

ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR DE INGENIERÍA DE TELECOMUNICACIÓN  
UNIVERSIDAD POLITÉCNICA DE CARTAGENA



**Proyecto de Fin de Grado**

# Diseño y Optimización de Estructuras de Adaptación Basadas en Acoplamientos para Sistemas Inalámbricos



AUTOR: Juan Pablo Navarro Castillo  
DIRECTOR: Alejandro Álvarez Melcón  
CODIRECTOR: Christoph Mecklenbräuer



Autor	Juan Pablo Navarro Castillo
E-mail del Autor	navar.juanpablo@gmail.com
Director	Alejandro Álvarez Melcón
E-mail del Director	alejandro.alvarez@upct.es
Codirector	Christoph Mecklenbräuker
Título del PFG en castellano	Diseño y optimización de estructuras de adaptación basadas en acoplamientos para sistemas inalámbricos
Título del PFG en inglés	Design and optimization of matching circuits based on coupling structures for wireless systems
Palabras Clave	Filtros de Microondas, Matriz de Acoplamiento, Optimizadores de Microwave Office, Diseño y Adaptación de Antenas
<p><b>Resumen</b></p> <p>El proyecto consiste en el diseño de circuitos de adaptación para una antena helicoidal cuadrifilar diseñada previamente (Anexo). Este trabajo propone una alternativa a la tradicional red de adaptación que se añade entre la salida del sistema y la carga desadaptada. Dicha alternativa es la optimización de circuitos basados en acoplamientos. El objetivo es integrar las funcionalidades de filtrado y adaptación de impedancias en un solo dispositivo. La herramienta que se utilizará para dicho fin serán los optimizadores de Microwave Office.</p>	
<p><b>Abstract</b></p> <p>The Project will consist on designing matching circuits for a quadrifilar helical antenna which was previously designed (Appendix). This paper proposes an alternative to the traditional matching network which is placed between the system's output and the mismatched load. This alternative is based on the optimization of coupling based circuits. The aim is to integrate both filtering and matching functionalities in a unique device. The tool used to achieve this goal will be the Microwave Office's optimizers.</p>	
Titulación	Grado en Ingeniería en Sistemas de Telecomunicación
Departamento	Tecnología de la Información y la Comunicación
Fecha de presentación	29/09/2016



*Dedicado al profesor José Javier Martínez Martínez, por creer en mí desde que entré en primero de grado y motivarme en todo momento.*

*También hacer mención a mis padres, a mi amigo Alejandro y a Sabine, por apoyarme con mis proyectos y hacer que dé lo mejor de mí.*



# ÍNDICE

CAPITULO I. INTRODUCCIÓN.....	1
I.1 Breve recorrido histórico.....	1
I.2 La desadaptación.....	2
I.2.1 Impedancia.....	2
I.2.2 Impedancia de una antena.....	3
I.2.3 Impedancia característica en líneas de transmisión.....	4
I.2.4 Redes de dos puertos, ecuaciones de red y parámetros de dispersión.....	5
I.2.5 Desadaptación de impedancias.....	6
I.2.5.1 Variación de la impedancia.....	7
I.2.5.2 Relación de Onda Estacionaria (ROE). La tensión no se mantiene.....	7
I.2.5.3 Reflexiones.....	9
I.2.5.4 Transmisión de potencia.....	9
I.3 Redes de adaptación.....	10
I.3.1 Tipos de redes de adaptación.....	11
I.3.1.1 Red en L.....	11
I.3.1.2 Redes en PI y T.....	12
I.3.1.3 Redes con transformadores.....	13
I.3.2 Acoplamientos.....	14
I.3.2.1 Matriz de acoplamiento.....	15
I.4 Descripción del proyecto.....	19
I.4.1 Estado del arte.....	20
I.4.1.1 Estudios previos.....	20
I.4.1.2 Microwave Office.....	21
I.4.2 Propuesta del proyecto e hipótesis.....	27
I.4.3 Motivación.....	27
I.4.4 Objetivos.....	28

I.4.5 Metodología .....	28
<b>CAPITULO II. INCORPORANDO FUNCIONES DE ADAPTACIÓN A UN FILTRO PASO BANDA BASADO EN UNA TOPOLOGÍA EN LÍNEA.</b> .....	<b>30</b>
II.1 Filtro normalizado a $1\Omega$ .....	30
II.1.1 Adaptación por segmentos.....	33
II.1.1.1 Optimización de la primera etapa. ....	34
II.1.1.2 Optimización de la segunda etapa.....	37
II.1.2 Adaptación directa .....	41
II.2 Filtro desnormalizado a $50\Omega$ .....	45
II.2.1 Adaptación por segmentos.....	52
II.2.1.1 Optimización de la primera etapa .....	52
II.2.1.2 Optimización de la segunda etapa.....	55
II.2.1.3 Estudio de la tercera etapa .....	59
II.2.2 Adaptación directa .....	60
II.3 Adaptación con resonadores a la salida .....	62
II.3.1 Conceptos básicos.....	62
II.3.2 Variación del parámetro de pendiente. Optimización directa.....	63
II.3.3 Optimización por segmentos para $X=10000$ . ....	66
II.3.4 Offset y ancho de banda.....	68
II.4 Variación del ancho de banda .....	70
<b>CAPITULO III. INCORPORANDO FUNCIONES DE ADAPTACIÓN A UN FILTRO PASO BANDA BASADO EN UNA TOPOLOGÍA QUARTET.</b> .....	<b>73</b>
III.1 Filtro normalizado a $1\Omega$ .....	73
III.1.1 Optimización por segmentos .....	75
III.1.1 Optimización directa .....	75
III.2 Filtro desnormalizado .....	76
III.2.1 Optimización .....	77
III.3 Optimización con un resonador a la salida.....	78



CAPÍTULO IV. APLICACIÓN REAL. ADAPTACIÓN DE UNA ANTENA HELICOIDAL CUADRIFILAR.....	80
IV.1 Introducción .....	80
IV.2 Optimización para el modelo condensador-impedancia .....	82
IV.2.1 Optimización de la matriz de acoplamiento de un filtro paso-banda con topología quartet.....	82
IV.2.2 Solución alternativa: Una red de adaptación.....	84
IV.3 Adaptando la antena real .....	86
CAPÍTULO V. CONCLUSIONES .....	90
CAPÍTULO VI. LÍNEAS FUTURAS.....	91
ANEXO A .....	92
PROLOGUE.....	93
INTRODUCTION .....	94
MATCHING NETWORK FOR: $26.51-j769.3$ .....	95
MATCHING NETWORK FOR: $37.79 -j772.4$ .....	109
CONCLUSIONS .....	117
APPENDIX .....	118
ANEXO B .....	124
ANEXO C .....	125
INTRODUCING QUADRIFILAR HELICAL ANTENNA IN AWR .....	126
MATCHING THE ANTENNA .....	127
QUARTET FILTER.....	127
ROW FILTER .....	132
CONCLUSSION .....	136
BIBLIOGRAPHY .....	136
ANEXO D .....	137
BIBLIOGRAFÍA.....	138



# CAPITULO I. INTRODUCCIÓN

## I.1 Breve recorrido histórico

Antes de comenzar a describir el problema que en este PFG se estudiará, se hará un breve repaso de la historia de las telecomunicaciones para introducir al lector en contexto.

En la primera mitad del siglo XIX apareció la figura del telégrafo eléctrico que fue considerado el primer medio para enviar mensajes compuestos de números y letras. Sin embargo, no fue hasta 1876, cuando se inventó el teléfono, el primer aparato capaz de enviar comunicaciones a través de voz [1].

En 1885, diez años después de descubrir que las chispas de los interruptores eléctricos emitían radiaciones, Thomas Edison patentó un sistema de comunicaciones utilizando antenas monopolo con carga capacitiva y con él se dio comienzo a la revolución inalámbrica [2]. Fue en este periodo de la historia cuándo las telecomunicaciones dieron sus primeros pasos para convertirse en el sistema de comunicación más rápido y extendido del mundo. Aunque el término “telecomunicaciones” no fue definido como tal hasta el 3 de Septiembre de 1932 en la XIII Conferencia de la Unión Telegráfica Internacional realizada en Madrid.

Bien es cierto que esta nueva disciplina supuso un enorme cambio en el modo de transmitir información entre dos puntos lejanos pero también hay que añadir que la cantidad de factores a tener en cuenta y la complejidad de los problemas a resolver hacían muy ardua la tarea. Es por ello que se creó la figura del ingeniero en telecomunicaciones. Este PFG se centrará en uno de los problemas más destacados dentro de las telecomunicaciones: la desadaptación y el filtrado.

Desde el comienzo, la desadaptación de impedancias ha sido un problema difícil de solucionar; las operaciones de adaptación han sido generalmente complejas de implementar y muy delicadas, especialmente cuando se trata de abarcar una banda ancha. Y es que este aspecto es muy importante ya que de él depende la optimización de los emisores y receptores, y consecuentemente, en la calidad del enlace. [3]

## I.2 La desadaptación

### I.2.1 Impedancia

Cuando se habla de desadaptación en telecomunicaciones se hace referencia directa al concepto de impedancia.

La impedancia está compuesta por una parte real llamada resistencia, que es el valor de oposición al paso de la corriente, sea continua o alterna, y una parte imaginaria llamada reactancia, que es el valor de oposición al paso de la corriente alterna y que se divide a su vez en reactancia capacitiva y reactancia inductiva. La primera es debida a condensadores y la segunda a bobinas. La impedancia tiene unidades de Ohmios (Ohms). [4]

Un sistema básico de telecomunicaciones está compuesto por una serie de elementos como son la fuente de información, los codificadores, los moduladores, los multiplexores, los amplificadores, los elementos de cifrado, los filtros o las antenas. Todos ellos están basados en circuitos electrónicos compuestos por una serie de elementos como son los diodos, los transformadores, las resistencias, las bobinas o los condensadores. Todos estos elementos tienen asociada una impedancia. A su vez estos elementos pueden agruparse en bloques a los que se les asocia una impedancia de entrada. Este nuevo concepto es definido como la impedancia equivalente de todo ese bloque, es decir, es una medida de la oposición que ese circuito ofrece a la corriente. En consecuencia, todo ese bloque y lo que hay después se podría sustituir por una impedancia de valor  $Z_i$ , siendo  $Z_i$  la impedancia de entrada de ese bloque. También se define como la impedancia “vista” desde una fuente colocada en la etapa previa al circuito o como el cociente entre la tensión y la corriente de entrada al circuito.

La misma explicación pero aplicada a la salida del circuito lleva a la definición del concepto de impedancia de salida. En la figura 1, se pueden observar todos estos conceptos. El término “ $Z_i$ ” corresponde a la impedancia de entrada del bloque circuital, mientras que “ $Z_o$ ” corresponde a la impedancia de salida. “ $I_i$ ”, “ $v_i$ ”, “ $I_o$ ” y “ $v_o$ ” corresponden a la corriente de entrada, tensión de entrada, corriente de salida y tensión de salida, respectivamente. Si colocáramos un observador justo después de la carga  $R_G$ , lo que se vería sería una impedancia equivalente cuyo valor es  $Z_i$ .

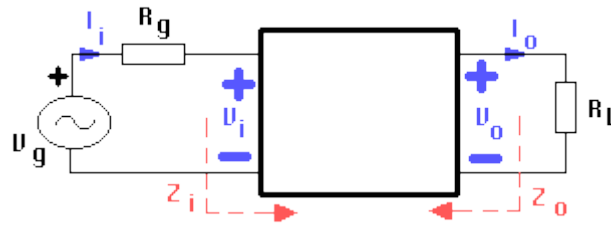


Figura 1. Estructura y componentes de un sistema circuital

En el caso de este PFG, se trabajará con el concepto de impedancia de entrada y salida de bloques equivalentes a filtros paso-banda a cuya salida se colocará una antena.

### 1.2.2 Impedancia de una antena

Cuando se habla de impedancia de entrada de una antena, no hay que pensar en la oposición que esta ofrece a la corriente sino en una función que varía con la frecuencia y que muestra el cociente entre el voltaje aplicado a los terminales de entrada de la antena y la corriente resultante. Como ya se comentó anteriormente, este valor estará compuesto por una componente resistiva (Real) y una reactiva (Imaginaria). Si el punto de alimentación de la antena se encuentra en un máximo de corriente, la parte reactiva se puede considerar despreciable. Si el valor de la impedancia no presenta una componente reactiva a una frecuencia determinada, se dice que la antena resuena a esa frecuencia, o lo que es lo mismo, que es resonante. [5]

Por lo tanto, a la frecuencia de resonancia, la impedancia de entrada es puramente resistiva y la resistencia total es igual a la suma de la resistencia de radiación más la resistencia óhmica o de pérdidas.

Si a una antena se le entrega una cantidad determinada de potencia, denominada potencia entregada, una parte se radiará (Potencia radiada) y parte se disipará en forma de calor (Potencia disipada). El valor de una resistencia que disipara una potencia igual a la radiada se denomina resistencia de radiación, mientras que el valor correspondiente a la resistencia que disipa el resto de potencia entregada se le denomina óhmica o de pérdidas. En otras palabras, la resistencia de radiación equivale al valor que se le asignaría a una resistencia ficticia que disipara la misma cantidad de potencia que es radiada por la antena. [6]

### I.2.3 Impedancia característica en líneas de transmisión

Cuando se habla de impedancia característica de un cable no se está haciendo referencia a la resistencia del conductor central, tampoco a la impedancia por unidad de longitud, ni a la del efecto pelicular. Cuando se dice que un cable tiene una impedancia característica de  $50\Omega$ , quiere decir que al conectar una resistencia pura de  $50\Omega$  a la salida, la impedancia de entrada al otro lado será también  $50\Omega$  independientemente de la frecuencia y del largo del cable [7]. En la figura 2 se puede observar un esquema básico de un circuito con una línea de transmisión de longitud eléctrica  $\beta L$ , donde  $\beta$  es una constante denominada número de onda y  $L$  es la longitud física del cable que indica la cantidad de longitudes de onda ( $\lambda$ ) que “cabén” en el cable.

$$\beta = \frac{2\pi}{\lambda} \quad (1)$$

La figura 2 pertenece a los apuntes de la asignatura de José Luís Gómez Tornero, “Aplicaciones de las Microondas” [8].

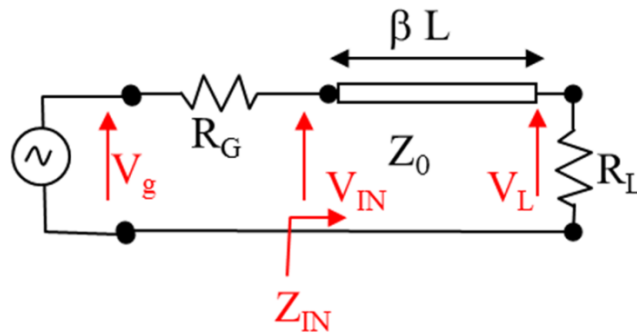


Figura 2. Esquema de una línea de transmisión.

La ecuación que define la impedancia de entrada de una línea de transmisión ( $Z_{IN}$ ) se muestra en la siguiente ecuación:

$$Z_{IN} = Z_0 \frac{Z_L + j Z_0 \tan(\beta L)}{Z_0 + j Z_L \tan(\beta L)} \quad (2)$$

Cómo se puede observar, cuando la impedancia de carga ( $Z_L$ ) y la impedancia característica ( $Z_0$ ) son iguales, la impedancia de entrada ( $Z_{IN}$ ) es igual a la característica.

### **I.2.4 Redes de dos puertos, ecuaciones de red y parámetros de dispersión.**

En apartados anteriores se ha hablado de circuitos equivalentes, bloques circuitales, entradas o salidas como términos que caracterizaban un circuito. Sin embargo, es conveniente introducir una nueva serie de términos que ayudarán a definir de una manera mucho más completa el circuito de interés.

El primero de todos es el concepto de cuadripolo. Un cuadripolo electrónico es un elemento, grupo de elementos o circuito que presenta dos puertos de acceso, uno de entrada y otro de salida. Cada puerto consta de dos polos o terminales, en total cuatro polos [9]. Este elemento modeliza el comportamiento del circuito de cara al exterior, proporciona ecuaciones simplificadas de dispositivos y circuitos en corriente alterna (AC) y en corriente continua (DC), y simplifica la interconexión de circuitos. En la figura 1, el bloque circuital del que antes se hablaba es un cuadripolo.

Para definir un cuadripolo de una manera más cuantitativa, hay que introducir las ecuaciones de red. Estas ecuaciones relacionan tensiones y corrientes de entrada y salida. Dichas ecuaciones son parametrizadas por una serie de elementos que se pueden agrupar en forma de matriz. En definitiva, las ecuaciones de red de un cuadripolo son dos expresiones lineales que relacionan cuatro variables (tensiones y corrientes de salida y entrada), dos independientes y dos dependientes, que describen el cuadripolo en función de cuatro parámetros (Agrupados en una matriz). Lo anterior se puede observar en las siguientes expresiones:

$$\begin{cases} X1 = \alpha \cdot X3 + \beta \cdot X4 \\ X2 = \gamma \cdot X3 + \delta \cdot X4 \end{cases} \quad (3)$$

$X_i$  (con  $i=1,2,3,4$ ) corresponderán a los valores de corriente y tensión del cuadripolo, mientras que las letras griegas ( $\alpha$ ,  $\beta$ ,  $\gamma$ ,  $\delta$ ) son los parámetros del cuadripolo.

Dependiendo de qué variables dependientes se escojan, los parámetros se denominarán de una manera diferente ya que se tratarán de ecuaciones de red distintas. Dependiendo de cómo se quiera trabajar y de qué se quiera saber del cuadripolo, será más interesante trabajar con unos parámetros o con otros. Algunos ejemplos serían los parámetros de impedancia, de admitancia, transmisión o híbridos. Sin embargo, no se irá más a fondo debido a que no serán estos parámetros los que se utilizarán en este proyecto.

Por último, existe una manera semejante pero algo diferente de definir un cuadripolo. También se hace uso de dos ecuaciones y una matriz de parámetros. Sin embargo, en esta ocasión, las variables no expresarán voltajes y corrientes sino ondas incidentes y reflejadas en ambos puertos. Las ecuaciones quedan como se muestra en la siguiente ecuación:

$$\begin{cases} V_1^- = S_{11} \cdot V_1^+ + S_{12} \cdot V_2^+ \\ V_2^- = S_{21} \cdot V_1^+ + S_{22} \cdot V_2^+ \end{cases} \quad (4)$$

Donde  $V_i^+$  es la onda incidente en el puerto  $i$ ,  $V_j^-$  es la onda reflejada en el puerto  $j$  y  $S_{ji}$  es el cociente entre la onda reflejada en el puerto  $j$  y la onda incidente en el puerto  $i$  cuando la onda que incide en el puerto  $j$  es cero, o en otras palabras, cuando el puerto  $j$  está adaptado.

Estos últimos parámetros serán los utilizados en este trabajo. La razón es que los elementos  $S_{ii}$  de la diagonal de la matriz de parámetros  $S$  expresan cómo de grandes son las reflexiones en cada puerto, mientras que el resto de parámetros dan información de cuánta potencia se transmite de un puerto a otro. Esto será de gran utilidad para el estudio que aquí se quiere realizar y que se describirá en el apartado I.6.

Cómo dato de interés, el caso de la red de dos puertos es sólo un caso particular. Esto quiere decir que lo explicado en este apartado se puede aplicar a una red con más de dos puertos. Lo único que habría que hacer es aumentar el número de ecuaciones en proporción al número de puertos. De esta forma, una red de cinco puertos tendrá cinco ecuaciones lineales y una matriz de parámetros  $S$  cuya dimensión será  $5 \times 5$ .

### **I.2.5 Desadaptación de impedancias**

La desadaptación de impedancias es un término en ingeniería de telecomunicaciones que hace referencia al fenómeno que ocurre cuando la impedancia de salida de un bloque circuital no es la impedancia conjugada de la impedancia de carga conectada a dicha salida. También se habla de desadaptación de impedancias cuando, al final de una línea de transmisión, la impedancia de carga, que puede ser la impedancia equivalente de entrada de un bloque circuital, no es la misma que la impedancia característica de la línea de transmisión. Por último, se produce también una desadaptación de impedancias



cuando, a la salida de un generador, la impedancia interna del generador no es la impedancia conjugada de la de entrada del circuito al que alimenta.

Una vez introducidos los conceptos básicos que están relacionados con la desadaptación de impedancias, es momento de explicar las consecuencias que acarrea este fenómeno.

#### **I.2.5.1 Variación de la impedancia**

En el momento en el que la carga al otro lado de una línea de transmisión es distinta a la característica, la impedancia que se ve a la entrada de la línea variará ya no sólo en función del valor de  $R_L$  sino también con la longitud eléctrica de la línea, es decir, que la impedancia dependerá de la frecuencia. En consecuencia, si se quiere trabajar con un valor de impedancia específico, la banda de frecuencia será muy estrecha.

#### **I.2.5.2 Relación de Onda Estacionaria (ROE). La tensión no se mantiene**

La segunda consecuencia de tener una carga desadaptada será que el módulo de la tensión y corriente de radiofrecuencia cambiarán dependiendo del punto de la línea.

Suponiendo el caso de tener un cortocircuito a la salida, la tensión en ese punto es cero. Sin embargo, retrocediendo un cuarto de onda en dirección transmisor y teniendo en cuenta la variación de la impedancia, la tensión será máxima debido a que en ese punto en vez de un corto, existirá un circuito abierto. Tanto en los casos anteriores como cuando colocamos una carga estándar, lo que aparecerá es una onda estacionaria, es decir, el resultado de la superposición de dos movimientos ondulatorios armónicos que se propagan en sentidos opuestos a través de un medio [10]. En la figura 3 se puede observar más gráficamente como varía la señal a lo largo del tiempo en distintos puntos de la línea de transmisión.

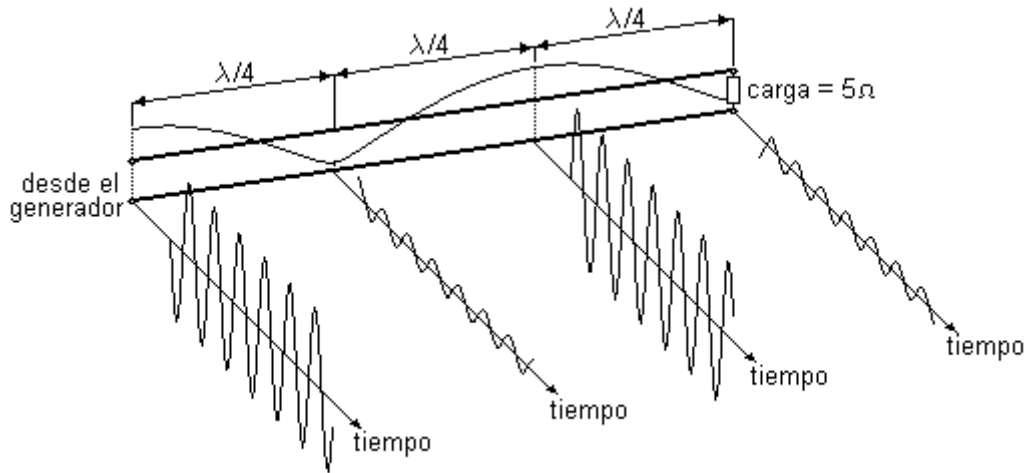


Figura 3. Variación de la señal a lo largo del tiempo en distintos puntos de la línea de transmisión.

Si ahora se dividiera la tensión de los máximos por la de los mínimos, se obtendría la denominada ROE o relación de onda estacionaria. Cómo se puede observar en la siguiente ecuación,

$$\begin{aligned}
 ROE &= \frac{\text{máx} \{|V(d)|\}}{\text{mín} \{|V(d)|\}} \\
 &= \frac{\text{máx} \{|V_1 e^{-j\beta L} (e^{j\beta d} + \Gamma_L e^{-j\beta d})|\}}{\text{mín} \{|V_1 e^{-j\beta L} (e^{j\beta d} + \Gamma_L e^{-j\beta d})|\}} \\
 &= \frac{\text{máx} \{|e^{j\beta d} + \Gamma_L e^{-j\beta d}|\}}{\text{mín} \{|e^{j\beta d} + \Gamma_L e^{-j\beta d}|\}} \\
 &= \frac{1 + |\Gamma_L|}{1 - |\Gamma_L|} \quad (5)
 \end{aligned}$$

realizando una serie de operaciones se puede llegar finalmente a una expresión que relaciona impedancia característica e impedancia de carga [11]. El término  $\Gamma_L$  hace referencia al coeficiente de reflexión en la carga y cuya expresión se puede ver en la siguiente ecuación

$$\Gamma_L = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \quad (6)$$

y en la que se puede observar que depende de los dos parámetros nombrados anteriormente. Este parámetro es definido como la relación entre la onda reflejada y la onda incidente. También es interesante resaltar que cuando el coeficiente de reflexión es

cero, implica que máximos y mínimos son lo mismo y que por lo tanto, no existe onda estacionaria ( $ROE = 1$ ). En otras palabras, si la ROE es igual a uno, se dice que la salida está adaptada ya que no hay reflexiones. La ROE también se utiliza como medida para comprobar en cuánto difieren ambas impedancias

### **I.2.5.3 Reflexiones**

Sintetizando la información del apartado anterior, se puede deducir que otra consecuencia asociada a la desadaptación es la aparición de reflexiones en el puerto de salida. Esto implica varios peligros que podrían hacer que el sistema no funcione o incluso destruirlo.

Una reflexión es un fenómeno que define la cantidad de energía que no ha sido disipada en un circuito pero tampoco transmitida al puerto objetivo, por lo que está vuelve en sentido contrario al de la onda incidente provocando una combinación que da lugar a una onda estacionaria.

El hecho de que no toda la potencia que se quiere transmitir llega finalmente a la carga es un problema ya que se está desaprovechando energía y las transmisiones van a ser más débiles, en el caso de que la carga sea una antena. Cuando las reflexiones son cero, se dice que el puerto está adaptado y toda la potencia se transmite a la carga.

Por otro lado, si las reflexiones son muy grandes, pueden llegar a dañar el generador de tensión y otros componentes del circuito, lo que podría estropear severamente el sistema.

### **I.2.5.4 Transmisión de potencia**

El teorema de máxima transferencia de potencia establece que la condición para que toda la potencia disponible en un generador se transfiera al circuito es que la impedancia del generador tiene que ser igual a la impedancia de entrada del circuito conjugada. Esto significa que si la impedancia del generador es  $Z_G$  y la impedancia de entrada  $Z_{IN}$  son distintas, parte de la energía del generador no se entregará a la salida del mismo en ningún momento.

En definitiva hay que tener en cuenta dos adaptaciones: La de la impedancia de entrada del circuito con la del generador (Máxima transferencia de potencia) y la de la impedancia de salida del circuito y la impedancia de carga (para evitar reflexiones);

### I.3 Redes de adaptación

La curva de la figura 4 muestra un ejemplo de lo que podría ser la potencia en los bornes de la carga  $Z_L$  cuando se toman dos impedancias  $Z_G$  y  $Z_L$  cualesquiera, suponiendo que cada una tiene un valor diferente.

Si entre generador y carga se coloca una red de adaptación de impedancia, como se muestra en la figura 5, la potencia en los bornes de la carga tiene el aspecto de la curva general de la figura 6. Como se observa, la red de adaptación ha permitido, en una banda de frecuencia BW, la transferencia máxima de potencia del generador a la carga.

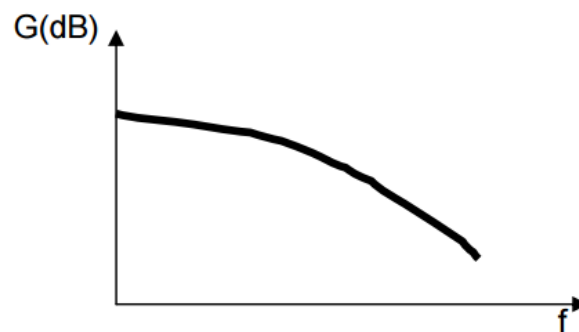


Figura 4. Ejemplo de lo que podría ser la potencia en los bornes de la carga  $Z_L$  en función de la frecuencia.

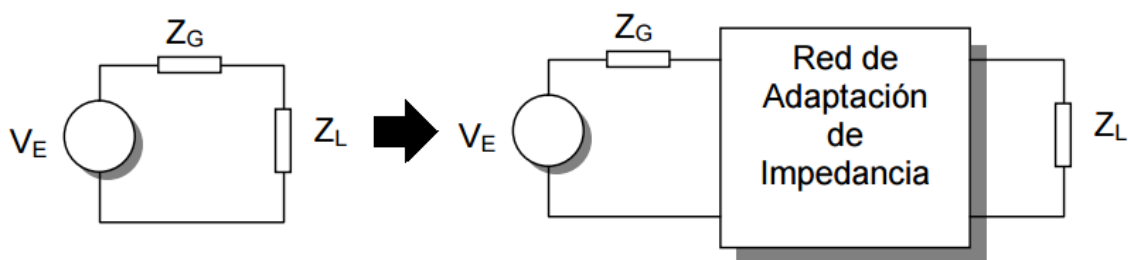


Figura 5. Red de adaptación de impedancia entre generador y carga.

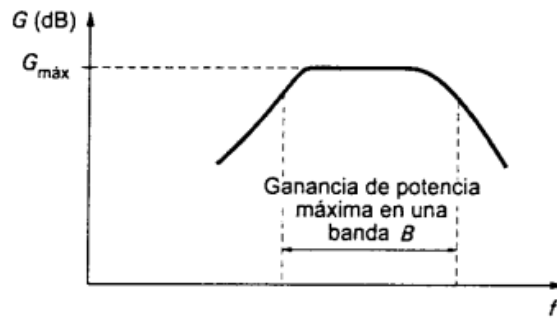


Figura 6. Potencia en los bornes de la carga para el caso de la figura 5.

La red de adaptación está constituida exclusivamente por elementos reactivos, bobinas o capacidades. Es por ello considerada una red no disipativa. Si la red incluyera una o varias resistencias, la red disiparía potencia [3].

### I.3.1 Tipos de redes de adaptación

#### I.3.1.1 Red en L

Una de las formas más simples de una red de acoplamiento de impedancias es la red L, la cual está compuesta por una bobina y un condensador conectados en forma de L. Los ejemplos de la figura 7 son las cuatro combinaciones posibles que se pueden dar en una red en de este tipo.

Los casos de las figuras 7.a y 7.b corresponden además de a una red de acoplamiento, a un filtro paso bajo con el que se pueden eliminar los armónicos que se comentaban en el apartado anterior. Por el contrario, la figura 7.c y 7.d hacen referencia a filtros paso alto.

Dependiendo de la distribución de los elementos, la resistencia de la carga parecerá más grande o más pequeña de lo que es en realidad a la frecuencia de resonancia, dónde la reactancia capacitiva ( $X_C$ ) y la reactancia inductiva ( $X_L$ ) son iguales.

El factor  $Q$  o factor de calidad, mide la relación entre la energía reactiva que se almacena y la energía que se disipa durante un ciclo completo de la señal.

$$Q = \sqrt{\frac{R_G}{R_L} - 1} \quad (7)$$

Cuanto mayor sea el factor  $Q$ , mayor será el valor de la resistencia que representa el circuito. Este factor  $Q$  vendrá determinado por los valores de la resistencia de generador y de carga como se muestra en la ecuación (7) [3].

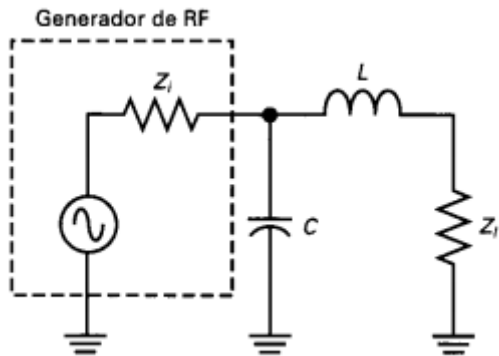


Figura 7a

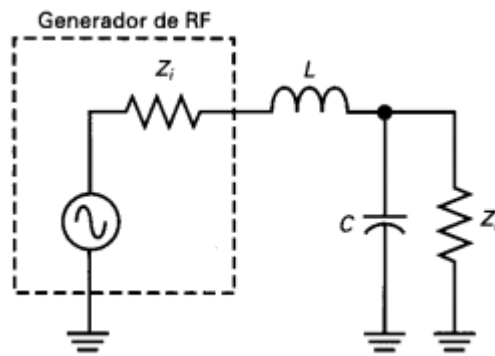


Figura 7b

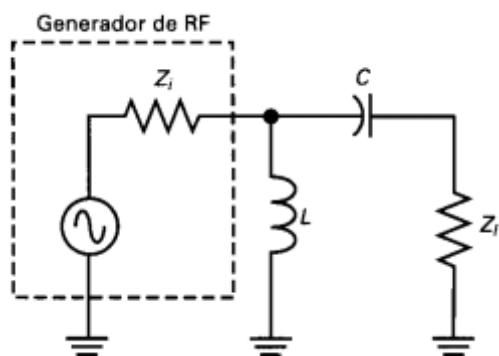


Figura 7c

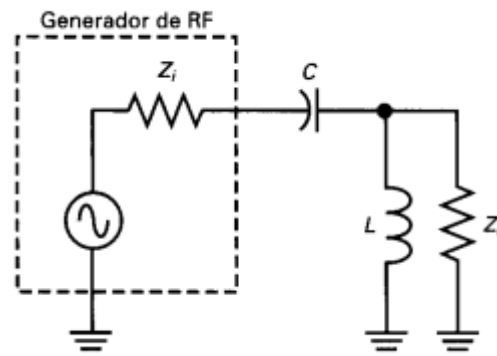


Figura 7d

Figura 7. Cuatro combinaciones posibles que se pueden dar en una red en L.

### I.3.1.2 Redes en PI y T

Bien es cierto que las redes L se usan muy frecuentemente para el acoplamiento de impedancias, sin embargo no son flexibles en cuanto a su selectividad. En otras palabras, con una red en L no puedes jugar con el ancho de banda. En consecuencia, cuando se diseñan redes L, hay muy poco control sobre del factor  $Q$  del circuito. Esto es debido a que dicho factor también se define como el cociente entre la frecuencia de resonancia y el ancho de banda.

Para resolver este problema pueden usarse redes de acoplamiento con tres elementos reactivos. Las dos configuraciones más comunes se muestran en las figuras 8 y 9. La red

de la figura 8 se conoce como red en PI, mientras que la figura 9 corresponde a una red en T. Ambas redes pueden diseñarse para aumentar o disminuir las impedancias, según sean los requisitos del circuito. Por lo general, los condensadores se hacen variables para poder resintonizar el circuito a otra frecuencia si fuera necesario.

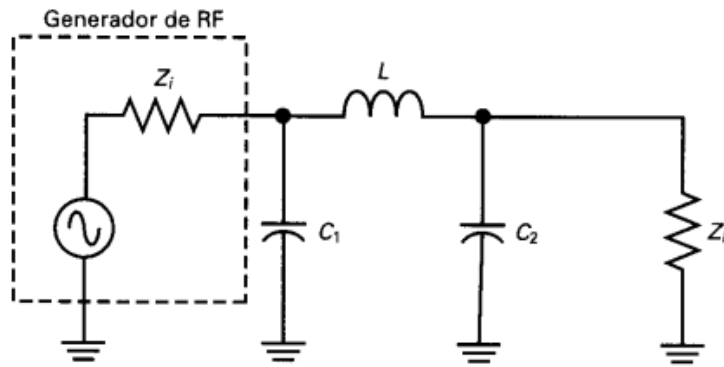


Figura 8. Red en PI.

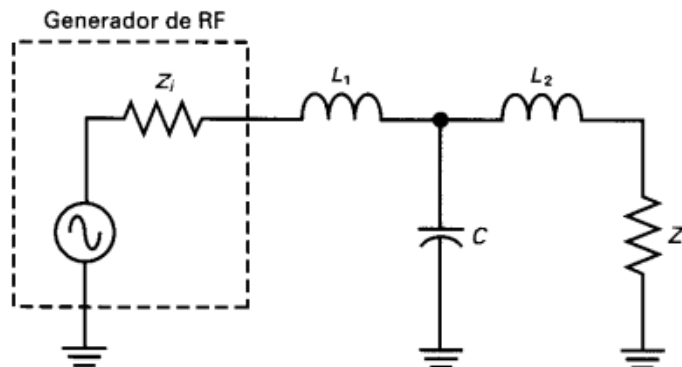


Figura 9. Red en T.

### I.3.1.3 Redes con transformadores

Por último, existe la opción de usar un transformador como elemento de acoplamiento. La razón es que el cociente de la impedancia del transformador y la impedancia de carga, es igual al cuadrado del cociente del número de vueltas en el devanado primario,  $N_P$ , y el devanado secundario,  $N_S$ . En la figura 10, se ve un ejemplo de este tipo de configuración.

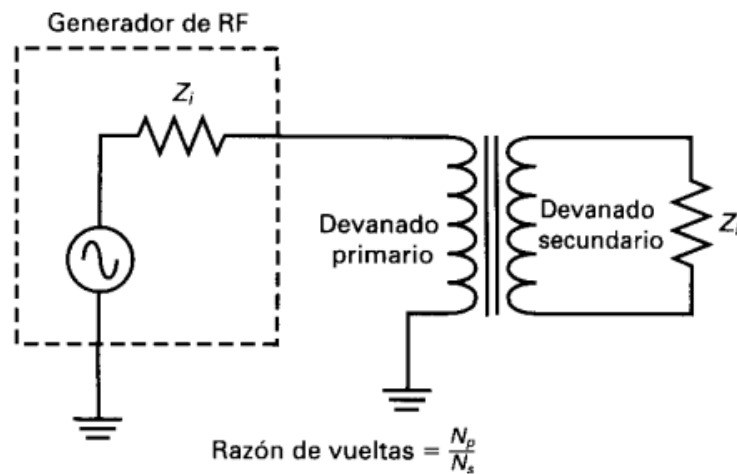


Figura 10. Esquema básico de una red con un transformador.

### I.3.2 Acoplamientos

Uno de los elementos más relevantes de cualquier transmisor son las redes de acoplamiento que conectan una etapa con otra. Los circuitos de acoplamiento deben permitir una transferencia eficiente de potencia de una etapa a la siguiente. Al final, debe existir algún medio para conectar la etapa de amplificación final con la antena con objeto de transferir la cantidad máxima posible de potencia.

En la gran mayoría de los casos, las redes de acoplamiento de impedancias son circuitos LC, transformadores o alguna combinación de ambos. La función básica de una red de acoplamiento es la transferencia óptima de potencia mediante técnicas de uso específico [3].

Otro aspecto importante es el hecho de que en determinados casos, como por ejemplo en etapas amplificadoras, las etapas generan un número considerable de armónicos de elevada amplitud. Es necesario eliminarlas a fin de impedir la radiación espuria del transmisor. Es por ello que las redes de acoplamiento de impedancias para el acoplamiento entre etapas también proporcionan labores de filtrado y selectividad.

La estructura de estas redes de acoplamiento será del mismo tipo que el nombrado en la sección anterior (mediante circuitos en L, PI, T o transformadores).



### 1.3.2.1 Matriz de acoplamiento

Cómo se ha comentado anteriormente, generalmente un circuito está compuesto por varias etapas y entre cada etapa es usual colocar una red de acoplamiento. Como aclaración, cuando se habla de acoplamiento entre etapas, no sólo se hace referencia a las etapas estrictamente adyacentes en un modelo en línea. La realidad, lo correcto sería decir que el acoplamiento puede existir entre todas y cada una de las etapas que componen un circuito. En la figura 11 se muestra un ejemplo de un filtro paso banda en el que se puede observar cómo se tienen en cuenta todos los posibles acoplamientos entre etapas [12]. Cómo se puede observar, cada etapa corresponde a un resonador.

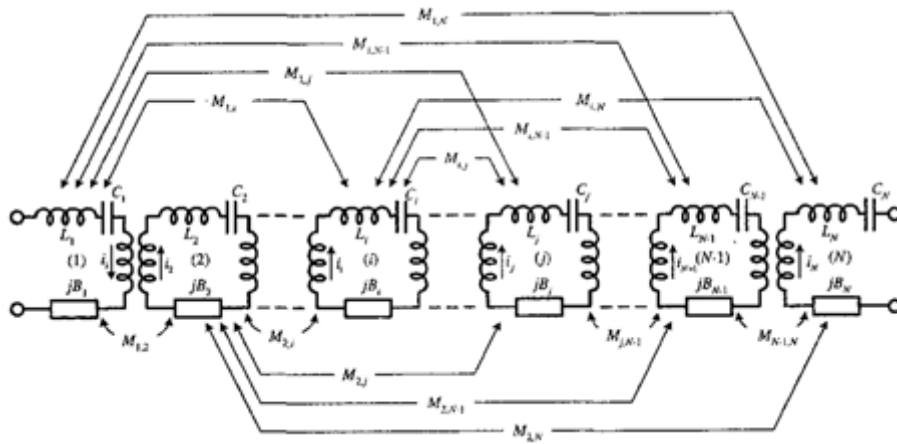


Figura 11. Ejemplo de un filtro paso banda basado en acoplamientos.

En este caso se ha hecho uso de redes de acoplamiento con transformadores, pero se podría haber colocado cualquiera de las redes que se han visto anteriormente. Los elementos  $M_{ij}$  representan el acoplamiento entre la etapa i y la etapa j. Es por ello que el elemento  $M_{ij}$  es igual al elemento  $M_{ji}$ . A todos estos elementos se les denomina acoplamientos cruzados. Por otro lado, el elemento  $B_j$  representa el llamado auto-acoplamiento. Estos términos están relacionados con elementos de respuesta finita al impulso (en inglés: FIR) y son utilizados para introducir desplazamientos frecuenciales en las frecuencias de resonancia de cada resonador con respecto a la frecuencia central del filtro. Es por ello que se puede definir  $B_j$  como  $M_{jj}$ . [13]

Una manera muy útil de mostrar todos estos elementos es mediante la denominada matriz de acoplamiento, mostrada en la ecuación 8. La matriz es simétrica.

$$M = \begin{bmatrix} 0 & M_{S1} & M_{S2} & \cdots & M_{SN} & M_{SL} \\ M_{1S} & M_{11} & M_{12} & \cdots & M_{1N} & M_{1L} \\ M_{2S} & M_{21} & M_{22} & \cdots & M_{2N} & M_{2L} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ M_{NS} & M_{N1} & M_{N2} & \cdots & M_{NN} & M_{NL} \\ M_{LS} & M_{L1} & M_{L2} & \cdots & M_{LN} & 0 \end{bmatrix} \quad (8)$$

La matriz generalizada de acoplamiento caracteriza el filtro paso banda de la figura 11, cuando todos los elementos del circuito están normalizados de la siguiente manera:

$$R_S = R_L = L_i = 1, \quad B_i = M_{ii} \quad (9)$$

Dónde  $R_S$  y  $R_L$  son las impedancias de entrada y salida del filtro y  $B_j$  son los valores de los elementos FIR. El valor de  $L_i$  hace referencia al valor de la bobina correspondiente al modelo paso bajo del resonador  $i$  antes de realizar la transformación paso bajo a paso banda. En la figura 12 y 13 y ecuaciones 10 y 11 se recuerda cómo eran las transformaciones paso bajo a paso banda:



Figura 12. Transformación de una bobina de un modelos paso bajo a un modelo paso banda.

$$\begin{cases} L_r = \frac{L_{LP}}{2\pi \cdot \Delta f} = \frac{L_{LP}}{\Delta \omega} \\ C_r = \frac{\Delta f}{L_{LP} \cdot 2\pi \cdot f_0^2} = \frac{\Delta \omega}{L_{LP} \cdot \omega_0^2} \end{cases} \quad (10)$$

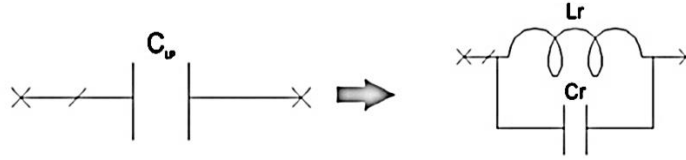


Figura 13. Transformación de un condensador de un modelos paso bajo a un modelo paso banda.

$$\begin{cases} C_r = \frac{C_{LP}}{2\pi \cdot \Delta f} = \frac{C_{LP}}{\Delta\omega} \\ L_r = \frac{\Delta f}{C_{LP} \cdot 2\pi \cdot f_0^2} = \frac{\Delta\omega}{C_{LP} \cdot \omega_0^2} \end{cases} \quad (11)$$

Dónde  $\Delta f$  es el ancho de banda en Hz del filtro y  $f_0$  es la frecuencia central del filtro, también en Hz. Estas transformaciones serán utilizadas en futuros capítulos.

A lo largo del estudio de un circuito, es muy probable que se tenga que escalar la matriz de acoplamiento a un nuevo valor de  $R_S$ ,  $R_L$  o  $L_i$ , es decir, hacer que alguno de estos valores o todos ellos fueran diferentes de la unidad [14]. Cuando esto pasa, se obtiene una nueva matriz de acoplamiento que será denominada como  $M'$ . Para los elementos de entrada y salida se obtiene

$$M_{Si}'^2 = R_S L_i M_{Si}^2 \quad M_{iL}'^2 = R_L L_i M_{iL}^2 \quad (12)$$

Mientras que para los elementos del interior del circuito se obtiene

$$M_{ij}'^2 = L_i L_j M_{ij}^2 \quad (13)$$

Suponiendo que ahora se trabajara con un modelo paso bajo con condensadores en paralelo en vez de bobinas en serie, como el que muestra la figura 14, las cosas no cambiarían. Esto quiere decir que si se realizara la transformación paso bajo a paso alto (Figura 13) a los condensadores del nuevo filtro, se obtendría un circuito cuya respuesta es idéntica al circuito de la figura 11. La principal diferencia sería que en vez de resonadores en serie con una impedancia en serie, se obtendrían resonadores en paralelo con una admitancia en paralelo.

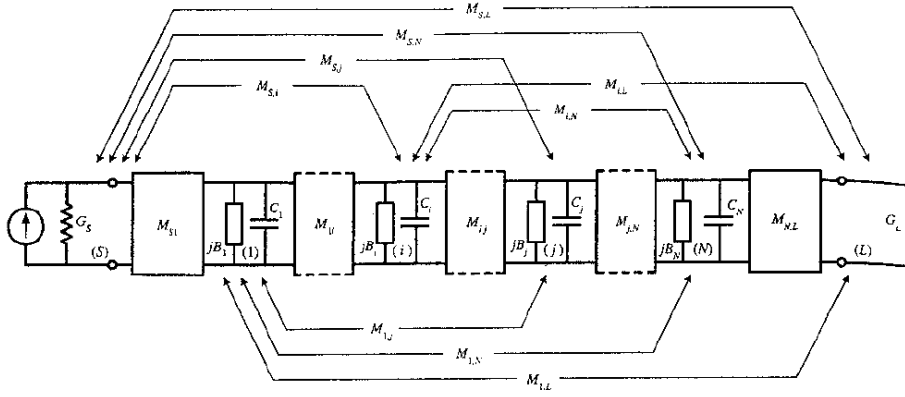


Figura 14. Modelo paso bajo con condensadores en paralelo basado en acoplamientos.

Por otro lado las ecuaciones 12 y 13 variarían un poco, quedando así [12]

$$M'_{Si}{}^2 = \frac{R_S M_{Si}^2}{C_i} \quad M'_{iL}{}^2 = \frac{R_L M_{iL}^2}{C_i} \quad (14)$$

$$M'_{ij}{}^2 = \frac{M_{ij}^2}{C_i C_j} \quad (15)$$

Se verán ejemplos prácticos más adelante, tales como filtros con acoplamientos cruzados y filtros en línea.

A la hora de hacer la transformación paso bajo a paso banda, hay que tener un factor muy importante en cuenta y es transformar los elementos FIR también. La siguiente ecuación muestra dicha operación.

$$B_i = -\frac{B_{r_i} \cdot \omega'_1}{\Delta f \cdot \omega_0} \quad (16)$$

Dónde  $\omega'_1$  es la frecuencia de corte normalizada del prototipo paso bajo (en la mayoría de los casos tiene un valor igual a la unidad),  $B_{r_i}$  es el elemento FIR del circuito paso banda después de la transformación y  $F_B$  es el ancho de banda fraccionado cuyo valor es

$$\Delta f = \frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_0} \quad (17)$$

Dónde  $\omega_2$  es pulsación de corte superior de la banda y  $\omega_1$  es la pulsación de corte inferior, ambos en radianes.

## I.4 Descripción del proyecto

Una vez introducidos todos los conceptos básicos, será más sencillo entender el propósito de este PFG.

Lo que se pretende realizar en este trabajo es un estudio sobre la adaptación de circuitos basados en etapas separadas por redes de acoplamiento cuando a la salida de estos se conecta una carga que varía con la frecuencia, cómo puede ser una antena. La herramienta que se utilizará para esta tarea, y que será descrita en el apartado I.4.3, será el software Microwave Office (MWO). Dentro del programa existe la posibilidad de realizar tareas de optimización en las que, introduciendo una serie de condiciones y una serie de parámetros variables, el programa devuelve la solución más aproximada a la deseada. En capítulos posteriores se explicarán dos técnicas de adaptación mediante la utilización de los optimizadores de MWO.

El problema que se plantea en este proyecto es el hecho de qué hacer cuando la carga no está adaptada y esta varía con la frecuencia ya que, cómo se vio en apartados anteriores, los efectos pueden ser nefastos para el sistema. Este problema suele ser frecuente cuando se trabaja con antenas ya que, es muy común que a la hora de diseñar la antena, la impedancia de entrada de la misma sea distinta de la característica del sistema y además sea diferente dependiendo de la frecuencia a la que se trabaje. En el anexo se muestra todo el proceso que se siguió a la hora de diseñar una antena helicoidal cuadrifilar y cómo la impedancia de entrada era distinta a 50 ohmios.

Esta idea también permite combinar las funciones de adaptación y filtrado en un sólo dispositivo. Esto es de gran interés puesto que ambas funciones son necesarias en los sistemas de comunicaciones. En consecuencia, se podría hacer uso de dicho circuito en vez de utilizar un filtro y un adaptador por separado.

A continuación se hablará brevemente de estudios previos que tratan con el concepto de matriz de acoplamiento.

## **I.4.1 Estado del arte**

### **I.4.1.1 Estudios previos**

A lo largo de la última década, son cada vez más los estudios que hablan del concepto de matriz de acoplamiento. En este apartado se ha decidido nombrar tres documentos que han sido de gran ayuda para la realización de este trabajo.

El libro titulado “Microwave Filters for Communication Systems: Fundamentals, design, and applications” publicado en 2007 por Richard J. Cameron, Chandra M. Kudsia y Raafat R. Mansour es un excelente comienzo para todo aquel interesado en todo lo referido a filtros para telecomunicaciones. En él se explican conceptos tales como el diseño de filtros, tipos de filtros según diferentes criterios, síntesis de filtros, el concepto de matriz de acoplamiento, cómo obtenerla y todo lo que concierne al reajuste de la misma cuando algún parámetro en alguna o todas las etapas cambia. Las ecuaciones (14) y (15) son explicadas en dicho libro y solucionan los problemas de adaptación en los casos donde tanto  $R_G$  y  $R_L$  no varían con la frecuencia. Bajo este supuesto, la solución es escalar los parámetros más externos de la matriz de acoplamiento, es decir, los que expresan el acoplamiento entre la etapa  $i$  y el generador ( $M_{Si}$ ) y los que definen el acoplamiento entre la etapa  $i$  y la carga ( $M_{iL}$ ).

Por otro lado, el grupo compuesto por David Martínez Martínez, Alejandro Pons Abenza, Fernando D. Quesada Pereira, Alejandro Álvarez Melcon y Marco Guglielmi publicó un artículo en 2011 en el que se trataba el escalado de una matriz de acoplamiento en tecnología de guía de onda. De aquí se extrajeron las ecuaciones 12, 13, 16 y 17 y en capítulos posteriores serán de gran utilidad para realizar la desnormalización de una matriz de acoplamiento. El título del artículo es “Filter Design Technique Based on the Coupling Matrix Segmentation”.

También se recomienda al lector de este proyecto fin de grado (PFG), la lectura del trabajo fin de carrera de Mónica Martínez Mendoza, publicado en 2006 y titulado “Síntesis de Filtros Usando el Método de la Matriz de Acoplamientos, y Aplicación al Diseño de Filtros Transversales Multicapa”. En él se trata en detalle cómo sintetizar un circuito a través de su matriz de acoplamiento.

Por último, se quiere hacer referencia a un proyecto del instituto INRIA (Institut National de Recherche en Informatique et en Automatique) en el que se está diseñando

una solución analítica para la adaptación de unos receptores para el sistema Galileo. Este proyecto puede ser un gran avance en la búsqueda de una solución para el problema de la desadaptación que aquí también se plantea.

### 1.4.1.2 Microwave Office

Microwave Office es un paquete de diseño que proporciona una completa solución informática para los diseñadores de todo tipo de circuitos de radiofrecuencia y microondas, desde módulos de microondas integrados hasta circuitos integrados de microondas monolíticos (MMIC), pasando por todos los dispositivos intermedios [15].

Conocido por una intuitiva interfaz de usuario y gracias a su exclusiva arquitectura, integra totalmente las potentes e innovadoras herramientas y tecnologías de la compañía Advancing the Wireless Revolution (AWR) con herramientas para aplicaciones específicas con el fin de crear diseños de alta frecuencia de forma rápida y sencilla.

Este software ha sido muy utilizado en las sesiones de prácticas de asignaturas dentro de la Escuela Técnica Superior en Ingeniería en Telecomunicaciones de la Universidad Politécnica de Cartagena, como por ejemplo: Microondas y aplicaciones a las microondas.

En la figura 15 se muestra una captura de pantalla mientras se utilizaba el programa. En el ejemplo, se puede observar el diseño de un circuito LC que hace las funciones de filtro. Este sistema será uno de los que se estudiarán en los siguientes capítulos.

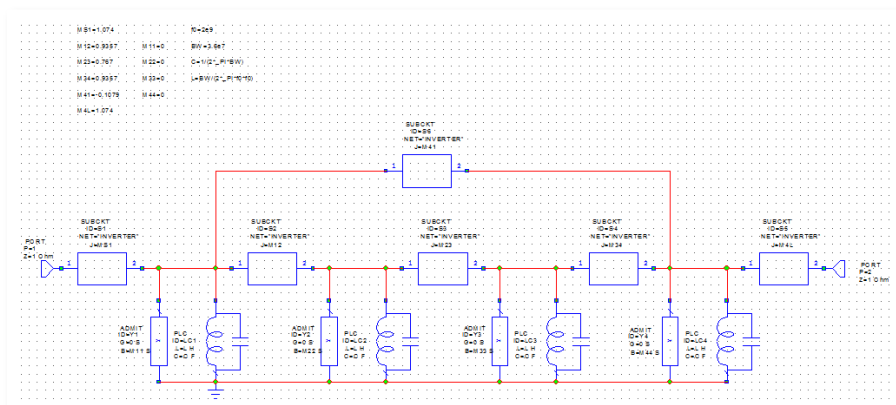


Figura 15. Captura de pantalla mientras se utilizaba MWO.

Además, se pueden obtener las gráficas de los parámetros de dispersión ya antes explicados en función de la frecuencia. La figura 16 muestra los parámetros  $S_{11}$  y  $S_{21}$  del esquema de la figura 15.

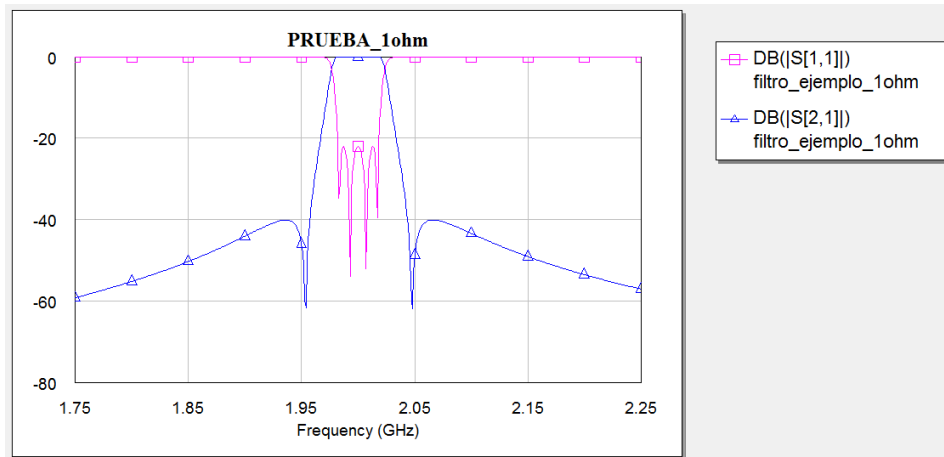


Figura 16. Parámetros  $S_{11}$  y  $S_{21}$  del esquema de la figura 15.

Por último se quiere resaltar una herramienta de Microwave Office (MWO) que será utilizada para las tareas de adaptación: los optimizadores.

Cómo se verá en los próximos capítulos lo primero que hay que hacer, una vez se tiene diseñado el circuito, es poner las condiciones que se deben de cumplir para poder considerar que la respuesta del sistema está recuperada, es decir, que vuelve a tener la misma forma que tenía antes de la desadaptación y a la misma frecuencia. Para ello hay que irse a la pestaña *Project* y seleccionar *Add Optimizer Goals*. La figura 17 ilustra la ventana que se abrirá a continuación.

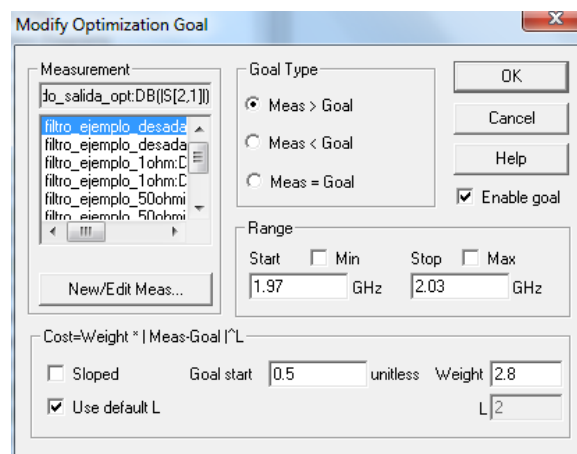
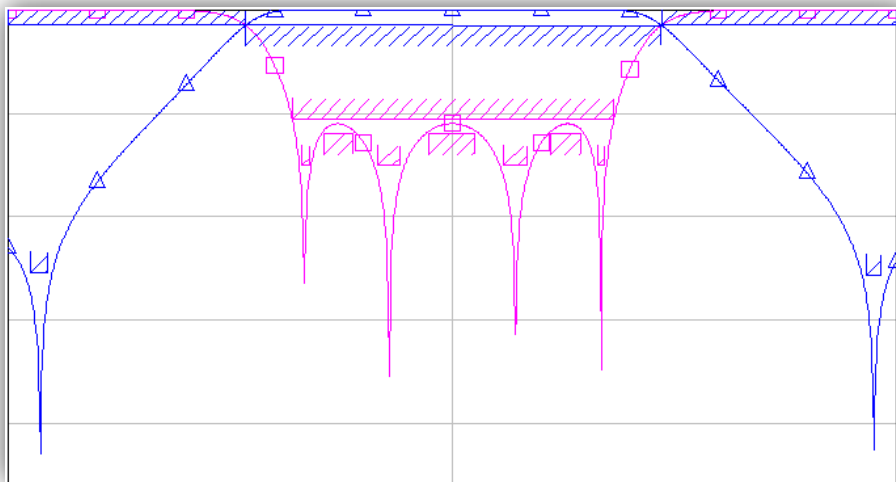


Figura 17. Ventana para establecer las especificaciones que se quieren cumplir en el diseño.



En la ventana *Modify Optimization Goal* se puede seleccionar la medida que se quiere recuperar (El parámetro S de interés, por ejemplo). El denominado goal es una recta que aparecerá en la gráfica del sistema objetivo. Dicha recta podrá marcar una igualdad, o definir un límite superior o inferior. Por ejemplo, se podría establecer que el valor del parámetro  $S_{21}$  no sea menor de 0.5dB en un rango de frecuencias determinado. En otras palabras, se puede elegir si se quiere que el parámetro elegido esté por encima, por debajo o sea igual que el goal. También se puede escoger el rango de frecuencias (Continuo) donde el goal va a existir. Por último se selecciona si la recta tendrá pendiente y el nivel del goal. Para entenderlo mejor, se expondrá un breve ejemplo a continuación.

Se parte de un circuito cualquiera con unos parámetros de dispersión como los que muestran las curvas azul y violeta de la figura 18. Se quiere comprobar si es posible recuperar la forma de dichas curvas cuando se añade al sistema una carga desadaptada. Sabiendo que dicha gráfica va a ser deformada por una carga desadaptada, se colocan los goals (tramos rayados de la figura 18) para recuperar la respuesta que se va a perder. De esta forma, la gráfica antes de sufrir una desadaptación tendrá una imagen como la que se muestra a continuación.



**Figura 18.** Gráfica antes de producirse la desadaptación.

Cómo se observa, todos los goals del ejemplo son segmentos sin pendiente, sin embargo, en casos posteriores se verá que existe la posibilidad de darles pendiente si lo que se quiere es ser más exacto.

Una vez establecidos los goals, es el momento de seleccionar qué variables serán las que se optimizarán. Esto quiere decir que, si se da el caso de que los goals no se cumplen, los optimizadores tendrán libertad de variar los parámetros que se hayan configurado como optimizables. Para ello hay que dirigirse a la pestaña variables, seleccionar el sistema que se quiere optimizar y hacer click sobre el recuadro “O” en las variables que se quieran optimizar. En la figura 19 se puede observar este proceso.

T O C Ele...	Name	Value
<input type="checkbox"/>	reso... M51	1.074
<input type="checkbox"/>	reso... M12	0.935
<input type="checkbox"/>	reso... M23	0.767
<input type="checkbox"/>	reso... M34	0.935
<input type="checkbox"/>	reso... M41	-0.10
<input checked="" type="checkbox"/>	reso... M4L	1.074
<input type="checkbox"/>	reso... M11	0
<input type="checkbox"/>	reso... M22	0
<input type="checkbox"/>	reso... M33	0
<input type="checkbox"/>	reso... M44	0
<input type="checkbox"/>	reso... f0	2e9
<input type="checkbox"/>	reso... BW	3.6e7

**Figura 19.** Proceso de selección de variables a optimizar.

Ya está todo listo para poder desadaptar la salida. Para ello se cambia el valor a la salida del sistema, por ejemplo, añadiendo una bobina. El resultado sería el de la figura 20. Cómo se observa en la imagen, el parámetro  $S_{11}$  ha variado mucho, violando las condiciones que se habían impuesto antes de desadaptar el circuito.

Por último haría falta optimizar el circuito para recuperar la respuesta que se tenía al principio. Para ello hay que dirigirse a la pestaña *Simulate* del menú superior y seleccionar la opción *optimize*. La figura 21 muestra la pestaña que se abre. En ella se podrá seleccionar el optimizador que se quiere utilizar. También se podrá observar en

qué proporción se ha violado cada goal. Para ello, el programa proporciona el concepto de coste. El coste es una medida cuantitativa que indica cuánto se ha incumplido la condición. Sumando todos los costes, se obtiene el coste total, que es el coste que aparece en la parte inferior derecha de la ventana.

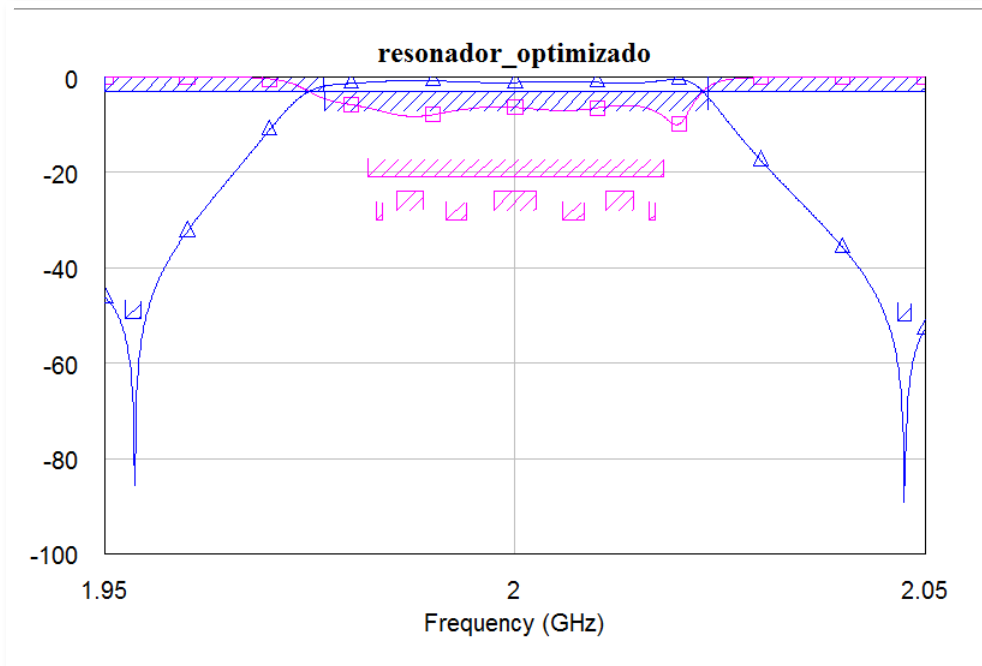


Figura 20. Resultado de la desadaptación.

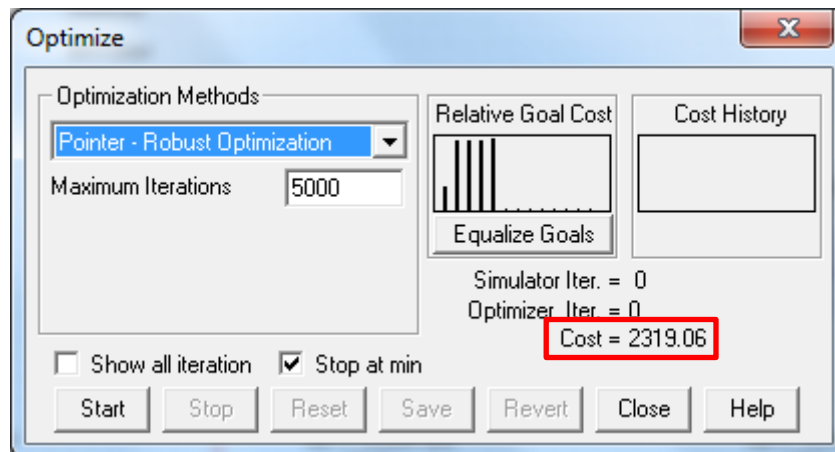


Figura 21. Ventana dónde elegir optimizador y para realizar el proceso de optimización en sí.

Una vez seleccionado el optimizador se comienza la optimización. En muchas ocasiones es necesario cambiar de optimizador a mitad de proceso ya que éste puede haberse estancado en un mínimo local. El objetivo final es conseguir un coste igual a cero o lo más pequeño posible. Si el coste es cero significará que se satisfacen todas las condiciones y que la respuesta optimizada es igual o muy parecida a la original. La respuesta optimizada para este ejemplo se puede ver en la figura 22.

Los optimizadores que se utilizarán serán tres: Pointer–Robust Optimization, Random Local y Simplex Optimizer. El primero es muy rápido pero muchas veces le es difícil converger a una solución de coste cero a la primera. El segundo es algo más lento pero sirve para “desatancar” la optimización cuando Pointer-Robust no llega a la solución deseada. Por último, Simplex Optimizer es un optimizador que es muy útil y rápido cuando los costes son muy elevados. Éste último se utiliza menos ya que cuando los costes empiezan a ser reducidos, deja de funcionar correctamente. Es por ello que la optimización se suele comenzar con este optimizador ya que al principio es cuando más grande es el coste. En la sección IV.2.1 se explicará más detalladamente como combinar estos optimizadores.

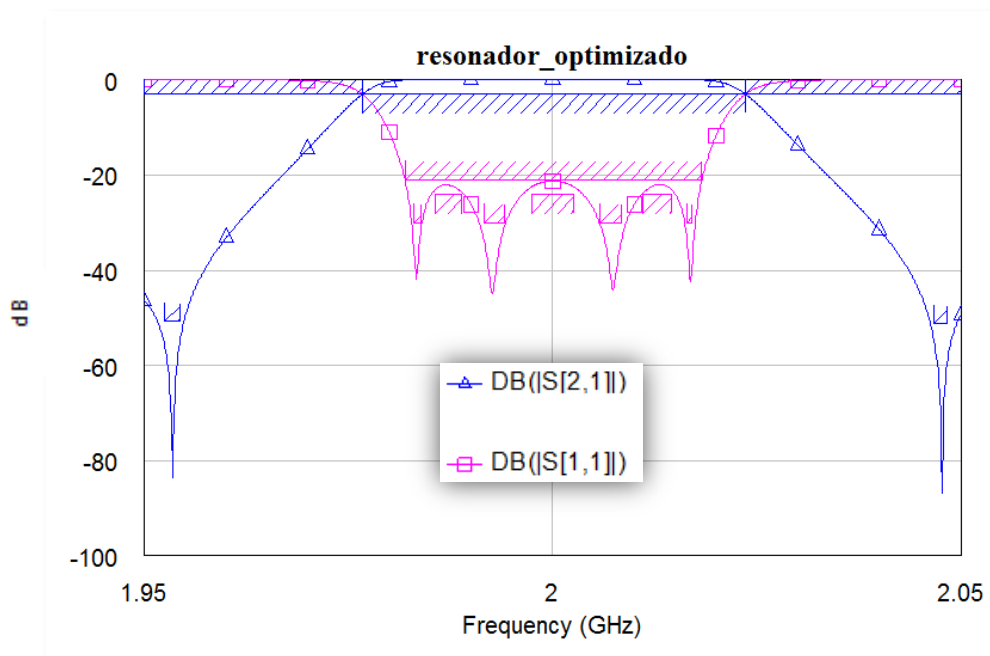


Figura 22. Respuesta optimizada

Cómo se verá a lo largo del estudio, los optimizadores de MWO son una potente herramienta a la hora de adaptar una respuesta en un rango de frecuencia determinado.

### **I.4.2 Propuesta del proyecto e hipótesis**

La propuesta que aquí se hace es la de solucionar el problema de adaptar una carga que varía con la frecuencia mediante los optimizadores de Microwave Office.

Además, se pretende demostrar que con variar los elementos de la matriz de acoplamiento es suficiente para adaptar el sistema a la salida desadaptada. Esto quiere decir que se quiere evitar añadir una red de adaptación entre el sistema y la carga ya que esto supondría un aumento del número de elementos en el sistema, lo que podría suponer dificultades en algunos casos, como puede ser el límite de peso en un satélite.

Además de esta primera hipótesis, también se quiere demostrar que se puede adaptar el sistema siguiendo un proceso por segmentos, en la que cada parte implica una etapa del sistema. Esto quiere decir que se empezaría a adaptar sólo la etapa más cercana a la salida, luego se incluiría la siguiente etapa y se volvería a adaptar todo y así hasta poder recuperar la respuesta original del sistema. De esta forma, se evita tener que optimizar todo el sistema de una sola vez, lo cual es muy complejo además de proporcionar, en la mayoría de los casos, una mala solución.

### **DI.4.3 Motivación**

La adaptación de impedancias ha sido desde el principio un gran problema en ingeniería de telecomunicaciones y cualquier investigación que ayude a saber más acerca de este fenómeno merecerá la pena. Si además el caso a estudiar es el de una desadaptación que varía con la frecuencia, la relevancia del estudio incrementa, y es que la solución a este tipo de desadaptación aún no tiene una solución generalizada y está siendo estudiada por varios grupos de investigación, como el ya nombrado Instituto INRIA.

Por otro lado, el estudio se centrará en el uso del programa MWO. Por lo tanto, la lectura de este proyecto ayudará a entender una herramienta muy potente que no todos conocen dentro de este software, tan utilizado en la actualidad.

#### **I.4.4 Objetivos**

Recopilando todo lo dicho hasta ahora, los objetivos del proyecto son los que se enumeran a continuación:

- Demostrar que los optimizadores de MWO son una buena opción a la hora de decidir realizar la tarea de adaptación de un sistema a una carga no adaptada cuyo valor varía con la frecuencia.
- Demostrar que es posible optimizar el sistema mediante un proceso de adaptación etapa por etapa, empezando por la etapa más cercana a la carga y dirigiéndose en dirección al generador.
- Demostrar que cuando se trabaja con sistemas basados en etapas acopladas, no siempre es necesario añadir una red de adaptación entre el sistema y la carga para adaptar la salida. Se quiere demostrar que es suficiente con modificar los parámetros de la matriz de acoplamiento, sin añadir ningún elemento más. En otras palabras, se quiere diseñar un filtro que ofrezca operaciones tanto de adaptación como de filtrado en un determinado sistema de radiofrecuencia.
- Diseñar una antena helical cuadrifilar y realizar la adaptación de la misma utilizando MWO.

#### **I.4.5 Metodología**

Se comenzó a estudiar todo lo referido a circuitos basados en acoplamientos y filtros de radiofrecuencia. Más tarde, se comenzó a trabajar con el simulador comercial Microwave Office (MWO). Debido a que el diseño de la antena no se realizaría hasta finales del cuatrimestre, se decidió aprovechar para estudiar la posibilidad de diseñar filtros de entrada incorporando las funcionalidades de adaptación de impedancias.

Una vez se comenzó el diseño de la antena, se tuvo que trabajar con la herramienta EZNEC+ para diseño y simulación de antenas [16]. Por último, se diseñó una red de adaptación para la antena ya que ésta no estaba adaptada y no era seguro que el filtro que se fuera a utilizar, pudiera en efecto, realizar también la funcionalidad de adaptación de impedancias requerida.

A continuación se estudiará el proceso de adaptación para dos tipos de circuitos, uno con acoplamientos cruzados y otros con sólo acoplamientos en línea. Se utilizarán dos procesos diferentes para optimizar los circuitos y se verán varios tipos de desadaptación.

## CAPITULO II. INCORPORANDO FUNCIONES DE ADAPTACIÓN A UN FILTRO PASO BANDA BASADO EN UNA TOPOLOGÍA EN LÍNEA.

### II.1 Filtro normalizado a $1\Omega$

Partiendo de la matriz de acoplamiento mostrada más abajo y proporcionada por el tutor Don Alejandro Álvarez Melcón, se elaboró el esquema de la figura 23. El término  $\mathcal{M}$  equivale a decir que la matriz  $M$  original está normalizada para valores de  $C_{LP}$  ó  $L_{LP}$ ,  $R_s$  y  $R_L$  iguales a la unidad.

$$\mathcal{M} = \begin{bmatrix} 0 & 1.0354 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1.0354 & 0 & 0.8858 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0.8858 & 0 & -0.6443 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -0.6443 & 0 & 0.6443 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0.6443 & 0 & -0.8858 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -0.8858 & 0 & 1.0354 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1.0354 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

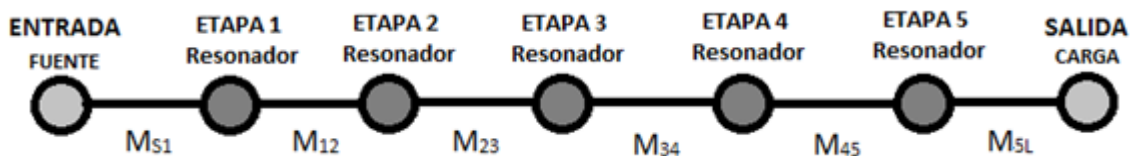


Figura 23. Esquema de la estructura basada en acoplamientos del filtro que en este capítulo se estudiará. Las líneas continuas simbolizan los inversores de admitancia que hacen la función de acoplamiento entre los diferentes resonadores del filtro (círculos oscuros) y los puertos de entrada y salida (círculos claros).

Las distintas etapas del filtro estarán compuestas por resonadores a la frecuencia central del filtro. Por otro lado, los acoplamientos se modelarán mediante una red en forma de PI, también llamados inversores de admitancias, cómo se muestra en la figura 24. Al trabajar con resonadores en paralelo, las redes de acoplamiento y los elementos que modelan los parámetros de auto-acoplamiento serán admitancias. El resultado final se muestra en la figura 25.



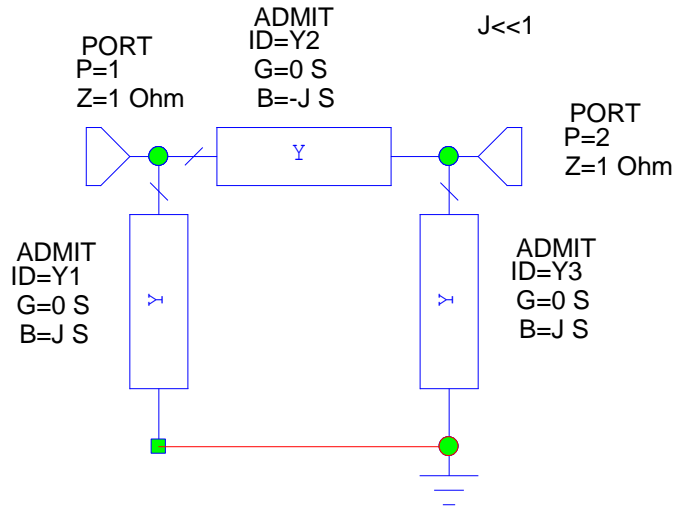


Figura 244. Esquema de un inversor de admitancias.

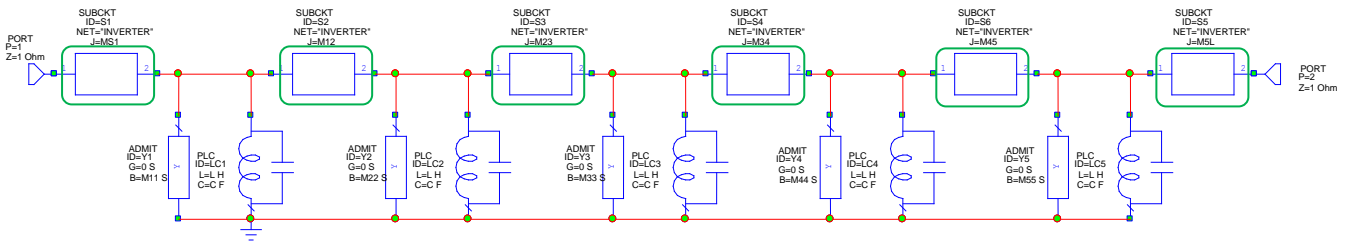


Figura 25. Esquema más detallado del filtro a estudiar.

Los subcircuitos (bloques rodeados con un rectángulo verde) de la figura 25 son inversores de admitancias parametrizados por el valor J. Todos los elementos de la figura 25 están parametrizados en MWO por las siguientes variables:

<u>Acoplamientos entre etapas</u>	<u>Auto-acoplamientos</u>	<u>Resonadores</u>
MS1=1.035	M11=0	f0=2e9
M12=0.8858	M22=0	BW=3.6e7
M23=-0.6443	M33=0	C=1/(2*_PI*BW)
M34=0.6443	M44=0	L=BW/(2*_PI*f0*f0)
M45=-0.8858	M55=0	
M5L=1.035		

Tabla 1. Variables que parametrizan los distintos elementos del filtro

Los valores de  $C$  y  $L$  del resonador han sido obtenidos de la transformación paso bajo a paso banda de la ecuación 11. Como el filtro está normalizado, el valor de  $C_{LP}$  es la unidad. La respuesta de dicho filtro es la mostrada en la figura 26. La frecuencia de operación elegida es 2GHz y el ancho de banda es de 36MHz.

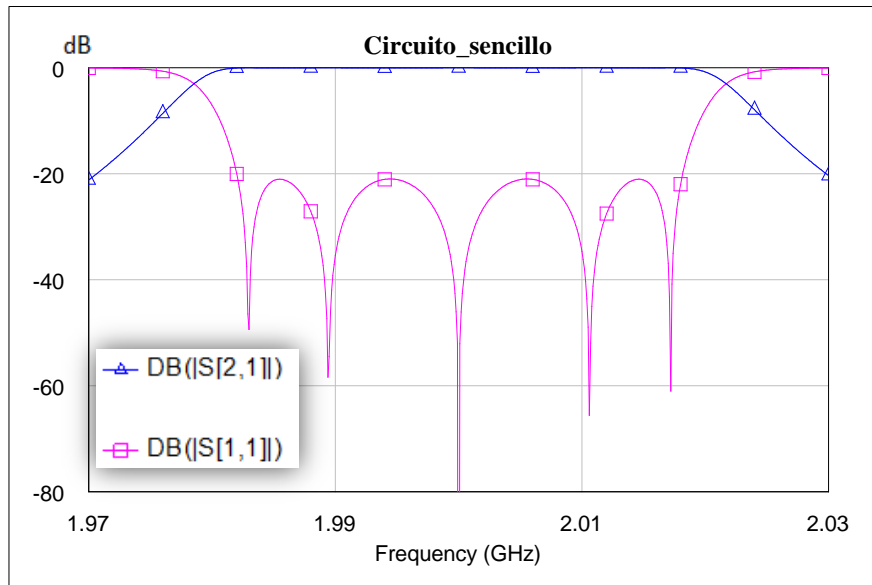


Figura 26. Respuesta ideal del filtro.

Una situación que se puede dar es ver qué pasa si se conecta a la salida del filtro una antena; la impedancia de la antena ya no es 1 ohmio, por lo que la respuesta del filtro ya no será buena. Para modelar esta situación se cambiará la impedancia de carga del filtro por una de  $0.5+j0.5$  ohmios. Además, para emular la variación con la frecuencia de la impedancia de entrada de una antena, se colocará a la salida una bobina de valor  $39.789\text{pH}$  que es el equivalente a una impedancia de  $j0.5$  ohmios a la frecuencia de operación. Por otro lado, la parte reactiva de la impedancia se modelará con un puerto de salida que pasará de valer 1 ohm a 0.5 ohmios (Figura 27). El resultado de la desadaptación se puede observar en la figura 28. Como se puede ver en la gráfica, aunque la transmisión no empeora mucho, la reflexión pierde completamente la forma que tenía. La pérdida del nivel de rizado y del rizado en sí supone el mal funcionamiento del filtro, al no anular las reflexiones de manera apropiada y perder la forma Chebyshev de la respuesta del circuito original.

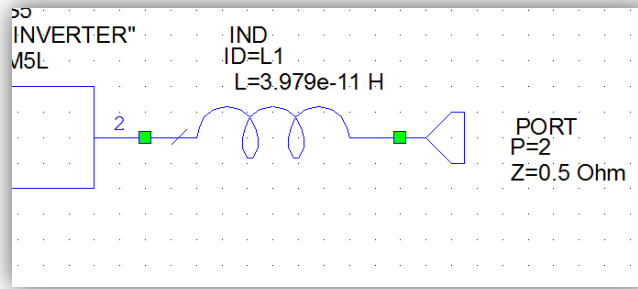


Figura 27. Elemento que produce desadaptación.

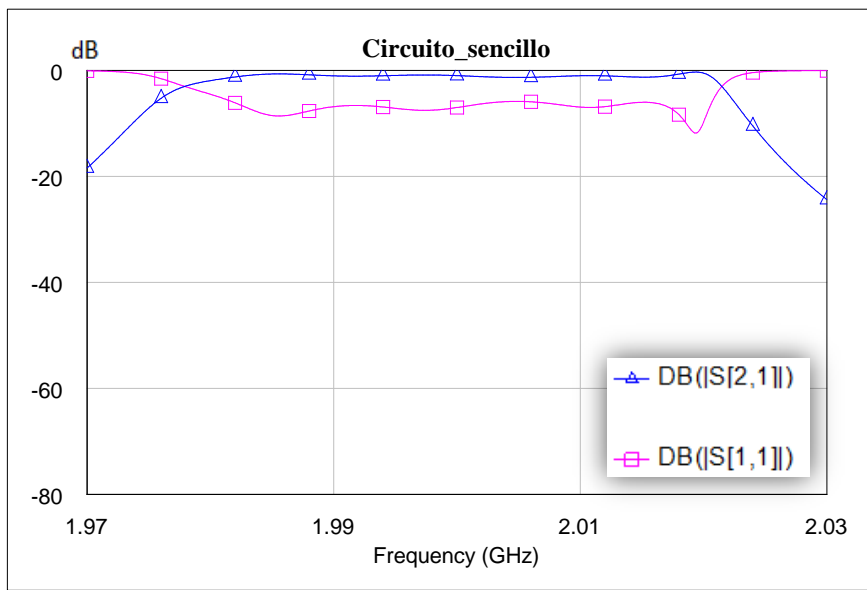


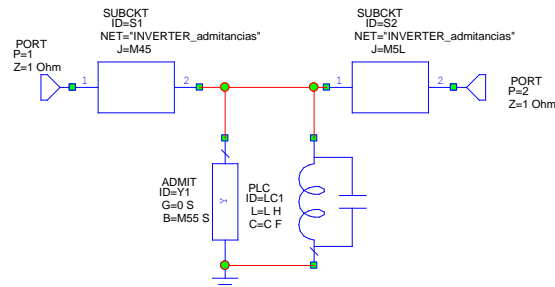
Figura 28. Consecuencia de la desadaptación. Respuesta muy deteriorada.

### II.1.1 Adaptación por segmentos

Cómo ya se explicó en la introducción, el proceso por segmentos consistirá en ir adaptando el circuito etapa por etapa empezando por la etapa más cercana a la carga. El objetivo es optimizar el menor número de etapas posible y trabajar con respuestas cuya forma sea mucho más sencilla de recuperar que la del caso del filtro total. Otro objetivo es no tener que optimizar todo el filtro a la vez, ya que muchas veces es complejo y difícil de llegar a buenas soluciones. Para ello, se sustituirán los valores de las variables del circuito total por las de la optimización de la etapa analizada y se comprobará si se logra recuperar la señal original del filtro.

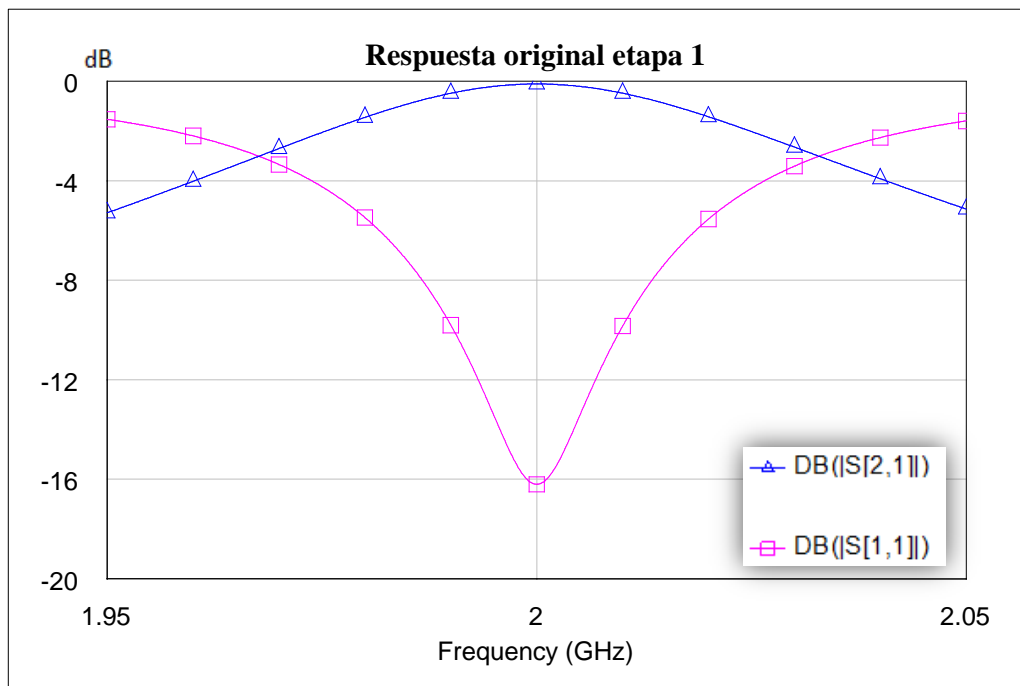
### II.1.1.1 Optimización de la primera etapa.

El esquema de la primera etapa se observa en la figura 29. Está compuesta de un solo resonador y los acoplamientos asociados a él.



**Figura 29. Esquema de la primera etapa del filtro empezando por la carga. Como se observa, está compuesta por dos inversores de admitancia conectados a los puertos de entrada y salida, una admitancia que representa el auto-acoplamiento y un resonador conectado en paralelo con la admitancia.**

En la figura 30 se puede ver la respuesta asociada a dicha etapa. Seguidamente, en la figura 31, se añaden los goals con el fin de recuperar esta respuesta cuando el filtro esté cargado por la impedancia compleja. Una vez hecho esto, se cambia la salida por la carga que interesa adaptar (figura 32). Finalmente, se seleccionan las variables a optimizar, que en este caso serán  $M_{5L}$ ,  $M_{45}$  y  $M_{55}$ .



**Figura 30. Respuesta ideal de la primera sección.**

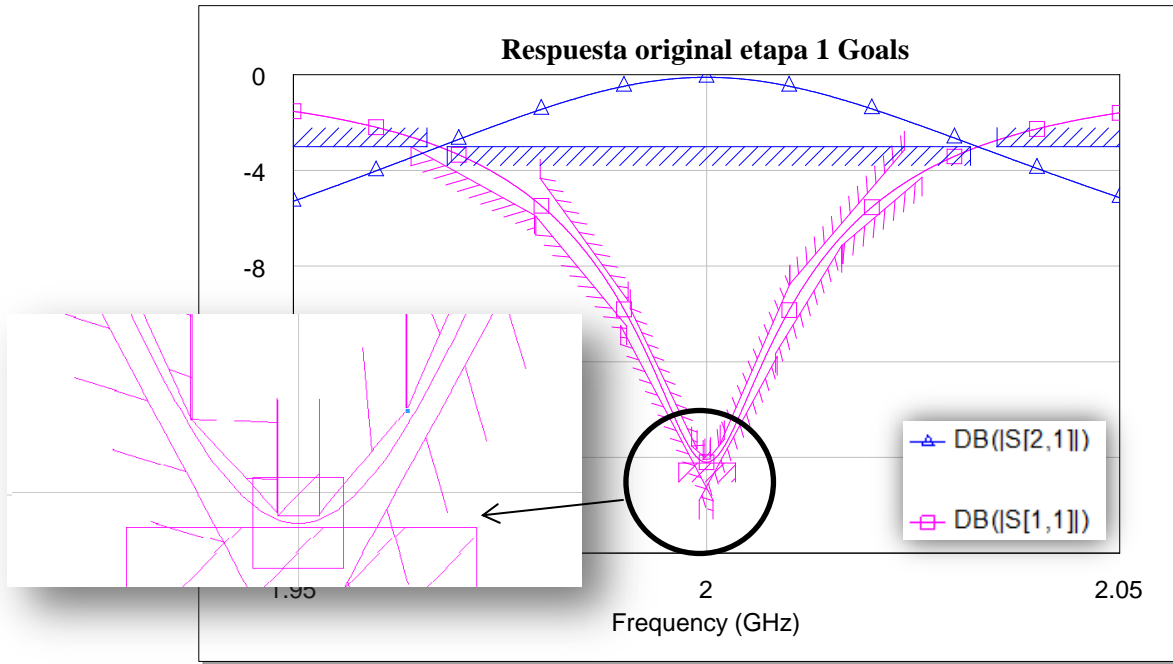


Figura 31. Proceso para establecer los goals o especificaciones a cumplir. Como se ve en el zoom, se dejó muy poca libertad al optimizador. Esto quiere decir que a la hora de optimizar, el programa tendrá que encontrar una solución que consiga que la esta se encuentre dentro de un rango muy pequeño de valores, lo que hace que la solución sea seguro idéntica o muy similar a la respuesta original.

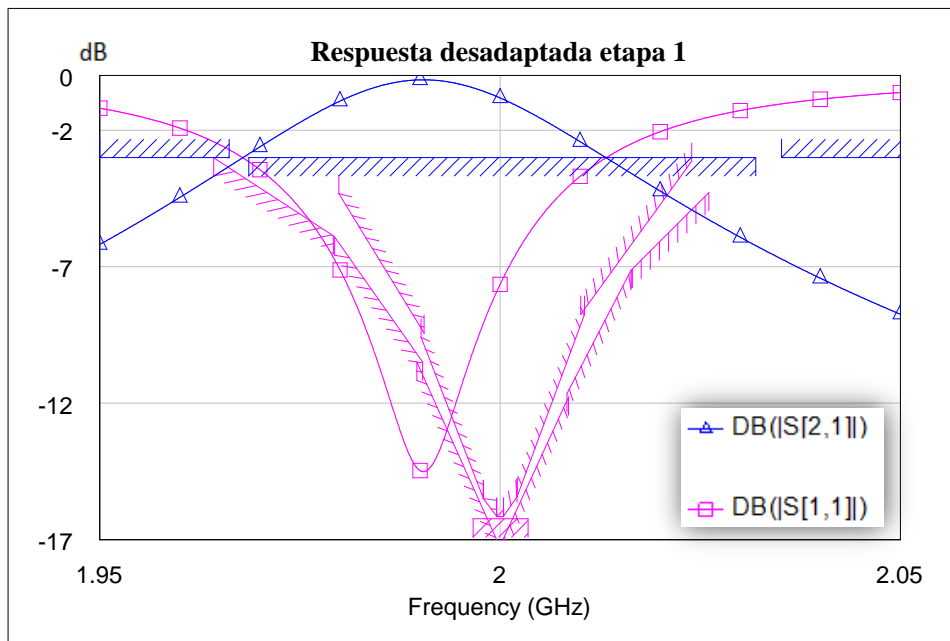


Figura 32. Respuesta tras la desadaptación. Se puede observar que ahora la respuesta ha sido modificada y que se encuentra fuera del rango deseado. Esto se solucionará optimizando el sistema.

Por último se utiliza el optimizador para recuperar la señal objetivo. Se parte de un coste de 289. El resultado de este proceso es la obtención de un coste cero y la recuperación de la señal objetivo, como se puede observar en la figura 33.

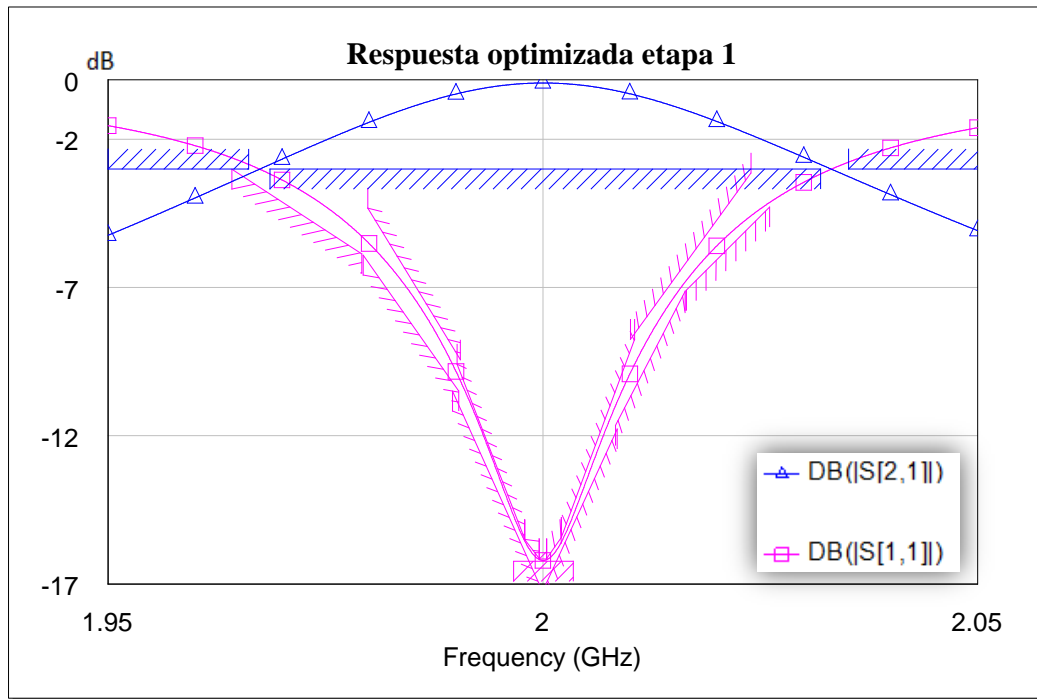


Figura 33. Respuesta tras optimizar la etapa. Se consigue que la respuesta vuelva a tener la forma inicial.

Los valores de las variables optimizadas se muestran en la tabla 2 a continuación, junto a las variables antes de ser optimizadas.

<u>Sin Optimizar</u>		<u>Optimizadas</u>	
M45=-0.8858	M55=0	M45=-1.043	M55=-0.7991
M5L=1.035		M5L=1.262	

Tabla 2. Elementos de la matriz de acoplamiento iniciales y las obtenidas después del proceso de optimización.

Ahora se sustituyen los valores en el circuito original desadaptado y se observa cómo ha mejorado la respuesta. Esto se puede ver en la figura 34, dónde la línea roja discontinua corresponde a la respuesta original y la rosa a la respuesta que se obtiene tras incluir en el sistema desadaptado los valores de la optimización de la primera sección. Cómo se ve, aún no es suficiente para recuperar la respuesta objetivo.

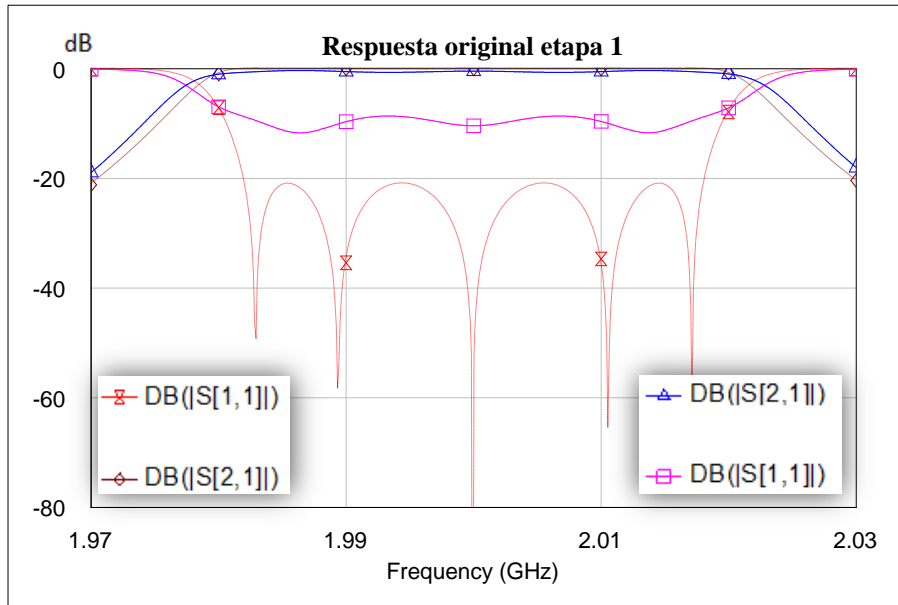


Figura 34. Respuesta del filtro total tras sustituir los valores obtenidos al optimizar la primera etapa en el circuito original con la carga desadaptada. En rosa y azul: Los parámetros S del filtro tras optimizar. En naranja y marrón: Los parámetros S del filtro antes de añadir la carga desadaptada.

### II.1.1.2 Optimización de la segunda etapa

Se repitió el proceso pero añadiendo una etapa más (Figura 35). La respuesta original se muestra en la figura 36 mientras que la desadaptada se puede ver en la figura 37 con los objetivos ya incluidos.

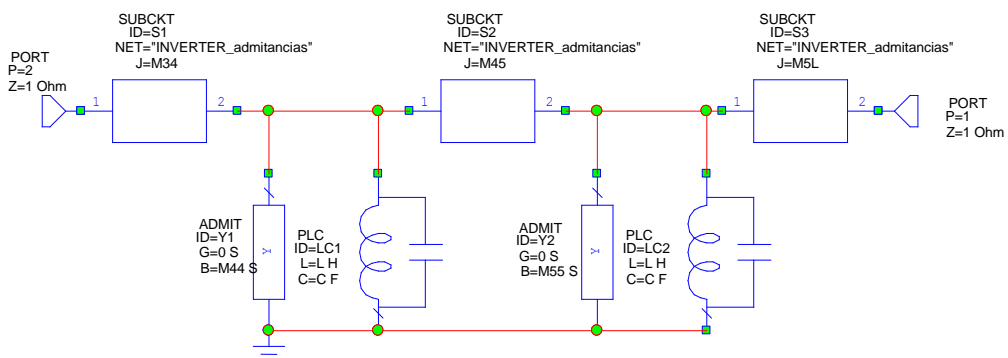


Figura 35. Esquema de las dos primeras etapas del filtro empezando por la carga.

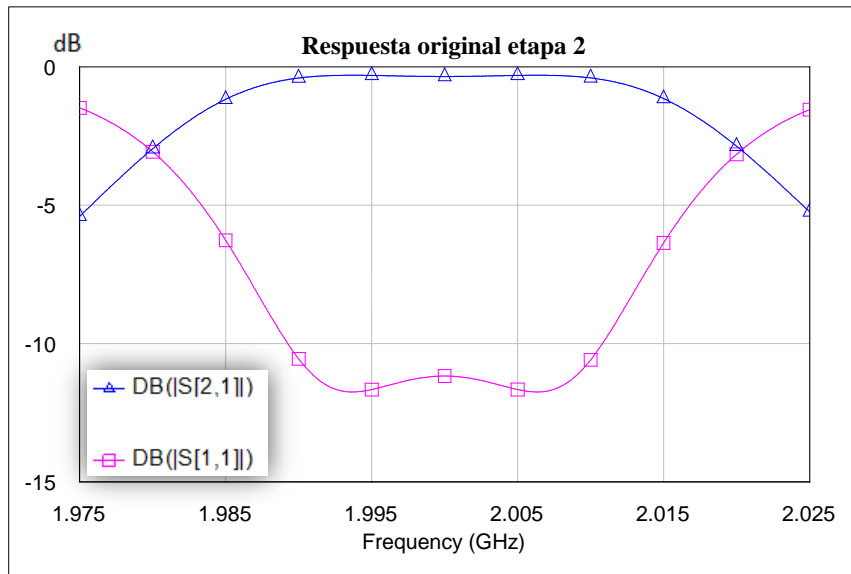


Figura 36. Nueva respuesta ideal tras añadir una nueva etapa.

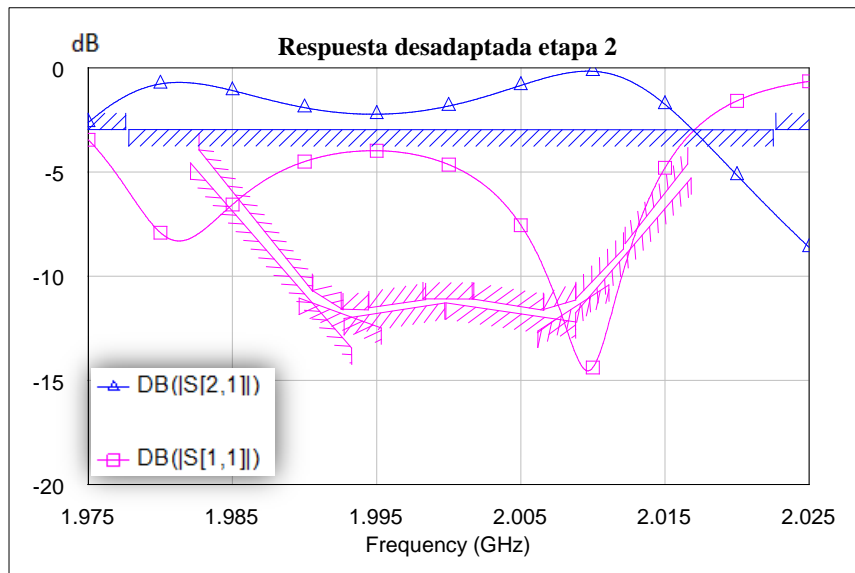


Figura 37. Efecto sobre el Nuevo circuito tras introducir un elemento desadaptado.

Antes de empezar a optimizar se cambian los valores de las variables que se habían optimizado en la etapa anterior, es decir,  $M_{5L}$ ,  $M_{45}$  y  $M_{55}$ . De esta forma, la respuesta queda como muestra la figura 38. Cómo se puede ver, el resultado es mejor que el anterior lo que muestra que la adaptación anterior no ha ido mal. Ahora, se vuelven a optimizar las variables  $M_{5L}$ ,  $M_{45}$  y  $M_{55}$ . Con esto fue suficiente para recuperar la señal (Figura 39).



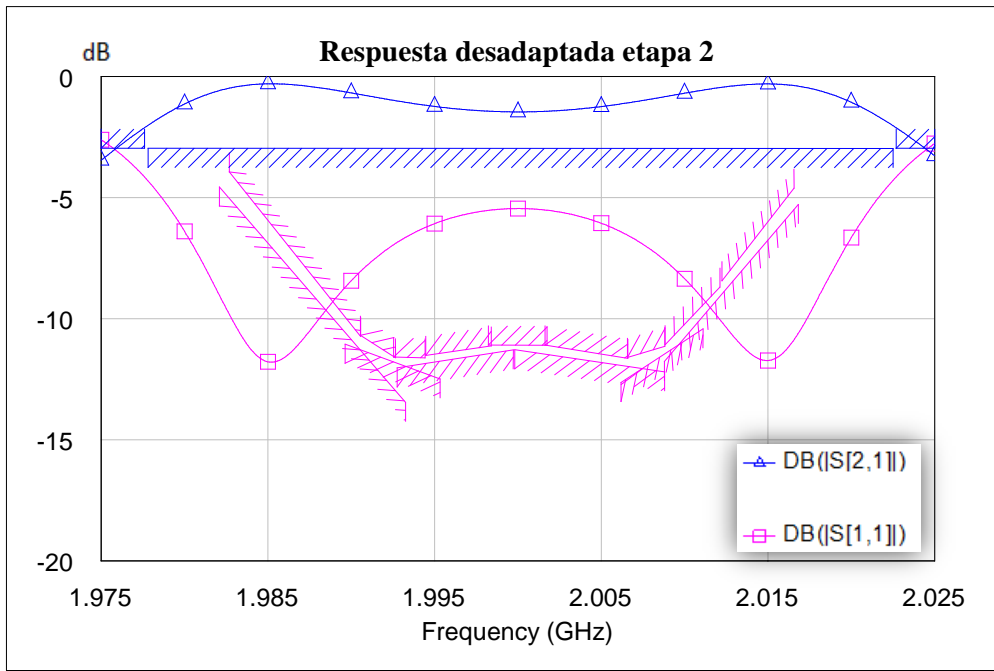


Figura 38. Respuesta tras cambiar los valores de las variables que se habían optimizado en la etapa anterior

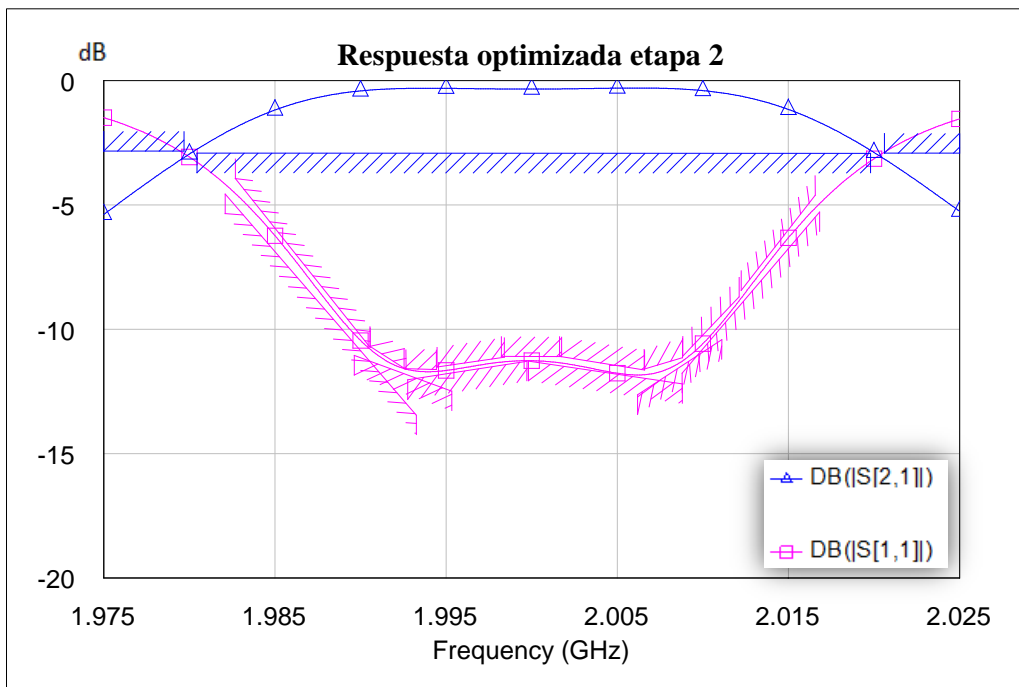


Figura 39. Respuesta recuperada.

A continuación, en la tabla 3 se comparan los valores obtenidos tras optimizar con los valores de la optimización anterior:

<u>Sin Optimizar</u>		<u>Optimizadas</u>	
M34=0.6443	M44=0	M34=0.6443	M44=0
M45=-1.043	M55=-0.7991	M45=-0.8911	M55=-1.087
M5L=1.262		M5L=1.477	

Tabla 3. Elementos de la matriz de acoplamiento iniciales y las obtenidas después del proceso de optimización.

Cómo se puede ver, los tres valores de la optimización anterior son los únicos que han variado y lo han hecho de una manera considerable por lo que lo único que se puede concluir por ahora es que adaptando la última etapa no ha sido suficiente.

Volviendo al circuito completo, al sustituir los nuevos valores obtenidos, la sorpresa es que la respuesta ya está recuperada (Figura 40). Esto significa que la solución a la adaptación de la segunda etapa es también solución para el circuito total.

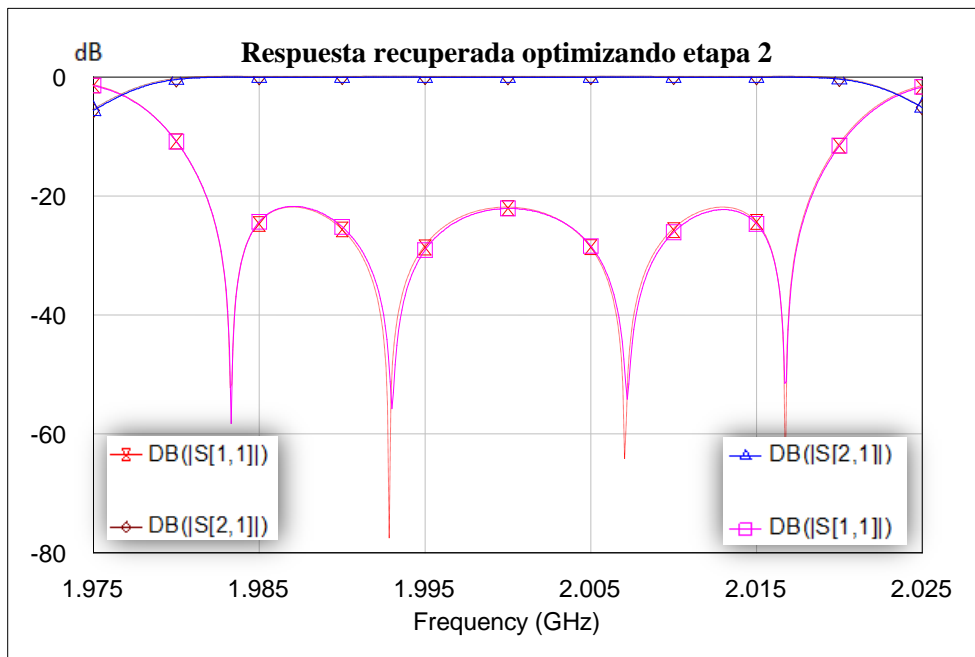


Figura 40. Respuesta del filtro total tras sustituir los valores obtenidos al optimizar las dos primeras etapas en el circuito original desadaptado. Recuperación de la respuesta ideal. En rosa y azul: Los parámetros S del filtro tras optimizar. En naranja y marrón: Los parámetros S del filtro antes de añadir la carga desadaptada.

Una vez obtenida esta solución, tendría poco sentido continuar ya que sólo se perdería tiempo y la solución que se obtendría sería muy parecida a la de la figura 40.

## II.1.2 Adaptación directa

Aunque se ha mostrado que el proceso por segmentos responde bien, ahora se mostrará otra forma de recuperar la respuesta de un sistema desadaptado. El mayor inconveniente de la adaptación por segmentos es el hecho de que supone una gran inversión de tiempo. Esto es debido a que el proceso de definir los goals en MWO puede llegar a ser largo y tedioso. Si además el número de etapas es muy elevado, este factor se multiplica. Es por ello que existe la posibilidad de realizar el proceso de optimización sobre el filtro completo. Esto quiere decir, definir todos los elementos de la matriz de acoplamiento como variables optimizables.

Lo primero es definir los goals (Figura 41) sobre la respuesta original del filtro (Figura 26). Como se puede observar, los goals son mucho menos estrictos que en el apartado anterior. Esto es debido a que en la respuesta final, lo interesante es recuperar el ancho de banda, el nivel de rizado y el rizado en sí. Sin embargo, en las etapas intermedias es muy importante que la respuesta sea prácticamente idéntica a la original ya que cualquier mínima diferencia puede afectar mucho en la forma de la respuesta final de filtro.

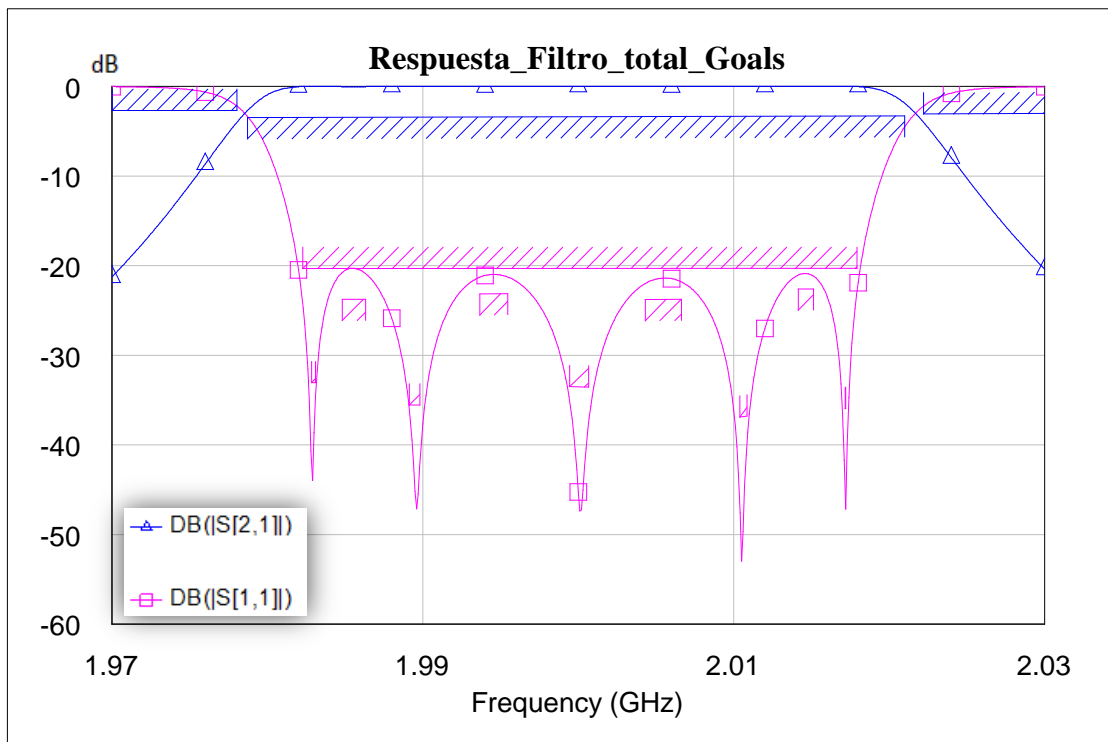


Figura 41. Nueva definición de los goals.

Siguiendo el procedimiento ya habitual, una vez definidos los goals, se seleccionan las variables que se van a optimizar y se carga el filtro con la impeancia compleja, con lo cual el filtro se desadapta (Figura 42). Cómo ya se comentaba anteriormente, se optimizarán todos los elementos de la matriz de acoplamiento. El resultado de la optimización se muestra en la figura 43.

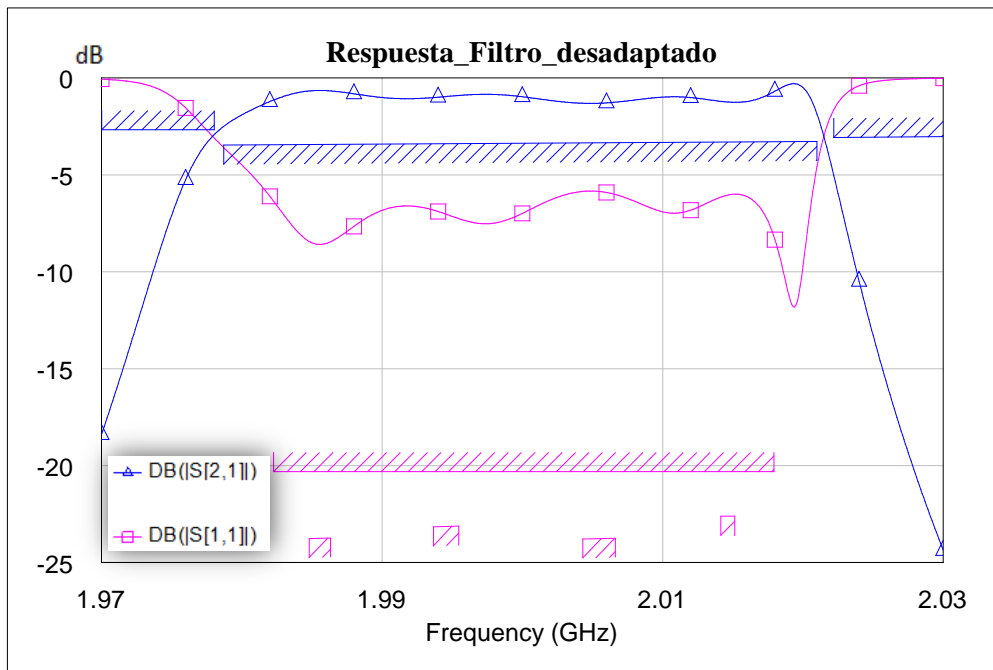


Figura 42. Desadaptación del circuito.

El resultado fue una reducción grande de los costes (de 3000 a 60) pero no la recuperación de la respuesta deseada, como se muestra en la figura 43. Esto muestra una limitación en los optimizadores de MWO, y es el número de variables a optimizar. El rendimiento de dichos optimizadores es inversamente proporcional al número de variables a optimizar. Esto es lógico debido a que el número de posibles combinaciones de valores se incrementa exponencialmente, lo que aumenta la probabilidad de llegar a un camino sin salida o mínimo local.

Es por ello necesario enfocar el estudio directo de una manera diferente. La solución a este problema se encuentra utilizando los conocimientos adquiridos en el apartado anterior dónde se demostraba que con tres variables era suficiente para optimizar el circuito. Además, estas variables corresponde a los valores más cercanos a la carga,

pues son los que absorben los cambios originados por la carga desadaptada. En definitiva, lo que se hará esta vez es comenzar a optimizar con sólo la variable  $M_{5L}$  y luego se irán añadiendo una a una las variables restantes, de derecha a izquierda.

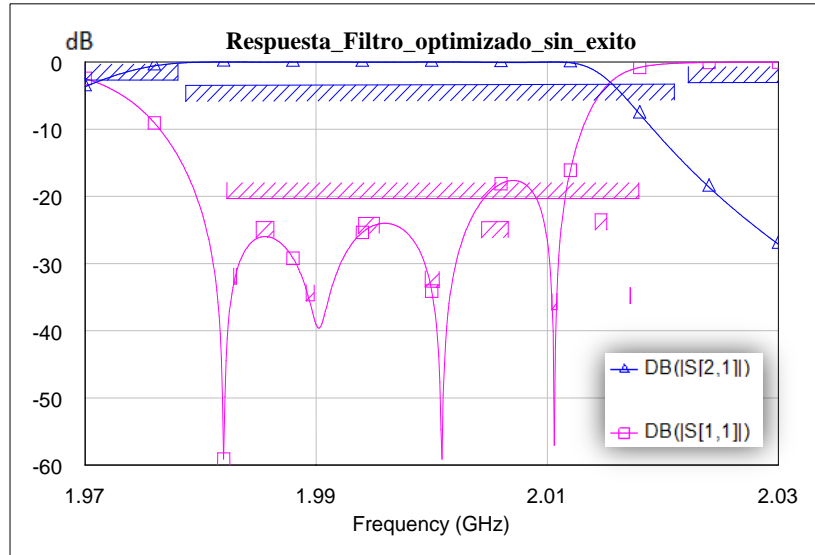


Figura 43. Resultado de la optimización. No se consigue llegar a la respuesta requerida.

Se volvió a comenzar la optimización, sólo que esta vez sólo optimizando  $M_{5L}$ . El resultado fue una reducción muy pequeña de los costes, de hecho ni siquiera se logró bajar de los 3000. Sin embargo, al añadir la siguiente variable,  $M_{55}$ , el optimizador simplex sólo tardó 4 segundos en encontrar la solución óptima (Figura 44). Sorprendentemente, se necesitaron incluso menos variables que con el método por segmentos.

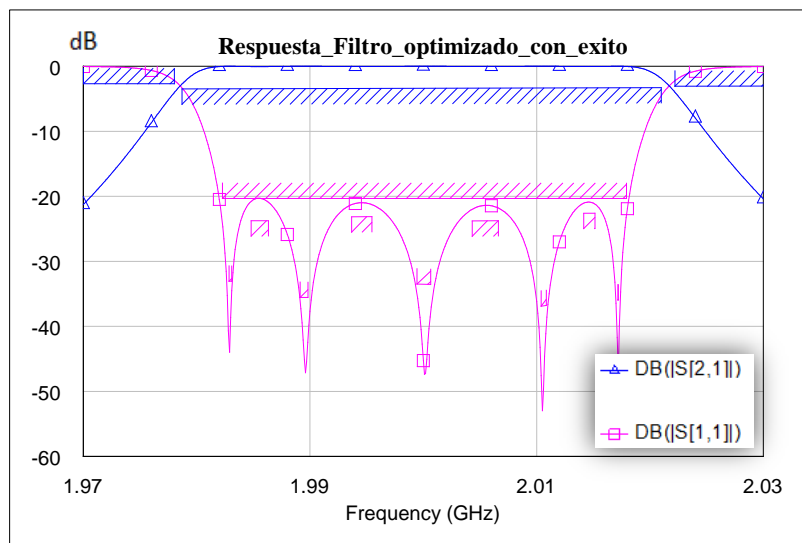


Figura 44. Recuperación de la señal tras añadir una nueva variable a optimizar.

En la tabla 4, se pueden ver los elementos de la matriz de acoplamiento tras optimizar por segmentos y de forma directa. En la tabla 5 se pueden volver a ver los elementos de la matriz antes de optimizar.

<u>Optimización por segmentos</u>		<u>Optimización directa</u>	
MS1=1.035	M11=0	MS1=1.035	M11=0
M12=0.8858	M22=0	M12=0.8858	M22=0
M23=-0.6443	M33=0	M23=-0.6443	M33=0
M34=0.6443	M44=0	M34=0.6443	M44=0
M45=-0.8911	M55=-1.087	M45=-0.8858	M55=-1.088
M5L=1.477		M5L=1.47	

Tabla 4. Elementos de la matriz de acoplamiento después de ser optimizadas por ambos métodos.

#### Antes de optimizar

MS1=1.035	M11=0
M12=0.8858	M22=0
M23=-0.6443	M33=0
M34=0.6443	M44=0
M45=-0.8858	M55=0
M5L=1.035	

Tabla 5. Elementos de la matriz de acoplamiento antes de ser optimizada.

Lo primero que se puede observar es que el valor de  $M_{45}$  de la optimización por segmentos no es muy diferente del valor original del filtro antes de ser optimizado, lo que da a entender que su influencia a la hora de la adaptación no es muy relevante y el peso recae sobre las variables  $M_{55}$  y  $M_{5L}$ . Si ahora se comparan los valores de estas dos variables en ambas optimizaciones, se observa que los valores son prácticamente idénticos. Por lo tanto se concluye que ambas optimizaciones son buenas para este caso, sin embargo, la ventaja del proceso directo es que es más rápido y ha utilizado una variable menos en la optimización.

## II.2 Filtro desnormalizado a $50\Omega$

El propósito de esta transformación es trabajar con los valores de las impedancias reales y resonadores reales con los que se vaya a diseñar el circuito. Lo que se va a mostrar en este apartado es una descripción del procedimiento de desnormalización de un filtro paso-banda basado en acoplamientos. Se partirá del circuito mostrado en la figura 24, el cual está compuesto por resonadores, inversores y admitancias en paralelo. El objetivo será obtener un filtro paso-banda con una matriz de acoplamiento sin normalizar y con resonadores, inversores de impedancia e impedancias en serie. Después se repetirá el proceso de recuperación por etapas de la respuesta que se ha visto afectada por una salida desadaptada y cuyo valor es complejo. La matriz de acoplamiento normalizada era la que siguiente:

$$M' = \begin{bmatrix} 0 & 1.0354 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1.0354 & 0 & 0.8858 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0.8858 & 0 & -0.6443 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -0.6443 & 0 & 0.6443 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0.6443 & 0 & -0.8858 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -0.8858 & 0 & 1.0354 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1.0354 & 0 \end{bmatrix}$$

El objetivo es desnormalizar el filtro para poder comprobar si así el método por etapas funciona. El primer paso es obtener el valor desnormalizado de las bobinas de los resonadores en el filtro paso-banda. Para ello se parte de la siguiente ecuación, sacada de la referencia [13],

$$Lr_i = \frac{\omega_2 \mu}{\beta_{2mn}} \tan\left(\beta_{2mn} \frac{\lambda_{g0}}{2} p\right) \left[\omega_{ri} \left(\frac{\omega_2}{\omega_{ri}} - \frac{\omega_{ri}}{\omega_2}\right)\right]^{-1} \quad (18)$$

Generalmente, esta ecuación se utiliza para guía onda pero en este caso se aplicará para otra tecnología por la que se propaguen modos quasi-TEM, como la tecnología microstrip.

$Lr_i$  es el valor de la bobina del resonador  $i$  en el filtro paso-banda y el término que multiplica a la tangente se corresponde en este caso con la impedancia característica de la línea que vayamos a utilizar, en este caso, el valor será de  $50\Omega$ .  $\beta_{2mn}$  se corresponde con la constante de propagación cuyo valor se muestra a continuación,

$$\beta_2 = \frac{2\pi}{\lambda_2} \quad (19)$$

$\lambda_{g0}$  es la longitud de onda a la frecuencia central del filtro y  $p$  es el orden de la resonancia. Por último, el último factor de la ecuación está compuesto por la pulsación de resonancia del resonador  $i$ ,  $\omega_{ri}$ , y la pulsación asignada a la frecuencia que delimita el ancho de banda por la parte superior,  $\omega_2$ . Al ser iguales todas las frecuencias de resonancia de los resonadores, todas las bobinas y condensadores valdrán lo mismo. Esto último sucede en topologías de acoplamientos síncronas.

Se procedió entonces a calcular el valor desnormalizado de las bobinas de los resonadores mediante Matlab (Script disponible en el anexo B). Finalmente el valor de la bobina del resonador según la ecuación 18 fue

$$L_r = 6.2797 \text{ nH}$$

El siguiente paso fue la obtención del valor de la bobina del prototipo paso-bajo. Para ello, se utilizó la ecuación 20, también sacada de [13]. El término  $F_B$  está definido en la ecuación 17.

$$L_i = \frac{F_B}{\omega_1} \omega_0 L_{ri} \quad (20)$$

El resultado fue:  $L_{LP} = 1.4204$



Una vez se tiene este dato, se pueden calcular el resto de parámetros de interés, estos son los elementos de la matriz desnormalizada y el valor del condensador del resonador. Para obtener el segundo se hizo uso de la ecuación 10, utilizada para transformar una bobina (Paso-bajo) a un resonador en serie (Paso-banda). Se recuerda que el ancho de banda escogido es de 36 MHz.

A su vez para obtener la matriz de acoplamiento original, se utilizaron las ecuaciones 12 y 13, que se vuelven a mostrar más abajo. El término  $M_{ij}$  corresponde al elemento de la matriz de acoplamiento desnormalizada situado en la fila  $i$  y columna  $j$ .  $M'_{ij}$  indica que ese elemento pertenece a la matriz normalizada.  $R_s$  y  $R_L$  corresponden a la resistencia de entrada y salida del filtro, respectivamente. En el prototipo desnormalizado ambas resistencias tienen un valor de  $50\Omega$ . Por último,  $L_i$  es la inductancia de la bobina  $i$  del prototipo paso-bajo que en el caso que se trata aquí es la misma en todos los casos, por lo que el producto  $L_i L_j$  es realmente  $L^2$ .

$$M_{Si}'^2 = R_s L_i M_{Si}^2 \quad M_{iL}'^2 = R_L L_i M_{iL}^2 \quad M_{ij}'^2 = L_i L_j M_{ij}^2$$

Con todos estos datos se escribió un script en Matlab para calcular tanto el valor del condensador del resonador como los valores de los elementos de la matriz de acoplamiento desnormalizada. El valor del condensador fue

$$C_r = 1.0084 \text{ pF}$$

Por otro lado, la matriz desnormalizada quedó de la siguiente forma:

$$M = \begin{bmatrix} 0 & 0.8688 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0.8688 & 0 & 0.6236 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0.6236 & 0 & -0.4536 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -0.4536 & 0 & 0.4536 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0.4536 & 0 & -0.6236 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -0.6236 & 0 & 0.8688 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0.8688 & 0 \end{bmatrix}$$

Con estos últimos datos, ya se puede construir el circuito desnormalizado. Sólo queda resaltar que el circuito del que se partió al comienzo de este apartado está basado en resonadores en paralelo (Figura 24). Esto quiere decir que el prototipo paso-bajo del que se partió para construir el circuito original estaba compuesto de condensadores en paralelo sobre los que se hizo una transformación paso-bajo a paso-banda.

Sin embargo, la ecuación 20 proporciona el valor de la bobina equivalente del prototipo paso-bajo. Esto quiere decir que el prototipo paso-bajo que se tiene ahora no está compuesto por condensadores, sino por bobinas. Es por ello necesario conseguir un nuevo prototipo paso-bajo, cuya respuesta sea la misma que el prototipo paso-bajo inicial pero que esté compuesto por bobinas. En la figura 45, se observa la estructura básica de un filtro paso-bajo basado en acoplamientos y su respectiva transformación a paso-banda.

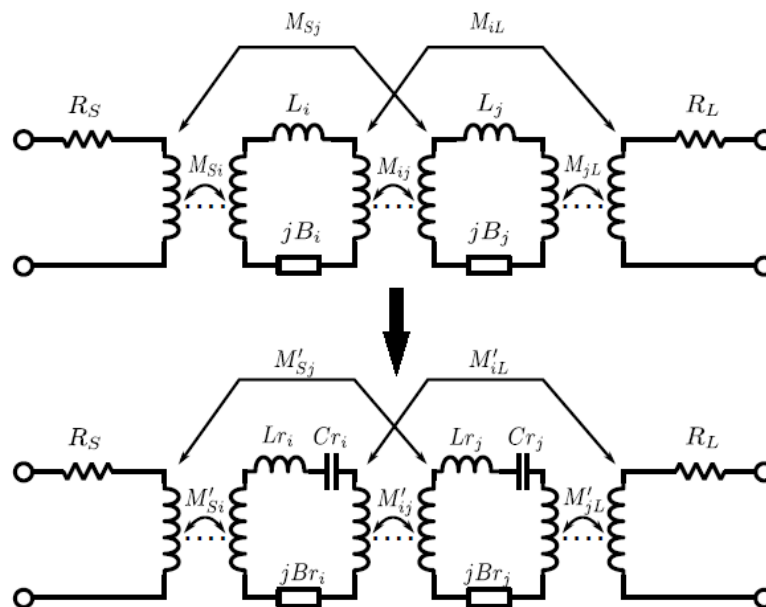


Figura 45. Estructura básica de un filtro paso-banda basado en acoplamientos.

En consecuencia, el prototipo paso-bajo del que se va a partir para diseñar el filtro paso-banda desnormalizado estará compuesto de bobinas e impedancias en serie. A estas bobinas se les aplicará una transformación de paso-bajo a paso-banda con la que se obtendrán resonadores en serie, en vez de resonadores en paralelo, como se tenían al principio. Las transformaciones de paso-bajo a paso-banda se muestran en las ecuaciones 10 y 11.

El penúltimo cambio que quedaría por hacer antes de construir el circuito desnormalizado sería cambiar todas las admitancias (incluidas las de los inversores) por impedancias. De esa forma cumpliríamos con la estructura básica de un filtro paso-banda basado en acoplamientos, como se muestra en la figura 45.

Por último hay que escalar de nuevo la entrada y salida del filtro ya que hasta este punto, están escaladas a  $1\Omega$ , por simplicidad. Es el momento de cambiar la entrada a  $50\Omega$  y la salida a  $30\Omega$ . La salida se ha decido  $30\Omega$  ya que se va a simular una carga desadaptada de valor  $30+j30\Omega$ . Sin embargo, esto no supone ningún problema pues lo único que hay que hacer es escalar los parámetros  $M_{S1}$  y  $M_{5L}$  utilizando una vez más la ecuación 10. En este caso, al haber desnormalizado, habrá que realizar el proceso contrario, es decir, en vez de dividir  $M_{S1}$  y  $M_{5L}$  entre la raíz de 50 y 30, respectivamente, habrá que multiplicar por estos factores. Aunque esto último podría considerarse una nueva normalización, se llamará a la nueva matriz con la letra M. Esta terminología viene del inglés "Main coupling matrix" que significa matriz de acoplamiento principal. La matriz de acoplamiento se quedará finalmente como se muestra a continuación:

$$M = \begin{bmatrix} 0 & 6.1433 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 6.1433 & 0 & 0.6236 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0.6236 & 0 & -0.4536 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -0.4536 & 0 & 0.4536 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0.4536 & 0 & -0.6236 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -0.6236 & 0 & 4.7586 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 4.7586 & 0 \end{bmatrix}$$

El circuito final queda finalmente como muestra la figura 46. En las figuras 47 y 48 se pueden ver el nuevo subcircuito que representa un inversor de impedancias y los valores de los distintos parámetros de la matriz de acoplamiento y de los resonadores, respectivamente.

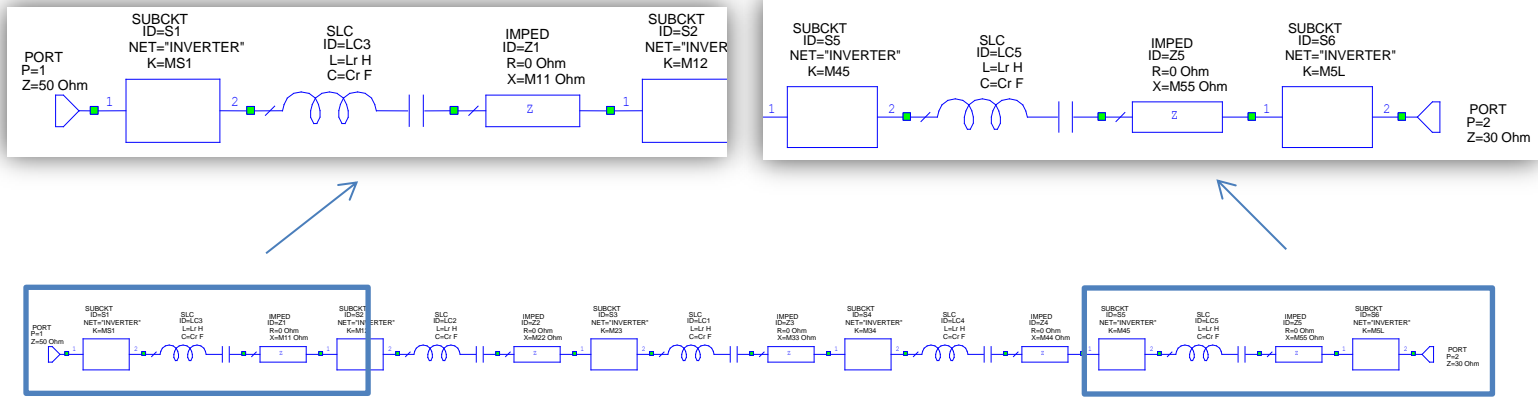


Figura 46. Esquema final tras la desnormalización de un filtro paso-banda basado en acoplamientos.

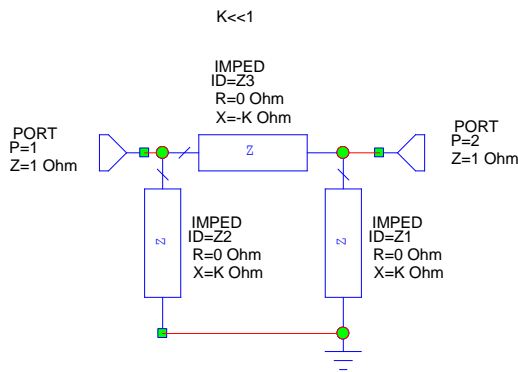


Figura 47. Inversor de Impedancias

MS1=6.143	M11=0	f0=2e9
M12=0.6236	M22=0	BW=3.6e7
M23=-0.4536	M33=0	L=1.42
M34=0.4536	M44=0	Lr=L/(2*_PI*BW)
M45=-0.6236	M55=0	Cr=BW/(L*(2*_PI*f0*f0))
M5L=4.759		

Figura 48. Nuevos parámetros del sistema

Una vez diseñado el circuito, es el momento de introducir la carga compleja y ver qué sucede. La impedancia que se quiere tener a la salida es de  $30+j30\Omega$ . Antes de introducir la bobina (figura 49), el patrón de los parámetros de scattering es cómo muestra la figura 50. En la figura 51 se muestran dichos parámetros después de ser incluida la carga compleja. Cómo se puede ver, la deformación es muy severa. El valor de la bobina es  $2.3873\text{nH}$ .

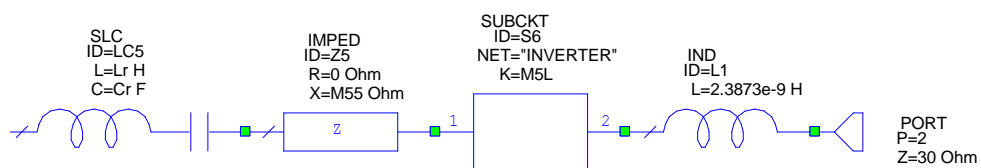


Figura 49. Introducción de la bobina.

Cómo se puede observar en la figura 50, la forma de la respuesta no ha cambiado prácticamente nada si se compara con la del diseño normalizado. Esto muestra que la desnormalización se ha realizado correctamente.

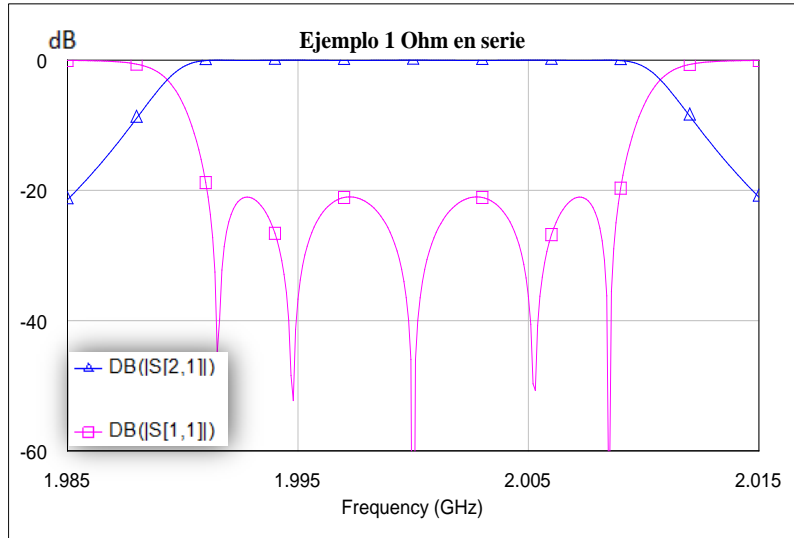


Figura 50. Patrón de la respuesta antes de introducir la bobina

La deformación que se muestra en la figura 51, hace necesaria la introducción de una solución para la adaptación. Una vez más, se estudiarán el método por segmentos y el método directo.

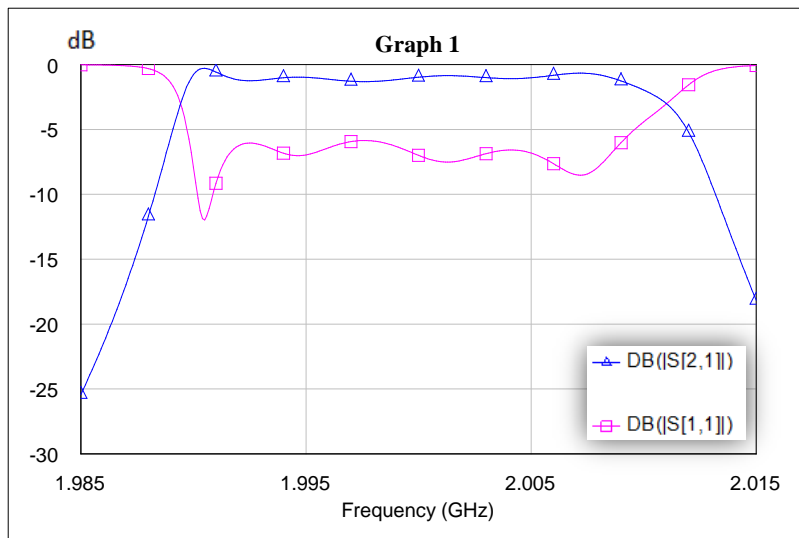


Figura 51. Efecto de la desadaptación.

## II.2.1 Adaptación por segmentos

En este caso, se decidió trabajar de una manera algo diferente. Cómo se verá a continuación, antes de optimizar cada etapa, se escala el parámetro más a la izquierda a la impedancia de  $50\Omega$ . Esto es debido a que ese parámetro de la matriz de acoplamiento no está normalizado a una impedancia de 50 ohmios, ya que en el circuito total ese parámetro representa un acoplamiento intermedio que no está conectado a ninguna impedancia de 50 ohmios. Después de hacer el escalado, el procedimiento es el mismo de siempre. Lo único que supone este cambio es que cuando se incluye una nueva etapa, el parámetro que antes había sido escalado no se incluye en el nuevo análisis o tiene que ser desnormalizado. En otras palabras, si en la primera etapa se han optimizado  $M_{45}$ ,  $M_{55}$  y  $M_{5L}$ , cuando se incluya la etapa 2, se incluirán los valores optimizados de  $M_{55}$  y  $M_{5L}$  pero no  $M_{45}$ , ya que ahora ese parámetro vuelve a estar en medio del circuito y no está conectado a ninguna impedancia de 50 ohmios. En su defecto, se puede utilizar el valor de  $M_{45}$  pero dividiendo este entre raíz de 50.

### II.2.1.1 Optimización de la primera etapa

Cómo ya se mostró anteriormente, el proceso por segmentos comienza por la etapa más a la derecha del circuito que es la más afectada por la desadaptación (Figura 52).

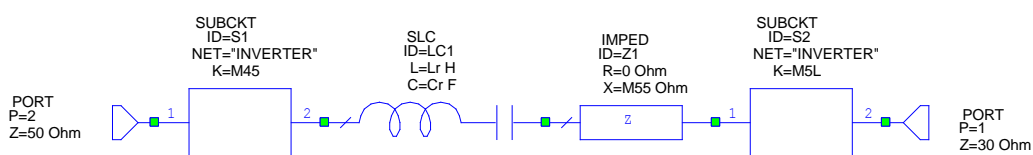


Figura 52. Primera etapa del filtro.

En este primer apartado se mostrará cómo es la respuesta antes de escalar el parámetro de la izquierda, es decir, el parámetro  $M_{45}$  (Figura 53). Como se observa, la transmisión es muy débil y se necesita un escalado para poder seguir trabajando.

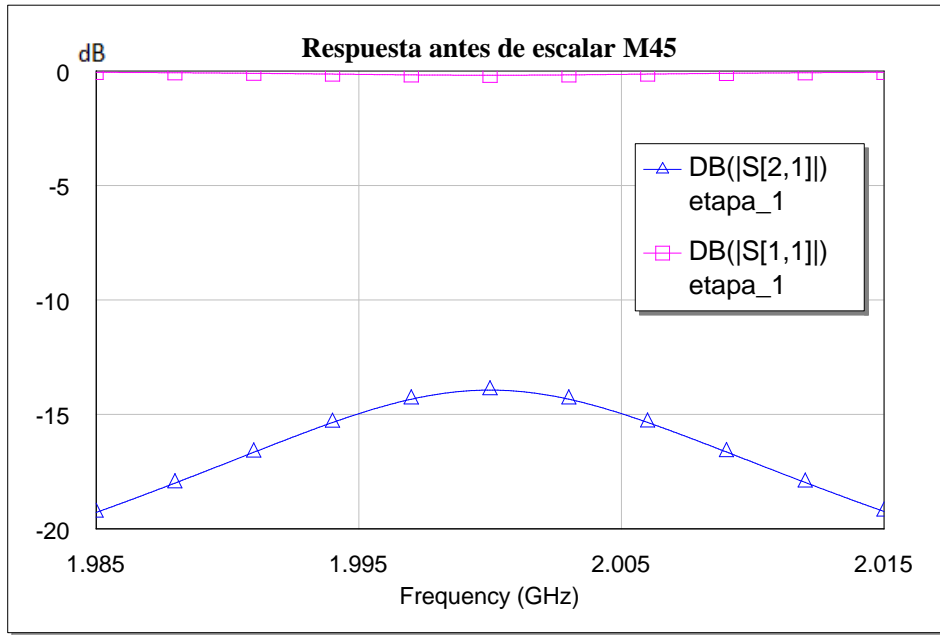


Figura 53. Respuesta antes de escalar el parámetro de la izquierda

Cuando se escala el parámetro  $M_{45}$  el resultado es el que se observa en la figura 54. El valor de  $M_{45}$  pasaría de valer -0.6236 a -4.4095.

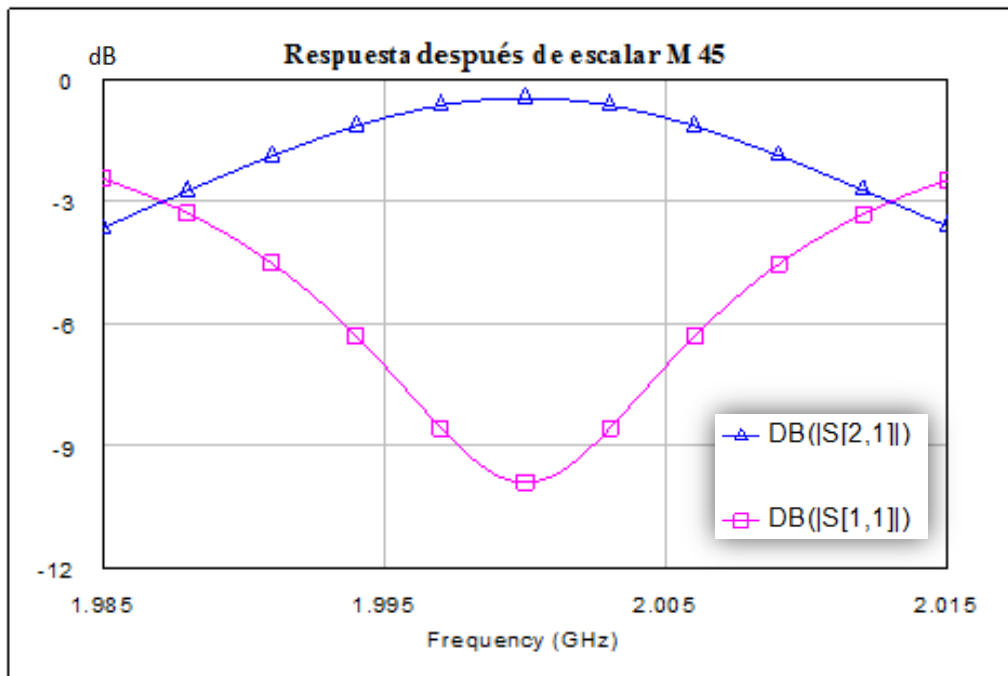


Figura 54. Respuesta después de escalar el parámetro de la izquierda

Tras definir todos los goals que más tarde el optimizador utilizará para recuperar la respuesta, se incluyó la bobina en el circuito (Figura 55). El resultado se ve en la figura 56.

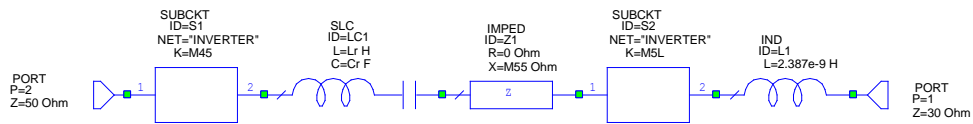


Figura 55. Primera etapa con bobina.

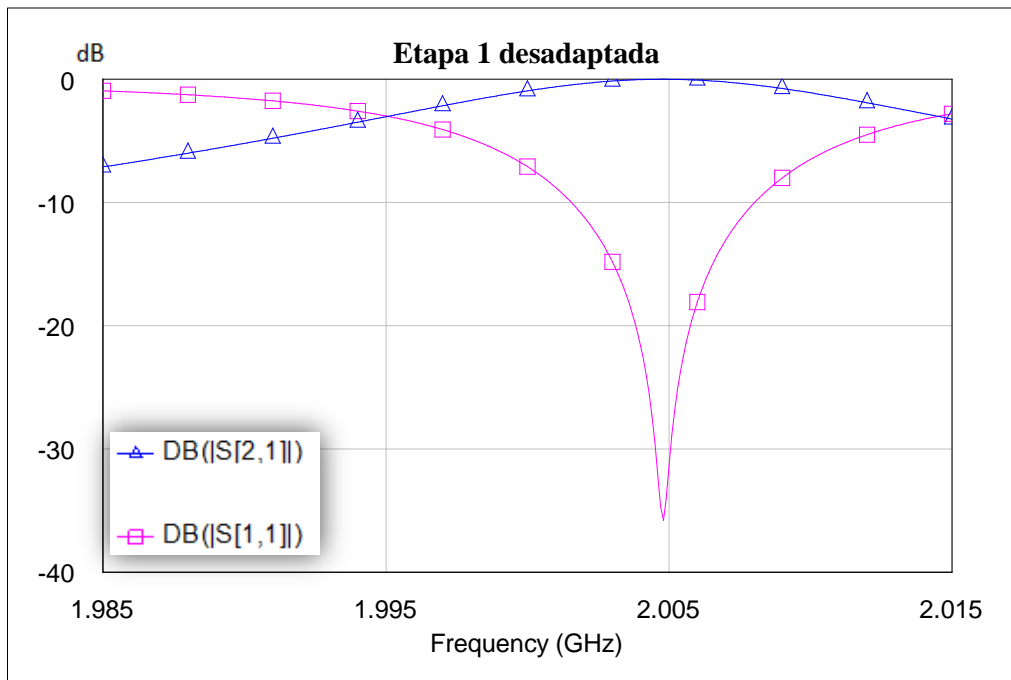


Figura 56. Respuesta tras desadaptar.

Ahora sí, se procedió a optimizar los parámetros  $M_{45}$ ,  $M_{55}$  y  $M_{5L}$ . El resultado fue la recuperación de la respuesta original (Figura 57). La comparación de los parámetros antes y después de la optimización se ven debajo en la tabla 6.



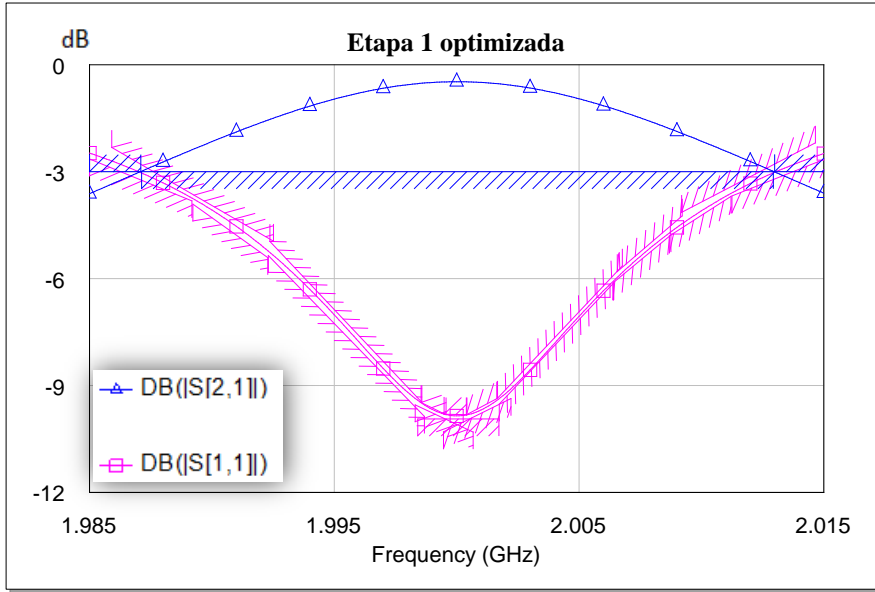


Figura 57. Respuesta tras optimizar.

**Sin Optimizar**

**Optimizadas**

M45=-4.4095	M55=0	M5L=4.7586	M45=-6.166	M55=0.3868	M5L=4.839
-------------	-------	------------	------------	------------	-----------

Tabla 6. Elementos de la matriz de acoplamiento desnormalizada antes y después de ser optimizados.

**II.2.1.2 Optimización de la segunda etapa**

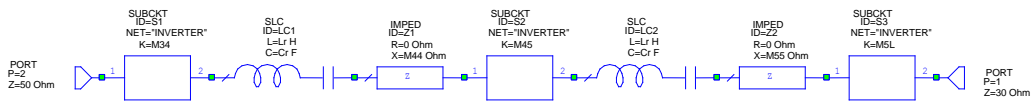


Figura 58. Primeras dos etapas del filtro desnormalizado.

Lo primero fue escalar el parámetro  $M_{34}$ , que pasó de valer 0.4536 a 3.2074. La respuesta del circuito se muestra en la figura 59. Después se incluyó de nuevo la impedancia compleja, obteniendo la respuesta de la figura 60. Como último paso previo a la optimización, se incluyeron los valores de  $M_{55}$  y  $M_{5L}$  de la optimización anterior (Figura 61).

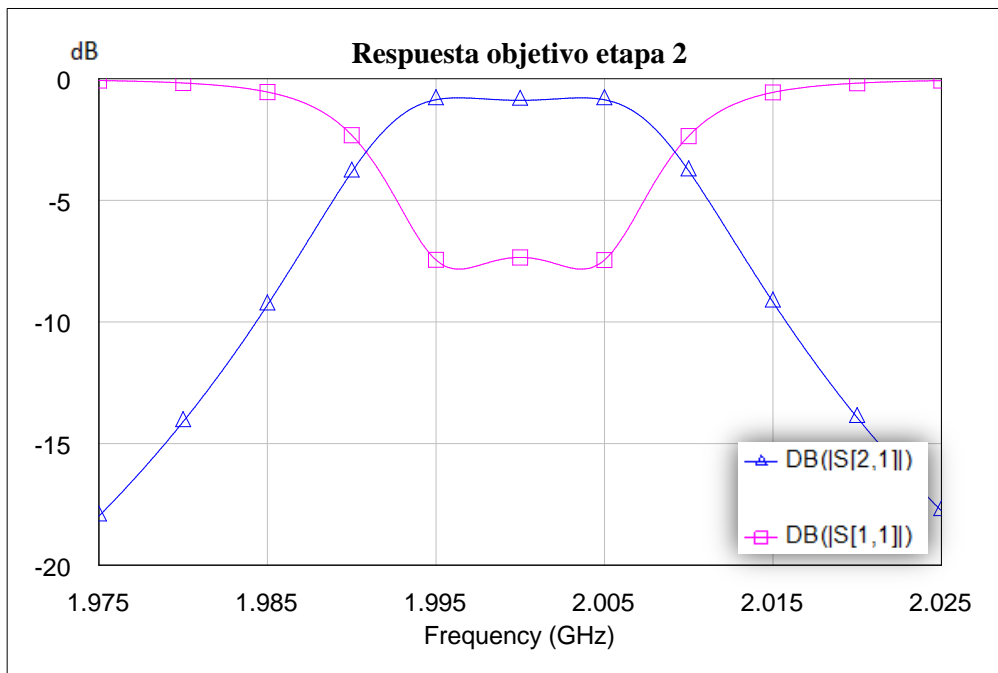


Figura 59. Respuesta ideal.

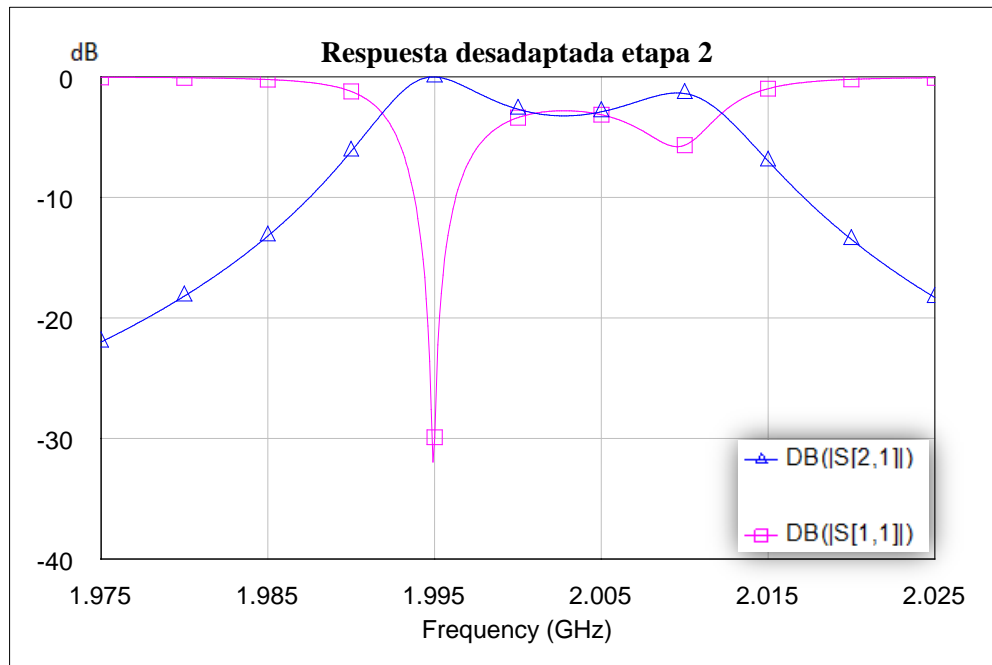


Figura 60. Respuesta tras desadaptación.

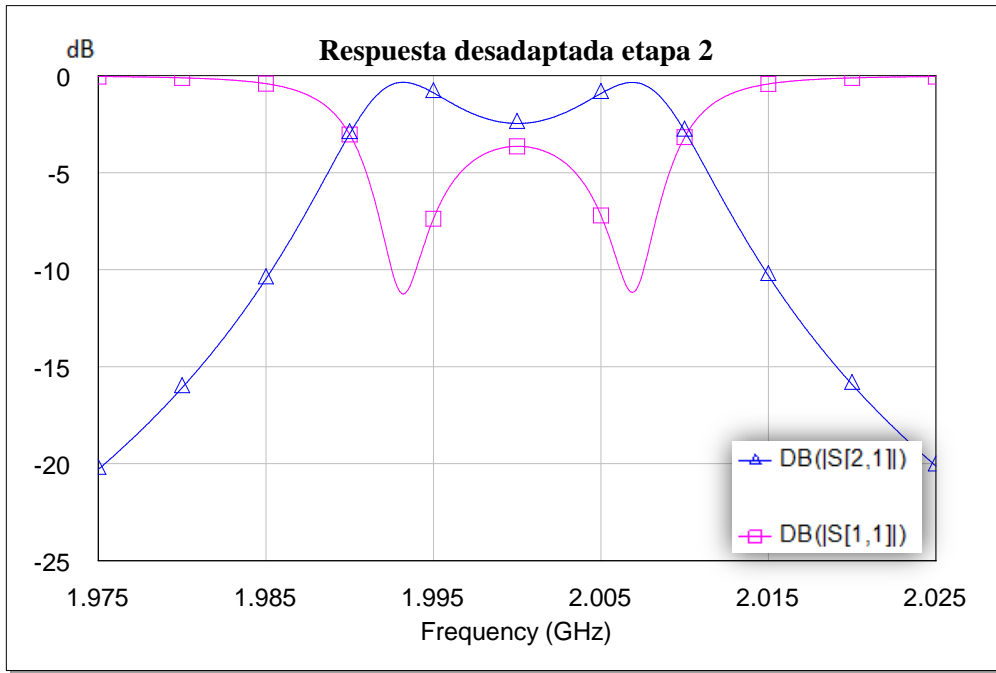


Figura 61. Respuesta tras incluir los valores de la optimización anterior.

Se procedió ahora a optimizar los valores  $M_{45}$ ,  $M_{55}$  y  $M_{5L}$ . El resultado fue la recuperación de la respuesta objetivo (Figura 62).

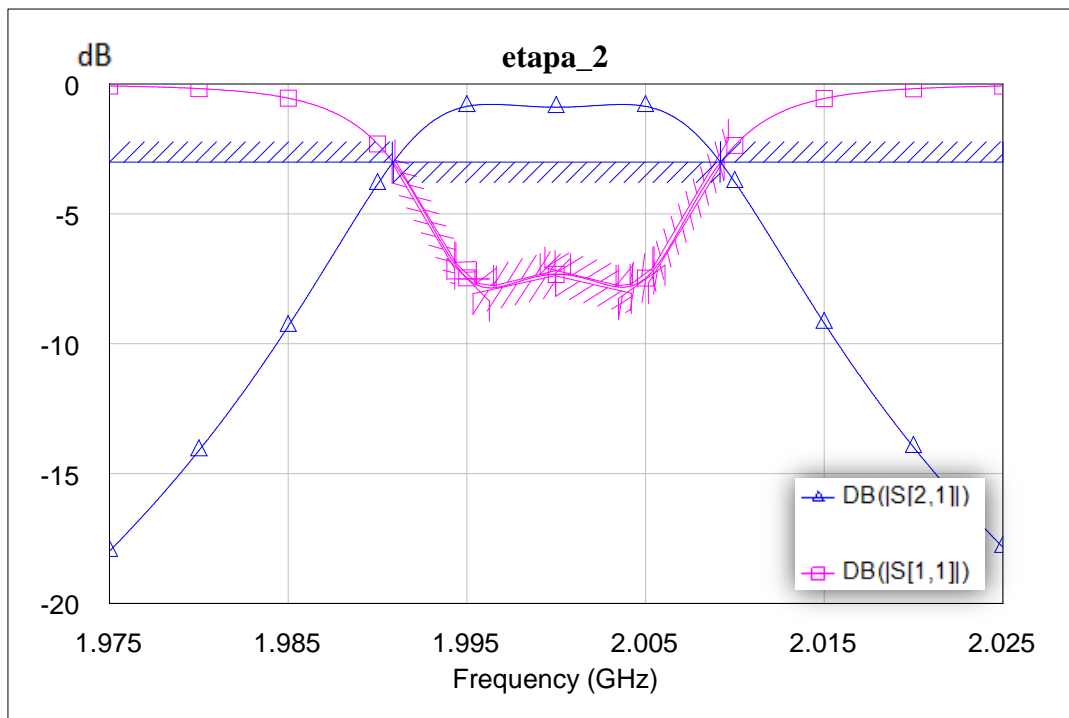


Figura 62. Respuesta tras optimizar el circuito

Se volvió a comparar los valores antes y después de la optimización. Se puede ver que el valor de  $M_{45}$  no ha variado prácticamente en nada.

<u>Sin Optimizar</u>		<u>Optimizadas</u>	
$M_{55}=0.3868$	$M_{5L}=4.839$	$M_{55}=0.7497$	$M_{5L}=6.711$
$M_{44}=0$	$M_{45}=-0.6236$	$M_{44}=0$	$M_{45}=-0.6224$

Tabla 7. Elementos de la matriz de acoplamiento desnormalizada antes y después de ser optimizados.

Por último se probaron los valores optimizados en el filtro completo y el resultado fue, cómo ya pasó en el filtro normalizado, la recuperación de la respuesta objetivo (Figura 63). Sin embargo, esta vez se estudiará una etapa más para ver cómo afectan los valores optimizados de la etapa 2 en la etapa 3.

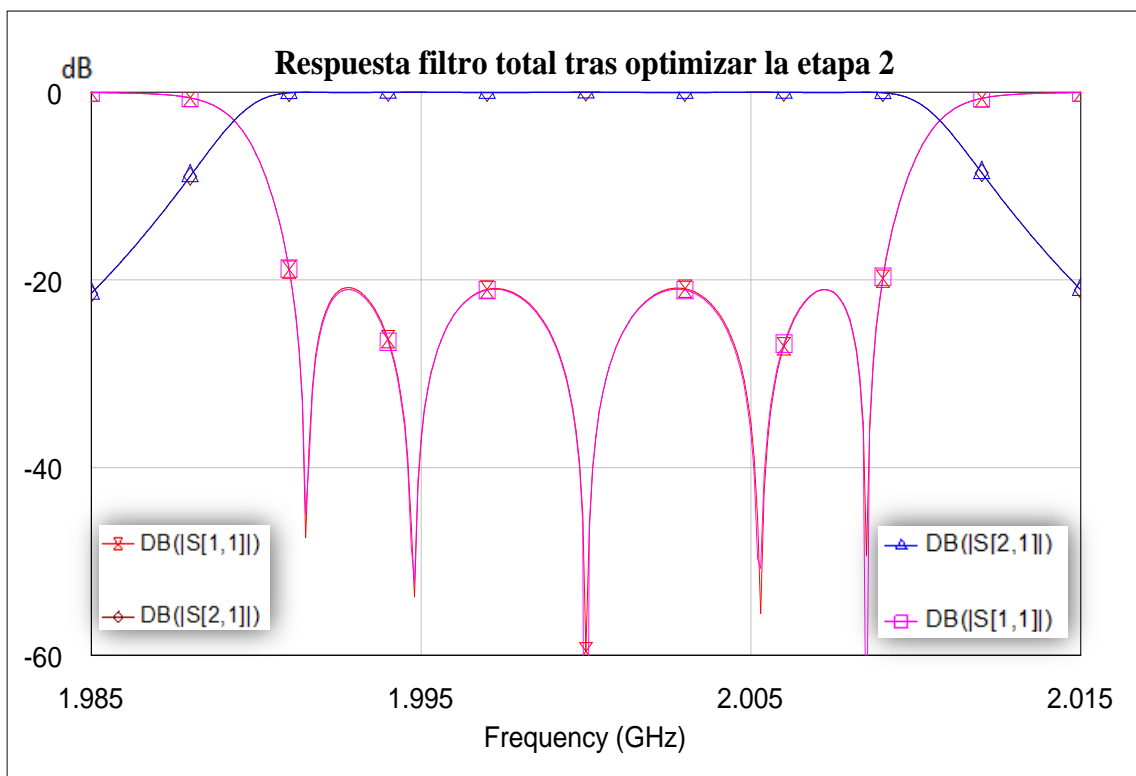


Figura 63. Recuperación de la respuesta objetivo. En rosa y azul: Los parámetros S del filtro tras optimizar. En naranja y marrón: Los parámetros S del filtro antes de añadir la carga desadaptada.

### II.2.1.3 Estudio de la tercera etapa

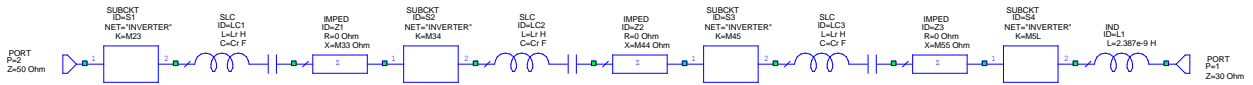


Figura 64. Tres primeras etapas empezando por la derecha.

Se comenzó escalando el parámetro  $M_{23}$ , que pasó de valer  $-0.4536$  a  $-3.2074$ . La respuesta del circuito se muestra en la figura 65. Después se incluyó la carga compleja, obteniendo la respuesta de la figura 66. Cómo último paso previo a la optimización, se incluyeron los valores de  $M_{45}$ ,  $M_{55}$  y  $M_{5L}$  de la optimización anterior (Figura 67). Cómo era de esperar, incluyendo estos valores, la señal ya estaba recuperada, con unos costes con respecto a los objetivos menores que la unidad. Esto confirma que el proceso ha funcionado.

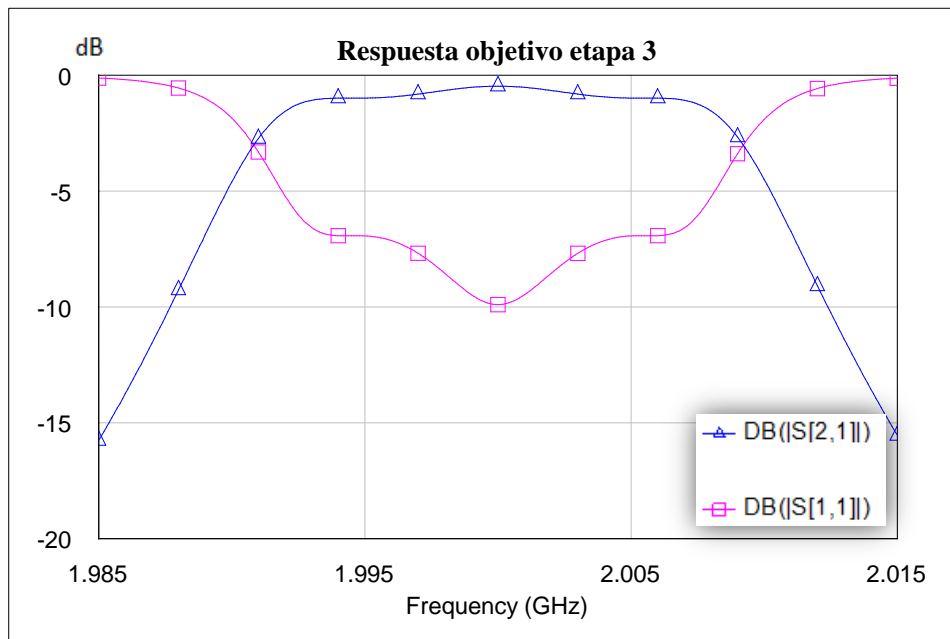


Figura 65. Respuesta ideal.

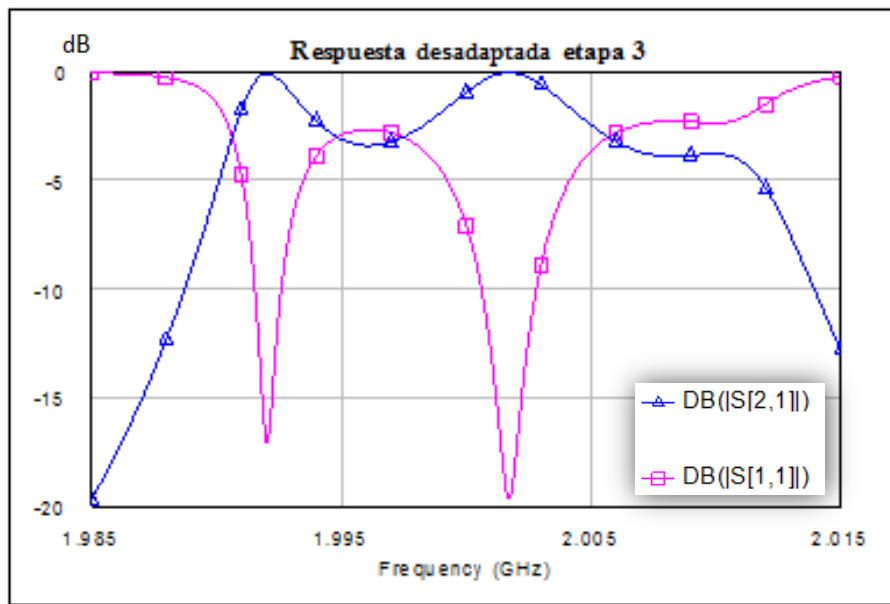


Figura 66. Respuesta desadaptada.

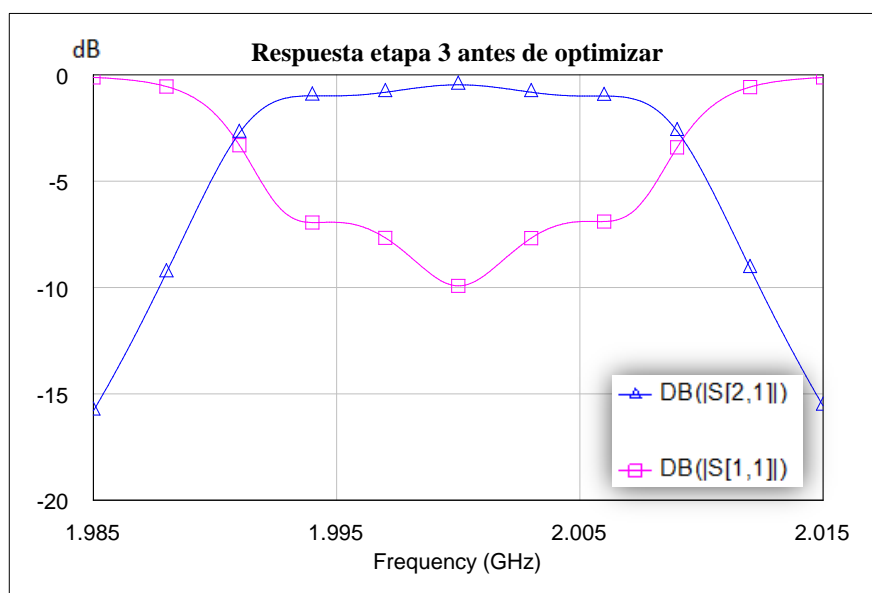


Figura 67. Respuesta tras incluir los valores de  $M_{45}$ ,  $M_{55}$  y  $M_{5L}$  de la optimización anterior.

## II.2.2 Adaptación directa

La adaptación directa se realizó de la misma forma que se hizo en el apartado II.1.2. El resultado fue el mismo; se necesitaron 2 variables para optimizar el circuito y se hizo de manera rápida y sencilla. La respuesta recuperada se muestra en la figura 68.

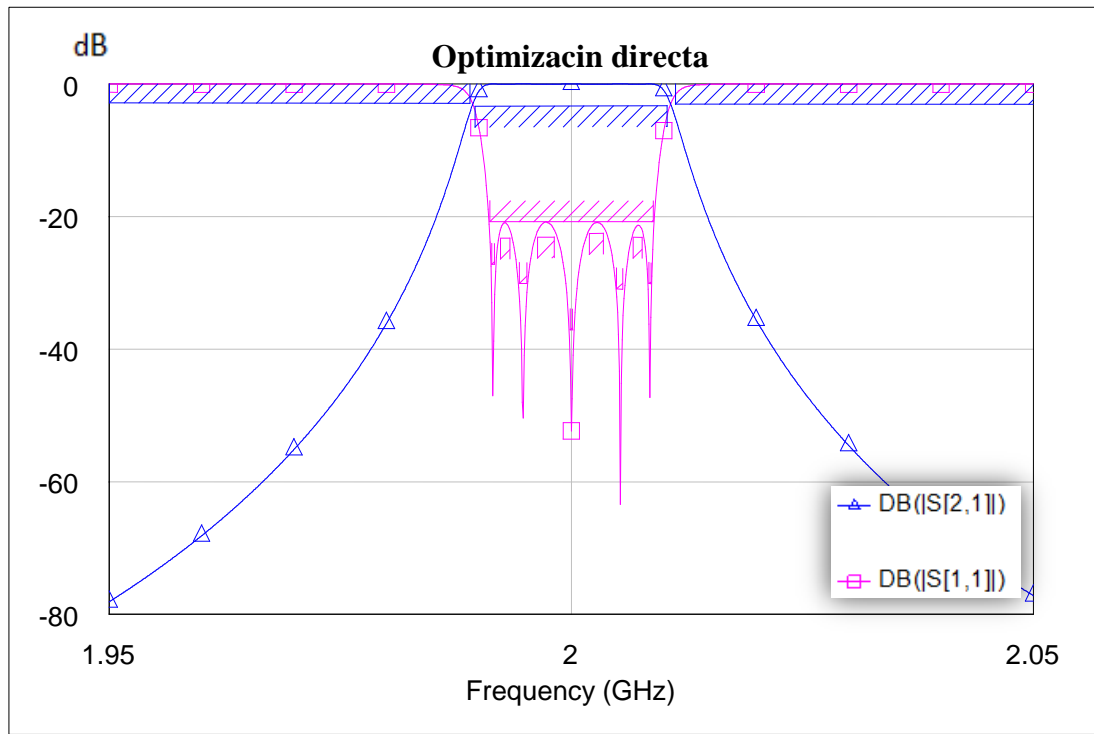


Figura 68. Respuesta recuperada tras la optimización directa.

Los valores de las variables optimizadas, tanto para el proceso por segmentos como el directo se muestran en la tabla 6.

**Optimización por segmentos**

M55=0.7497 M5L=6.711  
M45=-0.6224

**Optimización directa**

M55=0.7497 M5L=6.716

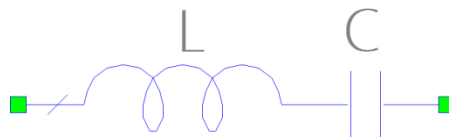
Tabla 8. Elementos de la matriz de acoplamiento involucrados en la optimización por segmentos y directa.

Cómo se puede ver, los valores de  $M_{55}$  y  $M_{5L}$  son prácticamente idénticos lo que una vez más confirma que ambos procesos alcanzan la misma solución. A su vez, se reafirma que el proceso directo es más eficiente en cuestiones de tiempo y de uso de variables.

## II.3 Adaptación con resonadores a la salida

### II.3.1 Conceptos básicos

En esta sección se realizará un estudio de adaptación en el que en vez de colocar una bobina como carga del filtro, se colocará un resonador en serie que resonará a la frecuencia de operación. Esto introduce un nuevo concepto que habrá que tener en cuenta, y es el parámetro de pendiente (parámetro de pendiente) que viene definido por la ecuación 21. Cuanto mayor es este valor, más complicado será el éxito al intentar adaptar el sistema. Es por ello que se va a proceder a ir incrementando poco a poco este parámetro para ver hasta qué valor es posible optimizar el circuito. Para determinar los valores de la bobina y el condensador del resonador, se hará uso de las siguientes ecuaciones:



$$X = L \cdot \omega_0 \quad (21)$$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L \cdot C}} \quad (22)$$

La inductancia se obtendrá de la ecuación 21, siendo ella la variable dependiente mientras que el parámetro de pendiente será la variable independiente. Esto quiere decir que se irá variando el parámetro de pendiente de tal forma que el valor de la inductancia variará, ya que la pulsación central es un valor fijo. Una vez calculada la inductancia, la capacidad es sencilla de obtener usando la ecuación 22.

Antes de comenzar, resaltar que no se va a realizar el proceso por segmentos hasta que el proceso directo no falle. La razón es sencillamente el ahorro de tiempo y que es más probable que cuando falle el proceso por segmentos, el proceso directo también lo haga, que al contrario. Esto es así debido al hecho de que el proceso por segmentos es mucho más detallado y trabaja con circuitos más sencillos (etapas) que el proceso directo.



### II.3.2 Variación del parámetro de pendiente. Optimización directa.

Se comenzará añadiendo un resonador (figura 69) cuyo parámetro de pendiente tiene un valor igual a la unidad ( $X=1$ ). Se trabajará con el modelo desnormalizado por trabajar éste con valores más reales. La respuesta del filtro se observa en la figura 70, dónde se puede ver que cumple los goals y por lo tanto, no es necesario optimizar.

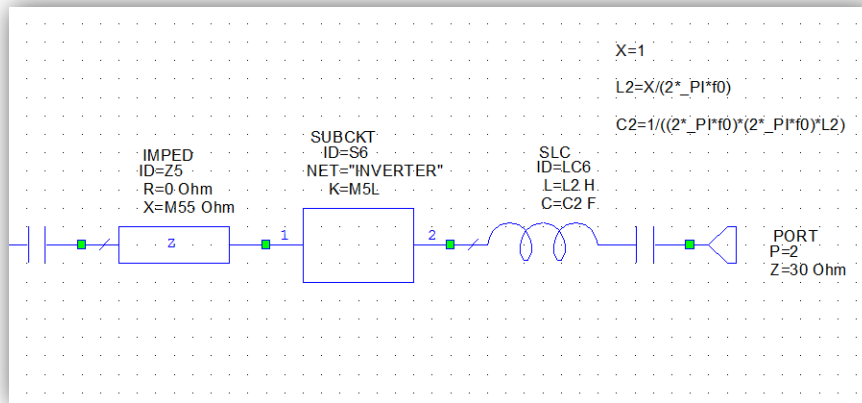


Figura 69. Captura en la que se observa que se ha incluido un resonador a la salida para desadaptar.

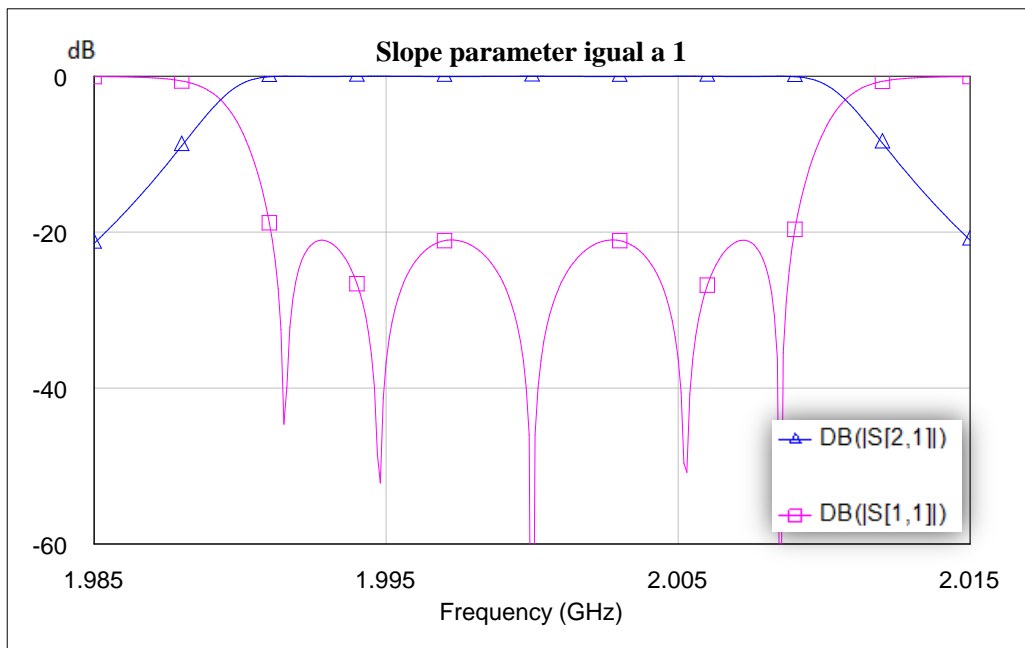


Figura 70. Respuesta del filtro con un parámetro de pendiente igual a 1.

Para un valor  $X=10$  y para  $X=100$  (figura 71), siguen cumpliéndose los goals.

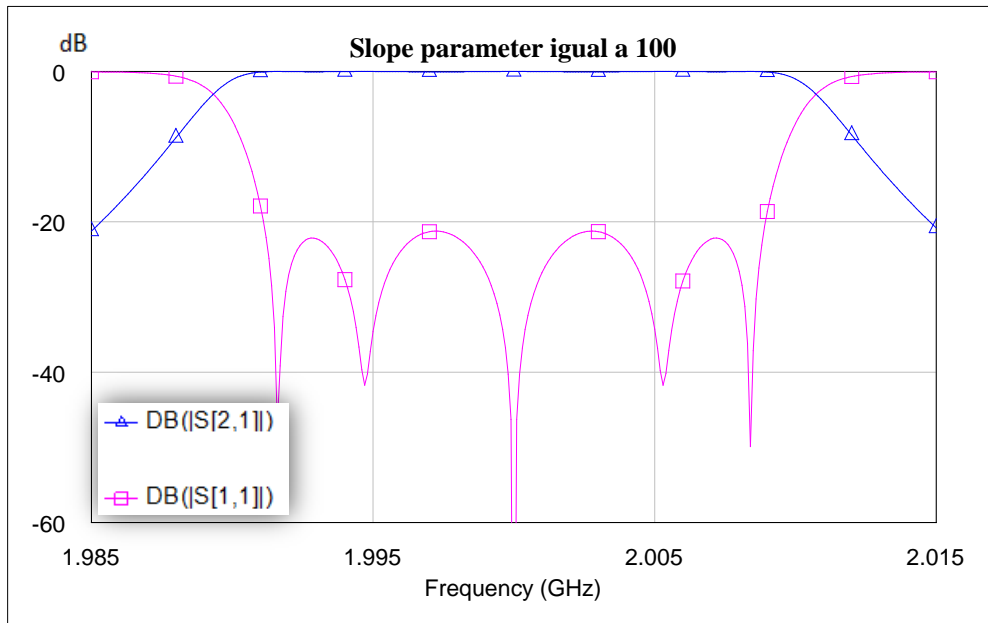


Figura 71. Respuesta del filtro con un parámetro de pendiente igual a 100.

Sin embargo, para un valor igual a mil la respuesta empieza a deformarse de una manera más significativa ya que pierde dos ceros de reflexión. Se procede, por lo tanto, a optimizar el circuito. Se necesitaron tres variables para llegar a la solución. Todo esto se puede apreciar en la figura 72, dónde las gráficas rosa y azul corresponden a antes de optimizar y las roja y marrón corresponden a después de optimizar.

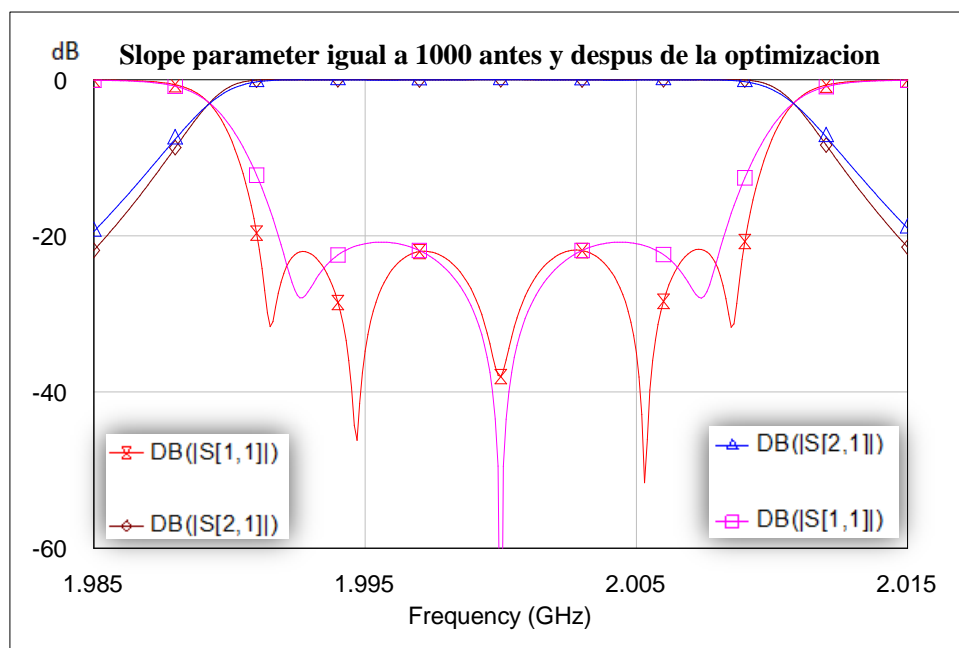


Figura 72. En rosa y azul: Respuesta del filtro con un parámetro de pendiente igual a 1000 antes de optimizar. En naranja y marrón: Respuesta del filtro con un parámetro de pendiente igual a 1000 tras optimizar.

Para el caso de  $X=10000$ , la deformación ya es muy considerable (figura 73). Desgraciadamente, tras optimizar, no se logra recuperar la respuesta, teniendo un coste final de 630. Sin embargo, observando el resultado (figura 74), se puede ver que la respuesta obtenida tiene una forma parecida a la original sólo que con un nivel de rizado mayor y un ancho de banda un poco menor. Esto podría significar que un valor muy alto del parámetro de pendiente, tiene como resultado la existencia de un offset que impide llegar a conseguir un rizado a  $-21\text{dB}$ . De hecho, cuanto mayor sea el parámetro de pendiente, más alto será el nivel de rizado mínimo que se pueda conseguir tras optimizar. Esta hipótesis se estudiará en el siguiente apartado. Además, se genera un rizado en el parámetro  $S_{21}$ , debido a que  $S_{21}$  y  $S_{11}$  estarán relacionados por las condiciones de redes sin pérdidas

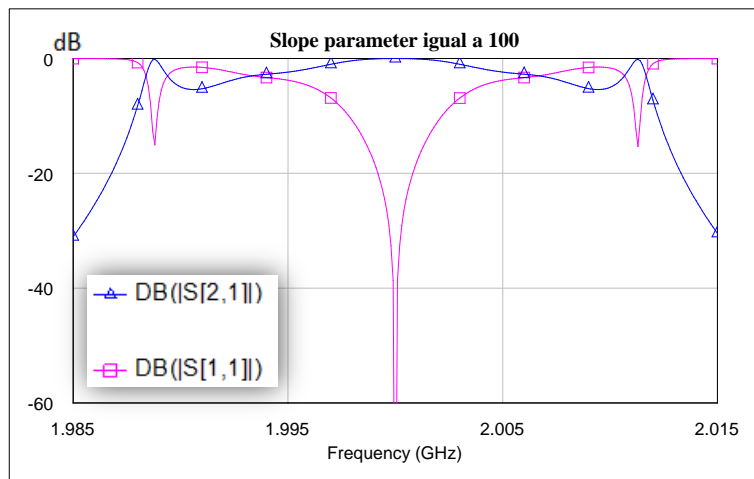


Figura 73. Respuesta del filtro con un parámetro de pendiente igual a 10000.

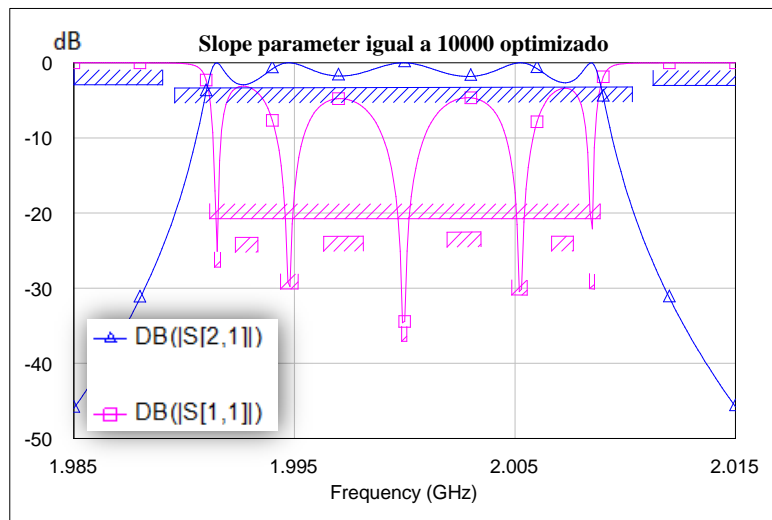


Figura 74. Respuesta del filtro con un parámetro de pendiente igual a 10000 tras optimizar.

### II.3.3 Optimización por segmentos para $X=10000$ .

Partiendo de la respuesta de la figura 54, se estudiará si es posible utilizar el proceso por segmentos cuando se coloca un resonador con un elevado parámetro de pendiente a la salida (Figura 75). El efecto de añadir este elemento sobre los parámetros de scattering se puede observar en la figura 76.

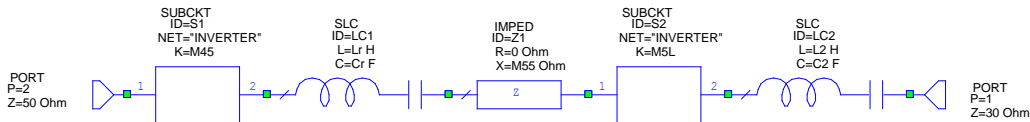


Figura 75. Primera etapa empezando por la derecha incluyendo un resonador a la salida.

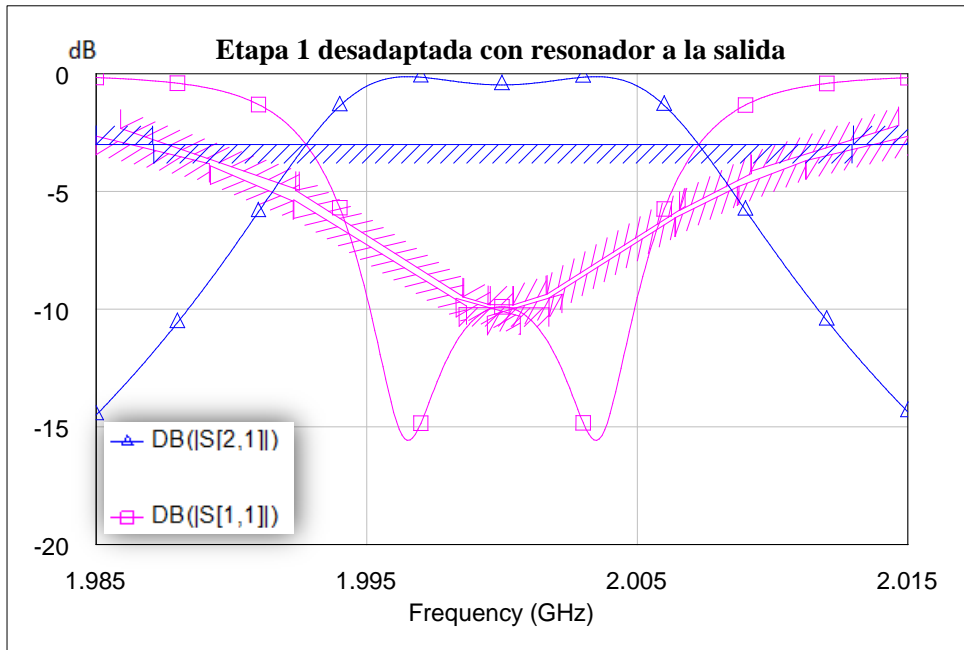


Figura 76. Respuesta de la primera etapa con un parámetro de pendiente igual a 10000 antes de optimizar.

Tras intentar optimizar el circuito, no se logró recuperar la forma de la señal al completo, aunque se lograron bajar los costes de 70 a 3. Como se puede observar en la figura 77, el ancho de banda es menor y el mínimo de la respuesta se encuentra algo por encima del goal. Teniendo en cuenta que la etapa más sencilla no se ha podido adaptar, es de suponer que en el resto de etapas la optimización será igual o peor, por lo que no tiene sentido continuar por este camino.

Es por ello que se confirma que existen casos dónde ambos métodos fallan y no logran conseguir la adaptación del sistema.

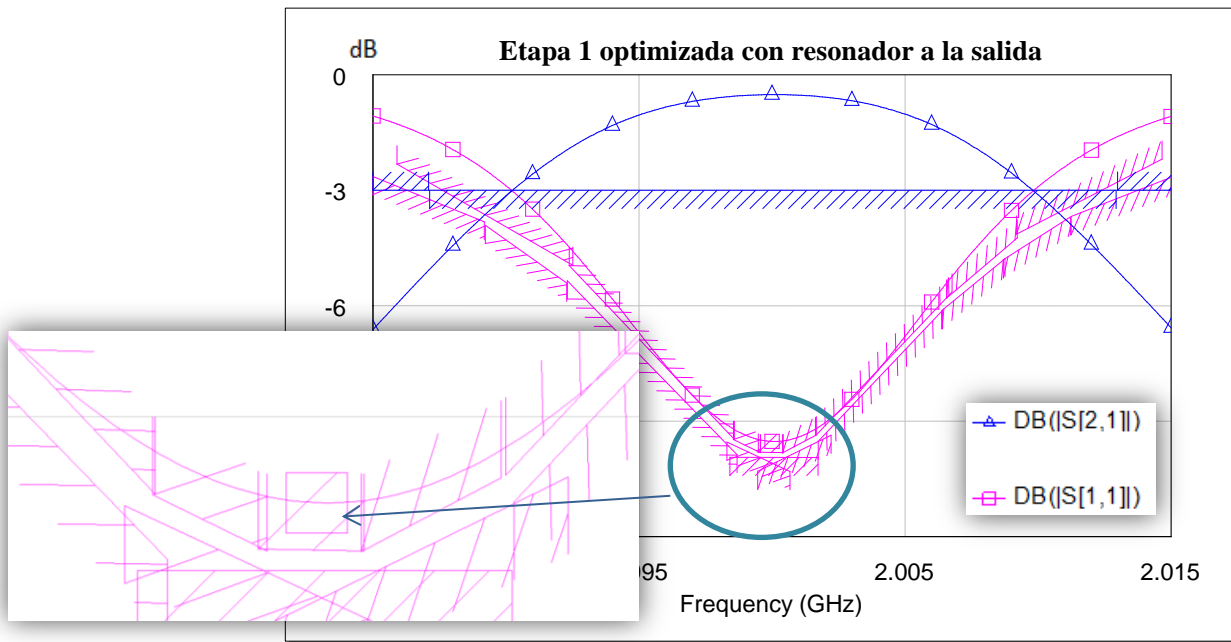


Figura 77. Respuesta de la primera etapa tras optimizar.

Sin embargo, se trató de optimizar la siguiente etapa. El resultado de la optimización se puede observar en la figura 78, dónde se puede ver que la solución es peor que en la etapa anterior, por lo que se concluyó que la siguiente etapa será incluso peor.

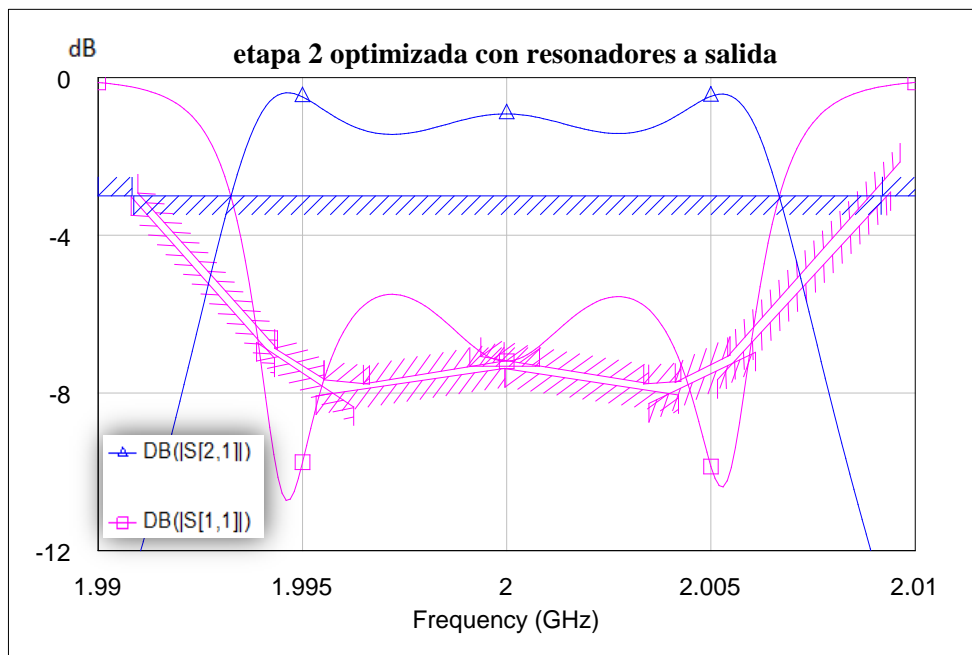


Figura 78. Respuesta de la segunda etapa tras optimizar.

### II.3.4 Offset y ancho de banda

Cómo ya se comentó en el apartado II.3.2, se ha observado la posible existencia de un nivel de rizado forzado que no puede ser reducido y que está relacionado con el parámetro de pendiente. Además el ancho de banda parece que también se ve reducido progresivamente conforme se incrementa el parámetro de pendiente.

Lo que se va a hacer para comprobar esto es ir incrementando poco a poco el valor del parámetro de pendiente para observar cómo va variando poco a poco el supuesto nivel de rizado. Se utilizará la ecuación 23 para hacer esta tarea más dinámica.

$$X = (1 - \theta) \cdot 10^3 + \theta \cdot 10^4 \quad (23)$$

Dónde  $\theta \in [0,1]$  es una variable que se irá incrementando lentamente. Cuando  $\theta$  vale 0,  $X=1000$ , mientras que para  $\theta$  igual a la unidad,  $X=10000$ .

Cada vez que se incremente  $\theta$ , se volverá a optimizar el circuito hasta que los costes lleguen a un mínimo estable. En las figuras 79 y 80 se pueden observar los resultados superpuestos en una sola gráfica, una para  $S_{11}$  y otra para  $S_{21}$ , respectivamente.

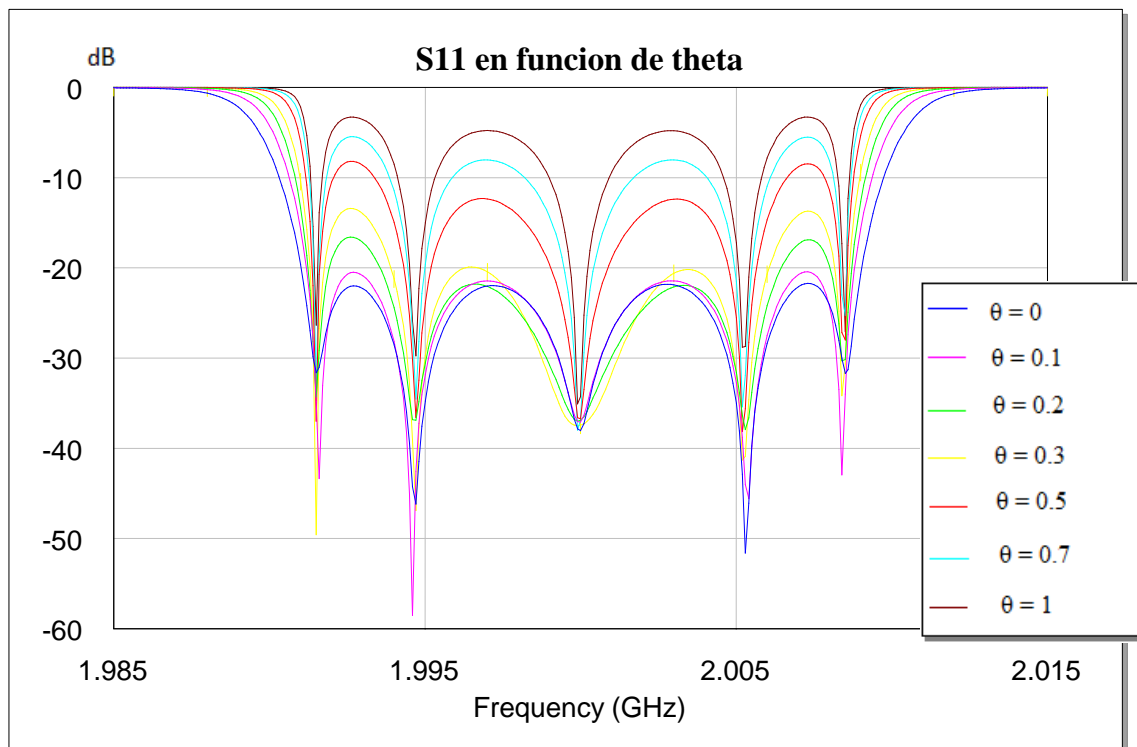
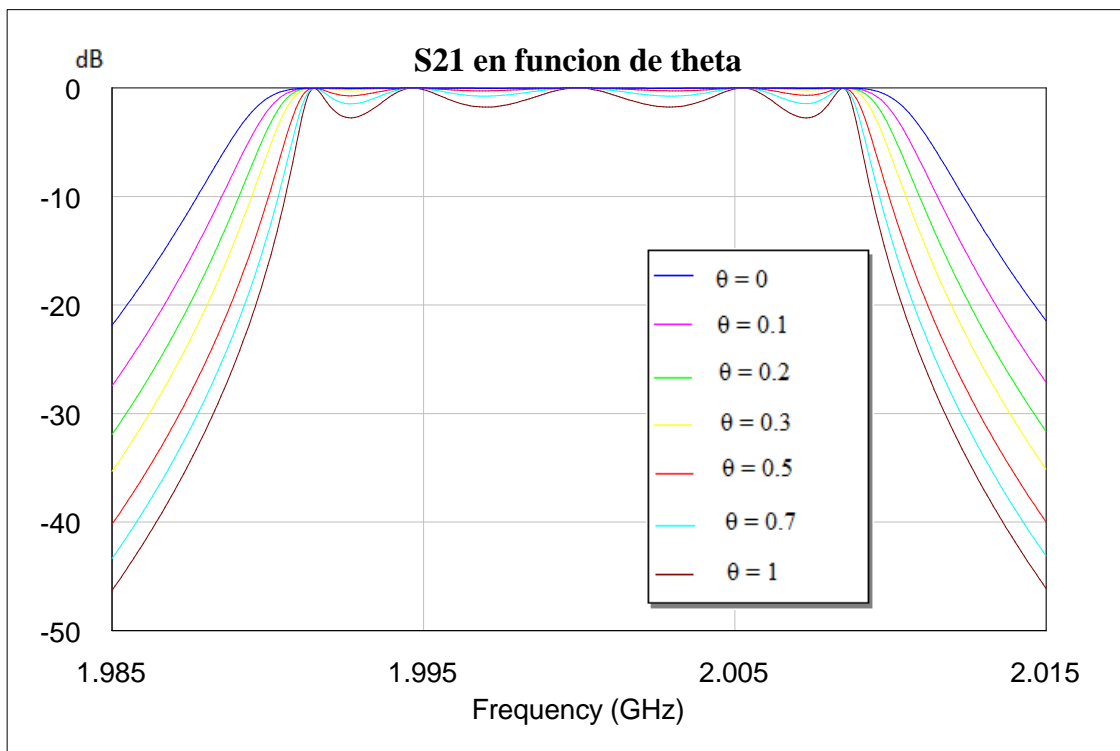


Figura 79. Superposición de las distintas gráficas de  $S_{11}$  para distintos valores de  $\theta$  tras optimizar.

Lo primero que resalta en la figura 79 es la existencia de un incremento del nivel de rizado conforme el parámetro de pendiente va creciendo. Esto coincide con la idea comentada anteriormente de que cuando el valor del parámetro de pendiente es muy grande, la respuesta optimizada no puede llegar a conseguir el nivel de rizado que tenía antes aunque sí que recupera los ceros de reflexión en las frecuencias de interés. Otro hecho que se puede apreciar es el aumento de la pendiente en la banda rechazada conforme aumenta el parámetro de pendiente, haciendo la respuesta del filtro más selectiva.



**Figura 80. Superposición de las distintas gráficas de S21 para distintos valores de theta tras optimizar**

En la figura 80 se puede observar como aumenta el rizado en la banda de paso conforme aumenta el parámetro de pendiente. Como ya se comentó anteriormente, esto es debido a la relación existente entre  $S_{11}$  y  $S_{21}$  cuando no existen pérdidas en el circuito. Dicha relación establece que la suma de las potencias de las ondas incidentes en todos los puertos es igual a la suma de las potencias reflejadas en todos los puertos. La consecuencia de esto es que cuando  $S_{11}$  aumenta,  $S_{21}$  disminuye. Al igual que en la figura 79, un aumento de las pérdidas de retorno tiene como consecuencia una mejor

respuesta de Chebyshev en la transmisión, es decir, la pendiente aumenta en la banda rechazada cuando el parámetro de pendiente aumenta.

## II.4 Variación del ancho de banda

Cómo última sección de este capítulo, se quiere mostrar cuál es el efecto de aumentar el ancho de banda una vez se ha optimizado el circuito. Cómo se vio en apartados anteriores, el valor del ancho de banda era uno de los parámetros que caracterizaba los resonadores. Es por ello interesante saber hasta qué punto influye variar este parámetro sobre un circuito optimizado para un ancho de banda diferente. Se parte de la figura 81, que es la respuesta del filtro optimizado para un ancho de banda de 36MHz cuando se tiene a la salida una carga de  $30+j30\Omega$  (Solución del apartado II.2.1.2).

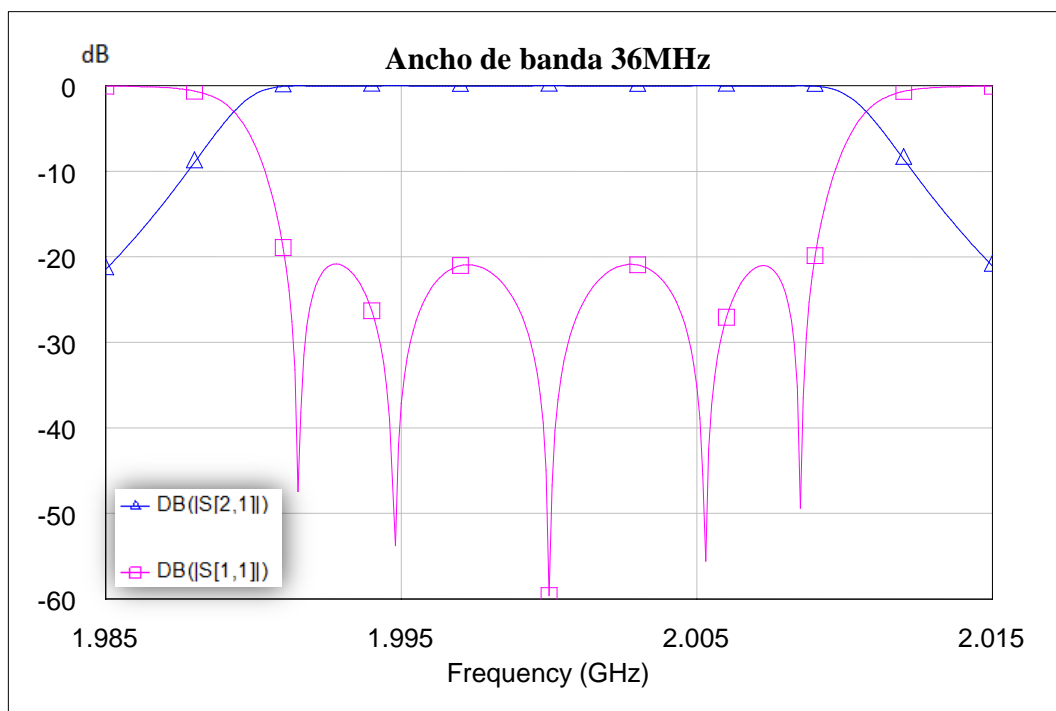


Figura 81. Respuesta del filtro optimizado para un ancho de banda de 36MHz cuando se tiene a la salida una carga de  $30+j30\Omega$ .

Cuando se aumenta el ancho de banda a 100MHz (Ancho de banda fraccional de un 5%) los efectos no se aprecian (figura 82).



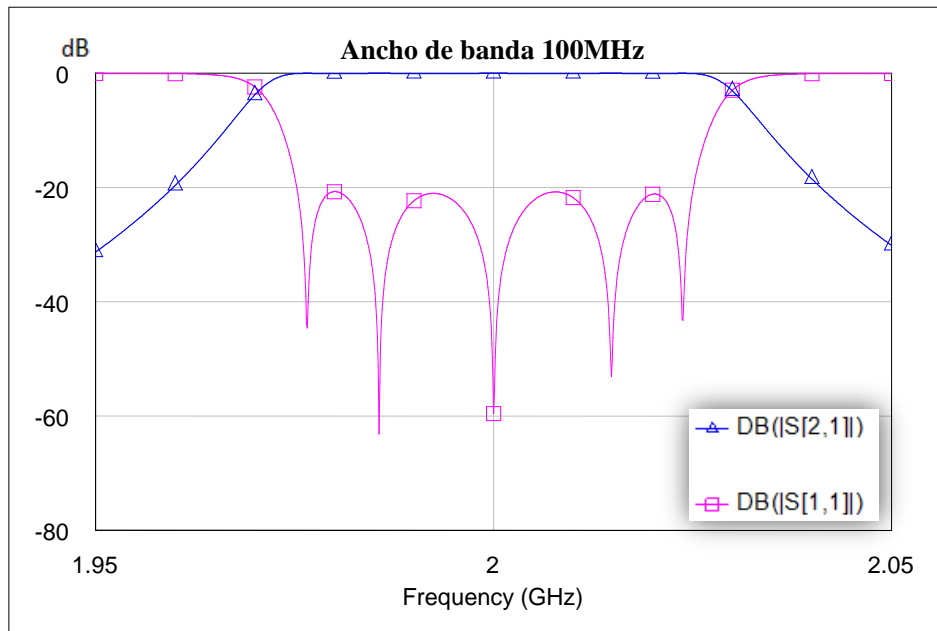


Figura 82. Respuesta del filtro para un ancho de banda de 100MHz cuando se tiene a la salida una carga de  $30+j30\Omega$  y los valores de los parámetros optimizados de acoplamiento para el caso de 36MHz.

Los cambios se aprecian mejor cuando el ancho de banda pasa a valer 1GHz, o lo que es lo mismo, el ancho de banda fraccional pasa a ser del 50% (figura 83). Es por ello necesario volver a optimizar el circuito. El resultado de la optimización se muestra en la figura 84. Recordar que cuando el ancho de banda era 36MHz fue necesario optimizar tres variables. Ahora, para la optimización del sistema con el nuevo ancho de banda, fue necesario optimizar 4 variables, es decir, se incluyó  $M_{44}$  a la optimización.

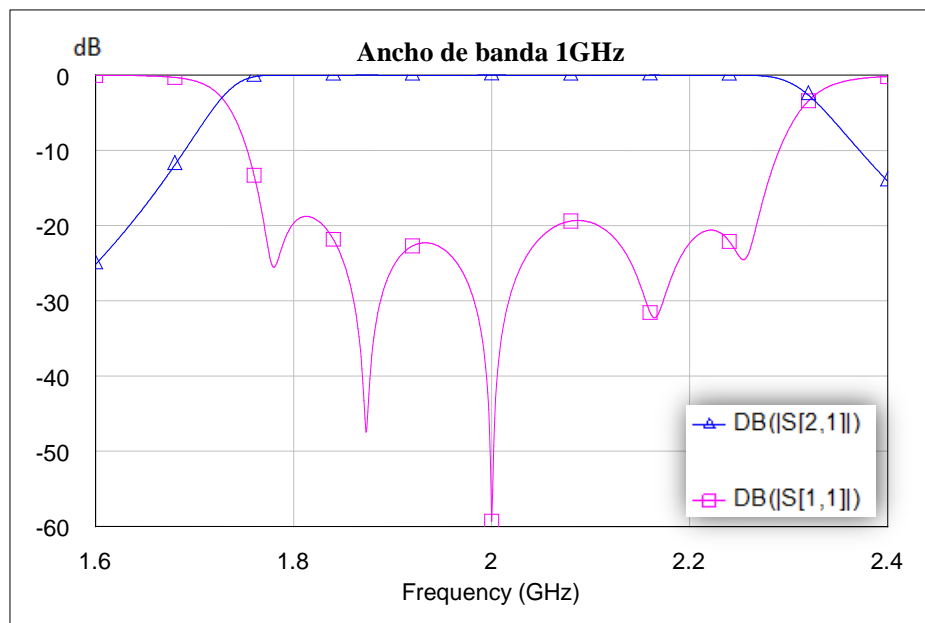


Figura 83. Respuesta del filtro para un ancho de banda de 1GHz.

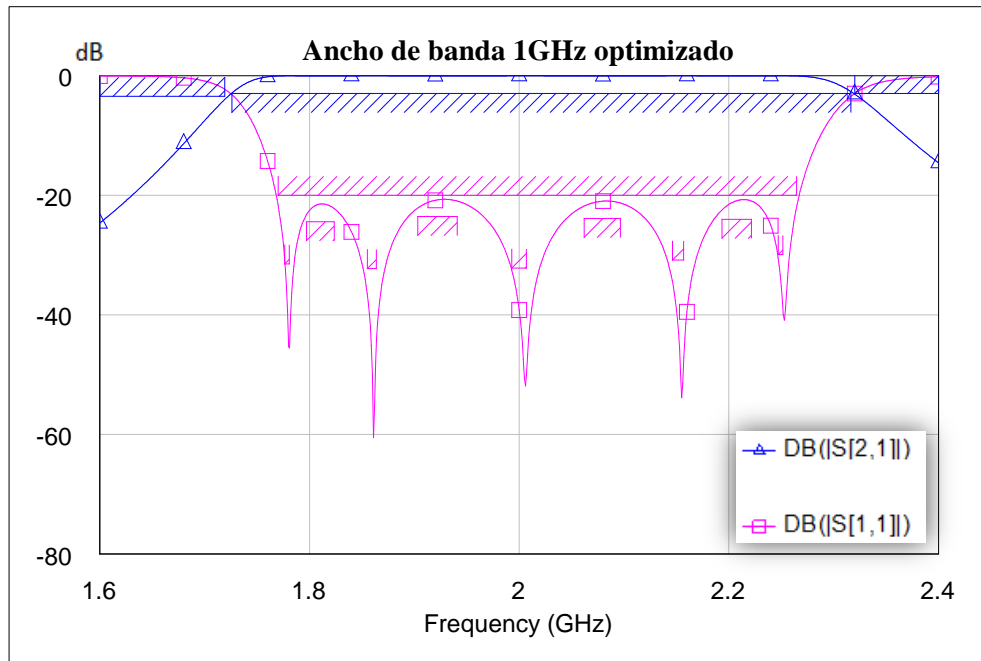


Figura 84. Respuesta del filtro para un ancho de banda de 1GHz tras optimizar.

A continuación se muestran los resultados tanto de la optimización para 36MHz, como de la optimización para 1GHz. Es importante remarcar que el valor de la bobina del prototipo paso bajo no se ha tocado, es decir, que la matriz de acoplamiento no ha sido recalculada para el nuevo ancho de banda.

### Optimización para BW=36MHz

$$M55=0.7497 \quad M5L=6.711$$

$$M45=-0.6224$$

### Optimización para BW=1GHz

$$M55=0.7873 \quad M5L=6.762$$

$$M45=-0.6278 \quad M44=0.02834$$

Tabla 9. Elementos de la matriz de acoplamiento involucrados para dos anchos de banda diferentes.

Cómo se puede ver, los valores de la antigua optimización no han variado prácticamente. El único cambio es la inclusión de un nuevo parámetro en la segunda optimización.

En conclusión, a mayor ancho de banda, mayor el número de etapas afectadas por la desadaptación. Por otro lado, es importante resaltar el buen funcionamiento que están mostrando los optimizadores de MWO.

# CAPITULO III. INCORPORANDO FUNCIONES DE ADAPTACIÓN A UN FILTRO PASO BANDA BASADO EN UNA TOPOLOGÍA QUARTET.

## III.1 Filtro normalizado a 1Ω

En este capítulo se estudiará un nuevo circuito: Un filtro con ceros de transmisión. La matriz de acoplamiento se muestra más abajo. El esquema que describe el filtro se puede ver en la figura 85. En la figura 86 se puede visualizar el circuito. La respuesta del mismo se ve en la figura 87.

$$\mathcal{M} = \begin{bmatrix} 0 & 1.0742 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1.0742 & 0 & 0.9357 & 0 & -0.1079 & 0 \\ 0 & 0.9357 & 0 & 0.7670 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0.7670 & 0 & 0.9357 & 0 \\ 0 & -0.1079 & 0 & 0.9357 & 0 & 1.0742 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1.0742 & 0 \end{bmatrix}$$

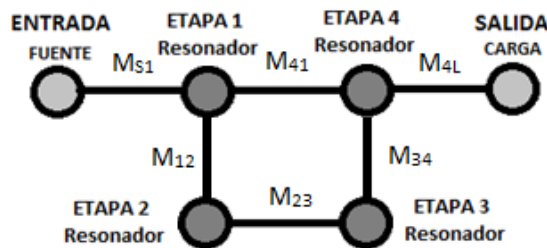


Figura 85. Esquema de la estructura basada en acoplamientos del filtro que se estudiará en este capítulo.

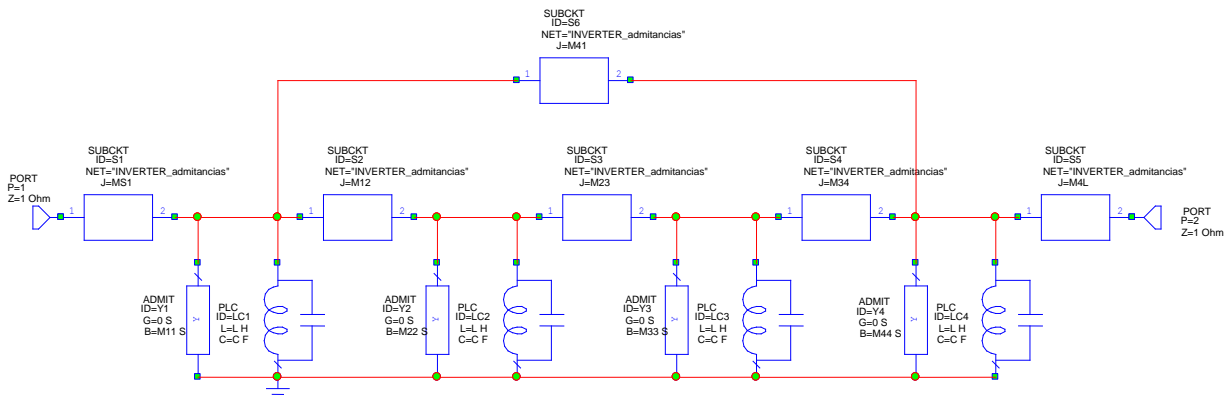
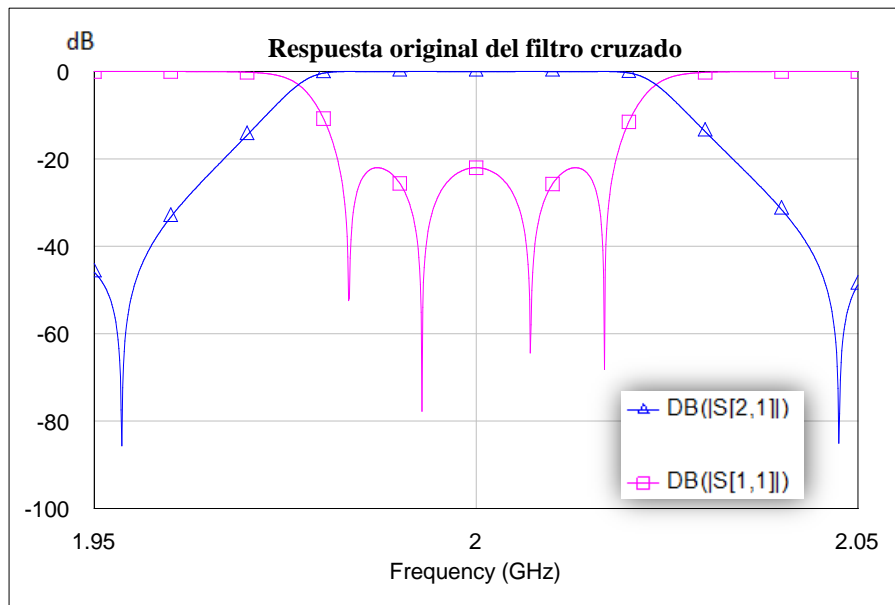


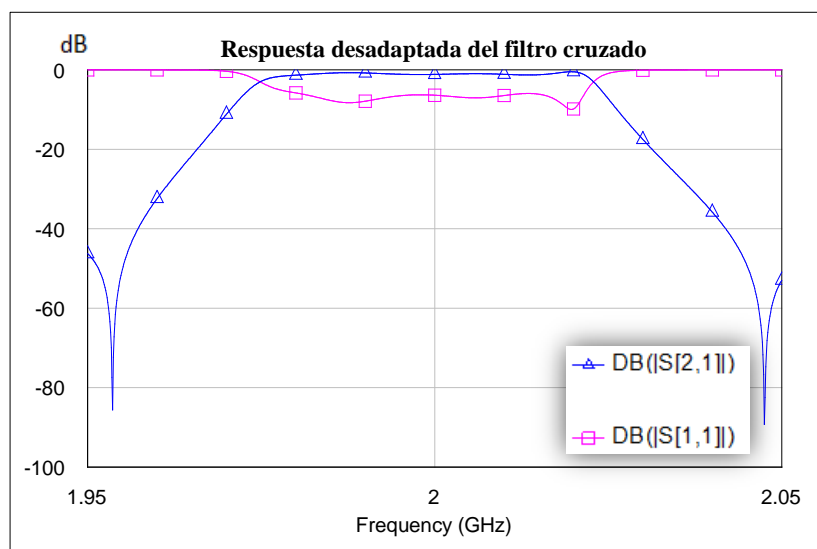
Figura 86. Circuito equivalente del filtro basado en elementos concentrados.



**Figura 87. Respuesta ideal del filtro a estudiar. Gráfica azul: Parámetro S21 del filtro en dB. Gráfica rosa: Parámetro S11 del filtro en dB. El parámetro S21 presenta dos ceros de transmisión que hacen que la respuesta del parámetro S11 sea más abrupta**

Cómo se puede ver, a frecuencias cercanas a 1.95GHz y 2.05GHz, existen dos ceros de transmisión. Estos ceros son provocados precisamente por el acoplamiento cruzado entre la etapa 1 y la etapa 4. Si se observa con detenimiento, el valor de  $M_{41}$  es negativo mientras que el resto de elementos de la matriz de acoplamiento son positivos.

Por último, cómo ya es costumbre, se cambió la salida por una impedancia de  $0.5+j0.5\Omega$  modelada por una bobina de valor 39.789pH y un puerto a  $0.5\Omega$ . Esto se puede ver en la figura 88.



**Figura 88. Respuesta tras cargar el filtro con una impedancia compleja de  $0.5+j0.5\Omega$ .**

### III.1.1 Optimización por segmentos

Para este caso la solución fue de la misma forma que en caso de la topología en línea ya que sólo se necesitó optimizar los valores de  $M_{4L}$ ,  $M_{44}$  y  $M_{34}$  para recuperar la respuesta objetivo. Como dato importante, decir que la etapa cruzada ( $M_{41}$ ) no se incluye hasta la tercera etapa. Esto quiere decir que para valores de reactancia no muy altos, la etapa cruzada no afecta al proceso. Como se verá en la sección en la que se estudia el circuito con un resonador a la salida, cuando el valor de la parte imaginaria de la salida aumenta, será necesario optimizar  $M_{41}$  como cuarta variable en la optimización.

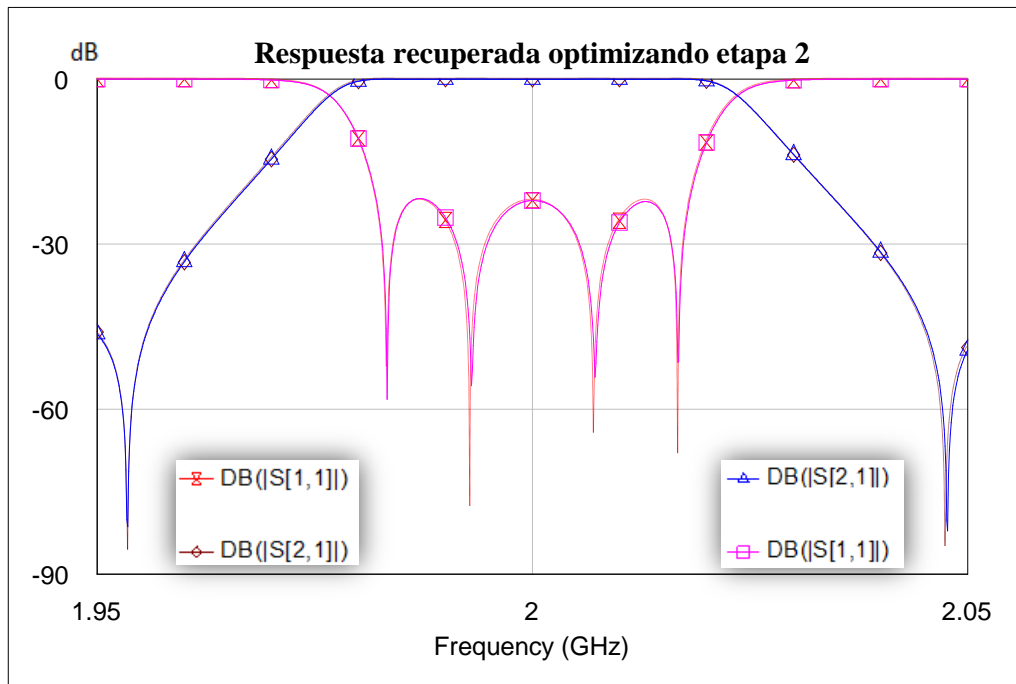


Figura 89. Respuesta del filtro total tras optimizar por segmentos. En rosa y azul: Los parámetros S del filtro tras optimizar. En naranja y marrón: Los parámetros S del filtro antes de añadir la carga desadaptada.

Cómo se ve en la figura 89, los ceros de transmisión siguen en el mismo lugar que estaban. Por lo que la recuperación de la señal es muy satisfactoria.

### III.1.1 Optimización directa

Al igual que en el caso de la optimización por segmentos, el circuito respondió de la misma manera que en el capítulo 2 de este trabajo. Se necesitaron 2 variables para optimizar el circuito. Es por ello que sólo se dirá que para el caso del circuito normalizado, todo funcionó igual que en el caso anterior.

### III.2 Filtro desnormalizado

Existirán tres diferencias con respecto a la etapa anterior. Primero, se mantendrán los resonadores en paralelo. Esto quiere decir que la topología no cambiará. En consecuencia, el valor del elemento paso-bajo corresponderá a una capacidad, no a una inductancia. Por último, al mantenerse la topología, se mantendrán los inversores de admitancias, lo que hará que el escalado de los parámetros  $M_{S1}$  y  $M_{4L}$  sea diferente.

Para obtener el valor del condensador del prototipo paso bajo se compararon las ecuaciones 12, 13, 14 y 15. Si se igualan dichas ecuaciones se acaba concluyendo que  $C=1/L$ , es decir, que el condensador del modelo paso bajo para diseñar una red con condensadores en paralelo es igual al inverso de la bobina del prototipo paso bajo para diseñar una red con resonadores en serie.

$$M'_{Si}{}^2 = R_S L_i M_{Si}{}^2 \quad M'_{iL}{}^2 = R_L L_i M_{iL}{}^2 \quad (12)$$

$$M'_{ij}{}^2 = L_i L_j M_{ij}{}^2 \quad (13)$$

$$M'_{Si}{}^2 = \frac{R_S M_{Si}{}^2}{C_i} \quad M'_{iL}{}^2 = \frac{R_L M_{iL}{}^2}{C_i} \quad (14)$$

$$M'_{ij}{}^2 = \frac{M_{ij}{}^2}{C_i C_j} \quad (15)$$

Por último, para escalar la entrada y la salida habrá que tener en cuenta que los inversores son de admitancias por lo que en vez de multiplicar por raíz de 50 o raíz de 30, se dividirá por dichos valores.

Finalmente, la matriz de acoplamiento desnormalizada es la siguiente:

$$M = \begin{bmatrix} 0 & 0.1275 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0.1275 & 0 & 0.6587 & 0 & -0.0760 & 0 \\ 0 & 0.6587 & 0 & 0.5400 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0.5400 & 0 & 0.6587 & 0 \\ 0 & -0.0760 & 0 & 0.6587 & 0 & 0.1646 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0.1646 & 0 \end{bmatrix}$$

El circuito será el mismo que en la figura 86, sólo cambiarán los valores de los elementos. Todos se muestran a continuación, en la figura 90.

MS1=0.1275		f0=2e9
M12=0.6587	M11=0	BW=3.6e7
M23=0.54	M22=0	C=0.704
M34=0.6587	M33=0	Cr=C/(2*_PI*BW)
M41=-0.076	M44=0	Lr=BW/(C*(2*_PI*f0*f0))
M4L=0.1646		

Figura 90. Nuevos parámetros una vez desnormalizado el filtro quartet en el circuito de MWO

La respuesta del nuevo filtro es la mostrada en la figura 91. Esta respuesta es la misma que la original, sin embargo la matriz escalada servirá para segmentar el filtro y realizar la optimización paso a paso

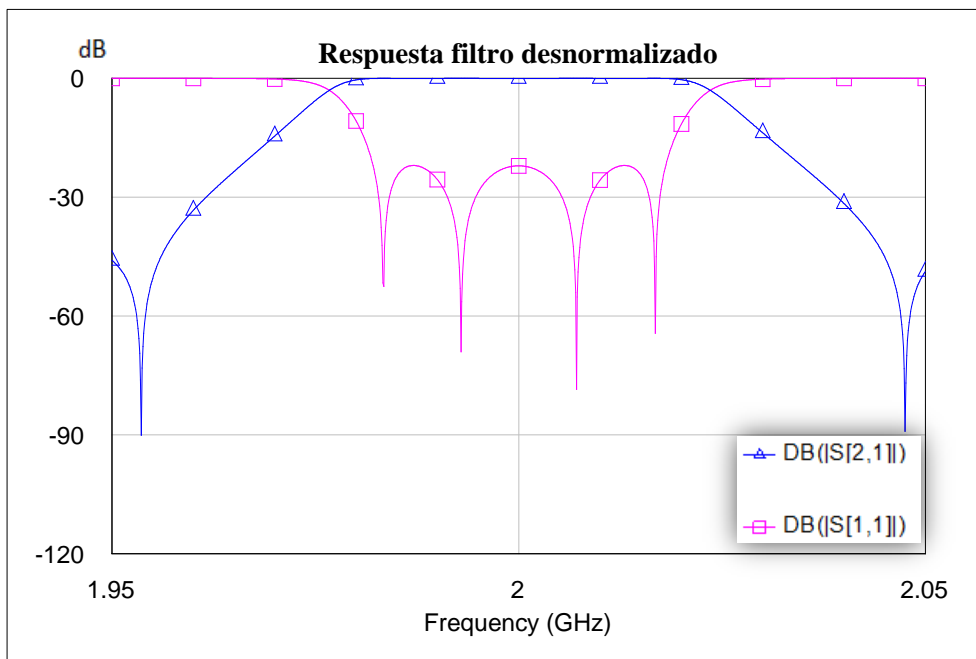


Figura 91. Respuesta ideal del filtro desnormalizado.

### III.2.1 Optimización

Los resultados fueron una vez más los mismos que en los casos anteriores por lo que sólo se mostrará la respuesta resultante de la optimización por segmentos (figura 92). La salida fue de nuevo 30+j30 ohmios y la recuperación fue un éxito.

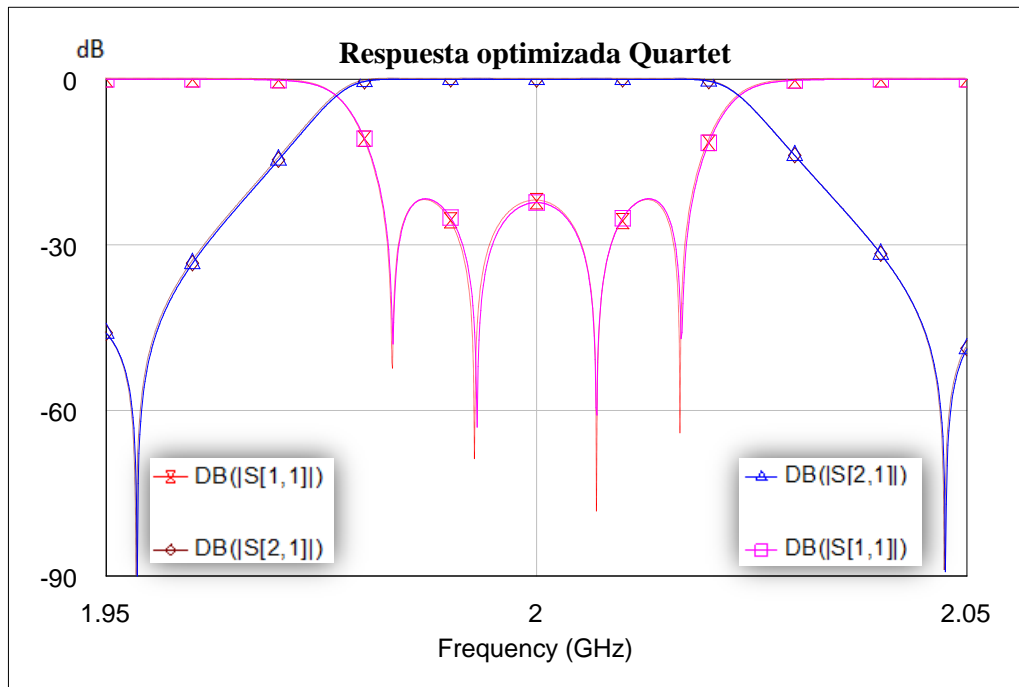


Figura 92. Respuesta resultante de la optimización por segmentos del filtro desnormalizado.

### III.3 Optimización con un resonador a la salida

En este apartado sólo se estudiará la optimización directa con el objetivo de mostrar qué variables son necesarias en cada caso para optimizar el circuito. En la figura 93 se puede apreciar cómo se ha ido incrementando poco a poco el parámetro de pendiente y optimizando el circuito cada vez que este parámetro cambiaba. Como ya se vio en la sección II.3, conforme se aumenta el parámetro de pendiente del resonador a la salida, se necesitarán optimizar más elementos de la matriz de acoplamiento para recuperar la respuesta original. En este caso, para un valor del parámetro de pendiente menor de 100, con tres elementos era suficiente; para un valor entre 100 y 1400, era posible recuperar la respuesta con 4 parámetros; para un valor entre 1400 y 1600, se necesitaron 6; y por último, para valores mayores de 1600, se requería la utilización de todos los elementos de la matriz de acoplamiento. Es curioso destacar que hizo falta incluir el parámetro  $M_{41}$  (Entre  $X=100$  y  $X=1400$ ) en la optimización antes que los parámetros  $M_{33}$  y  $M_{23}$ . Esto muestra que debido al acoplamiento cruzado entre la cuarta y la primera etapa, la primera etapa se veía afectada antes que la segunda etapa. Esto es lógico si se piensa que la etapa 2 es la única que no está conectada directamente a la etapa 4. En la leyenda de la figura 93 se pueden observar qué parámetros están involucrados en cada optimización.



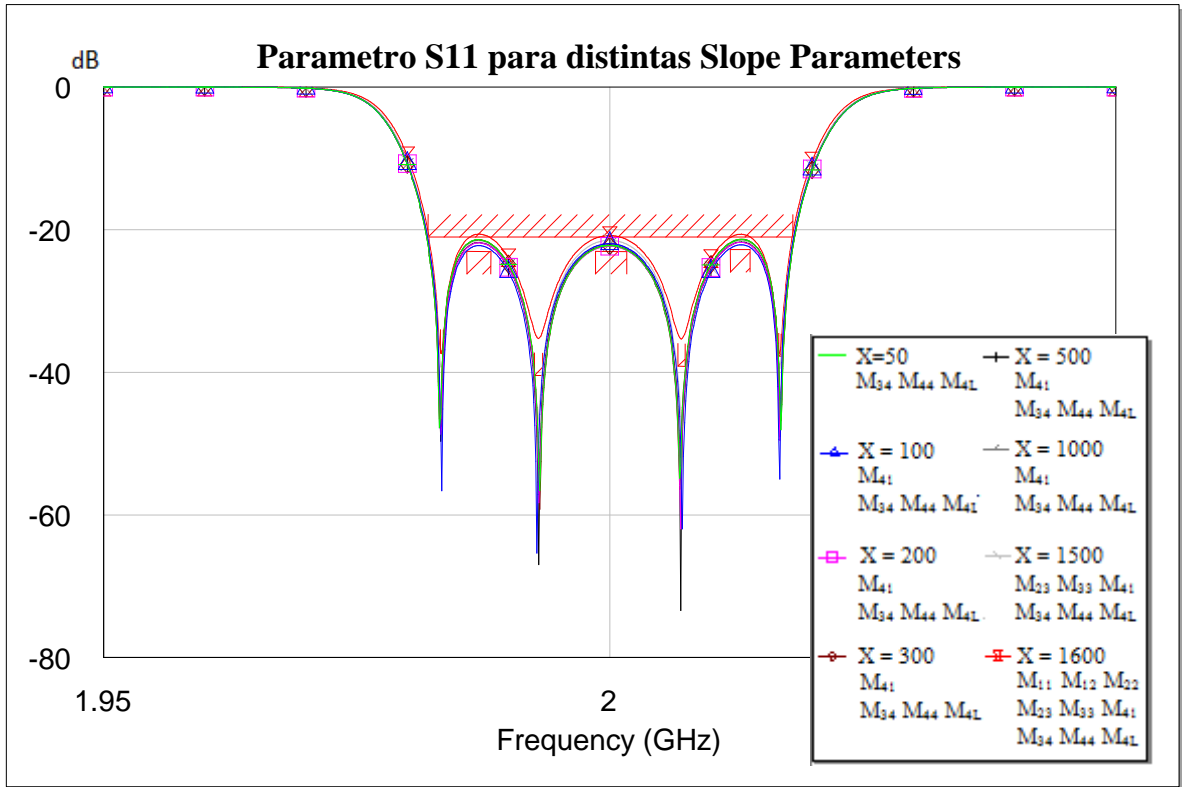


Figura 93. Superposición de las respuestas optimizadas para diferentes valores de parámetro de pendiente. En la leyenda se puede observar cuántos y qué parámetros de acoplamiento han sido utilizados.

## CAPÍTULO IV. APLICACIÓN REAL. ADAPTACIÓN DE UNA ANTENA HELICOIDAL CUADRIFILAR.

### IV.1 Introducción

Durante los dos últimos meses del segundo cuatrimestre del curso 2015-2016, se comenzó el diseño de una antena helicoidal cuadrifilar (figura 94) junto a otros tres compañeros, en la Universidad Técnica de Viena. El tutor fue Christoph Mecklenbräuker, profesor del instituto de telecomunicaciones de la citada universidad. El diseño fue realizado mediante el programa EZNEC+ [16]. Este diseño aparece al final del anexo A y también en la figura 95. Una vez diseñada la antena se comprobó que la impedancia de entrada tenía una parte imaginaria muy próxima a 770, un valor muy elevado que hacía el coeficiente de onda estacionaria muy elevado. Es por ello que se necesitó una tarea de adaptación.



Figura 94. antena helicoidal cuadrifilar

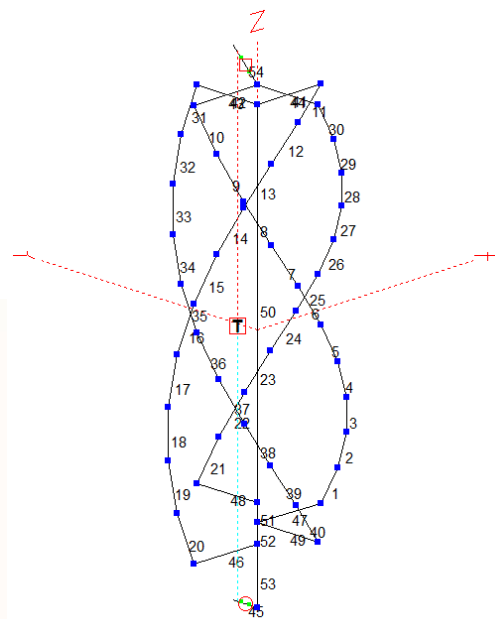


Figura 95. Diseño de la antena cuadrifilar con el programa EZNEC+

Para esta tarea de optimización se cambió la frecuencia de trabajo a 1.575GHz (figura 96) y se mantuvieron los parámetros de la matriz de acoplamiento.

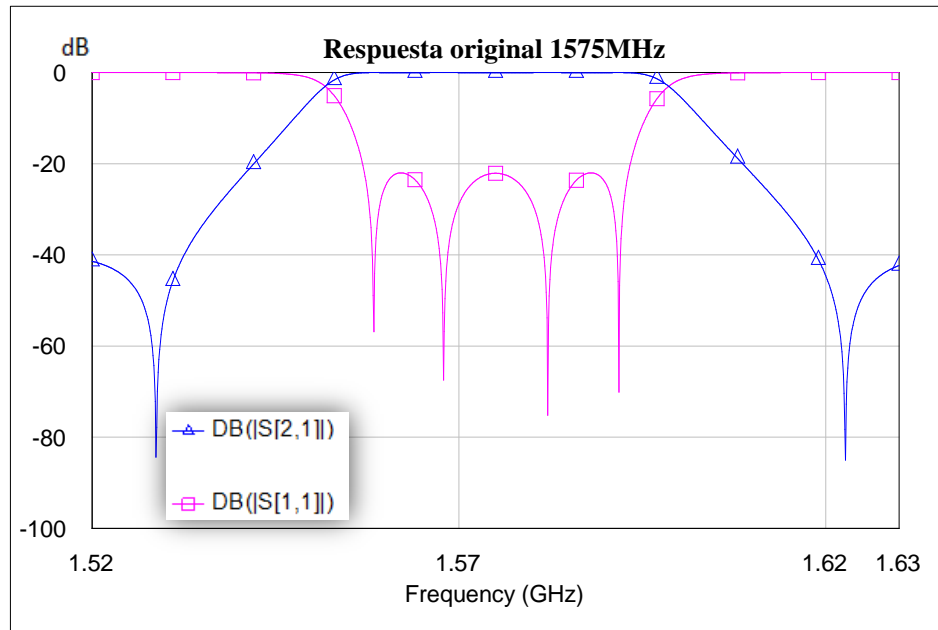


Figura 96. Respuesta ideal para una frecuencia central de 1575MHz.

Para el diseño de la antena se obtuvieron dos prototipos con dos impedancias de entrada diferentes (Anexo A). En este apartado se trabajará con una impedancia de salida de  $26.51-j769.3$ , lo que corresponde a un puerto de  $26.51\Omega$  en serie con un condensador de  $0.13135\text{pF}$  de capacidad, a la frecuencia de trabajo.

Aclarar que con un condensador y una impedancia no es suficiente para modelar el verdadero comportamiento de una antena helicoidal cuadrifilar pero en este punto aún no se había terminado de fabricar la antena, por lo que no se podía medir la impedancia real de la misma. En ese momento sólo se sabía la impedancia que tendría aparentemente la antena a la frecuencia central. Es por ello que se decidió trabajar con lo que se tenía. En el apartado IV.3, se trabajará con los datos reales de la antena una vez fue fabricada.

Una vez añadida la nueva impedancia de salida, el resultado fue el mostrado en la figura 97. Como se puede observar la reflexión es muy elevada en todo el ancho de banda por lo que se harán diseños circuitales para adaptar la salida de  $26.51-j769.3$  ohmios. Se propondrán dos tipos de soluciones, tanto con este primer modelo (Condensador e impedancia en serie) como con la antena real. El primero será el estudiado en este Proyecto Fin de Grado, es decir, utilizar un filtro basado en acoplamientos para realizar también la tarea de adaptación. La segunda solución será utilizar una simple red de adaptación

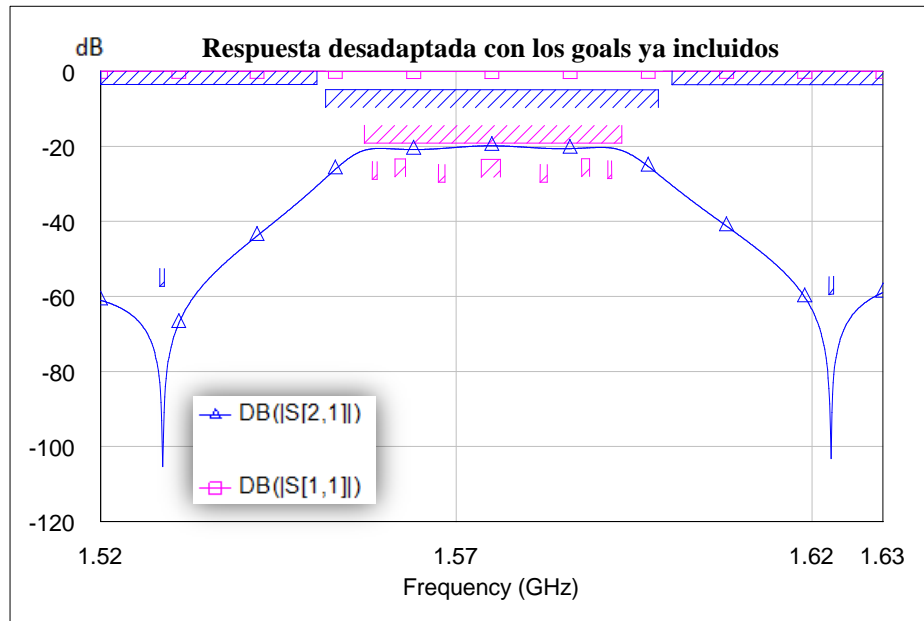


Figura 97. Respuesta del filtro tras conectar la carga  $26.51-j769.3$  a la salida.

## IV.2 Optimización para el modelo condensador-impedancia

### IV.2.1 Optimización de la matriz de acoplamiento de un filtro paso-banda con topología quartet

Tras incluir la carga  $26.51-j769.3$  a la salida, fue el momento de optimizar el circuito. El procedimiento elegido para empezar fue el proceso directo. La razón es simplemente el hecho de que es más rápido. Si este no funcionaba, se procedería a intentarlo con el proceso por segmentos aunque como se verá a continuación, no fue necesario.

Se comenzó optimizando los valores de  $M_{4L}$  y  $M_{44}$ . El resultado fue una bajada del coste de más de 4000 a 400, utilizando primero el optimizador Simplex y luego el optimizador Pointer-Robust. Se recuerda que estos optimizadores fueron explicados en la sección I.4.1.2. Sin embargo, estos costes siguen siendo grandes por lo que se añadió el parámetro  $M_{34}$  y se volvió a realizar el mismo procedimiento. Se bajaron los costes de 400 a 200. Por último, se añadió el parámetro  $M_{41}$  a la optimización y con él se consiguió recuperar una respuesta que cumplía todos los requerimientos del filtro original (Figura 98).

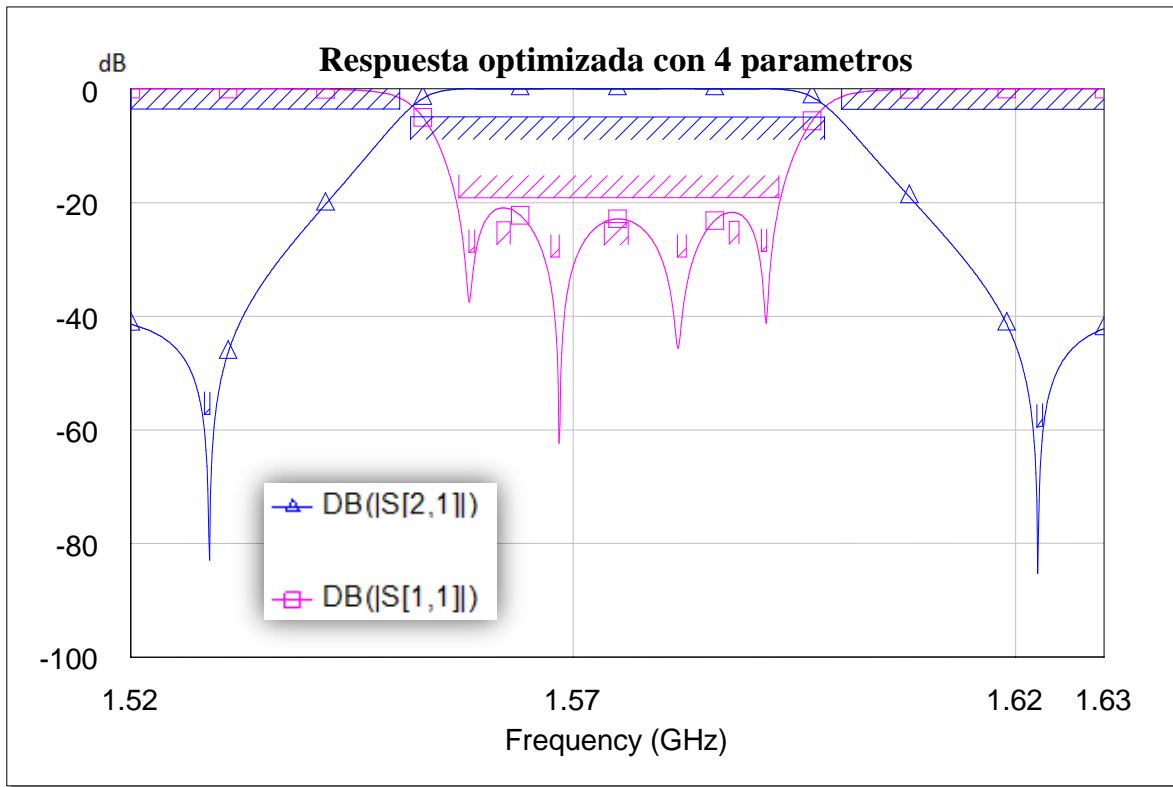


Figura 98. Respuesta recuperada tras la optimización.

Los valores de los parámetros optimizados son los mostrados en la tabla 10:

<u>Antes de optimizar</u>		<u>Después de optimizar</u>	
MS1=0.1275		MS1=0.1275	
M12=0.6587	M11=0	M12=0.6587	M11=0
M23=0.54	M22=0	M23=0.54	M22=0
M34=0.6587	M33=0	M34=0.8277	M33=0
M41=-0.076	M44=0	M41=-0.0961	M44=37.79
M4L=0.1275		M4L=0.2217	

Tabla 10. Elementos de la matriz de acoplamiento antes y después de ser optimizados.

Cómo se puede ver, es el parámetro  $M_{44}$  el que ha absorbido prácticamente todos los cambios ya que ha pasado de valer 0 a valer 37.79.

Con este resultado queda claro que la adaptación mediante la optimización de los acoplamientos es una alternativa muy interesante que se seguirá investigando en estudios futuros y que podría evitar añadir una etapa extra de adaptación. Además se quiere destacar la efectividad de los optimizadores de MWO, que utilizados de una manera adecuada llegan a la solución de manera rápida. Es por ello que se ha elaborado un proceso de optimización combinando varios optimizadores, que ha demostrado ser efectivo en el problema a tratar. A continuación se explicará cómo realizar dicho proceso:

1. Optimizador Simplex: Realizar la optimización tantas veces como sea necesario sin utilizar ningún otro optimizador hasta que el coste no baje más o se estanque. Aunque a priori parezca que se ha atascado, se recomienda volver a ejecutar el optimizador ya que en la mayoría de los casos sigue reduciendo costes.
2. Una vez el optimizador Simplex deja de reducir costes, se debe cambiar al optimizador Pointer-Robust. El procedimiento es el mismo que en el optimizador Simplex.
3. Si el optimizador Pointer no llega a la solución, se debe cambiar al optimizador Random Local.
4. Si aún no se ha llegado a la solución con el punto 3, se debe volver al punto 2, luego pasar al 3 de nuevo y así hasta que los costes no bajen más.
5. Cuando los costes no bajen más, es el momento de añadir un nuevo parámetro del filtro a la optimización.

#### **IV.2.2 Solución alternativa: Una red de adaptación**

Aunque la optimización anterior sería una interesante solución a implementar, se decidió diseñar una red de adaptación como se ve en el anexo. La razón es el hecho de que no era seguro que el filtro de la antena fuera a estar basado en acoplamientos. Sin embargo, la solución alcanzada con la optimización de los acoplamientos del filtro, es notablemente mejor que la conseguida con la red de adaptación.

En el diseño de la red de adaptación del anexo se trabajó con elementos pasivos reales como condensadores y bobinas. Sin embargo, para poder hacer una comparación más justa con respecto a la solución de la sección IV.2.1, se decidió diseñar una red de adaptación con impedancias sin parte real. Tras probar varias topologías y bajar los

costes lo máximo posible, el resultado fue el de la figura 99. Aclarar que esto se corresponde con la antena, la etapa de adaptación y el filtro. En la figura 100 se puede observar el parámetro  $S_{11}$  del sistema compuesto por el modelo condensador-impedancia y red de adaptación sin filtro previo. Como se puede ver, la propia red hace de filtro al proporcionar dos ceros de reflexión. Además también se aprecia que el nivel del parámetro  $S_{11}$  es cercano a -21 dB a lo largo del ancho de interés. Por último, cabría decir que el filtro no fue optimizado en este caso por lo que se podría barajar la posibilidad de optimizarlo tras añadir la red de adaptación. Esto haría la tarea de adaptación más fácil ya que se partiría de un punto mucho más favorable que el inicial (Sin red de adaptación). El único inconveniente es tener dos circuitos en vez de uno.

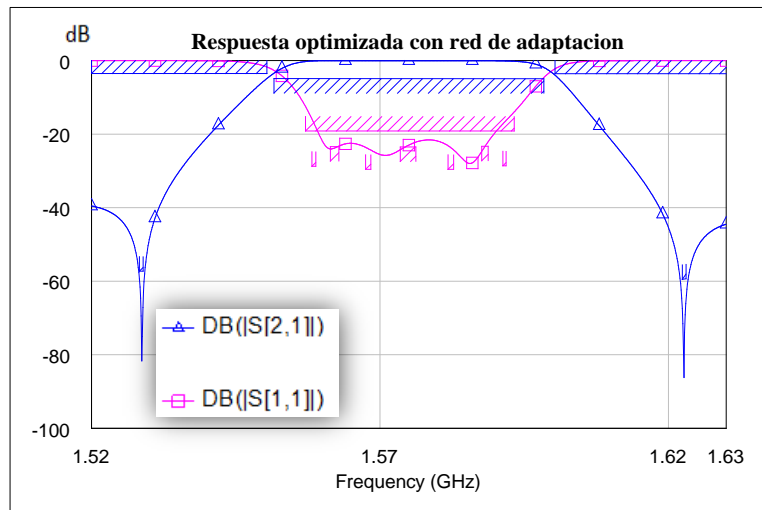


Figura 99. Respuesta del filtro del capítulo III tras optimizar la etapa de adaptación entre filtro y carga.

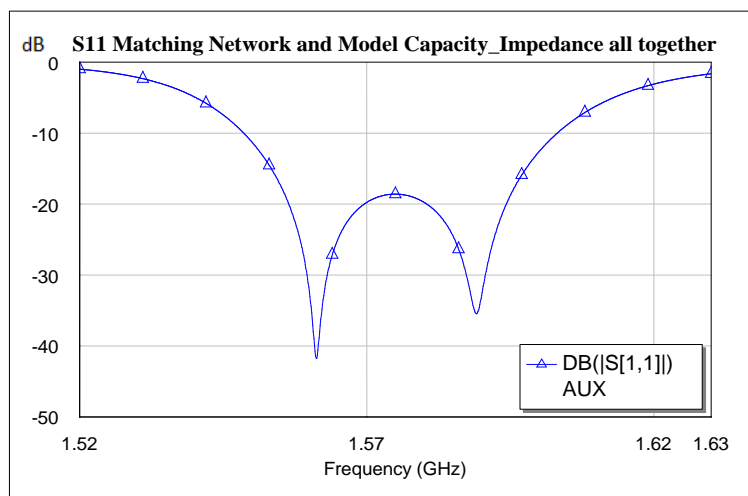


Figura 100. Parámetro  $S_{11}$  del Sistema compuesto por la red de adaptación y la antena

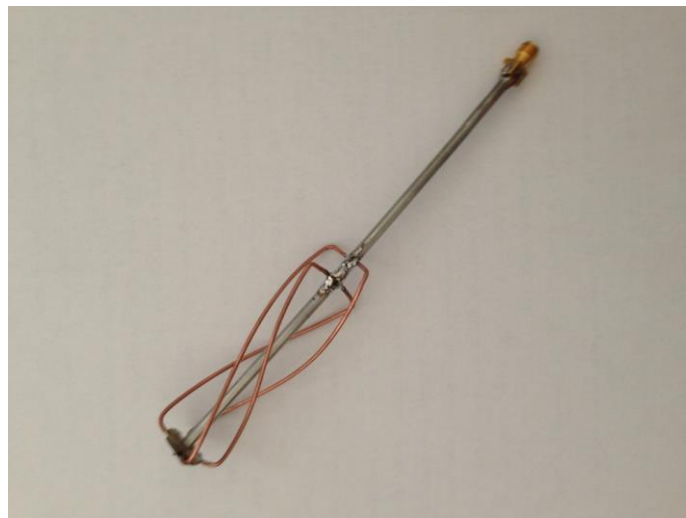
Cómo se puede ver, la solución alcanzada es considerablemente peor que la del apartado IV.2. Sin embargo, es cierto también que una red de adaptación valdrá para adaptar más de un filtro mientras que optimizar los acoplamientos sólo servirá para un filtro.

### IV.3 Adaptando la antena real

Tras una primera fase de diseño, se soldó el cable central de la antena a un conector F para cables coaxiales. Después de esto se paró el proceso de fabricación hasta Septiembre de 2016, cuando fueron terminadas dos antenas helicoidales cuadrifilares.

Una vez fabricada la antena (Figura 101), se realizaron las mediciones del parámetro  $S_{11}$ . Los datos se pasaron a formato .s1p para trabajar en AWR Microwave Office [17]. El formato .snp es un fichero touchstone y permite crear un bloque con n entradas dentro de este software. Dicho bloque será definido por diferentes parámetros como por ejemplo: Unidades de frecuencia (GHz, MHz, KHz..), tipo de parámetro circuital (S, Z, Y..), tipo de medida (Parte real-Imaginaria, Módulo-Fase...) e impedancia de referencia [18]. Un ejemplo se puede ver en el Anexo D, dónde se muestra el contenido del documento .s1p de la antena fabricada.

El parámetro  $S_{11}$  de la antena se puede observar en la figura 102, mientras que la impedancia de entrada separada en parte real y parte imaginaria, se puede ver en la figura 103. En este apartado sólo se mostrará la solución final propuesta. El estudio completo se puede ver en el Anexo C.



**Figura 101. Antena Helical Cuadrifilar una vez fabricada**



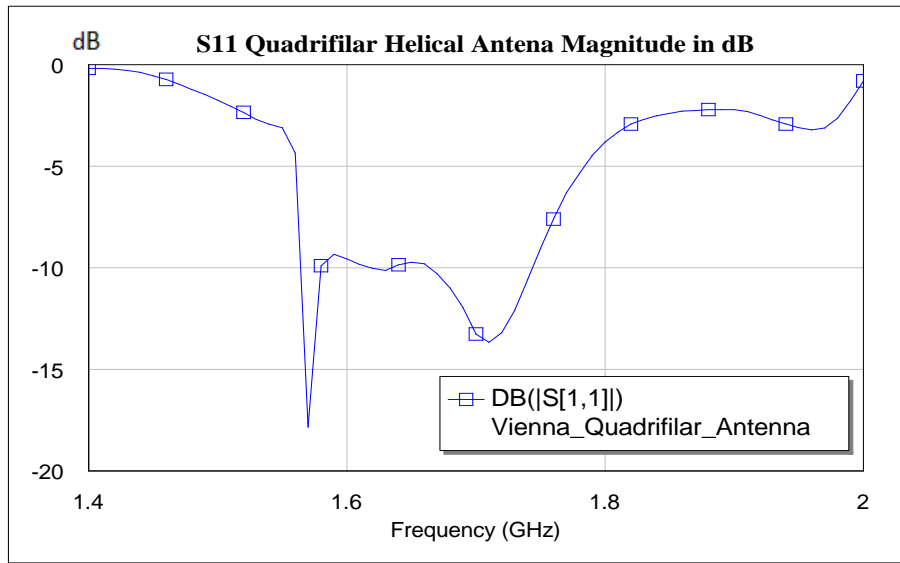


Figura 102. Parámetro S11 de la antena en MWO, en dB

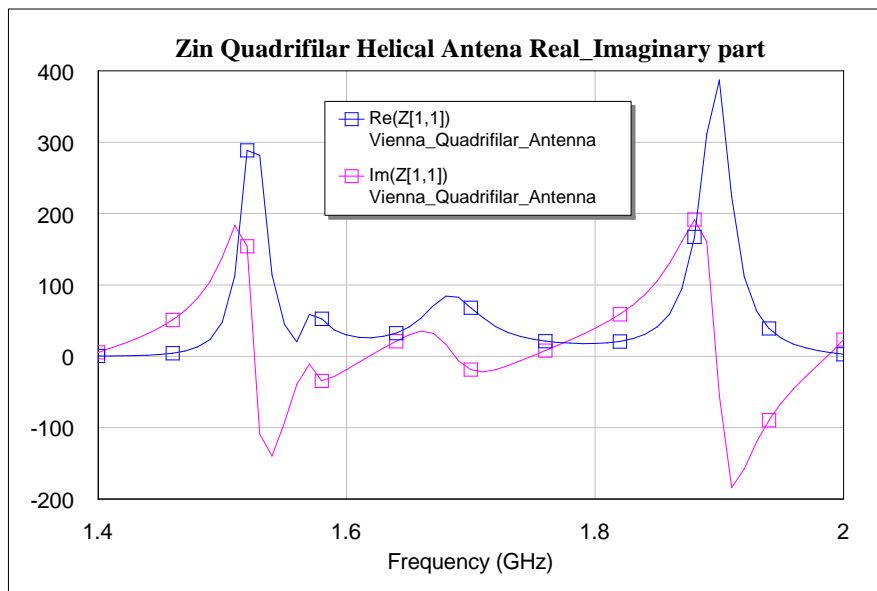


Figura 103. Impedancia de entrada de la antena en MWO. La línea azul corresponde a la parte real mientras que la línea rosa representa la parte imaginaria.

Finalmente lo que se decidió es utilizar un filtro basado en acoplamientos con una topología en línea para adaptar la antena a la vez que se realizaban tareas de filtrado. El circuito y los parámetros de la matriz de acoplamiento final se muestran en la figura 104 y tabla 11, respectivamente. Además, en la figura 105 se muestran tanto la respuesta ideal del filtro cómo la respuesta después de conectar la antena. Por último, en la figura 106 se muestra cómo queda el parámetro S11 después de optimizar la matriz de acoplamiento.

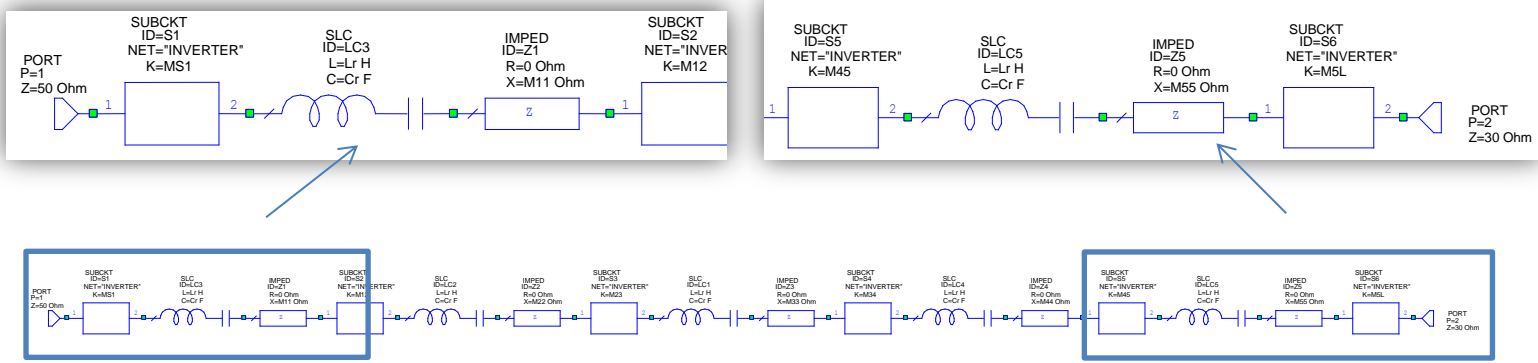


Figura 104. Filtro desnormalizado paso-banda basado en acoplamientos con topología en línea.

Antes		Después	
MS1=5.448	M11=0	MS1=5.448	M11=0
M12=0.4904	M22=0	M12=0.4904	M22=0
M23=-0.3567	M33=0	M23=-0.3567	M33=0
M34=0.3567	M44=0	M34=0.3567	M44=0.01833
M45=-0.4904	M55=0	M45=-0.5546	M55=-0.2753
M5L=5.448		M5L=7.128	

Tabla 11. Coupling matrix elements before and after second optimizing process. The elements involved in the optimization are inside the blue line.

Cómo se puede observar en la tabla, sólo se necesitaron cuatro parámetros para recuperar la respuesta original. Estos cuatro parámetros son los cuatro parámetros más cercanos a la carga. A su vez, si se observa con detenimiento, cuanto más cerca está el parámetro de la carga, más varía su valor respecto del inicial. El parámetro  $M_{5L}$  ha variado 1.68 unidades,  $M_{55}$  ha variado 0.2753,  $M_{45}$  ha variado 0.0642 y  $M_{44}$  ha variado sólo 0.01833. Por lo tanto, se puede afirmar que la segunda sección del filtro, empezando por la carga, termina de absorber los cambios que introduce la antena.

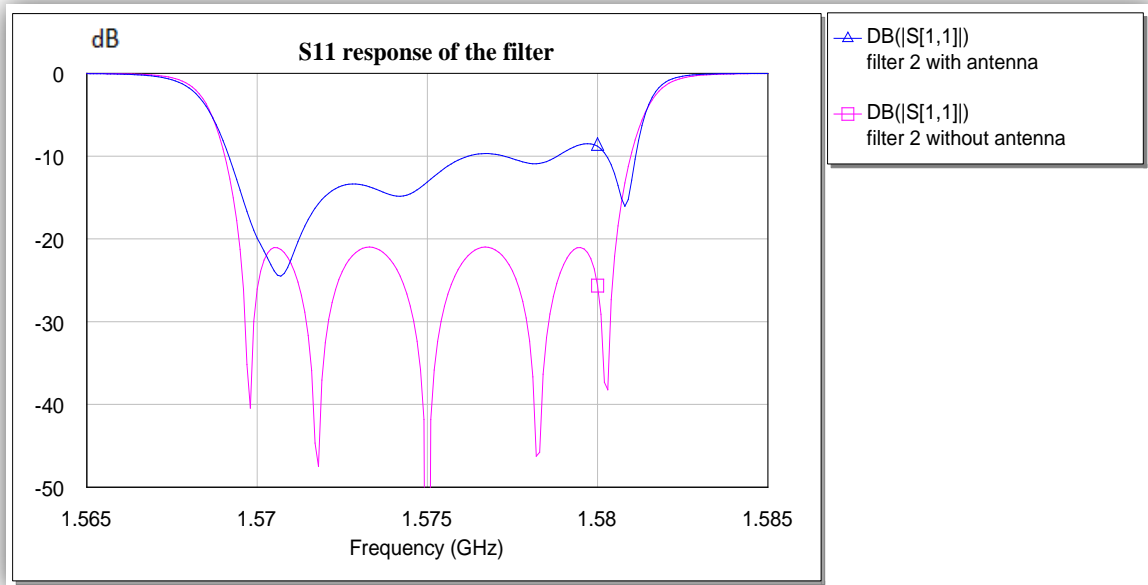


Figura 105. Respuesta ideal del filtro (En rosa) y respuesta tras incluir la antena al sistema (En azul)

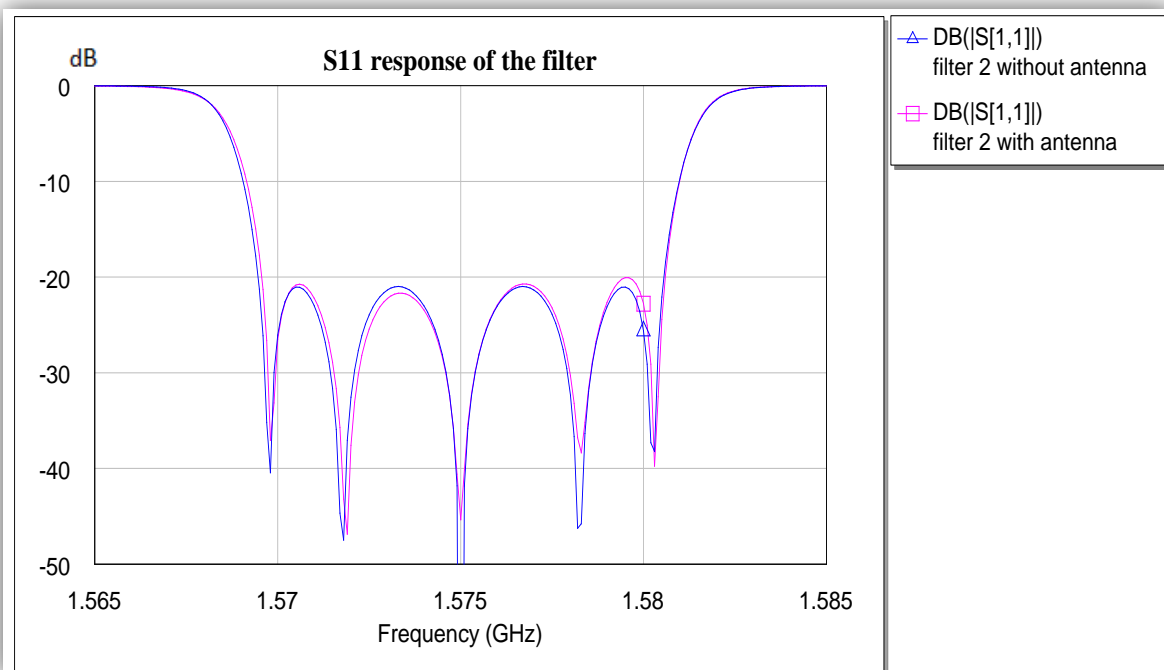


Figura 106. Respuesta ideal del filtro (En azul) y respuesta tras optimizar el filtro (En rosa)

Sólo queda añadir que lo próximo será fabricar el filtro, y realizar las mediciones del parámetro S11 una vez más. Esta tarea no se incluirá en este proyecto pero se hará en líneas futuras.

## CAPÍTULO V. CONCLUSIONES

- Los optimizadores de MWO son una potente herramienta que a la hora de realizar tareas de adaptación, es una muy buena opción. Sin embargo, es importante hacer un uso correcto de los optimizadores, si no, la solución final puede ser mucho peor de lo que realmente podría ser. Como se ha explicado en el apartado IV.2, existen maneras de combinar los optimizadores de manera que se eviten estancamientos por mínimos locales.
- A la hora de optimizar un filtro con acoplamientos mediante MWO, existen al menos dos métodos que llegan a la solución y que han sido estudiados en este trabajo: El proceso directo y el proceso por segmentos. Ambos han demostrado un buen funcionamiento.

El proceso por segmentos es muy útil cuando la respuesta del filtro es muy compleja y difícil de modelar ya que las respuestas de las etapas son mucho más sencillas.

Por otro lado, el proceso directo ha sido la opción más utilizada en este trabajo debido a que el tiempo que se necesita para llegar a la solución es mucho menor. La razón es que el proceso por segmentos necesita, en la mayoría de los casos, estudiar más de una etapa. Las respuestas de los filtros estudiados no era muy compleja por lo que este método ha sido el más apropiado.

- Con la solución del apartado IV.2 se muestra que podría existir una alternativa a añadir una red de adaptación cuando tenemos una carga diferente a la impedancia de salida del sistema. El hecho de reajustar los acoplamientos del filtro para que absorban los cambios en la impedancia de salida evita el añadir más elementos al sistema, lo que en determinados casos es una ventaja. Por lo tanto, se afirma que puede existir una manera de incluir las funcionalidades de adaptación y filtrado en un solo dispositivo.
- Sin embargo la utilización de una red de adaptación sigue siendo necesaria en los casos donde no se trabaje con acoplamientos o cuando lo que se pretenda sea utilizar una antena en diversos sistemas con diferentes filtros cada uno.

## CAPÍTULO VI. LÍNEAS FUTURAS

Cómo se comentaba en el capítulo IV, aún faltaría ver lo que pasa cuando se incluye una red de adaptación y además se optimiza el filtro basado en acoplamientos.

Por otro lado, se repetirán las medidas del parámetro  $S_{11}$  en la cámara anecoica de la Universidad Politécnica de Cartagena tan pronto como se reciba la antena helicoidal cuadrifilar desde la Universidad Técnica de Viena. Una vez repetidas las medidas, se volverá a realizar un estudio de adaptación de la antena.

Durante la realización del primer estudio de adaptación se comprobó que la adaptación no era buena para el caso del filtro con una topología quartet. Aún no se sabe el por qué pero se quiere realizar un estudio por segmentos de dicho filtro a la vez que se hace lo mismo con el filtro con topología en línea para ver dónde está la diferencia. En otras palabras, se quiere averiguar por qué la adaptación funciona bien con la topología en línea y no con la topología quartet.

Tras realizar el estudio de adaptación final, se fabricará el filtro correspondiente y se probará junto con la antena.

Si todo sale bien, se enviará tanto filtro como antena al instituto INRIA, en Francia. Allí se sigue estudiando, a día de hoy, la manera de adaptar antenas que no tienen la impedancia de entrada adecuada. Esto podría serles de gran ayuda en sus estudios.

## ANEXO A

En el siguiente anexo se mostrará el informe final que fue enviado al profesor Christoph Mecklenbräuker. La asignatura consistía en el diseño y fabricación de antenas de telecomunicaciones por grupos en los que cada grupo diseñaba una antena diferente. La fabricación y diseño de la antena fue realizada con la ayuda de tres alumnos de la Universidad Politécnica de Viena. Estos alumnos fueron Gerald Ebmer, Andreas Hirtenlehner y Lukas Pechhacker.



# DESIGN OF A MATCHING NETWORK FOR A QUADRIFILAR HELICAL ANTENNA

---

*389.104 Antenna Design and Realization*

**Written by : NAVARRO CASTILLO, Juan Pablo**

**Tutor : MECKLENBRÄUKER, Christoph**

**Collaborators :**

**EBMER, Gerald**

**HIRTENLEHNER, Andreas**

**PECHHACKER, Lukas**

## PROLOGUE

This report is part of the process to build a quadrifilar helical antenna. With Gerald, Andreas and Lukas, the first task was to weld a coaxial cable with the coaxial connector as it is shown in the following pictures:



Then, using the program EZNEC+, my colleagues designed some prototypes of quadrifilar helical antennas. At the end, the chosen prototypes were called “Version 2.1” and “Version 2.2” (Appendix A). The only problem was that the input impedances of both antennas had a huge imaginary part which makes the SWR really high. For that reason, the task of matching the antenna was strictly necessary. So the purpose of this report is to find a solution for the problem of matching an antenna whose input impedance changes with frequency.

## INTRODUCTION

The purpose of this document is to find two feasible matching networks which have a good performance for two quadrifilar helical antennas whose input impedance are  $26,51-j769,3$  ohms and  $37,79 -j772,4$  ohms, respectively. The system is supposed to work with a characteristic impedance of 50 ohms. The two designs are in Appendix A.

The following designs are going to be elaborated using the software Microwave Office (MWO). The idea is not only get a matching network that match the input impedance but also the signal response in a certain bandwidth.

The procedure will consist on start with an arbitrary filter matched to an input and output of 50 ohms. Based on the response of this filter, the optimizing conditions will be set. It means that the shape of the ideal response will be record approximately by a tool called Optimizing Goals (then, it will be explained properly). After setting the optimality conditions, the 50 ohms output will be replaced by the antenna input impedance. After have a look of the new response, the design of the matching network will start. The idea is to start with three passive elements (capacitors and inductors) whose real part will be zero. Then, the value of the complex part of the impedances will be set as an optimizing variable. Then, three MWO optimizers will be used, alternatively, to get the best combination of optimizing variable's values that manage to get a response which is equal or approximately equal. Due to the imagine part is too high, the completely recovery of the original signal will be very difficult, but at least some of its important features will be recovered. Finally, the resulting matching network will be tested in other circuits to see it works properly. This procedure will be done twice because the design will be different depending on the input impedance of the antenna.



### MATCHING NETWORK FOR: 26.51-j769.3

The filter selected (figure 1) is a bit complex because it is based in crossed couplings but the inner performance of the circuit is not interesting in this study. The reason is that if the matching network can match this circuit, matching other simpler circuits will be more likely.

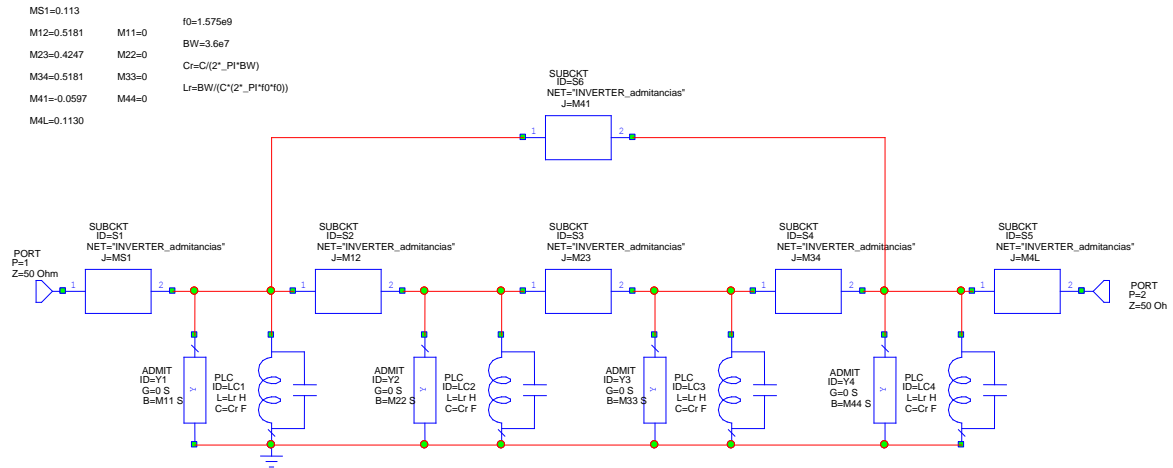


Figure 1

Both input and output are 50 ohms. The figure 2 shows the frequency response of the filter. The blue line corresponds to the parameter  $S_{21}$  which give information about the transmission power in dBs. On the other hand, the pink line corresponds to  $S_{11}$ , the parameter that allows knowing how reflection is working in dBs. As it is seen in the graph, the resonance frequency has been set in 1575MHz. The bandwidth is 36 MHz.

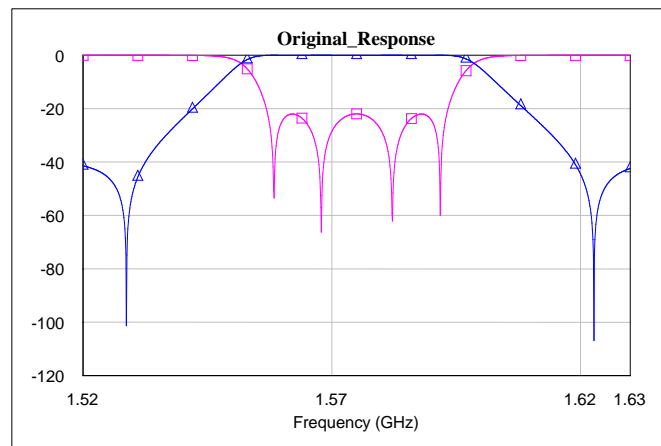


Figure 2

Once the response is known, the optimizing goals can be set. In figure 3, it is possible to see all of them overlapped with the original response. When optimization begins, the optimizers are going to try to get the variables' values that satisfy the goals (constraints).

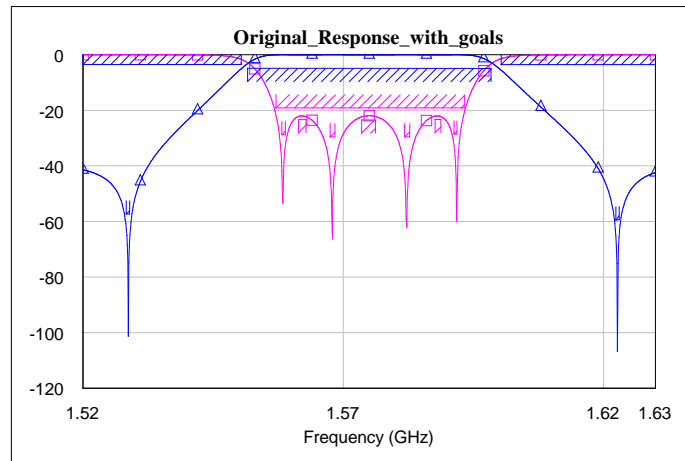


Figure 3

After that, is the moment to replace the output impedance with  $26.51-j769.3$  ohms. **Because getting the antenna's input impedance curve, depending on the frequency, was not possible, using a capacitor to model the antenna's input impedance variations was the proposal solution to solve this problem.** The chosen configuration is a capacitor of  $0.13135$  pF that is equivalent to an imaginary part of  $-769.3j$  for a center frequency of  $1575$  MHz (Figure 4). For the real part, the  $50$  ohms impedance port was replaced by a  $26.51$  ohms port. The new response is shown in figure 5.

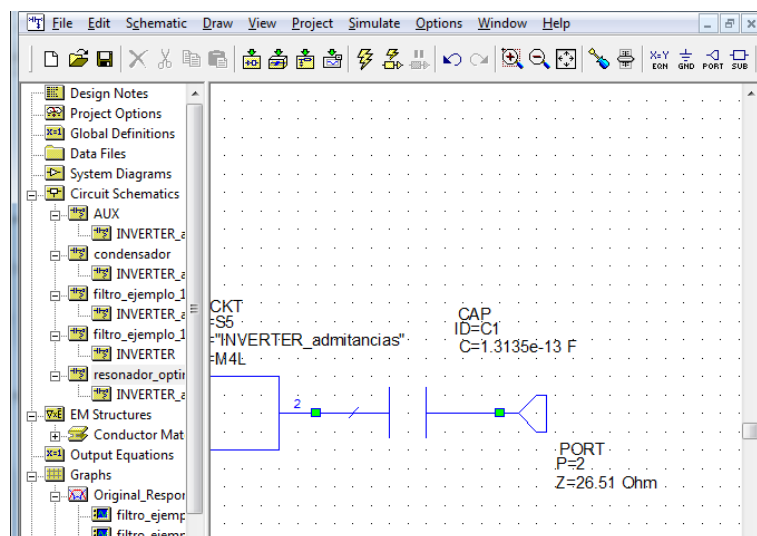


Figure 4

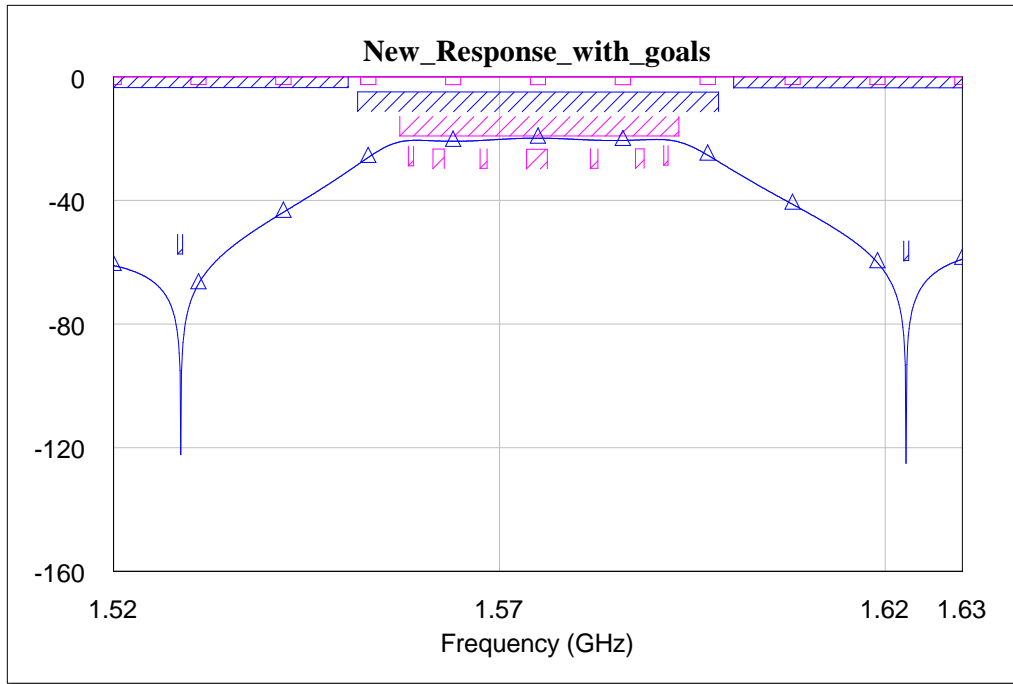


Figure 5

As it is seen in figure 5, the reflection's zeros have gone, so the reflections are present in the whole bandwidth, which is a problem. Furthermore, the parameter  $S_{11}$  has suffered attenuation although, fortunately, the transmission's zeros are still there. The next step is to introduce a PI structured matching network with standard values. The structure chosen is illustrated in figure 6. The reason is that, the structure can work as a low pass filter that remove undesirable harmonics.

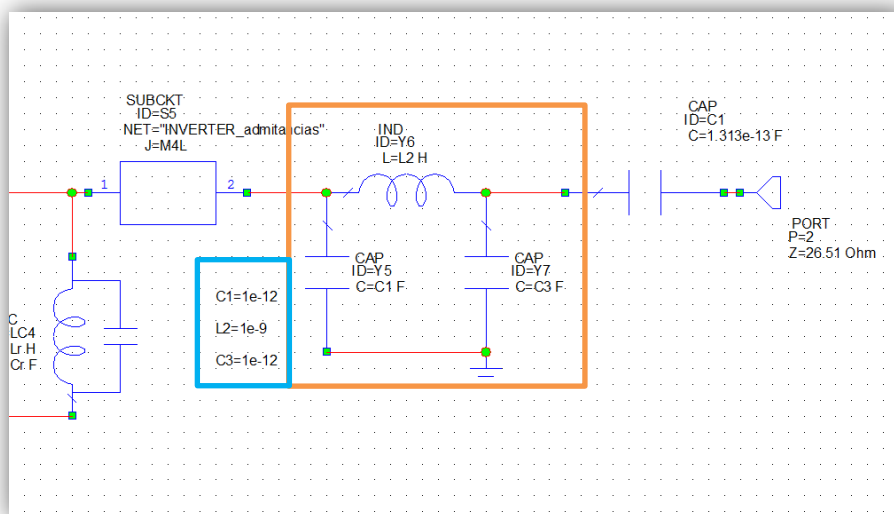


Figure 6

In figure 7, the values of the matching network's elements are set as optimizing variables. The last step is to optimize the circuit to recover the original response.

T O C Ele...	Name	Val
<input type="checkbox"/> <input type="checkbox"/> <input type="checkbox"/>	reso... M12	0.5
<input type="checkbox"/> <input type="checkbox"/> <input type="checkbox"/>	reso... M23	0.4
<input type="checkbox"/> <input type="checkbox"/> <input type="checkbox"/>	reso... M34	0.5
<input type="checkbox"/> <input type="checkbox"/> <input type="checkbox"/>	reso... M41	-0.0
<input type="checkbox"/> <input type="checkbox"/> <input type="checkbox"/>	reso... M4L	0.1
<input type="checkbox"/> <input type="checkbox"/> <input type="checkbox"/>	reso... M11	0
<input type="checkbox"/> <input type="checkbox"/> <input type="checkbox"/>	reso... M22	0
<input type="checkbox"/> <input type="checkbox"/> <input type="checkbox"/>	reso... M33	0
<input type="checkbox"/> <input type="checkbox"/> <input type="checkbox"/>	reso... M44	0
<input type="checkbox"/> <input type="checkbox"/> <input type="checkbox"/>	reso... f0	1.5
<input type="checkbox"/> <input type="checkbox"/> <input type="checkbox"/>	reso... BW	3.6
<input type="checkbox"/> <input type="checkbox"/> <input type="checkbox"/>	reso... C	0.5
<input type="checkbox"/> <input checked="" type="checkbox"/> <input type="checkbox"/>	reso... C1	1e-
<input type="checkbox"/> <input checked="" type="checkbox"/> <input type="checkbox"/>	reso... C3	1e-
<input type="checkbox"/> <input checked="" type="checkbox"/> <input type="checkbox"/>	reso... L2	1e-

Figure 7

For optimizing, the procedure will be to use three optimizers alternatively in order them not to stop in a local minimum. The idea is that when they stop because they think that the global minimum is achieved, other optimizer can find that this is not true. The final goal of the optimizers is to achieve a cost zero, which means that all the constraints are satisfied. After some iterations, the three optimizers converge to a solution with a cost of 950 (the initial cost was over 7000). The response was not very nice (Figure 8), so a new element was added to the matching network (Figure 9). The result was a solution with cost 675.255 (Figure 10) and a better response although not good enough (Figure 11).

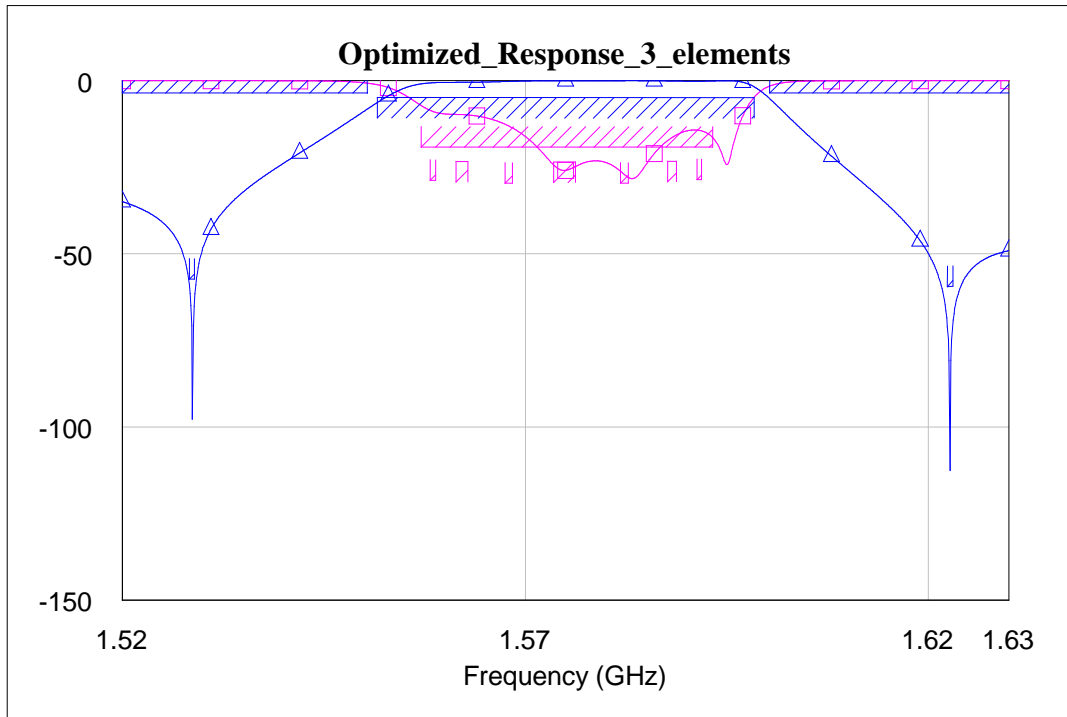


Figure 8

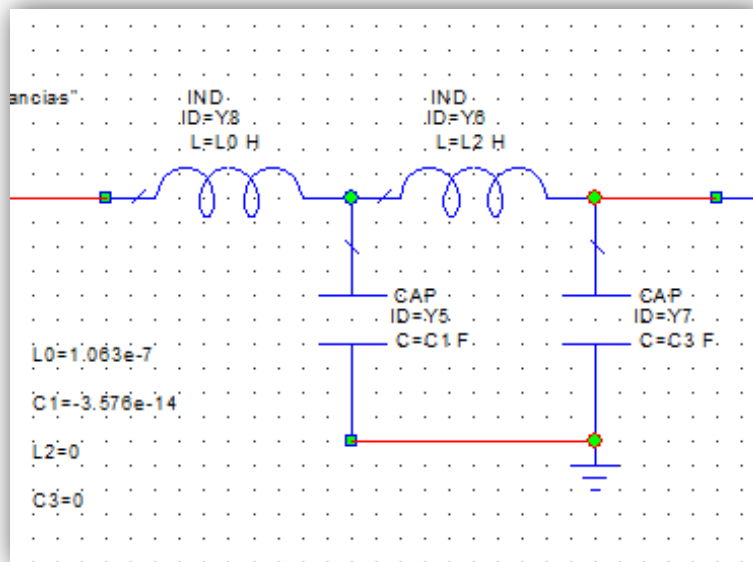


Figure 9

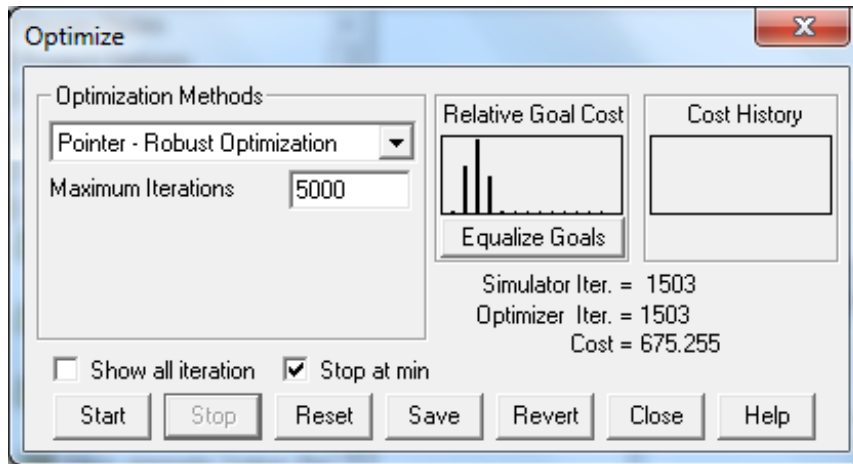


Figure 10

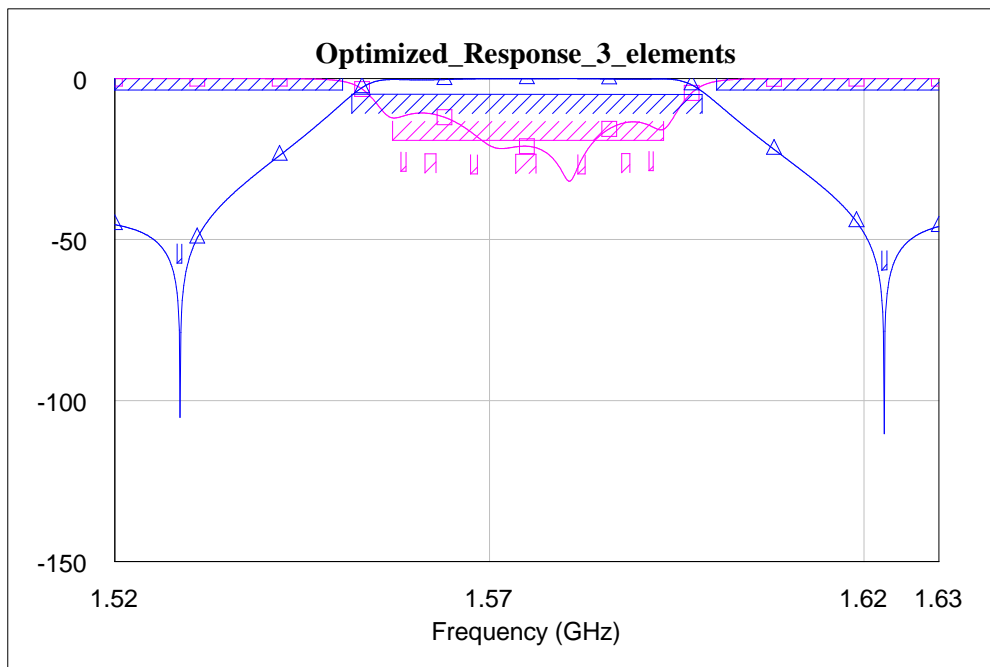


Figure 11

At this point, the matching network was swapped by the complementary high pass design (Figure 12). After optimizing, the result was better than with the low pass prototype. The cost was 200 and the response is shown in figure 13. This solution is quite nice because the bandwidth is recovered; the ripple level and the ripple itself are recovered too. The reflection's zeros are quite soft but the important thing is that there is ripple and, in consequence, a purer Chebyshev response.

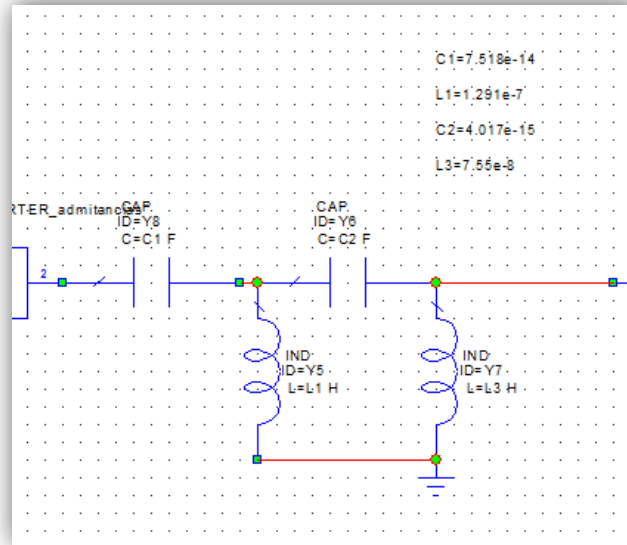


Figure 12

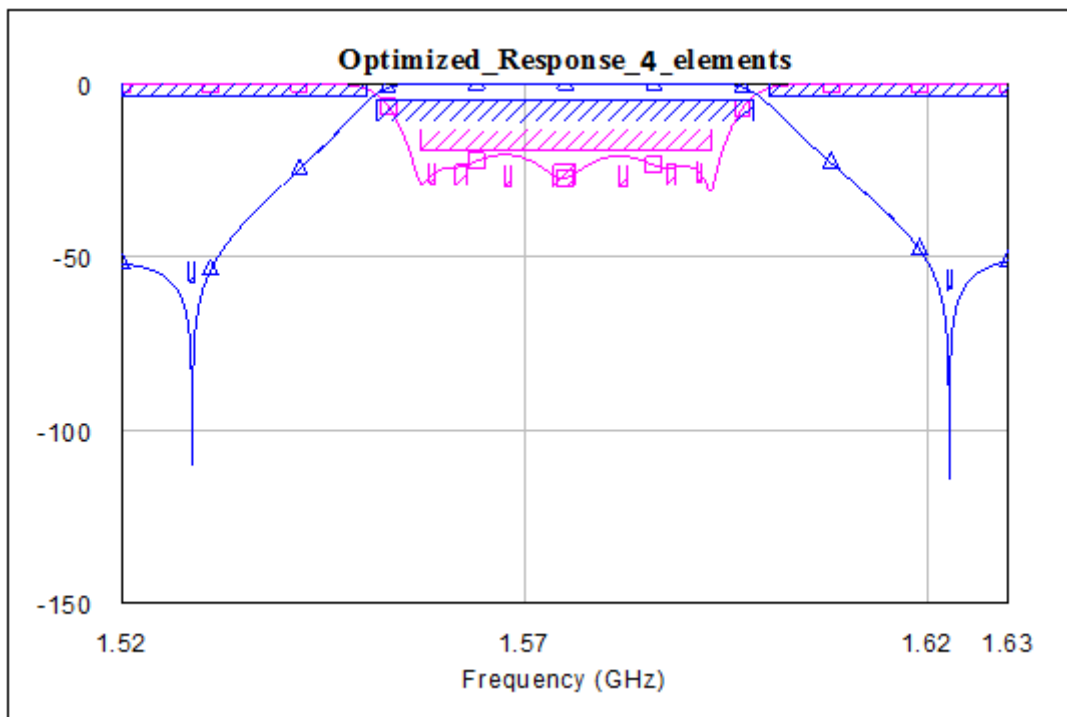


Figure 13

Now, the matching network (Figure 12) will be used in other circuits.

The next circuit is also a coupling system but this time without any cycle (Figure 14). The original response is shown in figure 15.

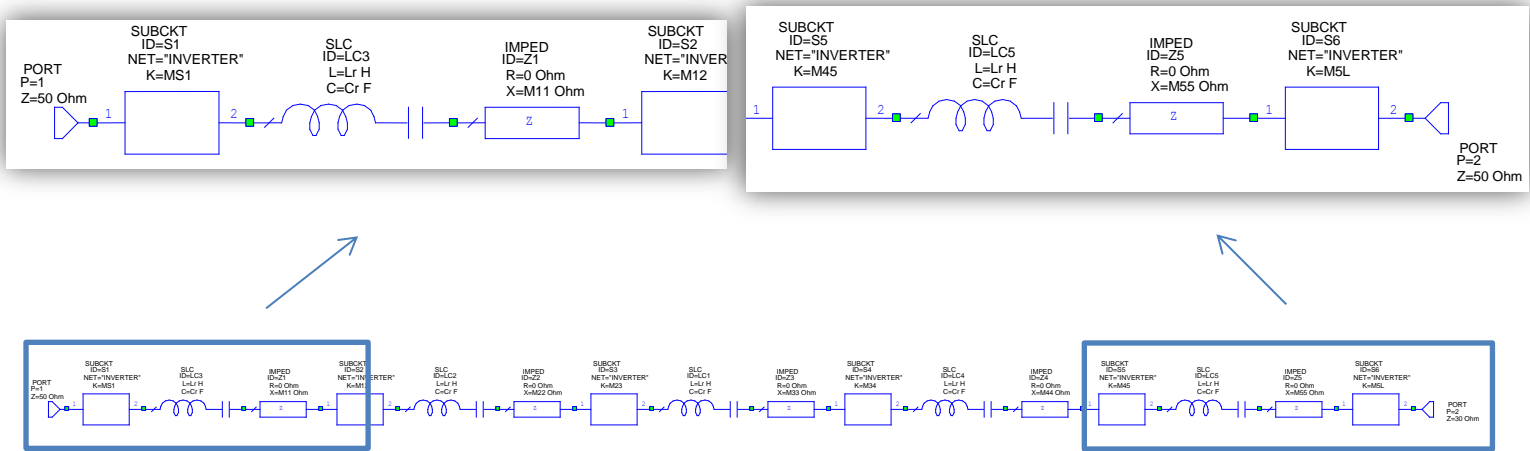


Figure 14

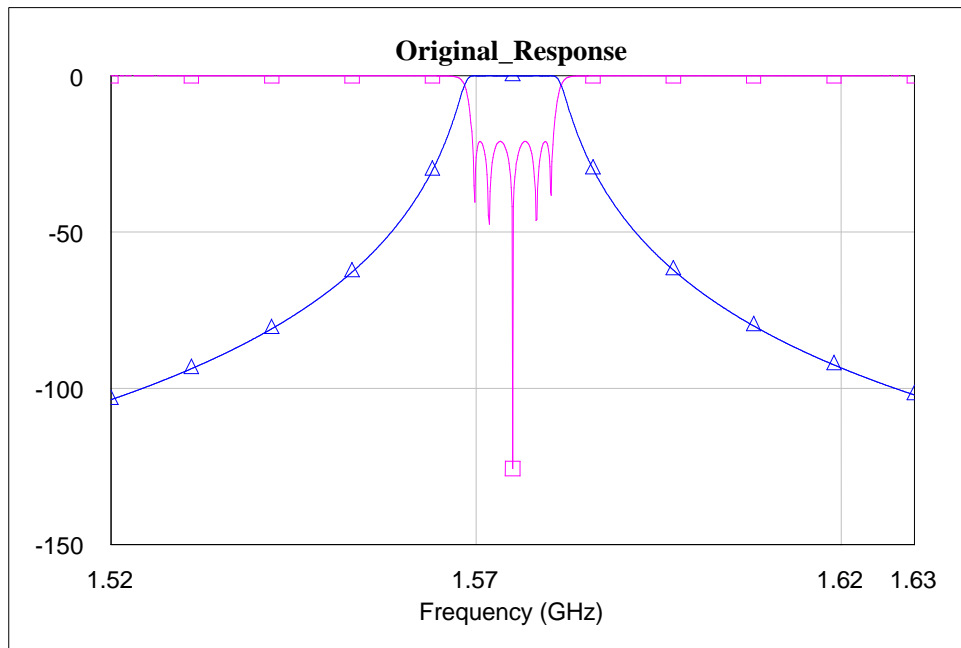


Figure 15

After adding the antenna input impedance, the response was like figure 16. After adding the matching network (Figure 12), the response becomes like in figure 17. Although the recovering is not perfect, is really better than before adding the designed matching network.



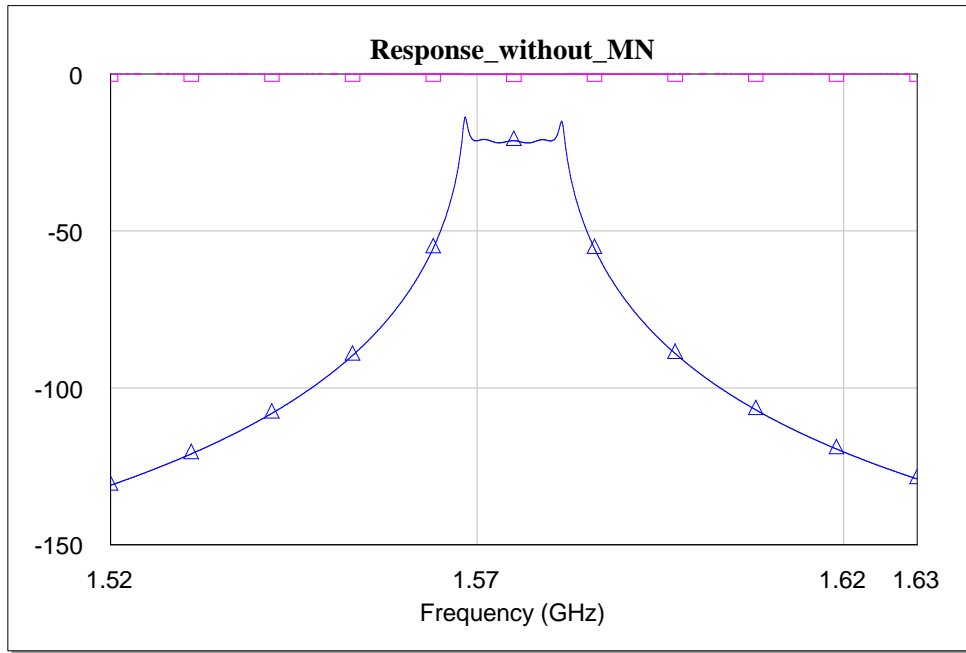


Figure 16

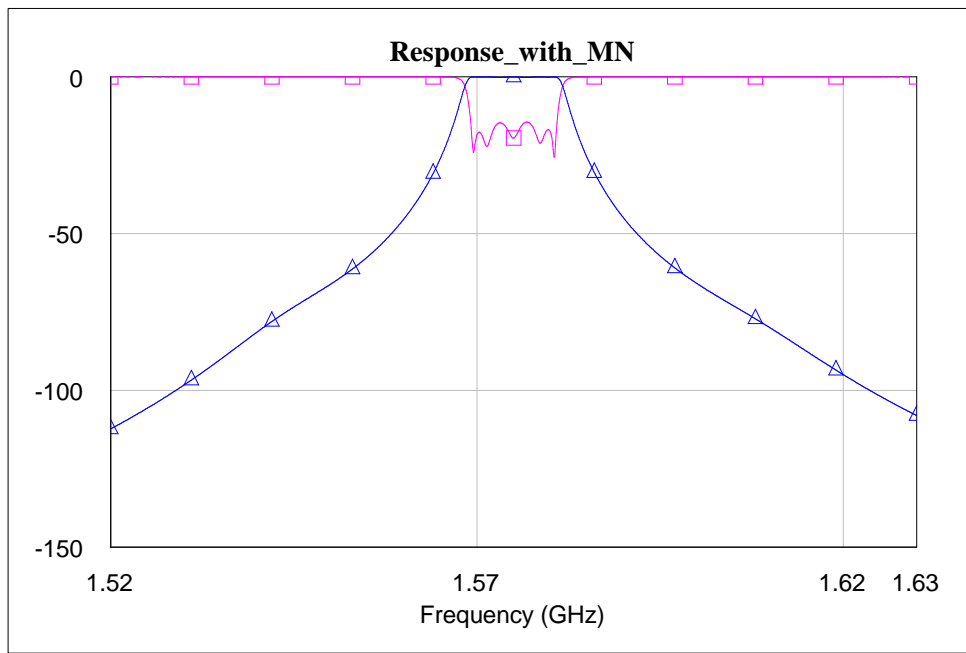


Figure 17

Finally, the last circuit which is going to be tested is in figure 18. It is a simple band pass filter. Figure 19 shows the original response and figure 20-21 show the response before and after adding the matching network of figure 12, respectively, with an output of  $26.51-j769.3$  ohms.

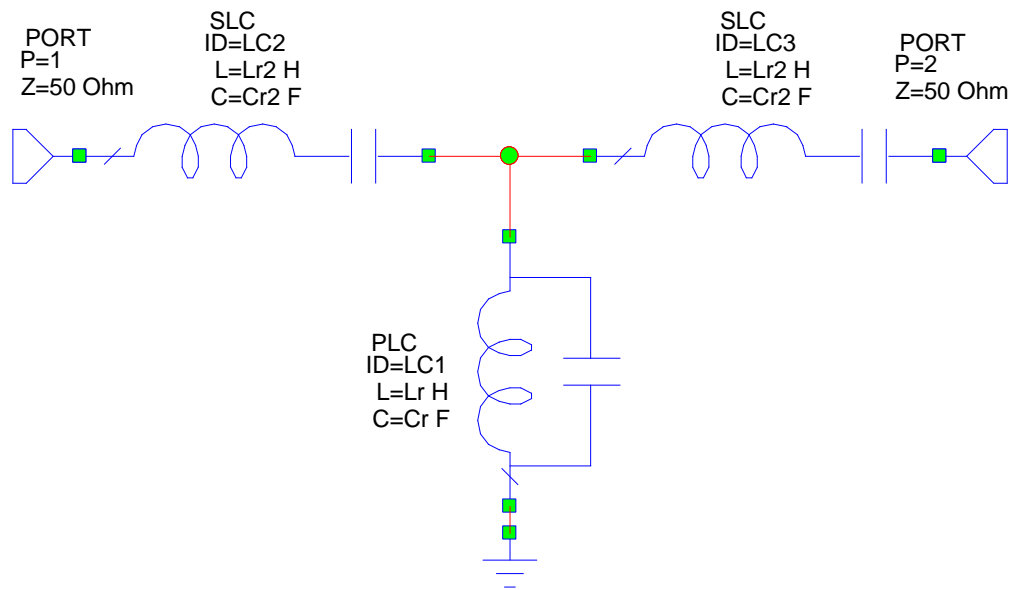


Figure 18

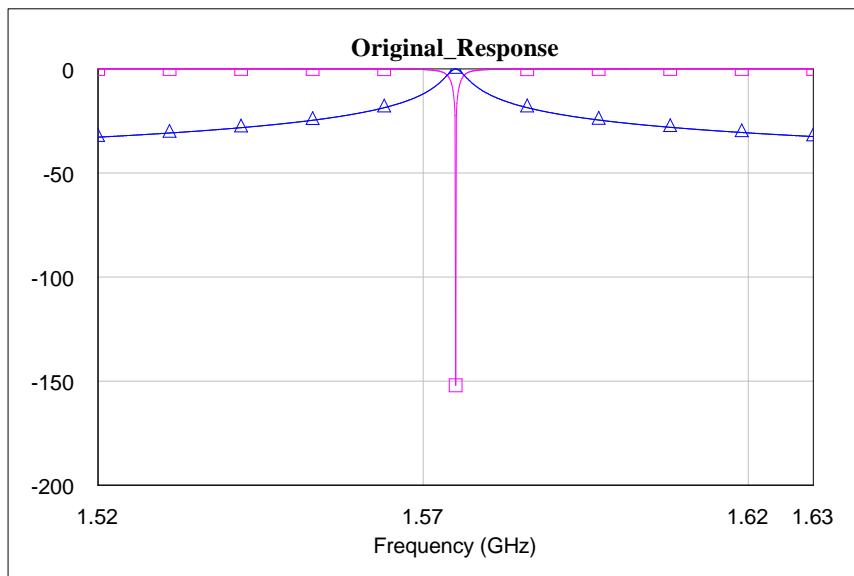


Figure 19

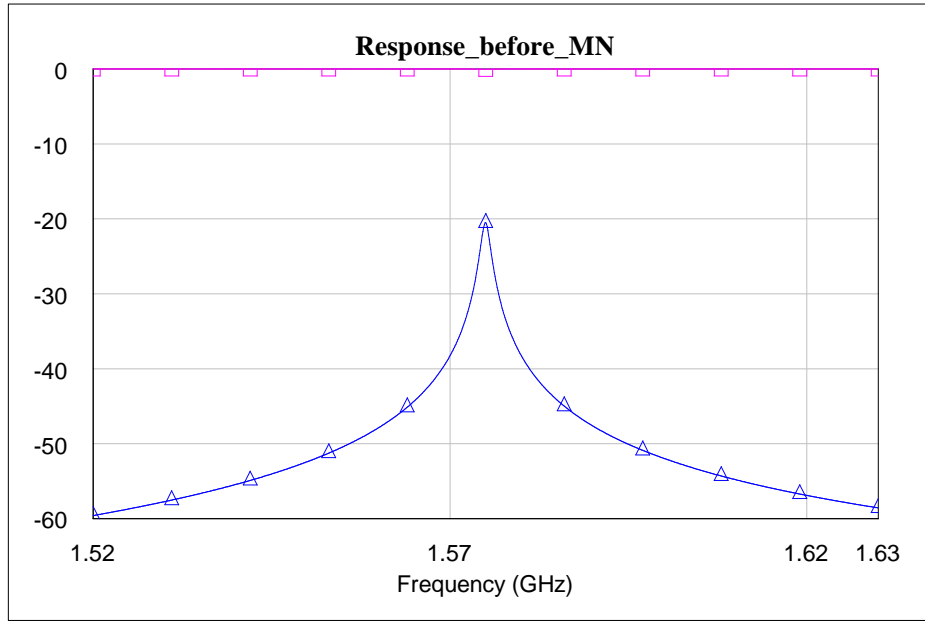


Figure 20

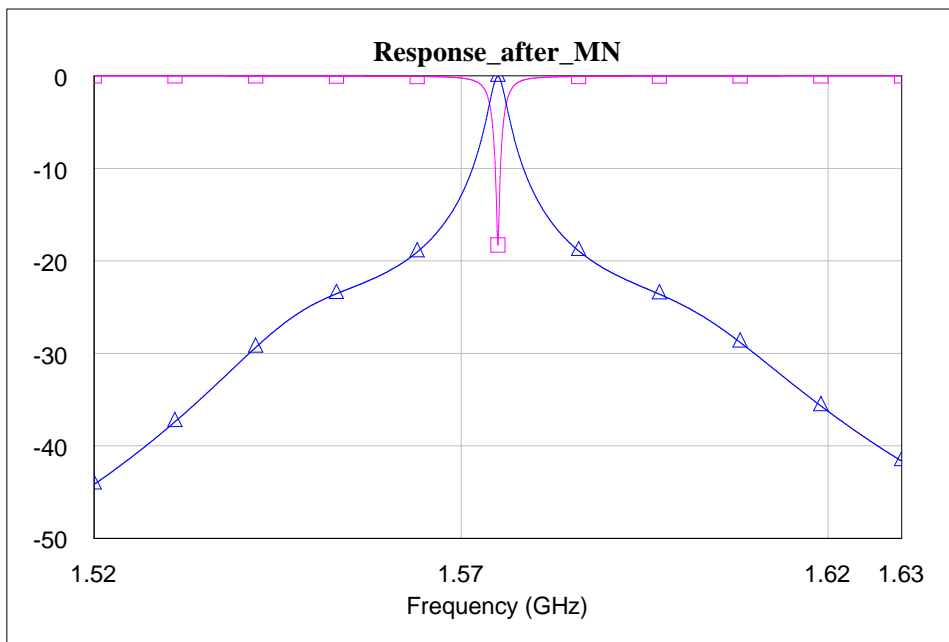


Figure 21

In conclusion, **the proposal matching network is shown in figure 22** (the same as figure 12) because it works quite well for different types of circuits so it is supposed to work well with any circuit that is connected to the quadrifilar helical antenna and is working with impedances of 50 ohms. The specifications of the proposed matching network are:

$$C1=7.51802349681171e-14$$

$$L1=1.29064112223621e-7$$

$$C2=4.01667368411683e-15$$

$$L3=7.5503826742828e-8$$

Because of this values have too many numbers, an approach was required:

$$C1 = 0.0752 \text{ pF} \quad L1 = 129 \text{ nH}$$

$$C2 = 0.004 \text{ pF} \quad L3 = 75.5 \text{ nH}$$

After trying these values, nothing changed in the responses so they were accepted.

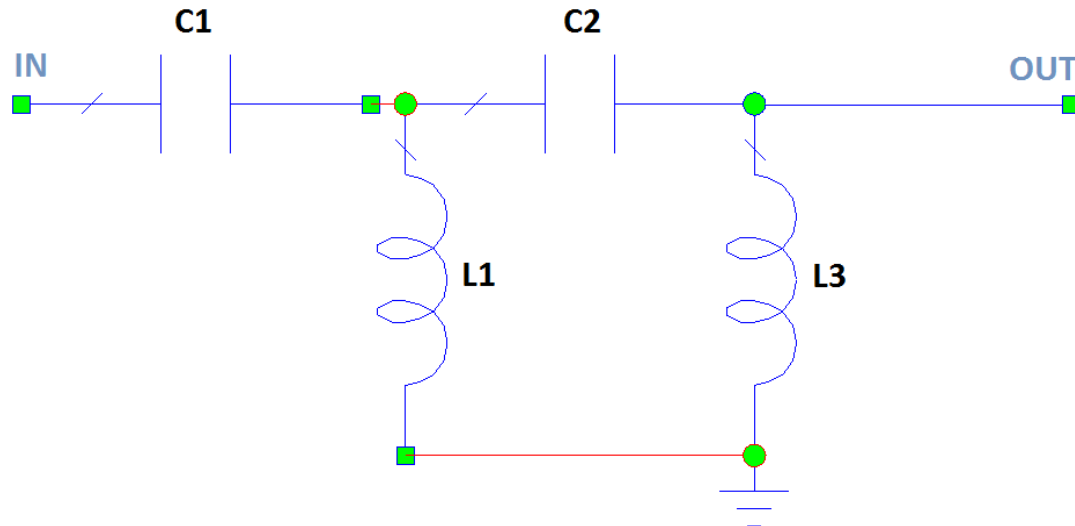


Figure 22

It is important to say that more matching networks were tested. Although some of them worked very good for some circuits, the response in others were very bad. So at the end, it was concluded that the circuit of figure 22 was the one which had the best performance.

As a last test, input impedance of the antenna was compared with the input impedance of the antenna using the designed matching network. In figure 23 and figure 24, both circuits (with and without matching network, respectively) are shown.

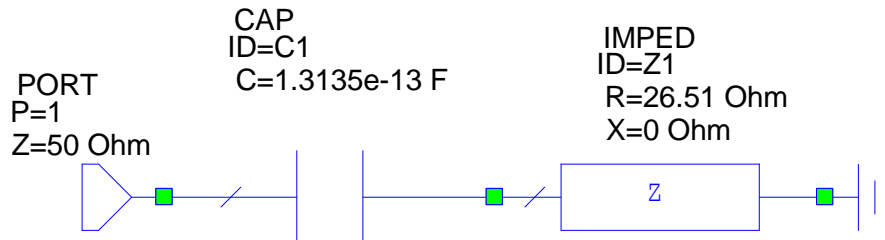


Figure 23

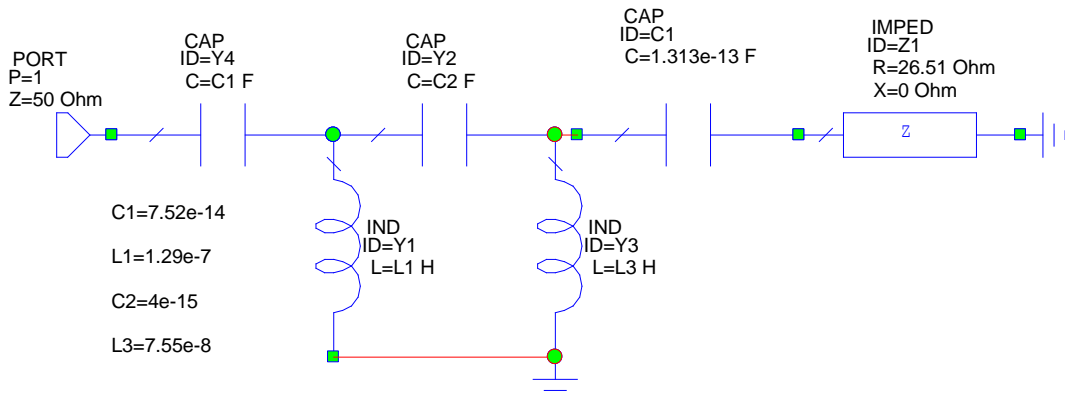


Figure 24

In figure 25, the input impedance of the circuit without matching network (figure 23) is shown. On the other hand, if any circuit is connected to the network shown in figure 24, the input impedance that they are going to see is observed in figure 26. The result is quite nice since the impedance is fluctuating with values not so far away from 50 ohms in the bandwidth of interest, which is approximately between 1.55 GHz and 1.6GHz.

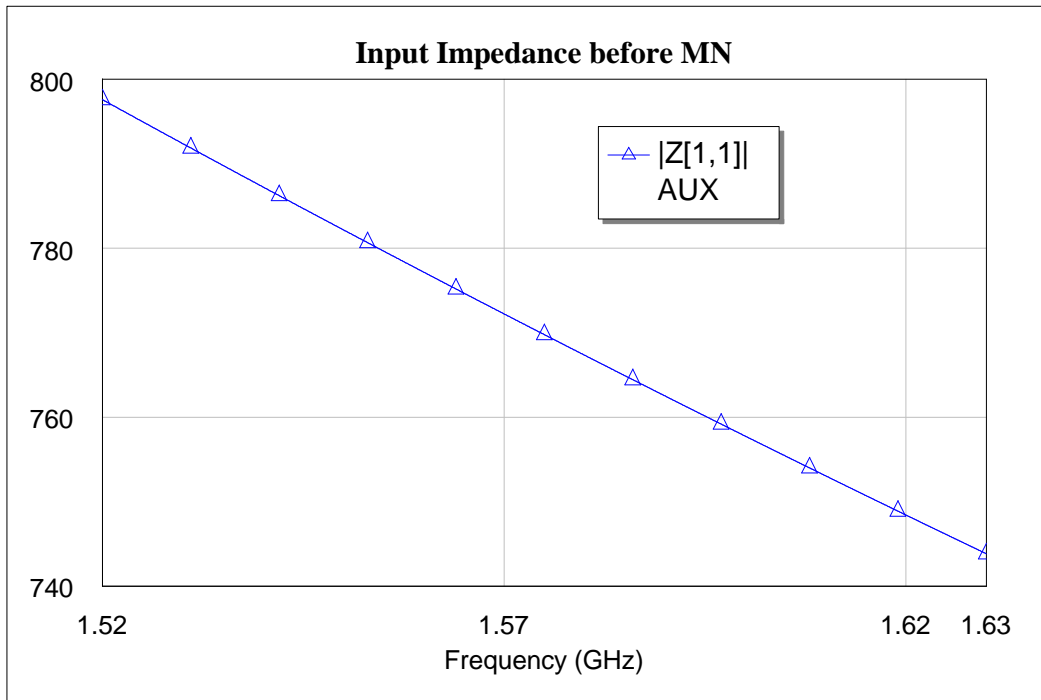


Figure 25

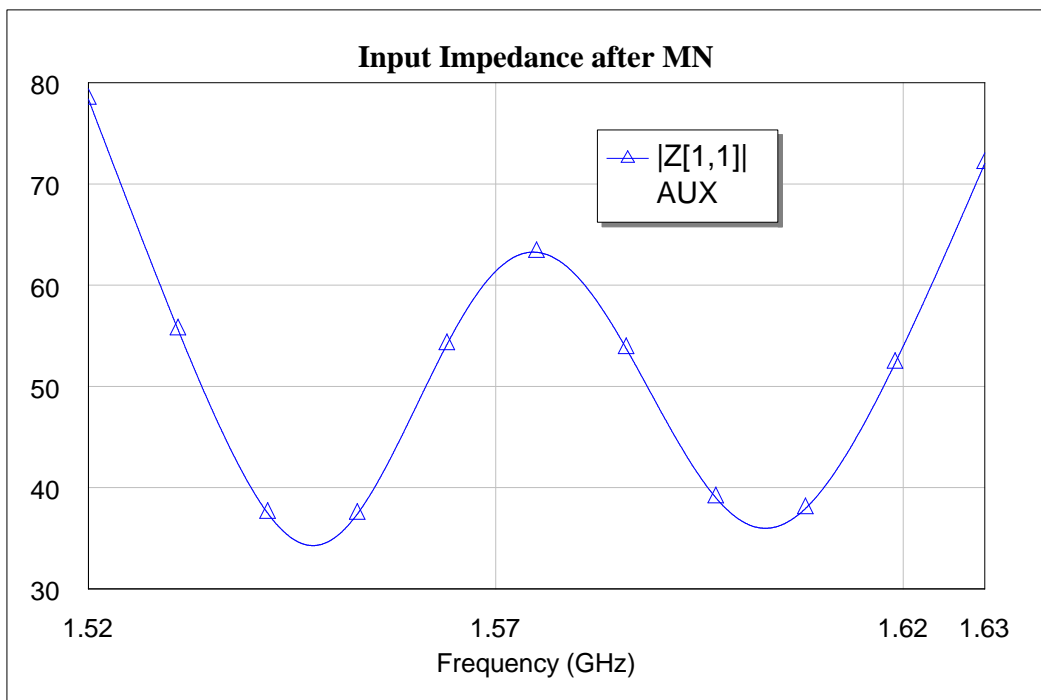


Figure 26

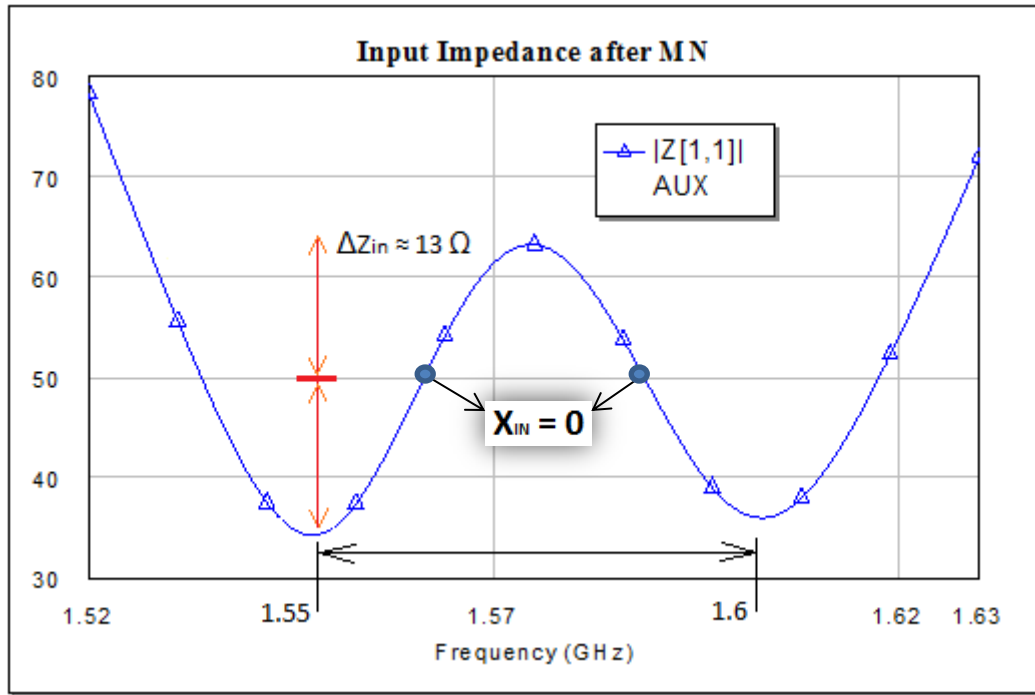


Figure 27

This is the proposal of a matching network for a quadrifilar helical antenna whose input impedance of  $26.51-j769.3$  ohms at an operating frequency of  $1.575$ GHz.

### **MATCHING NETWORK FOR: $37.79 -j772.4$**

In this chapter, only the last part of the process will be described again. The matching network structure is the the same as figure 22, the things which are going to change are the values of the passive elements.

Once more, the initial circuit to be optimized will be the crossed coupled filter (Figure 1). Taking advantage of the resources used before, instead of repeating everything, the only thing that was required to do again was the circuit's optimization but for a new output with a capacitance of  $0.13083$ pF and a port with a impedance of  $37.79$  ohms (Figure 28).

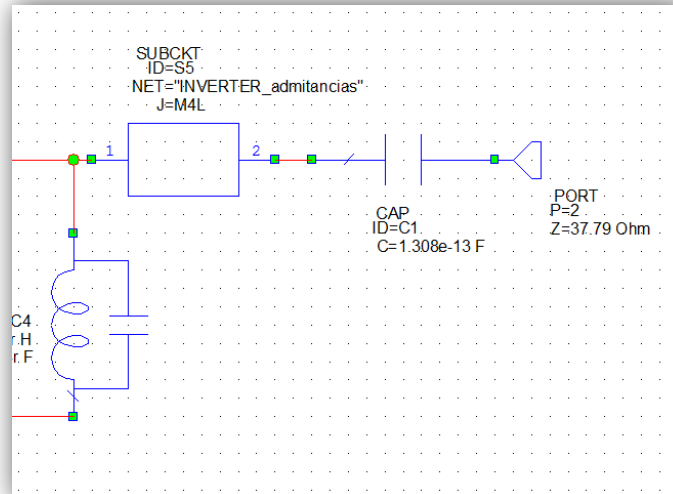


Figure 28

After this, the optimization consisted in trying to recover again the signal from figure 2. For that, the optimization goals were the same than before (Figure 3). The effect of the new output is shown in figure 29. After including the matching network of the previous section (figure 12), the result was not really bad but not good enough (Figure 30), so a new optimization was required. After optimizing the result is shown in figure 31. The response is not really different from the response obtained in the last section (Figure 13).

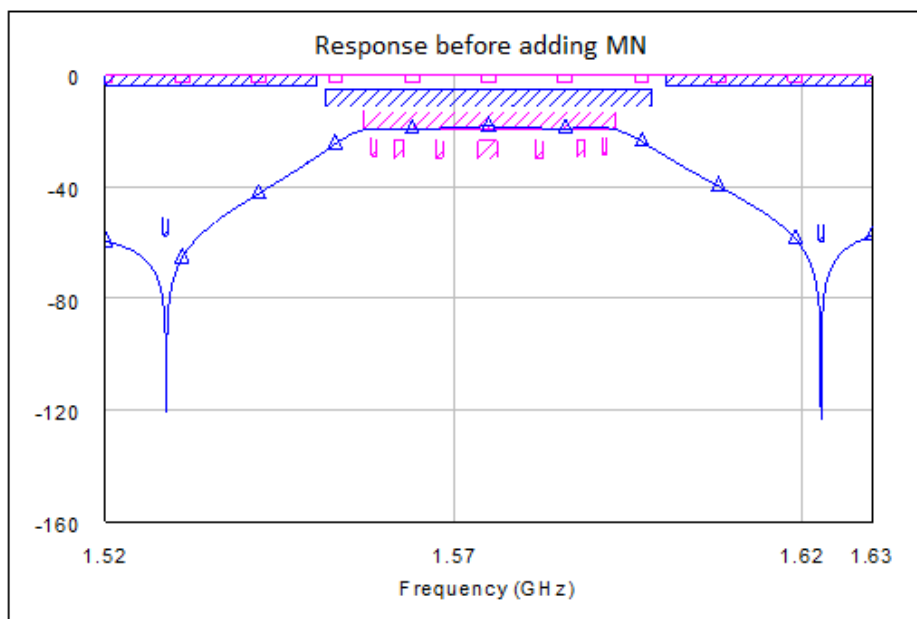


Figure 29



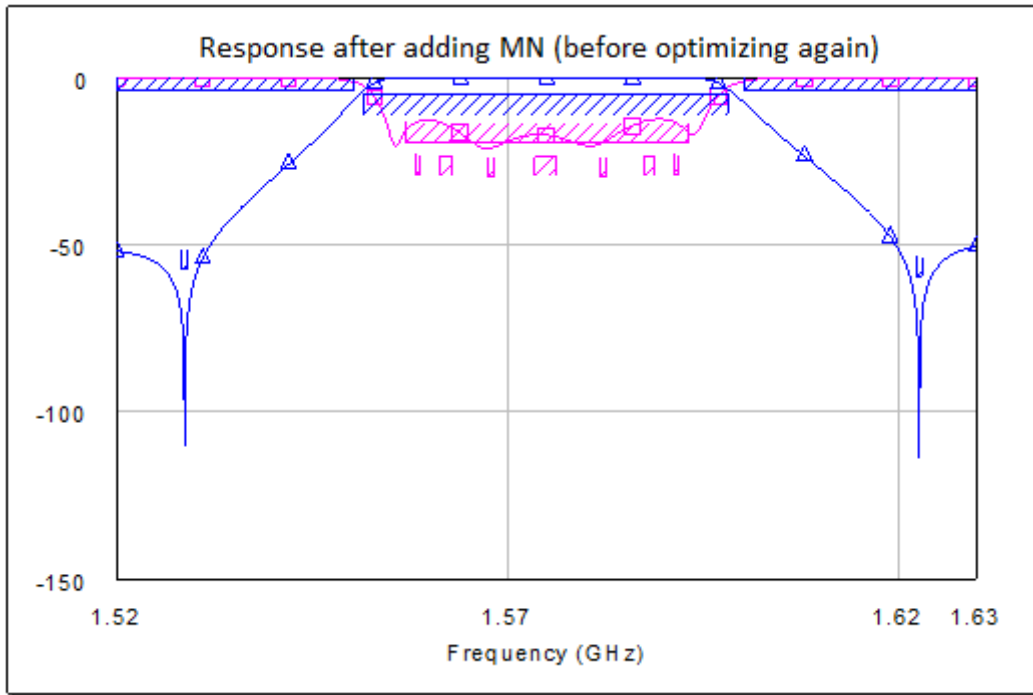


Figure 30

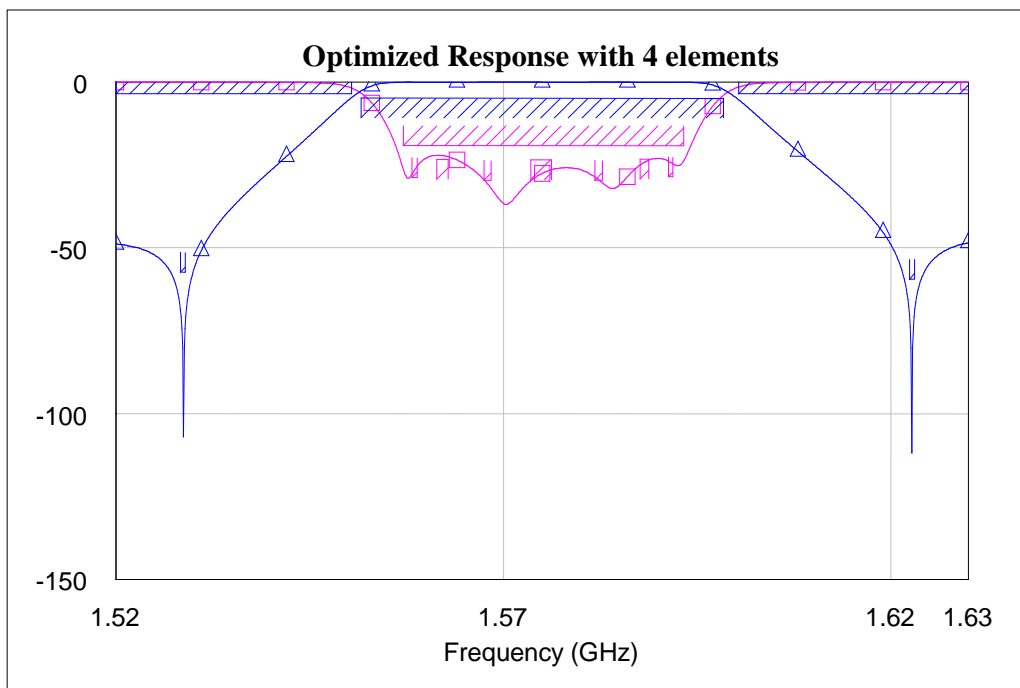


Figure 31

Finally, the new matching network was tested in other circuits. The results were better than in the previous section. For the circuit of figure 14, the recovered response is shown in figure 32. Eventually, for the circuit of figure 18, the recovered response is shown in figure 33.

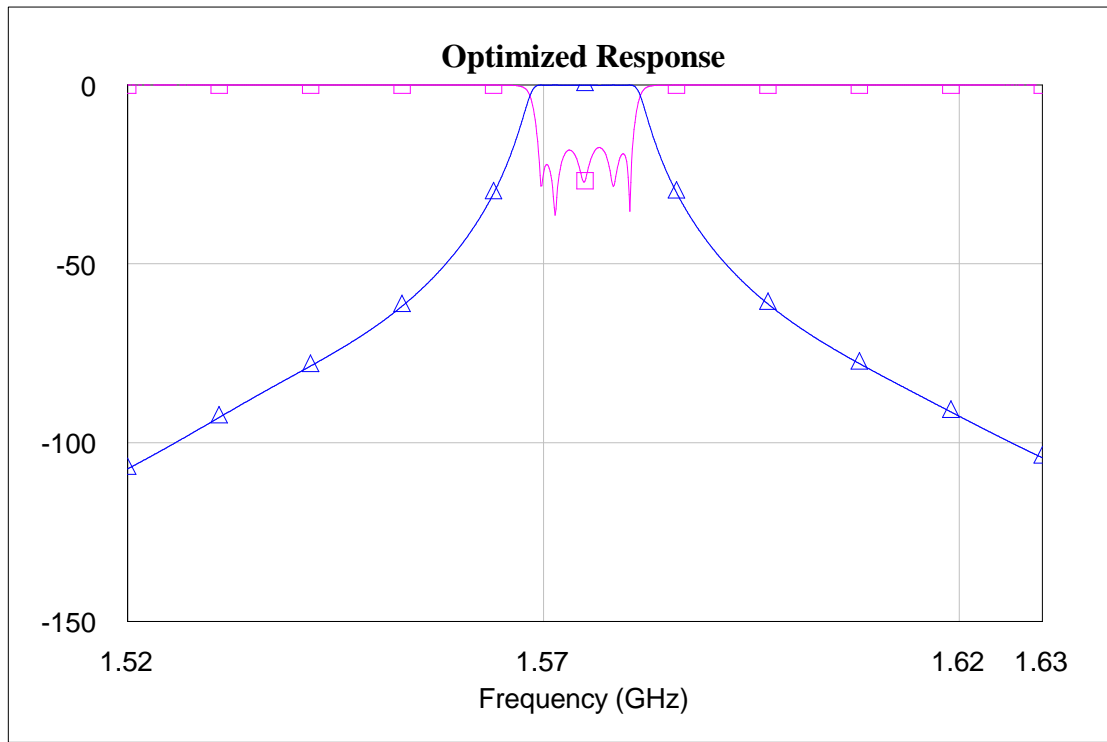


Figure 32

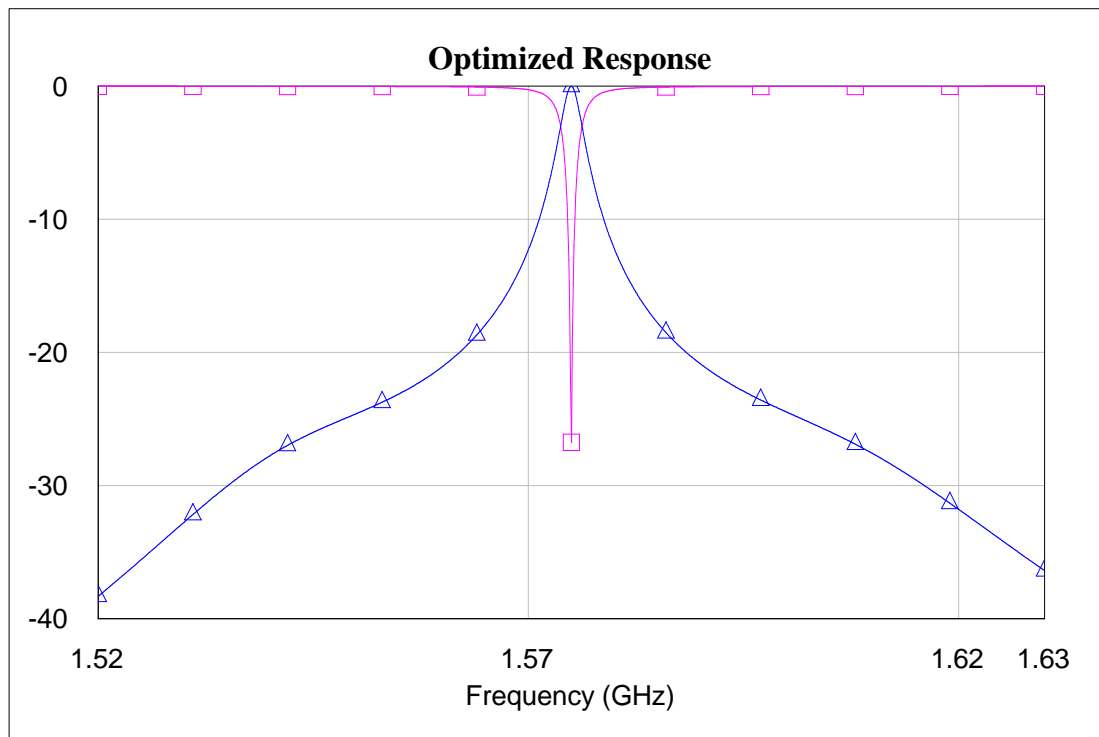


Figure 33

In conclusion, **the proposal matching network is shown in figure 35** because it works quite well (even better than the other proposal matching network) for different types of circuits so it is supposed to work well with any circuit that is connected to the quadrifilar helical antenna and is working with impedances of 50 ohms. The specifications of the proposed matching network are:

$$C1=1.10980538391951e-13$$

$$L1=8.70383916488989e-8$$

$$C2=6.50800502362266e-15$$

$$L3=7.45273602649551e-8$$

Because of this values have too many numbers, an approach was required:

$$C1 = 0.111 \text{ pF} \quad L1 = 87 \text{ nH}$$

$$C2 = 0.0065 \text{ pF} \quad L3 = 74.5 \text{ nH}$$

After trying these values, nothing changed in the responses so they were accepted.

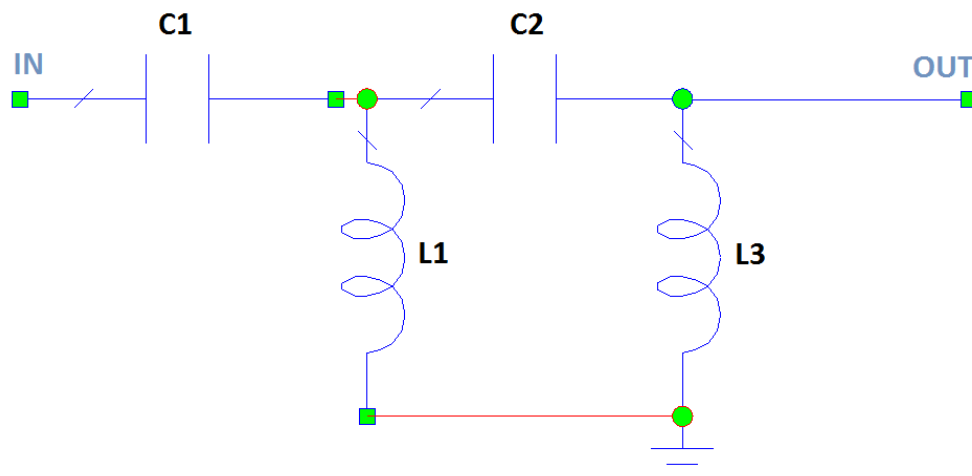


Figure 35

It is important to say that more matching networks were tested. Although some of them worked very good for some circuits, the response in others were very bad. So at the end, it was concluded that the circuit of figure 35 was the one which had the best performance.

As a last test, input impedance of the antenna was compared with the input impedance of the antenna using the designed matching network. In figure 36 and figure 37, both circuits (with and without matching network, respectively) are shown.

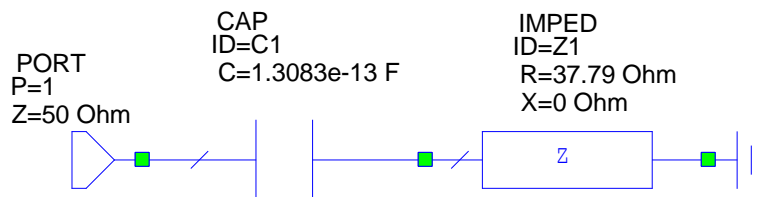


Figure 36

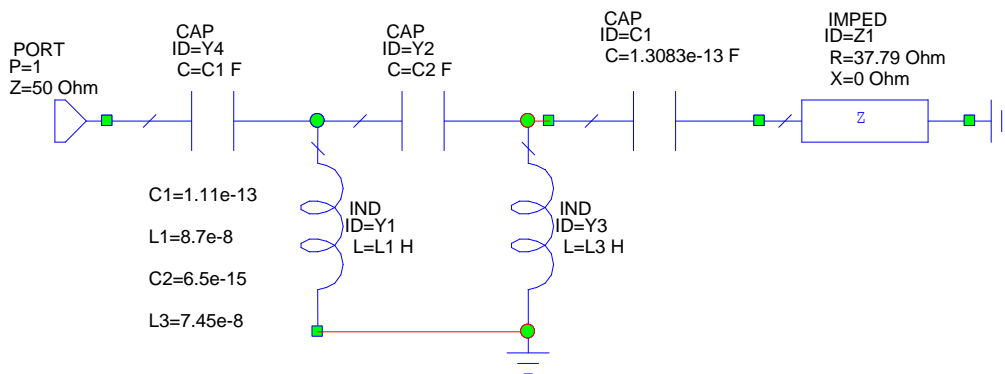


Figure 37

In figure 38, the input impedance of the circuit without matching network (figure 36) is shown. On the other hand, if any circuit is connected to the network shown in figure 37, the input impedance that they are going to see is observed in figure 39. The result is quite nice since the impedance is fluctuating with values closer to 50 ohms than the previous case in the bandwidth of interest, which is approximately between 1.55 GHz and 1.6GHz.

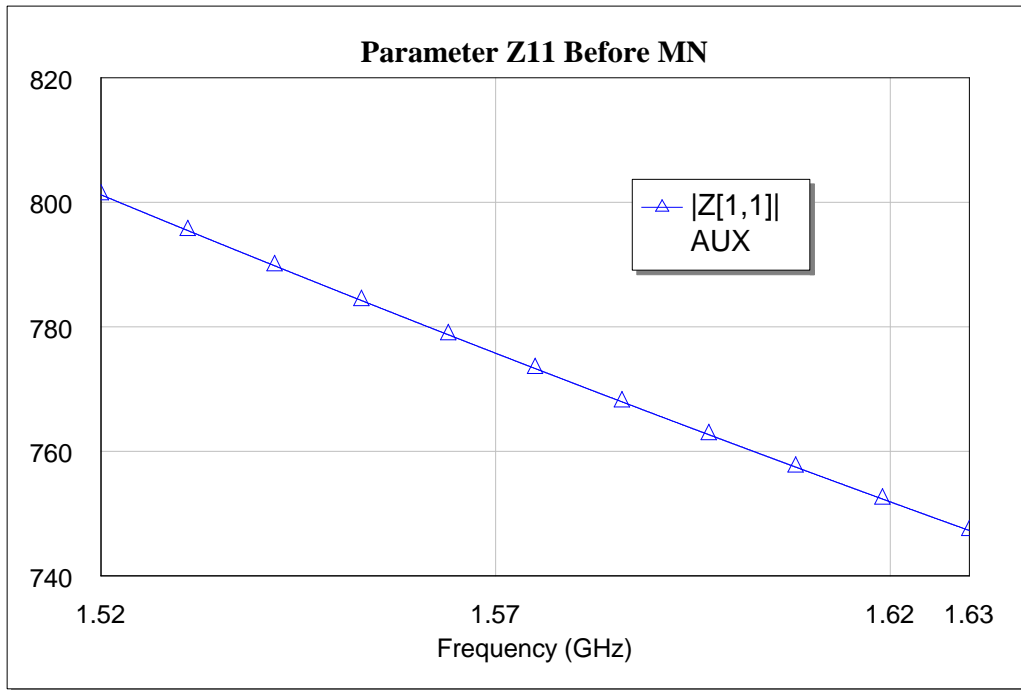


Figure 38

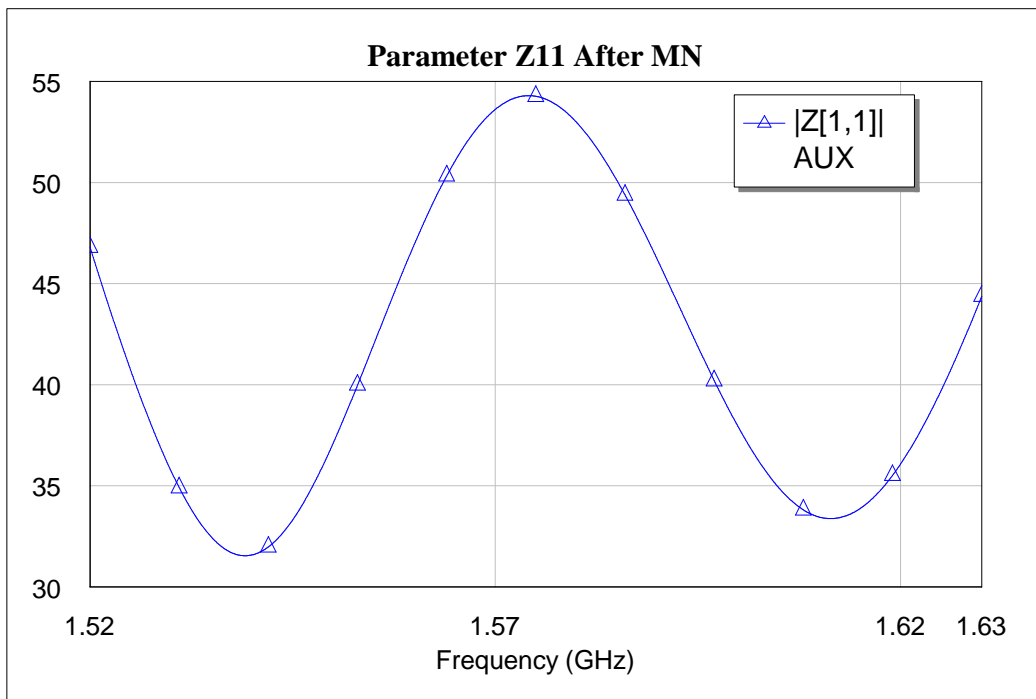


Figure 39

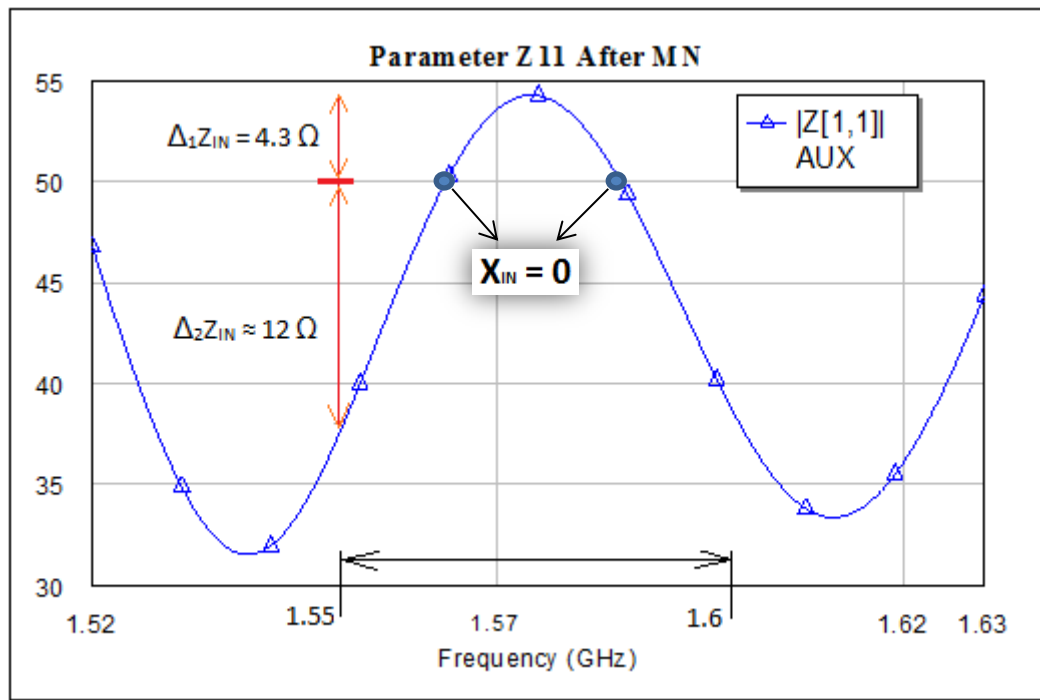


Figure 40

This is the proposal of a matching network for a quadrifilar helical antenna whose input impedance of  $37.79 - j772.4$  ohms at an operating frequency of 1.575GHz.

## CONCLUSIONS

Both proposal matching networks have a good performance although the second one has had better results, so it is recommended preferably to develop the model “Version 2.2” which corresponds to the file “Versuch2.ez” and whose input impedance is  $37.79 -j772.4$  ohms at an operating frequency of 1.575GHz.

These are the two proposal matching networks, one for an antenna whose input impedance is  $26.51-j769.3$  ohms and other one for an antenna whose input impedance is  $37.79 -j772.4$  ohms:

### Matching network for Version 2.1

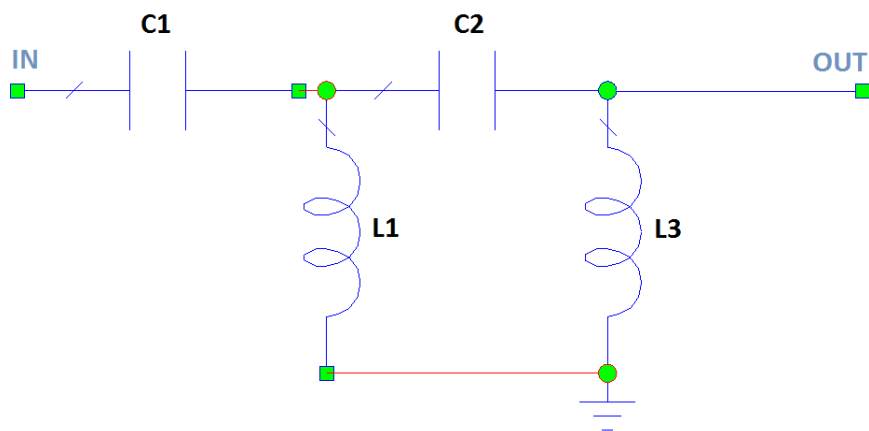
$$C1 = 0.0752 \text{ pF} \quad L1 = 129 \text{ nH}$$

$$C2 = 0.004 \text{ pF} \quad L3 = 75.5 \text{ nH}$$

### Matching network for Version 2.2

$$C1 = 0.111 \text{ pF} \quad L1 = 87 \text{ nH}$$

$$C2 = 0.0065 \text{ pF} \quad L3 = 74.5 \text{ nH}$$



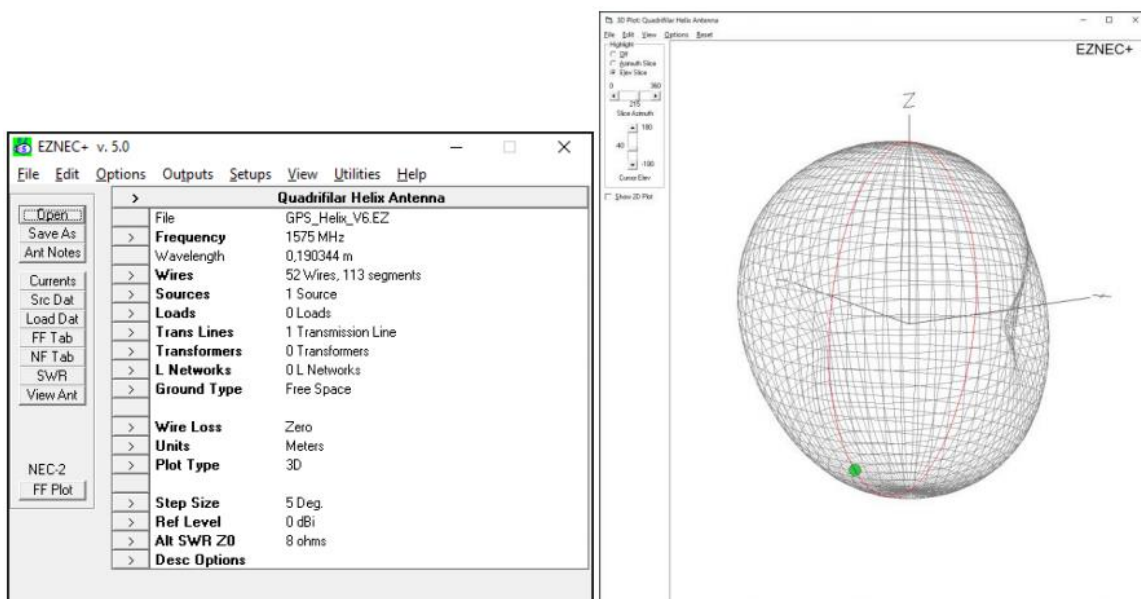
## APPENDIX

Autors: EBMER Gerald, HIRTENLEHNER Andreas & PECHHACKER Lukas

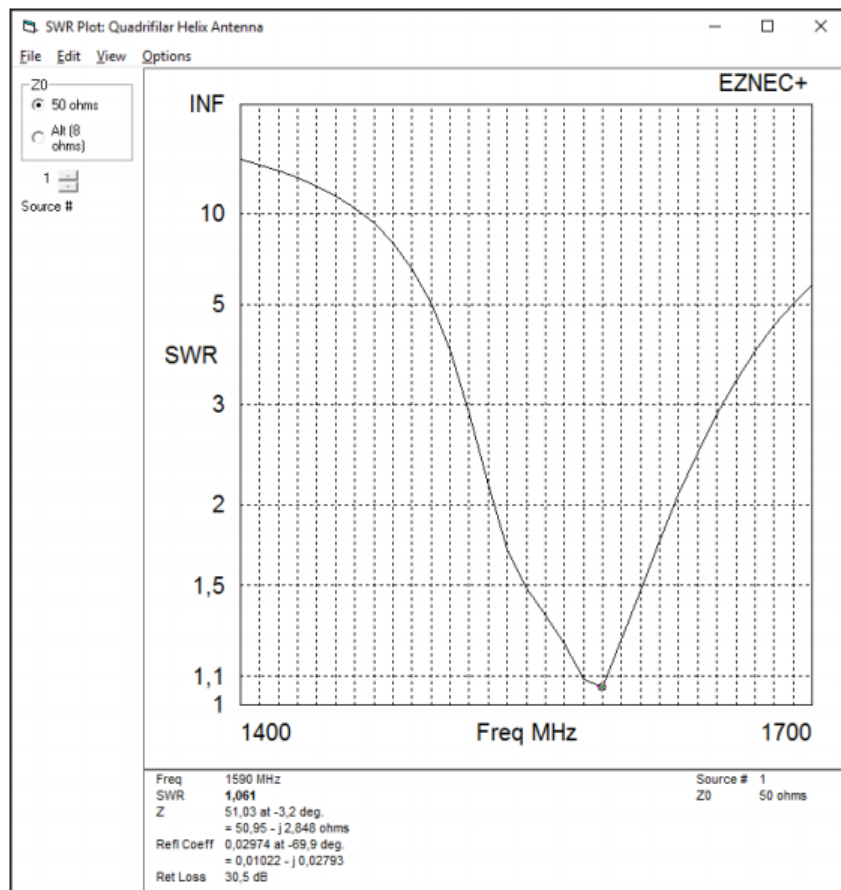
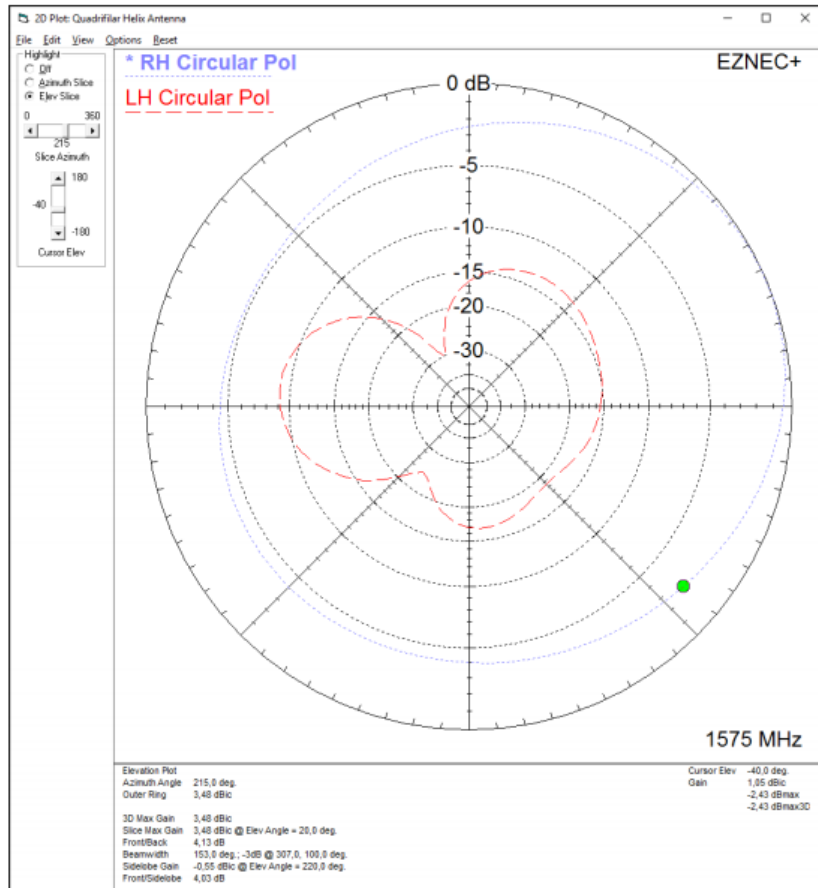
### Summary

In this article all undertaken simulations and their results are summarized. The approach to the antenna geometry and validation of the results are included as well. The first design (Version 1.1) is based on the QFH-antenna described in the technical article “The Basics of Quadrifilar Helix Antennas” by <http://WWW.ORBANMICROWAVE.COM>. The described antenna operates at 300 MHz so we scaled it down to get an operating frequency between the available GPS bands 1200 MHz and 1500 MHz to 1350MHz (later we switched to 1575MHz because of available GPS modules). In the second approach we used an online calculator (<http://jcoppens.com/ant/qfh/calc.en.php>) to get antenna dimensions for 1575MHz. Furthermore, a capacitor at the end of the feeding line was added to get a balanced radiation pattern. This approach splits into two versions. The first version (Version 2.1) considers an offset of the helices in the z direction due to the physical dimensions of the mounting ring on the top of the antenna (approx. 3mm). In the second version (Version 2.2) the helices start even at the top.

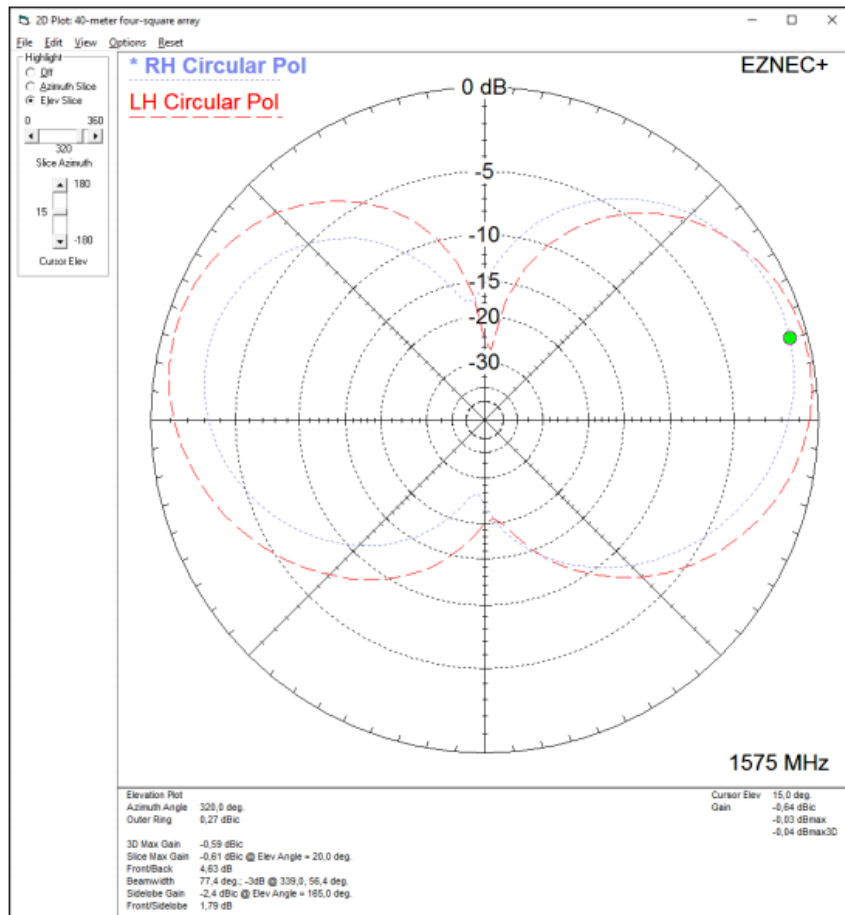
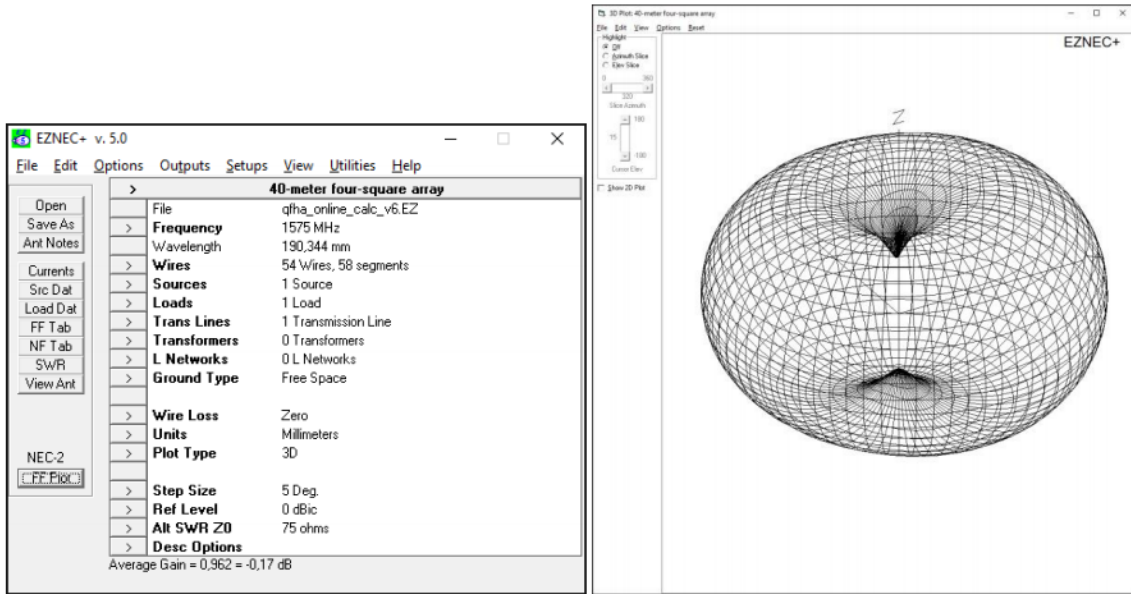
### Version 1.1 File: “GPS\_Helix\_V6.EZ”

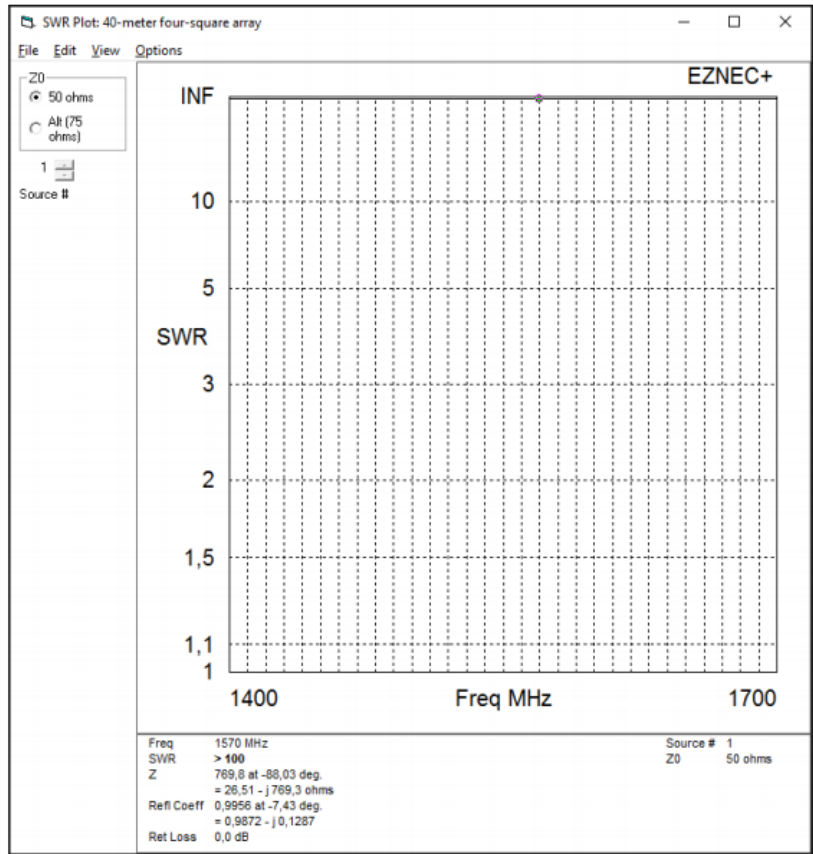




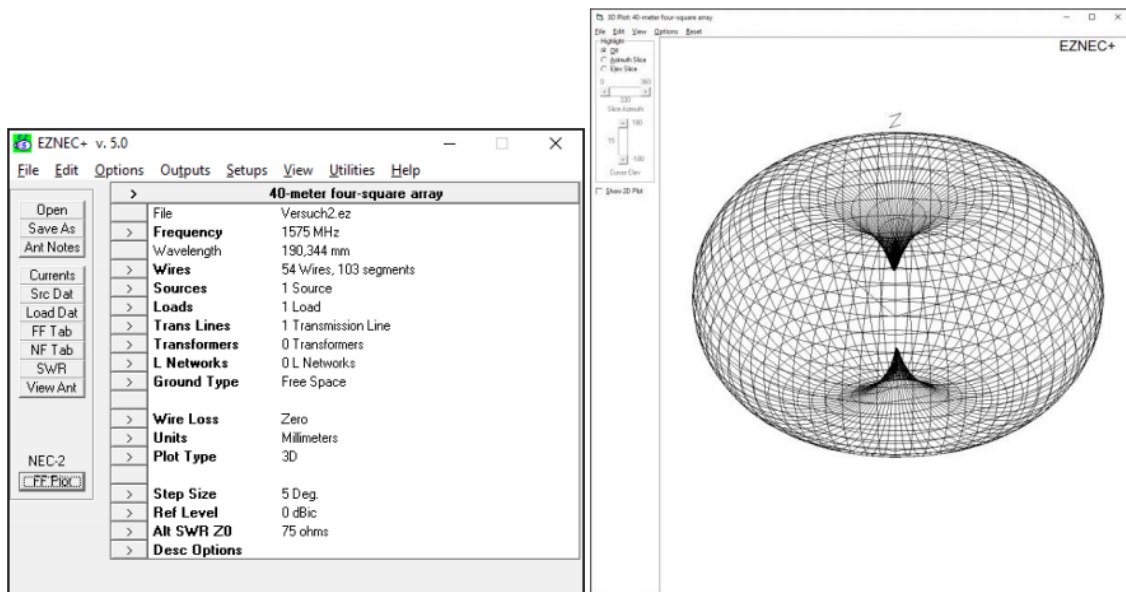


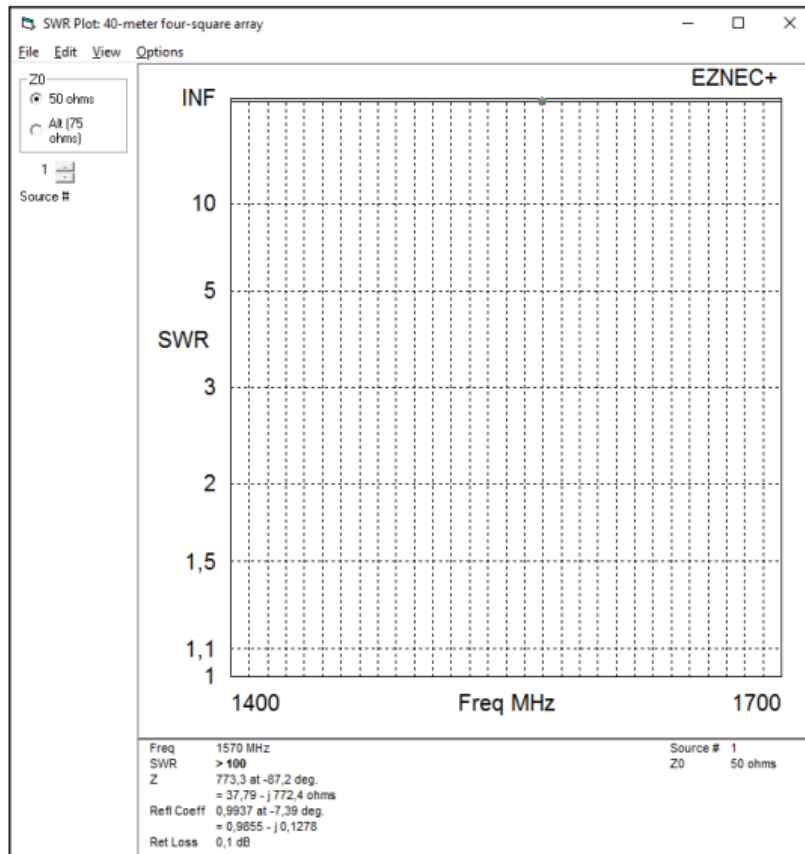
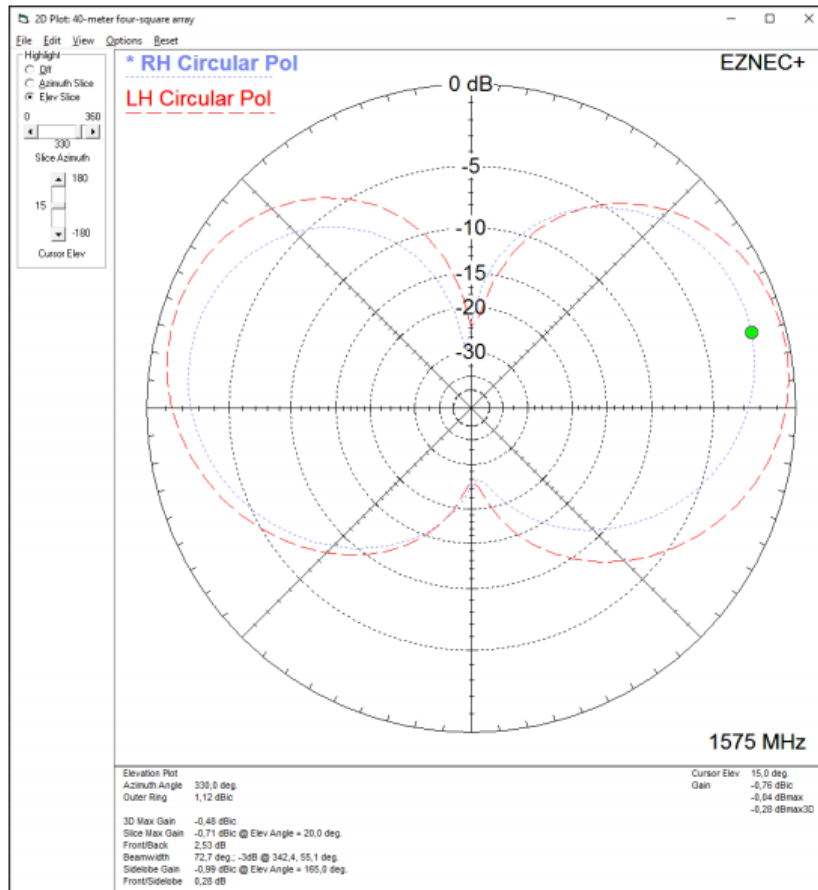
## Version 2.1 File: "qfha\_online\_calc\_v6.EZ"





Version 2.2 File: “Versuch2.ez”





## Discussion

Except for Version 1.1 the antenna impedance at the working frequency has a large imaginary part (information from SWR plot). Based on this we conclude that the antenna is not resonating. Concerning the radiation pattern Version 2.1 and 2.2 have a much more symmetric appearance than Version 1.1.

Version 2.1 & 2.2 implement a capacitor to balance the radiation pattern although capacitance variation has no significant impact on the simulated radiation pattern.

To summarize the results: Version 1 is based on imprecise geometry and seems to resonate but has an asymmetric radiation pattern. Version 2 has precise geometry and a symmetric radiation pattern but a big imaginary part (no resonance) at the working frequency.

## ANEXO B

Script Matlab para el cálculo del valor del valor de la bobina del resonador al desnormalizar el filtro del capítulo 2.

```
%Ancho de Banda y frecuencias
BW=36e6;
f0=2000000000;
f1=f0-(BW/2);
f2=f0+(BW/2);
w0=2*pi*f0;
w1=2*pi*f1;
w2=2*pi*f2;
c=3e8;
lambda_0=c/f0;
lambda_2=c/f2;

%Cálculo de la bobina del resonador
denominador = w0*((w2/w0)-(w0/w2));
numerador = 50*tan((pi*lambda_0)/lambda_2);
Lr=numerador/denominador;
```

Script Matlab para el cálculo del valor del condensador del resonador y los valores de la matriz de acoplamiento desnormalizada:

```
%Cálculo del valor de la bobina en el prototipo paso bajo
FB =(w2-w1)/w0;
L=FB*w0*Lr;

%Matriz de acoplamiento normalizada serie
MS1ns=1.0354;
M12ns=0.8858;
M23ns=-0.6443;
M34ns=0.6443;
M45ns=-0.8858;
M5Lns=1.0354;

%Resistencias
RS=1;
RL=1;
GS=1/RL;
GL=1/RS;

%Elementos del resonador
L_r=L/(2*pi*BW);
C_r=BW/(L*(2*pi*f0*f0));

%Cálculo de la matriz de acoplamiento desnormalizada
MS1s=MS1ns/sqrt(RS*L)
M5Ls=M5Lns/sqrt(RL*L)
M12s=M12ns/L
M23s=M23ns/L
M34s=M34ns/L
M45s=M45ns/L
```

## ANEXO C

En el siguiente anexo se mostrará el segundo informe final que fue enviado al profesor Christoph Mecklenbräuke, esta vez tras fabricar la antena. La fabricación y diseño de la antena fue realizada con la ayuda de tres alumnos de la Universidad Politécnica de Viena. Estos alumnos fueron Gerald Ebmer, Andreas Hirtenlehner y Lukas Pechhacker.



# DESIGN OF A MATCHING NETWORK FOR A QUADRIFILAR HELICAL ANTENNA

---

*389.104 Antenna Design and Realization*

**Written by :** NAVARRO CASTILLO, Juan Pablo

**Tutor :** MECKLENBRÄUKER, Christoph  
ÁLVAREZ MELCÓN, Alejandro

**Collaborators :**  
EBMER, Gerald  
HIRTENLEHNER, Andreas  
PECHHACKER, Lukas

## INTRODUCING QUADRIFILAR HELICAL ANTENNA IN AWR

After converting the file *tracedata-real-imag.dat* into a .slp file, the data was included in the software AWR Microwave Office (MWO) in order to optimize the antenna. In the following figures, it is possible to see both the S11 parameter in dB (Figure 1) and the real and imaginary part of the input impedance of the antenna.

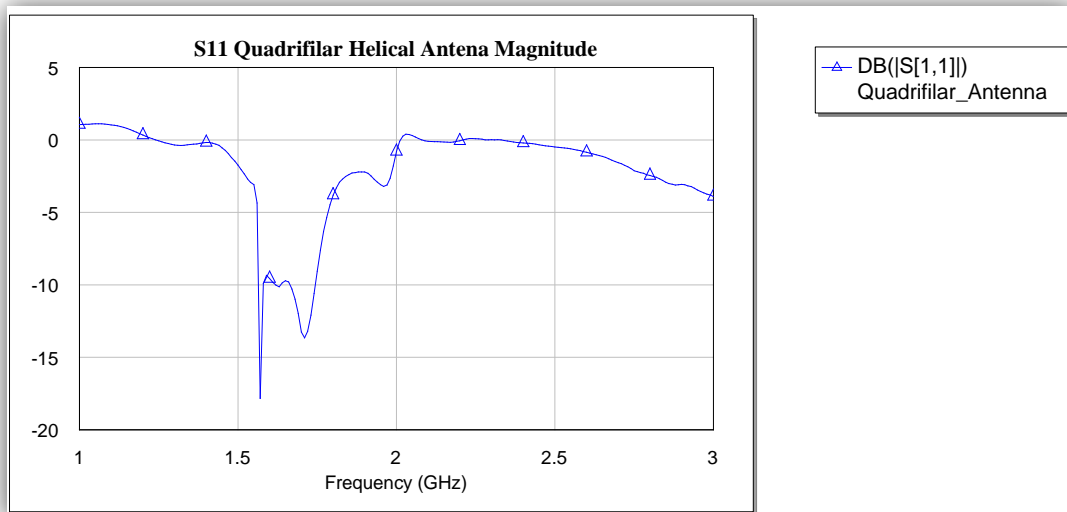


Figure 1. S11 parameter in MWO, in dB



Figure 2 Real part of  $Z_{in}$  in blue and Imaginary part in pink

In the following sections, two options for matching the antenna will be proposed.

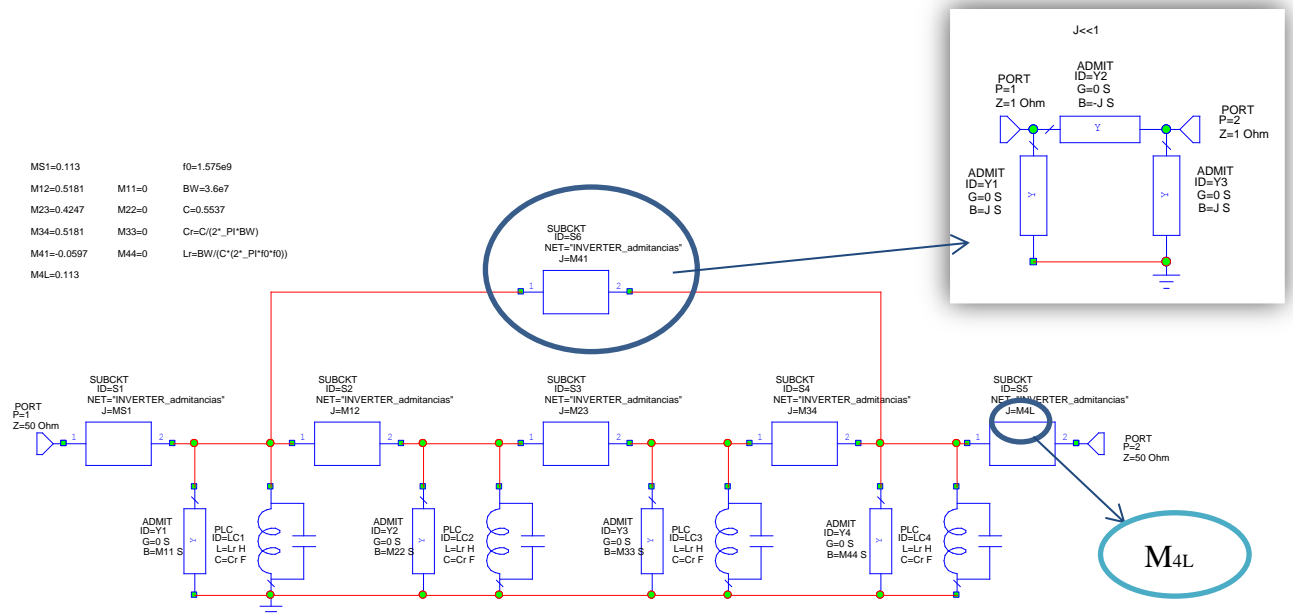


## MATCHING THE ANTENNA

In this section there are two proposals. First, to match the antenna including a filter that includes both matching and filtering functionalities. The second option is to design a matching network that improves the response of the antenna. Both solutions will be based on the same idea. This idea consists on recovering the initial response of a filter which has been destroyed by including an antenna which is not matched. The difference are that the first method will modify some parameter of the filter in order to recover the response and the second method leaves the filter without changing anything and adds a new matching network.

## QUARTET FILTER

The figure 3 shows the first filter that is going to be optimized.



**Figure 3. Quartet filter based on four resonators. Each resonator has an admittance in parallel which symbolizes the auto-coupling. The boxes between resonators symbolize the coupling between them and they are performed by an inverter of admittances. Both auto-couplings and couplings between resonators are defined by the coupling matrix.**

The parameters that will be optimized are the elements of the coupling matrix [1].

After getting the response of the original filter, the antenna was added to the circuit as it is shown in figure 4. Both, the response before adding the antenna and after introducing it, are included in figure 5.

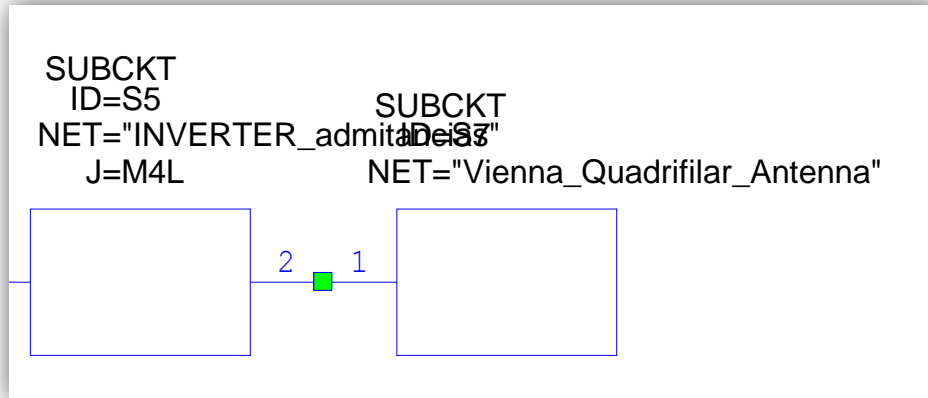


Figure 4. Antenna block in MWO connected to the right side of the filter

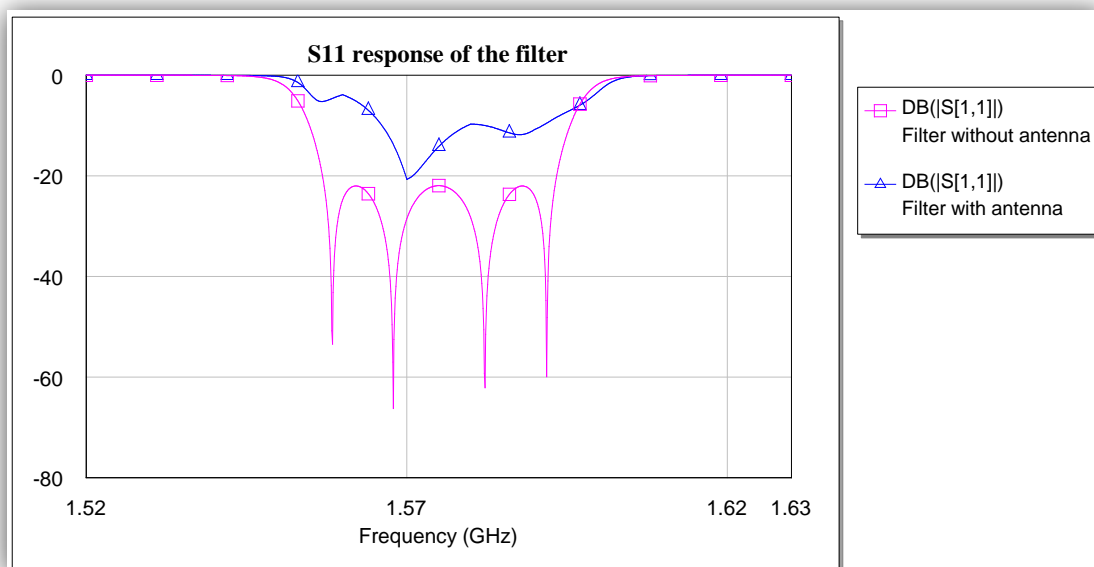


Figure 5. The pink graph corresponds to the ideal response of the filter while the blue line is the result of adding an antenna to this filter.

The next step will be to match the circuit by optimizing the coupling matrix. The process will consist on establishing some limits or goals in the graph indicating that these goals have to be satisfied by the optimizer.

Afterwards, the following task to do is optimizing the variables which have been selected as optimizing variables. The process will start just optimizing the coupling box that is closest to the antenna, or in other words,  $M_{4L}$ . If it is not enough, more elements will be included to the optimization, one by one, from the right side to the left side. Two solutions were found, both results are shown in figure 6 and 7, in blue.

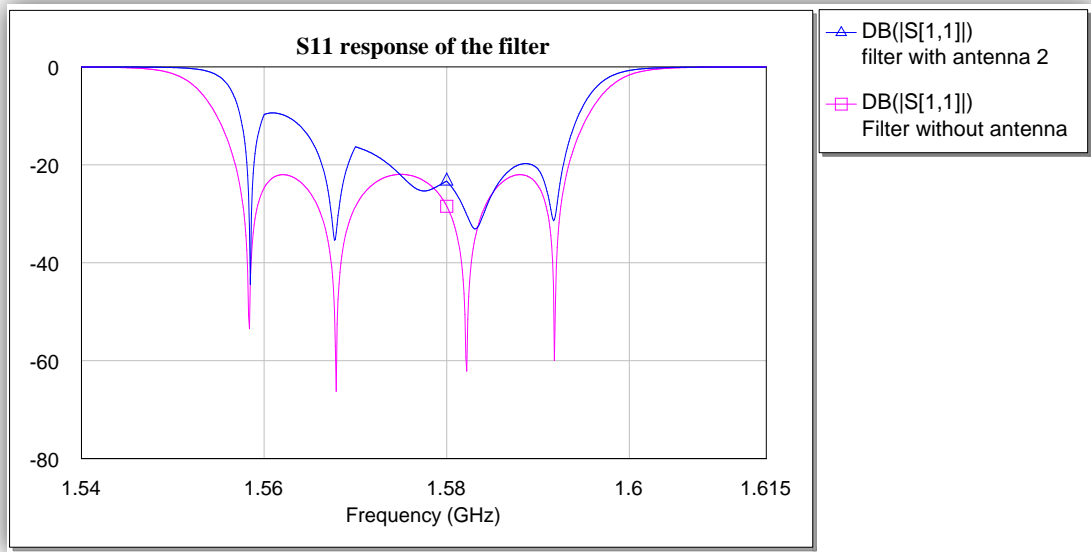


Figure 6. S11 after optimizing process. All elements from the coupling matrix were required.

The following table shows the coupling matrix elements before and after optimizing.

<b>Before</b>		<b>After</b>	
MS1=0.113		MS1=0.113	
M12=0.5181	M11=0	M12=0.5042	M11=0.0002437
M23=0.4247	M22=0	M23=0.3653	M22=-0.06128
M34=0.5181	M33=0	M34=0.5327	M33=-0.05297
M41=-0.0597	M44=0	M41=-1.185e-9	M44=0.4151
M4L=0.113		M4L=0.1276	

Table 1. Coupling matrix elements before and after optimizing process. In general, all of them have changed.

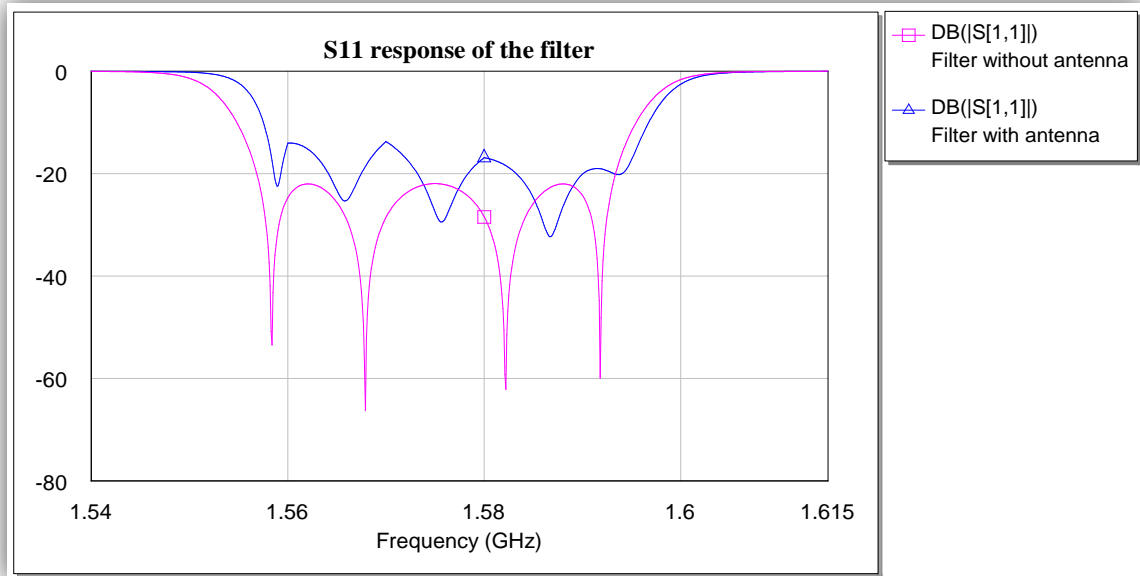


Figure 7. S11 after second optimizing process. All elements from the coupling matrix were required.

The following table shows the coupling matrix elements before and after optimizing.

<b>Before</b>		<b>After</b>	
MS1=0.113		MS1=0.113	
M12=0.5181	M11=0	M12=0.4675	M11=-0.04514
M23=0.4247	M22=0	M23=0.347	M22=-0.04629
M34=0.5181	M33=0	M34=0.4764	M33=-0.01234
M41=-0.0597	M44=0	M41=3.339e-12	M44=0.381
M4L=0.113		M4L=0.1131	

Table 2. Coupling matrix elements before and after second optimizing process. In general, all of them have changed.

The results are not really acceptable due to the ripple level is not low enough. It should be around -21dBs.

Now is time to design a matching network. After several trials, the best results were achieved by the matching network shown in figure 8. The unit of capacitors and inductors are F and H, respectively.

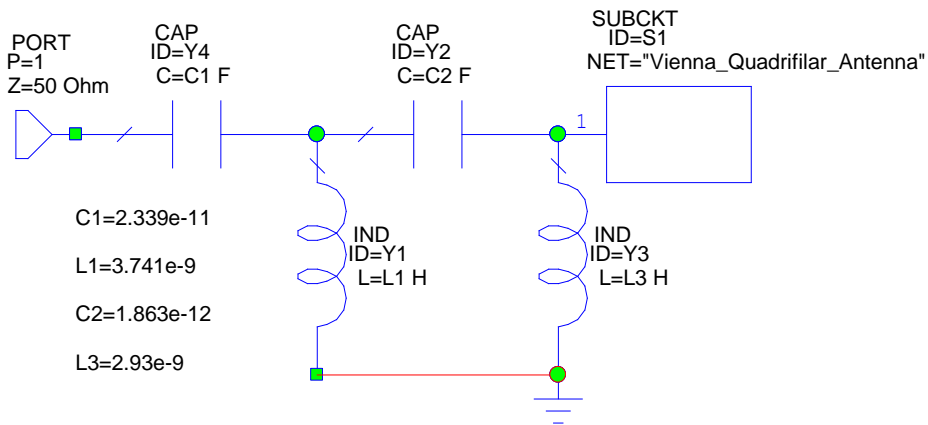


Figure 8. Matching network connected to the antenna

The response obtained is shown in blue in figure 9. The result is worse than the one achieved optimizing the coupling matrix of the filter.

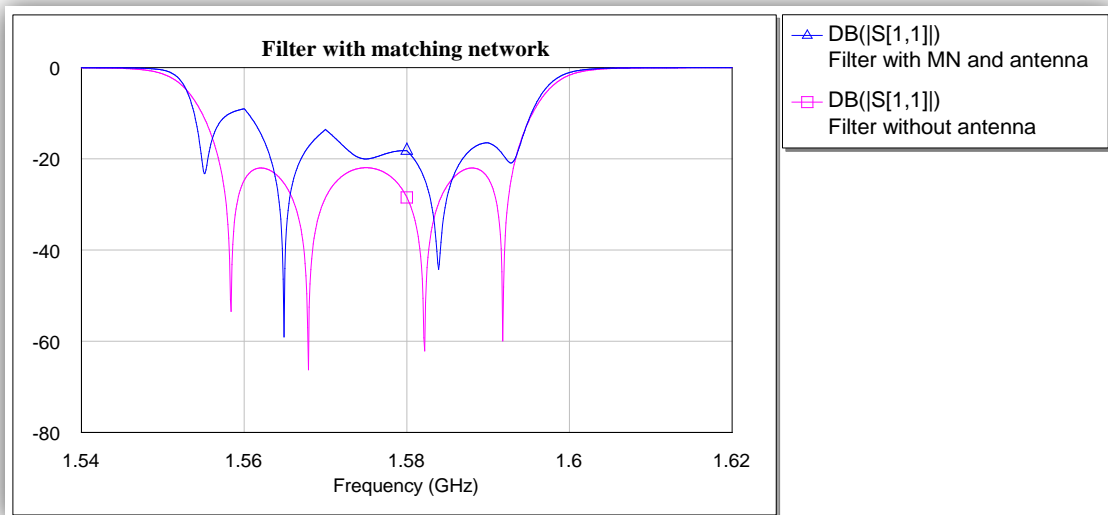


Figure 9. S11 after adding matching network and antenna.

After this, a comparison between antenna's S11 parameter and S11 of the system shown in figure 8 was done.

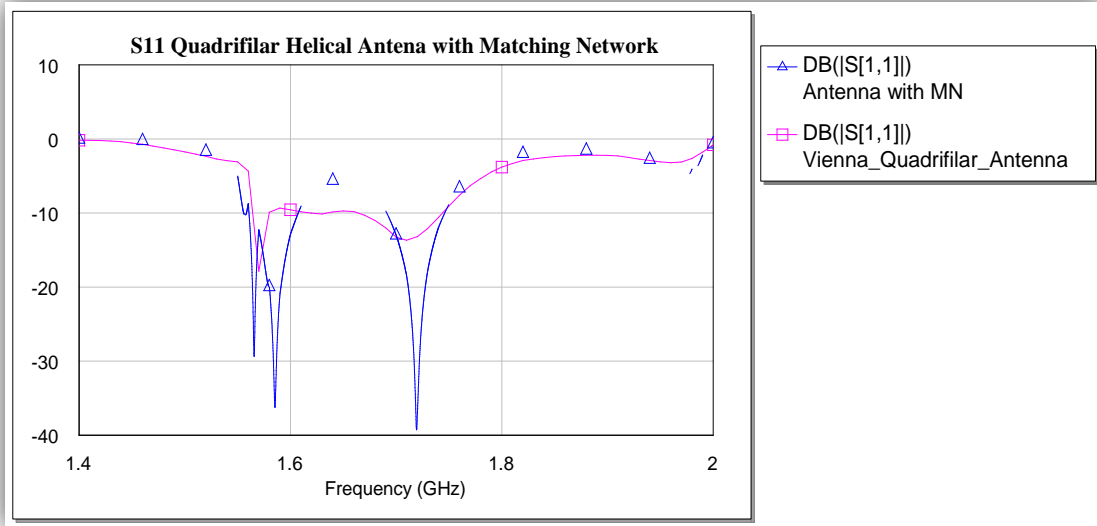


Figure 10. In blue: S11 parameter of the system composed of the Matching network and the antenna. In pink: S11 parameter of the antenna with nothing else.

### IN LINE FILTER

The figure 11 shows the first filter that is going to be optimized

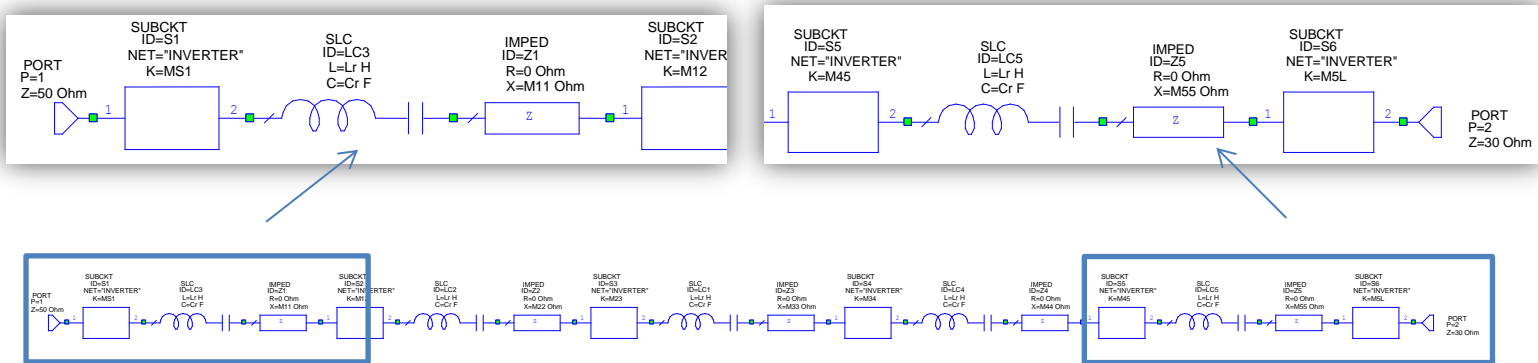


Figure 11. In line filter based on five resonators. Each resonator has an impedance in series which symbolizes the auto-coupling. The boxes between resonators symbolize the coupling between them and they are performed by an inverter of impedances. Both auto-couplings and couplings between resonators are defined by the coupling matrix.

After getting the response of the original filter, the antenna was added to the circuit. Both, the response before adding the antenna and after introducing it, are included in figure 12.

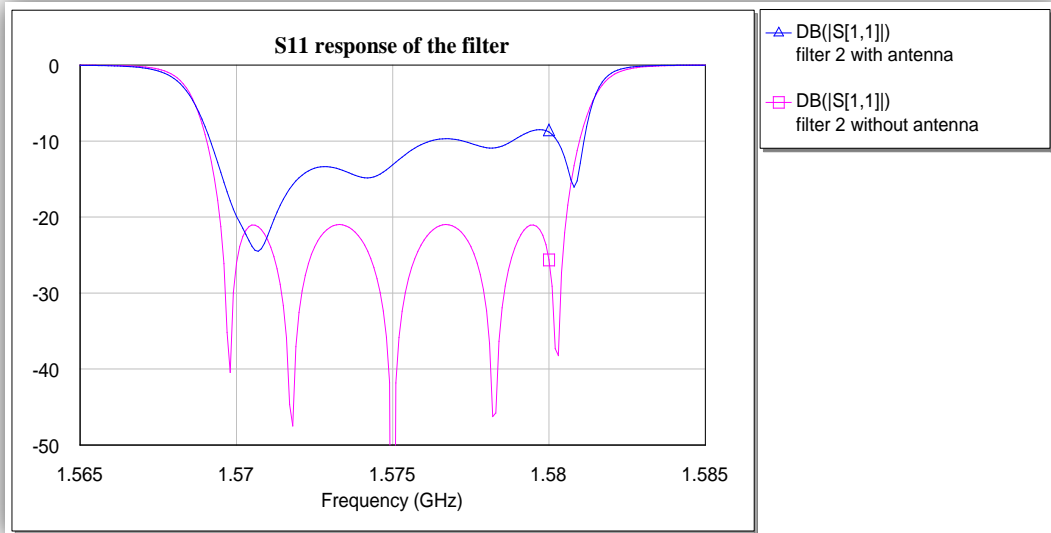


Figure 12. The pink graph corresponds to the ideal response of the filter while the blue line is the result of adding an antenna to this filter.

The next step will be to match the circuit by optimizing the coupling matrix as it is described in the previous section.

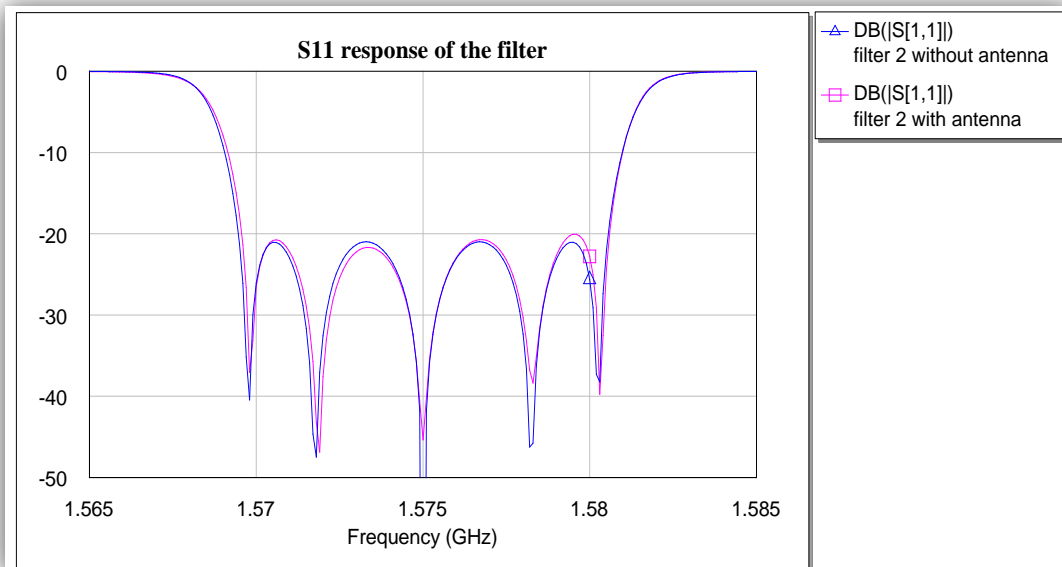


Figure 13. S11 after optimizing process. Just four elements from the coupling matrix were required.

The following table shows the coupling matrix elements before and after optimizing. This time it was not necessary to optimize all the elements of the matrix. Actually, just four were involved in the process

Before		After	
MS1=5.448	M11=0	MS1=5.448	M11=0
M12=0.4904	M22=0	M12=0.4904	M22=0
M23=-0.3567	M33=0	M23=-0.3567	M33=0
M34=0.3567	M44=0	M34=0.3567	M44=0.01833
M45=-0.4904	M55=0	M45=-0.5546	M55=-0.2753
M5L=5.448		M5L=7.128	

Table 3. Coupling matrix elements before and after second optimizing process. The elements involved in the optimization are inside the blue line.

It is obvious that this solution is perfect in the sense that it was possible to recover the original response without adding any new matching network.

Now is time again to design a matching network. This time, the best results were achieved by the matching network shown in figure 14. The unit of capacitors and inductors are F and H, respectively.

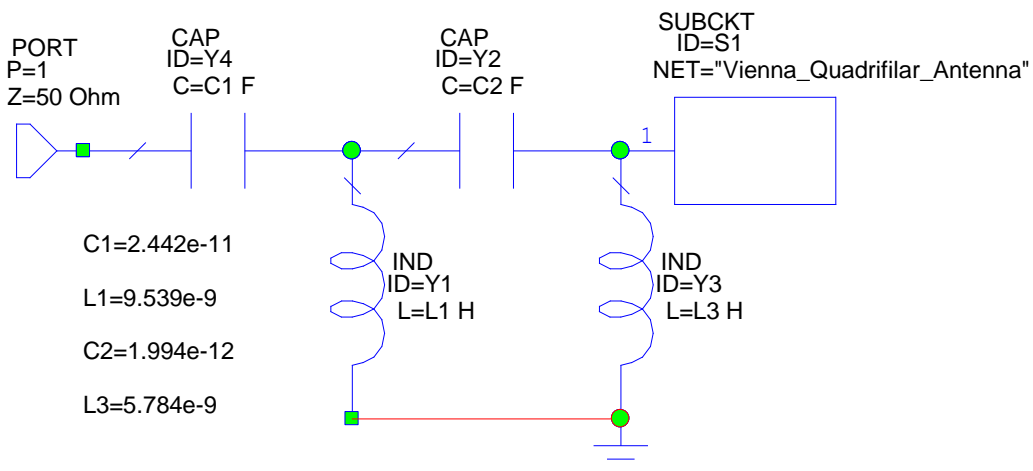


Figure 14. Matching network connected to the antenna



The response obtained is shown in blue in figure 15. The result is worse than the one achieved optimizing the coupling matrix of the filter.

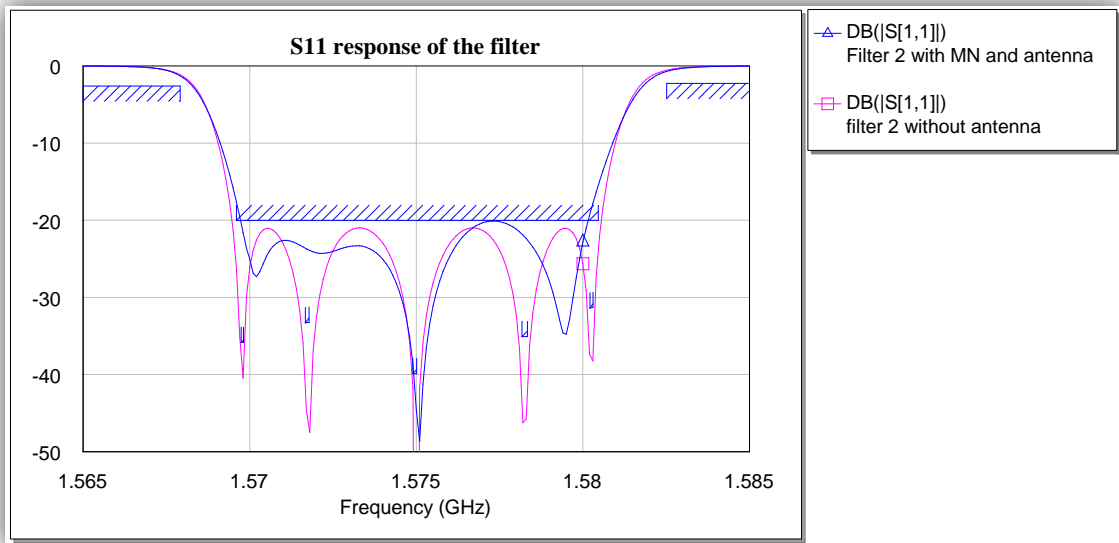


Figure 15. S11 after adding matching network and antenna.

After this, a comparison between antenna's S11 parameter and S11 of the system shown in figure 16 was done.

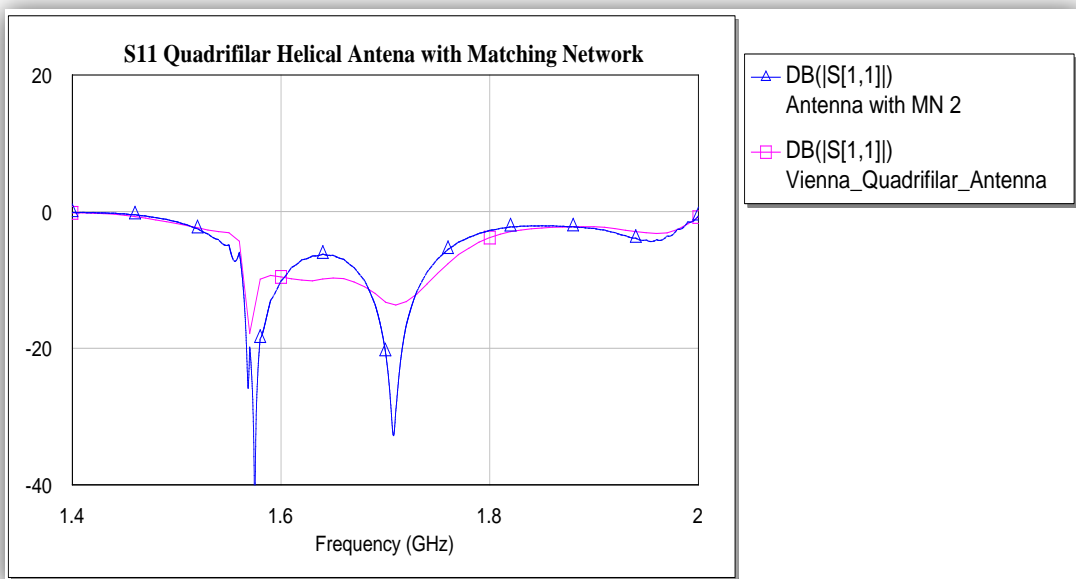


Figure 16. In blue: S11 parameter of the system composed of the Matching network and the antenna. In pink: S11 parameter of the antenna with nothing else.

## CONCLUSSION

After several trials, the best result was achieved implementing the in line filter and optimizing after adding the antenna. Because of this, **the suggestion is to develop the in line filter of figure 11 with the values of table 3.**

However, if the aim is to use the antenna for different filters, the suggestion is to use the matching network of figure 14. The reason is that it gives an acceptable solution for in line filter while the other matching network (figure 8) is not given actually a nice solution for quartet filter. Nevertheless, the most recommended solution, in case the aim is to build a matching network, is to design it once the filter that is going to be used is decided.

## BIBLIOGRAPHY

- [1] David Martinez Martinez, Alejandro Pons Abenza, Juan Hinojosa, Fernando D. Quesada Pereira, Member, IEEE, Alejandro Alvarez Melcon, Senior Member, IEEE, and Marco Guglielmi, Fellow, IEEE), (“Filter Design Technique Based on the Coupling Matrix Segmentation”),(published in 2011).
- [2] CAMERON, Richard J., KUDSIA, Chandra M. & MANSOUR, Raafat R., “Microwave Filters for Communication Systems: Fundamentals, design, and applications”, (published in 2007).
- [3] Juan Pablo Navarro Castillo; (“Design and optimization of matching circuits based on coupling structures for wireless systems”)

## ANEXO D

### Documento .s1p de la antena helical cuadrifilar.

```

# GHz S RI R 50
1.4000000000000000 -0.956931114196777 0.211709678173065
1.4100000000000000 -0.884566485881805 0.421705901622772
1.4200000000000000 -0.764803230762482 0.604708850383759
1.4300000000000000 -0.602718353271484 0.757356405258179
1.4400000000000000 -0.408737123012543 0.866474092006683
1.4500000000000000 -0.194688752293587 0.918483912944794
1.4600000000000000 0.0206063594669104 0.920558691024780
1.4700000000000000 0.225201353430748 0.867289960384369
1.4800000000000000 0.403053462505341 0.769371986389160
1.4900000000000000 0.549903154373169 0.641525208950043
1.5000000000000000 0.661675870418549 0.481240242719650
1.5100000000000000 0.729118645191193 0.304324358701706
1.5200000000000000 0.755351483821869 0.111418612301350
1.5300000000000000 0.727943599224091 -0.0893677696585655
1.5400000000000000 0.647005200386047 -0.300758749246597
1.5500000000000000 0.459647089242935 -0.528458952903748
1.5600000000000000 -0.0863459333777428 -0.599455595016480
1.5700000000000000 0.0897815003991127 -0.0914150923490524
1.5800000000000000 0.123971037566662 -0.295015364885330
1.5900000000000000 -0.0403888300061226 -0.338970601558685
1.6000000000000000 -0.185367450118065 -0.276032477617264
1.6100000000000000 -0.290818482637405 -0.139138177037239
1.6200000000000000 -0.313956350088120 0.0293812695890665
1.6300000000000000 -0.250187933444977 0.185597255825996
1.6400000000000000 -0.139298737049103 0.290041178464890
1.6500000000000000 0.00370006868615747 0.326507925987244
1.6600000000000000 0.134703785181046 0.294236451387405
1.6700000000000000 0.228183105587959 0.203183621168137
1.6800000000000000 0.267177343368530 0.0901701226830483
1.6900000000000000 0.249044269323349 -0.0370649397373200
1.7000000000000000 0.173501536250114 -0.130761936306953
1.7100000000000000 0.0774920806288719 -0.192350029945374
1.7200000000000000 -0.0467036664485931 -0.213973402976990
1.7300000000000000 -0.170766875147820 -0.181130662560463
1.7400000000000000 -0.278234899044037 -0.100421711802483
1.7500000000000000 -0.352406412363052 0.0145980026572943
1.7600000000000000 -0.386724770069122 0.155711829662323
1.7700000000000000 -0.374905973672867 0.305860251188278
1.7800000000000000 -0.313261449337006 0.439584404230118
1.7900000000000000 -0.225567400455475 0.553701996803284
1.8000000000000000 -0.106941588222981 0.636504590511322
1.8100000000000000 0.0272910799831152 0.682228863239288
1.8200000000000000 0.164857059717178 0.695504426956177
1.8300000000000000 0.299727141857147 0.669164538383484
1.8400000000000000 0.421072244644165 0.618917167186737
1.8500000000000000 0.530441343784332 0.543748259544373
1.8600000000000000 0.622960686683655 0.451064914464951
1.8700000000000000 0.691243171691895 0.342715620994568
1.8800000000000000 0.741270244121552 0.228286907076836
1.8900000000000000 0.768852591514587 0.102204971015453
1.9000000000000000 0.774737954139710 -0.0280045792460442
1.9100000000000000 0.748600542545319 -0.168907850980759
1.9200000000000000 0.684012889862061 -0.308906018733978
1.9300000000000000 0.583854973316193 -0.440025538206101
1.9400000000000000 0.441826909780502 -0.561758816242218
1.9500000000000000 0.241812586784363 -0.657329916954041
1.9600000000000000 -0.0268771443516016 -0.691058337688446
1.9700000000000000 -0.348461091518402 -0.605897128582001
1.9800000000000000 -0.662354469299316 -0.326749026775360
1.9900000000000000 -0.796299636363983 0.168580949306488
2.0000000000000000 -0.583749532699585 0.702028274536133
    
```

## BIBLIOGRAFÍA

- [1] MARROYES, “Telecomunicaciones, el origen del mundo moderno”, <<http://noticias.iberestudios.com/telecomunicaciones-el-origen-del-mundo-moderno/>>.
- [2] “Historia de las Telecomunicaciones”, <<http://www.uv.es/~hertz/hertz/Docencia/teoria/Historia.pdf> >.
- [3] SANTA CRUZ, Oscar M. “Cap. 11.- Adaptación de impedancias” <<http://www.profesores.frc.utn.edu.ar/electronica/ElectronicaAplicadaIII/Aplicada/Cap11Adaptaciondeimpedancias2008.pdf> > (publicado en 2010).
- [4] “Impedancia (resistencia + reactancia)”, <<http://unicrom.com/impedancia-resistencia-reactancia/>>.
- [5] Emilio Monachesi, Ana Maria Frenzel, Guillermo Chaile, Carrasco Agustín, Francisco A. Gómez López, “Conceptos generales de Antenas” <[http://www.edutecne.utn.edu.ar/wlan\\_frt/antenas.pdf](http://www.edutecne.utn.edu.ar/wlan_frt/antenas.pdf)> (publicado en 2011).
- [6] “Resistencia Total de la antena” <<https://sites.google.com/site/ea7ahg/antena/teoria/resistencia-de-la-antena>>.
- [7] PÉREZ, Daniel, “ROE y Líneas de Transmisión” <<http://www.qsl.net/lw1ecp/ROE/roe.htm>>.
- [8] GÓMEZ TORNERO, Jose Luis, “Análisis y Diseño de Subsistemas de Microondas”, Apuntes de la asignatura Aplicaciones de las Microondas (Publicado en Septiembre de 2015).
- [9] “Tema 1: Cuadripolos” <<https://sites.google.com/a/goumh.umh.es/circuitos-electronicos-analogicos/transparencias/tema-1>>.
- [10] “Ondas Estacionarias” <<https://www.uclm.es>>.
- [11] ZOZAYA, A. “Líneas de Transmisión. Patrón de onda estacionaria” <<http://www.ing.uc.edu.ve/~azozaya/docs/LT/ROE.pdf>> (publicado en Septiembre de 2007).
- [12] CAMERON, Richard J., KUDSIA, Chandra M. & MANSOUR, Raafat R., “Microwave Filters for Communication Systems: Fundamentals, design, and applications”, (publicado en 2007).
- [13] David Martínez Martínez, Alejandro Pons Abenza, Juan Hinojosa, Fernando D. Quesada Pereira, Member, IEEE, Alejandro Alvarez Melcon, Senior Member, IEEE, and Marco Guglielmi, Fellow, IEEE), (“Filter Design Technique Based on the Coupling Matrix Segmentation”),(publicado en 2011).
- [14] G. Matthaei, L. Young, & E. Yones, Microwave Filters, “Impedance Matching Networks, and Coupling Structures”. Boston, Massachusetts, USA: Artech House, (publicado en 1980).
- [15] “Microwave Office” <<http://www.awrcorp.com/es/products/microwave-office>>.
- [16] <<https://www.eznec.com/>>
- [17] “3.1 Working With Data Files”, <[https://awrcorp.com/download/faq/english/docs/Users\\_Guide/ug\\_datafiles.html#i489456](https://awrcorp.com/download/faq/english/docs/Users_Guide/ug_datafiles.html#i489456)>
- [18] “Touchstone Format (\*.snp)” <[http://cp.literature.agilent.com/litweb/pdf/genesys200801/sim/linear\\_sim/sparams/touchstone\\_file\\_format.htm](http://cp.literature.agilent.com/litweb/pdf/genesys200801/sim/linear_sim/sparams/touchstone_file_format.htm)>