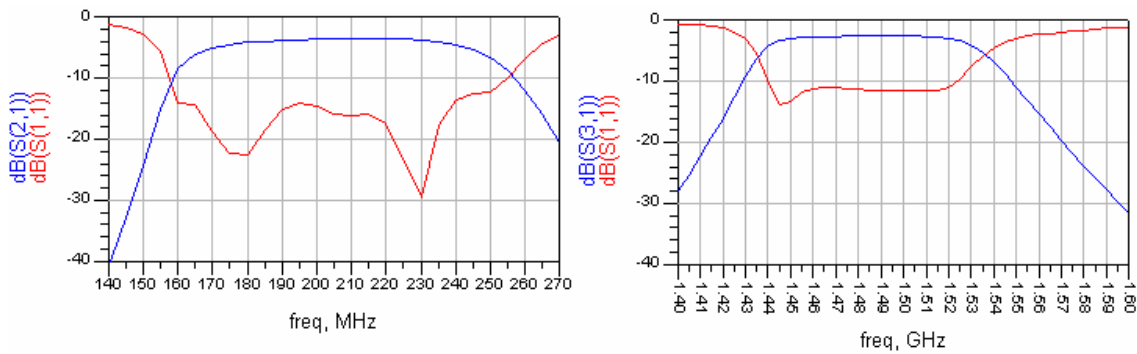


Figura 4.45: Bandas de interés del diplexor con unión T

La figura 4.45 muestra un zoom de las zonas de interés. La de la izquierda representa la respuesta del filtro de VHF. Si comparamos esta gráfica con la de la figura 4.39 vemos que no existen diferencias aparentes entre ambas respuestas. Esto es muy positivo porque nuestro principal interés es que la inserción del divisor de potencia no afecte en la repuesta de los filtros. Los problemas aparecen en el filtro de banda L. Comparemos la respuesta ofrecida con la que vimos en la figura 4.15. Lo primero que llama la atención es la potencia reflejada. En la figura 4.15 nos encontrábamos por debajo de de -30dB en toda la banda de paso mientras que ahora apenas se baja de los -10dB.

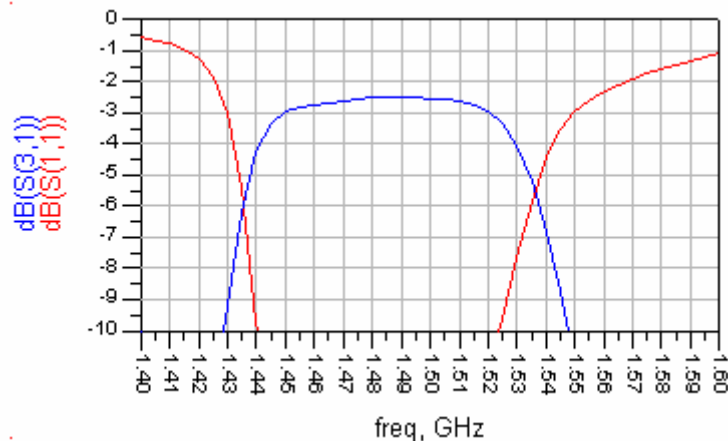


Figura 4.46: Aumento del parámetro S21 de la banda de microondas

En esta ampliación se puede observar como la potencia entregada al puerto 2 es muy buena ya que se mantiene entre -2 y -3dB. Aún así la experiencia nos dice que esta simulación no resulta lo suficientemente fiable como garantizar que el modelo real poseerá un comportamiento parecido al detallado.

Por último debemos resaltar un pequeño detalle. En la figura 4.45 podemos apreciar como el filtro de VHF se encuentra centrado a 205MHz tal y como exigimos, mientras que el filtro de banda L se encuentra en torno a 1,49GHz en vez de 1,472Ghz como debería ser. Ello se debe a que la simulación se ha realizado con el modelo de la figura 3.67. En él aparece el diseño del filtro VHF con el modelo de *momentum* mientras que el modelo del filtro de banda L se encuentra diseñado con el esquemático, por lo que resulta normal que la respuesta del filtro de microondas no sea la real y definitiva.

4.2.2.2 Unión Y

En definitiva necesitamos un diseño que independice los puertos de salida de tal forma que no se afectan. Para ello hemos realizado el diseño de la figura 3.68. Las simulaciones que vamos a realizar son semejantes a los realizados por el diseño anterior.

Primeramente vamos a ver la respuesta que ofrece cuando posee todos los puertos adaptados.

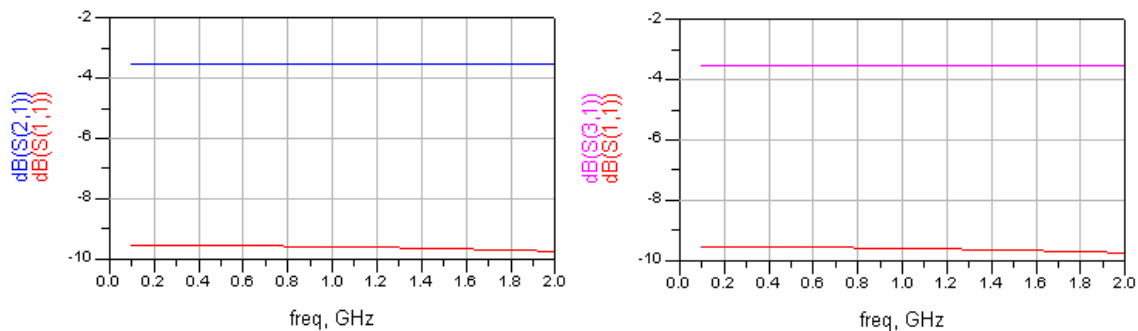


Figura 4.47: Comportamiento de la unión Y con todos los puertos adaptados

Observamos un comportamiento parecido al que vimos en la figura 3.44. El divisor reparte la potencia por igual entre los dos puertos de salida. Si nos fijamos en los valores de las potencias que aparecen en los tres puertos vemos que es igual a la mostrada en la figura anterior. Podemos determinar que para impedancias de cargas iguales y adaptación en los puertos el comportamiento es igual al de una unión en T.

Veamos que ocurre cuando existe una desadaptación en uno de los puertos de salida.

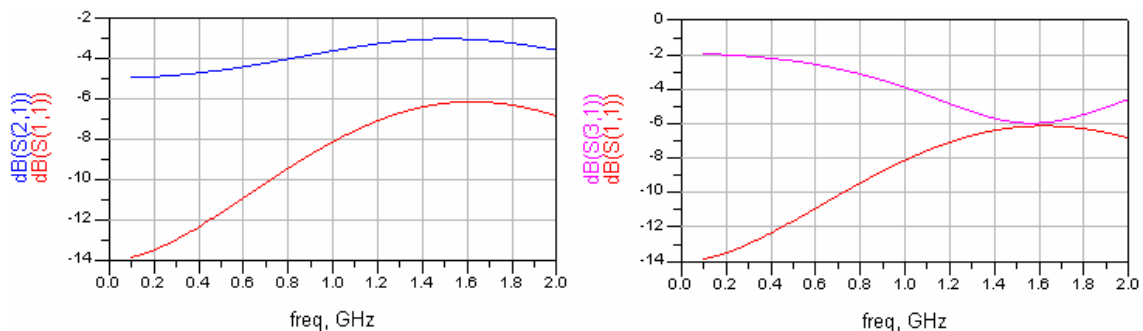


Figura 4.48: Comportamiento de la unión Y con el puerto 3 desadaptado

Hemos forzado a que la impedancia de carga en el puerto 3 sea de 100Ω al igual que en el caso anterior. La variación de la respuesta en este caso es notable. Vemos como el comportamiento del divisor depende de la frecuencia.

Analicemos con detalle el resultado. La desadaptación en el puerto 3 provoca un reparto de la potencia entre los puertos de salida un tanto especial. Si observamos la gráfica de la derecha vemos que la máxima transferencia de potencia se mantiene en la banda de 200Mhz aproximadamente y decae a medida que aumenta la frecuencia. Si observamos el parámetro S11 observamos que posee el mismo comportamiento que el S21. El parámetro S31 ofrece una respuesta opuesta al S21.

Estos resultados nos indican que aunque exista una absorción de potencia en cierta banda de frecuencia no tiene porque inferir en el resto e bandas. Este resultado es muy importante porque nos indica que lo puertos 2 y 3 están aislados por el simple hecho de trabajar a diferentes frecuencias.

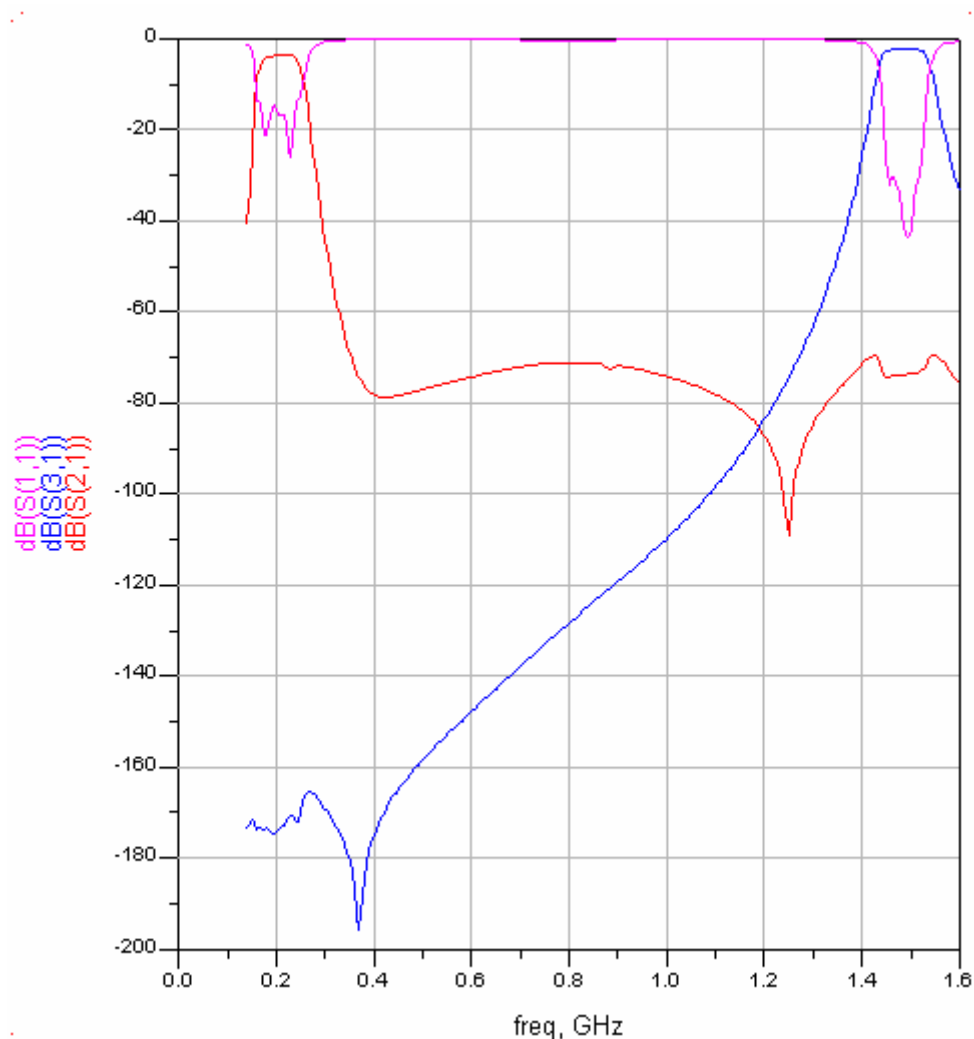


Figura 4.49: Respuesta del diplexor con la unión Y

La respuesta del diplexor cumple las mejores expectativas previstas. El filtro de VHF no presenta gran mejoría respecto a la figura 4.44, pero los resultado del filtro de banda L son realmente excelentes. El comportamiento de la unión Y es realmente bueno ya que hemos conseguido mantener las respuestas de los filtros prácticamente intacta.

Las simulaciones pertinentes las haremos en el siguiente punto ya que no son cometido de este apartado.

4.2.3 Diseño definitivo

En este apartaremos realizaremos las simulaciones correspondientes a todos los modelo diseñados de diplexores. El primer diseño que se realizó surge simplemente de la unión

de los dos filtros con la unión en Y. Esto nos permite calcular el valor que debe tomar la línea de transmisión de la unión Y.

La figura 4.50 presenta la respuesta que ofrece el modelo de la figura 3.72. La respuesta ofrecida es muy próxima a la que obtendremos en realidad ya que hemos realizado un modelo completo en *momentum* de todo el diplexor a excepción de las admitancias que como sabemos no se pueden modelar.

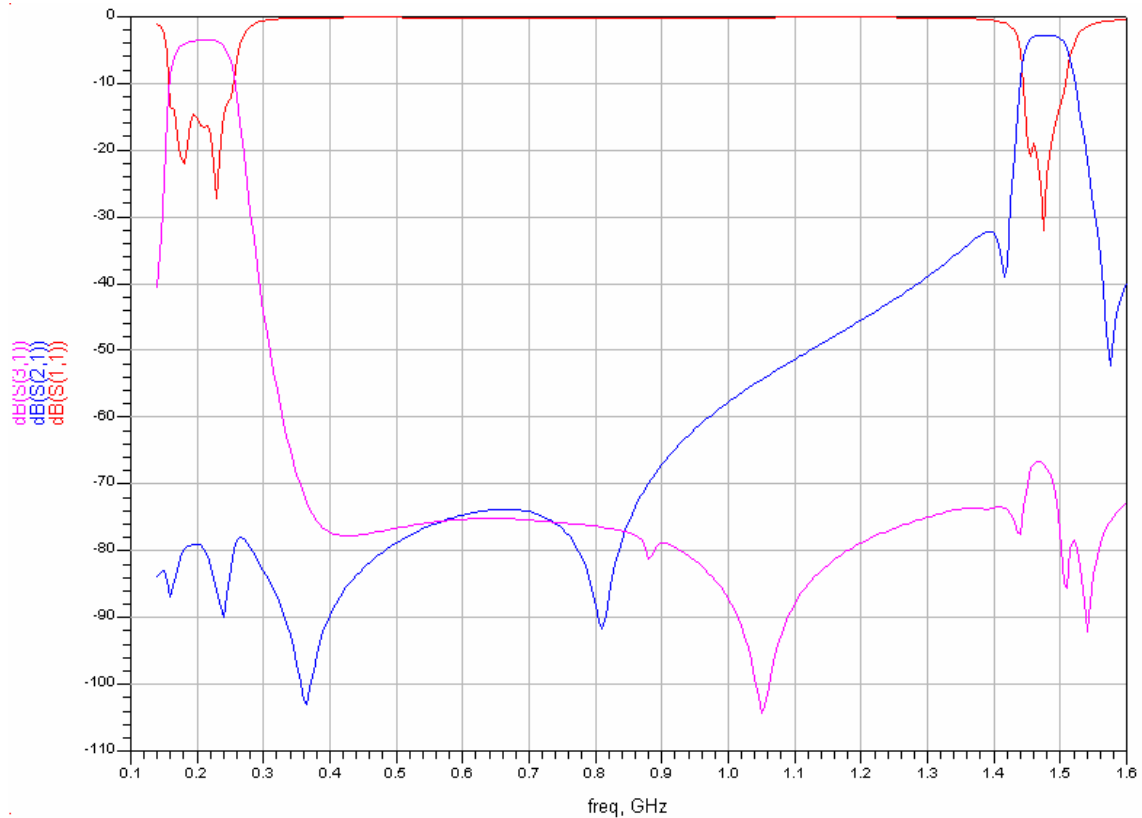


Figura 4.50: Simulación del diplexor no optimizado

En la figura 4.50 se aprecian perfectamente las bandas de paso del diplexor. Las conclusiones que podemos sacar viendo la figura anterior es que el comportamiento del diplexor es el deseado. Podemos comparar ambas respuestas y vemos que en principio existe una mejor adaptación en el filtro de microondas que en el filtro VHF. Esto se debe al propio diseño que realizamos en el filtro VHF. Recordemos que este filtro sólo nos permitía utilizar un número de valores determinados tanto para los condensadores como para las bobinas lo que nos limitaba la libertad a la hora de optimizar, mientras que la capacidad de optimización del filtro de microondas no estaba tan limitada y nos permitía obtener mejores resultados.

También resulta importante observar como cada filtro tan sólo deja pasar las frecuencias para las que están diseñados y que las frecuencias reflejadas no afectan en gran medida los resultados con los que estábamos trabajando.

Veamos cada una de las bandas más de cerca.

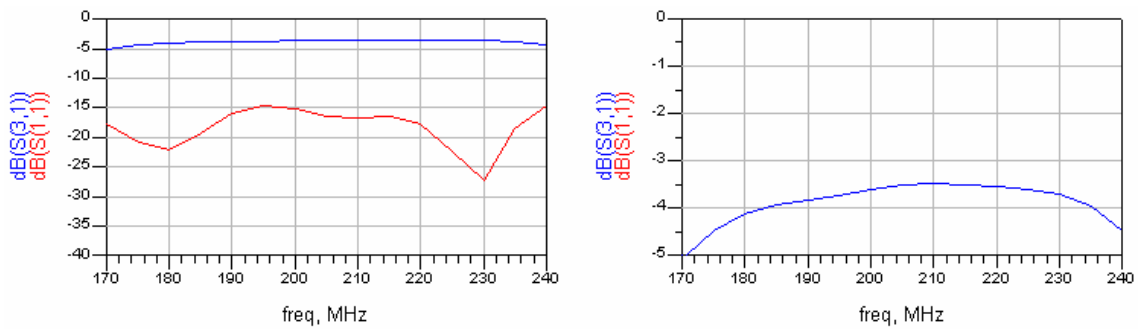


Figura 4.51: Banda VHF del diplexor no optimizado

En esta primera gráfica vemos como las pérdidas por desadaptación están por debajo de -15dB en toda la banda de paso. Recordemos que lo deseado hubiera sido por debajo de -20dB. A pesar de ello el filtro tiene un comportamiento perfecto y podría ser utilizado sin ningún tipo de problema para la aplicación en cuestión. Esto lo podemos decir si observamos la figura de la derecha. En ella se observa como se consiguen unas pérdidas inferiores a -4dB en torno a la frecuencia aumentando hasta poco más de -5dB en los bordes de la banda de paso. Esto nos indica que el filtro posee unas pérdidas por disipación de potencia prácticamente nulas debido a su reducido tamaño y que las pérdidas ocasionadas por las reflexiones observadas en la figura de la izquierda no resultan ser tan importantes.

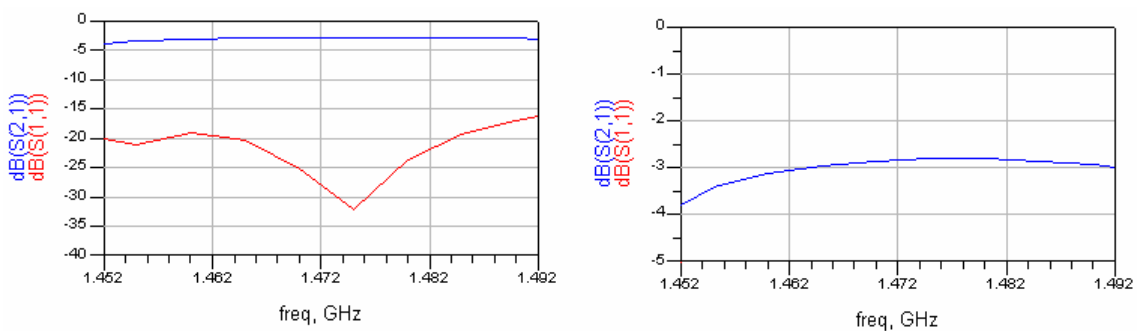


Figura 4.52: Banda L del diplexor no optimizado

Los resultados ofrecidos por este filtro son excelentes. Las pérdidas por desadaptación son despreciables ya que el parámetro S11 decae de los -20dB tal y como impusimos. Por otra parte recordemos que impusimos que las dimensiones del filtro deberían ser mínimas para obtener un diplexor lo más reducido posible. Esta característica influye directamente en las pérdidas por disipación puesto que se reduce el tamaño de las zonas resistivas. Como resultado observamos unas pérdidas de -3dB en prácticamente toda la banda decayendo hasta algo menos de -4dB.

En ambos casos se observan respuestas planas en toda la banda de paso que decae rápidamente en la banda de transición. Evidentemente podemos considerar que el diplexor, al menos en cuanto a comportamiento electromagnético está terminado, pero como indicamos en el capítulo 3, la estructura realizada posee ciertas desventajas que deben ser corregidas para que el diseño pueda ser implementado cómodamente.

Es por ello por lo que se realizó el modelo de la figura 3.73. Este modelo ofrece mayores ventajas a nivel estructural pues presenta una mejor distribución del layout, minimiza las dimensiones totales del diplexor y ofrece una mejor conectividad de las

entradas y salidas. Pero no debemos descuidar la respuesta del diplexor y debemos comprobar que no existen pérdidas de mayor importancia en la estructura final del diplexor. Es por ello por lo que se hace imprescindible la realización de un modelo que podamos simular y que nos proporcione una gráfica que podamos comparar con la anterior.

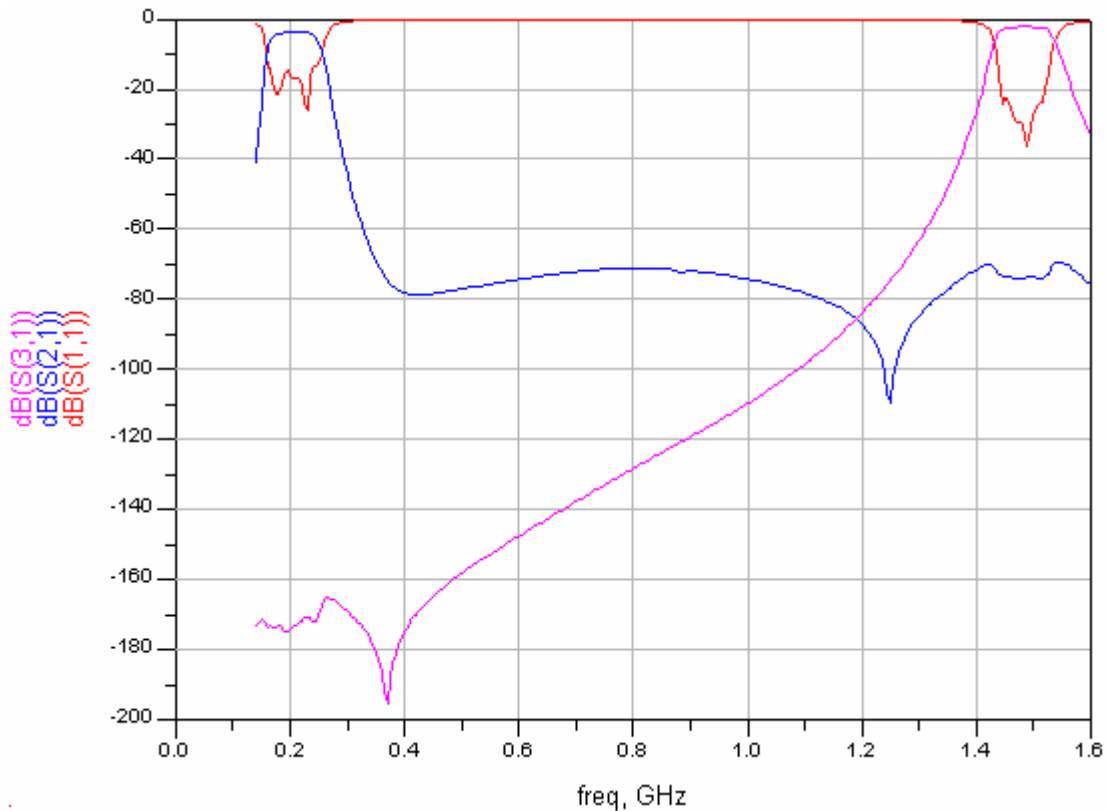


Figura 4.53: Simulación del diplexor optimizado

Esta primera simulación representa una aproximación (la simulación se corresponde con el esquemático de la figura 3.74) del modelo que queremos implementar. Tenemos que tener en cuenta que las simulaciones representadas por esta gráfica no nos ofrece resultados muy fiables. Dicho esto fijémonos en la figura anterior. A grandes rasgos presenta una forma semejante a las obtenidas hasta ahora y podríamos decir que es bastante buena. El problema es que no se aprecia con detalle sus características por lo que será mejor realizar un zoom de las zonas de interés.

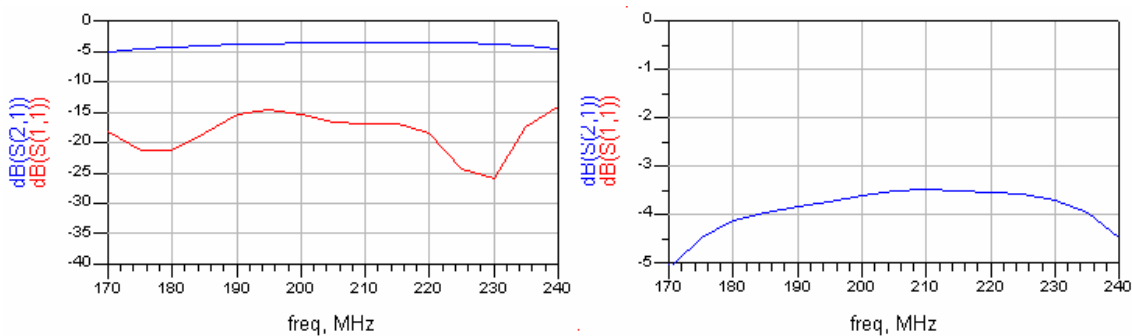


Figura 4.54: Banda VHF del diplexor optimizado

La figura 4.54 muestra de una forma más precisa el filtro en la banda VHF. Como podemos observar el parámetro S11 decae de -15dB en toda la banda de interés. Este valor puede parecer demasiado alto pero debemos pensar que la simulación realizada para este filtro está basada en una cosimulación por lo que no va a sufrir un mayor deterioro cuando realicemos un modelo completo del sistema. Además si nos fijamos en el parámetro S21 podemos apreciar que se mantiene entre -3,5 y -5dB en toda la banda de paso. No son valores muy buenos respecto a los que estábamos buscando ya que impusimos mantenernos alrededor de -3dB en toda la banda. Aunque esto es cierto no podemos decir que la respuesta no cumple las especificaciones exigidas puesto que en el entorno de la frecuencia central sólo perdemos 0,5dB respecto a nuestra imposición mientras que en los bordes llegamos hasta los -5dB, unos -2dB de lo previsto. Por todos es sabido que esto es inevitable y que siempre ocurrirá en todos nuestros diseños. En definitiva el este filtro cumple nuestras imposiciones y, además, mantiene la misma respuesta que en la figura 4.51 por lo que podemos afirmar que no presenta diferencias con el filtro de la estructura inicial. Esto era de suponer puesto que apenas se ha realizado una pequeña modificación a la salida del mismo que no debería afectar a la respuesta y como la unión Y nos separa el comportamiento de ambos filtros las modificaciones realizadas en el filtro de microondas no afectan a la respuesta de éste.

De existir algún tipo de problema en el diplexor debe hallarse en el filtro de microondas. Veámoslo de cerca.

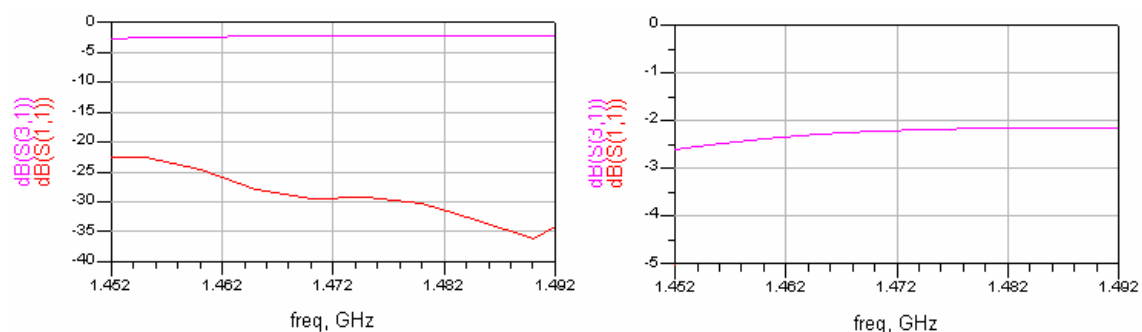


Figura 4.55: Banda L del diplexor optimizado

Esta gráfica si presenta diferencias respecto a la figura 4.52 aunque no son significativos. La mayoría de las diferencias que se aprecian se deben al tipo de simulación que estamos realizando pues ahora estamos haciendo uso del simulador que nos proporciona el esquemático del programa. Las grandes virtudes de este filtro son exactamente iguales a las comentadas a lo largo de esta memoria. Las principales características son sus pequeñas pérdidas en la banda de paso debida en gran parte a las pérdidas implícitas a la propia estructura ya que las pérdidas por retorno no son apreciables. También podemos ver un pequeño desplazamiento hacia la derecha que se debe a la necesidad la desviación en frecuencia que se produce cuando realizamos un modelo más real del filtro.

Como hemos dicho el diplexor cumple todos los requisitos que hemos exigido por lo que estamos en disposición de realizar un modelo más real y observar los resultados.



Figura 4.56: Cosimulación del diplexor optimizado

Nos encontramos ante la respuesta ofrecida por la cosimulación. Como vemos no existen grandes cambios respecto a las simulaciones realizadas hasta ahora. Esto nos indica que la simulación parece ofrecer los resultados deseados. Al igual que hemos hecho hasta ahora, podría resultar interesante analizar cada una de las bandas de paso con detenimiento y verificar que no existe ningún problema en el diplexor.

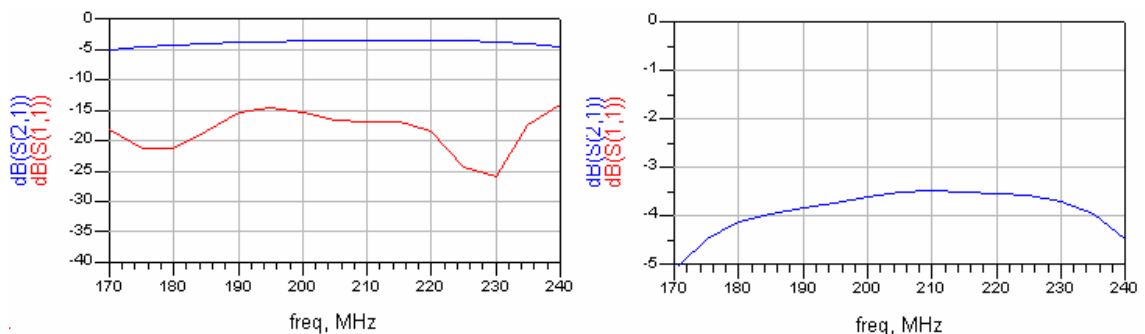


Figura 4.57: Banda VHF del diplexor optimizado realizada con cosimulación

La figura 4.57 no ofrece ninguna novedad respecto a las simulaciones realizadas hasta ahora por lo que no vamos a comentar nuevamente las características ofrecidas. La figura anterior simplemente nos confirma el buen comportamiento del filtro VHF.

Como ya comentamos anteriormente las mayores diferencias pueden aparecer en el filtro de microondas, por lo que debemos analizar más minuciosamente la respuesta que nos ofrece.

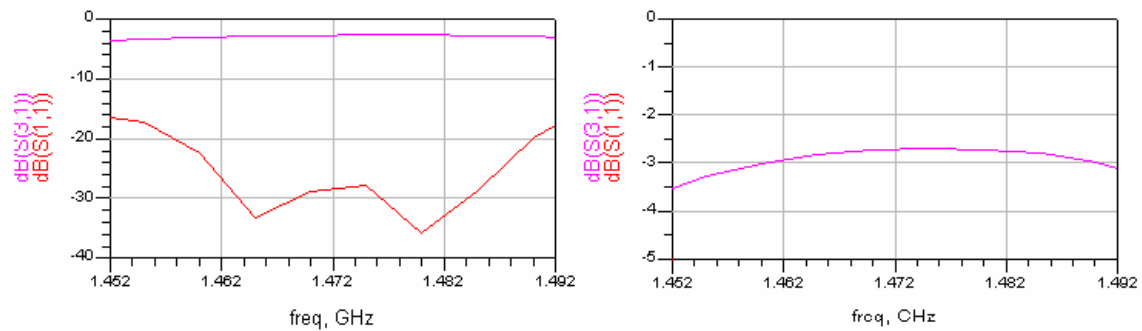


Figura 4.58: Banda L del diplexor optimizado realizada con cosimulación

El principal que llama la atención es como ahora sí aparece el filtro centrado en la frecuencia 1,472GHz debido al ya comentado desplazamiento en frecuencia. Por otro lado los resultados son también muy buenos y similares a los de la figura 4.52 aunque aparecen ciertas diferencias que serían convenientes comentar. Hemos perdido algo de adaptación lo que aumenta las pérdidas por retorno. Los valores que obtenemos no son revelantes ya que apenas suponen de entre 2 y 3dB menos de lo que obteníamos anteriormente, sin embargo, las pérdidas en el puerto 3 se han reducido y se encuentran entre 2 y 3,5dB en toda la banda de paso. Esto posiblemente se deba a una reducción de las pérdidas por disipación debido a la nueva estructura aunque es difícil determinar con precisión ya que es un parámetro que depende de muchos factores difíciles de controlar. En definitiva los resultados obtenidos son espléndidos y la mejora obtenida en la estructura física del diplexor son tan buenas que no hay lugar a dudas de que este diplexor es el adecuado para nuestro diseño.

Por último se ofrecen todas las gráficas que nos caracterizan nuestro sistema:

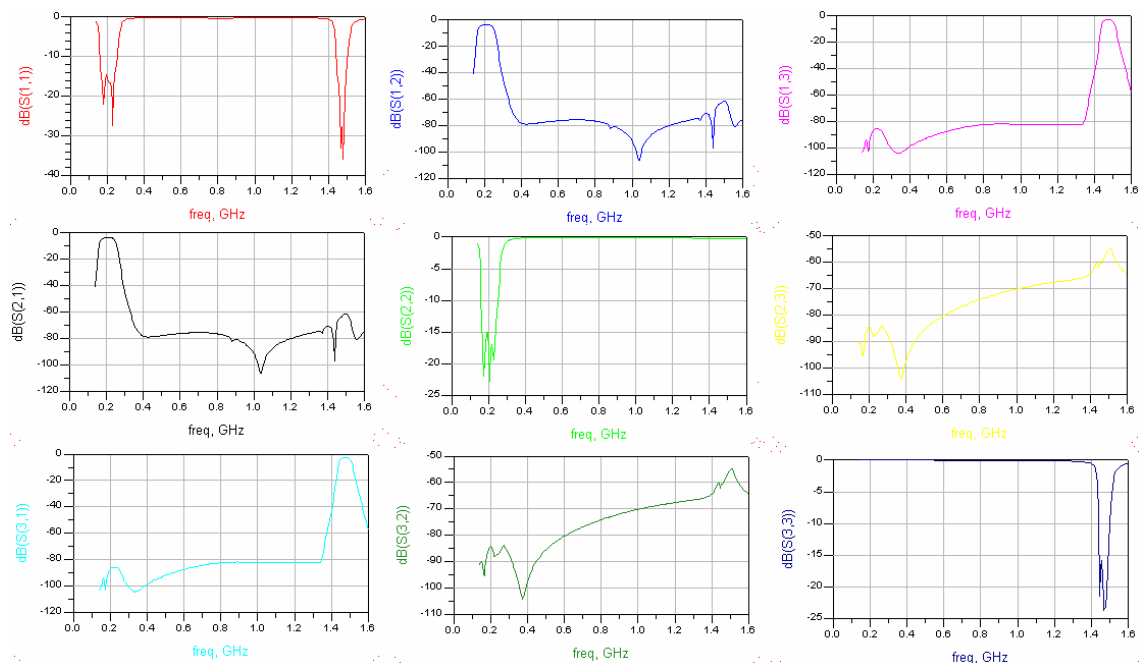


Figura 4.59: Gráficas con las magnitudes de los parámetros S del diplexor

La figura 4.59 muestra todos los valores de la matriz de parámetros S de nuestro diplexor. La siguiente figura muestra los valores de la fase:

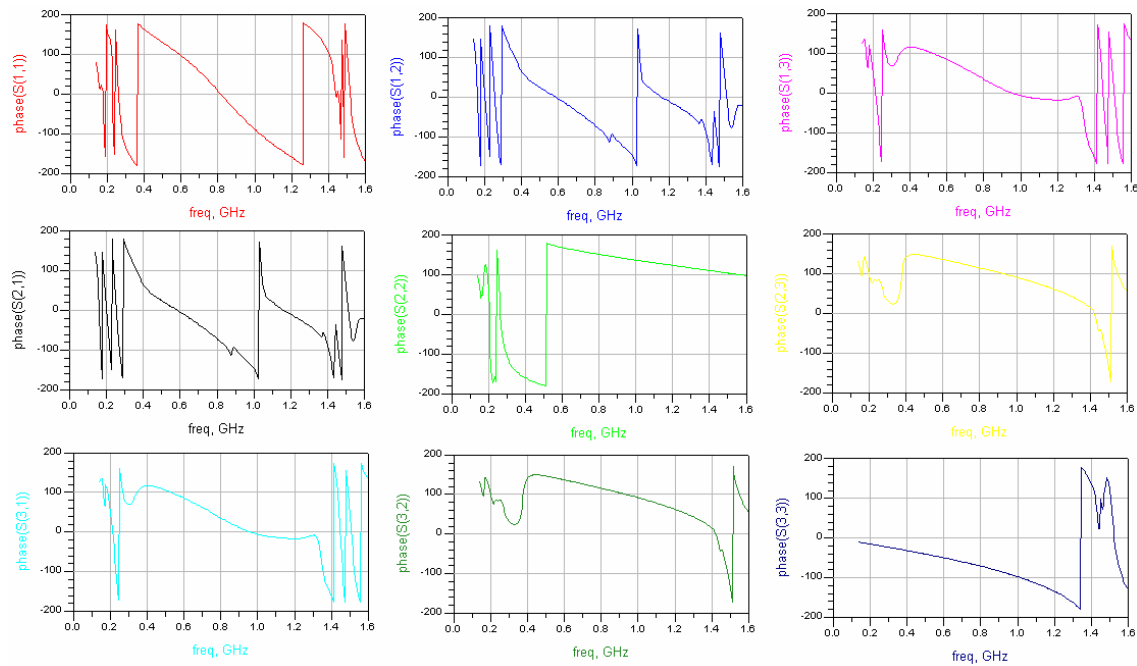


Figura 4.60: Gráficas con las fases de los parámetros S del diplexor

Con todo esto podemos dar por terminado el proyecto y podemos garantizar el correcto funcionamiento del diplexor ya que todos los resultados han sido muy buenos y hacen cumplir con las imposiciones iniciales.