

UNIVERSIDAD AUTONOMA DE MADRID

ESCUELA POLITECNICA SUPERIOR



PROYECTO FIN DE CARRERA

**Simulación y diseño de un filtro de doble
banda en guía de onda rectangular en
banda X**

INGENIERO DE TELECOMUNICACIÓN

Manuel González Tejerina

Junio 2009

SIMULACIÓN Y DISEÑO DE UN FILTRO DE DOBLE BANDA EN GUÍA DE ONDA RECTANGULAR EN BANDA X

**AUTOR: Manuel González Tejerina
TUTOR: Jorge A. Ruiz Cruz**

**Grupo de Sistemas de Radiocomunicaciones y Comunicaciones Ópticas
Dpto. de Ingeniería Informática
Escuela Politécnica Superior
Universidad Autónoma de Madrid
Junio de 2009**

Resumen

Una buena parte de los dispositivos pasivos en microondas requieren respuestas selectivas en frecuencia, es decir, rechazo o transmisión de la potencia incidente en función de la frecuencia de la señal. Este comportamiento se logra mediante filtros formados por estructuras resonantes, que consisten en resonadores acoplados electromagnéticamente. La implementación física de dichos resonadores acoplados puede llevarse a cabo utilizando muy diversas tecnologías.

El procedimiento de diseño de este tipo de dispositivos se ejecuta habitualmente en dos etapas:

1. Síntesis de una red eléctrica cuyo comportamiento en frecuencia sea el especificado. La red está formada por un conjunto de elementos conectados entre sí con una configuración dada. Además, los elementos se caracterizan por unos coeficientes numéricos. Este paso es independiente de la tecnología del dispositivo.
2. Transformación de los elementos del modelo circuital en elementos físicos cuya respuesta sea similar. Los coeficientes numéricos del modelo circuital están relacionados de algún modo con las dimensiones de los elementos físicos.

El presente proyecto aborda los dos problemas anteriores, realizando un ciclo completo de diseño de filtro doble banda en guía rectangular en banda X (aunque también se trabajará en otras frecuencias del rango de microondas-milimétricas). Los filtros de doble banda tienen dos bandas de frecuencia de paso de la señal normalmente muy juntas entre sí, y se usan para simplificar y reducir el número de componentes en sistemas de comunicaciones (habitualmente en aplicaciones de sistemas de satélites). Como pasos intermedios se estudiarán respuestas de tipo Chebychev en topología *in-line* y *folded*, donde los resonadores, implementados en cavidades metálicas rectangulares tendrán acoplos adyacentes y cruzados construidos mediante iris (ventanas o aperturas entre las paredes de las cavidades rectangulares).

Abstract

In many cases microwave passive devices require frequency selective responses, that is, transmission or rejection of the incident power depending on the frequency of the signal. This behaviour is achieved through the use of filters made up of resonant structures, which have resonators with electromagnetic couplings among them. The physical implementation of the resonators can be carried out using different technologies.

The design procedure for this kind of devices is usually executed in two steps:

1. Synthesis of an electric network with the prescribed frequency response. The network is composed of a set of circuit elements, interconnected in a given configuration. Moreover, the elements are characterized by their numerical coefficients. This step is independent of the building technology for the device.
2. Transformation of the elements of the network model into physical elements with an analogous electrical response. The numerical coefficients of the network model are related in some way to the dimensions of the physical elements.

The present project studies the two described problems, performing a complete design cycle of a double band filter in rectangular waveguide in X-band. Additionally, as in intermediate steps, Chebychev responses using the in line and folded configuration will be studied.

Agradecimientos

Empiezo dando las gracias a mi tutor Jorge Alfonso Ruiz Cruz, por todas las oportunidades y consejos que me ha dado y también por la paciencia de mostrada en más de las ocasiones deseadas.

Quiero agradecer a mi hermano José Ángel González Tejerina, a mis familiares y a todos mis amigos el apoyo mostrado, pero sobre todo se lo quiero agradecer a mis padres. Por que siempre han entendido mi forma de ser y nunca han cortado mi libertad con preguntas ni imposiciones.

Mamá, papá, gracias. Sois los mejores.

Índice

1. Introducción	21
1.1. Motivación	21
1.2. Objetivos y organización de la memoria	23
2. Análisis y diseño circuital de filtros	25
2.1. Introducción	25
2.2. Método de las pérdidas de inserción	25
2.3. Respuestas clásicas por el método de las pérdidas de inserción	27
2.4. Implementación del modelo circuital	29
2.4.1. Escalado en impedancia	30
2.4.2. Escalado y transformación en frecuencia	31
2.5. Resonadores	33
2.5.1. Resonador serie	33
2.5.2. Resonador paralelo	36
2.6. Líneas de transmisión como resonadores	37
2.6.1. Líneas de transmisión $\lambda/2$ en cortocircuito	37
2.6.2. Líneas de transmisión $\lambda/2$ en abierto	39
2.6.3. Líneas de transmisión $\lambda/4$ en cortocircuito	40
2.6.4. Líneas de transmisión $\lambda/4$ en abierto	40
2.7. Inversores de impedancia y admitancia	42
2.8. Matriz de acoplo entre resonadores	46
2.9. Conclusiones	51
3. Análisis y diseño de filtros en guía de onda rectangular	53
3.1. Introducción	53
3.2. Guía de onda rectangular	53
3.3. Cavidades rectangulares	56
3.4. Cálculo del acoplo ente resonadores	60
3.4.1. Acoplo eléctrico	60
3.4.2. Acoplo magnético	62
3.4.3. Acoplo eléctrico y magnético	64
3.5. Determinación de las dimensiones de un iris para conseguir el acoplo deseado	65
3.6. Herramientas para el análisis full-wave	67
3.7. Optimización	67
3.8. Etapas de diseño	68
3.9. Conclusiones	69
4. Diseño de filtros en guía de onda rectangular en configuración “in-line”	71

4.1. Introducción	71
4.2. Filtro TM-Down	71
4.2.1. Síntesis del filtro con elementos concentrados para una posterior realización con el modo resonante TE_{101}	71
4.2.2. Síntesis del filtro con elementos distribuidos y diseño con el modo resonante TE_{101}	75
4.2.3. Síntesis del filtro con elementos concentrados para una posterior realización con el modo resonante TE_{103}	86
4.2.4. Síntesis del filtro con elementos distribuidos con elementos distribuidos y diseño con el modo resonante TE_{103}	87
4.3. Filtro RSE-Down	95
4.3.1. Síntesis del filtro con elementos concentrados para una posterior realización con el modo resonante TE_{101}	95
4.3.2. Síntesis del filtro con elementos distribuidos y modo resonante TE_{101}	97
4.3.3. Síntesis del filtro con elementos concentrados para una posterior realización con el modo resonante TE_{103}	105
4.3.4. Síntesis del filtro con elementos distribuidos para propagarse un modo TE_{103}	106
4.4. Conclusiones	113
5. Diseño de filtros en guía de onda rectangular en configuración “folded”	117
5.1. Introducción	117
5.2. Filtro TM	117
5.2.1. Síntesis del filtro con elementos distribuidos y modo resonante TE_{101}	118
5.3. Filtro RSE-Down	124
5.3.1. Síntesis del filtro con elementos distribuidos y modo resonante TE_{101}	124
5.4. Filtro en configuración folded de orden 6	130
5.4.1. Síntesis del filtro con elementos distribuidos y modo resonante TE_{101}	130
5.5. Conclusiones	136
6. Diseño de filtros de doble banda	137
6.1. Introducción	137
6.2. Características del filtro	137
6.3. Filtro sintetizado a partir de las dimensiones iniciales	138
6.4. Optimización	140
6.4.1. Optimización de la matriz de acoplos M_1	140
6.4.2. Optimización de la matriz de acoplos M_2	142
6.4.3. Mejora de las dimensiones iniciales	144
6.4.4. Optimización final de las nuevas dimensiones obtenidas mediante optimizaciones parciales	146
6.5. Conclusiones	150

7. Conclusiones y trabajo futuro	151
7.1. Conclusiones	151
7.2. Trabajo futuro	152
Referencias	153

Índice de figuras

Figura 2-1: Respuesta Butterworth paso bajo	27
Figura 2-2: Respuesta Chebyshev paso bajo	28
Figura 2-3: Red eléctrica paso bajo normalizada	30
Figura 2-4: Prototipo paso banda	32
Figura 2-5: Transformaciones de frecuencias e impedancias	33
Figura 2-6: Resonador serie	33
Figura 2-7: Impedancia de entrada frente a la frecuencia [3]	36
Figura 2-8: Resonador paralelo	36
Figura 2-9: Línea de transmisión en cortocircuito	37
Figura 2-10: Distribución del voltaje para $n = 1$ ($l = \lambda / 2$) y $n = 2$ ($l = \lambda$) [3]	39
Figura 2-11: Línea de transmisión en abierto	39
Figura 2-12: Resumen de resonadores de elementos concentrados y distribuidos	41
Figura 2-13: Inversor de impedancia	42
Figura 2-14: Inversores de impedancia utilizados para convertir una admitancia en paralelo en una impedancia en serie. Inversores de admitancia utilizados para convertir una impedancia en series en una admitancia en paralelo [4]	43
Figura 2-15 Prototipo paso bajo	44
Figura 2-16 Prototipo paso bajo con inversores	44
Figura 2-17 Filtro paso banda con inversores	45
Figura 2-18: Circuitos equivalentes de los inversores de impedancia y admitancia	45
Figura 2-19: Red eléctrica asociada a una matriz de acoplos	46
Figura 2-20: Red eléctrica con N resonadores con acoplos cruzados de tipo magnético L_{ij} entre las bobinas i y j .	47
Figura 2-21: Red eléctrica con N resonadores con acoplos cruzados de tipo eléctrico C_{ij} entre los condensadores i y j	49
Figura 2-22: Red eléctrica de 2 puertas.	50
Figura 3-1: Guía de onda rectangular	54
Figura 3-2: Diagrama de dispersión en una guía de onda rectangular	55
Figura 3-3: Cavity rectangular	56
Figura 3-4: Carta de modos en una cavidad rectangular	59
Figura 3-5: Acoplo entre resonadores, los cuales pueden tener diferente estructura y diferentes frecuencias de resonancia [6].	60
Figura 3-6: Acoplo eléctrico ente dos resonadores sincronizados [6]	61
Figura 3-7: Circuito equivalente al de la figura 3-10 con un inversor de admitancia que representa el acoplo [6].	61
Figura 3-8: Acoplo magnético ente dos resonadores sincronizados [6]	62
Figura 3-9: Circuito equivalente al de la figura 3-8 con un inversor de impedancia que representa el acoplo [6].	63
Figura 3-10: Red eléctrica que representa el acoplo mixto ente dos resonadores sincronizados [6].	64
Figura 3-11: Circuito equivalente a un iris inductor	65
Figura 3-12: Circuitos equivalentes para una estructura con iris inductivos [6].	66
Figura 3-13: Diagrama de Flujo de la Optimización del filtro en guía de onda	69
Figura 4-1: Estructura de los filtros in line	71
Figura 4-2: Respuesta del modelo circuital TM-Down figura 2-4	73
Figura 4-3: Respuesta del modelo circuital TM-Down figura 2-17	74

Figura 4-4: Inversor de impedancia	75
Figura 4-5: Respuesta del filtro TM-Down con líneas de transmisión y bobinas	76
Figura 4-6: Respuesta del filtro TM-Down en banda ancha	76
Figura 4-7: Respuesta del filtro TM-Down con líneas de transmisión con el modo TE_{10} de una guía de onda rectangular y bobinas	77
Figura 4-8: Respuesta en banda ancha del filtro TM-Down con líneas de transmisión con el modo TE_{10} de una guía de onda rectangular y bobinas	78
Figura 4-9: Respuesta del filtro TM-Down TE_{101} con las dimensiones iniciales	79
Figura 4-10: Respuesta del filtro TM-Down TE_{101} con diferente número de modos	80
Figura 4-11: Topología del filtro in line de orden 4	80
Figura 4-12: Respuesta del filtro TM-Down TE_{101} optimizado 12	81
Figura 4-13: Respuesta del filtro TM TE_{101} con diferente número de modos	82
Figura 4-14: Estructura del filtro TM-Down TE_{101}	83
Figura 4-15: Respuesta del filtro TM-Down TE_{101} para distinto número de pasadas	84
Figura 4-16: Respuesta del filtro TM-Down TE_{101} para 30 pasadas	84
Figura 4-17: Respuesta del filtro TM-Down TE_{101} mediante análisis modal y HFSS	85
Figura 4-18: Respuesta del filtro TM-Down TE_{101} en banda ancha por el HFSS	85
Figura 4-19: Respuesta del filtro TM-Down TE_{101} con pérdidas en HFSS	86
Figura 4-20: Respuesta del modelo circuital TM-Down figura 2-17	87
Figura 4-21: Respuesta del filtro TM-Down con líneas de transmisión y bobinas.	88
Figura 4-22: Respuesta del filtro TM-Down con modo resonante TE_{103} en banda ancha	89
Figura 4-23: Respuesta del filtro TM-Down modo resonante TE_{103} con bobinas	90
Figura 4-24: Respuesta en banda ancha del filtro TM-Down con resonador TE_{103} con bobinas	90
Figura 4-25: Respuesta del filtro TM-Down con resonador TE_{103} con las dimensiones iniciales	91
Figura 4-26: Respuesta del filtro TM-Down con resonador TE_{103} optimizada	92
Figura 4-27: Respuesta del filtro TM-Down con modo resonante TE_{103} con diferente número de modos	92
Figura 4-28: Estructura del filtro TM-Down TE_{103}	93
Figura 4-29: Respuesta del filtro TM-Down con modo resonante TE_{103} para 25 pasadas en el HFSS	94
Figura 4-30: Respuesta del filtro TM-Down con modo resonante TE_{103} mediante análisis modal y HFSS	94
Figura 4-31: Respuesta del filtro TM-Down TE_{103} con pérdidas	95
Figura 4-32: Respuesta del modelo circuital RSE-Down figura 2-4	96
Figura 4-33: Respuesta del modelo circuital RSE-Down figura 2-17	97
Figura 4-34: Respuesta del filtro RSE-Down con líneas de transmisión y bobinas	98
Figura 4-35: Respuesta en banda ancha del filtro RSE-Down con líneas de transmisión y bobinas	99
Figura 4-36: Respuesta del filtro RSE-Down TE_{10} con guía de onda rectangular y bobinas	100
Figura 4-37: Respuesta del filtro RSE-Down TE_{10} con guía de onda rectangular y bobinas con la frecuencia extendida	100
Figura 4-38: Respuesta del filtro RSE-Down TE_{101} con las dimensiones iniciales	101
Figura 4-39: Respuesta del filtro RSE-Down TE_{101} optimizado	102
Figura 4-40: Respuesta del filtro RSE-Down TE_{101} para varios modos	102
Figura 4-41: Estructura del filtro RSE-Down TE_{101}	103
Figura 4-42: Respuesta del filtro RSE-Down TE_{101} para distinto número de pasadas del HFSS.	104

Figura 4-43: Respuesta del filtro RSE-Down TE_{101} mediante análisis modal y HFSS	104
Figura 4-44: Respuesta en banda ancha del filtro RSE-Down TE_{101} en el HFSS	105
Figura 4-45: Respuesta del filtro RSE-Down TE_{101} con pérdidas en el HFSS	105
Figura 4-46: Respuesta del modelo circuital RSE-Down figura 2-17	106
Figura 4-47: Respuesta del filtro RSE-Down con líneas de transmisión y bobinas	107
Figura 4-48: Respuesta del filtro RSE-Down con líneas de transmisión y bobinas con la frecuencia extendida	108
Figura 4-49: Respuesta del filtro RSE-Down TE_{10} con bobinas	109
Figura 4-50: Respuesta del filtro RSE-Down TE_{103} con bobinas y la frecuencia extendida	109
Figura 4-51: Respuesta del filtro RSE-Down TE_{103} con las dimensiones iniciales	110
Figura 4-52: Respuesta del filtro RSE-Down TE_{103} optimizado.	110
Figura 4-53: Respuesta del filtro RSE-Down TE_{103} con diferente número de modos	111
Figura 4-54: Estructura del filtro RSE-Down TE_{103}	112
Figura 4-55: Respuesta del filtro RSE-Down TE_{103} para diferente número de pasadas del HFSS	112
Figura 4-56: Respuesta del filtro RSE-Down TE_{103} mediante análisis modal y HFSS	113
Figura 4-57: Respuesta del filtro RSE-Down TE_{103} añadiendo pérdidas	113
Figura 4-58: Respuesta de los filtros TM-Down y RSE-Down	114
Figura 5-1: Estructura de los filtros folded	117
Figura 5-2: Respuesta del filtro TM-Down TE_{101} con las dimensiones iniciales	119
Figura 5-3: Topología del filtro folded de orden 4	119
Figura 5-4: Respuesta del filtro TM-Down TE_{101} con dimensiones optimizadas	120
Figura 5-5: Respuesta del filtro TM-Down TE_{101} para diferente número de modos	121
Figura 5-6: Estructura filtro TM-Down TE_{101}	122
Figura 5-7: Respuesta del filtro TM-Down TE_{101} para distinto número de pasadas en el HFSS	122
Figura 5-8: Respuesta del filtro TM-Down TE_{101} mediante análisis modal y HFSS	123
Figura 5-9: Respuesta en banda ancha del filtro TM-Down TE_{101} en el HFSS	123
Figura 5-10: Respuesta del filtro TM-Down TE_{101} añadiendo pérdidas en el HFSS	124
Figura 5-11: Respuesta del filtro RSE-Down TE_{101} con dimensiones iniciales	125
Figura 5-12: Respuesta del filtro RSE-Down TE_{101} con dimensiones optimizadas	126
Figura 5-13: Respuesta del filtro RSE-Down TE_{101} con diferente número de modos	126
Figura 5-14: Estructura del filtro RSE-Down TE_{101}	127
Figura 5-15: Respuesta del filtro RSE-Down TE_{101} con 25 pasadas en HFSS	128
Figura 5-16: Respuesta del filtro RSE-Down TE_{101} mediante análisis modal y HFSS	128
Figura 5-17: Respuesta en banda ancha del filtro RSE-Down TE_{101} en el HFSS	129
Figura 5-19: Respuesta del filtro de orden 6 con las dimensiones iniciales	131
Figura 5-20: Topología del filtro folded de orden 6	131
Figura 5-21: Respuesta del filtro de orden 6 con las dimensiones optimizadas	132
Figura 5-22: Respuesta del filtro de orden 6 para diferente número de modos	133
Figura 5-23: Estructura del filtro folded de orden 6	134
Figura 5-24: Respuesta del filtro de orden 6 para diferente número de pasadas en el HFSS	134
Figura 5-25: Respuesta del filtro de orden 6 mediante análisis modal y HFSS	135
Figura 5-26: Respuesta del filtro de orden 6 con la frecuencia extendida.	135
Figura 6-1: Respuesta del filtro asociada a la matriz M	138
Figura 6-2: Representación de la topología y estructura del filtro en doble banda	138
Figura 6-3: Respuesta del filtro con las dimensiones iniciales	140

Figura 6-4: Representación de la topología y respuesta circuital asociada a la matriz de acoplos M_1	141
Figura 6-5: Respuesta de las dimensiones iniciales asociada a la matriz de acoplos M_1	142
Figura 6-6: Representación de la topología y respuesta circuital asociada a la matriz de acoplos M_2	143
Figura 6-8: Respuesta del filtro con las dimensiones optimizadas.	147
Figura 6-9: Respuesta del filtro con las dimensiones optimizadas para diferente número de modos.	147
Figura 6-10: Estructura del filtro doble banda	148
Figura 6-11: Respuesta del filtro con las dimensiones optimizadas en el HFSS.	149
Figura 6-12: Respuesta del filtro con las dimensiones optimizadas en el HFSS de la banda baja	149
Figura 6-13: Respuesta del filtro con las dimensiones optimizadas en el HFSS de la banda alta.	150

Índice de tablas

Tabla 3-1: Campos electromagnéticos y principales parámetros de los modos TE y TM de una guía de onda rectangular [2]	55
Tabla 4-1: Dimensiones de los diferentes filtros en el plano YZ	114
Tabla 4-2: Dimensiones de los diferentes filtros en el plano XZ	115
Tabla 6-1: Dimensiones de las estructuras obtenidas para las matrices M_1 y M_2 en la dimensión YZ	144
Tabla 6-2: Dimensiones de las estructuras obtenidas para las matrices M_1 y M_2 en la dimensión XZ	145

Capítulo 1: Introducción

1.1 Motivación

El término microondas hace referencia a señales de frecuencia entre 300 MHz y 300 GHz, que supone un rango de longitud de onda de 1m a 1mm. Debido a las altas frecuencias (y cortas longitudes de onda), la teoría de circuitos clásica no se puede utilizar directamente para resolver los circuitos a estas frecuencias, y hay que recurrir a las ecuaciones de Maxwell para caracterizar el comportamiento de los dispositivos operando en esta banda de frecuencias.

Las características de las microondas complican el análisis y diseño de los dispositivos que trabajan en este rango de frecuencias, pero estos mismos factores proporcionan una serie de ventajas en algunas aplicaciones, como por ejemplo:

- La ganancia de la antena es proporcional a su tamaño eléctrico. A frecuencias más altas es posible una mayor ganancia de la antena para un tamaño dado.
- Se puede conseguir mayor ancho de banda a altas frecuencias. Un ancho de banda de 1% de 600 MHz es 6 MHz (el ancho de banda aproximado de un canal de televisión), y un ancho de banda de 1% de 60 GHz es 600 MHz (del orden de 100 canales de televisión). El ancho de banda absoluto es muy importante porque las bandas de frecuencia del espectro electromagnético disponibles están cada vez más saturadas.
- Las señales de microondas viajan por línea de visión directa y no son absorbidas por la ionosfera como lo son las señales de frecuencia más baja.
- La superficie efectiva radar de un objeto es proporcional al tamaño eléctrico del objeto. Esta característica, junto con la variación en frecuencia de la ganancia de la antena hace que se utilice las frecuencias de microondas para los sistemas radar.
- Varias resonancias moleculares, atómicas y nucleares se producen a frecuencia de microondas, creando una variedad de aplicaciones en las áreas de la ciencia básica, detección remota, diagnóstico y tratamiento médico y métodos de calefacción.

En la actualidad el empleo de sistemas de microondas es importante y sus aplicaciones incluyen control de tráfico aéreo, navegación marina, control de misiles, aviación, vigilancia, telecomunicaciones...

Dentro de los circuitos de microondas, las estructuras en guía de onda son unos dispositivos que se utilizan comúnmente en este rango de frecuencias. Se usan para construir filtros, multiplexores, polarizadores, transformadores de señal, ortomodos... que adaptan la señal y la preparan para su posterior utilización en sistemas de telecomunicación, tales como telefonía o televisión por satélite.

A las frecuencias de microondas más altas, utilizadas en sistemas que requieran gran ancho de banda (por ejemplo con en particular longitudes de onda por debajo de 10 cm), las guías de ondas se suelen usar más que las líneas de transmisión planares debido a sus mejores propiedades eléctricas (menores pérdidas) y mecánicas (cuando se requiere gran estabilidad).

Uno de los requisitos esenciales en los circuitos de microondas es la habilidad de transferir potencia de señal de un punto a otro sin pérdidas de radiación o disipación en forma de calor. Las propiedades eléctricas que disponen las guías de ondas las hacen adecuadas para transmitir de un punto a otro sin pérdidas de radiación.

Las estructuras en guía de onda son muy fiables en ambientes adversos y por ello apropiadas para las comunicaciones por satélite. Para que una estructura sea elegida para funcionar en el espacio debe cumplir una serie de requisitos muy exigentes ya que no se puede reparar ni sustituir por otra nueva. Su comportamiento debe ser satisfactorio no sólo en temas eléctricos para los que se creó: filtrar, transformar...sino que debe responder correctamente a agentes externos como los cambios de temperatura extremos o la torsión mecánica.

Hasta ahora se ha visto las ventajas que proporciona el desarrollo de los sistemas microondas en distintos ámbitos, así como la justificación del uso de la tecnología guía de onda. A continuación se justificará la necesidad de los filtro paso banda (objetivo de este proyecto) en sistemas de comunicaciones.

Los filtros juegan un papel importante en las aplicaciones RF/microondas. Son usados para separar o combinar diferentes frecuencias. El espectro electromagnético es limitado y tiene que ser dividido; los filtros son usados para seleccionar o confinar las señales RF/microondas dentro de los límites del espectro asignado. En los sistemas de comunicación deben utilizarse los filtros para eliminar una serie de señales no deseadas.

En los transmisores hay que convertir una señal banda base de una cierta anchura a una frecuencia portadora RF más alta para su radiación. El proceso de conversión a una frecuencia superior no es lineal y genera señales no deseadas, las cuales tienen que ser eliminadas. De forma similar, los amplificadores pierden linealidad para niveles de señal elevados, así que los filtros son necesarios para eliminar esta distorsión armónica.

En los receptores, hay dos fuentes de señales no deseadas diferentes. En primer lugar, el proceso de conversión a una frecuencia inferior también produce señales no deseadas que tienen que ser suprimidas. En segundo lugar, hay numerosas señales, además del ruido, que pueden ser captadas por la antena. Los filtros sólo deben dejar pasar las frecuencias en la banda donde está la señal deseada.

El filtro ideal es aquel proporciona un transmisión perfecta para todas las frecuencias contenidas en la región de banda de paso y una infinita atenuación para el resto de frecuencias. Estas características ideales no pueden ser obtenidas, y la meta en el diseño de filtros es la aproximación a los requerimientos ideales con una cierta tolerancia.

A frecuencias bajas los bloques que construyen el filtro son inductancias y capacitancias ideales, es decir, elementos concentrados puros. Estos elementos tienen

una característica en frecuencia muy simple y los filtros tienen un procedimiento de síntesis muy completo y general que ha sido utilizado durante mucho tiempo. El problema en el diseño de filtros en frecuencias de microondas es que los parámetros de los elementos distribuidos que tiene que ser usados son mucho más complicados, y no existe una teoría completa o procedimiento de síntesis directo. El comportamiento en frecuencia de los elementos de un circuito de microondas genérico hace virtualmente imposible el desarrollo de un procedimiento de síntesis general y completo. Para resolver esto, en la práctica, se parte del procedimiento de síntesis de las inductancias y capacitancias concentradas, que posteriormente se reemplazan por los elementos adecuados del circuito microondas que tengan una característica en frecuencia similar en el rango de frecuencias de interés.

1.2 Objetivos y organización de la memoria

El objetivo de este proyecto es la realización del ciclo completo de diseño de un dispositivo funcionando en la banda de frecuencias de microondas, empezando por el análisis de elementos concentrados puros hasta llegar a la simulación de la estructura formada por elementos distribuidos. Concretamente, se ha trabajado en el diseño de filtros paso banda con la tecnología de cavidades rectangulares acopladas. La respuesta final que se persigue es del tipo de doble banda en banda X, aunque como pasos intermedios se estudiarán respuestas de tipo Chebychev en topología *in-line* y *folded*. Se ha trabajado en distintas bandas de frecuencias dentro del rango de microondas, aunque el diseño final se hará en banda X (rango de frecuencias comprendido entre 7 y 12,5 GHz). Los filtros de doble banda tienen dos bandas de frecuencia de paso de la señal normalmente muy juntas entre sí, y se usan para simplificar y reducir el número de componentes en sistemas de comunicaciones (habitualmente en aplicaciones de sistemas de satélites).

La memoria consta de dos grandes partes. La primera parte trata de todos los aspectos teóricos para el diseño de filtros en guía de onda rectangular, pudiéndose extraer conceptos para el diseño de filtros con cualquier otra tecnología. La segunda parte trata de los aspectos prácticos, incluyendo varios diseños y comentando los resultados y conclusiones obtenidas. A continuación se explica con más detalle la organización de la memoria.

En el capítulo 2 se presenta el método de pérdidas de inserción para diseñar filtros y el procedimiento de síntesis de filtros mediante inductancias y capacitancias concentradas ideales. Dentro de este mismo capítulo, se explica brevemente las funciones de transferencia clásicas de filtros (Chebyshev, Bessel y Butterworth) del prototipo de filtro paso bajo con su red eléctrica asociada y sus transformaciones en escalado y frecuencia. También se comentan los inversores de impedancia y admitancia, la función de los resonadores de elementos concentrados que componen el filtro y los resonadores de elementos distribuidos.

Debido a que la tecnología elegida para la construcción del filtro es la guía de onda rectangular, en el capítulo 3 se realiza una breve introducción de las características de las mismas. Posteriormente se estudia el comportamiento de las cavidades rectangulares y como realizar el acoplo entre ellas. En este capítulo se describirán brevemente los métodos *full-wave* (análisis de onda completa) y el proceso de optimización que se utilizarán en el diseño.

En el capítulo 4, se comienza con el diseño de los primeros filtros de cavidades rectangulares acopladas con topología *in-line*. En este capítulo se describe paso a paso el diseño del filtro desde el prototipo paso bajo hasta la obtención de las dimensiones de las estructuras finales.

En el capítulo 5, se realizan los mismos filtros diseñados en el capítulo 4 pero ahora con topología *folded*, que se acerca más a la topología del filtro doble banda. Además se añade un filtro de orden mayor para ir viendo las dificultades que aparecen en la optimización.

En el capítulo 6, se obtiene el diseño del filtro doble banda con cavidades rectangulares en banda X a través de la matriz de acoplos.

En el capítulo 7 se exponen las conclusiones y el trabajo futuro relacionado con este proyecto.

Capítulo 2: Análisis y diseño circuital de filtros

2.1 Introducción

El comportamiento de un filtro se describe por su función de transferencia. Esta determina la forma en que la señal aplicada cambia en amplitud y fase al atravesar el filtro, de forma que el filtro cumpla las especificaciones del diseño. Habrá muchas funciones que cumplan los requisitos del diseño, pero hay que encontrar funciones de transferencia que se puedan sintetizar mediante una red pasiva de elementos concentrados siguiendo un proceso bien conocido.

En el diseño de filtros existen dos grandes tipos de métodos: el método de los parámetros imagen y el método de las pérdidas de inserción. En el proyecto se ha elegido éste último, ya que el método de los parámetros imagen, aunque proporciona una respuesta con las frecuencias de corte y características de atenuación deseadas, no permite la especificación de una respuesta en frecuencia sobre el rango operativo completo. Por tanto, aunque dicho procedimiento es relativamente sencillo, el diseño de filtros por el método de los parámetros imagen a menudo debe ser iterado muchas veces para lograr los resultados deseados.

En este capítulo se explicará la obtención de la función de transferencia del filtro que cumpla las especificaciones del diseño mediante el método de pérdidas de inserción. La función de transferencia vendrá dada por la matriz de acoplo M o si dicha función no es muy compleja por los valores del vector de coeficientes g . Se expondrá como sintetizar la red circuital a partir de la matriz de acoplos y del vector de coeficientes g , y como modificarla con ciertas operaciones para adaptarla a una aplicación en particular. Además se realizará un pequeño estudio de dicha red, analizando los elementos que la componen y caracterizándolos.

El punto de vista de este capítulo es circuital, esto es, se presentarán los circuitos con elementos concentrados y después con elementos distribuidos (líneas de transmisión) que sirven para realizar los filtros. En el próximo capítulo 3 se abordará como realizar estos circuitos y sus parámetros asociados en estructuras en guía de onda. Los ejemplos prácticos se verán en el capítulo 4, 5 y 6.

2.2 Método de las pérdidas de inserción

Para el diseño de filtros se utilizará el método de pérdidas de inserción. Este método utiliza técnicas de síntesis de circuitos para diseñar filtros, que nos permiten especificar la respuesta en frecuencia, la amplitud de la banda de paso y la banda rechazada y la respuesta en fase. Esta teoría es muy completa y se puede consultar por ejemplo en [3, cap 6]. Aquí introduciremos los conceptos fundamentales, sin entrar en todos los detalles.

El primer paso del método de las pérdidas de inserción es especificar las pérdidas de inserción (P_{LR}) o la magnitud del coeficiente de reflexión en función de ω ($\rho(\omega)$) ya que estas dos magnitudes se relacionan de la siguiente forma:

$$P_{LR} = \frac{1}{1 - \rho(\omega)^2} = \frac{\text{potencia disponible en el generador}}{\text{potencia disipada en la carga}}. \quad (2.1)$$

La forma de definir las pérdidas de inserción se asemeja a la definición del parámetro $|S_{21}(\omega)|^2$, coincidiendo con él en la definición de los parámetros S si se utilizan las impedancias de referencia adecuadas. Hay que señalar que para que la red sea realizable, el modo de definir las pérdidas de inserción tiene algunas restricciones, pues los parámetros S deben cumplir ciertos requisitos.

Para un filtro compuesto de N resonadores acoplados (posteriormente se explicará este término), las funciones de transferencia y el coeficiente de reflexión pueden ser expresadas como un cociente de polinomios complejos de grado N

$$S_{11}(s) = \frac{F(s)}{E(s)} \text{ y } S_{21} = \frac{P(s)}{\varepsilon E(s)} \quad (2.2)$$

donde s es la pulsación compleja $s = \sigma + j\omega$ y ε es la constante de escalado que ajusta el nivel de equirrizado. Todos los polinomios son monótonos crecientes y deben satisfacer las siguientes condiciones para que la red sea realizable [1, cap 2, pag 29].

- E(s) debe ser un polinomio estricto de Hurwitz, es decir, que todos sus ceros deben estar a la izquierda del plano s.
- El polinomio P(s) debe ser de grado $M \leq N-1$ para satisfacer la condición de $P(s) = (-1)^{N+1} P^*(s)$, es decir que todos sus ceros deben ser simétricos respecto al eje imaginario.
- F(s) debe ser de orden N.
- Para la red sin pérdidas debe haber conservación de la energía:

$$E(s)E^*(s) = F(s)F^*(s) + \frac{1}{\varepsilon^2} P(s)P^*(s). \quad (2.3)$$

Con los valores adecuados para estos polinomios se podría conseguir la función de transferencia del filtro que necesitara la aplicación. Esto significa que dada la máscara del filtro a diseñar, mediante técnicas de síntesis se podría conseguir la forma exacta de estos polinomios y por tanto se dispondrá también del valor de las funciones (2.1) y (2.2) en cada punto de frecuencia [1, cap 2]. Puesto que estas funciones se han construido de manera que sean realizables y se dispone de los coeficientes de sus polinomios (es decir, los ceros y polos de la función racional), el siguiente paso es hallar los elementos de un circuito que cumpla esa función de transferencia. Esos elementos pueden ser las inductancias de bobinas o las capacitancias de condensadores o las longitudes e impedancias de las líneas de transmisión. No obstante el resultado de la síntesis del circuito a veces se da en forma de matriz de acoplo M [1, cap 3] que se verá más adelante en la sección 2.8.

En este proyecto no se ha entrado al detalle de los métodos de síntesis, sino que se han utilizado los resultados de programas de síntesis del departamento ya

desarrollados previamente. Por eso, en vez de entrar ahora a los detalles de estos métodos, se va a pasar a describir las respuestas típicas que se utilizan en la práctica.

2.3 Respuestas clásicas por el método de las pérdidas de inserción

En la práctica hay 3 funciones de transferencia ya desarrolladas en la que se basan la mayoría de filtros diseñados: Butterworth (también llamada máximamente plana), Chebyshev (de tipo equirrizada en la banda de paso) y Bessel (o de fase lineal). A continuación se expondrá los distintos tipos con respuesta paso bajo que se podrían trasladar a paso banda o banda eliminada mediante transformaciones en frecuencia posteriormente comentadas [2, cap2].

- Filtro de Butterworth

Proporciona la respuesta más plana posible dentro de la banda de paso aproximándose al comportamiento del filtro ideal en dicha banda. La función del filtro viene dada por:

$$|S_{21}(j\omega)|^2 = \frac{1}{1 + \omega^{2n}}. \quad (2.4)$$

El termino de máximamente plano se refiere a que las derivadas de esta función hasta la derivada enésima son cero para $\omega=0$ y $\omega=\infty$.

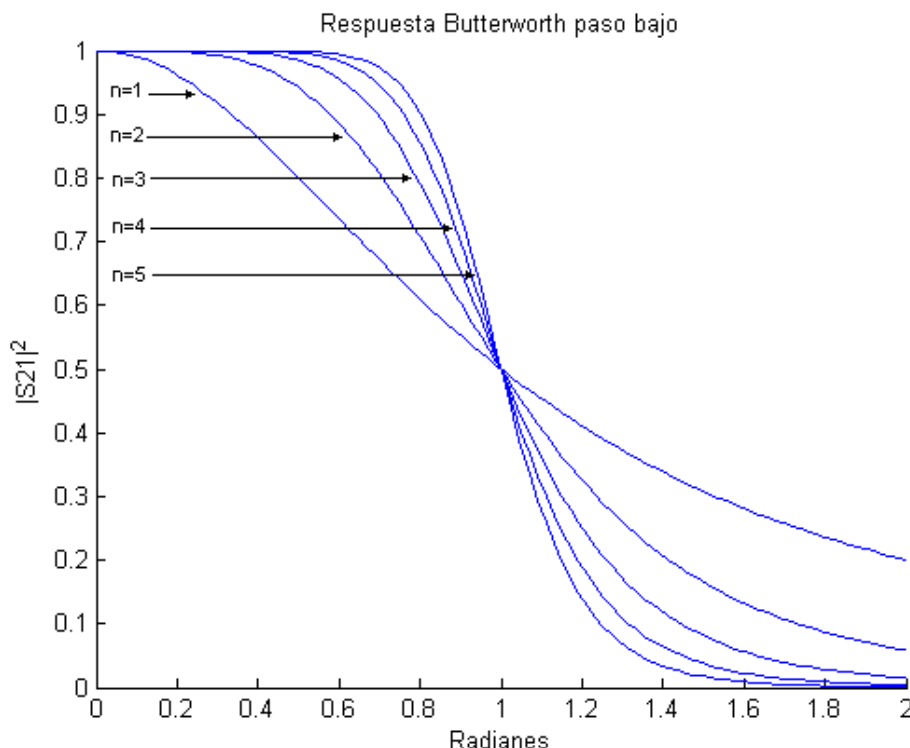


Figura 2-1: Respuesta Butterworth paso bajo

Al aumentar el orden n , la función de Butterworth mejora la respuesta del filtro al aproximarse a la respuesta ideal como se observa en la figura 2-1. Comparando con el filtro ideal se observa que la magnitud no vale cero después de la pulsación de corte, la rapidez de la transición que halla desde la banda de paso hasta la banda de corte hace referencia a cómo de selectivo es el filtro. La selectividad del filtro de Butterworth depende

del orden n , ya que las pérdidas de inserción (inverso de $|S_{21}(j\omega)|^2$) son de $20n$ dB/década.

- Filtro de Chebyshev.

La función de Chebyshev presenta equirizado en la banda de paso y una respuesta monótona decreciente en la banda de corte. La función de Chebyshev viene dada por:

$$|S_{21}(j\omega)|^2 = \frac{1}{1 + \varepsilon^2 T_n^2(\omega)} \quad (2.5)$$

donde $T_n(\omega)$ es el polinomio de Chebyshev de grado n , cuyo valor es:

$$T_n(\omega) = \begin{cases} \cos(n \cos^{-1}(\omega)) & 0 \leq |\omega| \leq 1 \\ \cosh(n \cosh^{-1}(\omega)) & \omega > 1 \end{cases} \quad (2.6)$$

Las derivadas de la función hasta la enésima son cero para $\omega=0$ y $\omega=\infty$. La función tiene un rizado entre 1 y $1/(1+\varepsilon^2)$ hasta que la pulsación alcanza el valor $\omega=1$ rad/s independientemente del orden. Pasado esta pulsación, la función tiende a cero de forma monótona. Incrementando el orden n de la función Chebyshev y manteniendo un valor pequeño en la variable ε , mejora la función aproximándose a la respuesta del filtro ideal paso bajo.

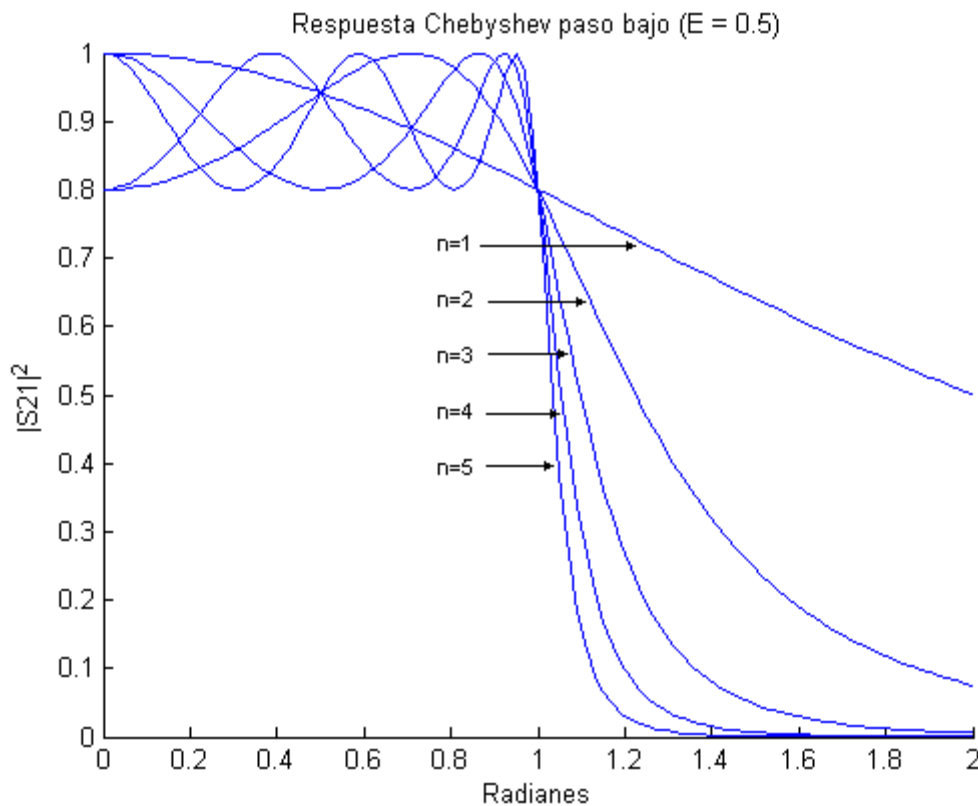


Figura 2-2: Respuesta Chebyshev paso bajo

La respuesta Chebyshev en comparación con la de Butterworth presenta mayor selectividad a costa de introducir el equirizado dentro del paso banda como se observa

en la figura 2-2. Las pérdidas de inserción para una pulsación mayor que la de corte se pueden aproximar como:

$$P_{LR} = \frac{\varepsilon^2}{4} \left(\frac{2\omega}{\omega_c} \right)^{2n} . \quad (2.7)$$

Como en el caso de la función de Butterworth, las pérdidas también se incrementan con una tasa de 20n dB/década pero en este caso el incremento es más grande por un factor de 2^{2n-2} . En realidad ningún otro polinomio con una tolerancia de ε en la banda de paso puede dar mayor incremento. En este sentido la función de Cherbyshev representa un diseño óptimo.

- Filtro de Bessel

La función de Bessel proporciona un retardo de grupo que presenta un comportamiento máximamente plano en la banda de paso (y por lo tanto la fase del parámetro S_{21} será muy cercana a una línea recta en la banda de paso). Los filtros descritos anteriormente especificaban la respuesta en amplitud, introduciendo una distorsión en la señal debido a que la respuesta en fase no era lineal con la frecuencia. En aplicaciones donde no se puede permitir dicha distorsión se utiliza este tipo de filtro, donde la respuesta en fase es más lineal con la frecuencia a costa de ser menos selectivo.

La fase de la función de transferencia viene dada por:

$$\phi(\omega) = A\omega \left[1 + p \left(\frac{\omega}{\omega_c} \right)^{2n} \right] \quad (2.8)$$

donde A y p son constantes. El retardo de grupo correspondiente:

$$\tau_d = \frac{-d\phi}{d\omega} = -A \left[1 + p(2n+1) \left(\frac{\omega}{\omega_c} \right)^{2n} \right]. \quad (2.9)$$

Para la banda de paso el retardo de grupo tiene un comportamiento máximamente plano.

2.4 Implementación del modelo circuital

Una vez que la función característica ha sido definida, el siguiente paso es encontrar la red que tenga como respuesta dicha función característica. Se presentarán ahora un resumen de las ideas principales involucradas en dicha síntesis.

Se parte del parámetro ya definido y expresado en forma de función racional con coeficientes conocidos $S_{21}(s) = h(s)/g(s)$. Como la red es sin pérdidas, se tiene que $S_{21}(s)S_{21}(-s) + S_{11}(s)S_{11}(-s) = 1$ y por lo tanto despejando de la expresión se obtiene que:

$$S_{11}(s)S_{11}(-s) = \frac{f(s)f(-s)}{g(s)g(-s)} \rightarrow S_{11}(s) = \frac{f(s)}{g(s)}$$

donde $h(s)h(-s) = g(s)g(-s) - f(s)f(-s)$.

Para hacer la síntesis de la red eléctrica, la impedancia de entrada de dicha red viene dada por:

$$Z_{in}(s) = \frac{1 + S_{11}(s)}{1 - S_{11}(s)} = \frac{g(s) + f(s)}{g(s) - f(s)}. \quad (2.10)$$

Hay diferentes redes eléctricas que se pueden crear para obtener la impedancia de entrada deseada. En el caso de haber desarrollado alguna de las respuestas anteriormente comentadas, para encontrar el valor de los elementos que forman la red, se realizan sucesivas divisiones de polinomios, de forma que en la expresión de la impedancia de entrada se pueda identificar cada término de la expresión con un elemento de la red. Los detalles de esta síntesis se exponen en [2, cap2].

$$Z_{in}(s) = g_1(s) + \frac{1}{g_2(s) + \frac{1}{g_3(s) + \dots}}. \quad (2.11)$$

Una vez hechas las sucesivas divisiones, se observa en la expresión 2.11 que se han obtenido el valor de los coeficientes g . A partir de ellos se puede sintetizar redes prototipo paso bajo normalizado con impedancia de fuente $R_G=1$ y pulsación de corte $\omega_c=1$ como las de la figura 2-3.

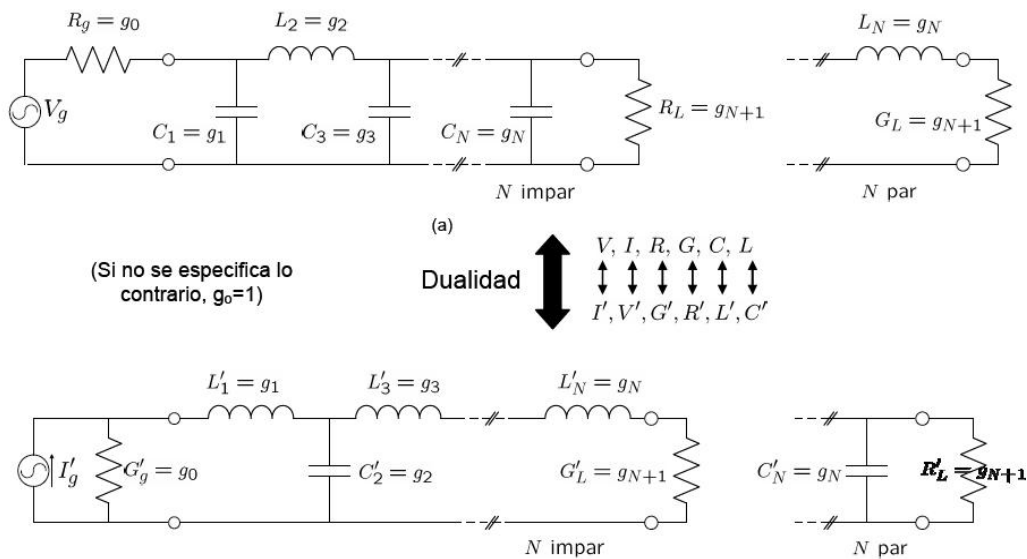


Figura 2-3: Red eléctrica paso bajo normalizada

A continuación, lo primero que se hará es escalar el diseño en términos de la impedancia y frecuencia requeridas, y posteriormente convertirlo en un filtro paso alto, paso banda o de banda eliminada mediante una transformación de frecuencias.

2.4.1 Escalado en impedancia.

En la práctica los filtros requieren resistencias de fuente y de carga distintas de 1. En ese caso los elementos del prototipo paso bajo deben ser escalados para acomodarse a los valores de la terminación del diseño. Si las nuevas condiciones de la terminación son $R_G=n_0g_0$ y $R_L=n_0g_{N+1}$, todas las bobinas y condensadores deberán ser escalados y los valores de las nuevas bobinas y condensadores L' y C' estarán en términos de las L y C del prototipo paso bajo

$$L' = n_0L \text{ y } C' = \frac{1}{n_0}C. \quad (2.12)$$

2.4.2 Escalado y transformación en frecuencia.

Desde el filtro paso bajo normalizado a 1rad/s, es posible definir circuitos que presentan una respuesta en magnitud característica de filtro paso bajo, paso alto, paso banda y banda eliminada desnormalizadas. Se comentará ahora los escalados y transformaciones relacionados con este trabajo: paso bajo a paso bajo de distinta frecuencia de corte y transformación paso bajo a paso banda.

- Paso bajo a Paso bajo. En este caso la función transferencia $S_{21}(s)$ es escalada de acuerdo a esta transformación, $s \rightarrow s/\omega_c$ donde ω_c es la pulsación de corte del diseño. Esto viene a ser un escalado en todos los condensadores y bobinas.

$$L' = \frac{L}{\omega_c} \text{ y } C' = \frac{C}{\omega_c}. \quad (2.13)$$

- Paso bajo a paso banda. En este caso la función transferencia $S_{21}(s)$ se transforma de acuerdo con $s \rightarrow \frac{1}{\Delta} \left(\frac{s}{\omega_0} + \frac{\omega_0}{s} \right)$ con $\Delta = \frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_0}$ y $\omega_0 = \sqrt{\omega_1\omega_2}$ donde ω_1 y ω_2 son los bordes de la banda de paso del filtro paso banda. Con esta transformación, una bobina se transforma en un circuito serie LC y un condensador en un circuito paralelo LC

$$\begin{aligned}
 L \rightarrow & \left\{ \begin{array}{l} L' = \frac{L}{\Delta\omega_0} \\ C' = \frac{\Delta}{L\omega_0} \end{array} \right. \\
 C \rightarrow & \left\{ \begin{array}{l} C' = \frac{C}{\Delta\omega_0} \\ L' = \frac{\Delta}{C\omega_0} \end{array} \right. .
 \end{aligned} \quad (2.14)$$

Los elementos serie del prototipo paso bajo se convierten en circuitos resonadores serie y paralelo y las redes eléctricas de la figura 2-3 se transforman a las que aparecen en la figura 2-4.

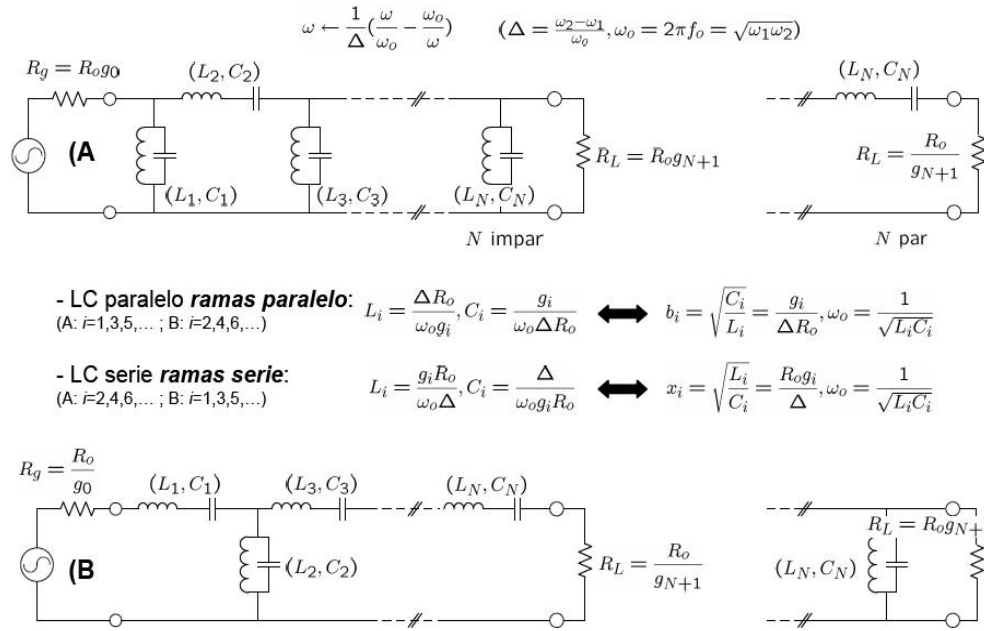


Figura 2-4: Prototipo paso banda

Como se verá más adelante, para establecer las propiedades de resonancia de los resonadores que conforman el filtro, es conveniente especificar su pulsación de resonancia ω_0 y otro parámetro llamado pendiente.

Para cualquier resonador que presenta una resonancia tipo serie (caso de reactancia cero a ω_0) se emplea el parámetro pendiente de la reactancia:

$$x = \frac{f}{2} \left. \frac{d\zeta[z]}{df} \right|_{f=f_0} \quad [\Omega] \quad (2.15)$$

donde ζ es la reactancia del resonador. Para un resonador serie LC simple, la ecuación se reduce a $x = \omega_0 L = 1/(\omega_0 C)$.

Para cualquier resonador que presenta una resonancia tipo paralelo (caso de susceptancia cero a ω_0) se emplea el parámetro pendiente de la susceptancia:

$$b = \frac{f_0}{2} \left. \frac{d\zeta[Y]}{df} \right|_{f=f_0} \quad [\Omega]^{-1} \quad (2.16)$$

donde ζ es la susceptancia del resonador. Para un resonador paralelo LC simple, la ecuación se reduce a $b = \omega_0 C = 1/(\omega_0 L)$.

Las transformaciones restantes se hacen de forma similar como se indica en la figura 2-5.

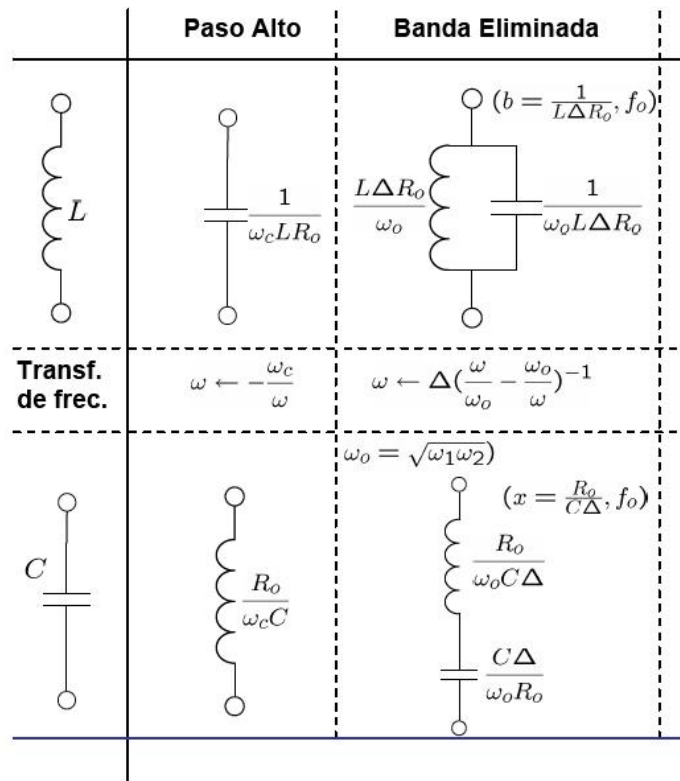


Figura 2-5: Transformaciones de frecuencias e impedancias.

2.5 Resonadores.

El resonador es un elemento esencial para el diseño de filtros, osciladores y amplificadores. Para frecuencias de microondas, los resonadores no se pueden implementar de manera sencilla mediante inductancias y capacitancias de elementos concentrados, sino que se suelen implementar con elementos distribuidos. En cualquier caso, los resonadores en microondas se acercan al comportamiento de los resonadores circuitales RLC cuando se encuentran cerca de la zona de resonancia. Por eso se va a realizar ahora un pequeño estudio preliminar de estos circuitos resonantes RLC (más detalles en [3, cap 6]).

La resistencia R normalmente se usa como la resistencia equivalente parásita asociada a la disipación de potencia en las inductancias y capacitores reales y a la posibilidad de una carga externa resistiva acoplada al resto del circuito.

2.5.1 Resonador serie.

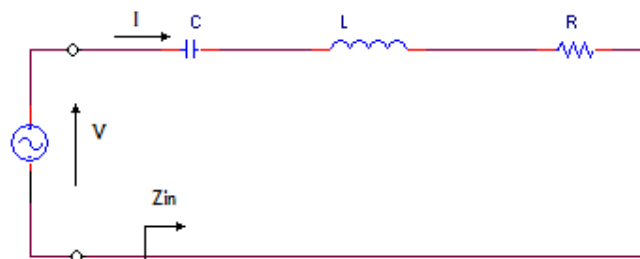


Figura 2-6: Resonador serie

Observando la figura 2-6, si la corriente en el circuito es I y la tensión es V , la potencia compleja de entrada vendrá dada por:

$$P_{in} = \frac{1}{2}VI^* = \frac{1}{2}II^* \left(R + j\omega L - \frac{j}{\omega C} \right). \quad (2.17)$$

La energía almacenada correspondiente al campo eléctrico y magnético, asociado al capacitor y a la inductancia respectivamente, viene dada por:

$$W_m = \frac{1}{4}LII^* \quad W_e = \frac{1}{4} \frac{II^*}{\omega^2 C}. \quad (2.18)$$

La potencia compleja en la entrada puede ser descrita como:

$$P_{in} = P_l + 2j\omega(W_m - W_e). \quad (2.19)$$

Esta ecuación servirá para resolver el valor de la impedancia de entrada, en la que intervendrá la potencia disipada en la resistencia y la energía almacenada en el inductor y el capacitor

$$Z = \frac{P_l + 2j\omega(W_m - W_e)}{\frac{1}{2}II^*}. \quad (2.20)$$

En resonancia la impedancia de entrada es real e igual a R . Esto implica que la energía magnética y eléctrica almacenada son iguales. Para que se de esta condición, la pulsación tiene que ser igual a $\omega_0 = (LC)^{-1/2}$, que es lo que se conoce como pulsación de resonancia.

Un importante parámetro que cuantifica como de selectivo en frecuencia es el circuito resonador, es el factor de calidad Q , que se puede aplicar para todo tipo de sistemas resonantes. Su definición es:

$$Q = \omega \frac{\text{energía media almacenada}}{\text{potencia disipada}}. \quad (2.21)$$

Q es una medida de las pérdidas de un circuito resonante, menos pérdidas implica un mayor Q . Usando la condición de resonancia ($W_m = W_e$) se tiene que:

$$Q = \omega_0 \frac{2W_m}{P_l} = \frac{\omega_0 L}{R} = \frac{1}{\omega_0 RC} \quad (2.22)$$

donde vemos que un incremento de Q supone un decremento de R .

Ahora se evaluará el comportamiento de la impedancia de entrada en el resonador cerca de la frecuencia de resonancia. La pulsación viene dada por $\omega = \omega_0 + \Delta\omega$ y la impedancia de entrada se obtiene como:

$$Z_{in} = R + j\omega L \left(1 - \frac{1}{\omega^2 LC} \right) = R + j\omega L \left(\frac{\omega^2 - \omega_0^2}{\omega^2} \right). \quad (2.23)$$

Como $\Delta\omega$ tiene un valor pequeño, se puede relacionar la pulsación de resonancia del resonador, $\omega^2 - \omega_0^2 = (\omega - \omega_0)(\omega + \omega_0) = \Delta\omega(2\omega - \Delta\omega) \approx 2\omega\Delta\omega$ por lo tanto:

$$Z_{in} \approx R + j2L\Delta\omega \approx R + j \frac{2RQ\Delta\omega}{\omega_0} = R \left(1 + j2Q \frac{f - f_0}{f_0} \right) = j2L(\omega - \omega_0') = j2x \frac{f - f_0'}{f_0} \quad (2.24)$$

siendo x el parámetro pendiente de la reactancia en resonadores serie (2.15) y ω_0' la pulsación de resonancia compleja:

$$\omega_0' = \omega_0 \left(1 + \frac{j}{2Q} \right). \quad (2.25)$$

La forma de identificar estos parámetros con los circuitos equivalentes de resonadores simples es la siguiente:

$$Q = \omega_0 \frac{L}{R} = \frac{x}{R} \text{ con } x = \sqrt{\frac{L}{C}} \text{ siendo } L = \frac{x}{\omega_0} \text{ y } C = \frac{1}{x\omega_0}. \quad (2.26)$$

Como alternativa, se puede modelar un resonador con pérdidas como un resonador sin pérdidas cuya pulsación de resonancia ω_0 ha sido reemplazada por ω_0' . Se puede comprobar considerando la impedancia de entrada de un resonador serie sin pérdidas, dada por $Z_{in} = j2L(\omega - \omega_0)$ y sustituyendo por la pulsación compleja (2.25). Se obtiene:

$$Z_{in} = j2L \left(\omega - \omega_0 - j \frac{\omega_0}{2Q} \right) = \frac{\omega_0}{Q} + j2L(\omega - \omega_0) = R + j2L\Delta\omega. \quad (2.27)$$

Este es un procedimiento útil porque para la mayoría de los resonadores prácticos las pérdidas son muy pequeñas. El factor de calidad Q se puede encontrar usando el método de perturbación. Comenzando con la solución para el caso sin pérdidas, el efecto de las pérdidas se añade a la impedancia de entrada reemplazando ω_0 por la pulsación de resonancia compleja.

Otro parámetro relacionado con el factor de calidad es el ancho de banda fraccional a 3 dB de la impedancia del resonador. Cuando la frecuencia es tal que $|Z_{in}|^2 = 2R^2$, la potencia entregada al circuito es la mitad de la entregada en resonancia. Si BW es el ancho de banda fraccional y viene definido por $\Delta\omega / \omega_0$ se obtiene que:

$$|R + jRQ(BW)|^2 = 2R^2 \text{ y por tanto } BW = \frac{1}{Q}. \quad (2.28)$$

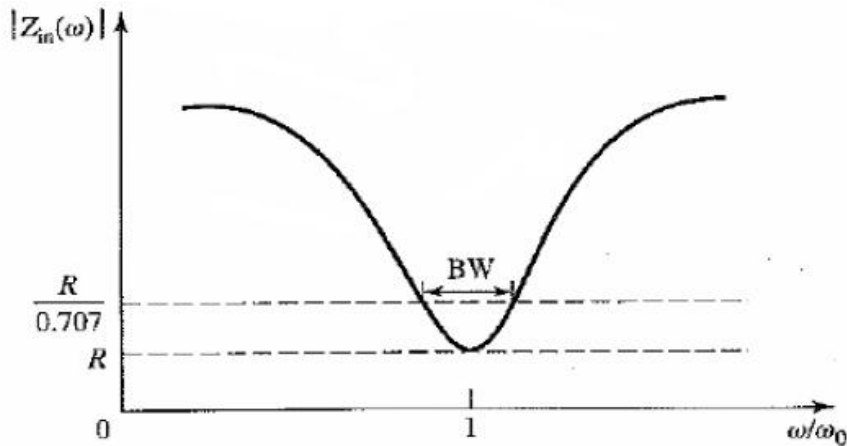


Figura 2-7: Impedancia de entrada frente a la frecuencia [3]

Esta relación proporciona una definición alternativa del factor de calidad, que vendrá dada por el ancho de banda fraccional entre los puntos donde $|Z_{in}|$ es igual a 1.414 del valor mínimo.

2.5.2 Resonador paralelo.

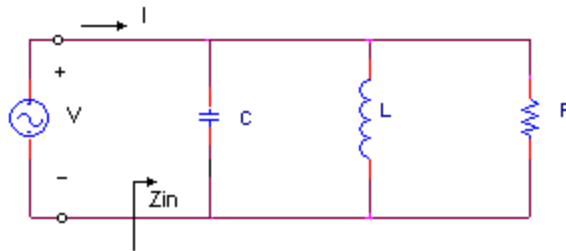


Figura 2-8: Resonador paralelo.

En el caso de encontrarse con un circuito resonante en paralelo como el de la figura 2-8, la forma de analizarlo es semejante al caso anterior, ya que tiene una correspondencia dual con el circuito resonador en serie. La admitancia de entrada de este resonador cerca de la frecuencia de resonancia es:

$$\begin{aligned}
 Y &= G + j\omega C + \frac{1}{j\omega L} = G + jb \left(\frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f} \right) \approx G + 2jC(\omega - \omega_0) = G \left(1 + j2Q \frac{f - f_0}{f} \right) = \\
 &= j2C(\omega - \omega_0') = j2b \left(\frac{f - f_0'}{f_0} \right)
 \end{aligned} \tag{2.29}$$

siendo b el parámetro pendiente de la susceptancia en resonadores paralelos y ω_0' la pulsación en resonancia compleja. Como el caso anterior conviene identificar estos parámetros con los circuitos equivalentes de resonadores de elementos distribuidos en paralelo:

$$Q = \omega_0 \frac{C}{G} = \frac{b}{G} \text{ con } b = \sqrt{\frac{C}{L}} \text{ siendo } L = \frac{1}{b\omega_0} \text{ y } C = \frac{b}{\omega_0} . \tag{2.30}$$

En este caso el factor de calidad vendrá dado por $Q = \omega C / G$ y el ancho de banda a 3 dB coincidirá con el inverso de Q.

En ambos casos (circuito resonante serie o paralelo) se ha hablado de la resistencia R. Si esta representa sólo las pérdidas del circuito resonante, la Q obtenida se denomina factor de calidad propio o descargado. En cambio cuando el circuito resonador esta acoplado con una carga externa que absorbe una cierta cantidad de potencia, el factor de calidad se denomina cargado, Q_L . Si el resonador es un circuito serie RLC, la carga R_L se añade en serie con R, así que la resistencia efectiva es $R+R_L$. Si el resonador es un circuito RLC paralelo, la carga R_L se combina en paralelo con R, así que la resistencia efectiva es $RR_L / (R + R_L)$. Si definimos un Q externo, Q_e como:

$$Q_e \rightarrow \begin{cases} \frac{R_L}{\omega_0 L} & \text{para circuitos paralelo} \\ \frac{\omega_0 L}{R_L} & \text{para circuitos serie} \end{cases}$$

entonces Q cargado se puede expresar como:

$$\frac{1}{Q_L} = \frac{1}{Q_e} + \frac{1}{Q} \quad (2.31)$$

2.6 Líneas de transmisión como resonadores

Los elementos concentrados son muy difíciles de realizar a las frecuencias de microondas, por eso normalmente se usan los elementos distribuidos. Se verá el uso de líneas de transmisión de diferentes longitudes y terminaciones (en abierto o cerrado) para implementar resonadores. En este tipo de resonadores también aparecerá el factor de calidad asociado a las pérdidas en la línea de transmisión [3, cap 6].

2.6.1 Líneas de transmisión $\lambda/2$ en cortocircuito

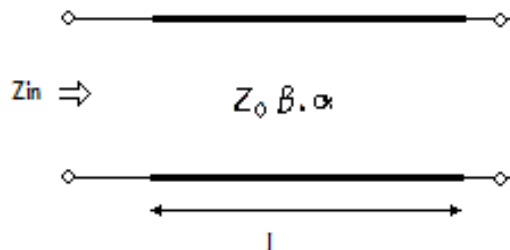


Figura 2-9: Línea de transmisión en cortocircuito

Se considera una línea de transmisión con pérdidas, cortocircuitada en uno de sus extremos como en la figura 2-9. La línea tiene una impedancia Z_0 , constante de propagación β y una constante de atenuación α . A la pulsación $\omega = \omega_0$, la longitud de la línea es $l = \lambda/2$, donde $\lambda = 2\pi/\beta$. La impedancia de entrada es:

$$Z_{in} = Z_0 \tanh(\alpha + j\beta)l. \quad (2.32)$$

Usando la identidad de la tangente hiperbólica se obtiene:

$$Z_{in} = Z_0 \frac{\tanh(\alpha l) + j \tan \beta l}{1 + \tan \beta l \tanh(\alpha l)}. \quad (2.33)$$

Se observa que $Z_{in} = jZ_0 \tan \beta l$ si $\alpha = 0$ (no pérdidas).

En la práctica la mayoría de las líneas de transmisión tiene pérdidas pequeñas, podemos asumir que $\alpha l \ll 1$, entonces $\tanh \alpha l \approx \alpha l$. Ahora si se expresa $\omega = \omega_0 + \Delta\omega$ donde $\Delta\omega$ es pequeño, y se asume un modo TEM en la línea.

$$\beta l = \frac{\omega l}{v_p} = \frac{\omega_0 l}{v_p} + \frac{\Delta\omega l}{v_p} \quad (2.34)$$

donde v_p es la velocidad de fase de la línea de transmisión. Como $l = \lambda/2 = \pi v_p / \omega_0$ se tiene que:

$$\beta l = \pi + \frac{\Delta\omega\pi}{\omega_0} \text{ y } \tan \beta l = \tan\left(\pi + \frac{\Delta\omega\pi}{\omega_0}\right) = \tan\left(\frac{\Delta\omega\pi}{\omega_0}\right) \approx \frac{\Delta\omega\pi}{\omega_0}. \quad (2.35)$$

Usando estos resultados se puede expresar la impedancia de entrada como:

$$Z_{in} \approx Z_0 \frac{\alpha l + j(\Delta\omega\pi/\omega_0)}{1 + j(\Delta\omega\pi/\omega_0)\alpha l} \approx Z_0 \left(\alpha l + j \frac{\Delta\omega\pi}{\omega_0} \right) \approx Z_0 \left(\alpha l + j \frac{(f - f_0)\pi}{f_0} \right) \quad (2.36)$$

pues $(\Delta\omega\pi/\omega_0)\alpha l \ll 1$.

Si se compara esta expresión con la expresión 2.27, que corresponde a la impedancia de entrada para un circuito resonante RLC en serie, se relacionará la resistencia del circuito equivalente como $R = Z_0 \alpha l$, la inductancia del circuito equivalente como $L = Z_0 \pi / 2\omega_0$ y la capacidad del circuito equivalente vendría dada por $C = 1/\omega_0^2 L$.

Para el resonador analizado, está en resonancia si $\Delta\omega=0$ y la impedancia de entrada tendría el valor $Z_{in} = R = Z_0 \alpha l$. La resonancia solo ocurre para longitudes de $l = n\lambda/2$ con $n = 1, 2, 3, \dots$. La distribución del voltaje para los modos $n=1$ y $n=2$ esta representado en la figura 2-10.

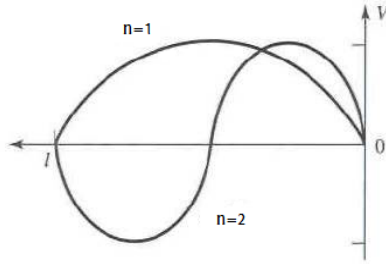


Figura 2-10: Distribución del voltaje para $n = 1$ ($l = \lambda / 2$) y $n = 2$ ($l = \lambda$) [3]

Si se sustituyen los valores del circuito equivalente se obtiene el factor de calidad así como la pendiente de reactancia.

$$Q = \frac{\pi}{2\alpha l} \quad x = \frac{Z_0 \pi}{2}. \quad (2.37)$$

2.6.2 Líneas de transmisión $\lambda/2$ en abierto

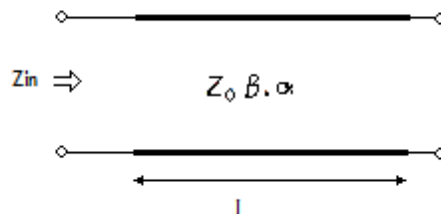


Figura 2-11: Línea de transmisión en abierto

Un resonador que se utiliza a menudo es el que consiste en una línea de transmisión de cierta longitud terminado en circuito abierto como la que aparece en la figura 2-11. El comportamiento de este resonador es equiparable al de un circuito resonante en paralelo cuando la longitud es $\lambda/2$ o un múltiplo de este.

La impedancia de entrada de una línea de transmisión en abierto de cierta longitud l es:

$$Z_{in} = Z_0 \coth(\alpha + j\beta)l = Z_0 \frac{1 + j \tan(\beta l) \tanh(\alpha l)}{\tanh(\alpha l) + j \tan(\beta l)}. \quad (2.38)$$

Si asumimos que $l = \lambda/2$ para $\omega = \omega_0$ y $\omega = \omega_0 + \Delta\omega$, para una línea TEM se obtiene la expresión 2.34. En este caso se tratan las pérdidas como en el caso anterior, $\tanh \alpha l \approx \alpha l$ con lo que al final se obtiene la siguiente expresión de la impedancia de entrada:

$$Z_{in} = \frac{Z_0}{\alpha l + j(\Delta\omega\pi / \omega_0)} = \frac{Z_0}{\alpha l + j((f - f_0)\pi / f_0)}. \quad (2.39)$$

Comparando la expresión obtenida con la del resonador en paralelo 2.29, se puede obtener los valores de la resistencia, inductancia y capacitancia equivalente para el circuito RLC:

$$R = \frac{Z_0}{\alpha l} \quad C = \frac{\pi}{2\omega_0 Z_0} \quad L = \frac{1}{\omega_0^2 C}. \quad (2.40)$$

Como en el caso anterior sustituyendo los valores obtenidos del circuito equivalente se puede calcular el factor de calidad y la pendiente de la susceptancia.

$$Q = \omega_0 RC = \frac{\pi}{2\alpha l} \quad b = \frac{\pi}{2Z_0} \quad (2.41)$$

2.6.3 Líneas de transmisión $\lambda/4$ en cortocircuito

Otra forma de conseguir un circuito resonante en paralelo es usando una línea de transmisión de longitud $\lambda/4$ (o múltiplo impar) cortocircuitada (figura 2-9). La impedancia de entrada viene dada por:

$$Z_{in} = Z_0 \tanh(\alpha + j\beta)l = Z_0 \frac{1 - j \tanh(\alpha l) \tan(\beta l)}{\tanh(\alpha l) - j \cot(\beta l)}. \quad (2.42)$$

Se asume que $l = \lambda/4$ para $\omega = \omega_0$ y $\omega = \omega_0 + \Delta\omega$, para una línea TEM se obtiene la expresión (2.34), entonces:

$$\cot(\beta l) = \cot\left(\frac{\pi}{2} + \frac{\pi\Delta\omega}{2\omega_0}\right) = -\tan\left(\frac{\pi\Delta\omega}{2\omega_0}\right) \approx \frac{\pi\Delta\omega}{2\omega_0}. \quad (2.43)$$

Al tratarse de pequeñas pérdidas, se considera que $\tanh \alpha l \approx \alpha l$, usando estos resultados se obtiene que la impedancia de entrada tenga esta expresión.

$$Z_{in} = Z_0 \frac{1 + j\alpha l \pi \Delta\omega / 2\omega_0}{\alpha l + j\pi \Delta\omega / 2\omega_0} \approx \frac{Z_0}{\alpha l + j\pi \Delta\omega / 2\omega_0} \approx \frac{Z_0}{\alpha l + j\pi(f - f_0) / 2f_0}. \quad (2.44)$$

Se asume que $\alpha l \pi \Delta\omega / 2\omega_0 \ll 1$. El resultado tiene la misma forma que la impedancia de entrada para resonadores en paralelo RLC (2.29). Los valores del circuito equivalente son los siguientes.

$$R = \frac{Z_0}{\alpha l} \quad C = \frac{\pi}{4\omega_0 Z_0} \quad L = \frac{1}{\omega_0^2 C} \quad Q = \frac{\pi}{4\alpha l} \quad b = \frac{\pi}{4Z_0}. \quad (2.45)$$

2.6.4 Líneas de transmisión $\lambda/4$ en abierto

El desarrollo es igual que el de línea de transmisión de longitud $\lambda/2$ en abierto (figura 2-11), con la salvedad de que al tener diferente longitud en este caso se comporta como un resonador RLC en serie cuando la longitud es $\lambda/4$ o múltiplo impar.

La impedancia de entrada para una línea de transmisión de longitud l es:

$$Z_{in} = Z_0 \coth(\alpha + j\beta)l = Z_0 \frac{1 + j \tan(\beta l) \tanh(\alpha l)}{\tanh(\alpha l) + j \tan(\beta l)}. \quad (2.46)$$

Asumiendo que $\omega = \omega_0 + \Delta\omega$ y que la constante de propagación β corresponde a un modo TEM y las pérdidas son pequeñas ($\tanh \alpha l \approx \alpha l$) se obtiene:

$$\beta l = \frac{\pi}{2} + \frac{\pi \Delta\omega}{2\omega_0} \quad \tan(\beta l) \approx \frac{1}{(\pi \Delta\omega)/(2\omega_0)} \quad (2.47)$$

$$Z_{in} = Z_0 \left(\alpha l + j \frac{\pi}{2} \frac{\Delta\omega}{\omega_0} \right) = Z_0 \left(\alpha l + \frac{j\pi(f - f_0)}{2f_0} \right). \quad (2.48)$$

El resultado tiene la misma forma que la impedancia de entrada para resonadores en serie RLC. Los valores del circuito equivalente son los siguientes:

$$R = Z_0 \alpha l \quad L = \frac{Z_0 \pi}{4\omega_0} \quad C = \frac{1}{\omega_0^2 L} \quad Q = \frac{\pi}{4\alpha l} \quad x = \frac{Z_0 \pi}{4}. \quad (2.49)$$

Los resultados de las secciones 2.6.1-2.6.4 sobre resonadores de elementos concentrados y elementos distribuidos se presentan a continuación de forma resumida en la figura 2-12.

		Frec. Resonan.	Pendiente	Q
SERIE		$f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$	$x = \sqrt{\frac{L}{C}}$	$Q = \frac{x}{R}$
	$Z_c, \alpha, \theta_o = (2n-1)\pi/2$ $(d=(2n-1)\lambda_o/4)$	$Z \approx_{f \approx f_o} j2x \frac{f-f_o}{f_o}$		
	$Z_c, \alpha, \theta_o = n\pi$ $(d=n\lambda_o/2)$	$Z _{f=f_o} = 0$ (CC)		
		$f'_o = f_o \left(1 - \frac{1}{2jQ}\right)$	$f_o = \frac{\theta_o c_{faz}}{2\pi d}$ $(\theta = \beta d = \theta_o \frac{f}{f_o})$	$x = Z_c \frac{\theta_o}{2}$
PARALELO		$f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$	$b = \sqrt{\frac{C}{L}}$	$Q = \frac{b}{G}$
	$Z_c, \alpha, \theta_o = (2n-1)\pi/2$ $(d=(2n-1)\lambda_o/4)$	$Y \approx_{f \approx f_o} j2b \frac{f-f_o}{f_o}$		
	$Z_c, \alpha, \theta_o = n\pi$ $(d=n\lambda_o/2)$	$Y _{f=f_o} = 0$ (CA)		

Figura 2-12: Resumen de resonadores de elementos concentrados y distribuidos

Aunque las secciones de línea de transmisión se comportan como circuitos resonantes simples de elementos concentrados en las cercanías de una frecuencia de resonancia, son en realidad redes mucho más complejas con un número infinito de resonancias (resonadores serie) y antiresonancias (resonadores en paralelo). Las frecuencias de resonancia para una línea cortocircuitada $d=n\lambda_o/2$, se producen para múltiplos de la mitad de la longitud de onda, $f_n=nc/2d$, y las frecuencias antiresonancia para una línea cortocircuitada de $d=(2n-1)\lambda_o/4$ se producen para un múltiplo impar de un cuarto de la longitud de onda $f_n=(2n-1)c/4d$.

Como consecuencia se deduce que el circuito equivalente asociado a este tipo de líneas de transmisión consistiría en un número infinito de circuitos resonadores acoplados. En la práctica, en una determinada banda de frecuencia de trabajo, una línea de transmisión se puede representar con un único circuito simple con frecuencia de resonancia adecuada, pues los diseños se realizan para que los espurios (las siguientes frecuencias de resonancia) aparezcan lejos de la banda de trabajo.

2.7 Inversores de impedancia y admitancia

Un elemento que sirve para simplificar las redes obtenidas es el inversor. Los inversores de impedancia pueden ser usados para convertir la red del filtro paso banda en otra red que cuente solo con circuitos en serie o solo con circuitos en paralelo. La ventaja de este cambio es que para frecuencias de microondas, la alternancia de resonadores en serie y resonadores en paralelo es difícil de implementar, siendo más fácil utilizar o bien resonadores en serie o bien resonadores en paralelo.

Además, eligiendo correctamente los valores del inversor podemos conseguir que todos los capacitores e inductancias tengan el mismo valor, es decir, que los resonadores asociados al filtro estén sintonizados (misma frecuencia de resonancia) y tengan el mismo parámetro pendiente [4, cap 8].

Un inversor de impedancia es una red de dos puertas que puede obtener una impedancia a la entrada que es la inversa de la impedancia de la carga (figura 2-13) multiplicada por un factor, que es el valor del inversor.

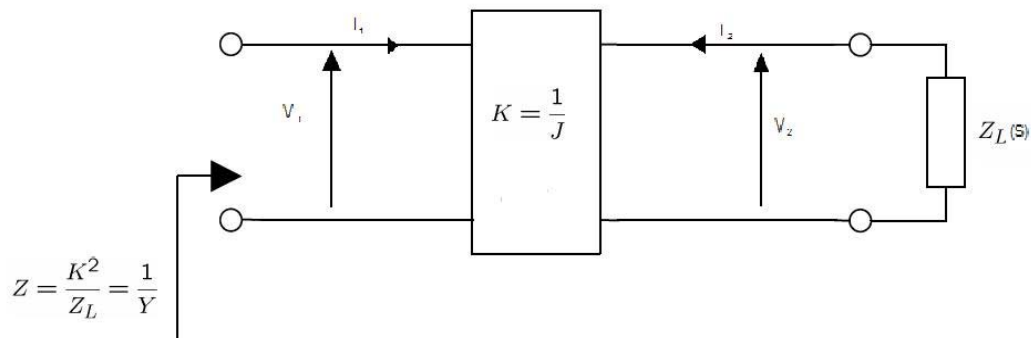


Figura 2-13: Inversor de impedancia

Suponiendo que se dispone de un inversor de impedancia ideal, la matriz ABCD que tendríamos sería de este tipo.

$$\begin{pmatrix} V_1 \\ I_1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & jK \\ \frac{j}{K} & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_2 \\ -I_2 \end{pmatrix}. \quad (2.50)$$

La impedancia a la entrada de la red cuando se conecta a la carga una impedancia $Z_L(s)$ vendrá dada por:

$$Z_{in} = \frac{V_1}{I_1} = \frac{AZ_L + B}{CZ_L + D} = \frac{0Z_L + jK}{(j/K)Z_L + 0} = \frac{K^2}{Z_L}. \quad (2.51)$$

Para el caso de un inversor de admitancias, de forma análoga, la admitancia que se obtiene en la entrada es la inversa de la admitancia en la carga

$$Y_{in} = \frac{J^2}{Y_L}. \quad (2.52)$$

Si consideramos una admitancia en paralelo $Y_p(\omega)$ con dos inversores de impedancia ideales conectados a ambos lados. Calculando la matriz ABCD y operando se obtiene que el circuito es equivalente a un impedancia en serie de valor Z_s .

$$Z_{in} = \frac{K^2}{Z_p} = K^2 Y_p = Y_p = Z_s. \quad (2.53)$$

Si Y_p es un resonador en paralelo con $Y_p = j\omega C - j/\omega L = j\omega C(1 - \omega_0^2/\omega^2)$, se convertirá en un circuito en serie con $Z_s = j\omega L(1 - \omega_0^2/\omega^2)$, donde la inductancia L en henrios tendrá el mismo valor que la capacidad C en faradios. Si queremos convertir una admitancia $Y_1 = j\omega C_1(1 - \omega_0^2/\omega^2)$ en un circuito en serie con una inductancia L arbitraria, el valor que deberíamos elegir del inversor sería $K = \sqrt{\frac{L}{C_1}}$.

El caso análogo es un elemento en paralelo con dos inversores de admitancia a ambos lados. Estos resultados son extrapolables del caso anterior.

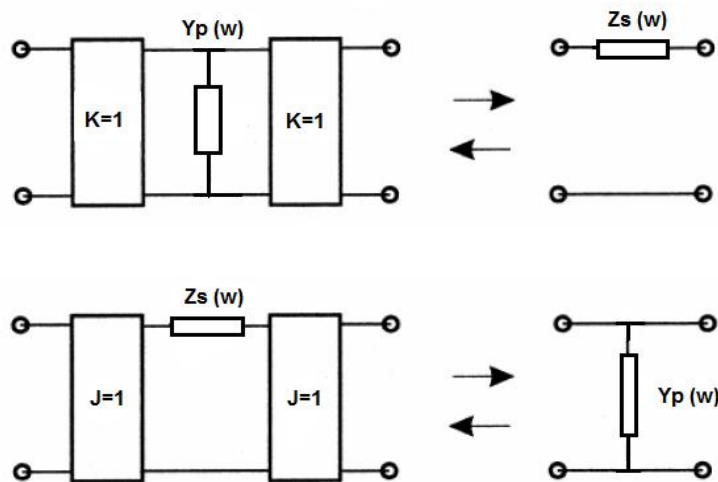


Figura 2-14: Inversores de impedancia utilizados para convertir una admitancia en paralelo en una impedancia en serie. Inversores de admitancia utilizados para convertir una impedancia en series en una admitancia en paralelo [4]

Realizando un análisis más profundo, se observa que los valores de las inductancias y de los capacitores pueden tener un valor arbitrario elegido por el diseñador, siempre que se empleen inversores con un valor adecuado [4, cap 8].

Haciendo uso de las propiedades descritas anteriormente se puede modificar el diseño del prototipo paso bajo en una forma equivalente más conveniente para realizarlo con estructuras en microondas como se observa en la figura 2-16.

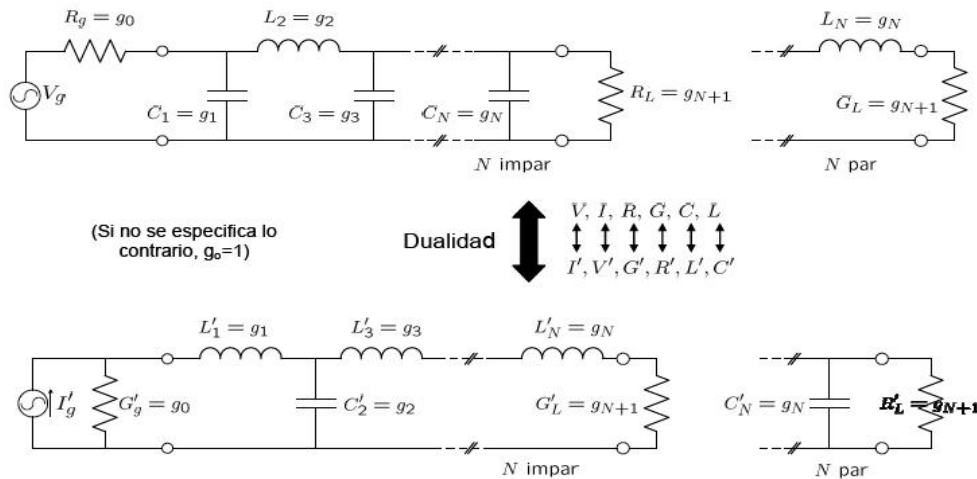


Figura 2-15 Prototipo paso bajo

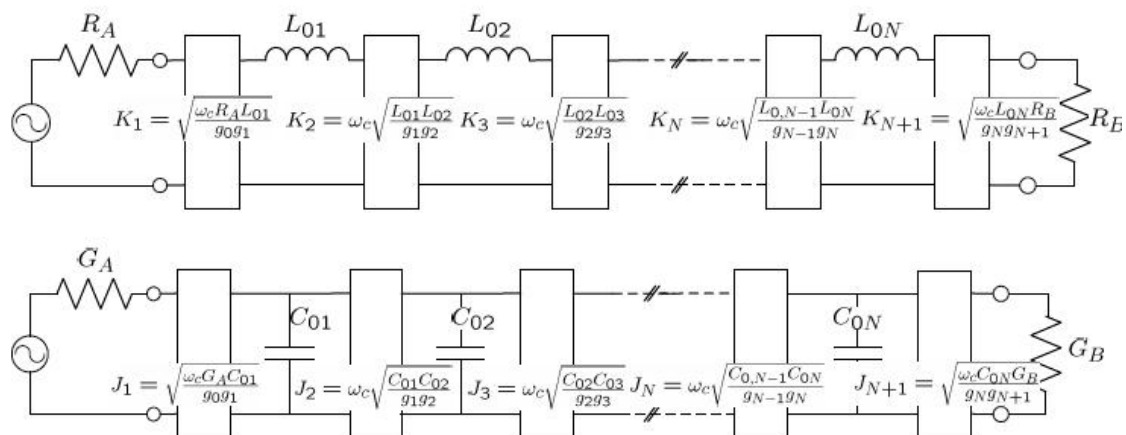


Figura 2-16 Prototipo paso bajo con inversores

Al tratarse de inversores ideales la respuesta del filtro no cambia, podríamos hacer las conversiones comentadas anteriormente para obtener cualquier clase de filtro utilizando inversores, como por ejemplo paso banda implementado con inversores (figura 2-17).

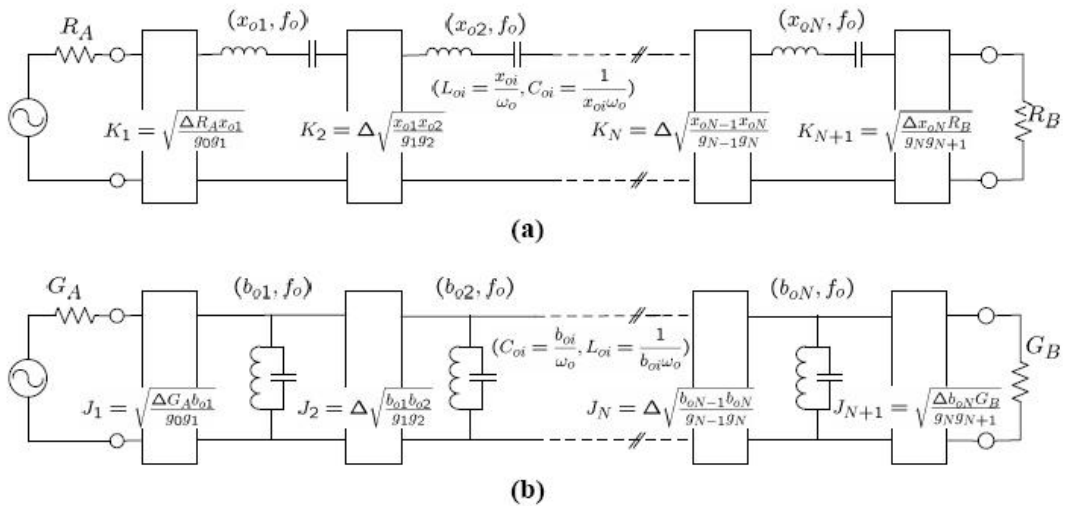


Figura 2-17 Filtro paso banda con inversores

Los parámetros x_i , b_i (pendiente de los resonadores), R_A , R_B , f_0 y Δ toman valores arbitrarios a escoger por el diseñador. Observando los parámetros x_i y b_i de forma más detallada, se ve que tanto el valor de los inversores como el tipo de resonadores dependen de ellos. El diseñador debe darles un valor adecuado para que los resonadores puedan sintetizarse mediante líneas de transmisión y que los inversores se sintetizen con el acoplo correspondiente. Como consideración a parte, convendría que el valor de la pendiente de los resonadores sea igual para todo ellos a fin de que las líneas de transmisión que los sintetizan sean iguales.

Hasta ahora se ha tratado a los inversores de impedancia/admitancia como cajas negras, en realidad dichos inversores poseen múltiples circuitos equivalentes. A la hora de realizar el filtro con guías de ondas rectangulares, el circuito equivalente elegido a sido el que presentaba más similitudes con la representación circuital de los iris de acoplo (se hablará de ellos en el capítulo 3) (figura 2-18) [5, cap 14].

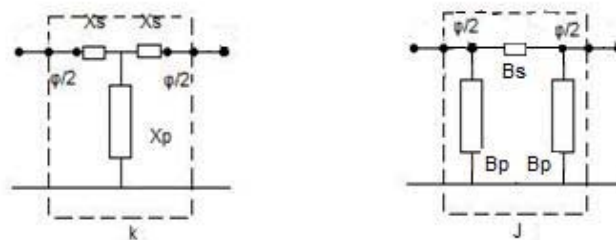


Figura 2-18: Circuitos equivalentes de los inversores de impedancia y admitancia

Para el inversor de impedancia se tiene que:

$$\frac{K}{Z_0} = \left| \tan \left(\frac{\phi}{2} + \arctan \left(\frac{X_s}{Z_0} \right) \right) \right| \quad (2.54)$$

$$\phi = -\arctan \left(2 \frac{X_p}{Z_0} + \frac{X_s}{Z_0} \right) - \arctan \left(\frac{X_s}{Z_0} \right). \quad (2.55)$$

Para el inversor de admitancia se tiene que:

$$\frac{J}{Y_0} = \left| \tan \left(\frac{\phi}{2} + \arctan \left(\frac{B_p}{Y_0} \right) \right) \right|. \quad (2.56)$$

$$\phi = -\arctan \left(2 \frac{B_s}{Y_0} + \frac{B_p}{Y_0} \right) - \arctan \left(\frac{B_p}{Y_0} \right). \quad (2.57)$$

2.8 Matriz de acoplo entre resonadores.

Hasta ahora los diseños se han centrado en filtros con una respuesta del tipo Butterworth, Chebyshev y Bessel, con sus transformaciones en frecuencia del prototipo paso bajo al resto de modelos. Como se exponía en la introducción, en ocasiones se requiere que el filtro cumpla unos requisitos un tanto particulares, donde la función característica del filtro va a ser más compleja y necesitamos nuevos mecanismos para poder analizarla y realizarla.

En estos casos la función característica del filtro se proporciona mediante la matriz de acoplo. La matriz de acoplo permite sintetizar redes complejas de manera sencilla por que permite operaciones que las simplifica y las reconfigura topológicamente.

Además todos los elementos de la matriz de acoplo identifican unívocamente algún elemento del diseño final en microondas. Esto permita dar características eléctricas a todos los elementos, tal como el valor Q_u para cada cavidad resonadora, diferentes características de dispersión para diferentes tipos de acoplos... [5, cap 8].

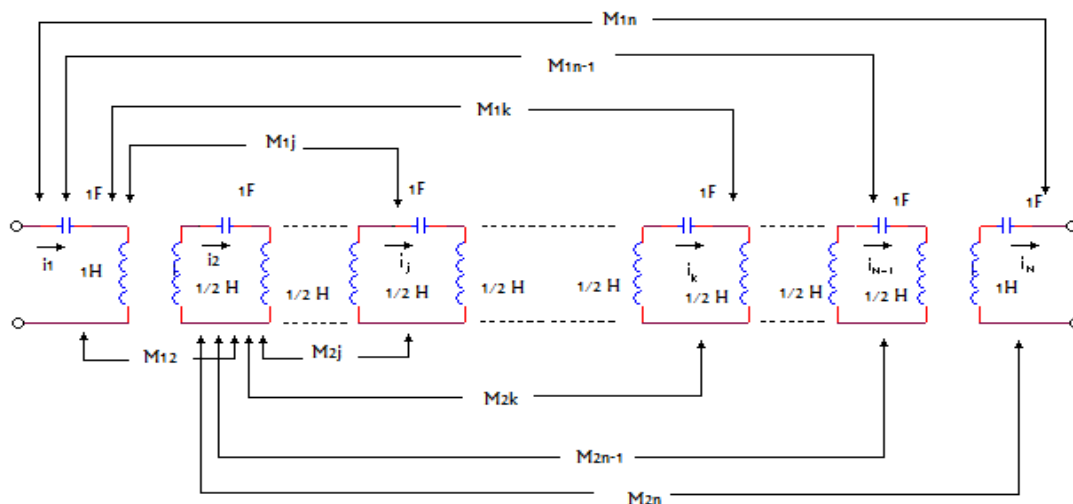


Figura 2-19: Red eléctrica asociada a una matriz de acoplos

La figura 2-19 representa la red eléctrica asociada a una matriz de acoplos. Se trata de un método generalizado respecto a lo que hemos visto en los casos anteriores, donde los acoplos (se sintetizaban mediante inversores) solo se producían entre resonadores adyacentes. En la red de la figura 2-19 todos los resonadores están inter-

acoplados y este acoplo entre el resonador i y el j se caracteriza por el término M_{ij} . Esta formulación permite que todos los resonadores están acoplados, pero si en la práctica alguno no lo está, su valor M_{ij} es cero.

Se han desarrollado diversas técnicas de síntesis de la matriz de acoplos, tanto analíticas como basadas en procedimientos iterativos y de optimización. Para el diseño especificado en el proyecto, interesa analizar las redes de dos puertos mediante la matriz de acoplamiento. Esta matriz $N \times N$ contiene el valor de los acoplos entre los nodos de la red (provistos por los transformadores de la figura anterior, de forma similar a los inversores de impedancia vistos anteriormente) [6, cap 8].

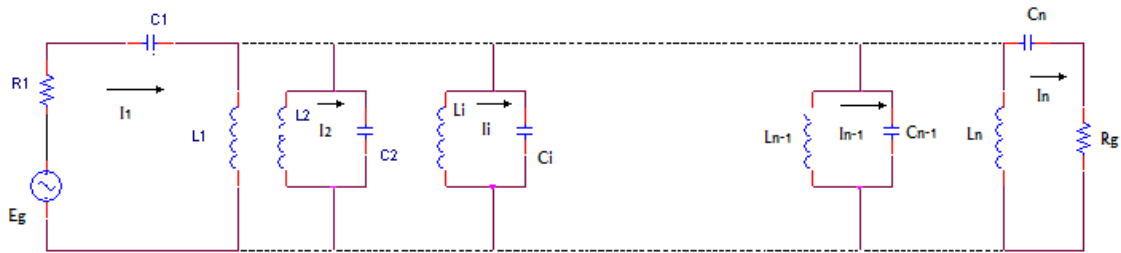


Figura 2-20: Red eléctrica con N resonadores con acoplos cruzados de tipo magnético L_{ij} entre las bobinas i y j .

La red presentada en la figura 2-20 tiene una fuente genérica de voltaje e_g que tiene una impedancia interna R_s y una impedancia de carga R_L . Al tratarse de circuitos resonadores con corrientes circulando en el lazo, todo el circuito incluyendo la fuente y la carga es representado por medio de la matriz de impedancia $[Z]$. Este desarrollo se puede encontrar en [6, cap 8]. Aplicando la ley de nodos de Kirchhoff's se obtiene:

$$\begin{aligned} \left(R_s + j\omega L_1 + \frac{1}{j\omega C_1} \right) i_1 - j\omega L_{12} i_2 - \dots - j\omega L_{1N} i_N &= e_g \\ -j\omega L_{21} i_1 + \left(j\omega L_2 + \frac{1}{j\omega C_2} \right) i_2 - \dots - j\omega L_{2N} i_N &= 0 \\ &\dots \\ -j\omega L_{N1} - j\omega L_{N2} - \dots + \left(R_L + j\omega L_N + \frac{1}{j\omega C_N} \right) i_N &= 0. \end{aligned} \quad (2.58)$$

En la expresión anterior, el factor $L_{ij}=L_{ji}$ representa la inductancia mutua entre los resonadores i, j . Se supone que todas las corrientes circulan en el mismo sentido y el voltaje producido por la inductancia mutua tiene sentido negativo.

Si las ecuaciones anteriores se representan en forma matricial y se considera que todos los resonadores son síncronos (resuenan a la misma frecuencia), al normalizar se obtiene:

$$[Z_n] = \begin{bmatrix} \frac{R_s}{\omega_0 FBW} + p & -j \frac{\omega L_{12}}{\omega_0 L FBW} & \dots & -j \frac{\omega L_{1N}}{\omega_0 L FBW} \\ -j \frac{\omega L_{21}}{\omega_0 L FBW} & p & \dots & -j \frac{\omega L_{2N}}{\omega_0 L FBW} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ -j \frac{\omega L_{N1}}{\omega_0 L FBW} & -j \frac{\omega L_{N2}}{\omega_0 L FBW} & \dots & \frac{R_L}{\omega_0 FBW} + p \end{bmatrix} \quad (2.59)$$

$$|Z| = \omega_0 L FBW |Z_n|. \quad (2.60)$$

El factor ω_0 es la pulsación central del filtro, FBW es el ancho de banda fraccional del filtro $FBW = \Delta\omega / \omega_0$ y p nos muestra la variación de la impedancia en los resonadores en función de la frecuencia pues consideramos que $\omega / \omega_0 \approx 1$

$$p = j \frac{1}{FBW} \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right). \quad (2.61)$$

Para un filtro síncrono, se definen los coeficientes de acoplo como $M_{ij} = \frac{1}{FBW} \frac{L_{ij}}{L}$, la expresión de la matriz de impedancia normalizada nos quedaría de la siguiente forma:

$$[Z_n] = \begin{bmatrix} R'_s + p & -jM_{12} & \dots & -jM_{1N} \\ -jM_{21} & p & \dots & -jM_{2N} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ -jM_{N1} & -jM_{N2} & \dots & R'_L + p \end{bmatrix}. \quad (2.62)$$

En el caso de tener un filtro asíncrono, los resonadores que lo componen tienen diferente frecuencia de resonancia, habría que cambiar la definición de los coeficientes de acoplo

$$M_{ij} = \frac{1}{FBW} \frac{L_{ij}}{\sqrt{(L_i L_j)}} \text{ para } j \neq i \quad (2.63)$$

y añadir un término M_{ii} que hay que tener en cuenta en el diseño asíncrono, la expresión resultante es:

$$[Z_n] = \begin{bmatrix} R'_s + p - jM_{11} & -jM_{12} & \dots & -jM_{1N} \\ -jM_{21} & p - jM_{22} & \dots & -jM_{2N} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ -jM_{N1} & -jM_{N2} & \dots & R'_L + p - jM_{NN} \end{bmatrix}. \quad (2.64)$$

Hasta ahora los coeficientes de acoplos eran introducidos por la inductancia mutua, que está asociado al acoplo magnético que se produce entre resonadores. Para ver el acoplo eléctrico (figura 2-21) que se produce hay que redefinir las ecuaciones basadas en las leyes de Kirchhoff's con el circuito dual (desarrollado en [6, cap8]).

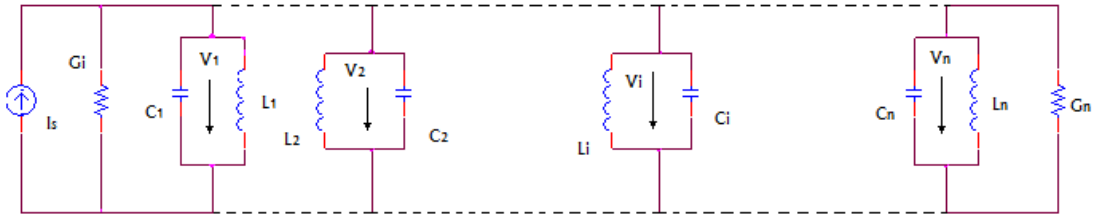


Figura 2-21: Red eléctrica con N resonadores con acoplos cruzados de tipo eléctrico C_{ij} entre los condensadores i y j

$$\begin{aligned}
 \left(G_S + j\omega C_1 + \frac{1}{j\omega L_1} \right) v_1 - j\omega C_{12} v_2 - \dots - j\omega C_{1N} v_N &= i_g \\
 -j\omega C_{21} v_1 + \left(j\omega C_2 + \frac{1}{j\omega L_2} \right) v_2 - \dots - j\omega L_{2N} v_N &= 0 \\
 &\dots\dots\dots \\
 -j\omega C_{N1} v_1 - j\omega C_{N2} v_2 - \dots + \left(G_L + j\omega C_N + \frac{1}{j\omega L_N} \right) v_N &= 0.
 \end{aligned} \tag{2.65}$$

La matriz de admitancia normalizada que se obtendría, tendrá la siguiente expresión.

$$[Y_n] = \begin{bmatrix} G'_S + p - jM_{11} & -jM_{12} & \dots & -jM_{1N} \\ -jM_{21} & p - jM_{22} & \dots & -jM_{2N} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ -jM_{N1} & -jM_{N2} & \dots & G'_L + p - jM_{NN} \end{bmatrix}. \tag{2.66}$$

Donde ahora se definen los coeficientes de acoplo de la siguiente forma:

$$M_{ij} = \frac{1}{FBW} \frac{C_{ij}}{\sqrt{(C_i C_j)}} \text{ para } j \neq i. \tag{2.67}$$

Dependiendo del tipo de acoplo existente entre los resonadores, se utilizará una matriz de acoplo u otra o una combinación de ambas.

Se ha visto como obtener la matriz de acoplo de un filtro, pero para el diseño especificado en el proyecto, interesa saber como obtener la respuesta del filtro en función de su matriz de acoplos, ya que esta es proporcionada por medio del método de pérdidas de inserción [5, cap 8].

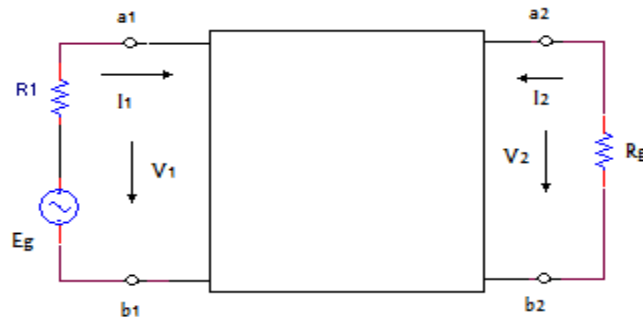


Figura 2-22: Red eléctrica de 2 puertas.

Como en el anterior caso, se parte de las leyes de kirchhoff's:

$$[e_g] = [Z][i] \quad (2.68)$$

donde $[Z]$ es la matriz de impedancias para la red de N lazos. Si se expande $[Z]$, la expresión es la siguiente.

$$e_g [1, 0, 0, \dots, 0]^t = [jM + sI + R][i_1, i_2, i_3, \dots, i_N]^t \quad (2.69)$$

La matriz $[sI]$ es una matriz $N \times N$ que contiene la variación en frecuencia de la impedancia para cada lazo, describiendo el mismo fenómeno físico que p (2.61). Los elementos de la diagonal principal tiene el valor $s=j\omega$, mientras que el resto de elementos son cero. En el caso en que los resonadores no tengan una factor de calidad infinito, a los elemento de la diagonal principal se les añade un *offset*.

$$S = s + \delta \text{ donde } \delta = f_0 / (BWQ_u) \quad (2.70)$$

donde f_0 es la frecuencia central de la banda y BW es el ancho de banda. La matriz de terminación de impedancias $[R]$, es una matriz $N \times N$ que contiene los valores de la impedancia de la fuente y de la carga en la posición R_{11} y R_{NN} respectivamente. El resto de los valores de la matriz es cero.

En la matriz de acoplamiento M , si el acoplo entre nodos es secuencial, $M_{i, i+1}$, se denomina acoplo directo adyacente (*mainline coupling*), los elementos de la diagonal principal se denominan auto-acoplos (*self-coupling*) (hace referencia a la distancia de la frecuencia de resonancia del resonador respecto a la frecuencia central de la banda). El resto de acoplos no secuenciales son conocidos como acoplos cruzados (*cross-couplings*). Por la reciprocidad de la red pasiva $M_{ij}=M_{ji}$.

Obtenida la matriz de impedancia $[Z]$, se determina la respuesta del filtro mediante los parámetros S en función de Z

$$S_{11} = 1 - 2R_s [Z^{-1}]_{11} \quad (2.71)$$

En el supuesto de tratarse del acoplo eléctrico, siguiendo un proceso análogo al anterior se obtiene:

$$S_{11} = 1 - 2G_s [Y^{-1}]_{11} . \quad (2.72)$$

2.9 Conclusiones

En este capítulo se han expuesto las ideas fundamentales del análisis y diseño circuital de filtros que se van a usar en capítulos posteriores, donde se pasará de circuitos a estructuras en guía de onda.

El primer paso en la síntesis es obtener la función de transferencia que cumpla las especificaciones de la aplicación. Una vez obtenida, para el caso de filtros paso banda, la red eléctrica asociada a dicha función va a consistir de resonadores que se acoplan entre ellos.

Los parámetros que caracterizan al resonador son la frecuencia de resonancia y el factor de calidad. La tecnología utilizada para implementar dichos resonadores, dependerá del valor que se requiera en el diseño de estos parámetros y la banda de frecuencias de trabajo.

Para los casos en que la función de transferencia corresponda con la función de Butterworth, Chebyshev o Bessel, el acoplo entre resonadores solo aparece entre resonadores adyacentes, y una forma circuital de sintetizarlo es mediante el inversor. En el capítulo 3 se verá que hay una analogía entre los coeficientes de acoplo de la matriz de acoplo y los inversores.

Para funciones de transferencia más compleja, puede que se requieran acoplos cruzados entre resonadores, como se verá en el capítulo 6.

Capítulo 3: Análisis y diseño de filtros en guía de onda rectangular

3.1 Introducción

Los métodos de diseño de filtros generalmente consisten en dos pasos secuenciales: primero se resuelve el problema de síntesis usando técnicas de redes con elementos concentrados (capítulo 2), y luego se establece un equivalente adecuado entre el circuito sintetizado y la estructura real distribuida que se va a construir (en nuestro caso, en guía de onda). Este segundo paso por lo general comienza un modelado circuital simple (aproximado) de la estructura física del filtro, que posteriormente se va refinando. De hecho, en la actualidad, la tendencia es aprovechar las técnicas de optimización y sacar ventaja de los simuladores electromagnéticos (EM) de onda completa (*full-wave* en nomenclatura inglesa).

Todos estos conceptos se introducirán en este capítulo. Se expondrá lo referente a la equivalencia entre el circuito sintetizado y la estructura real distribuida que se va a diseñar en guía de onda, los aspectos fundamentales de la técnica de optimización empleada y de los simuladores electromagnéticos de onda completa que se han utilizado.

3.2 Guía de onda rectangular

La guía de onda rectangular es la tecnología especificada para el diseño del filtro. La principal causa de utilizar la guía de ondas rectangular es por la frecuencia a la que van a operar los dispositivos que se van a diseñar, donde para tener bajas pérdidas y transportar altas potencias se necesitan este tipo de estructuras metálicas de guiado.

La guía de onda rectangular fue uno de los primeros tipos de líneas de transmisión usadas para transportar señales en microondas. Hoy en día sigue siendo utilizada por numerosas aplicaciones. Esto se debe a que hay sistemas que requieren alta potencia, longitudes de onda milimétricas u aplicaciones con alta precisión que no se podrían realizar con líneas de transmisión más simples de construir y menos voluminosas (microstrip, stripline...) por sus altas pérdidas y su limitada capacidad para llevar señales de alta potencia.

Las propiedades de las guías de ondas se obtienen por la resolución de las ecuaciones de Maxwell con las condiciones de contorno de la misma. Como característica principal destaca el hecho de que la guía de ondas solo está presente un único conductor, con lo que solo se pueden propagar los modos TE (transversal eléctrico $E_z=0$) y TM (transversal magnético $H_z=0$). Las propiedades de guía de onda rectangular se observan en la tabla 3-1. No obstante puede haber infinitos modos $TE_{n,m}$ y $TM_{n,m}$ que cumplan las ecuaciones de Maxwell [2, cap 3].

Es importante como controlar el número de modos que se pueden propagar por la misma en un rango de frecuencias. El término $\beta_{n,m}$ representa la constante de propagación del modo n, m . Para un modo n, m , en las frecuencias de operación bajas, el término $\beta_{n,m}$ se convierte en imaginario puro y la expresión $e^{-j\beta_{n,m}z}$ atenuará la amplitud de la onda al viajar en dirección z y no llegará al destino. A este modo se denomina no

propagante. La frecuencia más baja para que se de un modo n, m sea propagante viene dada por:

$$f_{c,n,m} = \frac{c}{2\pi} k_{c,n,m} \quad (3.1)$$

si la frecuencia es menor que $f_{c,n,m}$, el modo no se propagará. Para un rango de frecuencias dado, dependiendo de las dimensiones de la guía rectangular, habrá más o menos modos propagantes.

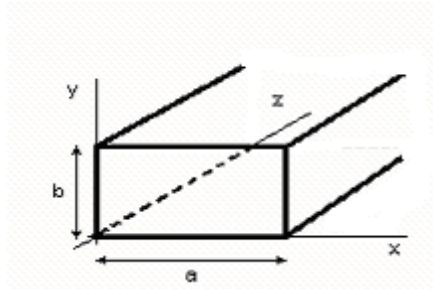


Figura 3-1: Guía de onda rectangular

A continuación se presentan los campos electromagnéticos que se dan en una guía rectangular como la de la figura 3-1.

	TE	TM
H_z	$\cos\left(\frac{n\pi x}{a}\right)\cos\left(\frac{m\pi y}{b}\right)e^{-j\beta_{n,m}z}$	0
E_z	0	$\sin\left(\frac{n\pi x}{a}\right)\sin\left(\frac{m\pi y}{b}\right)e^{-j\beta_{n,m}z}$
E_x	$Z_{h,n,m}H_y$	$-\frac{\beta_{n,m}m\pi}{ak_{c,n,m}^2}\cos\left(\frac{n\pi x}{a}\right)\sin\left(\frac{m\pi y}{b}\right)e^{-j\beta_{n,m}z}$
E_y	$-Z_{h,n,m}H_x$	$-\frac{j\beta_{n,m}m\pi}{bk_{c,n,m}^2}\sin\left(\frac{n\pi x}{a}\right)\cos\left(\frac{m\pi y}{b}\right)e^{-j\beta_{n,m}z}$
H_x	$\frac{j\beta_{n,m}n\pi}{ak_{c,n,m}^2}\sin\left(\frac{n\pi x}{a}\right)\cos\left(\frac{m\pi y}{b}\right)e^{-j\beta_{n,m}z}$	$-\frac{E_y}{Z_{e,n,m}}$
H_y	$\frac{j\beta_{n,m}n\pi}{bk_{c,n,m}^2}\cos\left(\frac{n\pi x}{a}\right)\sin\left(\frac{m\pi y}{b}\right)e^{-j\beta_{n,m}z}$	$-\frac{E_x}{Z_{e,n,m}}$
$Z_{h,n,m}$		$\frac{k_0}{\beta_{n,m}}Z_c$
$Z_{e,n,m}$		$\frac{\beta_{n,m}}{k_0}Z_c$
$k_{c,n,m}$		$\sqrt{\left(\frac{n\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{m\pi}{b}\right)^2}$
$\beta_{n,m}$		$\sqrt{k_0^2 - k_{c,n,m}^2}$
$f_{c,n,m}$		$\frac{c}{2\pi}k_{c,n,m}$

Tabla 3-1: Campos electromagnéticos y principales parámetros de los modos TE y TM de una guía de onda rectangular [2]

Para la guía rectangular, el modo $TE_{1,0}$ es el que tiene menor frecuencia de corte y se suele referir a él como el modo fundamental o dominante. Esto significa que el modo $TE_{1,0}$ puede propagarse sin atenuación en una guía de ondas rectangular mientras que los demás modos se desvanecen si la frecuencia de operación es mayor que la frecuencia de corte del modo fundamental y menor que la frecuencia de corte del resto de modos.

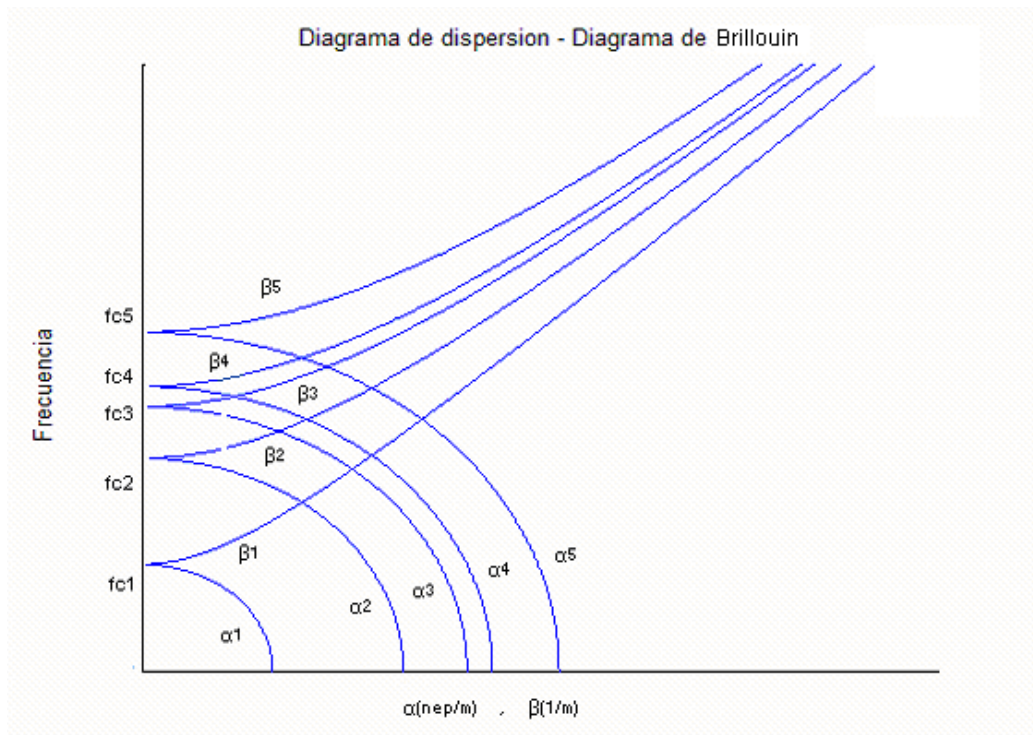


Figura 3-2: Diagrama de dispersión en una guía de onda rectangular

La ventaja de trabajar solo con el modo fundamental deriva en que se elimina la dispersión intermodal que se producirá en la señal de entrada de la guía. Esta dispersión se presenta por las distintas velocidades de propagación que tienen los diferentes modos. Cabe destacar que aun así la señal de salida presentaría una distorsión producida por la constante de propagación, que no es lineal con la frecuencia como se observa en la figura 3-2.

Anteriormente se ha asumido que la constante de propagación es puramente real (por encima de la frecuencia de corte), esto significa que la onda se propaga sin pérdidas en la dirección de propagación. Esto solo ocurre si la guía de ondas está formada por un conductor perfecto y el dieléctrico del interior no introduce pérdidas. En la realidad el conductor no es perfecto, el término $e^{-j\beta_{n,m}z}$ debería remplazarse por uno más general, $e^{-(\alpha+j\beta_{n,m})z}$ donde α se denomina constante de atenuación y se redefine la constante de propagación $\gamma = \alpha + j\beta$. Mediante el teorema de Poynting, se puede cuantificar el valor de α [3, cap 2].

3.3 Cavidades rectangulares

Las cavidades rectangulares se forman a partir de guías de ondas rectangulares acabadas en cortocircuito a ambos lados (paredes metálicas en ambos extremos de la guía $z=0$ y $z=d$ de la figura 3-3). El propósito de esta acción es la creación de resonadores similares a los resonadores RLC. La energía eléctrica y magnética se almacena en el interior de la cavidad y si el conductor no es perfecto o el dieléctrico tiene pérdidas, se puede disipar potencia en las paredes metálicas de la cavidad o en el dieléctrico que rellena la cavidad. El acoplamiento del resonador se realiza por medio de una pequeña abertura (iris).

Como todo resonador, la condición de resonancia se cumplirá solo para determinadas frecuencias. Esas frecuencias se determinan por las condiciones que debe cumplir el campo electromagnético en los planos de los cortos (paredes de conductor perfecto) de la cavidad que detallamos a continuación:

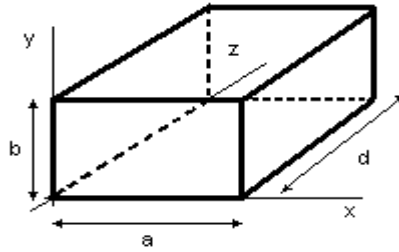


Figura 3-3: Cavidad rectangular

Campo EM total de la guía:

$$\begin{aligned}\vec{H} &= \sum_n \left\{ (c_n^+ e^{-\gamma_n z} - c_n^- e^{+\gamma_n z}) \vec{h}_n + (c_n^+ e^{-\gamma_n z} + c_n^- e^{+\gamma_n z}) h_{zn} \hat{z} \right\} \\ \vec{E} &= \sum_n \left\{ (c_n^+ e^{-\gamma_n z} + c_n^- e^{+\gamma_n z}) \vec{e}_n + (c_n^+ e^{-\gamma_n z} - c_n^- e^{+\gamma_n z}) e_{zn} \hat{z} \right\}.\end{aligned}\quad (3.2)$$

\vec{E}_t debe ser cero en los planos $z=\text{cte}$ de los cortos ($z=0$ y $z=d$)

$$\begin{aligned}\vec{E}_t \Big|_{z=d} = 0 &\rightarrow \sum_n (c_n^+ e^{-\gamma_n d} + c_n^- e^{+\gamma_n d}) \vec{e}_n = 0 \rightarrow c_n^- = -e^{-2\gamma_n d} c_n^+, \forall n \\ \vec{E}_t \Big|_{z=0} = 0 &\rightarrow \sum_n (c_n^+ + c_n^-) \vec{e}_n = 0 \rightarrow c_n^- = -c_n^+, \forall n.\end{aligned}\quad (3.3)$$

Para que se cumpla la condición de resonancia

$$e^{-2\gamma_n d} = 1 \rightarrow \gamma_n d = jq\pi. \quad (3.4)$$

Puesto que la constante de propagación depende de la frecuencia, la condición de resonancia se cumplirá solo para determinadas frecuencias:

$$\gamma_n d = \sqrt{k_{c,n,m}^2 - \omega^2 \epsilon \mu d} = jq\pi \rightarrow f_{res} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\mu\epsilon}} \sqrt{k_{c,n,m}^2 + \left(\frac{q\pi}{d}\right)^2}. \quad (3.5)$$

Al tratarse de una guía rectangular $k_{c,n,m} = \sqrt{\left(\frac{n\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{m\pi}{b}\right)^2}$, la frecuencia de resonancia viene dada por:

$$f_{res,n,m,q} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\mu\epsilon}} \sqrt{\left(\frac{n\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{m\pi}{b}\right)^2 + \left(\frac{q\pi}{d}\right)^2}. \quad (3.6)$$

Una vez definida la frecuencia de resonancia, el otro parámetro que caracteriza a un resonador es el factor de calidad Q que se define como:

$$Q = \omega \frac{(\text{energía media almacenada})}{\text{Potencia disipada}} = \omega \frac{W_h + W_e}{P_{dis}}$$

donde

$$W_h = \frac{\mu}{4} \iiint \vec{H}^{(res)} \cdot \vec{H}^{(res)*} dV$$

$$W_e = \frac{\epsilon}{4} \iiint \vec{E}^{(res)} \cdot \vec{E}^{(res)*} dV.$$

Se trata de una medida de las pérdidas del resonador (mayor Q menos pérdidas). La degradación de Q viene por las pérdidas en el dieléctrico y en las paredes del conductor imperfecto. Cuando se está en resonancia, la energía eléctrica y la energía magnética almacenadas por cualquiera de los modos que se propague en la cavidad son iguales. Dado un modo n, m en la guía rectangular, para cada índice q hay una configuración del campo distinta (variación con z diferente), es decir, la constante de propagación difiere con el índice q. Este hecho es de especial interés pues para una cavidad dada, el campo presente en las paredes del conductor varía según el índice q, como consecuencia el factor de calidad Q dependerá del índice q.

Para que la frecuencia de resonancia se mantenga constante para diferentes índices q, hay que variar la longitud de la cavidad. Para calcular el valor del factor de calidad, se relacionan integrales de volumen por un lado e integrales de superficie por otro. Dicha relación aumenta con el índice q, es decir, para cavidades con dimensiones mayores y la configuración de campo asociado al índice q, se almacena más energía que potencia se disipa. Para demostrar esto de forma más detallada a continuación se desarrollará la expresión de Q para cualquier modo $TE_{1,0,q}$ [4 cap6].

El campo E y H para un modo $TE_{1,0,q}$ viene dada por la siguiente expresión:

$$E_y = E_0 \sin\left(\pi \frac{x}{a}\right) \sin\left(\frac{q\pi z}{d}\right)$$

$$\begin{aligned}
H_x &= \frac{-jE_0}{Z_{TE}} \sin\left(\pi \frac{x}{a}\right) \cos\left(\frac{q\pi z}{d}\right) \\
H_z &= \frac{-j\pi E_0}{k\eta a} \cos\left(\pi \frac{x}{a}\right) \sin\left(\frac{q\pi z}{d}\right).
\end{aligned} \tag{3.7}$$

Una vez definidos los campos electromagnéticos dentro de la cavidad, se puede calcular el factor de calidad Q para el modo q si se calcula la energía eléctrica y magnética almacenada así como las pérdidas en las paredes del conductor y las pérdidas del dieléctrico.

La energía eléctrica almacenada en la cavidad viene definida por:

$$W_e = \frac{\epsilon}{4} \int_v E_y E_y^* dv = \frac{\epsilon abd}{16} E_0^2. \tag{3.8}$$

La energía magnética almacenada es:

$$W_m = \frac{\eta}{4} \int_v (H_x H_x^* + H_z H_z^*) dv = \frac{\eta abd}{16} E_0 \left(\frac{1}{Z_{TE}^2} + \frac{\pi^2}{k^2 \eta^2 a^2} \right) \tag{3.9}$$

Cuando la cavidad esta en resonancia las energías eléctrica y magnética almacenada tienen el mismo valor. Como $Z_{TE} = k\eta / \beta$ y $\beta_{10} = \sqrt{k^2 - \left(\frac{\pi}{a}\right)^2}$ se obtiene

$$\left(\frac{1}{Z_{TE}^2} + \frac{\pi^2}{K^2 \eta^2 a^2} \right) = \frac{\beta^2 + (\pi/a)^2}{K^2 \eta^2} = \frac{1}{\eta^2} = \frac{\epsilon}{\eta}. \tag{3.10}$$

Sustituyendo, se obtiene que $W_e = W_m$, condición imprescindible en un resonador.

Para pequeñas pérdidas, se puede conocer la potencia disipada en la cavidad por las paredes del conductor:

$$P_c = R_s \int_{walls} |H_t|^2 ds = \frac{R_s E_0^2 \lambda^2}{\eta^2} \left(\frac{q^2 ab}{d^2} + \frac{bd}{d^2} + \frac{q^2 a}{2d} + \frac{d}{2a} \right). \tag{3.11}$$

El factor de calidad Q relacionado con las pérdidas del conductor, tiene la siguiente expresión:

$$Q_c = \frac{2\omega_0 W_e}{P_c} = \frac{(Kad)^3 b \eta}{2\pi^2 R_s} \frac{1}{2q^2 a^3 b + 2ad^3 + q^2 a^3 d + ad^3}. \tag{3.12}$$

En una cavidad para que los diferentes modos $TE_{1,0,q}$ tenga la misma frecuencia de resonancia, la longitud de la cavidad debe variar de acuerdo a:

$$d = \frac{q\pi}{\sqrt{k^2 - (\pi/a)^2}} \quad (3.13)$$

Si ahora se considera el factor de calidad relacionado con las pérdidas del dieléctrico se obtiene:

$$Q_d = \frac{2\omega W_e}{P_d} = \frac{1}{\tan(\delta)} \quad (3.14)$$

El factor de calidad asociado al dieléctrico es independiente al modo que se de en la cavidad, mientras que el factor de calidad asociado a las pérdidas del conductor si que varia en función del modo en que resuene la cavidad. Si se analiza la variación que sufre Q_c respecto a q :

$$\frac{\Delta Q_c}{\Delta q} = \frac{M^3 a^3 b \eta}{2\pi^2 R_s} \frac{6q^4 a^3 b - 4q^4 a^3 b}{(2q^2 a^3 b + 2bM^3 q^3 + a^3 M q^3 + aM^3 q^3)^2} \quad (3.15)$$

Donde $M = \frac{\pi}{\sqrt{k^2 - (\pi/a)^2}}$ es una constante. Como los valores de las variables involucradas en la expresión 3.15 toman siempre valore positivos, la derivada es positiva, el factor de calidad Q_c aumenta al aumentar q .

En la práctica, los parámetros de la cavidad analizados en este apartado, frecuencia de resonancia y factor de calidad, se suelen dar en forma de gráficas normalizadas (figura 3-4).

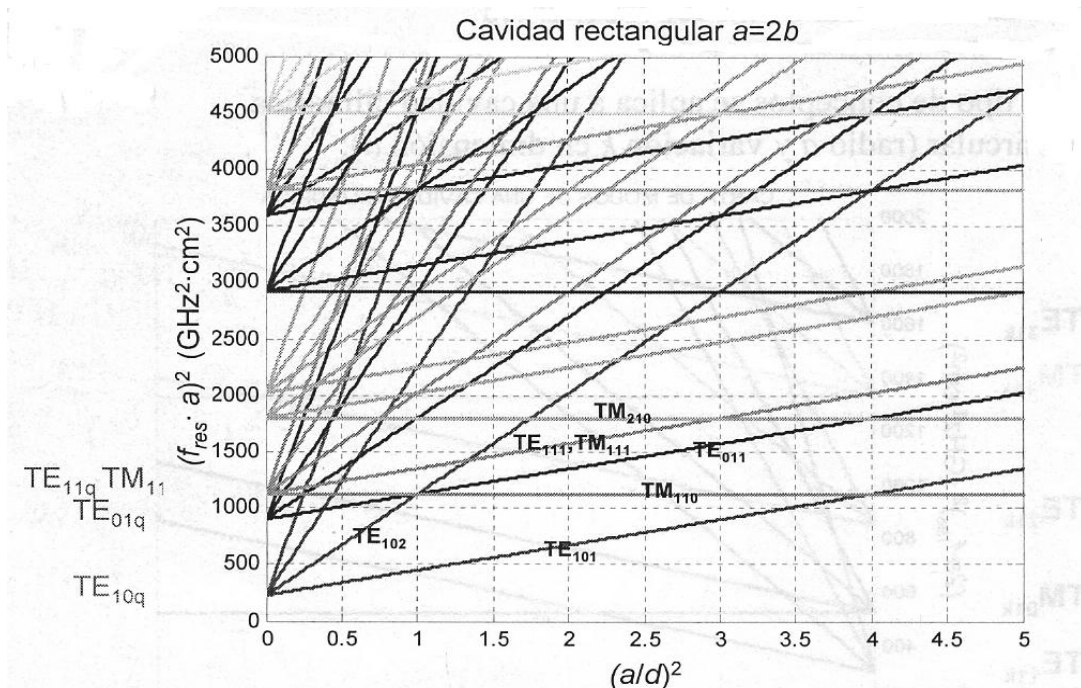


Figura 3-4: Carta de modos en una cavidad rectangular

3.4 Cálculo del acoplo entre resonadores.

Los resonadores pueden construirse en diversas estructuras y tener diferentes frecuencias de resonancia. El acoplo entre resonadores ya se discutió desde un punto de vista circuital en la sección 2.8, y ahora se va a estudiar desde el punto de vista electromagnético. El coeficiente de acoplo entre resonadores se puede calcular mediante la siguiente relación entre la energía acoplada y la energía almacenada (ver por ejemplo [6, cap 8]):

$$k = \frac{\iiint \varepsilon E_1 E_2 dv}{\sqrt{\iiint \varepsilon |E_1|^2 dv * \iiint \varepsilon |E_2|^2 dv}} + \frac{\iiint \mu H_1 H_2 dv}{\sqrt{\iiint \mu |H_1|^2 dv * \iiint \mu |H_2|^2 dv}} \quad (3.16)$$

donde E y H representa los vectores del campo eléctrico y magnético respectivamente (en resonancia) y k representa el coeficiente de acoplo.

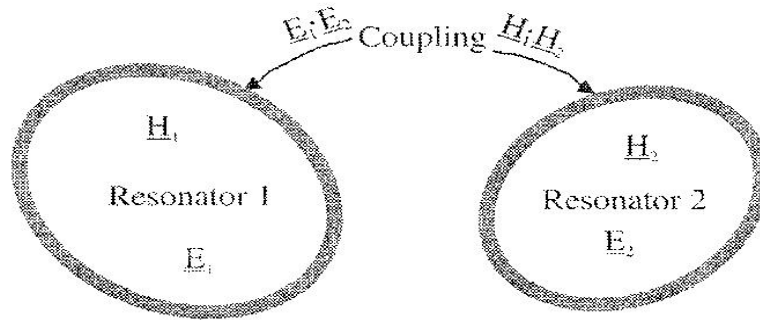


Figura 3-5: Acoplo entre resonadores, los cuales pueden tener diferente estructura y diferentes frecuencias de resonancia [6].

Este valor k es de especial interés, pues es el valor a conseguir variando las dimensiones físicas de la estructura utilizada para el filtro. El primer término de la expresión 3.16 corresponde al acoplo eléctrico y el segundo al magnético. El acoplo entre resonadores ha sido descrito matemáticamente por el producto escalar de los vectores de campo en el espacio, el cual puede tener signo positivo o negativo. El signo positivo indica que el acoplo aumenta la energía almacenada respecto a los resonadores desacoplados, y el signo negativo una reducción.

Para poder evaluar el coeficiente de acoplo es necesario conocer la distribución de los campos en el volumen, lo que resulta muy costoso. En cambio se puede utilizar un analizador electromagnético para encontrar frecuencias características que estén relacionadas con el acoplo de los resonadores. Si se conoce la relación entre el coeficiente de acoplo y las frecuencias características, entonces se puede determinar la variación del acoplo entre dos resonadores en función de su geometría. Se va a buscar ahora esa relación, pero basándose en elementos concentrados, que proporcionará unos resultados que pueden ser extrapolados a elementos distribuidos siempre que el ancho de banda fraccional sea pequeño.

3.4.1 Acoplo eléctrico

El circuito equivalente de elementos concentrados para el acoplo eléctrico de dos resonadores idénticos es el siguiente (figura 3-6) (desarrollo en detalle en [6, cap 8]):

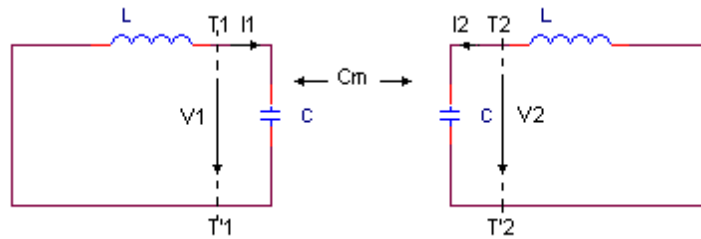


Figura 3-6: Acoplo eléctrico ente dos resonadores sincronizados [6]

C_m representa la capacidad mutua. Si se mira dentro de los planos de referencia T_1-T_1' y T_2-T_2' se puede ver una red de dos puertos que se describir con las siguientes ecuaciones:

$$\begin{aligned} I_1 &= j\omega CV_1 - j\omega C_m V_2 \\ I_2 &= j\omega CV_2 - j\omega C_m V_1. \end{aligned} \quad (3.17)$$

La capacidad C es la capacidad vista en el resonador cuando la capacidad en el lazo adyacente esta cortocircuitado. El segundo término es la corriente inducida resultado del incremento del voltaje en los lazos 2 y 1 respectivamente. Los parámetros Y son los siguientes:

$$\begin{aligned} Y_{11} &= Y_{22} = j\omega C \\ Y_{12} &= Y_{21} = -j\omega C_m. \end{aligned} \quad (3.18)$$

De acuerdo con la teoría de redes, se puede obtener un circuito equivalente como el mostrado en la figura 3-7. Ahora se representa el acoplo eléctrico entre dos resonadores mediante un inversor de admitancia con $J = \omega C_m$.

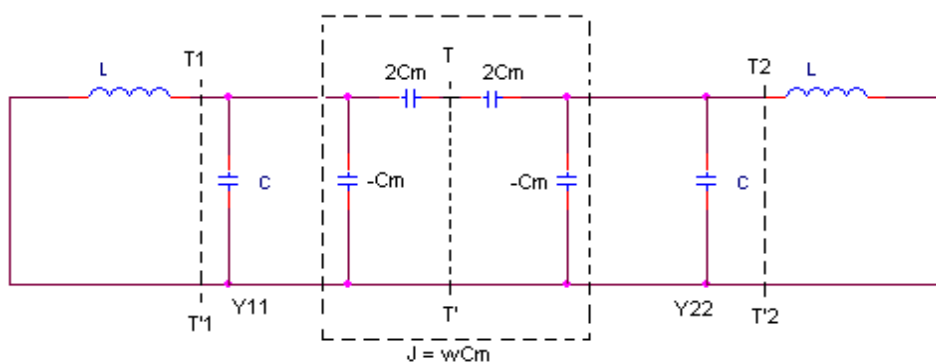


Figura 3-7: Circuito equivalente al de la figura 3-10 con un inversor de admitancia que representa el acoplo [6].

Si se reemplaza el plano simétrico $T-T'$ por una pared eléctrica (cortocircuito), el circuito resultante tiene una frecuencia de resonancia de:

$$f_e = \frac{1}{2\pi\sqrt{L(C + C_m)}}. \quad (3.19)$$

La frecuencia de resonancia es menor que la que se da cuando los resonadores están desacoplados. Esto se debe a que el efecto del acoplo produce un aumento en la capacidad de almacenar carga cuando la pared eléctrica es insertada en el plano de simetría de la estructura de acoplo. De manera similar, si en el plano de simetría se coloca una pared magnética (circuito abierto), el circuito resultante tiene una frecuencia de resonancia de:

$$f_m = \frac{1}{2\pi\sqrt{L(C - C_m)}}. \quad (3.20)$$

En este caso, el efecto del acoplo reduce la capacidad de almacenar carga, la frecuencia de resonancia se incrementa. Estas ecuaciones se utilizan para encontrar el coeficiente del acoplo eléctrico k_e .

$$k_e = \frac{f_m^2 - f_e^2}{f_m^2 + f_e^2} = \frac{C_m}{C}. \quad (3.21)$$

La expresión obtenida es consistente con la definición de la relación entre la energía eléctrica acoplada y la energía eléctrica almacenada y con la forma que se definió los coeficientes de acoplos en la matriz de acoplo (2.67) (salvo el factor de normalización por el ancho de banda fraccional FBW). Además se empieza a observar la relación que hay entre los coeficientes de acoplo y los inversores en este caso de admitancias anteriormente comentada.

3.4.2 Acoplo magnético

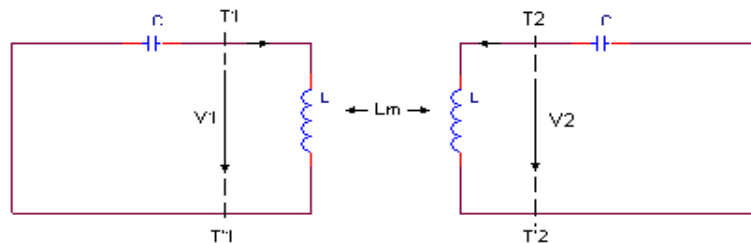


Figura 3-8: Acoplo magnético entre dos resonadores sincronizados [6]

En la figura 3-8 se muestra el circuito equivalente con elementos concentrados para el modelo de acoplo magnético de estructuras resonantes sintonizadas (desarrollo en detalle en [6, cap 8]). L_m representa la inductancia mutua y en este caso las ecuaciones que describen el circuito de dos puertos que hay entre los planos $T_1 - T'_1$ y $T_2 - T'_2$ son las siguientes.

$$\begin{aligned} V_1 &= j\omega LI_1 + j\omega L_m I_2 \\ V_2 &= j\omega LI_2 + j\omega L_m I_1. \end{aligned} \quad (3.22)$$

Observando el primer término, la inductancia L es la inductancia vista en el resonador cuando el lazo adyacente está en abierto. El segundo término es el voltaje inducido resultado del incremento de la corriente del lazo 2 y 1 respectivamente. Como

las corrientes de cada lazo circulan en dirección opuesta la caída de voltaje producido por la inductancia mutua es positiva. Los parámetros Z son los siguientes.

$$\begin{aligned} Z_{11} &= Z_{22} = j\omega L \\ Z_{12} &= Z_{21} = j\omega L_m. \end{aligned} \quad (3.23)$$

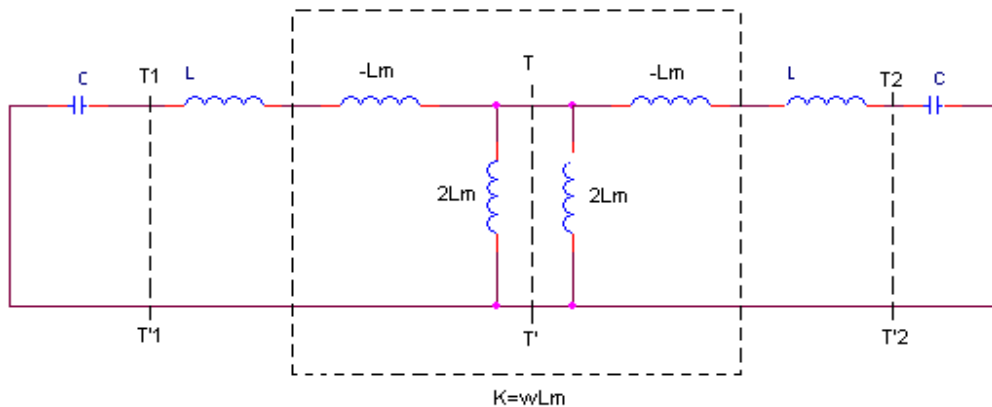


Figura 3-9: Circuito equivalente al de la figura 3-8 con un inversor de impedancia que representa el acoplo [6].

En la figura 3-9 se ve una forma alternativa de representar el acoplo magnético que tiene los mismos parámetros que el anterior circuito. En este caso el acoplo magnético producido entre dos resonadores se describe mediante un inversor de impedancias $K=\omega L_m$. Si en el plano de simetría T-T' se inserta una pared eléctrica (cortocircuito), el circuito resultante tiene una frecuencia de resonancia de

:

$$f_e = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L-L_m)C}}. \quad (3.24)$$

El aumento de la frecuencia de resonancia se debe al efecto del acoplo, que produce una reducción en el almacenamiento del flujo respecto a los resonadores desacoplados. Si ahora se coloca una pared magnética (circuito abierto) en el plano de simetría, la frecuencia de resonancia del circuito obtenido es la siguiente:

$$f_m = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L+L_m)C}}. \quad (3.25)$$

En este caso se produce un aumento del flujo almacenado. De forma similar al caso anterior estos resultados son utilizados para encontrar el coeficiente del acoplo magnético.

$$k_m = \frac{f_e^2 - f_m^2}{f_e^2 + f_m^2} = \frac{L_m}{L}. \quad (3.26)$$

La expresión obtenida vuelve a cumplir la relación establecida entre la energía magnética acoplada y la energía magnética almacenada. Además se aprecia la analogía ente el coeficiente de acoplo obtenido y la manera en que se definía en la matriz de acoplos (2.63) (salvo el factor de normalización por el ancho de banda fraccional FBW).

En este caso también se empieza apreciar la relación entre acoplos e inversores de impedancias.

3.4.3 Acoplo eléctrico y magnético

En estructuras resonadoras que tienen un acoplo eléctrico y magnético, su circuito equivalente asociado es el de la figura 3-10 (desarrollo en detalle en [6, cap 8]).

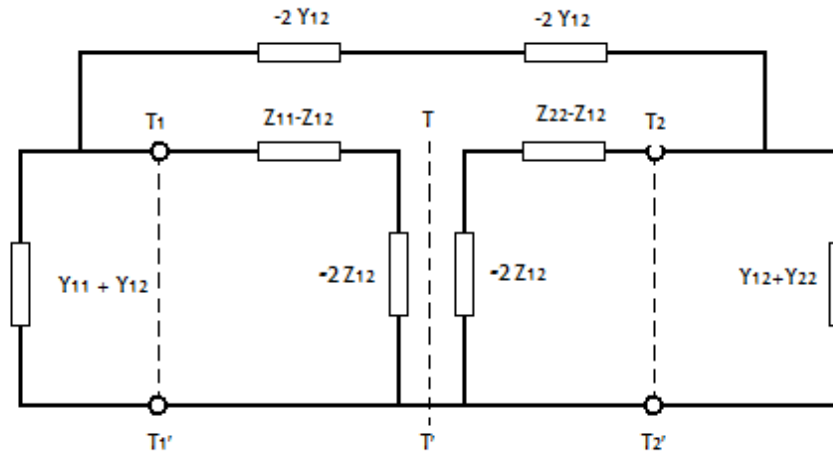


Figura 3-10: Red eléctrica que representa el acoplo mixto ente dos resonadores sincronizados [6].

Con $Y_{11}=Y_{22}=j\omega C$, $Y_{12}=Y_{21}=j\omega C_m$, $Z_{11}=Z_{22}=j\omega L$ y $Z_{12}=Z_{21}=j\omega L_m$.

Realizando un proceso análogo al de los casos anteriores, se obtiene que el coeficiente de acoplo tiene la siguiente expresión.

$$k_x = \frac{f_e^2 - f_m^2}{f_e^2 + f_m^2} = \frac{CL_m + LC_m}{LC + L_m C_m} \quad (3.27)$$

Si se considera que $L_m C_m \ll LC$, entonces:

$$k_x \approx \frac{L_m}{L} + \frac{C_m}{C} = k_m + k_e \quad (3.28)$$

De manera general, el coeficiente de acoplo se proporciona por medio de la matriz de acoplos, pues ambos están relacionados por la siguiente expresión.

$$k_{ij} = \frac{BW}{f_0} M_{ij} \quad (3.29)$$

donde BW es el ancho de banda de la banda de paso.

A partir del coeficiente de acoplo se obtiene el valor del inversor, que como se verá en la sección 3.5 es el elemento que se utiliza para sintetizar los acoplos de nuestro filtro. Para nuestros casos particulares de los capítulos 4-6, donde se tratan filtros en guía de onda rectangular, el acoplo que se producirá es de tipo inductivo [5, cap 13].

$$K_{ij} = M_{ij} \Delta n \frac{\pi}{2} \quad (3.30)$$

donde $\Delta = \frac{\lambda_{f1} - \lambda_{f2}}{\lambda_{f0}}$. Para obtener dicha expresión, hay que considerar que la

inductancia en los diseños del capítulo corresponde a $L=x/\omega$ donde x es la pendiente de reactancia de nuestros resonadores con un valor de $x=n\pi/2$.

3.5 Determinación de las dimensiones de un iris para conseguir el acoplo deseado

En los filtros en guía de ondas y microstrip, donde los resonadores se componen de líneas de transmisión, el acoplo entre resonadores puede calcularse directamente a partir de los parámetros S de la discontinuidad entre dos líneas de transmisión.

En el caso que se tratará más adelante, guías de ondas rectangulares, el acoplo entre resonadores se realiza mediante un iris. El circuito equivalente asociado a la discontinuidad formado por el iris tiene la forma de una red de tipo T en el caso de tratarse de un acoplo magnético (figura 3-11). Si fuera de tipo eléctrico el circuito equivalente sería de tipo π (discontinuidad en la dimensión de b). [7, cap 2]

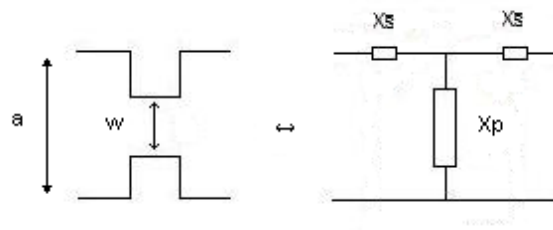


Figura 3-11: Circuito equivalente a un iris inductor

Los elementos de la red se obtienen al convertir los parámetros S de la discontinuidad. La inductancia en paralelo determina el valor del inversor que se le asocia al iris, mientras que las inductancias en serie representan la carga asociada a los resonadores adyacentes.

En un caso ideal donde la estructura del acoplo es sin pérdidas y recíproco, mediante un análisis *full-wave* (por ejemplo análisis modal, comentado más adelante), se pueden obtener los parámetros S y a partir de ellos el valor del inversor K (si se trata de un acoplo magnético, si no obtendríamos el valor J del inversor) [1, cap 3].

$$K = \sqrt{\frac{1 - |S_{11}|}{1 + |S_{11}|}} \quad \text{para } K < 1$$

$$K = \sqrt{\frac{1 + |S_{11}|}{1 - |S_{11}|}} \quad \text{para } K > 1. \quad (3.31)$$

Hay que mencionar que el inversor obtenido no tiene una respuesta igual que a la del iris. Solo coincide en valor absoluto, pues a ambos lados del inversor se le añaden secciones de líneas de transmisión (guía de onda rectangular) que solo afectan a la fase de la respuesta como se observa en la figura 2-18. A fin de conseguir tener la misma respuesta en fase entre un iris y un inversor, habría que variar las longitudes de las cavidades adyacentes.

La forma de diseñar un iris a partir de un inversor se realiza mediante un simulador electromagnético, y a partir de la expresión anterior (3.31), se varía el tamaño de la discontinuidad hasta que coinciden sus parámetros S con el valor del inversor de impedancias que se ha obtenido en el proceso de síntesis. A partir de los valores de los parámetros S, obtenemos el valor de las impedancias asociadas al circuito equivalente tanto del inversor, como del iris, pues el valor de ambas coincide (solo hay diferencia de fase entre ambos circuitos resultantes debido a las líneas de transmisión adyacentes en el caso del inversor)

$$j\left(\frac{X_s}{Z_0}\right) = \frac{1 - S_{12} + S_{11}}{1 - S_{11} + S_{12}} \quad j\left(\frac{X_p}{Z_0}\right) = \frac{2S_{12}}{(1 - S_{11})^2 - S_{12}^2}. \quad (3.32)$$

Para conseguir que la fase de ambos coincida, basta con sumar a las longitudes de las líneas de transmisión asociadas al iris cierto valor. Dicho valor corresponderá a la longitud de las líneas de transmisión del circuito equivalente del inversor, que se obtiene a partir del valor de las impedancias.

$$\phi = \arctan\left(2\left(\frac{X_p}{Z_0}\right) + \left(\frac{X_s}{Z_0}\right)\right) - \arctan\left(\frac{X_s}{Z_0}\right). \quad (3.33)$$

En la figura 3-12, se observa las equivalencias entre la estructura distribuida, su equivalente circuital y la relación que hay entre su equivalente circuital y el obtenido por medio de inversores.

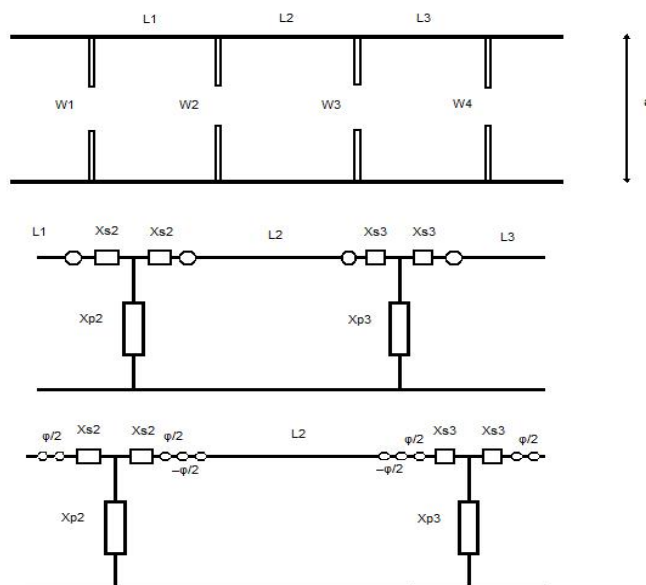


Figura 3-12: Circuitos equivalentes para una estructura con iris inductivos [6].

3.6 Herramientas para el análisis full-wave

Para obtener el diseño en microondas a partir de nuestro modelo circuital, hay que resolver las ecuaciones de Maxwell en el interior de la estructura en guía de onda. El objetivo del diseño es conseguir que la respuesta obtenida al resolver las ecuaciones de Maxwell sea semejante al objetivo marcado por el modelo circuital. La resolución de las ecuaciones de Maxwell en la estructura es lo que se denomina análisis *full-wave* o de onda completa.

El análisis full-wave se obtiene mediante diversos software o herramientas. En este proyecto se ha utilizado el método de adaptación modal para el diseño, mientras que los resultados finales se han comprobado también con el HFSS, para garantizar la validez de los diseños realizados. Sus características principales son:

- Método de la adaptación modal (*Mode-Matching*): es una técnica utilizada para obtener la matriz de parámetros multimodo generalizada (MDG) que caracteriza el comportamiento de un dispositivo pasivo. La MDG incluye tantos modos propagantes como evanescentes a fin de representar fielmente el campo en la estructura. Dependiendo de la cantidad de modos analizados los resultados serán más o menos precisos. Las ideas relacionadas con este método se pueden encontrar por ejemplo en [8, cap2].
- HFSS (*High Frequency Structure Simulator*): se basa en el método de elementos finitos, es decir, malla la estructura en tetraedros y calcula el valor del campo electromagnético en los vértices del mismo. Dependiendo del mallado, los resultados serán más o menos precisos. Es un software comercial ampliamente usado en la industria que se puede encontrar en www.ansoft.com. La precisión de sus resultados depende fuertemente del problema analizado y suelen necesitar grandes cantidades de memoria y tiempo de ordenador. Sin embargo, es un software muy versátil al no estar sujeto prácticamente a restricciones geométricas ni eléctricas.

3.7 Optimización

En este punto lo que se trata es de disminuir la diferencia que hay entre la respuesta del filtro de elementos concentrados, que posee una función característica que cumple las especificaciones, y el filtro de elementos distribuidos. Se ha indicado que los elementos distribuidos tienen una respuesta “semejante” a los elementos concentrados para un ancho de banda fraccionario pequeño. Además, en nuestro modelo de cálculo de las dimensiones de los iris se hace por un método de aproximación, es decir, como se expuso en el apartado 3.5. Allí se comentó que para obtener el valor del inversor se varía la dimensión del iris hasta que se alcanza dicho valor. El problema es que es muy costoso computacionalmente alcanzar el valor exacto del inverso, por lo que se utiliza un valor aproximado del mismo (se verá más en detalle en los capítulos 4, 5 y 6). Todo esto conlleva a que el filtro de elementos distribuidos tiene una respuesta que a priori no cumple las especificaciones del diseño.

En el desarrollo del proyecto se emplea la función *fminsearch* para optimizar. Esta función está basada en el método *simplex*. El primer paso para poder realizar la optimización es definir una función de coste, en la que sus variables independientes son

ciertas dimensiones de los componentes que forman el filtro: anchura de irises (b), longitudes de cavidades (a) y ciertas frecuencias (f) donde se analizará la respuesta de la estructura. Hay que considerar que al tratarse de una estructura en 3-D, de cada elemento que compone el filtro (cavidades e irises) sólo tenemos que modificar una de sus dimensiones para obtener la variación en la respuesta de dicho elemento. Además, en nuestro caso particular, se aprovechará la simetría de la estructura para reducir el número de variables independientes, reduciendo los grados de libertad y el coste computacional de la optimización.

La función de coste a minimizar (escrita en (3.34)) por el método iterativo de optimización será la respuesta del filtro circuital menos la respuesta full-wave (Mode-Matching en nuestro caso) de la estructura. Cuanto menor sea esta función, más se acercará nuestro diseño en guía de onda al objetivo circuital. Estas respuestas se evaluarán en ciertas frecuencias características de nuestro diseño como los ceros de transmisión, frecuencias donde la respuesta es -3dB,,,. Las variables de las que depende la función de coste a optimizar son las dimensiones del filtro en guía de onda que se consideren oportunas.

La función *fminsearch* debe encontrar el mínimo valor de la función

$$f(x) = \sum_{i=1}^N |S_{11}^{MM}(a, b, f_{cri})|^2 + \sum_{i=1}^N w_i \left(|S_{11}^{MM}(a, b, f_{li})|^2 - |S_{11}^{cir}(f_{li})|^2 \right). \quad (3.34)$$

Como se ha dicho, está formada por la diferencia de los parámetros S de la estructura calculados por Mode-Matching y los de la respuesta circuital de elementos concentrados. La estructura calculada se especifica por medio de los vectores a y b que contiene las dimensiones que se variarán (anchuras y longitudes de las cavidades) La respuesta se evalúa en los puntos de frecuencias indicados por el vector de frecuencias f. El primer término de (3.34) identifica los ceros de reflexión de la función de transferencia, el segundo término identifica puntos característicos de la función de transferencia (puntos a -3 dB, máximos relativos...) con una vector w_i (pesos) que se puede ir cambiando según la necesidad del problema que se trate.

Partiendo de las dimensiones iniciales obtenidas a partir del modelo circuital asociado, el método simple se basa en la siguiente propiedad: si la función objeto, función de coste, no toma su valor mínimo en el vértice A (cierto valor de nuestras variables independientes), entonces hay una arista que parte de A, a lo largo de la cual $f(x)$ disminuye. La descripción de este método se puede encontrar en [9]. El método simple asegura que se obtendrán nuevas dimensiones de la estructura que disminuyen el valor de $f(x)$, acercándose en nuestro caso la respuesta del modelo circuital al de guías de onda.

3.8 Etapas de diseño

La primera etapa del diseño empieza obteniendo las dimensiones iniciales de la estructura a partir del circuito sintetizado. Posteriormente se calcula la función de coste a partir de las dimensiones iniciales obtenidas en el paso anterior y el circuito sintetizado. Tras un refinamiento de las dimensiones de la estructura mediante el proceso de optimización de la función de coste, se calculará la respuesta del filtro mediante el análisis

full-wave en todo el rango de frecuencias de trabajo. Si la respuesta obtenida es la deseada, se obtendrían las dimensiones del filtro que se quería diseñar, si no es así con las nuevas dimensiones, se calcularía la nueva función de coste, se optimizaría y se volvería a comprobar la respuesta de las nuevas dimensiones obtenidas, y así de manera recursiva como indica el diagrama de flujo de la figura 3-13.

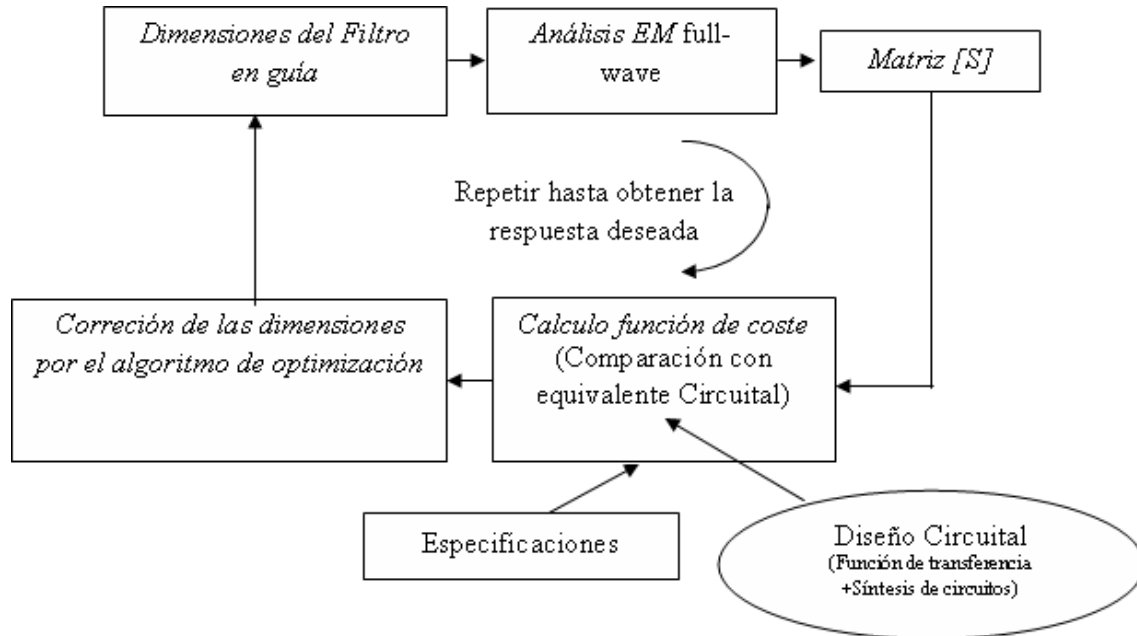


Figura 3-13: Diagrama de Flujo de la Optimización del filtro en guía de onda

3.9 Conclusiones.

En el capítulo 2 se estudió que un filtro consta de resonadores acoplados, que tendrán una equivalencia con la estructura real distribuida que formará el filtro diseñado. Independientemente de la tecnología, los pasos a seguir son: sintetizar los resonadores y los acoplos obtenidos mediante el procedimiento de síntesis de elementos concentrados en estructuras distribuidas y optimizar los resultados obtenidos.

En este capítulo se ha visto como se sintetizan resonadores con la tecnología de guías de ondas rectangulares, caracterizarlos con su frecuencia de resonancia y su factor de calidad, y como se sintetizan los acoplos entre resonadores en irises, mediante el coeficiente de acoplo descrito en el anterior capítulo que servirán como punto inicial en la obtención de dicha estructura.

Para obtener el filtro con la respuesta requerida, es necesario el empleo de la optimización. La optimización es una herramienta poderosa, pero sin un buen punto inicial, las dimensiones iniciales asignadas a la estructura física, el proceso de optimización puede ser incapaz de encontrar una solución aceptable. Este problema y su solución se tratará en el capítulo 5 y 6.

Todos estos aspectos quedarán más claros con los siguientes capítulos de diseños concretos.

Capítulo 4: Diseño de filtros en guía de onda rectangular en configuración “in-line”.

4.1 Introducción

Los primeros filtros sintetizados con la tecnología de guías de ondas rectangulares han sido los de tipo *in-line*, donde los resonadores e iris se intercalan a lo largo de un eje longitudinal como se ve en la siguiente figura:

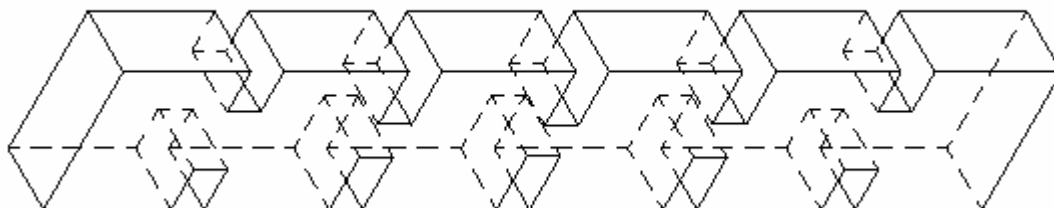


Figura 4-1: Estructura de los filtros in-line

La razón de empezar por este tipo de filtro para las estructuras en guía de onda se debe a la correlación que hay entre el modelo circuital y diseño distribuido, donde es posible identificar unívocamente cada elemento del modelo circuital con cada elemento del modelo distribuido.

La situación escogida para probar los filtros in-line de guía de onda rectangular es la de dos canales adyacentes llamados TM-Down y RSE-Down del triplexor del satélite de nombre BEPI COLOMBO. Cada canal debe satisfacer 25 dB de adaptación en la banda de paso, 15 dB de rechazo en la banda de paso del canal adyacente teniendo que alcanzar los 30 dB para la frecuencia central de dicho canal. Los detalles se mostrarán en las siguientes secciones.

4.2 Filtro TM-Down

El primer filtro a sintetizar tiene las siguientes características:

- Tipo de filtro: paso banda.
- Tipo de respuesta: Chebyshev.
- Frecuencia central: 31.997 GHz
- Orden del filtro: 4
- Ancho de banda relativo: 0.2031%
- Pérdidas de retorno: 25 dB
- Pérdidas de inserción en la banda de paso: 2 dB
- Dimensiones de los interfaces del filtro: guía rectangular *standard* WR28 (a=7.112 mm, b=3.156mm).

4.2.1 Síntesis del filtro con elementos concentrados para una posterior realización con el modo resonante TE_{101} .

Por el método de pérdidas de inserción comentado en la sección 2.2, se obtienen los valores del prototipo paso bajo

Datos del prototipo paso bajo normalizado				
g1	g2	g3	g4	g5
0.7533	1.2258	1.3712	0.6731	1.1192

Realizando la conversión a filtro paso banda con bobinas y condensadores descrita en la sección 2.4 se obtienen estos valores para dichos elementos:

Elementos del filtro paso banda	Condensadores (pF)	Bobinas (pH)
Resonador paralelo	1844.5	0.0134
Resonador serie	0.0082	2999.9
Resonador paralelo	3357.4	0.0074
Resonador serie	0.0150	1648.1

En este caso la conductancia para los resonadores en paralelo y la resistencia para los resonadores en serie son cero, ya que no se consideran pérdidas. Las pérdidas de retorno son 25 dB, lo que significa que hay un equirrizado de 0.0138 dB en la banda de paso. Por ser un dispositivo simétrico y recíproco tenemos que $S_{11} = S_{22}$ y $S_{12} = S_{21}$. Al no haber introducido pérdidas (Q infinito), en los parámetros S_{11} y S_{12} se podría comprobar que $|S_{11}|^2 + |S_{12}|^2 = 1$.

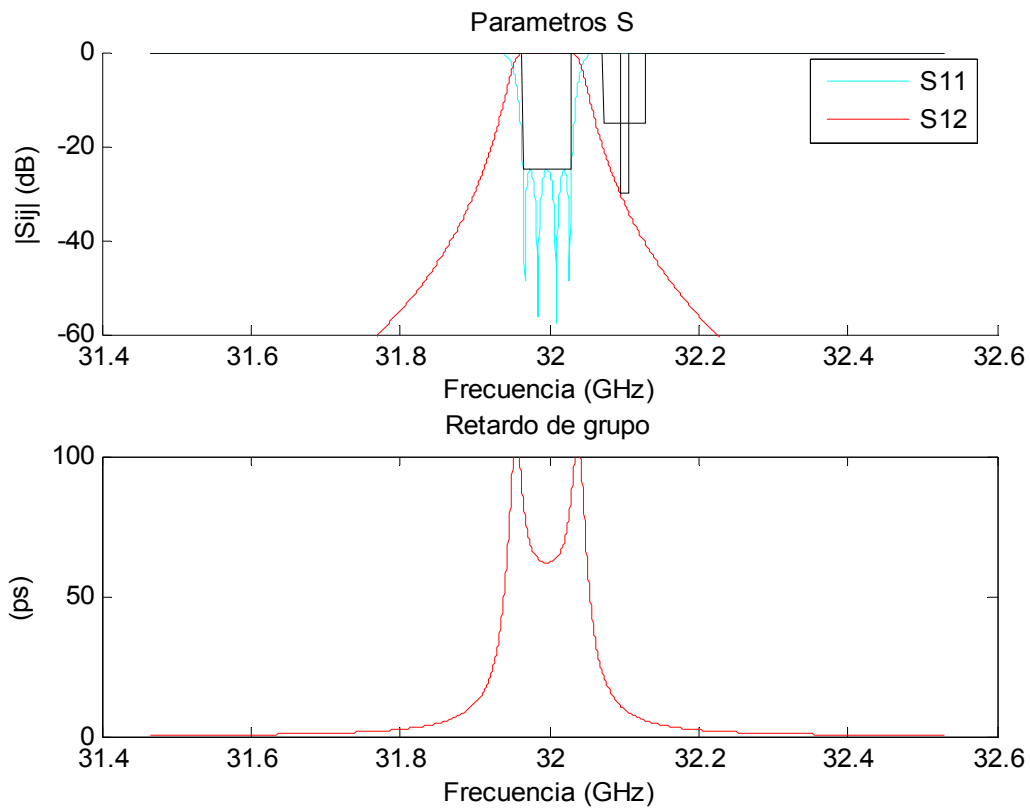


Figura 4-2: Respuesta del modelo circuital TM-Down figura 2-4

Se observa en la figura 4-2 que se cumplen los requisitos pedidos, tanto el de 15 dB en la banda del canal adyacente como el de 30 dB en la frecuencia central. Al tratarse de un filtro de Chebyshev, como se comentado en el apartado 2.3, la respuesta en fase no es lineal con la frecuencia, lo que produce una pequeña distorsión en fase de la señal que podría ser no aceptable en otros sistemas

El siguiente paso es cambiar la composición circuital del filtro al insertar los inversores. En esta etapa se consigue que los resonadores que componen el filtro sean del mismo tipo y que estén sintonizados. El diseñador puede escoger el valor de los parámetros x y b (pendiente de los resonadores), de forma que posteriormente puedan ser sintetizados por elementos distribuidos. En esta fase el filtro sigue estando compuesto por elementos cuya variación en frecuencia es ideal (por ejemplo los inversores se consideran que tienen un valor K que no varía con la frecuencia), con lo que la respuesta también será ideal.

Para este caso concreto se ha optado por los resonadores en paralelo con una pendiente de reactancia de $\pi/2$ (que luego se corresponderá con líneas de transmisión de longitud $\lambda_g/2$ en abierto), por lo tanto los valores de las bobinas y condensadores de todo el circuito tienen el mismo valor, correspondientes a la expresión:

$$C = \frac{b}{\omega_0} \quad L = \frac{1}{b\omega_0} \quad . \quad (4.1)$$

Condensador (pF)	Bobina (pH)
7,8132	3,1666

El valor de los inversores es el siguiente:

Inversor	K1	K2	K3	K4	K5
Valor	0.0651	0.0033	0.0025	0.0033	0.0651

que corresponden a la expresión:

$$K_1 = \sqrt{\frac{\Delta b}{g_0 g_1}} \quad K_N = \Delta \sqrt{\frac{b^2}{g_{N-1} g_N}} \quad K_5 = \sqrt{\frac{\Delta b}{g_4 g_5}} \quad \text{con } \Delta = \frac{\omega_2 - \omega_1}{\sqrt{\omega_2 \omega_1}} \quad (4.2)$$

Con estos valores, se acaba de obtener el modelo circuital con el que se obtendrán las dimensiones de la estructura del filtro en guía de onda. Como se puede observar, el filtro es simétrico respecto de la mitad del eje longitudinal. La respuesta obtenida (figura 4-3) es exactamente igual a la del filtro con resonadores serie y paralelo:

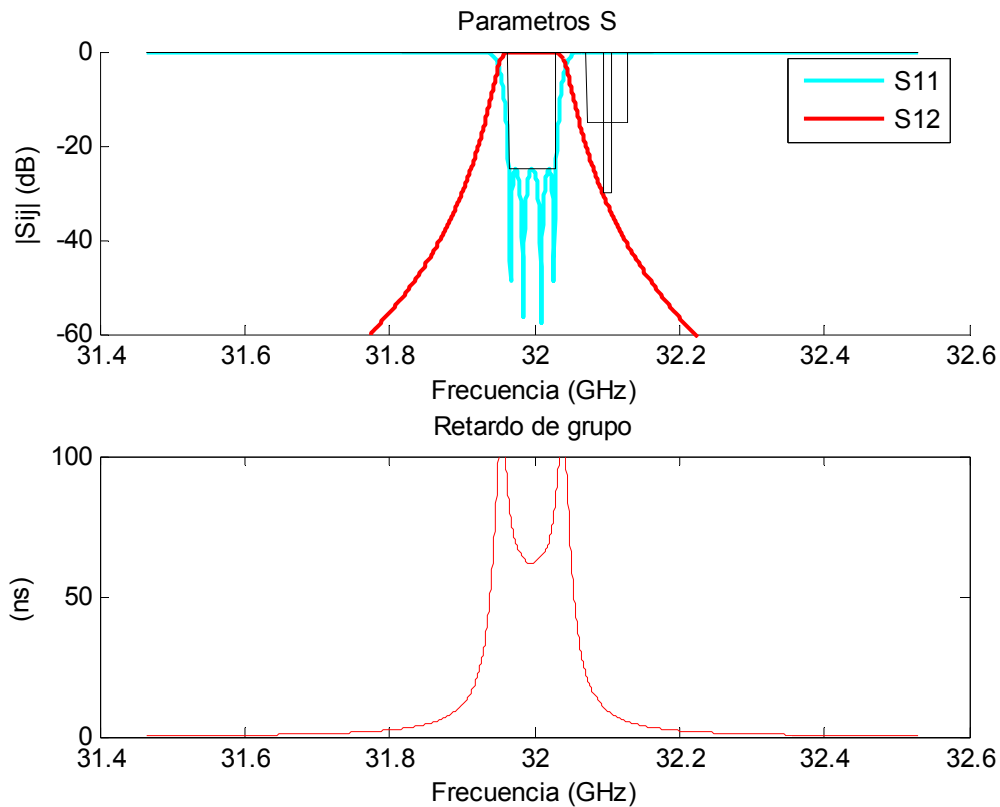


Figura 4-3: Respuesta del modelo circuital TM-Down figura 2-17

4.2.2 Síntesis del filtro con elementos distribuidos y diseño con el modo resonante TE₁₀₁

Puesto que a las frecuencias de microondas no se puede disponer fácilmente de elementos concentrados, se procederá a diseñar el filtro con elementos distribuidos, es decir, se implementan mediante líneas de transmisión de cierta longitud que se corresponderán con guías de onda rectangulares. Se tienen varias posibilidades para realizar dicha implementación, pues como se describió en la sección de líneas de transmisión 2.6, tanto los resonadores en serie como en paralelo tiene dos maneras de realizarse mediante líneas de transmisión, en este caso se escoge la línea de transmisión de longitud $\lambda_g/2$.

Se expuso en la sección 2.7 que los inversores se pueden implementar de diversas formas, la elección dependerá de la tecnología con la que se va a realizar el filtro. En el siguiente paso se simulará el filtro con líneas de transmisión genéricas, así que los inversores de impedancias se van a implementar como en la figura 4-3, es decir, con impedancias en paralelo y líneas de transmisión que producen un retardo en las longitudes de los resonadores.

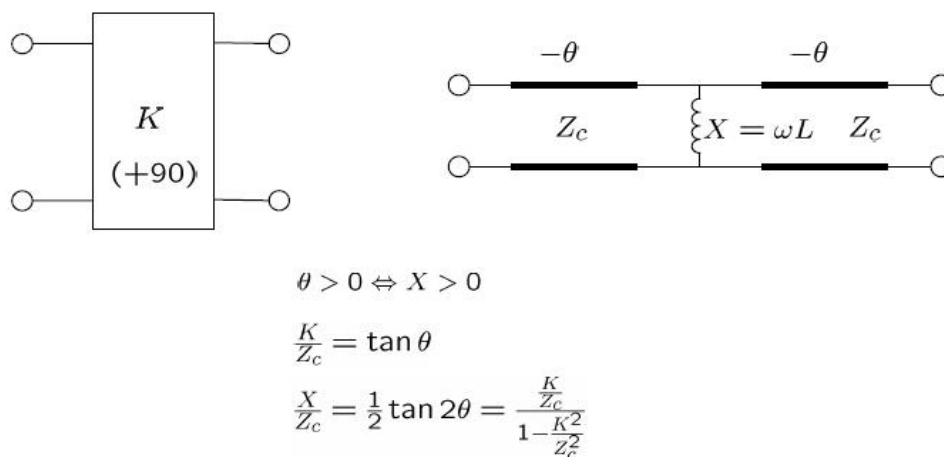


Figura 4-4: Inversor de impedancia

Los valores obtenidos son los siguientes:

Resonador	1	2	3	4	5	6
Longitud (mm)	4.0650	4.0339	4.6183	4.6183	4.0339	4.0650

Bobina	1	2	3	4	5
Valor	0.3251 (pH)	0.1652 (pF)	0.1224 (pF)	0.1652 (pF)	0.3251 (pF)

La respuesta de este filtro es la siguiente (figura 4-5):

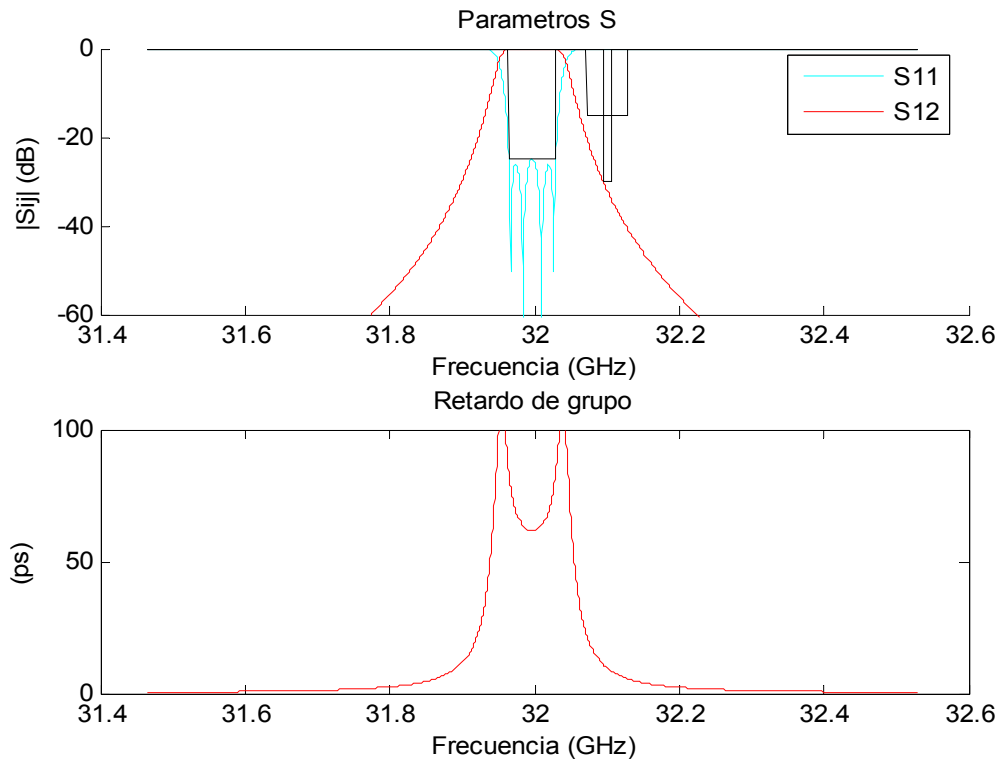


Figura 4-5: Respuesta del filtro TM-Down con líneas de transmisión y bobinas.

La respuesta obtenida sigue cumpliendo las especificaciones; hay que señalar que todavía no se han tenido en cuenta las pérdidas. En este caso la respuesta ya no es igual al de los filtros anteriores, aunque estas diferencias son mínimas en la banda de paso, siempre que el ancho de banda del filtro no sea excesivamente grande. Fuera de la banda de paso, como se comentaba en la sección 2.6, las frecuencias de resonancia (espurios) se producen para múltiplos de la mitad de longitud de onda al tratarse de líneas de transmisión de $\lambda_g/2$ y como consecuencia el filtro tiene el tipo de respuesta de la figura 4-6.

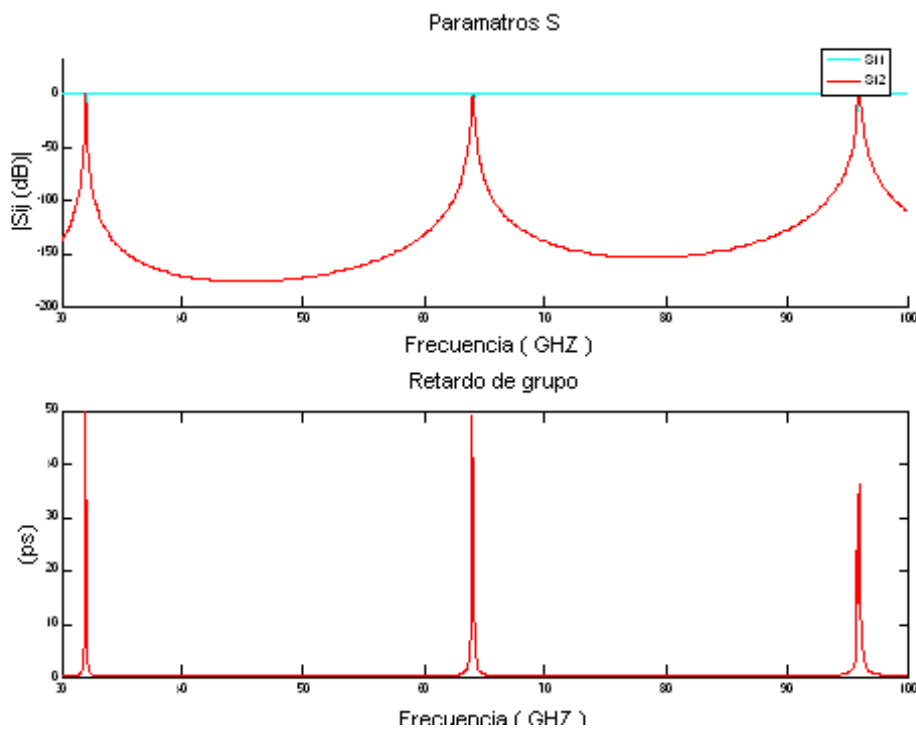


Figura 4-6: Respuesta del filtro TM-Down en banda ancha

La línea de transmisión utilizada en el caso anterior, tiene una constante de propagación lineal con la frecuencia, correspondiendo a un modo TEM. En guías de ondas rectangulares sólo se tienen modos TE y TM, en donde la constante de propagación deja de ser lineal con la frecuencia (figura 3-2). Si se sustituyera la línea de transmisión por una guía de ondas de dimensiones $a=7.112$ mm y $b=3.156$ mm, y se considera que el modo asociado a la línea de transmisión es el TE_{10} , la respuesta es:

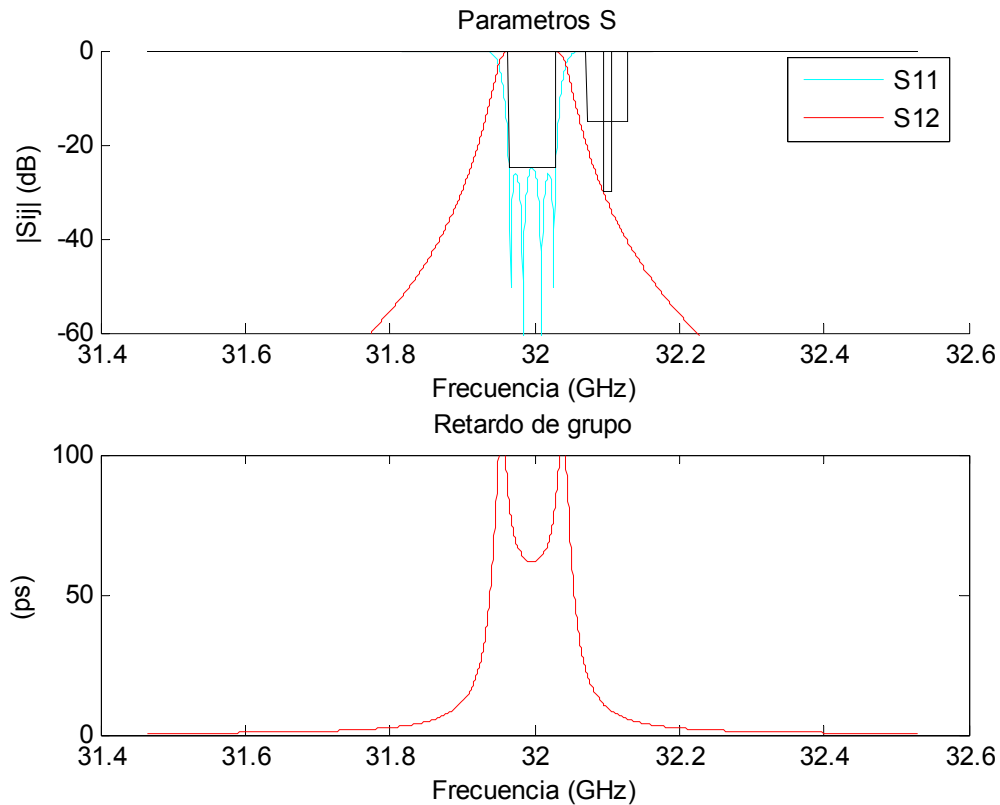


Figura 4-7: Respuesta del filtro TM-Down con líneas de transmisión con el modo TE_{10} de una guía de onda rectangular y bobinas

Como en el caso anterior, al ser el ancho de banda del filtro muy pequeño respecto a la frecuencia central del mismo, no se aprecian alteraciones a simple vista en la figura 4-7. Pero si se extiende la frecuencia de representación, se verá que las siguientes frecuencias de resonancia para el modo TE_{10} han cambiado respecto al caso anterior (figura 4-8). Esto se debe a que en la constante de propagación se introduce el término de las dimensiones de la guía rectangular para este modo. Hay que destacar que en este punto el modelo del filtro sólo tiene en cuenta una línea de transmisión asociada al modo TE_{10} (con todas las posibles resonancias de esta línea y con su constante de propagación específica), pero no tiene en cuenta el efecto de otros modos TE_{mn} y TM_{mn} que pueda haber en el filtro en guía de onda.

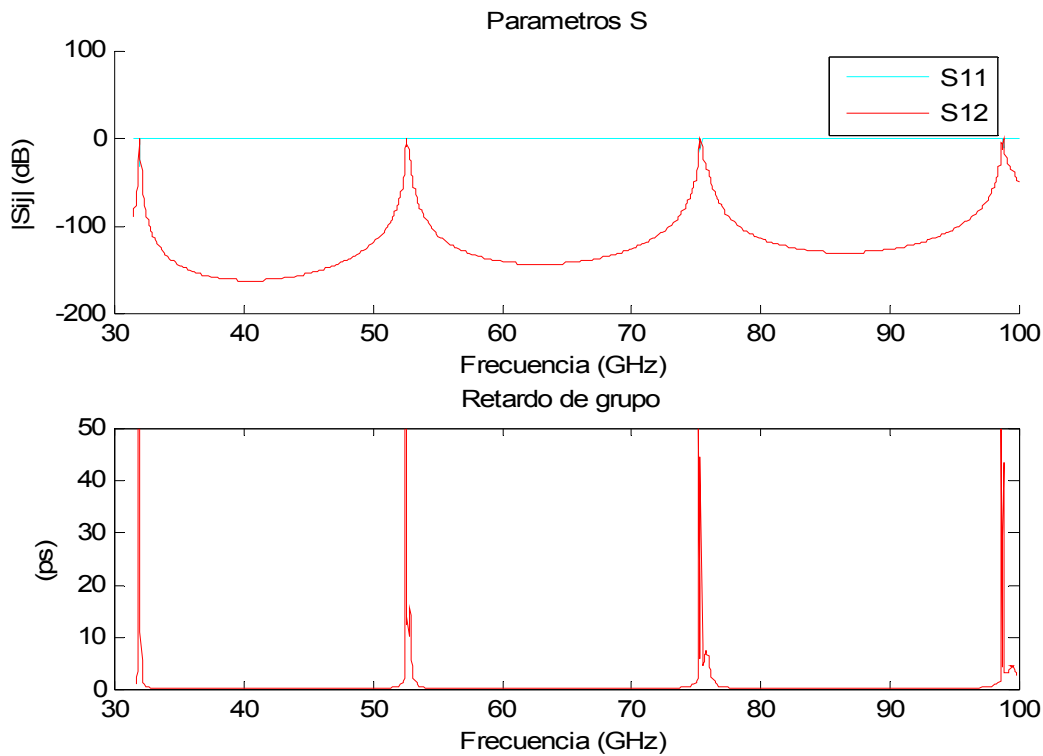


Figura 4-8: Respuesta en banda ancha del filtro TM-Down con líneas de transmisión con el modo TE_{10} de una guía de onda rectangular y bobinas

Para obtener la respuesta del filtro se han modificado el valor de las inductancias de los inversores como la longitud de los resonadores.

Resonador	1	2	3	4	5	6
Longitud (mm)	6.0275	6.1975	6.1173	6.1173	6.1975	6.0275

Bobina	1	2	3	4	5
Valor (pH)	0.4326	0.2906	0.2154	0.2906	0.4326

El siguiente paso es cambiar la síntesis de los inversores de impedancias por elementos distribuidos y estructuras en guía de onda reales. Como el último modelo está constituido por guías de ondas rectangulares e inductancias, parece lógico que el filtro diseñado este constituido por cavidades rectangulares e iris inductivos (figura 3-11). El problema que se trata a continuación es mucho más complejo que los anteriores debido a las discontinuidades que aparecen en los iris, lo que provoca que aparezcan modos de orden superior. Para obtener la respuesta precisa de la estructura diseñada es necesario realizar un análisis full-wave del problema, que en nuestro caso se realiza mediante el método de adaptación modal introducido en la sección 3.6.

El filtro consiste en cavidades rectangulares de longitud $\lambda_g/2$, por lo que operan en el modo resonante TE_{101} (ver sección 3.3), separadas por iris inductivos. Como se

exponía en la sección 3.5, usando el simulador electromagnético full-wave es posible calcular las dimensiones de dichos iris para conseguir el valor de los inversores obtenidos en las fases previas. Para obtener la dimensión de los iris, se fija el grosor del iris (la longitud de la discontinuidad, valor escogido por el diseñador teniendo en cuenta el proceso de mecanizado) a 1.5 mm y se va variando la anchura de la misma hasta que se verifique la expresión 3.31. La longitud $\lambda_g/2$ de las cavidades hay que modificarlas a fin de obtener la misma respuesta en fase en los iris a la obtenida en los inversores. La longitud total correspondiente viene dada por:

$$L_r = \frac{\lambda}{2\pi} \left[\pi + \frac{1}{2} (\phi_r + \phi_{r+1}) \right] \quad (4.3)$$

donde Φ la obtenemos de la expresión 3.33.

Con estos cambios el filtro resultante tiene la respuesta full-wave (calculada por adaptación modal, con suficiente precisión) siguiente (figura 4-9):

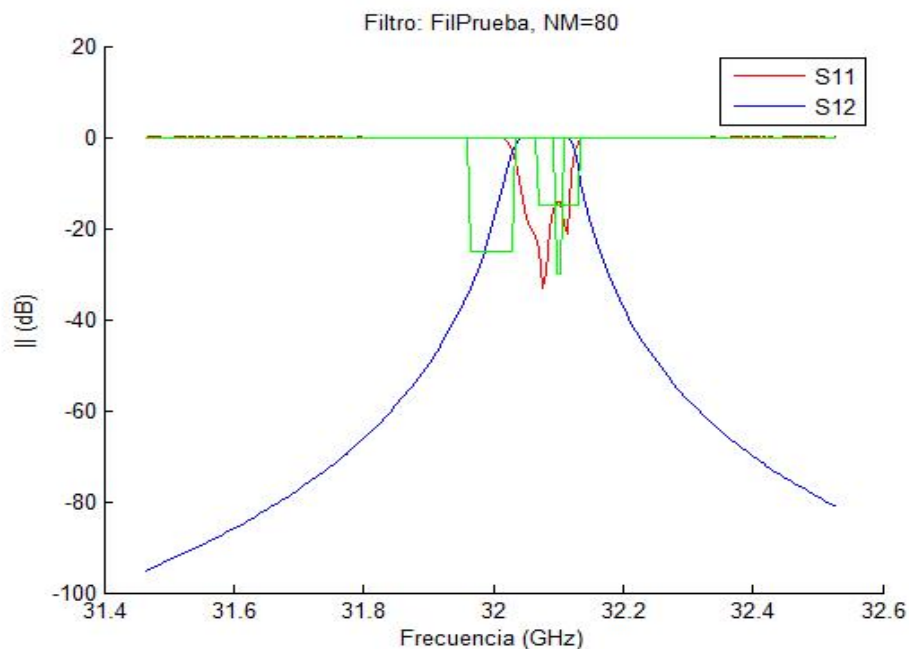


Figura 4-9: Respuesta del filtro TM-Down TE_{101} con las dimensiones iniciales

La diferencia de esta respuesta (proveniente de la estructura en guía de onda real) con la ideal a conseguir (la del circuito) se debe a dos factores fundamentalmente:

- la equivalencia realizada entre elementos distribuidos y elementos concentrados no es del todo exacta.
- la forma en la que se calcula la dimensión de los iris es aproximada, ya que encontrar el iris correspondiente a un inversor con un valor exacto tiene un coste computacional excesivo.

Para reducir esta diferencia se precisa la etapa de optimización. Hay que destacar que para verificar el análisis full-wave, hay que comprobar que la respuesta que se obtiene ha convergido, es decir, comprobar que para un cierto número de modos, si añadimos más, la respuesta no cambia. La convergencia numérica es un aspecto relacionado con el método numérico de adaptación modal, discutido en la sección 3.6.

Desde el punto de vista práctico, lo que hay que asegurar es que al aumentar el número de modos, la respuesta que proporciona el método no cambia significativamente, como se ve en la figura 4-10. Se observa que las dos realizaciones tienen diferente número de modos (el valor entre corchetes es el número de modos del problema usado en cada guía) pero las respuestas no se diferencian. El modelo ha convergido.

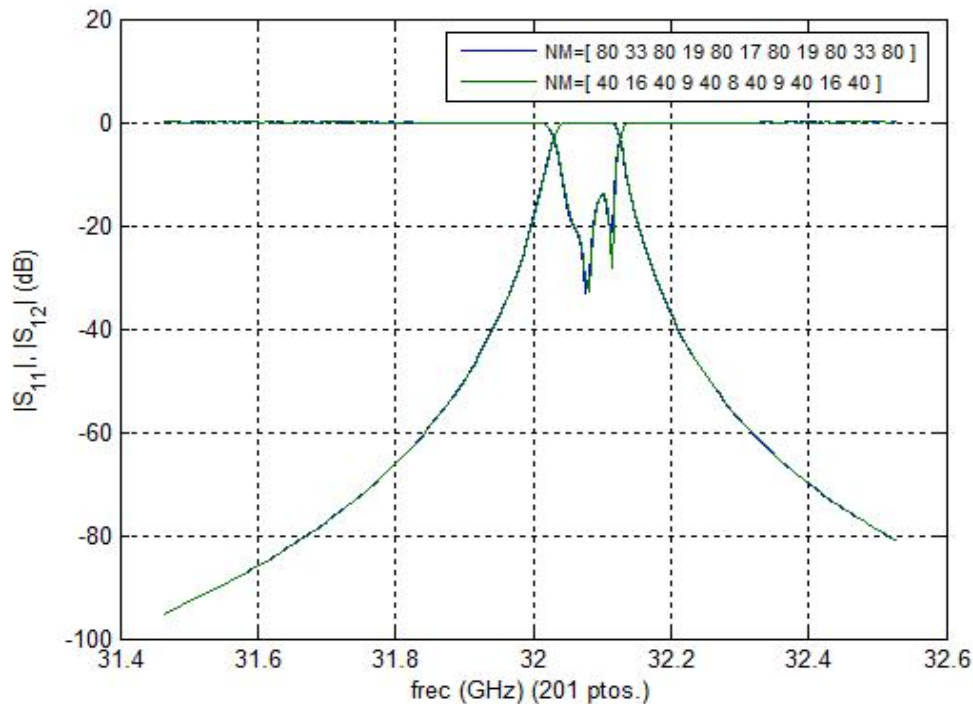


Figura 4-10: Respuesta del filtro TM-Down TE₁₀₁ con diferente número de modos

El hecho de utilizar el método de adaptación modal condiciona la forma en que se realiza la optimización, pues esta se divide en etapas. Con las dimensiones obtenidas del circuito equivalente, se optimiza para un número inicial de modos. Con las nuevas dimensiones obtenidas volvemos a optimizar para un número mayor de modos, así sucesivamente hasta que vemos que la respuesta del filtro ha convergido. Como se exponía en el apartado 3.7, en la optimización, las dimensiones que se van a modificar son las longitudes de las cavidades y la anchura dos iris, y la función de costes que se define es de la siguiente forma:

$$f(x) = \sum_{i=1}^N |S_{11}^{MM}(a, b, f_{cri})|^2 + \sum_{i=1}^N w_i \left(|S_{11}^{MM}(a, b, f_{li})|^2 - |S_{11}^{cir}(f_{li})|^2 \right)$$

La topología del filtro in line de orden 4 es la siguiente.

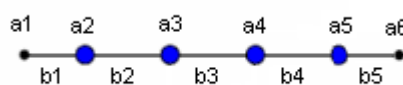


Figura 4-11: Topología del filtro in line de orden 4

El vector a contiene a1, a2 y a3 (la longitud de las tres primeras cavidades) y el vector b contiene b1, b2 y b3 (anchura de los 3 primeros iris). Se aprovecha que la

estructura es simétrica. De esta forma se reducen grados de libertad en la optimización. El vector f contiene las frecuencias donde se analizará la respuesta de la estructura para optimizarla. Para este tipo de filtros, el vector f corresponde con los ceros de reflexión del modelo circuital (no hace falta el segundo término de la función de costes). Las frecuencias donde se dan los ceros de reflexión son las siguientes.

Frecuencias GHz	31.9672	31.9842	32.0098	32.0268
-----------------	---------	---------	---------	---------

De esta forma se obtiene el filtro con la respuesta deseada (figura 4-12):

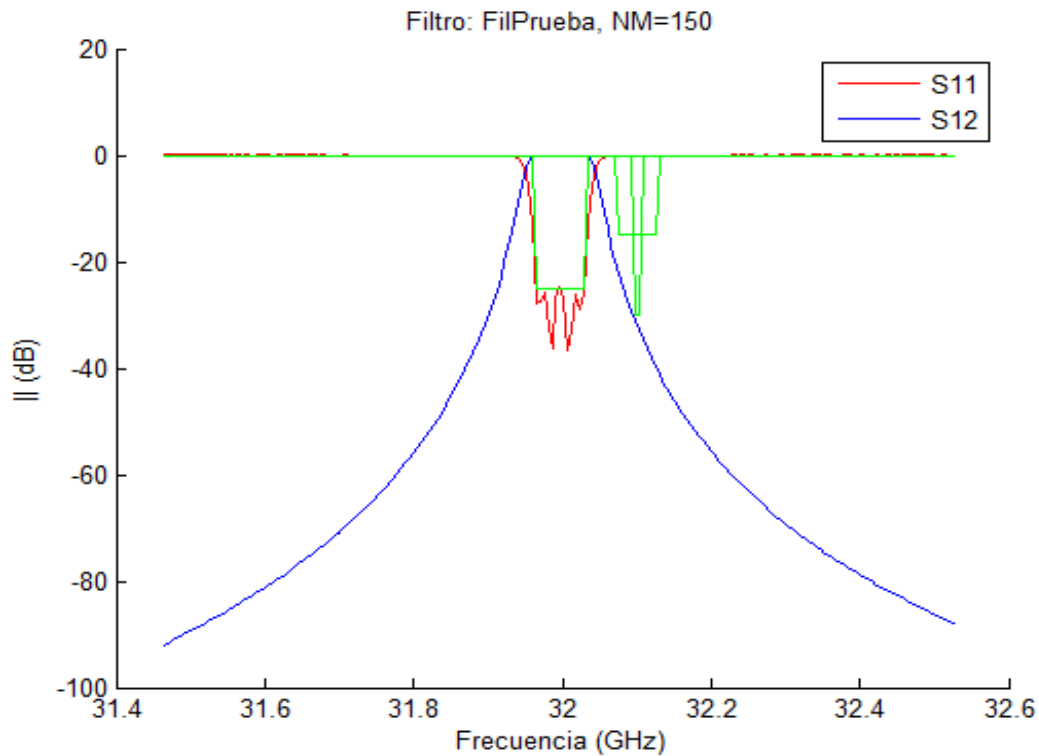


Figura 4-12: Respuesta del filtro TM-Down TE_{101} optimizado

Como era de esperar la respuesta del filtro ha convergido (figura 4-13).

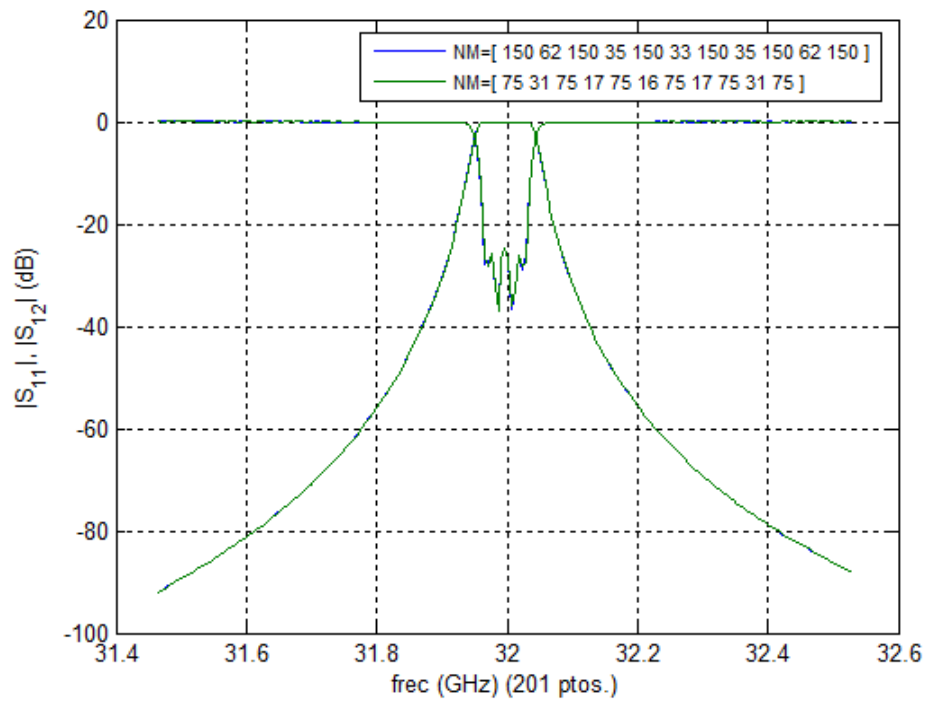


Figura 4-13: Respuesta del filtro TM TE₁₀₁ con diferente número de modos

Las dimensiones del filtro obtenido son las siguientes (figura 4-14):

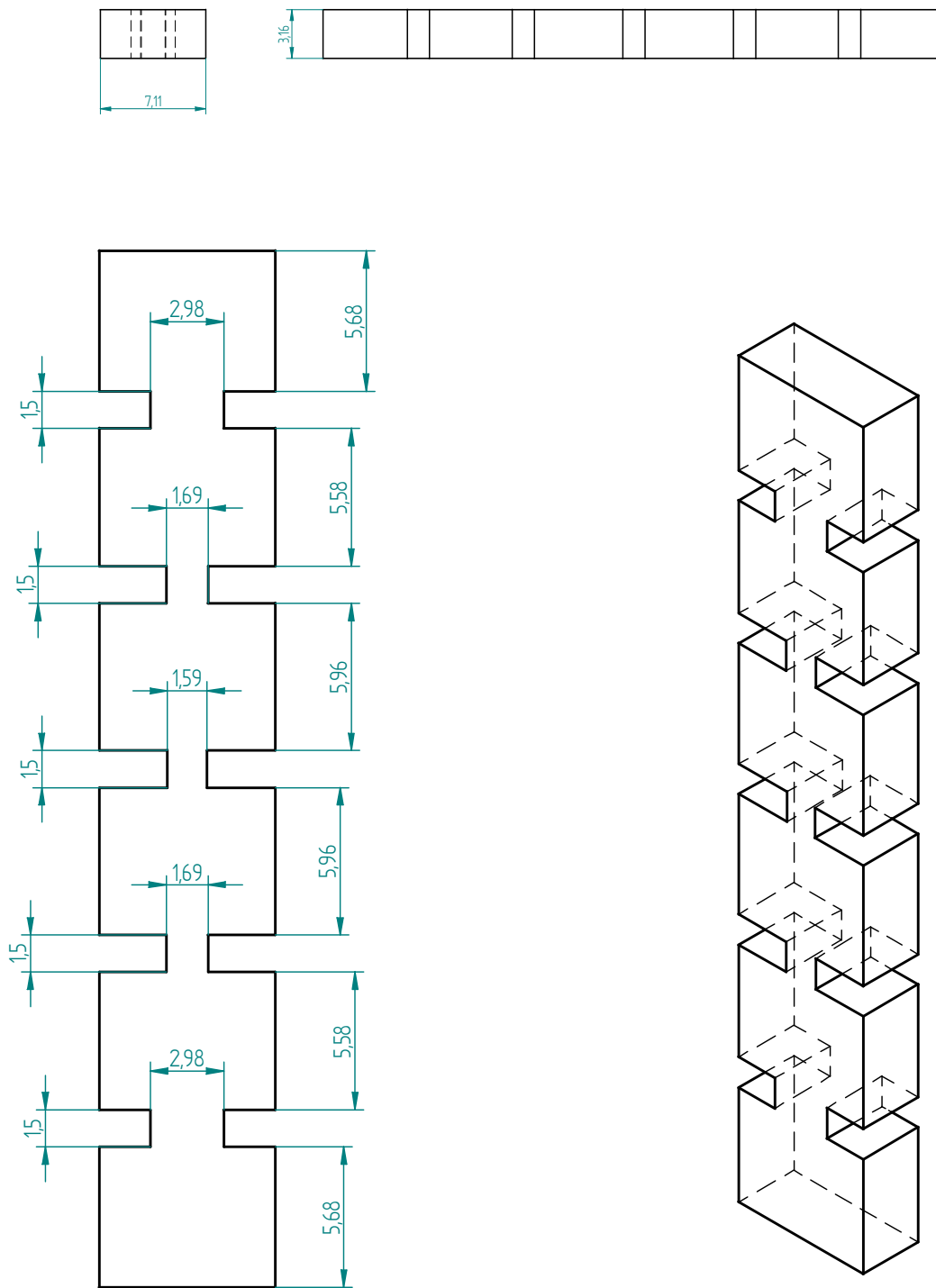
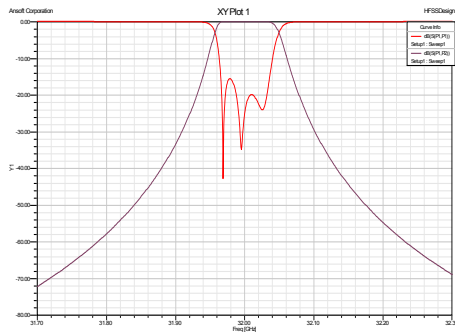


Figura 4-14: Estructura del filtro TM-Down TE_{101}

Para comprobar la solidez de la estructura obtenida, se va a utilizar otro simulador (en este caso el HFSS de Ansoft introducido en la sección 3.6) para ver la respuesta que produce. A continuación se mostrará la respuesta para diferente número de pasadas:

- 20 pasadas:



- 25 pasadas:

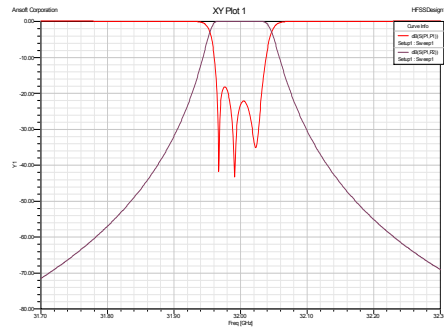


Figura 4-15: Respuesta del filtro TM-Down TE₁₀₁ para distinto número de pasadas

-30 pasadas:

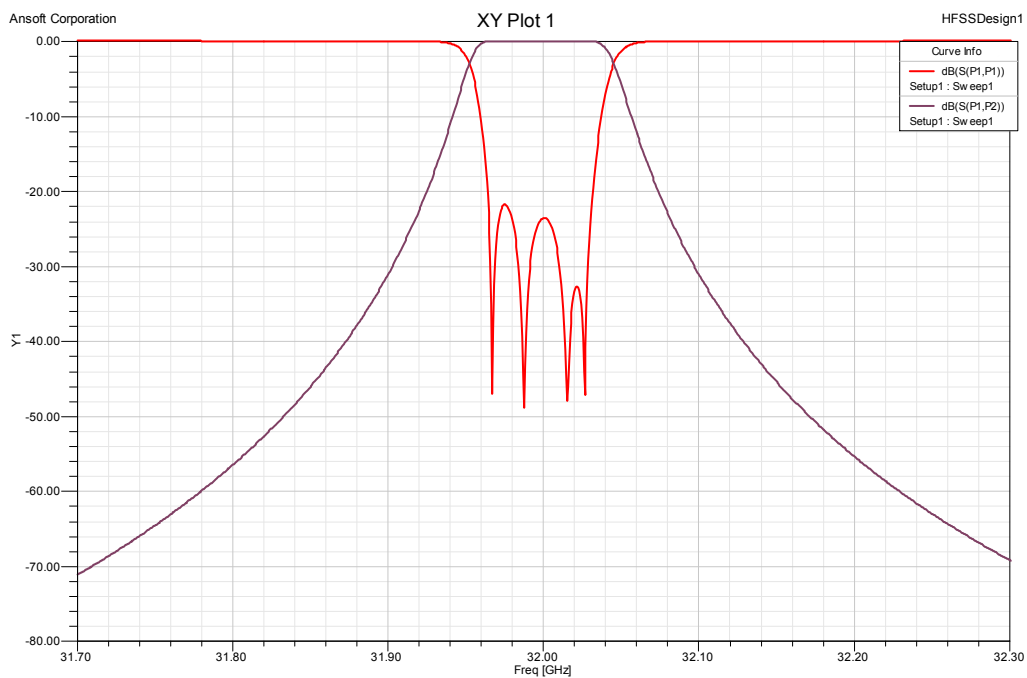


Figura 4-16: Respuesta del filtro TM-Down TE₁₀₁ para 30 pasadas

Al aumentar el número de pasadas, en el HFSS se hace más fino el mallado, obteniendo respuestas cada vez más precisas. Se observa en la figura 4-17 que poco a poco converge a la respuesta obtenida mediante el análisis modal. Comparando las respuestas obtenidas, se observa que los ceros coinciden para los dos simuladores y si en el HFSS fuéramos aumentando las pasadas acabaríamos por ajustar los lóbulos en la banda de paso.

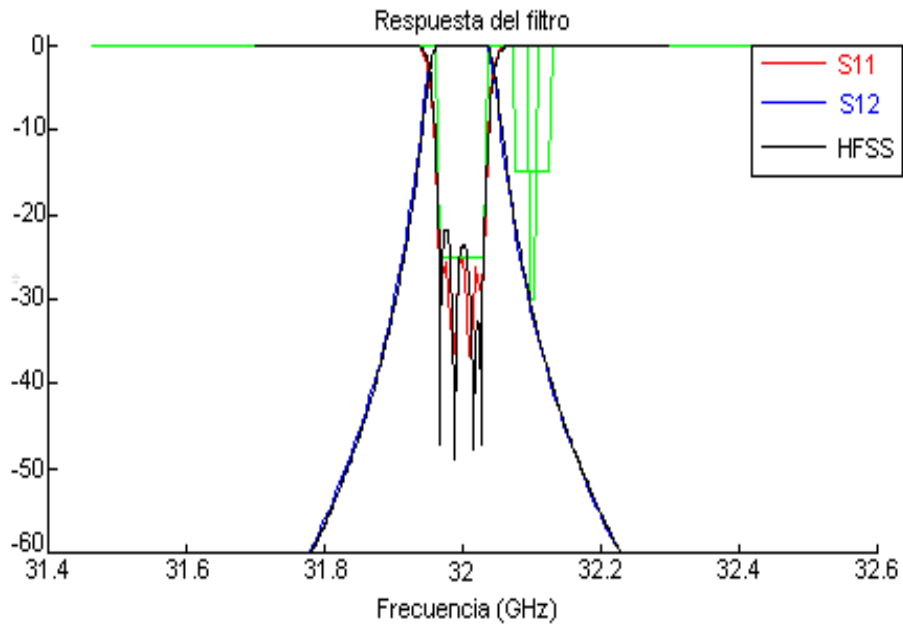


Figura 4-17: Respuesta del filtro TM-Down TE_{101} mediante análisis modal y HFSS

La respuesta del filtro diseñado si se extiende la banda de frecuencias de análisis es (figura 4-18):

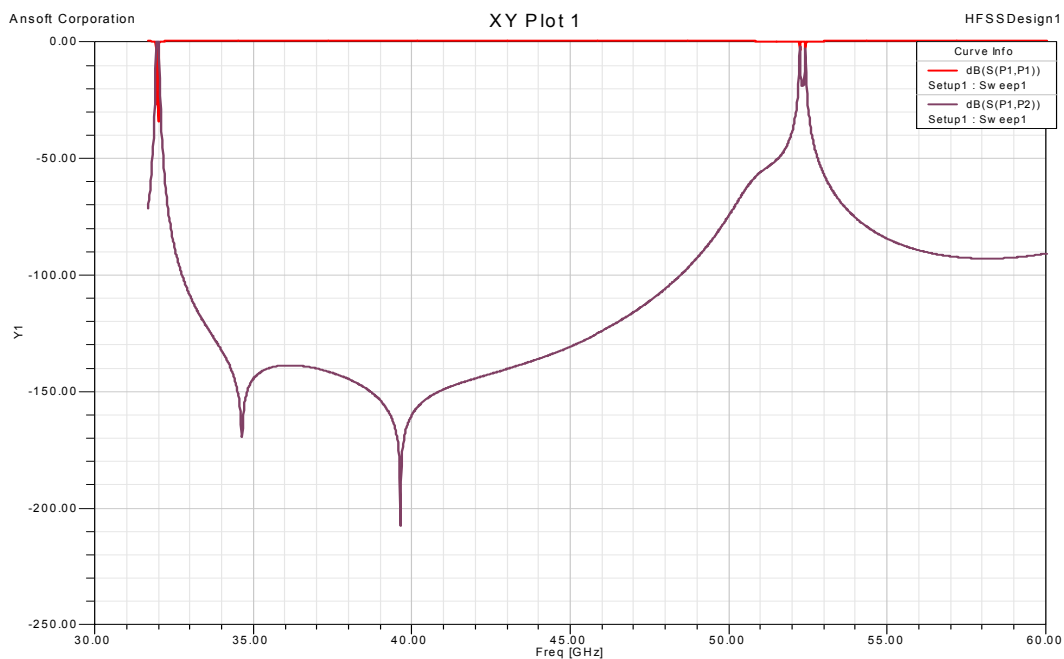


Figura 4-18: Respuesta del filtro TM-Down TE_{101} en banda ancha por el HFSS

La siguiente frecuencia de resonancia (espurios) se produce para el índice $q=2$ en la expresión 3.6.

Hasta ahora se ha considerado el conductor como perfecto, y como el dieléctrico es el aire, el filtro carecía de pérdidas. En una construcción real, el conductor no es perfecto. Esto supone que el campo eléctrico tangencial en la superficie del conductor no es cero, y en consecuencia el vector de Poynting entrante al conductor tampoco lo es. Se disipa potencia por las paredes del conductor.

Se especifica que el material con el que se va a construir tiene una conductividad de $\sigma=1.8 \times 10^7$ mhos/m, y que en la banda de paso las pérdidas sean inferiores a 2 dB. La respuesta que se obtiene es (figura 4-19):

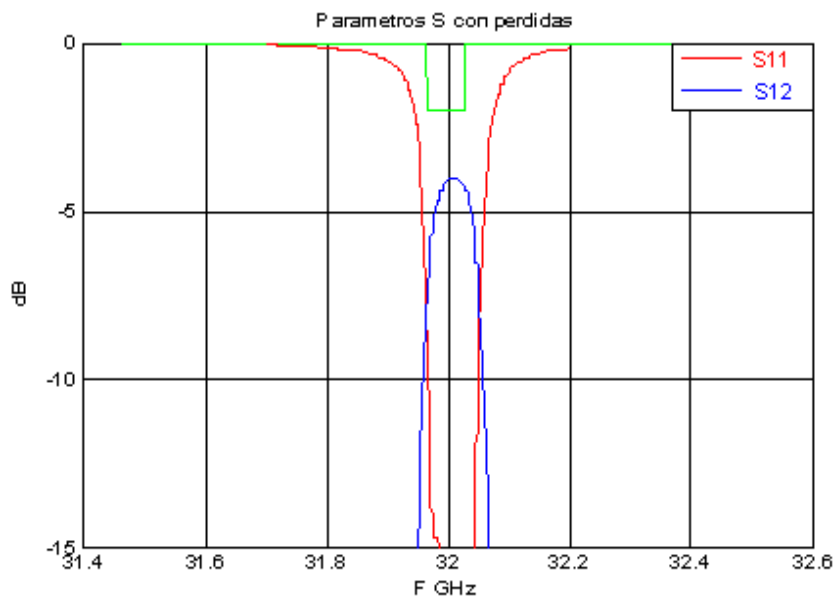


Figura 4-19: Respuesta del filtro TM-Down TE_{101} con pérdidas en HFSS

El filtro realizado no cumple las especificaciones. Las posibilidades para cumplirlas son las siguientes: mejorar el conductor, cambiar la tecnología del filtro (guía de ondas circulares) o mejorar la Q de los resonadores. Como se vio en la sección 3.3 de cavidades rectangulares, el factor de calidad aumentaba si pasamos al modo TE_{103} .

4.2.3 Síntesis del filtro con elementos concentrados para una posterior realización con el modo resonante TE_{103} .

La diferencia con el filtro que se ha desarrollado, es que ahora la pendiente de reactancia en los resonadores es de $3\pi/2$. Como se había dicho, el valor de la pendiente de reactancia es elegido por el diseñador. Se sigue utilizando los mismos valores del prototipo bajo.

Utilizando la expresión 4.1, los valores obtenidos de las bobinas y condensadores que componen los resonadores serie son los siguientes:

Condensador (pF)	Bobina (pH)
23.44	1.0555

El valor de los inversores según la expresión 4.2, son los siguientes:

Inversor	K1	K2	K3	K4	K5
Valor	0.1127	0.0100	0.0074	0.0100	0.1127

La respuesta obtenida es la siguiente (figura 4-20):

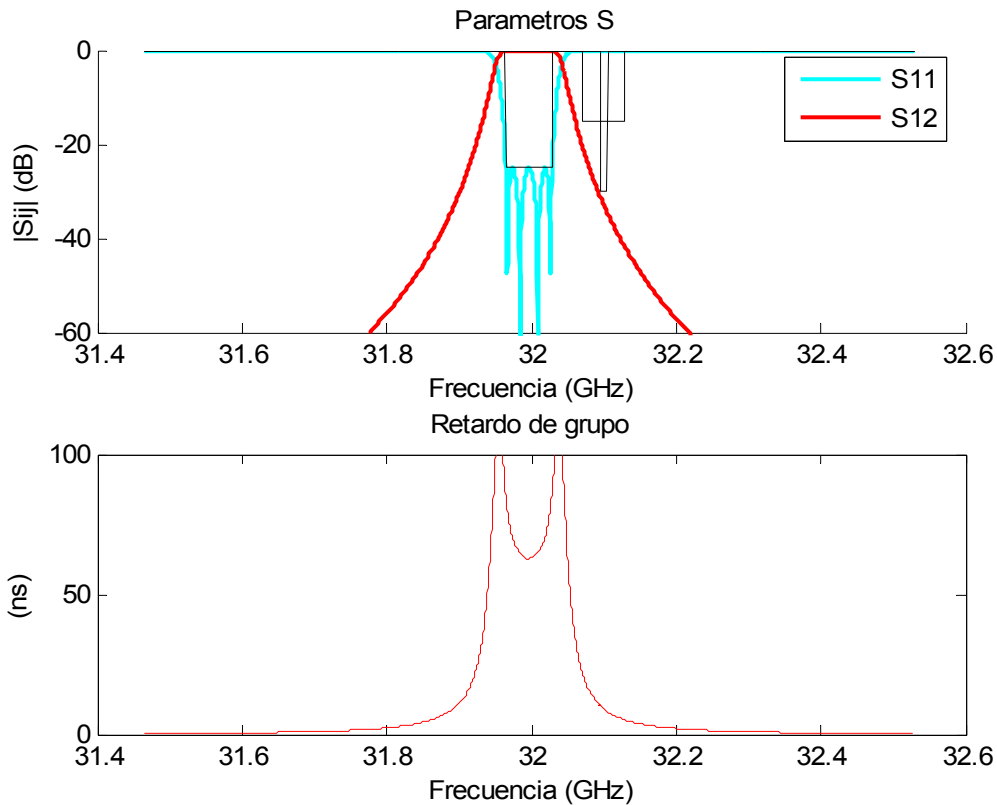


Figura 4-20: Respuesta del modelo circuital TM-Down figura 2-17

Comparándola con la figura 4-3, se ve que esta no difiere. Se obtiene la misma respuesta.

4.2.4 Síntesis del filtro con elementos distribuidos con elementos distribuidos y diseño con el modo resonante TE_{103}

El siguiente paso es implementamos los resonadores mediante líneas de transmisión de cierta longitud y los inversores como bobinas con líneas de transmisión a cada lado (ver figura 4-4). Como los resonadores en paralelo se han modificado, parece lógico que la longitud de la guía se modifique. Ahora ya no es $\lambda_g/2$ si no $3\lambda_g/2$ menos el rectificado correspondiente del inversor asociado a la línea de transmisión. Los valores obtenidos son los siguientes:

Resonador	1	2	3	4	5	6
Longitud	13.85 (mm)	13.8352 (mm)	13.9911 (mm)	13.9911 (mm)	13.8352 (mm)	13.85 (mm)

Bobina	1	2	3	4	5
Valor	0.5679 (pH)	0.0496 (pF)	0.0367 (pF)	0.0496 (pF)	0.5679 (pF)

La respuesta de este filtro es la siguiente (figura 4-21):

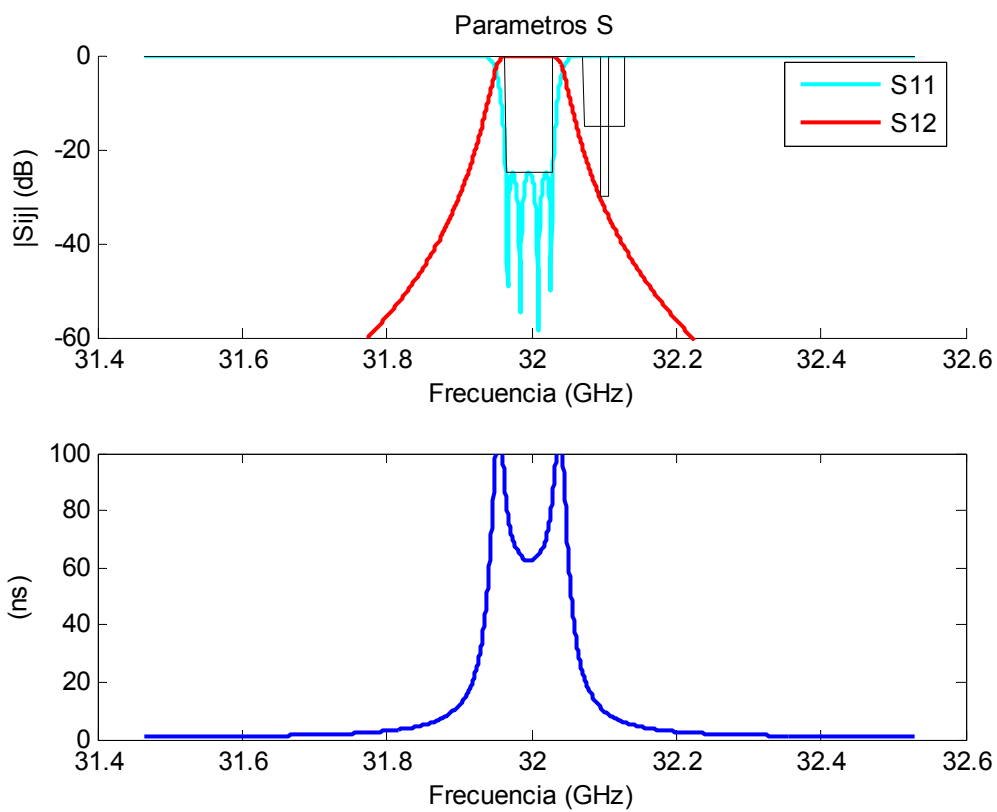


Figura 4-21: Respuesta del filtro TM-Down con líneas de transmisión y bobinas.

Si se realiza un análisis en banda ancha (figura 4-22), las frecuencias para las que vuelve a resonar el filtro han cambiado. La condición de resonancia de las líneas de transmisión $\beta d = n\pi$ se cumple ahora cada $1/3$ de la frecuencia de resonancia.

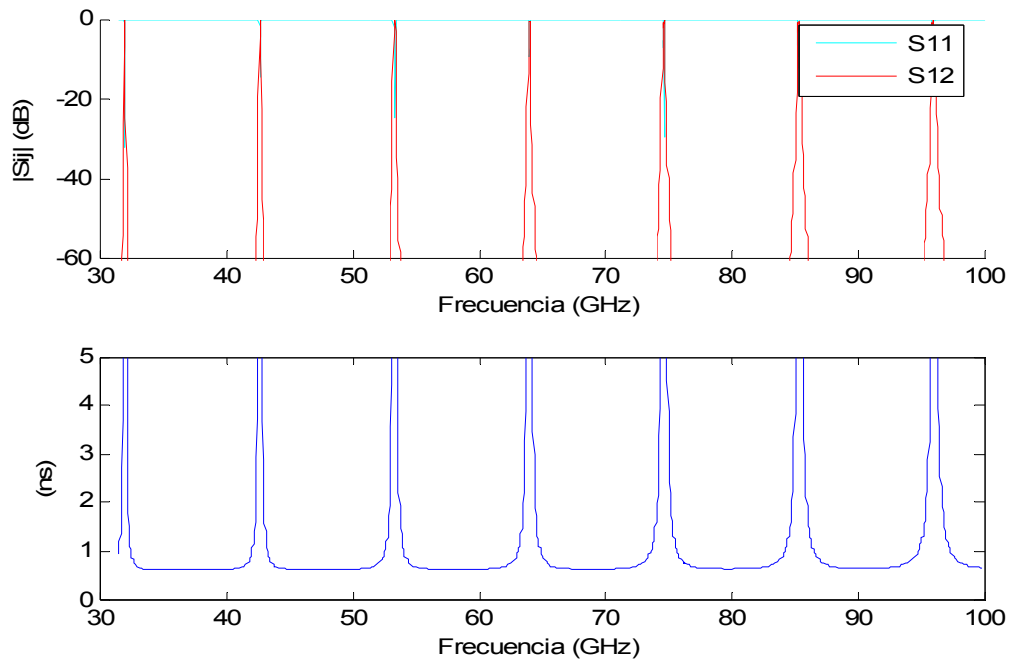


Figura 4-22: Respuesta del filtro TM-Down con modo resonante TE_{103} en banda ancha

Ahora se cambian las líneas de transmisión genéricas a guías de onda rectangular, con el siguiente cambio de longitudes y cambio en el valor de las bobinas.

Resonador	1	2	3	4	5	6
Longitud (mm)	18.2992	18.2646	18.5318	18.5318	18.2646	18.2992

Bobina	1	2	3	4	5
Valor (pH)	0.7607	0.0872	0.0646	0.0872	0.7607

La respuesta del filtro es la siguiente (4-23):

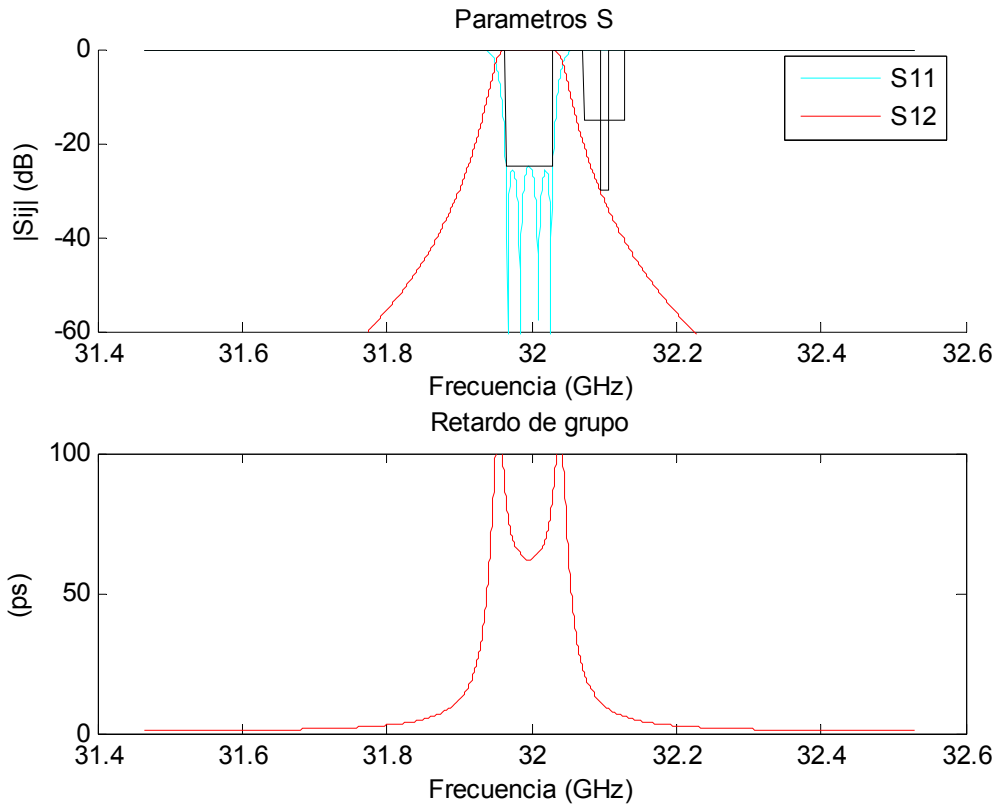


Figura 4-23: Respuesta del filtro TM-Down modo resonante TE_{103} con bobinas

Si se extiende el barrido en frecuencia, aparecerán las siguientes frecuencias de resonancia

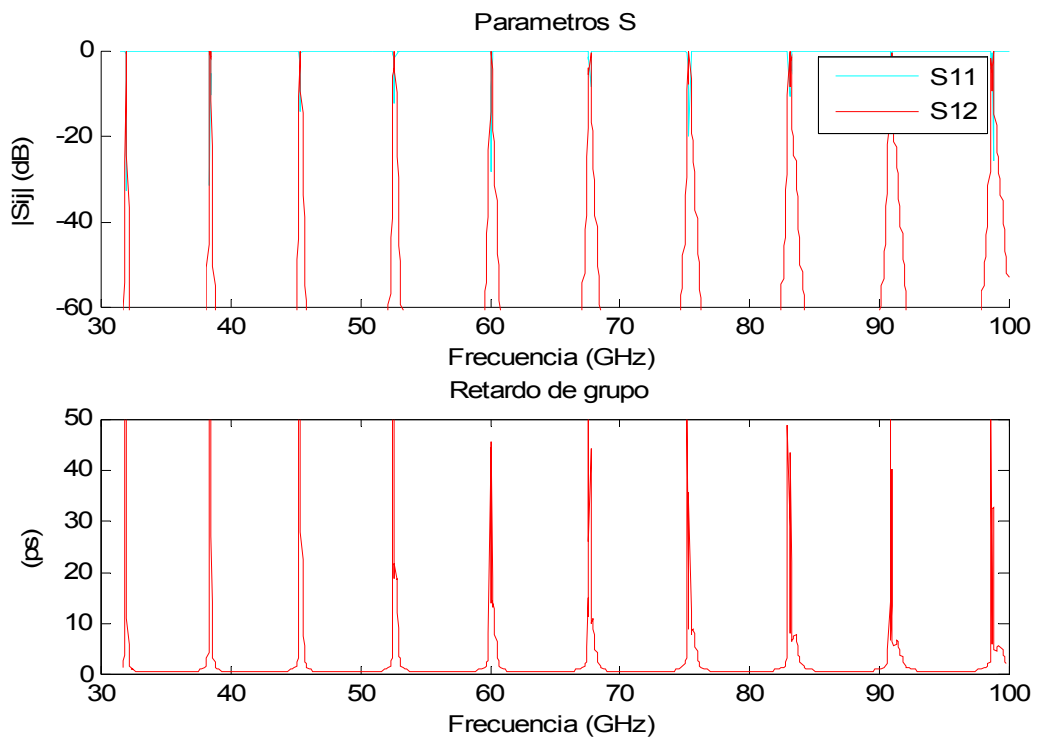


Figura 4-24: Respuesta en banda ancha del filtro TM-Down con resonador TE_{103} con bobinas

Como en el caso del filtro anterior (figura 4-8), la condición de resonancia de las guías rectangulares se produce para frecuencias más cercanas a la de resonancia (figura 4.24).

Las diferencias del filtro TE_{103} y el filtro TE_{101} son las longitudes de las cavidades resonadores y el tamaño de los iris (el valor de los inversores de un filtro y del otro difieren). La forma de realizar el filtro con elementos distribuidos es análoga a la expuesta en el caso anterior con la salvedad de que ahora la longitud de las cavidades viene definida como:

$$L_r = \left(\frac{\lambda}{2\pi} \right) \left[3\pi + \frac{1}{2} (\phi_r + \phi_{r+1}) \right]. \quad (4.4)$$

La respuesta obtenida es la siguiente (figura 4-25):

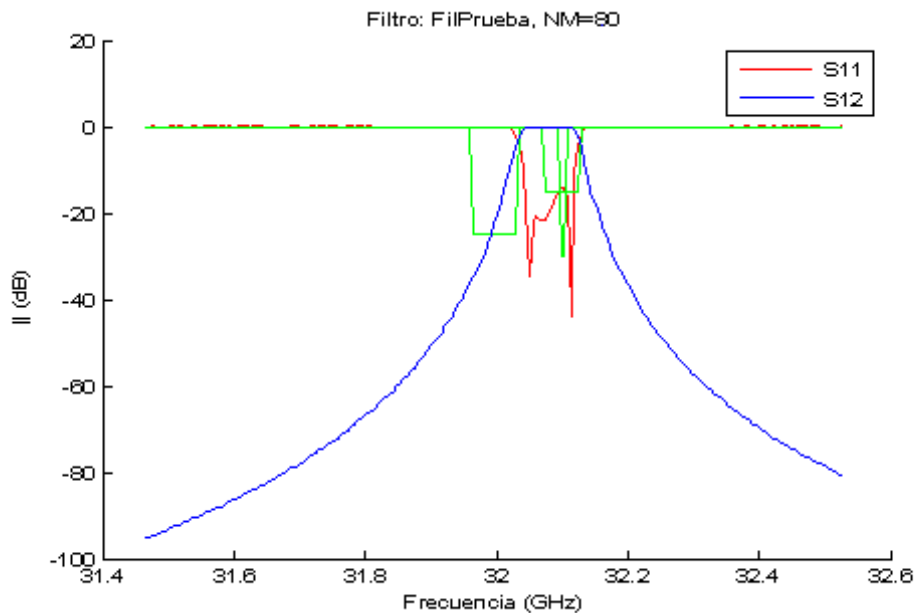


Figura 4-25: Respuesta del filtro TM-Down con resonador TE_{103} con las dimensiones iniciales

Como en el caso anterior, hay que realizar una etapa que optimice la estructura para obtener la respuesta deseada, pues se producen las mismas alteraciones que en el anterior filtro. La función de coste es igual que en el caso anterior y el procedimiento utilizado es análogo, pues las frecuencias donde analizamos la respuesta son las mismas que en el modo resonante TE_{101} . Después de la etapa de optimización, la respuesta obtenida es (figura 4-26):

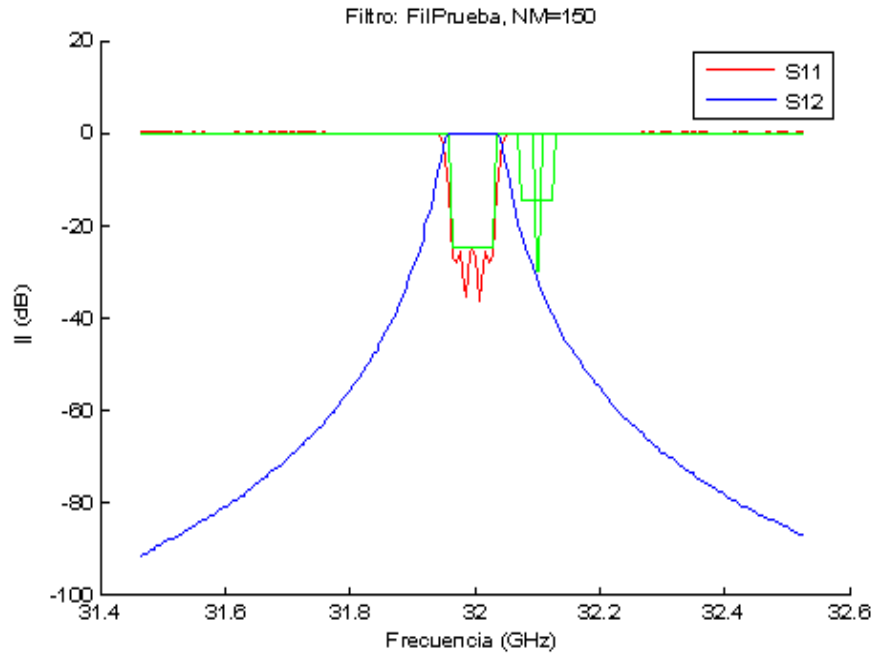


Figura 4-26: Respuesta del filtro TM-Down con resonador TE_{103} optimizada

En la siguiente figura 4-27 se ve que la respuesta converge.

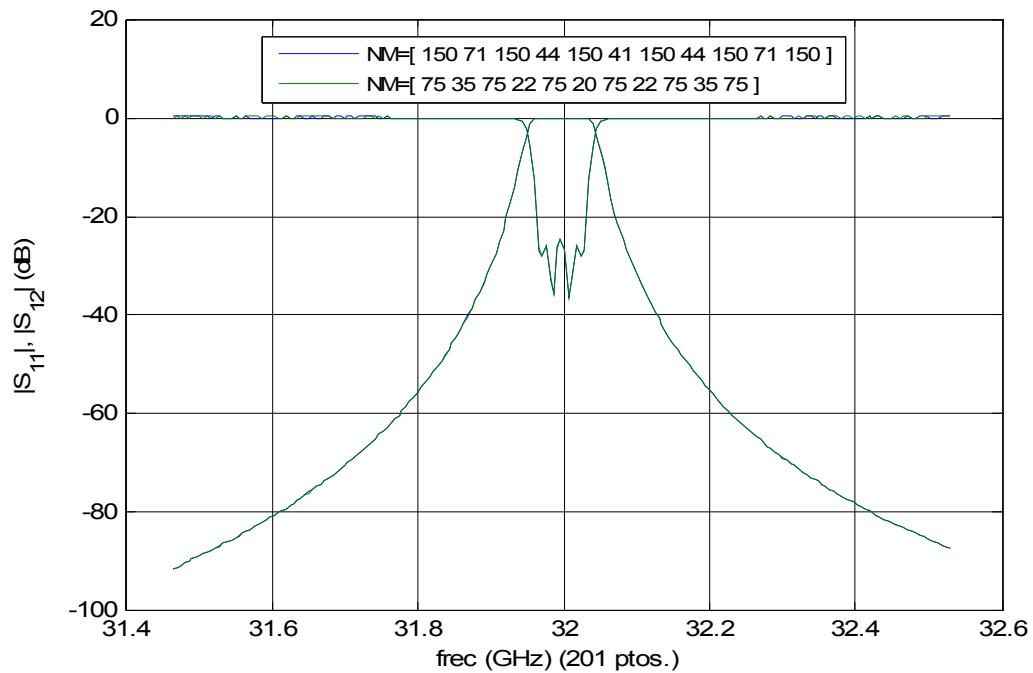


Figura 4-27: Respuesta del filtro TM-Down con modo resonante TE_{103} con diferente número de modos

El filtro obtenido es el siguiente:

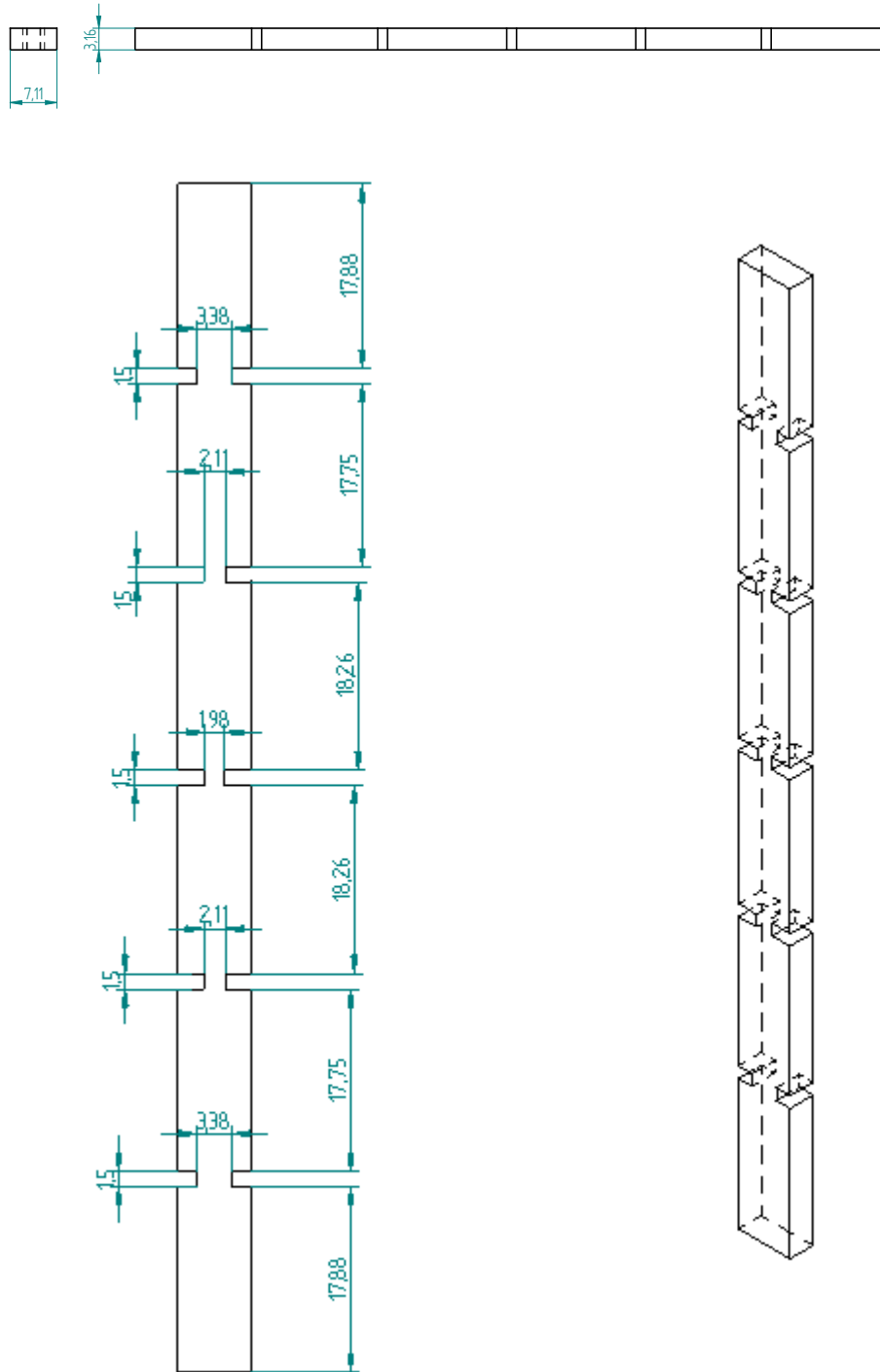


Figura 4-28: Estructura del filtro TM-Down TE_{103}

La estructura obtenida, al analizarla en el HFSS con 25 pasadas, se obtiene el siguiente resultado:

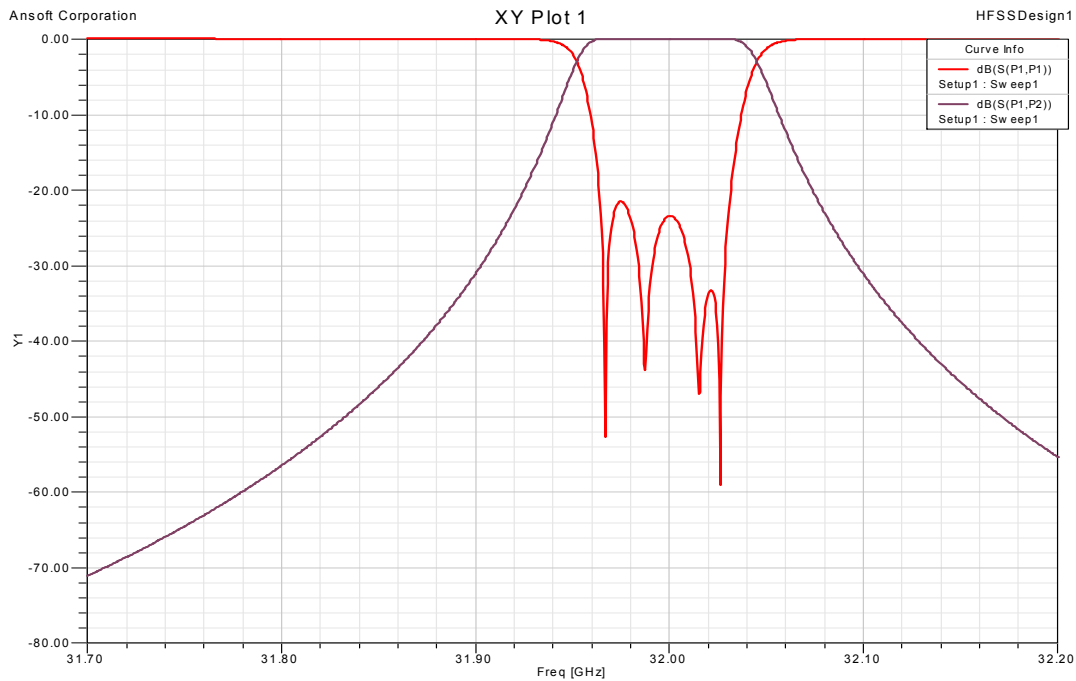


Figura 4-29: Respuesta del filtro TM-Down con modo resonante TE_{103} para 25 pasadas en el HFSS

Si se compara con el resultado obtenido mediante el modo matching, se puede apreciar una clara convergencia de los mismos.

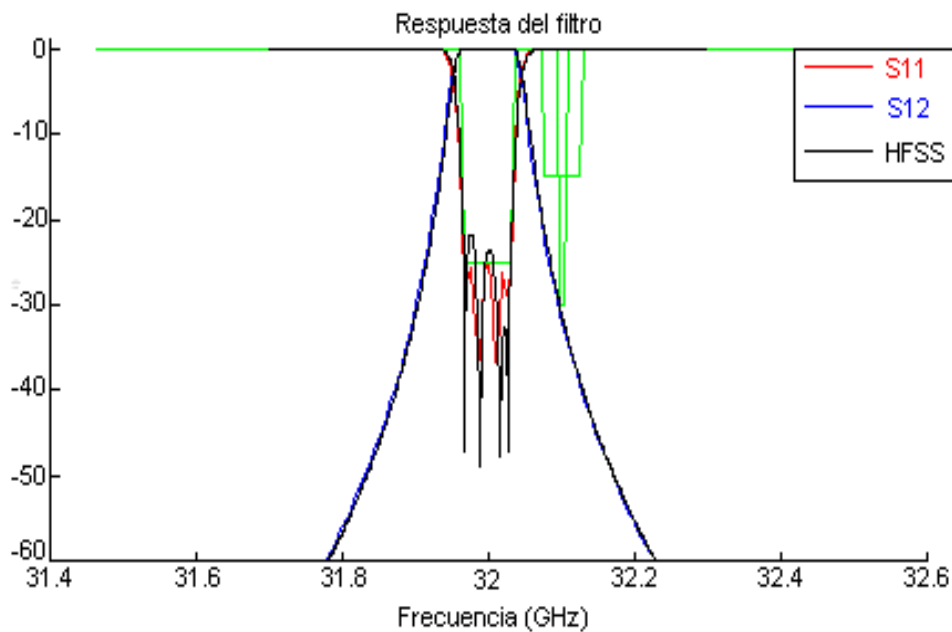


Figura 4-30: Respuesta del filtro TM-Down con modo resonante TE_{103} mediante análisis modal y HFSS

Al añadir la conductividad del conductor, se tiene un rechazo en la banda de paso de:

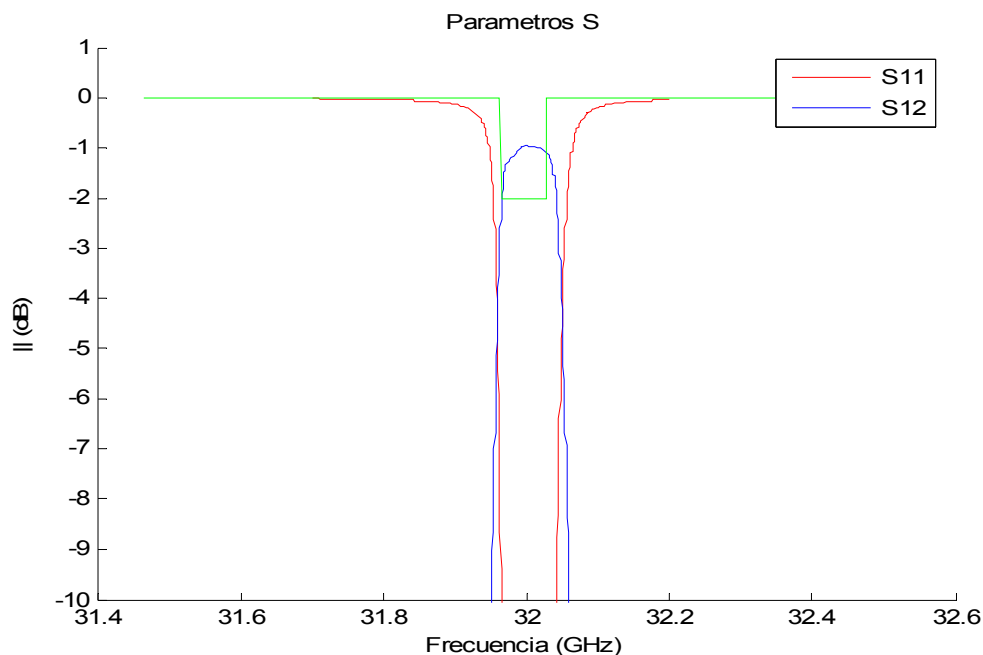


Figura 4-31: Respuesta del filtro TM-Down TE_{103} con pérdidas

En la figura 4-31, se cumple la especificación de 2dB, pero los inconvenientes de este diseño son el aumento de tamaño y por consiguiente del peso, que en ciertas aplicaciones esta limitado, y el acercamiento de las 'otras' frecuencia de resonancia a la banda de paso del filtro.

A continuación se desarrollará el filtro del canal adyacente, el filtro que se obtiene debe ser análogo al anterior, pues las características que debe cumplir son las mismas que en el caso anterior salvo la frecuencia central, que ahora debe de estar centrada para el canal adyacente.

4.3 Filtro RSE-Down

Las características del filtro a sintetizar son las siguientes:

- Tipo de filtro: paso banda.
- Tipo de respuesta: Chebyshev.
- Frecuencia central: 32.1009 GHz
- Orden del filtro: 4
- Ancho de banda relativo: 0.2024%
- Pérdidas de retorno: 25 dB
- Pérdidas de inserción en la banda de paso: 2 dB
- Dimensiones de los interfaces del filtro: guía rectangular standard WR28 (a=7.112 mm, b=3.156mm).

4.3.1 Síntesis del filtro con elementos concentrados para una posterior realización con el modo resonante TE_{101} .

Por el método de pérdidas de inserción se obtienen los valores del prototipo paso bajo, que exceptuando el valor de g_2 , son iguales al caso anterior.

Datos del prototipo paso bajo normalizado				
g1	g2	g3	g4	g5
0.7533	1.2252	1.3712	0.6731	1.1192

Se convierte el filtro a paso banda con bobinas y condensadores, aunque los valores del prototipo paso bajo son muy semejantes, las bobinas y condensadores van a diferir debido a que su valor depende de la frecuencia central

Elementos del filtro paso banda	Condensadores (pF)	Bobinas (pH)
Resonador paralelo	1884.5	0.0133
Resonador serie	0.0082	2999.9
Resonador paralelo	3357.4	0.0073
Resonador serie	0.0149	1648.1

Como en el caso anterior, la conductancia es cero para los resonadores en paralelo y la resistencia para los resonadores en serie, ya que no se consideran pérdidas. Con estos cambios, la respuesta que se obtiene es la siguiente (4-32):

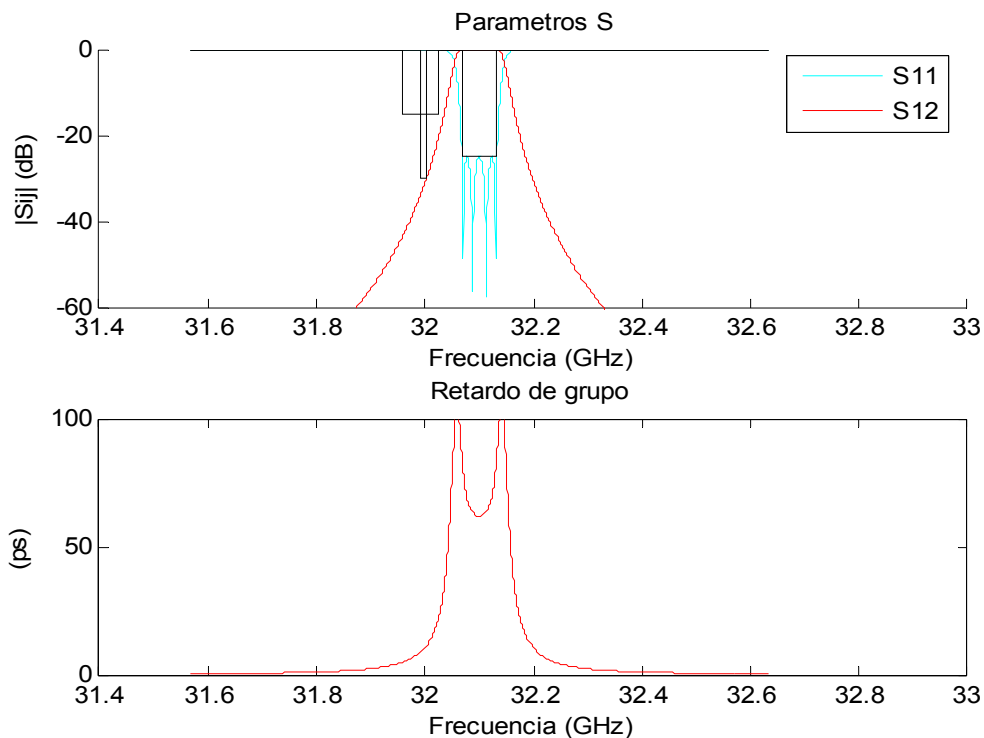


Figura 4-32: Respuesta del modelo circuital RSE-Down figura 2-4

Como era de espera se observa que el filtro cumple las especificaciones. Como en el filtro TM-Down, a continuación se cambiará la composición circuital del filtro al insertar los inversores. Para continuar con la analogía del caso anterior, se opta por los resonadores en paralelo con una pendiente de reactancia de $\pi/2$. Los valores de las bobinas y condensadores de todo el circuito tienen el mismo valor y por medio de la expresión 4.1 es de:

Condensador (pF)	Bobina (pH)
7,7880	3,1564

El valor de los inversores (4.2) es el siguiente:

Inversor	K1	K2	K3	K4	K5
Valor	0.0650	0.0033	0.0025	0.0033	0.0650

La respuesta obtenida (figura 4-33) es igual a la del paso anterior.

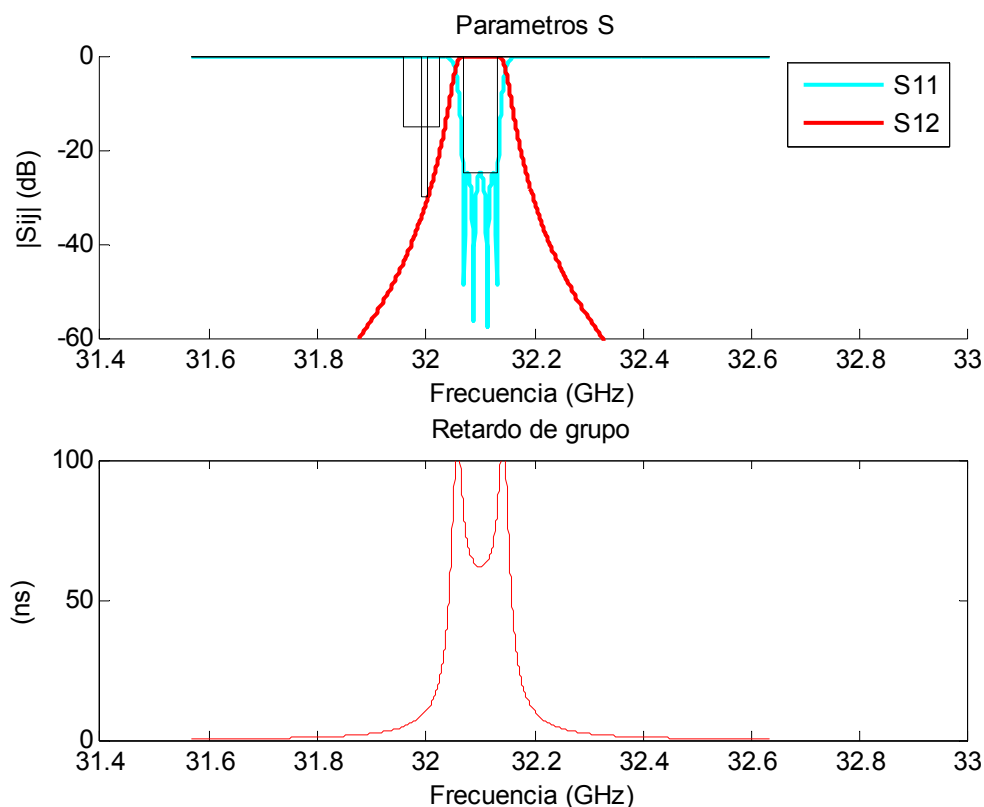


Figura 4-33: Respuesta del modelo circuital RSE-Down figura 2-17

4.3.2 Síntesis del filtro con elementos distribuidos y modo resonante TE_{101}

Para acercarse a la estructura de elementos distribuidos, se implementan los resonadores como líneas de transmisión de longitud $\lambda_g/2$ y los inversores como bobinas con líneas de transmisión a ambos lados de cierta longitud (véase figura 4-3):

Los valores obtenidos son los siguientes:

Resonador	1	2	3	4	5	6
Longitud (mm)	4.7534	4.7584	4.6658	4.6658	4.7584	4.7534

Bobina	1	2	3	4	5
Valor (pH)	0.3235	0.0164	0.0121	0.0164	0.3235

Con estos valores, la respuesta que se obtiene es (figura 4-34):

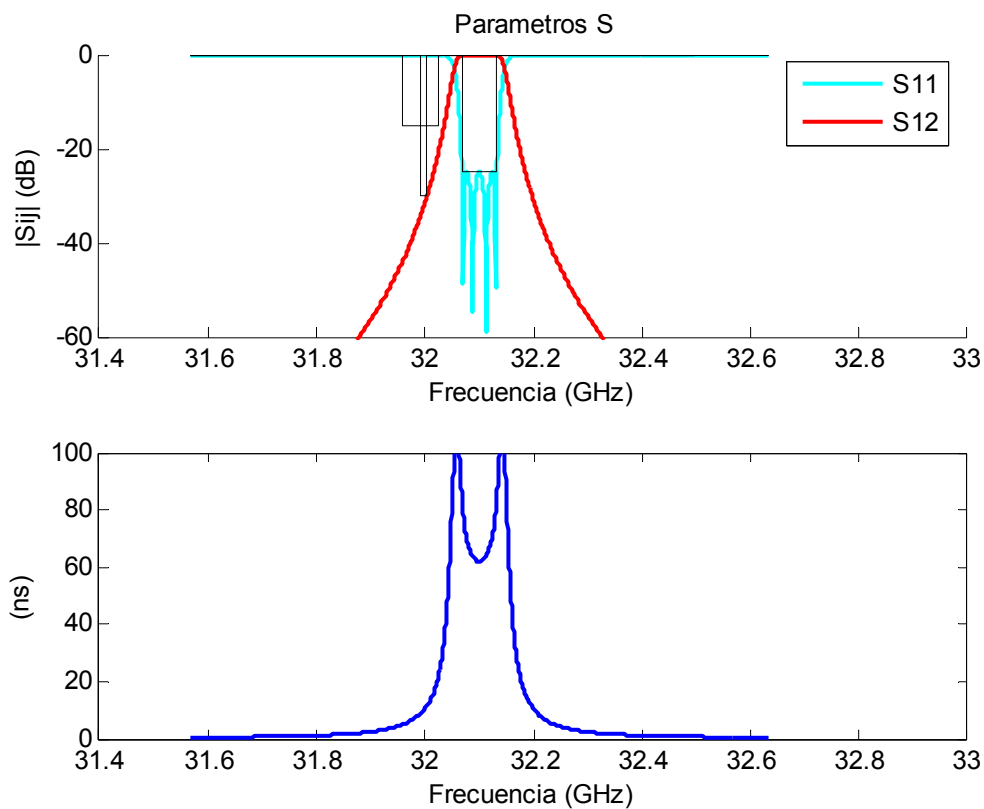


Figura 4-34: Respuesta del filtro RSE-Down con líneas de transmisión y bobinas.

Como estamos realizando el filtro con la misma tecnología y basándonos en las mismas propiedades que en el filtro TM-Down, si extendemos la frecuencia, se observará el mismo fenómeno, las siguientes frecuencias de resonancia (figura 4-35).

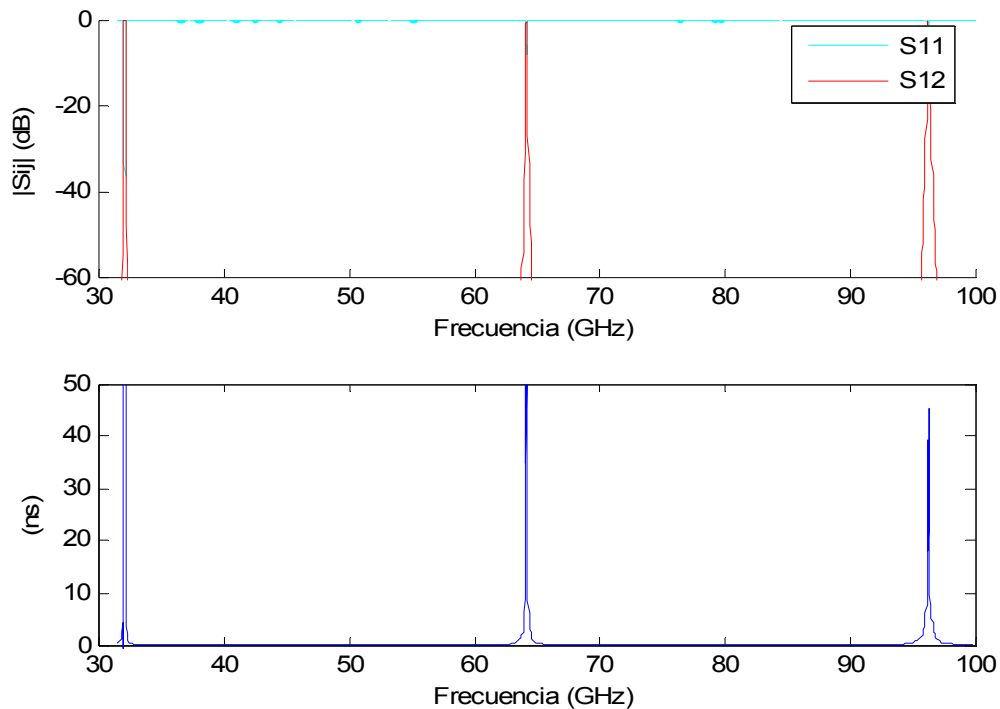


Figura 4-35: Respuesta en banda ancha del filtro RSE-Down con líneas de transmisión y bobinas

En la siguiente etapa, se pasa de líneas de transmisión genéricas a guía de onda rectangular donde solo se propaga el modo TE_{10} , con el siguiente cambio de longitudes y cambio en el valor de las bobinas.

Resonador	1	2	3	4	5	6
Longitud	6.3305 (mm)	6.3419 (mm)	6.1821 (mm)	6.1821 (mm)	6.3419 (mm)	6.3305 (mm)

Bobina	1	2	3	4	5
Valor	0.4294(pH)	0.0287(pH)	0.0213(pH)	0.0287(pH)	0.4294(pH)

La respuesta del filtro es (figura 4-36):

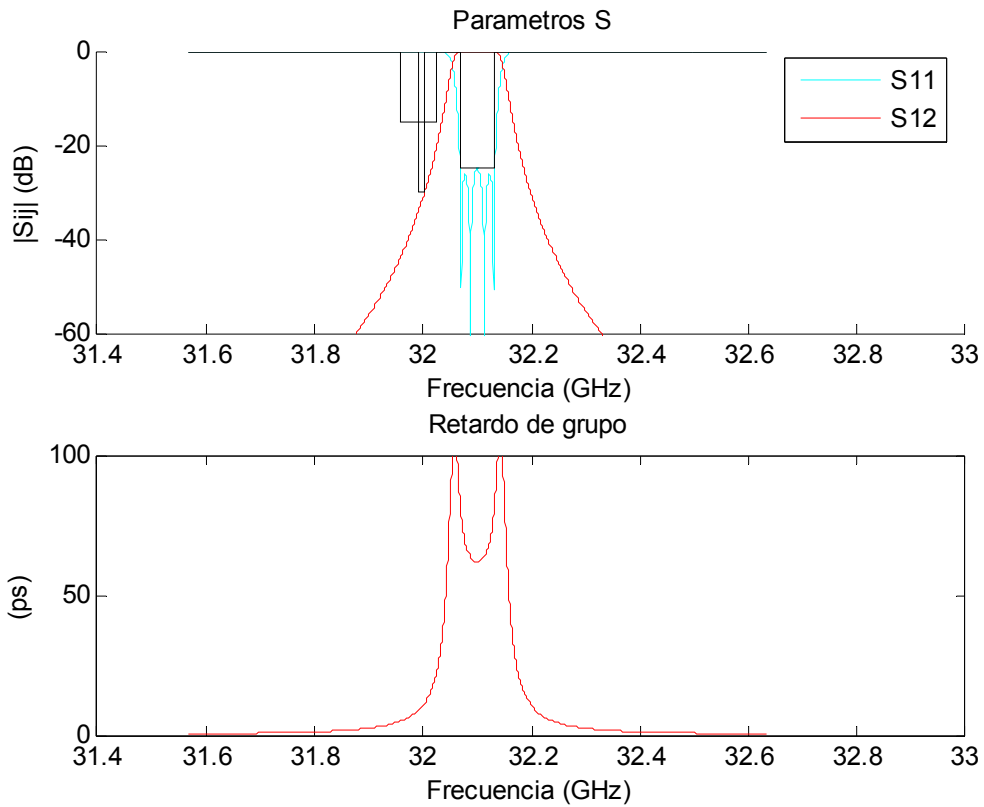


Figura 4-36: Respuesta del filtro RSE-Down TE_{10} con guía de onda rectangular y bobinas

Si se extiende la frecuencia, se obtiene la respuesta con las siguientes frecuencias de resonancia para el modo TE_{10} (figura 4-37):

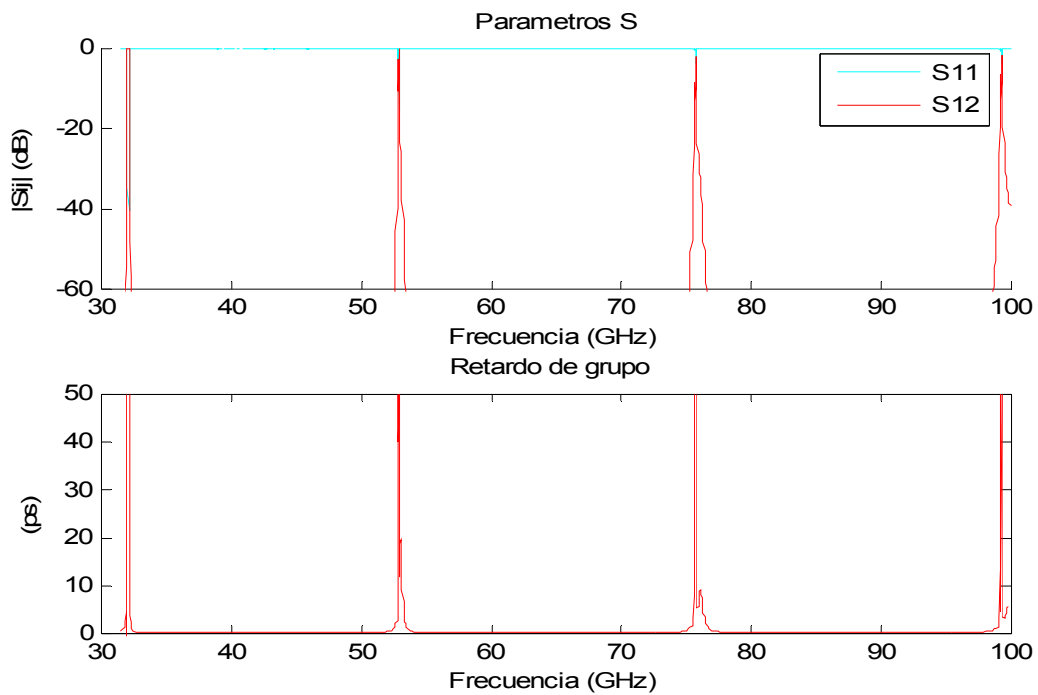


Figura 4-37: Respuesta del filtro RSE-Down TE_{10} con guía de onda rectangular y bobinas con la frecuencia extendida

El siguiente paso es cambiar la síntesis de los inversores de impedancias por elementos distribuidos. La forma en que se lleva a cabo es igual que para el filtro TM-Down, pues lo único que cambia de un filtro a otro es la frecuencia central del mismo, como ya antes comentábamos. La respuesta que se obtiene es la siguiente (4-38):

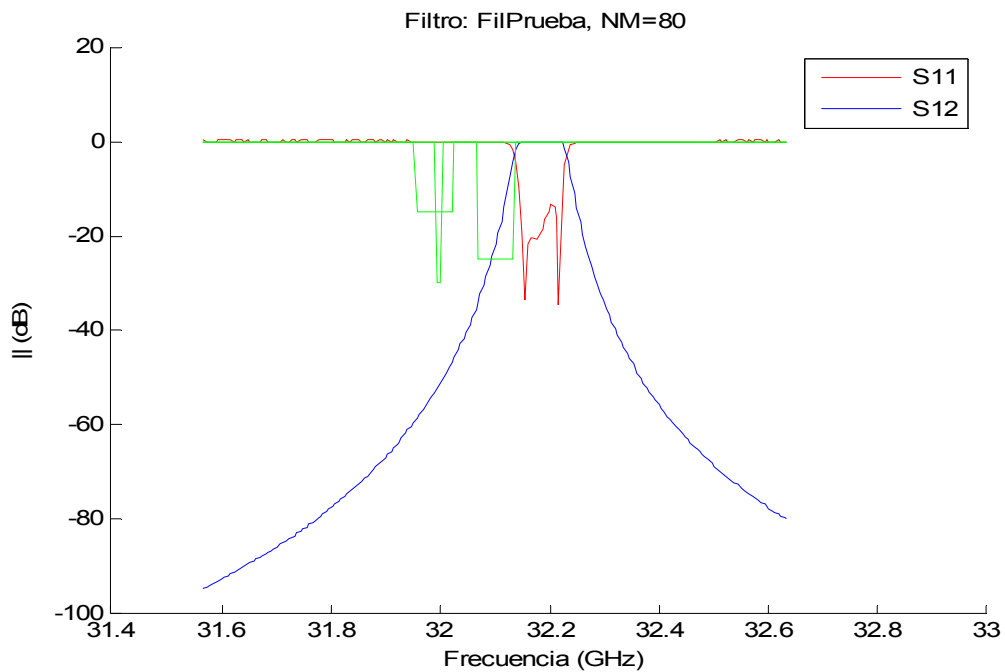


Figura 4-38: Respuesta del filtro RSE-Down TE_{101} con las dimensiones iniciales.

Los factores comentados que alteran la respuesta del filtro, afectan de la misma forma al filtro RSE-Down y al filtro TM-Down, pues si se compara ambas respuestas, estas son semejantes. Como calculamos las dimensiones de los iris igual que para el filtro TM-Down, es necesario una etapa de optimización, ya que tienen las mismas limitaciones. Esta etapa es igual a la definida en el filtro TM-Down, con la salvedad de que las frecuencias donde se analizan las respuestas, correspondientes a los ceros de reflexión del modelo circuital asociado al filtro RSE-Down, tienen ahora los siguientes valores:

Frecuencias GHz	32.071	32.088	32.104	32.131
--------------------	--------	--------	--------	--------

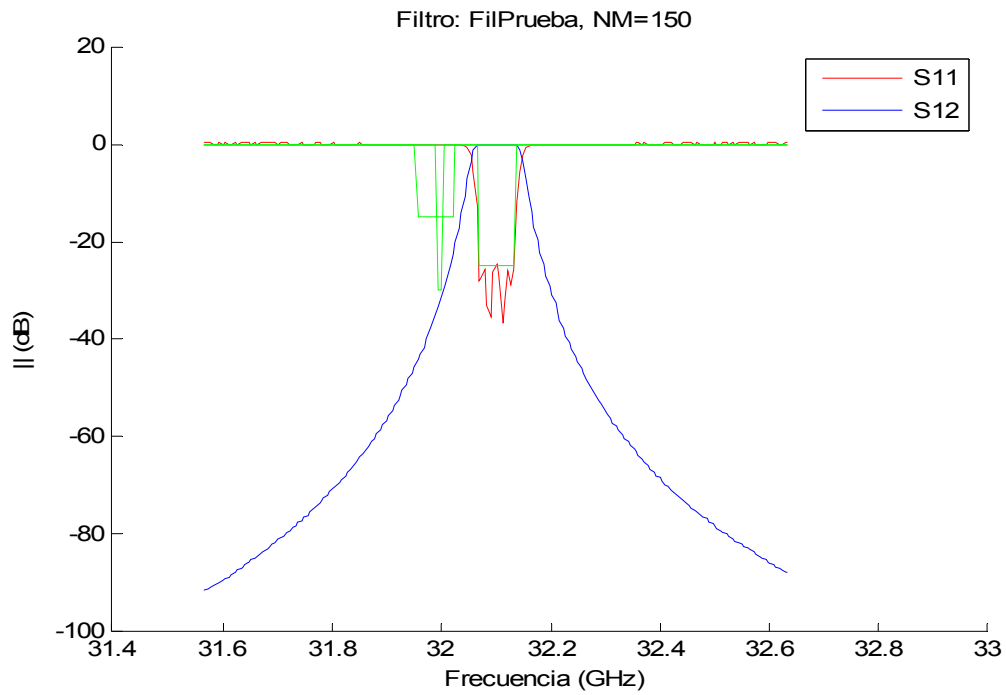


Figura 4-39: Respuesta del filtro RSE-Down TE_{101} optimizado

Se observa que tras la etapa de optimización (figura 4-39), se obtiene el filtro con la respuesta deseada, pero es necesario ver que dicha respuesta converge (figura 4-40).

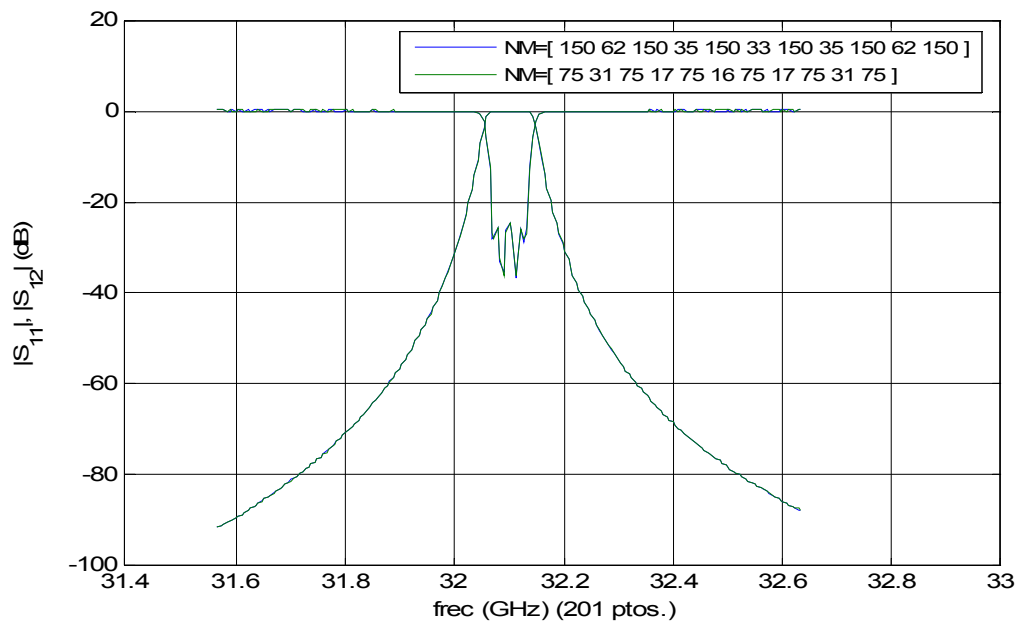


Figura 4-40: Respuesta del filtro RSE-Down TE_{101} para varios modos

El filtro que se obtiene, es el siguiente (figura 4-41).

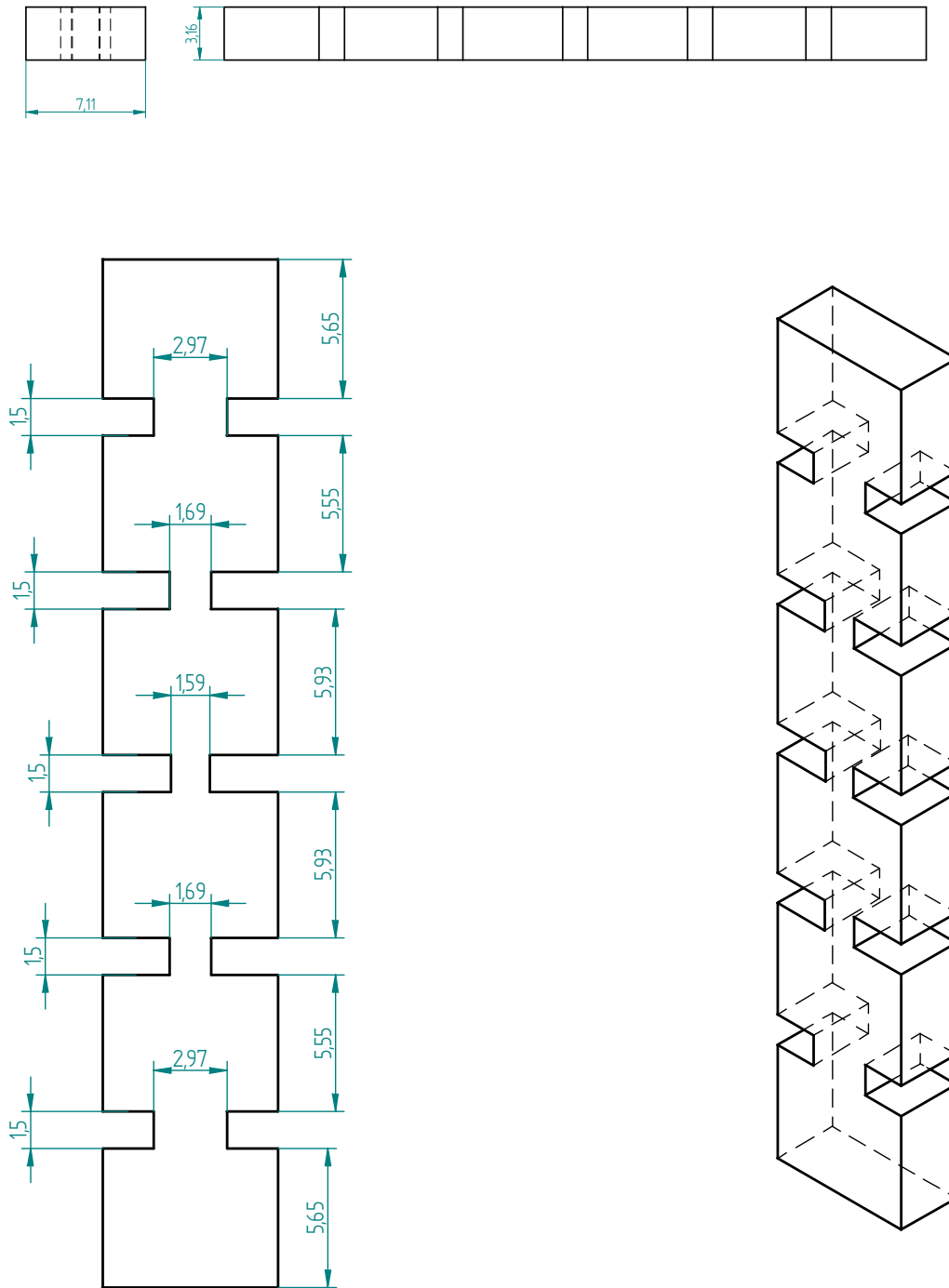
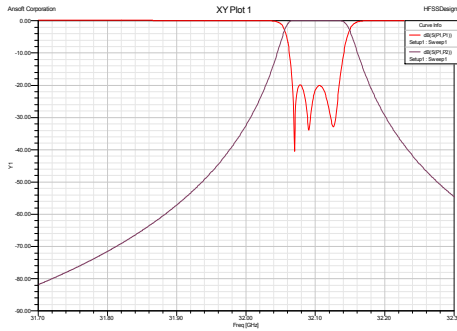


Figura 4-41: Estructura del filtro RSE-Down TE_{101}

Igual que en los dos filtros anteriores, para ver la robustez de la solución se va a obtener la respuesta de la estructura utilizando en analizador HFSS y diferente número de pasadas.

-25 pasadas



-30 pasadas

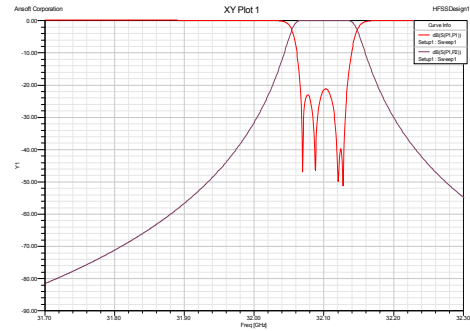


Figura 4-42: Respuesta del filtro RSE-Down TE_{101} para distinto número de pasadas del HFSS.

La respuesta no ha llegado a converger, si se siguiera aumentando el número de pasadas, se obtendría una respuesta semejante a la obtenida mediante el análisis modal. Esto se aprecia comparando ambas respuestas (figura 4-43).

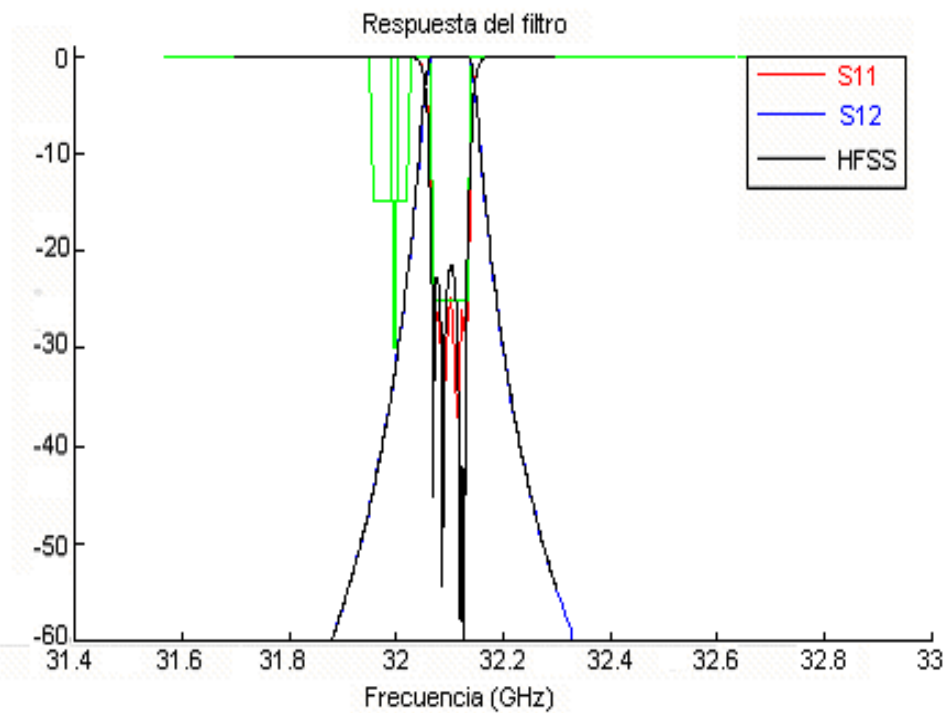


Figura 4-43: Respuesta del filtro RSE-Down TE_{101} mediante análisis modal y HFSS

Si en el análisis de la respuesta del filtro se extiende la frecuencia, aparecerán las siguientes frecuencias de resonancia (figura 4-44):

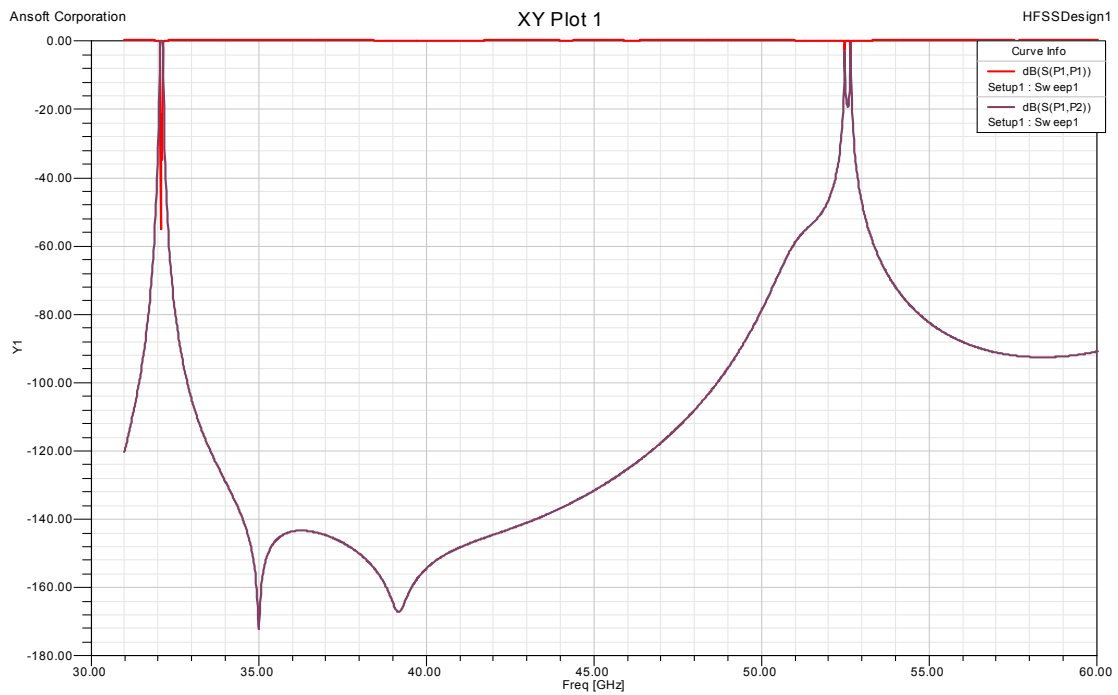


Figura 4-44: Respuesta en banda ancha del filtro RSE-Down TE_{101} en el HFSS

Al añadir la conductividad de $\sigma = 1.8 \times 10^7$ mhos/m, la respuesta del filtro es (figura 4-45):

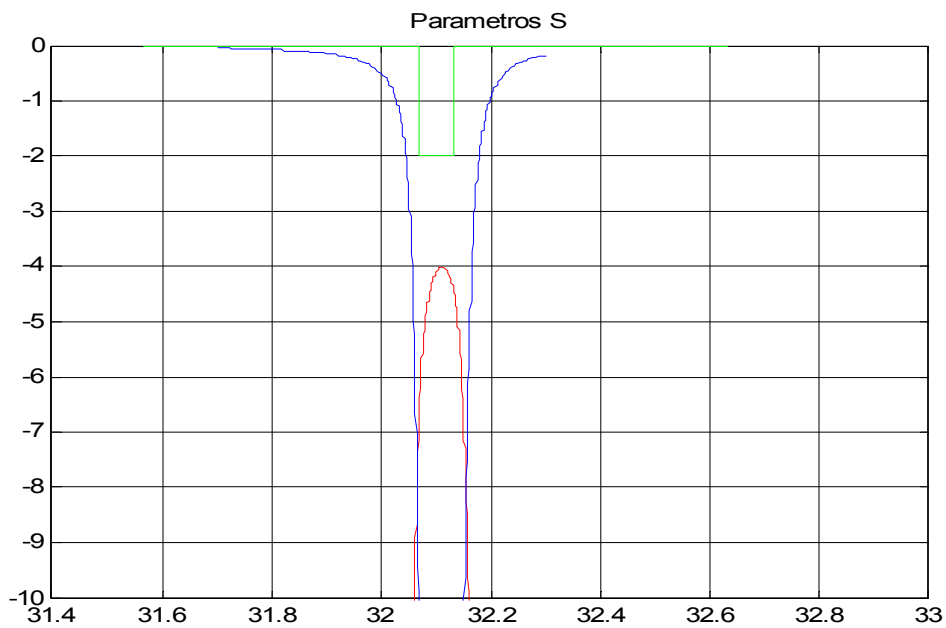


Figura 4-45: Respuesta del filtro RSE-Down TE_{101} con pérdidas en el HFSS

Como era de esperar este diseño no cumple las especificaciones, además se puede ver que la conductividad del material afecta del mismo modo a la respuesta del filtro RSE-Down como a la del filtro TM-Down. Esto asegura que si se realiza el filtro en el modo TE_{103} , cumplirá las especificaciones del diseño.

4.3.3 Síntesis del filtro con elementos concentrados para una posterior realización con el modo resonante TE_{103} .

Como en el caso anterior, se cambia la pendiente de reactancia en los resonadores a $3\pi/2$. Los valores obtenidos de las bobinas y condensadores que componen los resonadores serie, correspondientes a la expresión 4.1, son los siguientes:

Condensador (pF)	Bobina (pH)
23.364	1.0521

El valor de los inversores de acuerdo con la expresión 4.2 son los siguientes:

Inversor	K1	K2	K3	K4	K5
Valor	0.1125	0.0099	0.0074	0.0099	0.1125

La respuesta obtenida es (figura 4-46):

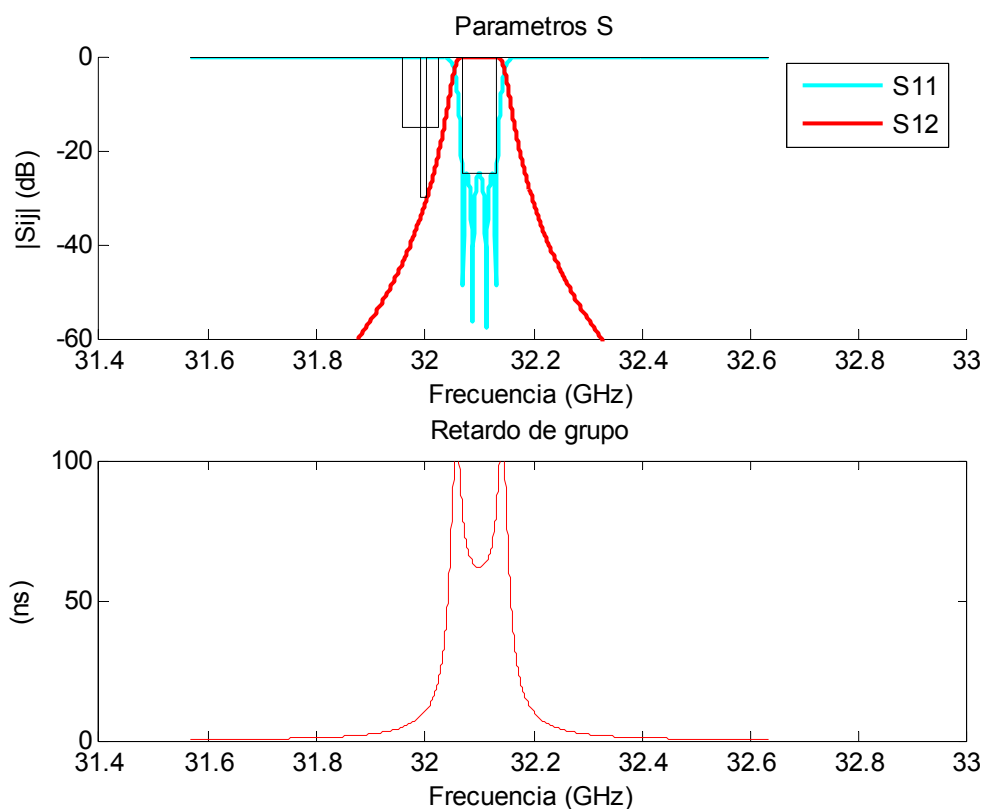


Figura 4-46: Respuesta del modelo circuital RSE-Down figura 2-17

4.3.4 Síntesis del filtro con elementos distribuidos para propagarse un modo TE_{103}

Los valores obtenidos al implementar el filtro mediante líneas de transmisión y bobinas son los siguientes:

Resonador	1	2	3	4	5	6
Longitud (mm)	14.1379 (mm)	14.1526 (mm)	13.9974 (mm)	13.9974 (mm)	14.1526 (mm)	14.1379 (mm)

Bobina	1	2	3	4	5
Valor	0.5651 (pH)	0.0492 (pF)	0.0365 (pF)	0.0492 (pF)	0.5651 (pF)

Con estos valores la respuesta del filtro es (figura 4-47):

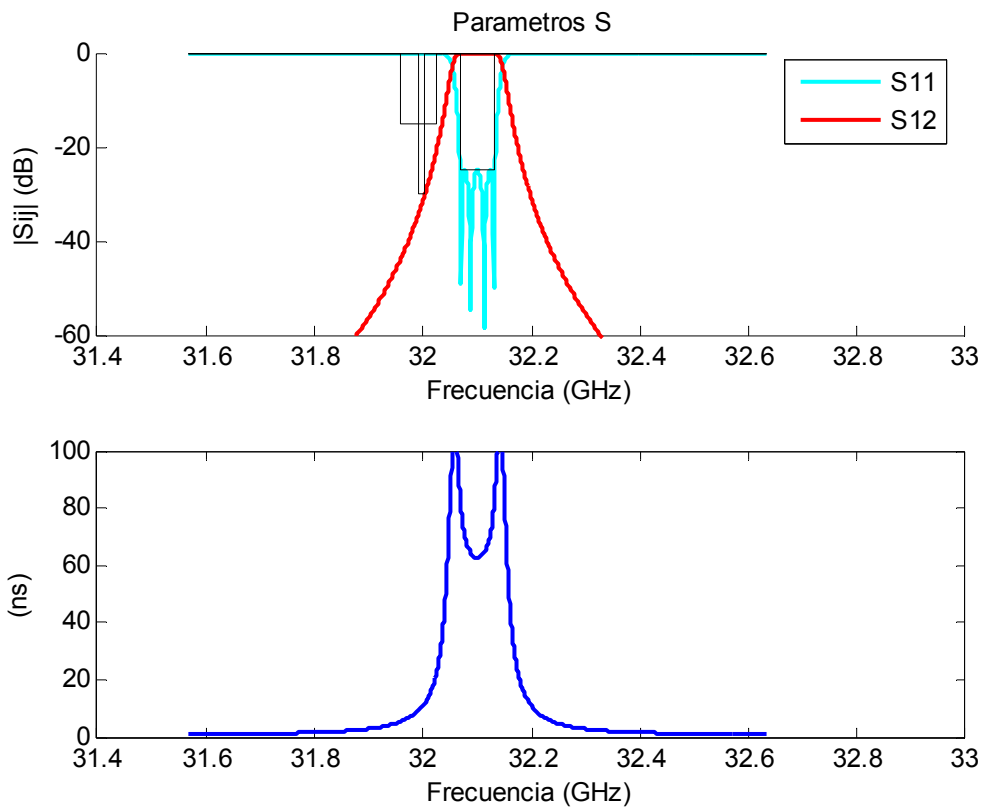


Figura 4-47: Respuesta del filtro RSE-Down con líneas de transmisión y bobinas

Como en el caso del filtro TM-Down, si se extiende la frecuencia, se verá que las siguientes frecuencias de resonancias han variado estando ahora a 1/3 la primera frecuencia de resonancia.

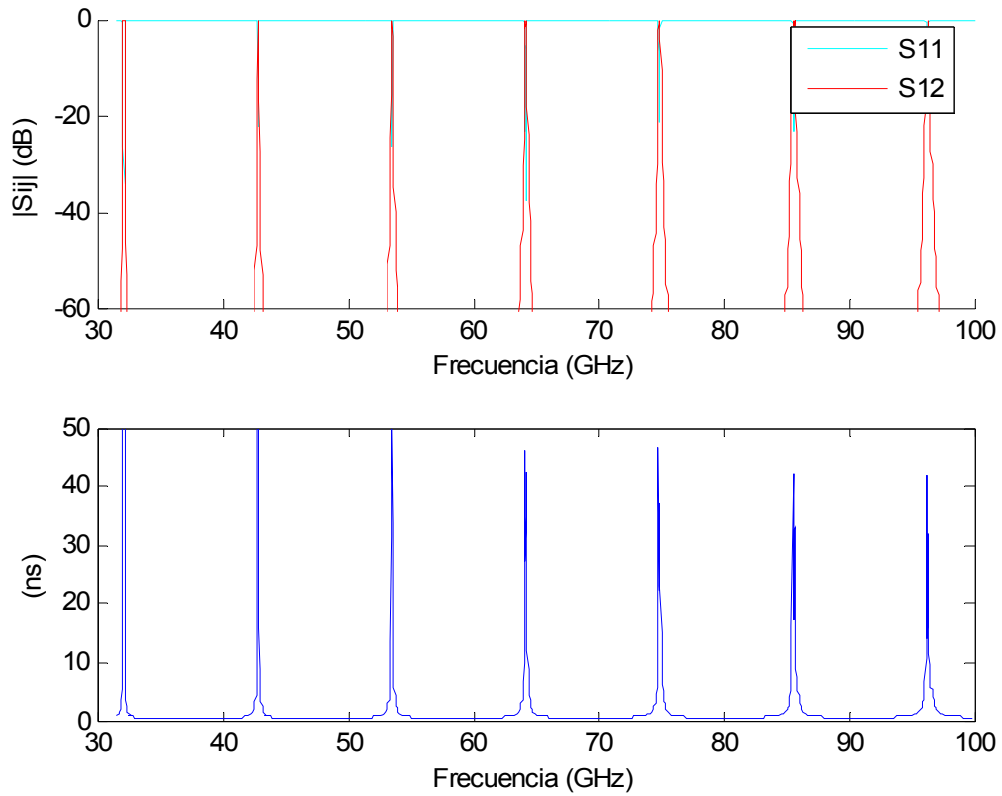


Figura 4-48: Respuesta del filtro RSE-Down con líneas de transmisión y bobinas con la frecuencia extendida

A continuación, se realiza la transición de líneas de transmisión genéricas a guía de onda rectangular, con el siguiente cambio de longitudes y cambio en el valor de las bobinas.

Resonador	1	2	3	4	5	6
Longitud (mm)	18.7769	18.8810	18.5463	18.5463	18.8810	18.7769

Bobina	1	2	3	4	5
Valor (pH)	0.7551	0.0862	0.0639	0.0862	0.7551

La respuesta del filtro al realizar estos cambios es la siguiente (figura 4-49).

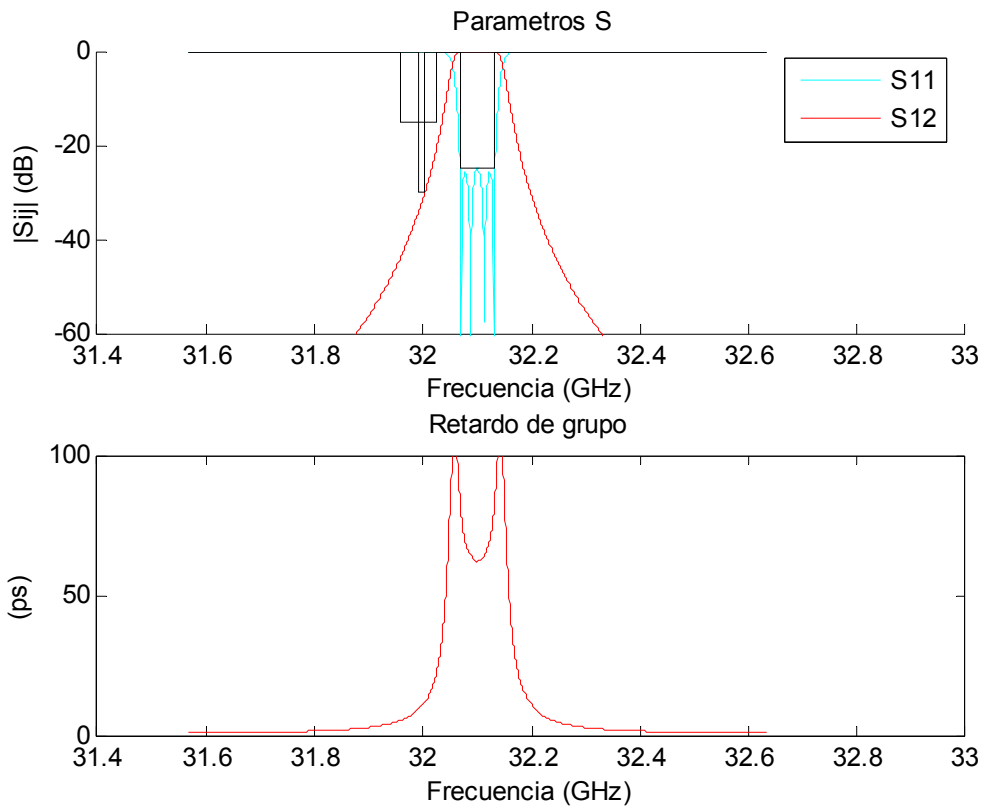


Figura 4-49: Respuesta del filtro RSE-Down TE_{10} con bobinas

Extendiendo el barrido de frecuencias, se observa que las siguientes frecuencias de resonancia para el modo TE_{10} se han acercado (figura 4-50).

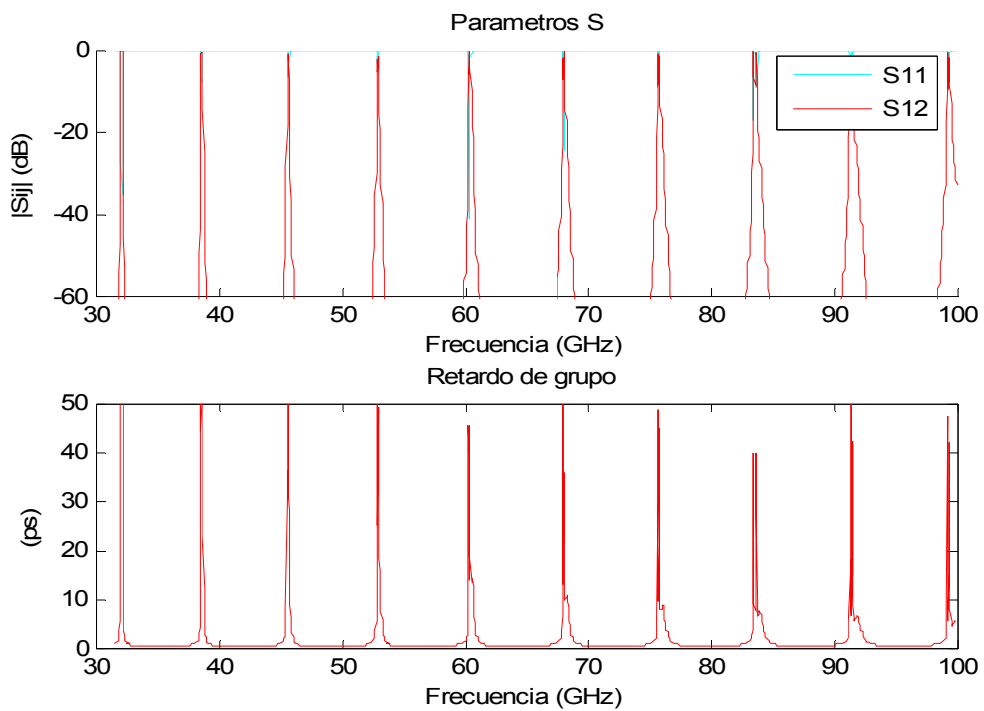


Figura 4-50: Respuesta del filtro RSE-Down TE_{103} con bobinas y la frecuencia extendida

Utilizando el circuito equivalente, se crea la estructura que se analiza mediante el método de análisis modal. La respuesta de dicha estructura es (figura 4-51):

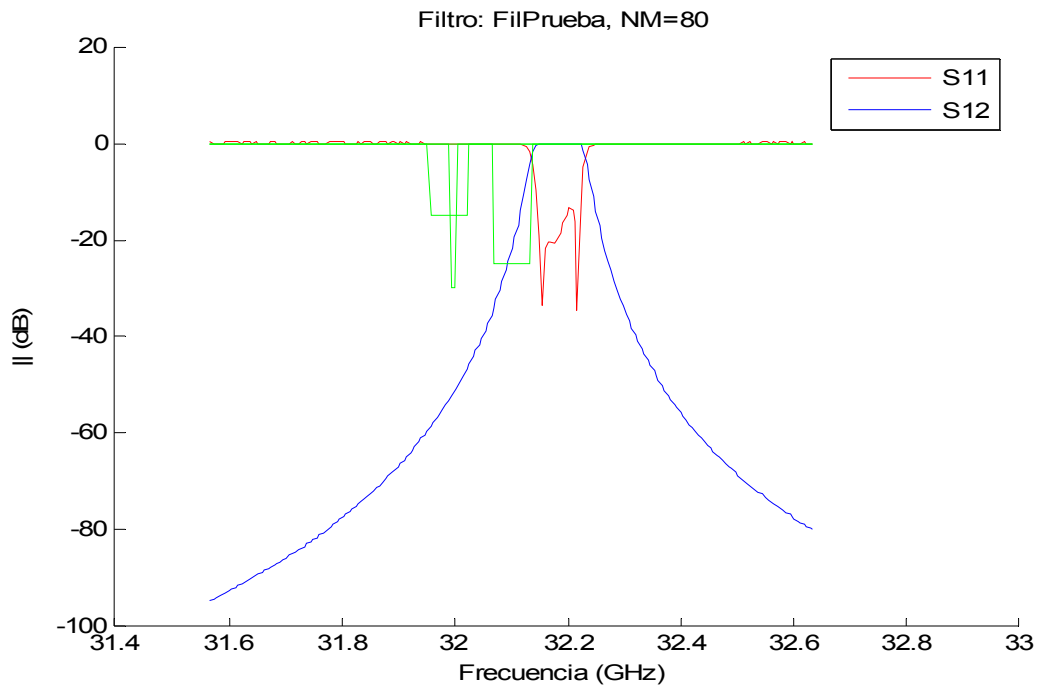


Figura 4-51: Respuesta del filtro RSE-Down TE_{103} con las dimensiones iniciales

Tras la etapa de optimización, que es igual a la que se definía para el filtro RSE-Down TE_{101} con la misma función de coste, se obtiene (figura 4-52):

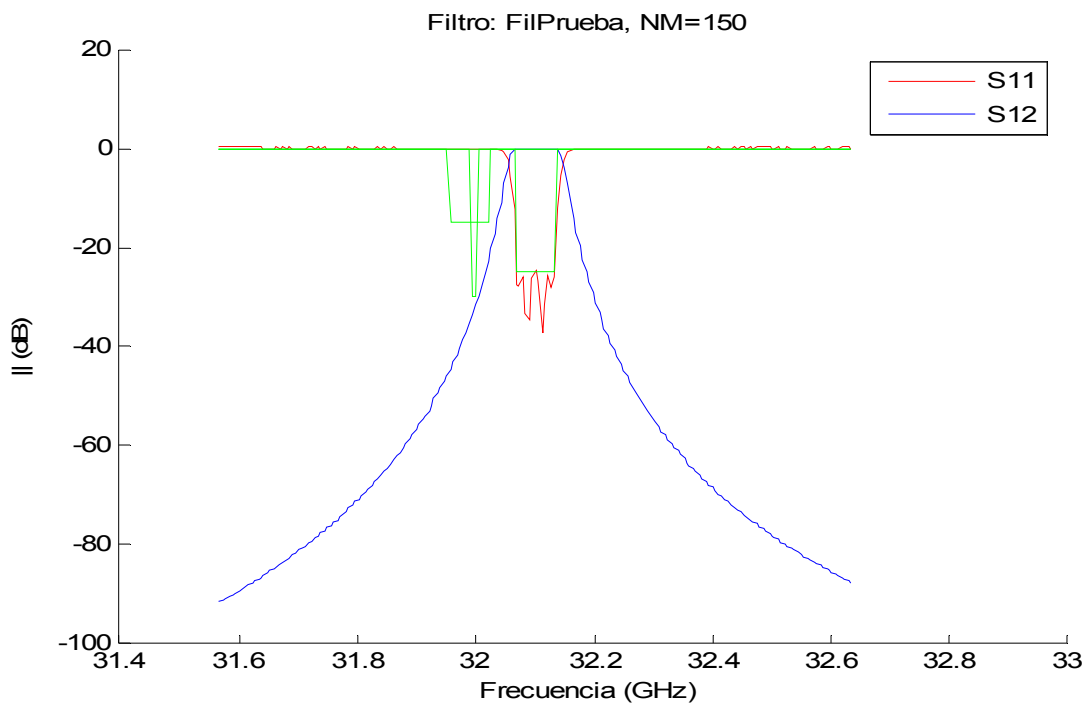


Figura 4-52: Respuesta del filtro RSE-Down TE_{103} optimizado.

La respuesta de la estructura cumple los requisitos del diseño, pero se debe comprobar la respuesta con diferente número de modos, para ver si converge (figura 4-53):

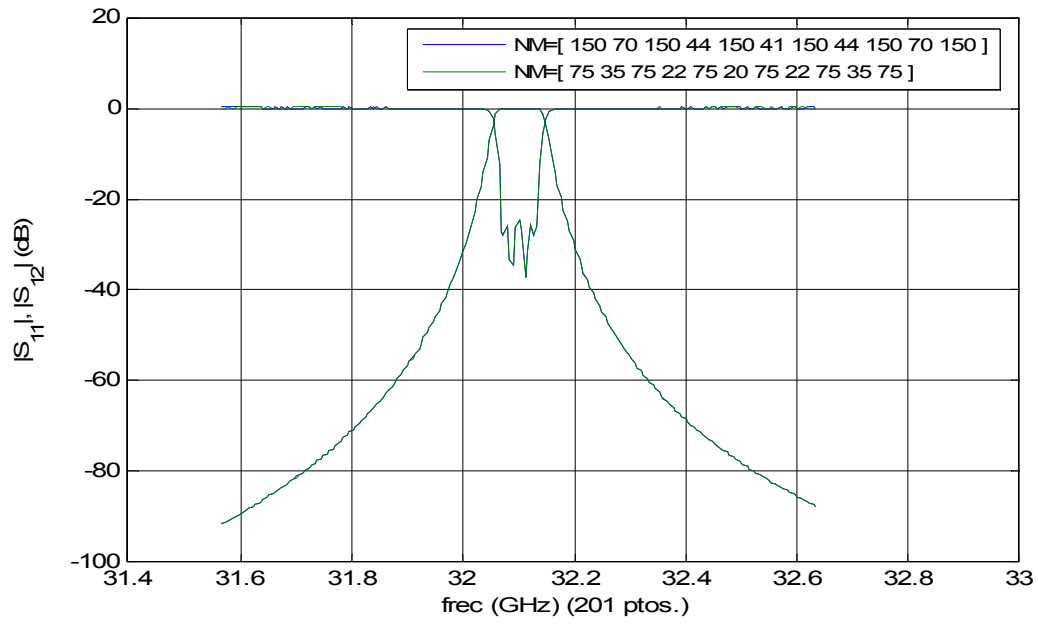


Figura 4-53: Respuesta del filtro RSE-Down TE₁₀₃ con diferente número de modos

La estructura obtenida es la siguiente (figura 4-54):

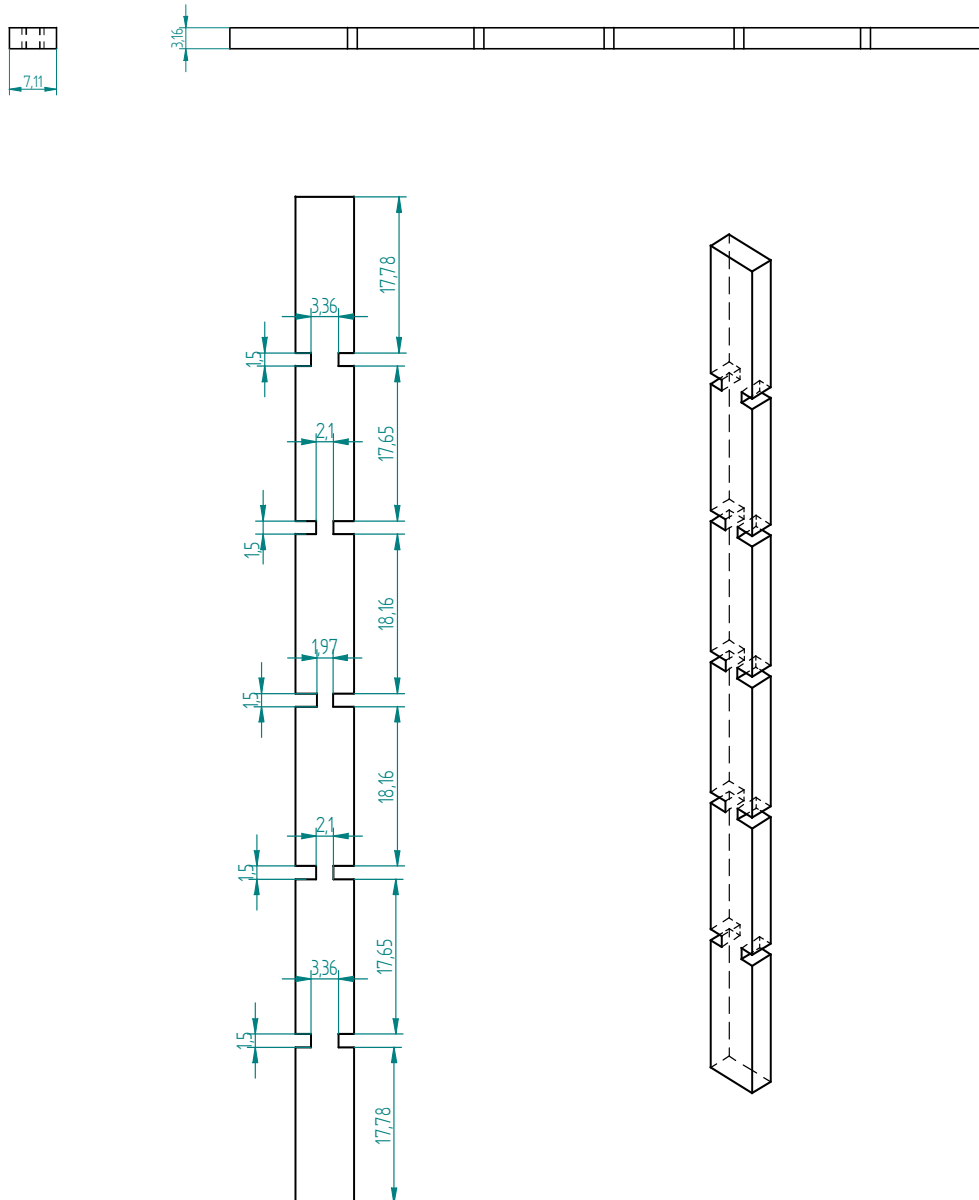
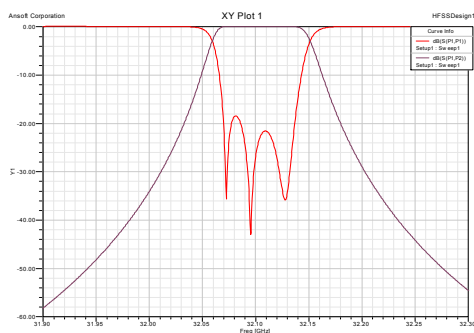


Figura 4-54: Estructura del filtro RSE-Down TE_{103}

Con las dimensiones obtenidas, se simulará mediante el software HFSS con diferente número de pasadas para ver la robustez del diseño.

-20 pasadas



-25 pasadas

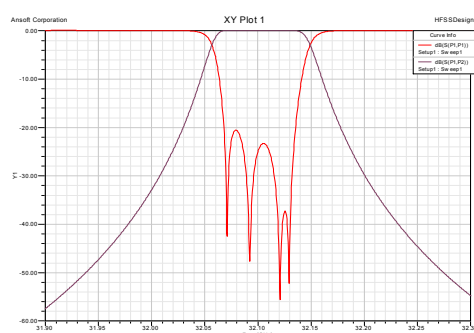


Figura 4-55: Respuesta del filtro RSE-Down TE_{103} para diferente número de pasadas del HFSS

Se aprecia que la respuesta todavía no converge, pero si se comparamos con la obtenida mediante el análisis modal (figura 4-56), la semejanza que hay entre ellas, sirve para confirmar el resultado del filtro.

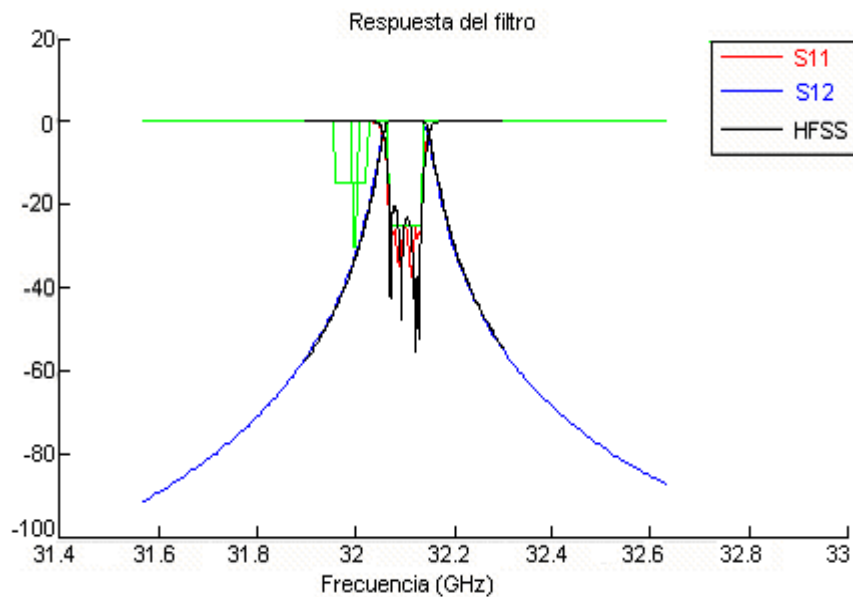


Figura 4-56: Respuesta del filtro RSE-Down TE_{103} mediante análisis modal y HFSS

Como en el caso del filtro TM-Down, el objetivo de este diseño es mejorar la Q de forma que cumpla la especificación de pérdidas de 2dB en la banda de paso al añadir la conductividad del material.

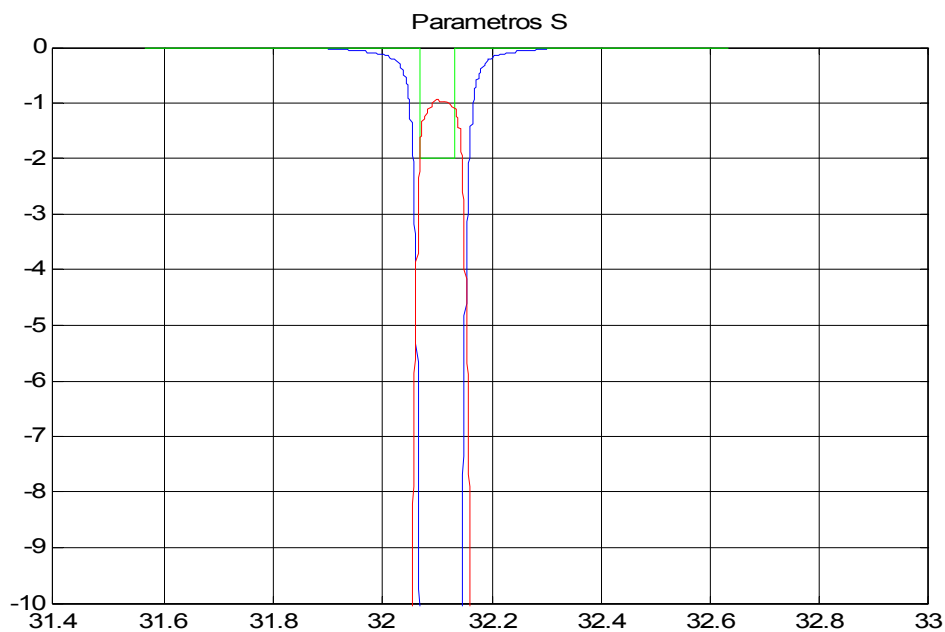


Figura 4-57: Respuesta del filtro RSE-Down TE_{103} añadiendo pérdidas

Se observa que en la figura 4-57 cumple las especificaciones, presentando una respuesta semejante a la del filtro TM TE_{103}

4.4 Conclusiones

La respuesta de los dos filtros diseñados se puede ver en la figura 4-58. En dicha figura se presenta la respuesta mediante el análisis modal y el HFSS.

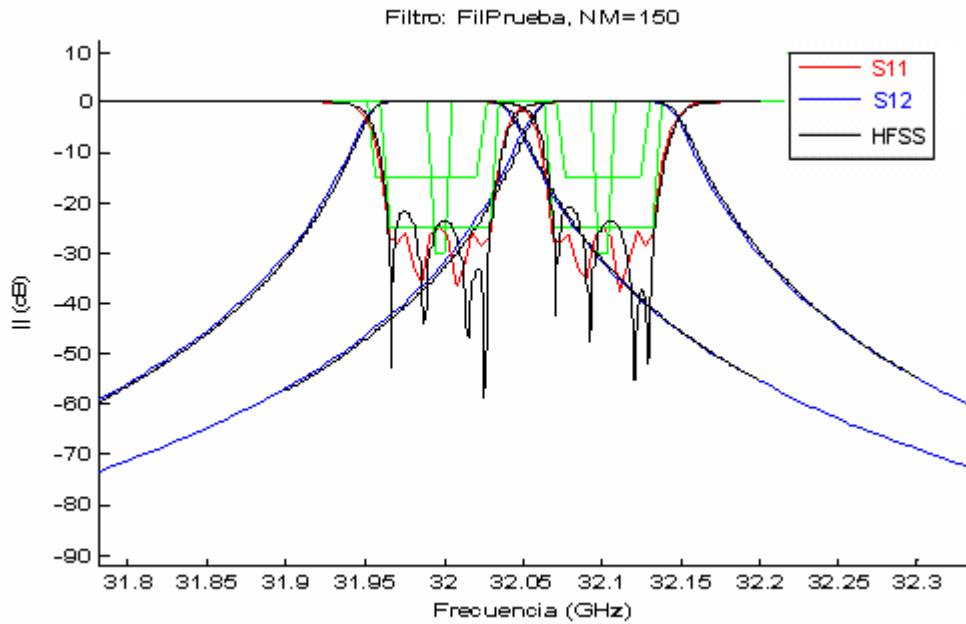


Figura 4-58: Respuesta de los filtros TM-Down y RSE-Down

Se aprecia que los dos canales están claramente diferenciados evitando que interfieran entre ellos. Además aparece una similitud en la respuesta en los filtros. Esta se debe a la cercanía que hay en frecuencia, la utilización de la misma tecnología y al utilizar la misma topología in-line. Por estas razones los filtros diseñados presentan una estructura física muy semejante. La diferencia de dimensiones entre ellos son mínimas, como se aprecia en las tablas 4-1 y 4-2 (en milímetros).

Dimensión YZ	Cav 1	Iris 1	Cav 2	Iris 2	Cav 3	Iris 3	Cav 4	Iris 4	Cav 5	Iris 5	Cav 6
Filtro TM-Down 101	5.6833	1.500	5.5774	1.500	5.9645	1.500	5.9645	1.500	5.5774	1.500	5.6833
Filtro RSE-Down 101	5.6475	1.500	5.5455	1.500	5.9305	1.500	5.9305	1.500	5.5458	1.500	5.6475
Filtro TM- Down 103	17.884	1.500	17.7524	1.500	18.2583	1.500	18.2583	1.500	17.7524	1.500	17.884
Filtro RSE-Down 103	17.777	1.500	17.6542	1.500	18.1555	1.500	18.1555	1.500	17.6542	1.500	17.777

Tabla 4-1: Dimensiones de los diferentes filtros en el plano YZ

Dimensión XZ	Cav 1	Iris 1	Cav 2	Iris 2	Cav 3	Iris 3	Cav 4	Iris 4	Cav 5	Iris 5	Cav 6
Filtro TM-Down 101	7.1120	2.9788	7.1220	1.6901	7.1220	1.5936	7.1220	1.6901	7.1220	2.9788	7.1220
Filtro RSE-Down 101	7.1120	2.9708	7.1220	1.6855	7.1220	1.5842	7.1220	1.6855	7.1220	2.9708	7.1220
Filtro TM-Down 103	7.1220	3.3760	7.1220	2.1054	7.1220	1.9761	7.1220	2.1054	7.1220	3.3760	7.1220
Filtro RSE-Down 103	7.1220	3.3636	7.1220	2.0967	7.1220	1.9685	7.1220	2.0967	7.1220	3.3636	7.1220

Tabla 4-2: Dimensiones de los diferentes filtros en el plano XZ

En la práctica, a la hora de realizarlos físicamente, las fresadoras utilizadas normalmente tienen una precisión de 0.1mm y las dimensiones de ambos filtros (TM-Down y RSE-Down) se diferencian en decenas de micras. Como consecuencia se realizaría una estructura común para ambos y mediante diferentes técnicas de sintonía obtendríamos en cada caso la respuesta del filtro deseada.

Capítulo 5: Diseño de filtros en guía de onda rectangular en configuración “folded”.

5.1 Introducción

Este tipo de filtros difieren de los vistos en el capítulo anterior en la topología empleada, que se puede ver en la siguiente figura siguiente para un ejemplo de orden 4.

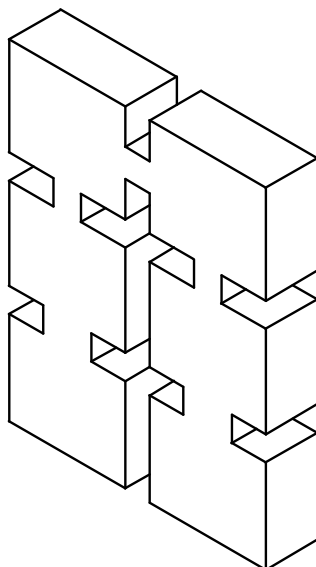


Figura 5-1: Estructura de los filtros folded

Las cavidades se acoplan como en el caso anterior, mediante iris en los extremos de las mismas, a excepción de las cavidades centrales, donde el iris se encuentra en un lateral. La entrada y salida del filtro se encuentran en el mismo lado. Esta disposición no produce ninguna mejora eléctrica a priori respecto a la topología in-line y su utilización se debe más por la disposición que requiera el sistema en el que se va a insertar. La razón de utilizarla en este capítulo es acercarse a la disposición que van a tener los iris en el filtro doble banda del próximo capítulo, donde las cavidades tendrán acoplos cruzados (no sólo con cavidades adyacentes como ahora).

Para realizar dichos filtros, se va a seguir con las especificaciones de los dos canales adyacentes TM-Down y RSE-Down del triplexor BEPI COLOMBO. De esta manera, se pondrán a comparar los resultados obtenidos de sintetizar los mismos tipos de filtros en dos configuraciones distintas.

5.2 Filtro TM

El primer filtro a sintetizar tiene las mismas características del caso in line:

- Tipo de filtro: paso banda.
- Tipo de respuesta: Chebyshev.
- Frecuencia central: 31.997 GHz
- Orden del filtro: 4

- Ancho de banda relativo: 0.2031%
- Pérdidas de retorno: 25 dB
- Pérdidas de inserción en la banda de paso: 2 dB
- Dimensiones de los interfaces del filtro: guía rectangular *standard* WR28 (a=7.112 mm, b=3.156mm).

5.2.1 Síntesis del filtro con elementos distribuidos y modo resonante TE_{101}

El modelo circuital formado por inversores y resonadores tiene los mismos valores que el in-line del capítulo 4 con el modo de propagación TE_{101} , es decir, el valor inicial de las longitudes de la cavidades y el coeficiente de acoplo entre las mismas es igual que en el filtro in-line, pues se parte del mismo prototipo paso bajo. La diferencia respecto al caso anterior es en la determinación de las dimensiones del filtro en guía de onda.

Las longitudes de las cavidades y la anchura de los iris va a ser igual (salvo correcciones por interacción de modos de orden superior) que en el caso anterior salvo para las dos cavidades centrales (la segunda y tercera) y el iris central, que se encuentra en un lateral. Este iris debe comportarse como su inversor de impedancia asociado. Anteriormente, en el apartado 3.5, se exponía como obtener las dimensiones del iris a partir del valor de su inversión asociado.

Para obtener los parámetros S asociados al inversor, se realizan los mismos pasos que en los filtros in-line del capítulo 4: se fija un grosor de del iris (longitud de la discontinuidad) en 1.5mm y se varía la anchura del iris hasta obtener un valor aproximado al del inversor. El problema para este tipo de filtros radica en que la forma de obtener la respuesta en fase del inversor (variando la longitud de las cavidades), no se puede realizar para el iris central, pues en este caso se tendría que variar la anchura de la guía rectangular. Esto no se puede realizar ya que las dimensiones de la guía rectangular sigue unos estándares y un cambio en las dimensiones de las guía rectangulares adyacentes produciría no solo un cambio en la respuesta en fase, si no que también cambiaría la respuesta en amplitud.

La consecuencia de no adaptar la fase del inversor central se traduce en que vamos a obtener unas dimensiones iniciales del filtro que nos darán una respuesta más alejada de la del modelo circuital que en el caso in-line.

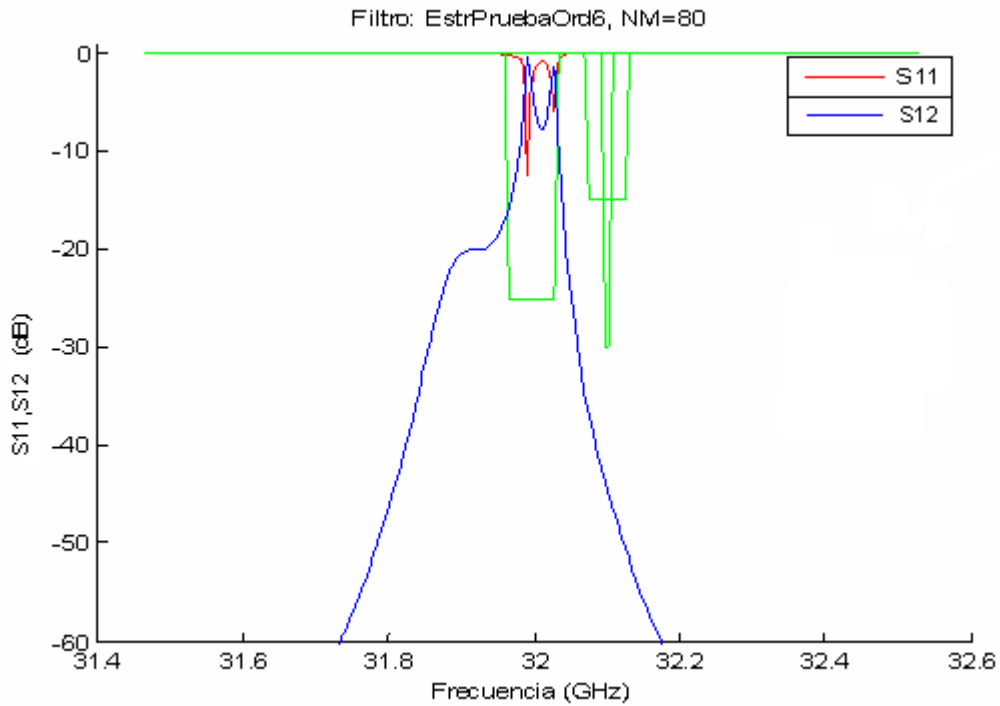


Figura 5-2: Respuesta del filtro TM-Down TE_{101} con las dimensiones iniciales

En la figura 5-2 se aprecia que la respuesta obtenida mediante este método (figura 5-1) dista mucho de la deseada. Aun así, en la etapa de optimización, se proporcionan unos valores iniciales lo suficientemente próximos a los valores óptimos que conseguirá obtener la respuesta deseada. El proceso de optimización se define de la misma función de coste que para el caso in-line.

$$f(x) = \sum_{i=1}^N |S_{11}^{MM}(a, b, f_{cri})|^2 + \sum_{i=1}^N w_i \left(|S_{11}^{MM}(a, b, f_{li})|^2 - |S_{11}^{cir}(f_{li})|^2 \right)$$

La topología del filtro folded de orden 4 es la siguiente.

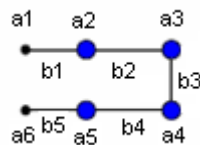


Figura 5-3: Topología del filtro folded de orden 4

El vector a contiene a_1 , a_2 y a_3 (la longitud de las tres primeras cavidades) y el vector b contiene b_1 , b_2 , b_3 (anchura de los 3 primeros iris). Se aprovecha que la estructura es simétrica. El vector f contiene las frecuencias donde se analizará la respuesta de la estructura para optimizarla. Para este tipo de filtros, el vector f corresponde con los ceros de reflexión del modelo circuital y los dos puntos donde la respuesta es de 3dB. Como se parte de un modelo más alejado a la respuesta deseada, tenemos que añadir más puntos en el análisis. El vector w_i (pesos) en este caso vale 1. Las frecuencias donde analizamos la respuesta son:

Frecuencias GHz	31.9507	31.9672	31.9842	32.0098	32.0268	32.0433
--------------------	---------	---------	---------	---------	---------	---------

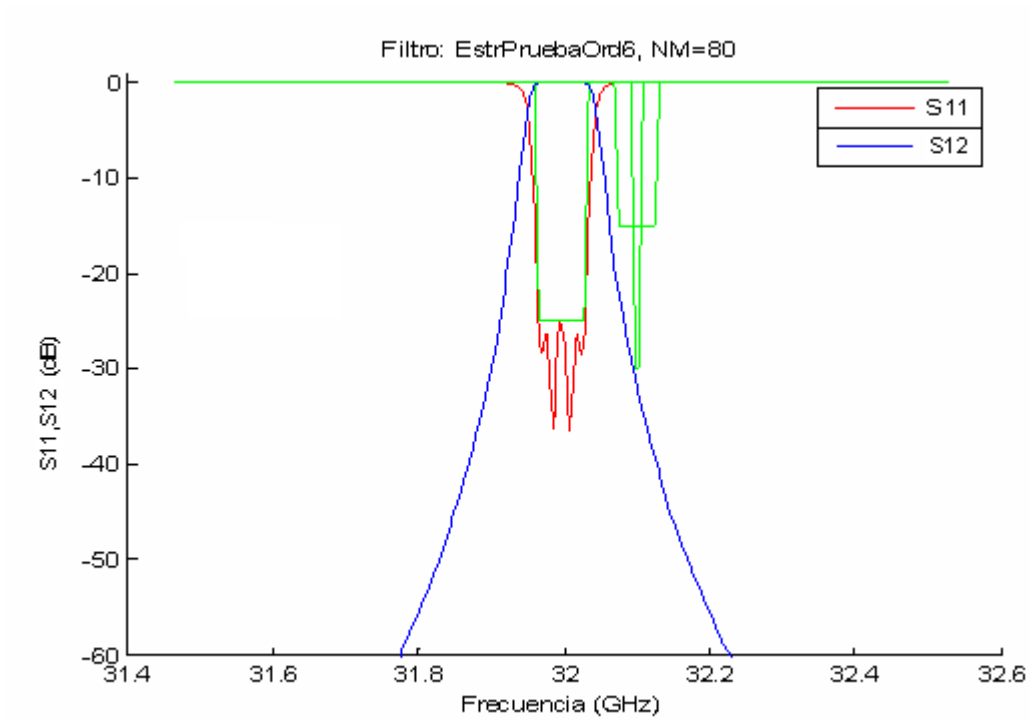


Figura 5-4: Respuesta del filtro TM-Down TE_{101} con dimensiones optimizadas

Tras la optimización la respuesta que obtenemos tiene la forma deseada (figura 5-4), como en todos los casos anteriores, al utilizar el análisis modal, se debe comprobar la convergencia de la respuesta obtenida.

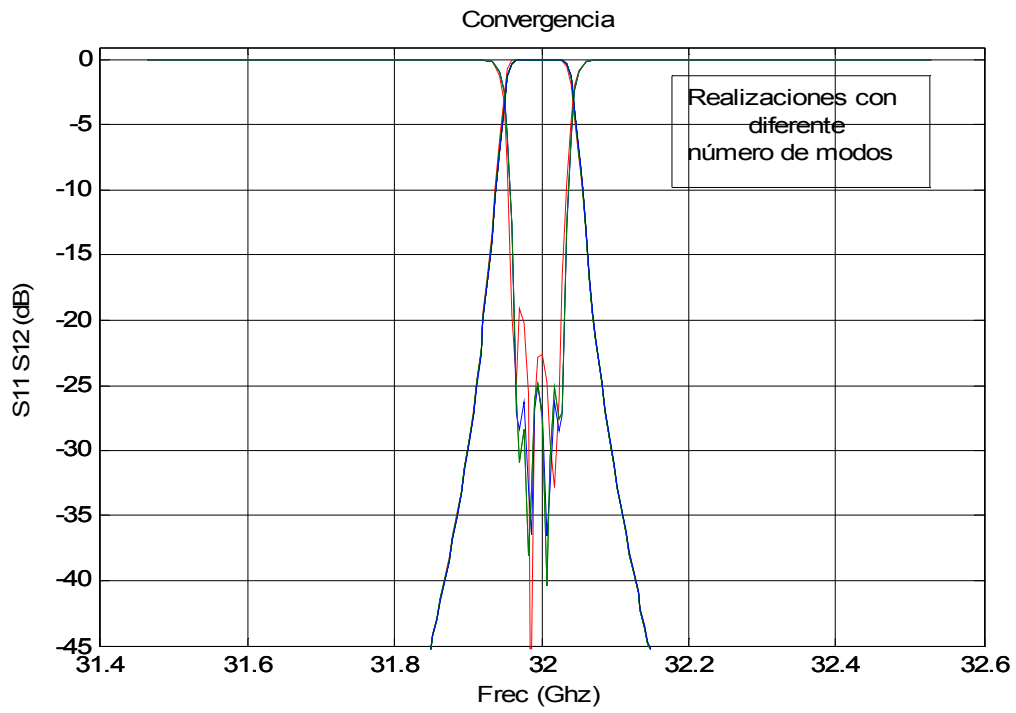


Figura 5-5: Respuesta del filtro TM-Down TE_{101} para diferente número de modos

El filtro que se obtiene es el siguiente:

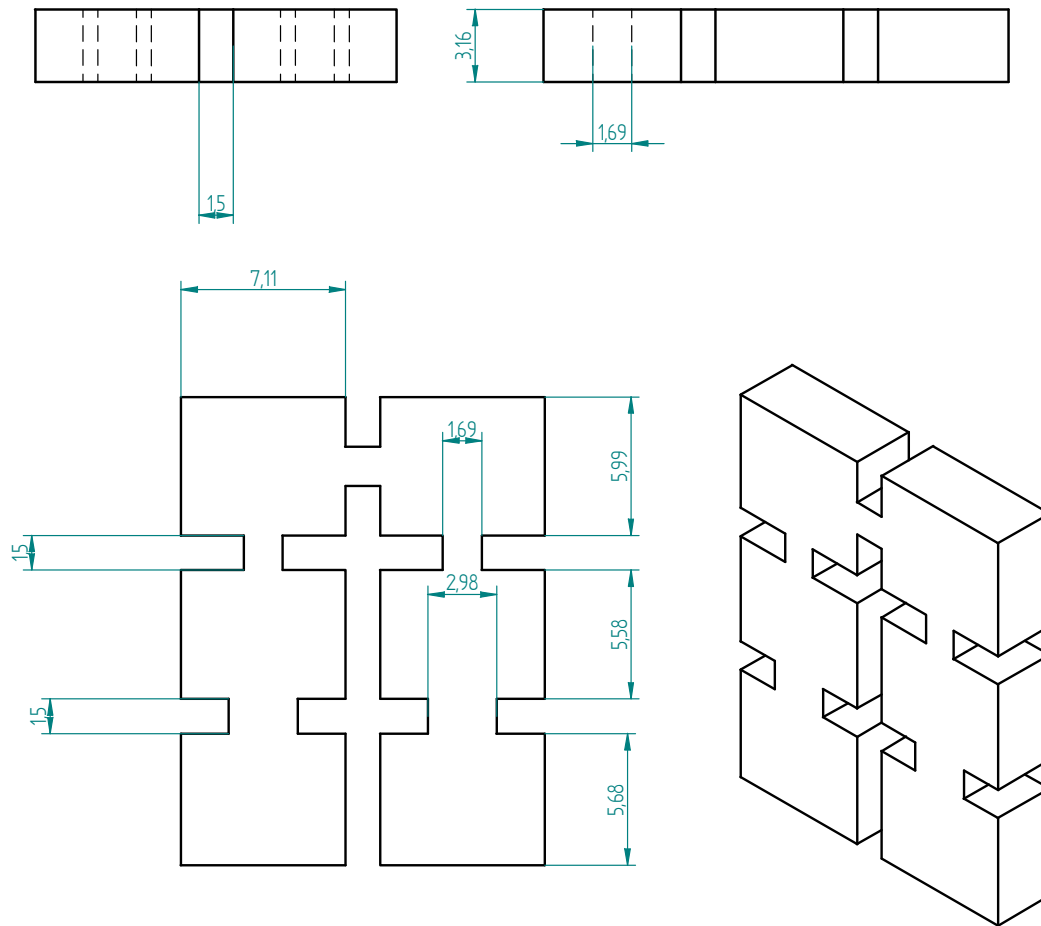
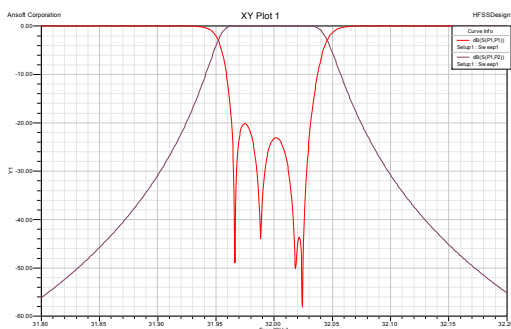


Figura 5-6: Estructura filtro TM-Down TE_{101}

Como en los casos anteriores, se va a analizar la estructura obtenida mediante el software HFSS para diferente número de pasadas

- 25 pasadas



-30 pasadas



Figura 5-7: Respuesta del filtro TM-Down TE_{101} para distinto número de pasadas en el HFSS

Se ve que la respuesta en el HFSS todavía no ha convergido, pero empieza haber similitudes con la respuesta obtenida median el análisis modal en la figura 5-8.

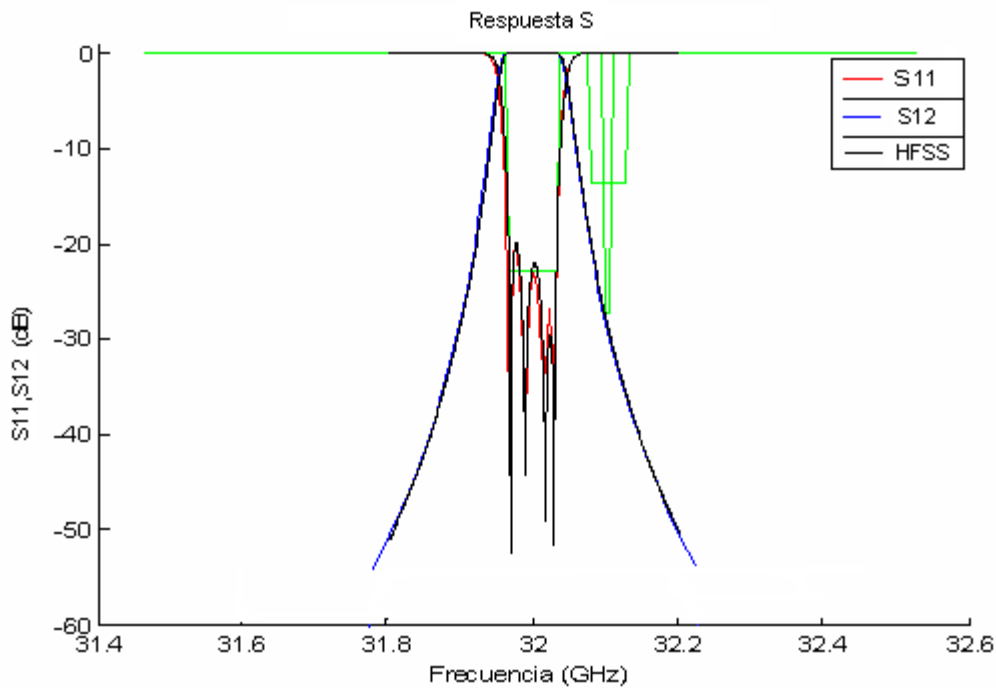


Figura 5-8: Respuesta del filtro TM-Down TE_{101} mediante análisis modal y HFSS

Si en el análisis de la respuesta se extiende la banda de frecuencias, volverán a aparecer frecuencias de resonancia, pues esta es una característica propia de las cavidades y no de la topología.

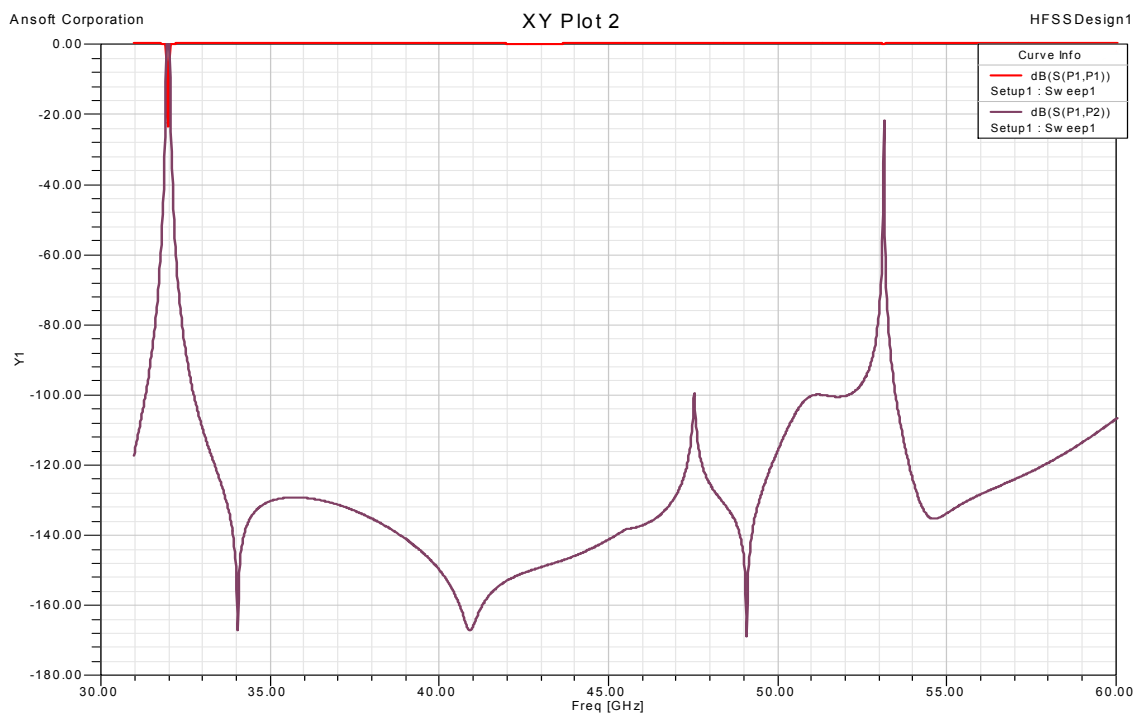


Figura 5-9: Respuesta en banda ancha del filtro TM-Down TE_{101} en el HFSS

Como era de esperar, estas aparecen a las mismas frecuencias que en caso in-line. Otra consideración interesante es ver como le afectan las pérdidas a las topologías folded. Al añadirle al material una conductividad de $\sigma=1.8 \times 10^7$ mhos/m se obtiene:

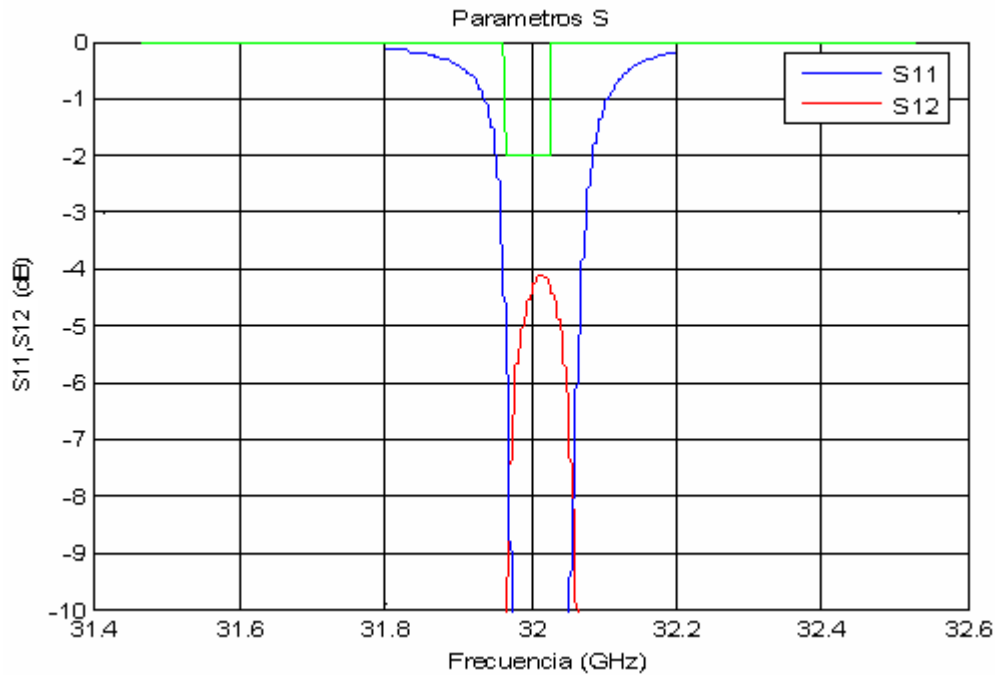


Figura 5-10: Respuesta del filtro TM-Down TE_{101} añadiendo pérdidas en el HFSS

Si comparamos la respuesta obtenida en la figura 5-10 para el filtro TM-Down in-line propagándose con el modo TE_{101} (figura 4-19), se ve que se produce también 4 dB de pérdidas. Esto parece lógico, pues las pérdidas están relacionadas con el factor de calidad de las cavidades, y estas son de tamaño semejante a excepción de las dos cavidades centrales, que difieren un poco en tamaño a las de la topología in-line. Para mejorar las pérdidas del filtro, es decir el factor de calidad de las cavidades, se utilizaría el mismo principio que en las topologías in-line, habría que pasar del modo de propagación TE_{101} al TE_{103} , con los cambios que esto supone, análogos a los de la topología in-line con la salvedad que para las cavidades centrales (a_3 y a_4 en la figura 5-3) aparece el modo resonante TE_{301} , al acoplarse dichas cavidades por un lateral.

5.3 Filtro RSE-Down

El filtro a sintetizar tiene las mismas características que en caso in line:

- Tipo de filtro: paso banda.
- Tipo de respuesta: Chebyshev.
- Frecuencia central: 32.1009 GHz
- Orden del filtro: 4
- Ancho de banda relativo: 0.2024%
- Pérdidas de retorno: 25 dB
- Pérdidas de inserción en la banda de paso: 2 dB
- Dimensiones de los interfaces del filtro: guía rectangular *standard* WR28 ($a=7.112$ mm, $b=3.156$ mm).

5.3.1 Síntesis del filtro con elementos distribuidos y modo resonante TE_{101}

Utilizando el modelo circuital de resonadores en paralelo e inversores que se obtenía en filtro RSE-Down in-line y teniendo en cuenta las consideraciones expuestas en

el apartado anterior, la respuesta que se obtiene de la estructura con las dimensiones iniciales resultantes de su modelo circuital es la siguiente.

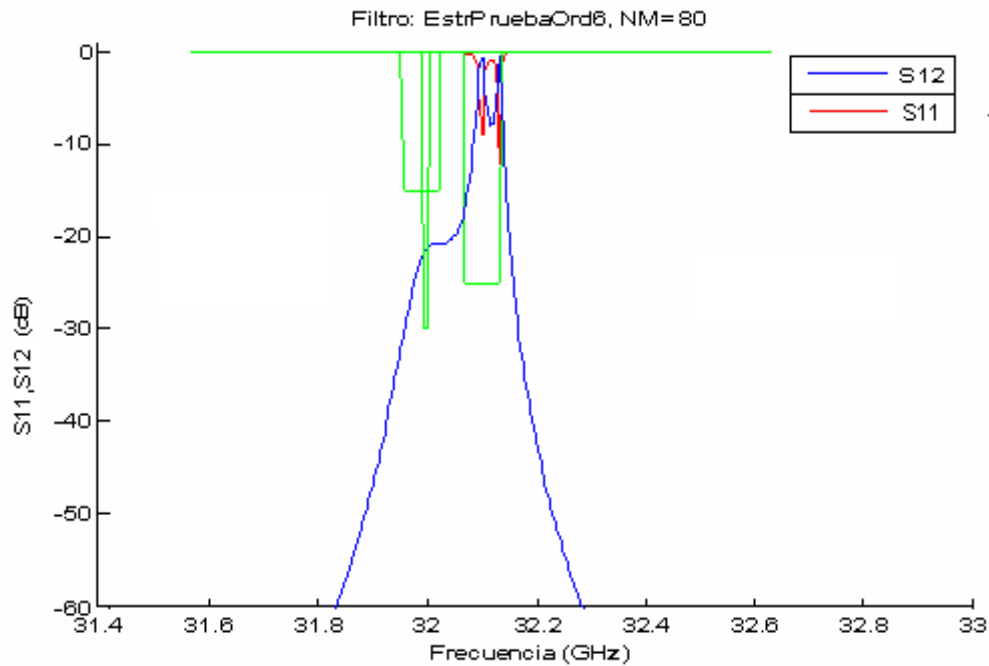


Figura 5-11: Respuesta del filtro RSE-Down TE_{101} con dimensiones iniciales

Observando la figura 5-11, como en el caso anterior, la respuesta sale muy alterada, pero tras el proceso de optimización, se obtendrá una respuesta que cumpla las especificaciones del diseño. Esta etapa es igual a la definida en el filtro folded TM-Down, con la salvedad de que las frecuencias donde se analiza las respuestas, correspondientes a los ceros de reflexión del modelo circuital asociado al filtro RSE y a los puntos donde la respuesta es de 3dB, tienen ahora los siguientes valores:

Frecuencias GHz	32.0546	32.0714	32.0881	32.1137	32.1307	32.1474
--------------------	---------	---------	---------	---------	---------	---------

La respuesta obtenida es (figura 5-12):

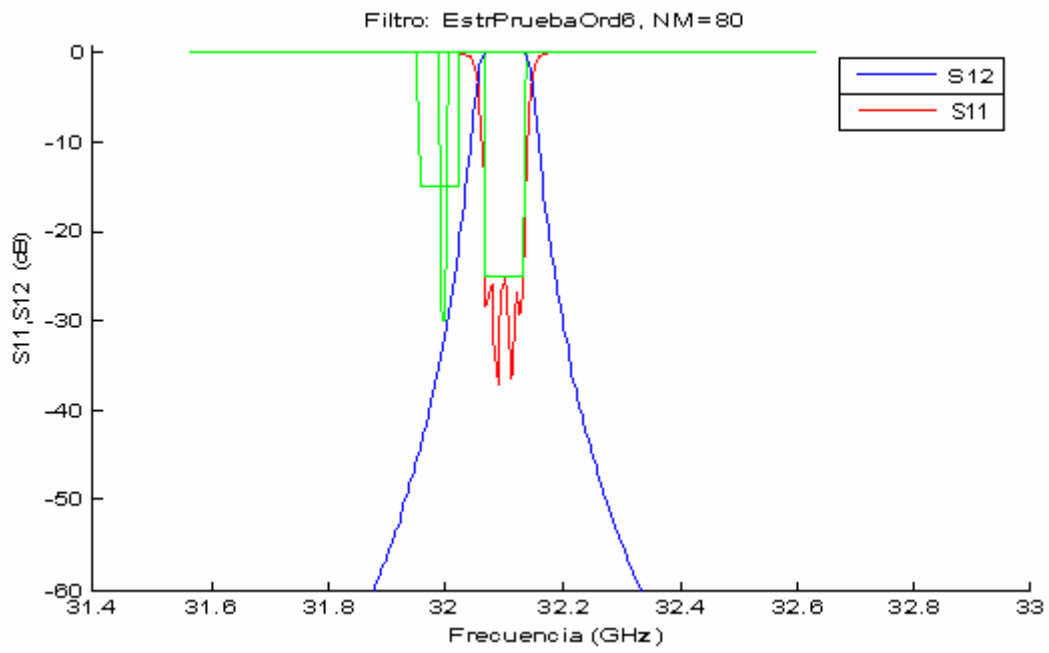


Figura 5-12: Respuesta del filtro RSE-Down TE_{101} con dimensiones optimizadas

Se comprueba la convergencia de la respuesta.

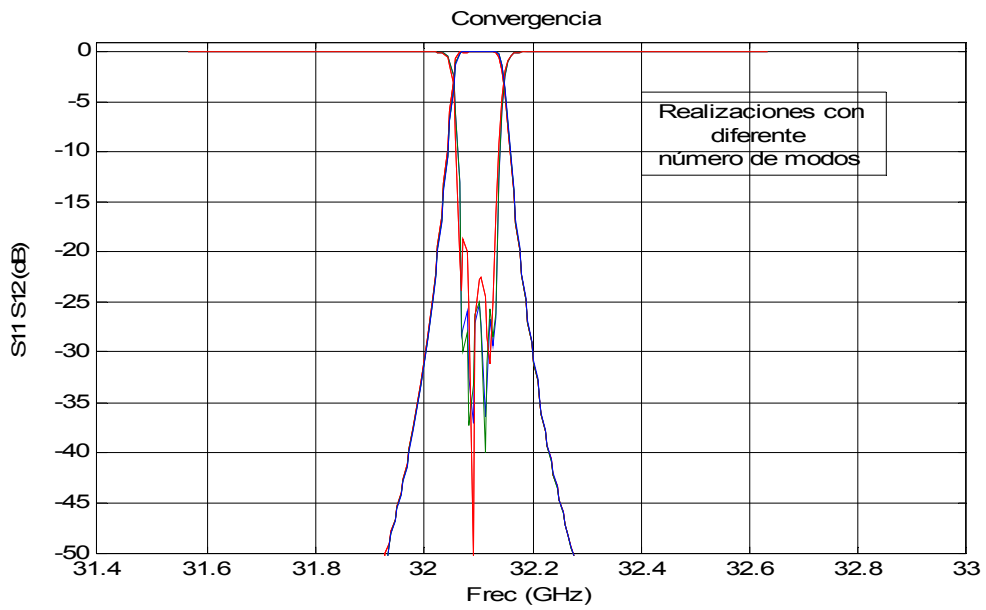


Figura 5-13: Respuesta del filtro RSE-Down TE_{101} con diferente número de modos

El filtro que se obtiene es el siguiente:

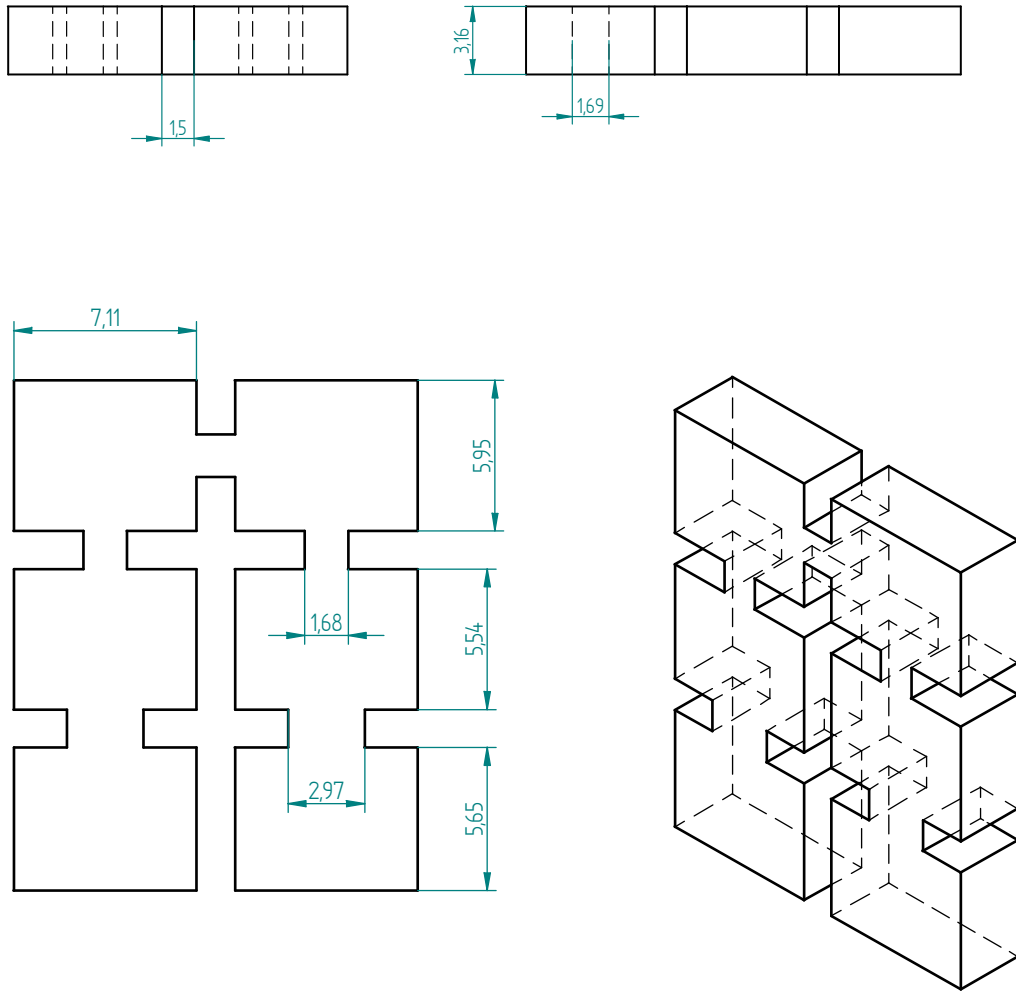


Figura 5-14: Estructura del filtro RSE-Down TE_{101}

Al analizar la estructura obtenida mediante el software HFFS con 25 pasadas se obtiene:

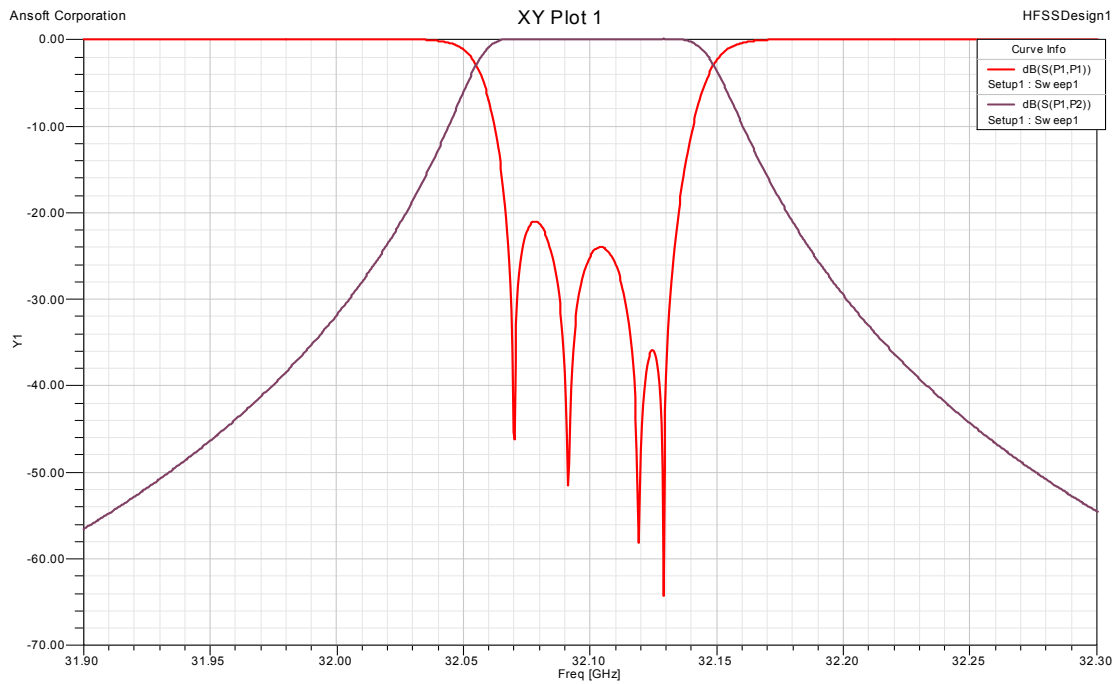


Figura 5-15: Respuesta del filtro RSE-Down TE_{101} con 25 pasadas en HFSS

Comparando la respuesta en el HFSS y la respuesta obtenida mediante el análisis modal en la figura 5-16, se observa que van en la misma dirección.

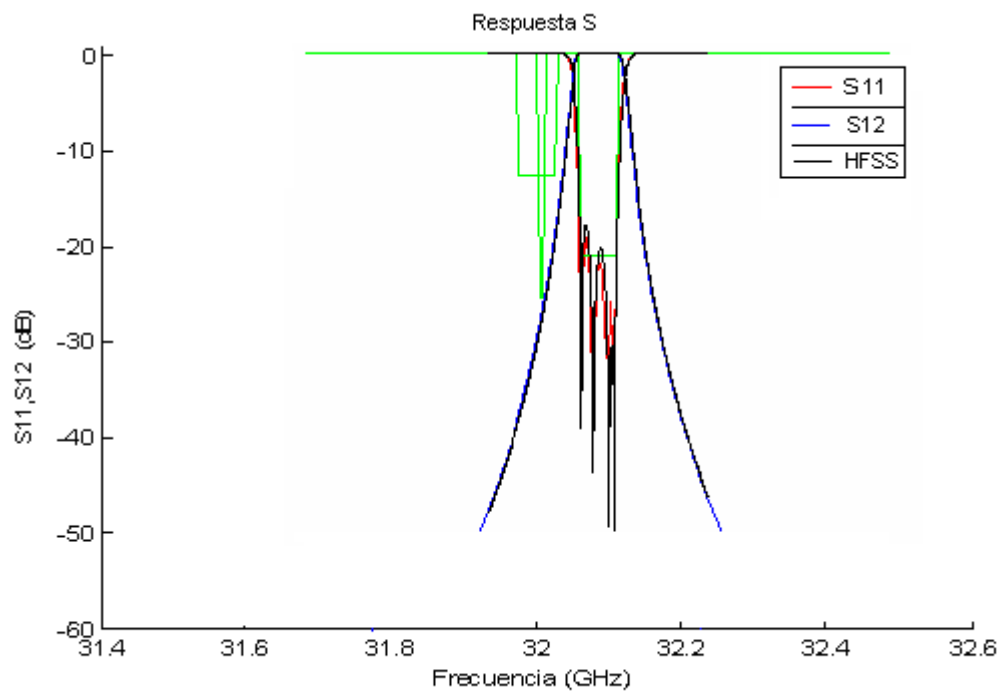


Figura 5-16: Respuesta del filtro RSE-Down TE_{101} mediante análisis modal y HFSS

El análisis de la respuesta en banda ancha se presenta en la figura 5-17

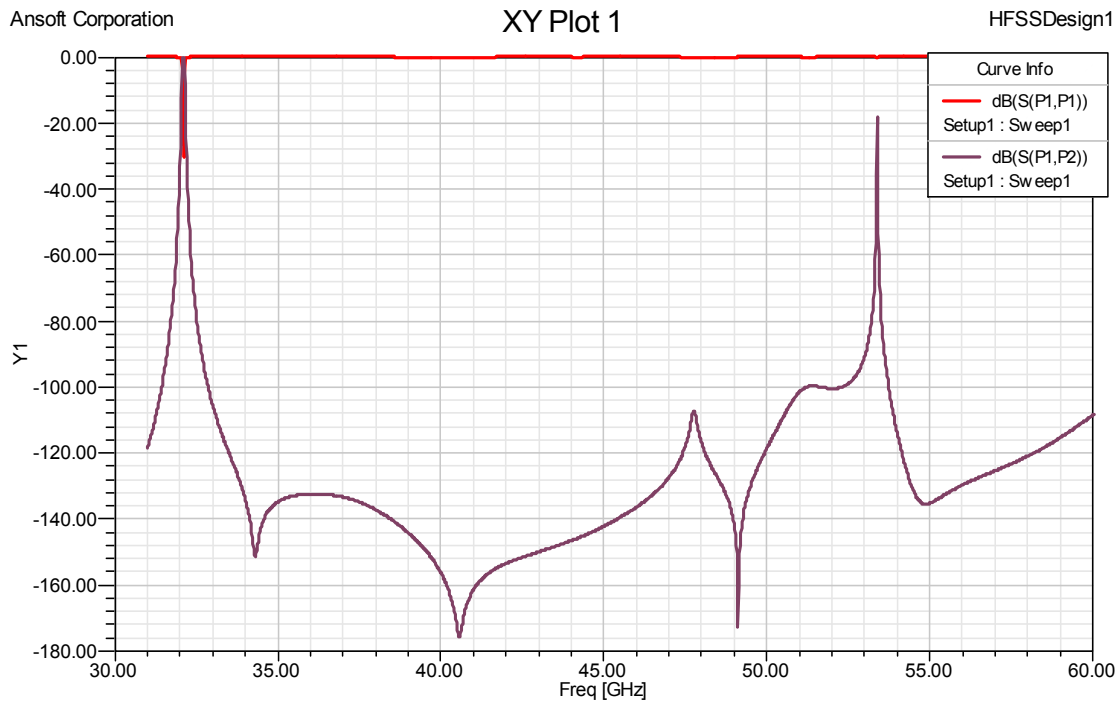


Figura 5-17: Respuesta en banda ancha del filtro RSE-Down TE_{101} en el HFSS

Se añade al material una conductividad de $\sigma=1.8 \times 10^7$ mhos/m:

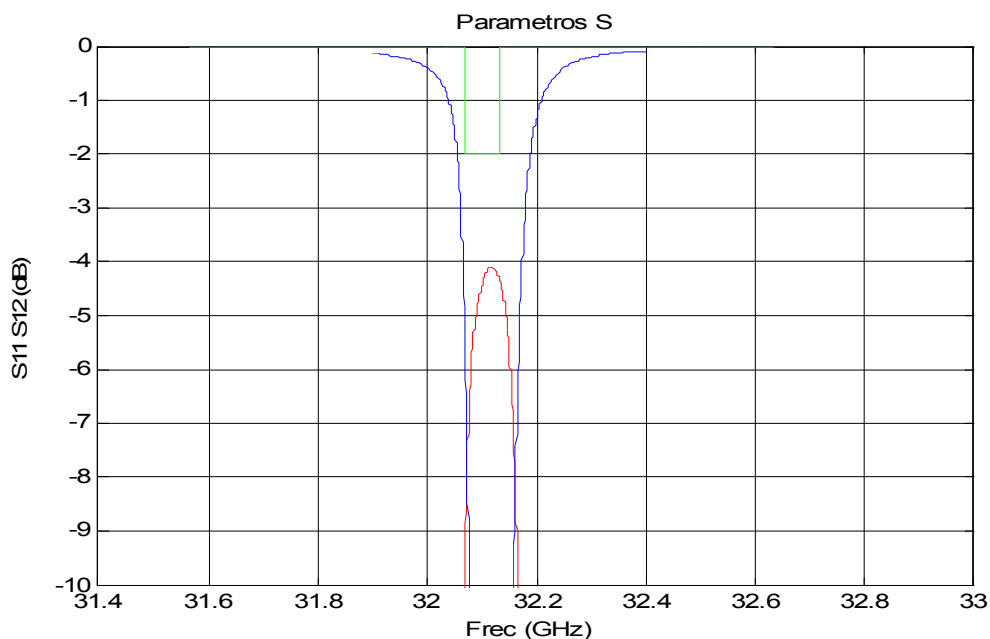


Figura 5-18: Respuesta del filtro RSE-Down TE_{101} con pérdidas en el HFSS

Como era de esperar, este filtro tampoco cumple los requisitos del diseño. Como en el caso anterior habría que pasar del modo de propagación TE_{101} al TE_{103} , con los cambios que esto supone.

En la fabricación de estos filtros, sucede lo mismo que en el caso in line, las fresadoras utilizadas tienen una precisión de 0.1 mm y la diferencia de dimensiones entre los dos filtros es de decenas de micras. En la práctica se construirá una estructura igual

para ambos y mediante diferentes técnicas de sintonía obtendríamos la respuesta deseada.

5.4 Filtro en configuración folded de orden 6

Este filtro se acercará a la estructura del filtro de doble banda, el cual tiene 8 cavidades rectangulares. La diferencia de este filtro respecto a los diseños folded anteriores, es que al insertar mayor número de cavidades, las dimensiones iniciales obtenidas van a estar más alejadas respecto de las que proporcionan la respuesta óptima. La mayor diferencia viene por las mismas aproximaciones que antes, pero siendo ahora mayor el número de cavidades rectangulares y el número de iris.

Este filtro tiene las siguientes características.

- Tipo de filtro: Paso banda
- Tipo de respuesta: Chebyshev
- Frecuencia central: 32 GHz
- Orden del filtro: 6
- Ancho de banda relativo: 0.625%
- Pérdidas de retorno: 25 dB
- Dimensiones de los interfaces del filtro: guía rectangular standard WR28 (a=7.112 mm, b=3.156mm).

5.4.1 Síntesis del filtro con elementos distribuidos y modo resonante TE_{101}

Por el método de pérdidas de inserción se obtienen los valores del prototipo paso bajo.

Datos del prototipo paso bajo normalizado						
g1	g2	g3	g4	g5	g6	g7
0.8205	1.3768	1.7285	1.5445	1.5409	0.7332	1.1192

Con estos valores, mediante las transformaciones análogas a las descritas en el capítulo 4, se llegarían a unas dimensiones iniciales que darían la siguiente respuesta (figura 5-19):

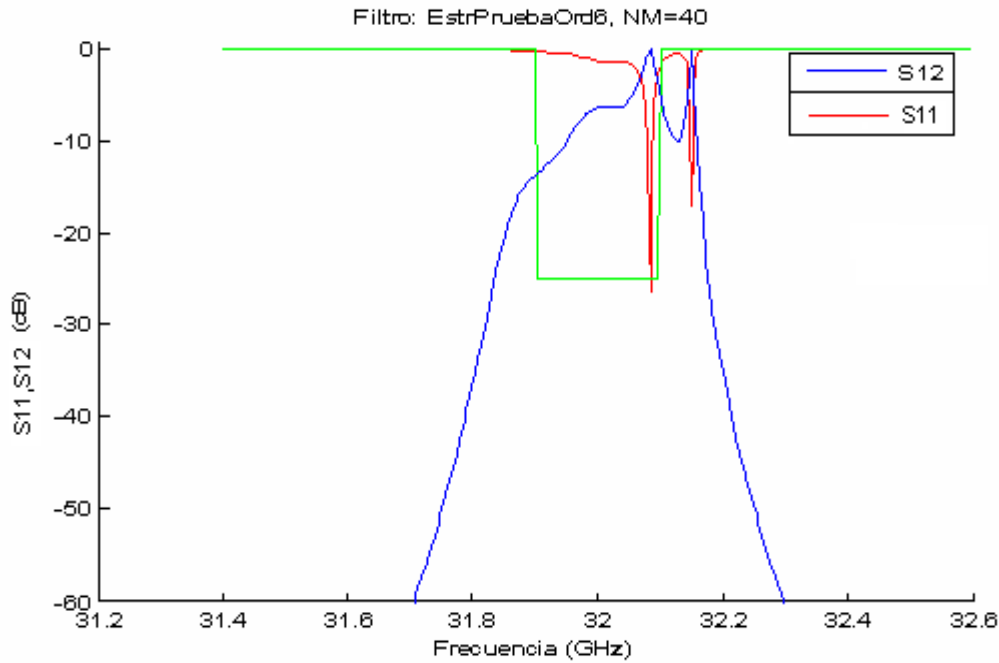


Figura 5-19: Respuesta del filtro de orden 6 con las dimensiones iniciales

Se observa que con los datos iniciales obtenidos, la respuesta sale muy distorsionada. Para este tipo de filtro la etapa de optimización es más compleja que en los casos anteriores, pues es necesaria segmentarla para conseguir la respuesta deseada. La función de costes en esta etapa es igual a la de los casos anteriores

$$f(x) = \sum_{i=1}^N |S_{11}^{MM}(a, b, f_{cri})|^2 + \sum_{i=1}^N w_i \left(|S_{11}^{MM}(a, b, f_{li})|^2 - |S_{11}^{cir}(f_{li})|^2 \right)$$

La topología del filtro folded de orden 6 es la siguiente.

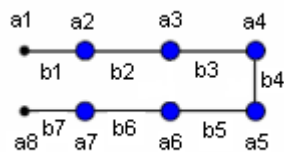


Figura 5-20: Topología del filtro folded de orden 6

El vector a contiene a_1 , a_2 , a_3 y a_4 (la longitud de las cuatro primeras cavidades) y el vector b contiene b_1 , b_2 , b_3 y b_4 (anchura de los 4 primeros iris). Se aprovecha que la estructura es simétrica, el vector de pesos utilizado (w_i) es igual a 1.

La segmentación se refiere a la forma en que se analiza la respuesta de la estructura. En la primera fase el vector que contiene las frecuencias del análisis, corresponderán a la de los ceros de transmisión y los puntos a 3dB del modelo circuital. En el caso anterior en esta etapa ya se obtenía la respuesta deseada, pero como ahora las dimensiones iniciales están demasiado alejadas de los valores deseado es necesario añadir nuevas frecuencias de análisis. En la segunda fase, a partir de las dimensiones

obtenidas en la fase anterior, que estarán más cerca de las dimensiones deseadas, optimizamos pero ahora las frecuencias de análisis corresponden a los ceros de reflexión, a los puntos de 3 dB y a los máximos que se producen en la banda de paso del modelo circuital. La razón de no realizar la optimización en una etapa con las frecuencias correspondientes a la segunda fase es la de ir guiando el método simple utilizado (sección 3.7) hacia la respuesta deseada, ya que si se realiza en una etapa se obtendría una respuesta óptima para las frecuencias analizadas, pero distorsionada para las restantes frecuencias porque al tener 8 cavidades, el método simple tiene más grados de libertad.

Las frecuencias empleadas en el análisis son las siguientes:

Frecuencias a 3 dB (GHz)	
31.8794	32.1158

Frecuencias de los ceros de reflexión (GHz)					
31.9016	31.9262	31.9700	32.0240	32.0672	32.0930

Frecuencias de los máximos en la banda de paso (GHz)				
31.9112	31.9466	31.9970	32.0468	32.0834

La respuesta tras la optimización no ha alcanzado la respuesta del modelo circuital, aunque si se ha aproximado:

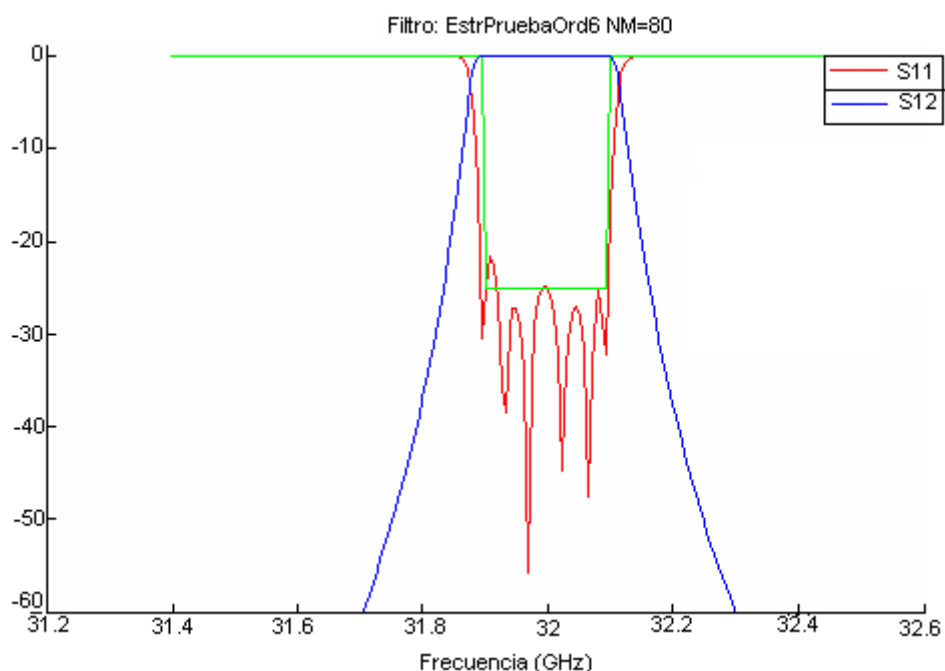


Figura 5-21: Respuesta del filtro de orden 6 con las dimensiones optimizadas

Se comprueba la convergencia de la respuesta:

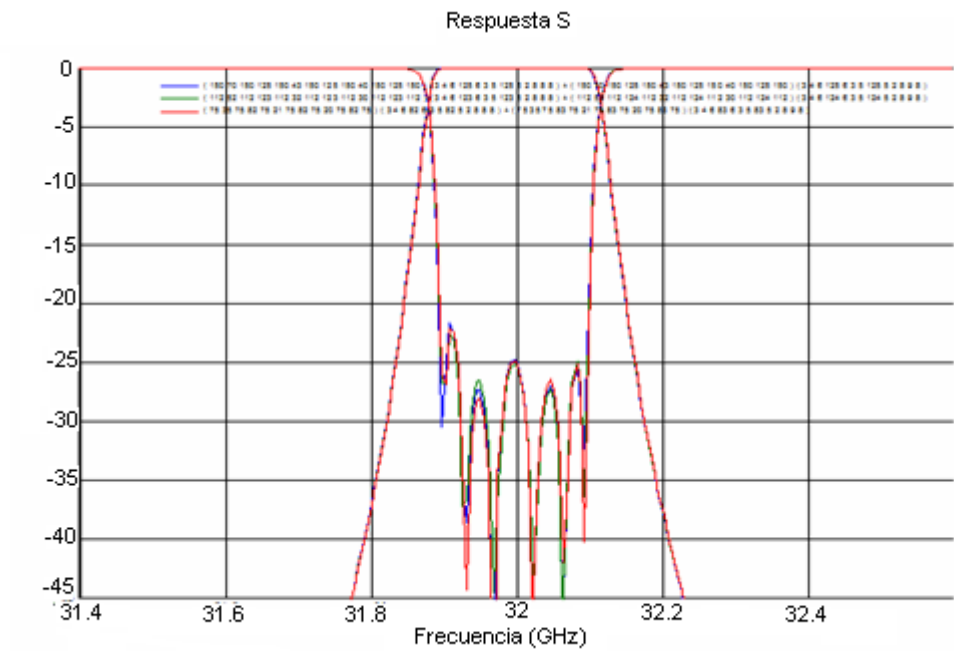


Figura 5-22: Respuesta del filtro de orden 6 para diferente número de modos

El filtro obtenido es el siguiente (figura 5-23):

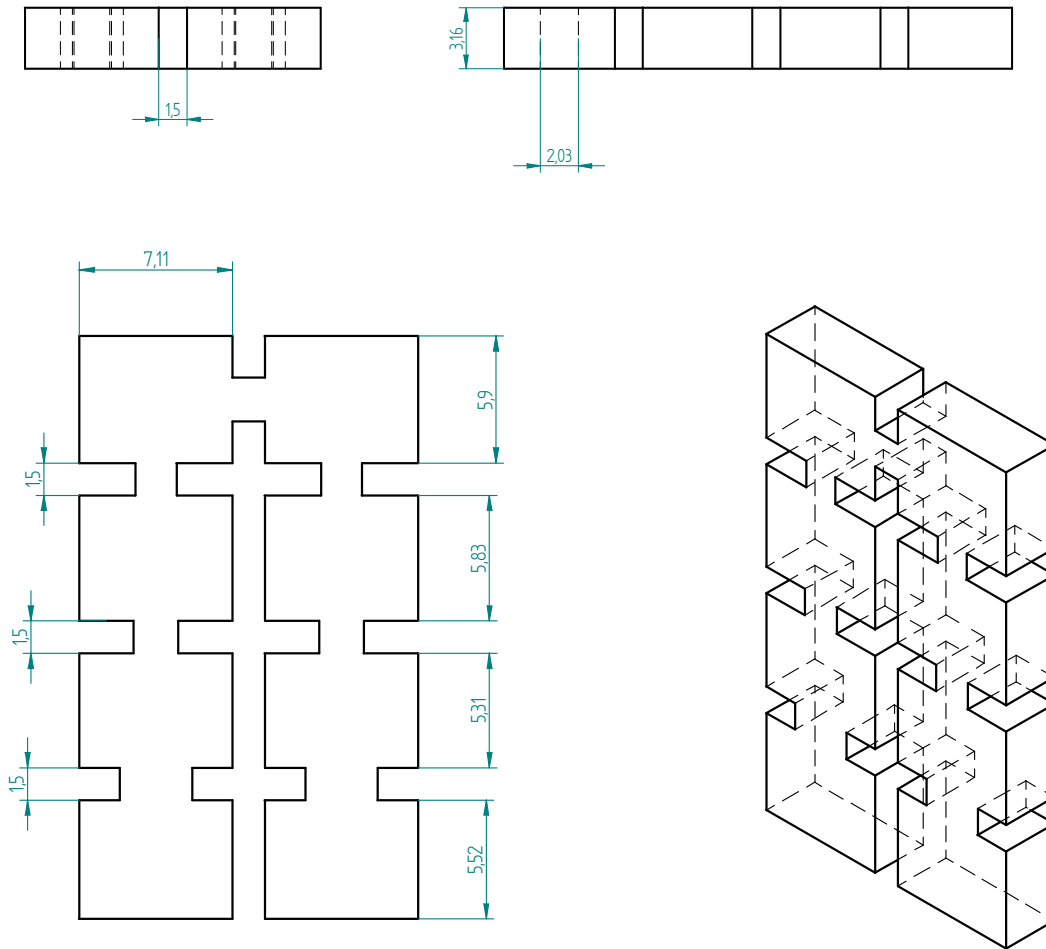


Figura 5-23: Estructura del filtro folded de orden 6

Se analiza la estructura obtenida mediante el software HFFS.

-20 pasadas

-30 pasadas

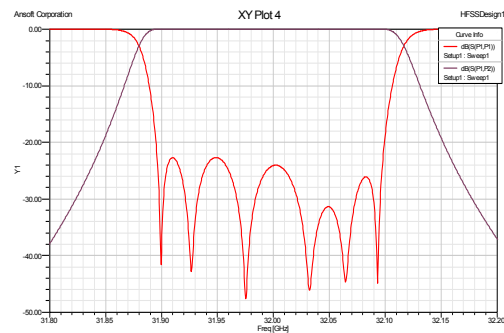
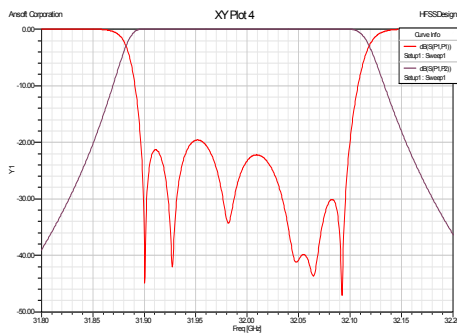


Figura 5-24: Respuesta del filtro de orden 6 para diferente número de pasadas en el HFSS

Las respuestas de la estructura obtenidas por los dos métodos de análisis son parecidas (figura 5-25). Hay que tener en cuenta que la respuesta obtenida por medio del software HFSS no ha alcanzado la convergencia:

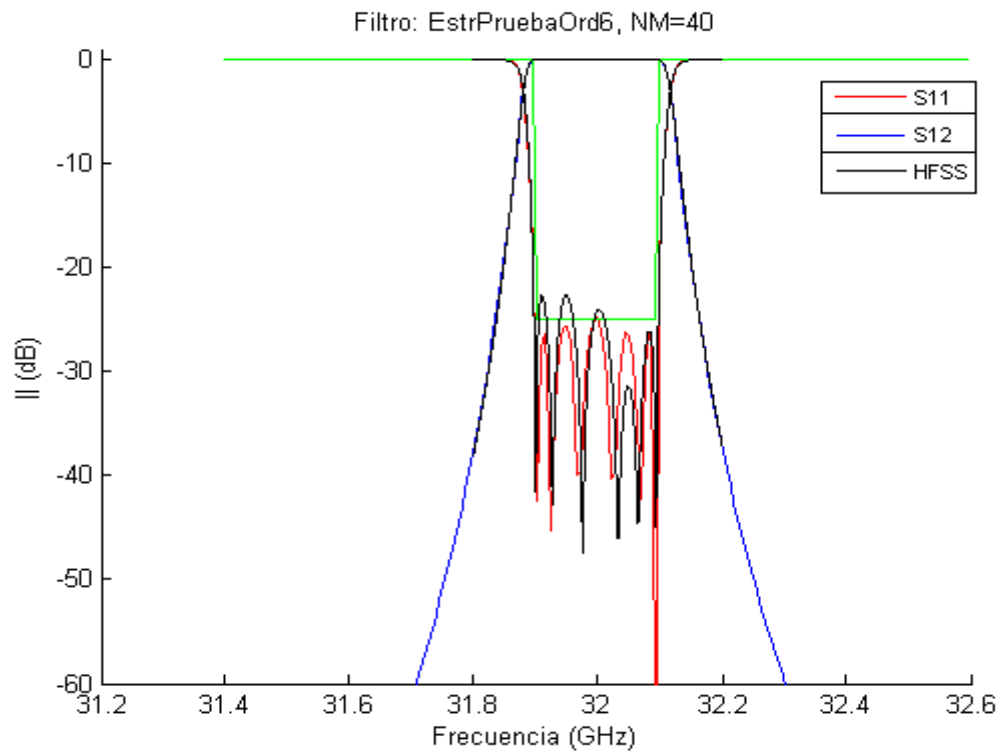


Figura 5-25: Respuesta del filtro de orden 6 mediante análisis modal y HFSS

Si se extiende la banda de frecuencia de análisis, aparecerán los mismos fenómenos de los casos anteriores, las siguientes frecuencias de resonancias.

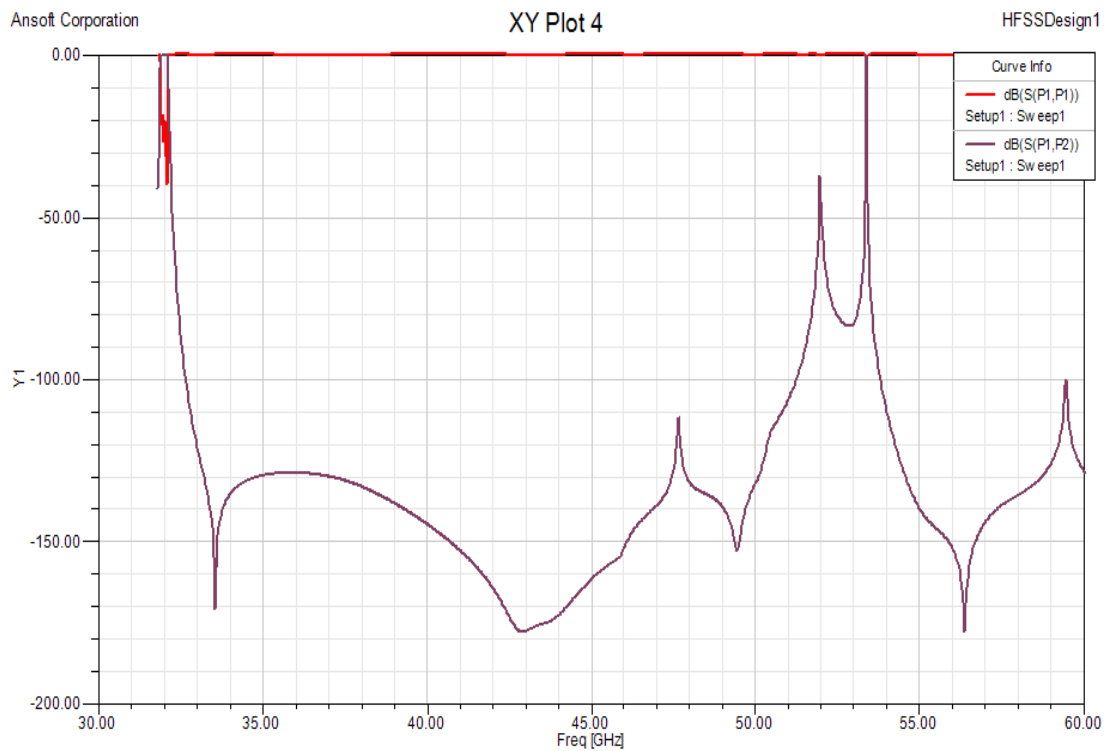


Figura 5-26: Respuesta del filtro de orden 6 con la frecuencia extendida.

5.5 Conclusiones

En los filtros que se han desarrollado, las dimensiones iniciales cada vez se alejaban más la respuesta del filtro respecto a su modelo circuital. Este problema se puede solucionar de dos maneras. La primera es mejorando los modelos circuitales de los elementos distribuidos, de forma que estos se acerquen más a la respuesta de su elemento asociado. Hay que destacar que en el diseño se han elegido unos modelos circuitales para las cavidades y para los iris, pero estos no son los únicos modelos asociados a dichos elementos, si no que hay una gran variedad de modelos más complejos. La otra opción, que es la que se ha utilizado en este proyecto, es mejorar la etapa de optimización, haciéndola más granular, es decir, en vez de optimizar toda la estructura a la vez, ir optimizando cada elemento del filtro por separado, hasta conseguir la respuesta deseada.

Capítulo 6: Diseño de filtros de doble banda

6.1 Introducción

Hasta ahora todos los filtros realizados tienen una función de transferencia de tipo Chebyshev. Se podían sintetizar a partir del vector de coeficientes g con los valores de bobinas y condensadores del prototipo paso bajo explicado en el Capítulo 2. Los filtros a estudiar ahora tienen una función de transferencia más compleja y se va a describir mediante la matriz de acoplos M de la sección 2.8.

La forma de realizar el nuevo filtro es análoga a los casos anteriores, es decir, mediante la matriz de acoplos obtendremos una red como la de la figura 2-19. A partir de esta se sintetizarán las cavidades correspondientes a los resonadores de la red y los iris entre cavidades correspondiente a los acoplos entre resonadores. Ahora existirán ahora acoplos entre resonadores no adyacentes que dictarán la topología del filtro.

La banda de frecuencia en la que trabajará el filtro corresponde a la banda X, usada principalmente para comunicación por satélite, siendo la televisión uno de sus usos principales.

6.2 Características del filtro.

El filtro a sintetizar tiene las siguientes características:

- Tipo de filtro: Paso banda
- Tipo de respuesta: Doble banda
- Frecuencia central: 11.8 GHz
- Orden del filtro: 6
- Ancho de banda relativo: 0.81%
- Pérdidas de retorno: 22 dB
- Dimensiones de la guía rectangular *standard* de entrada salida WR:
 $a=19.05$ mm, $b=9.525$ mm

Como se comentaba, la función de transferencia se nos proporciona por medio de la siguiente matriz de acoplos:

$$[M] = \begin{bmatrix} 0 & 0.8801 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0.8801 & 0 & 0.3727 & 0 & 0.4573 & 0 \\ 0 & 0.3727 & 0 & 0.3110 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0.3110 & 0 & 0.3727 & 0 \\ 0 & 0.4573 & 0 & 0.3727 & 0 & 0.8801 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0.8801 & 0 \end{bmatrix}. \quad (6.1)$$

Las resistencias de entrada y salida tienen el mismo valor $R=0.80715$. Por medio de la expresión 2.71 se obtiene la función de transferencia (figure 6-1). En ella se ve un filtro con dos bandas de paso centradas en 11.76 GHz, 11.83 GHz y rechazo entre ellas y fuera de ellas. Este tipo de respuestas sirven para hacer más eficiente los filtros de comunicaciones por satélite.

La síntesis de esta matriz se estudia en [10], y este proyecto se va a centrar en como se implementa un filtro en guía de onda que tenga esta respuesta (figura 1).

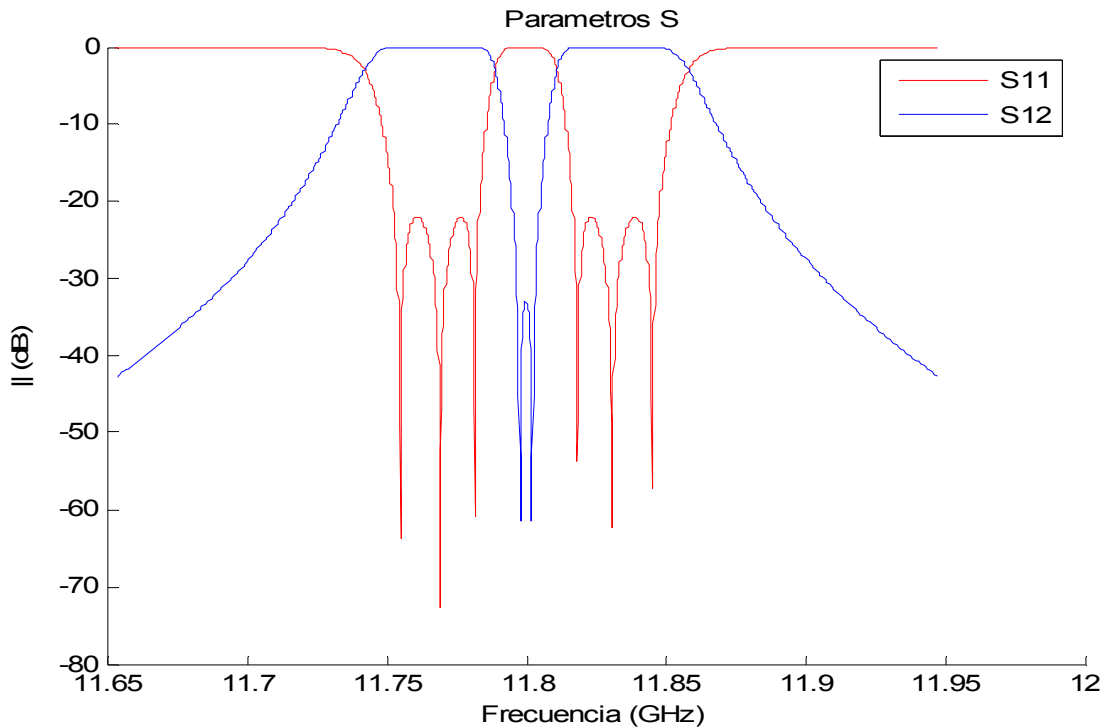


Figura 6-1: Respuesta del filtro asociada a la matriz M

6.3 Filtro sintetizado a partir de las dimensiones iniciales

La matriz de acoplos proporciona los valores de los acoplos normalizados existentes entre los distintos resonadores y determina la topología que va a tener la estructura a sintetizar. Como la tecnología con la que se va a implementarla es guía de ondas rectangular, se tiene una idea de la forma del filtro que va a corresponder a la figura 6-2. La estructura tiene un plano de simetría longitudinal y la entrada y salida se encuentran al mismo lado. Las cavidades se numeran consecutivamente desde la entrada a la salida. Se destaca que la topología es similar a los filtros folded del capítulo 5, con la salvedad de que ahora se abre un nuevo iris (acoplo cruzado) entre las cavidades 2 y 5 que antes no había.

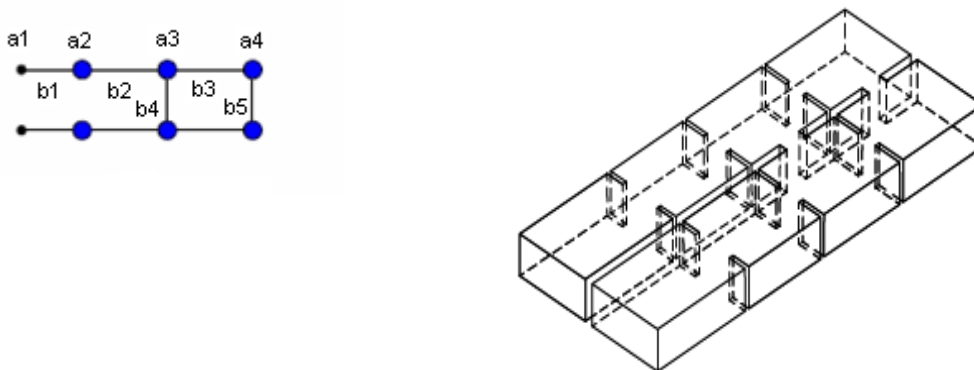


Figura 6-2: Representación de la topología y estructura del filtro en doble banda

La estructura contiene ocho irises inductivos (adyacentes: tres en cada lado más el transversal entre resonadores 3 y 4; cruzados: uno entre resonadores 2 y 5). Los irises tienen que caracterizar la respuesta a partir de los valores de la matriz de acoplos desnormalizados y las resistencias de carga y de fuente. En los filtros anteriores los irises los determinábamos a partir de los inversores de impedancia, para seguir con la línea establecida y utilizando la expresión 3.30, se obtiene los valores de los inversores de impedancia a partir de los acoplos de la matriz M.

R_S	$M_{12}=M_{21}$	$M_{23}=M_{32}$	$M_{25}=M_{52}$	$M_{34}=M_{43}$	$M_{45}=M_{54}$	$M_{56}=M_{65}$	R_L
0.80715	0.8801	0.3727	0.4573	0.3110	0.3727	0.8801	0.80715
K1	K2	K3	K4	K5	K6	K7	K8
0.1353	0.0200	0.0085	0.0104	0.0071	0.0104	0.0085	0.1353

Una vez obtenidos los valores de los inversores, la forma de implementar el filtro es análoga a los filtros anteriores. Tenemos las longitudes iniciales de las cavidades correspondientes al modo TE_{101} . Ahora se fija la longitud de la discontinuidad (iris) en 3 mm (valor escogido por el diseñador) y se calcula la anchura del iris correspondiente al valor del inversor asociado de la misma manera que en los filtros anteriores. A partir del valor del iris obtenido, realizamos el rectificado en las longitudes de las cavidades de acuerdo a la expresión 4.3, para obtener la misma respuesta en fase que el inversor asociado salvo para los inversores K4 y K5. En estos inversores, debido a la topología de la estructura, sus irises asociados no van a estar adaptados en fase por la misma razón que el inversor central para la topología folded.

Realizando los pasos señalados, se obtiene la siguiente respuesta (figura 6-3):

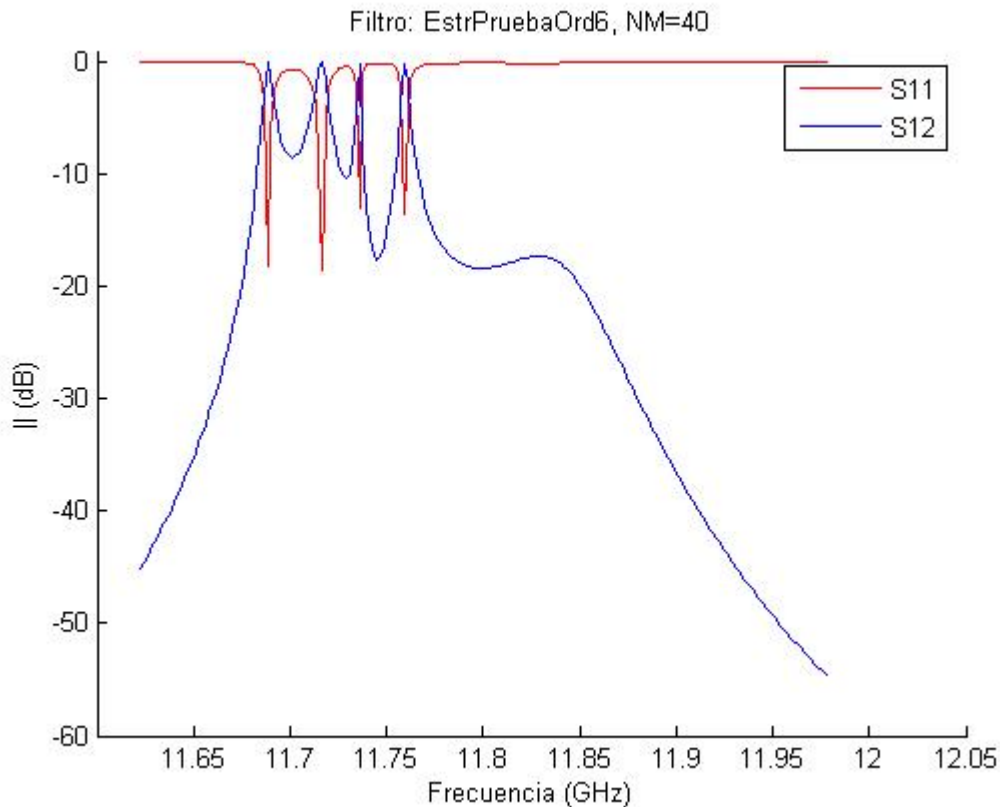


Figura 6-3: Respuesta del filtro con las dimensiones iniciales

La alteración en la respuesta se debe a la forma de calcular la anchura de los iris anteriormente comentada y por la topología de la estructura, que impide el rectificado de la longitud de ciertas cavidades.

6.4 Optimización

Las distorsiones de la respuesta, mayores que en los casos más sencillos tratados en capítulos anteriores, se han solucionado con una etapa de optimización. En este caso, como la respuesta que debe cumplir la estructura es mucho más compleja, hay que ser más meticuloso, pues se vió que en el filtro folded de orden 6 hubo ya dificultades para obtener la respuesta deseada. El primer paso va a ser mejorar las dimensiones iniciales. Para ello se descompone la matriz de acoplos en dos matrices de acoplos más sencillas, M_1 y M_2 , y se obtienen las estructuras parciales correspondientes a cada matriz.

Las estructuras parciales obtenidas van a tener una distorsión menor, al ser más simples (menor orden y por tanto menos cavidades), y con un proceso de optimización análogo a los descritos en los capítulos 4 y 5 se obtendrán las dimensiones óptimas para las matrices de acoplos M_1 y M_2 .

6.4.1 Optimización de la matriz de acoplos M_1

La primera matriz de acoplo va a tener los siguientes valores:

$$[\mathbf{M}_1] = \begin{bmatrix} 0 & 0.8801 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0.8801 & 0 & 0.3727 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0.3727 & 0 & 0.3110 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0.3110 & 0 & 0.3727 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0.3727 & 0 & 0.8801 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0.8801 & 0 \end{bmatrix}. \quad (6.2)$$

La matriz M_1 es igual a la matriz M con la salvedad que el acoplo $M_{25}=M_{52}$ que en este caso vale cero. Nos encontramos de nuevo con una topología folded, aunque en este caso su respuesta no va a ser la de un filtro paso banda (figura 6-4):

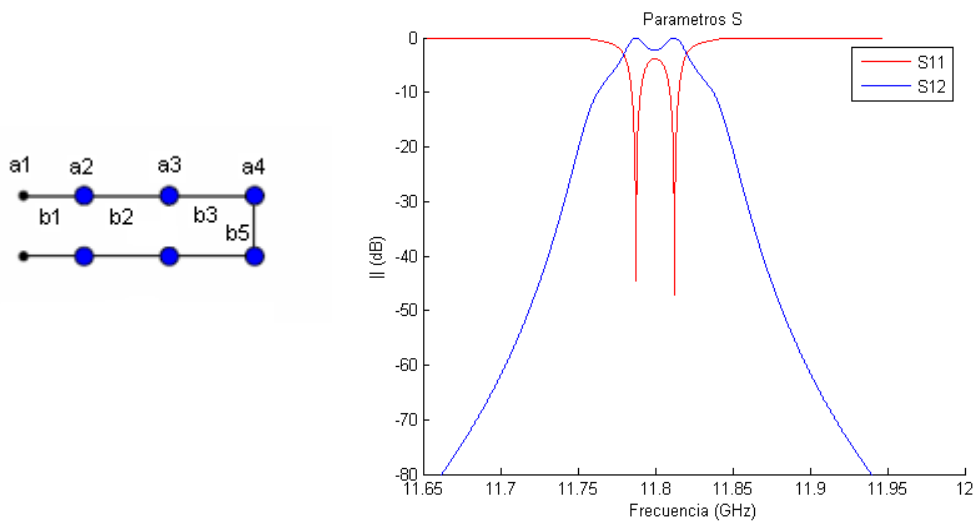


Figura 6-4: Representación de la topología y respuesta circuital asociada a la matriz de acoplos M_1

La forma de calcular las dimensiones de la estructura es análoga a la realizada para los filtros folded. Los inversores de impedancias, a partir de los cuales obtenemos las dimensiones de los irises y el rectificado de las longitudes de las cavidades (en el caso que se pueda), corresponde al valor de los inversores asociados a la matriz M salvo el inversor K_4 , que en este caso vale 0.

La respuesta que se obtiene es la siguiente (figura 6-5):

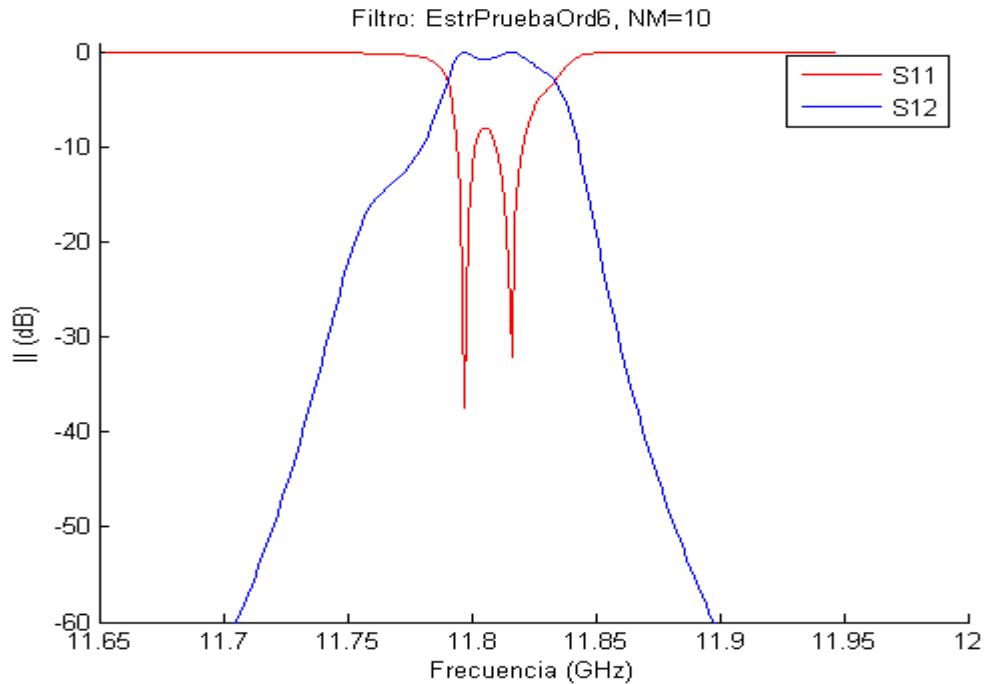


Figura 6-5: Respuesta de las dimensiones iniciales asociada a la matriz de acoplos M_1

La analogía con la función de transferencia de la matriz M_1 se debe a que no acumulamos tanta distorsión, pues solo no adaptamos la respuesta en fase en un inversor y no de dos como en el caso anterior. Aun así la estructura obtenida hay que optimizarla.

La función de coste tiene la misma forma que los casos anteriores. Como las dimensiones iniciales son relativamente buenas y principalmente la respuesta que buscamos solo tiene dos ceros, no es necesario ir variando las longitudes de todas las cavidades y las anchuras de todos los iris, por eso los vectores a y b de la función de coste van a contener el valor a_4 , b_3 y b_5 respectivamente (la longitud de la cuarta cavidad y la anchura de los iris asociados a los inversores K_3 y K_5), seguimos aprovechando la simetría de la estructura. El vector f , que contiene las frecuencias de análisis, corresponderán a las mismas que en el caso del filtro folded de orden 6, es decir, las frecuencias de ceros de reflexión, los puntos de 3 dB y los máximos en la banda de paso, aunque en este caso la optimización no va a estar segmentada. EL vector de pesos de la función de coste (w_i) va a ser igual a 1.

Frecuencias empleadas en el análisis (GHz)				
11.7796	11.7875	11.8000	11.8125	11.8204

6.4.2 Optimización de la matriz de acoplos M_2

La segunda matriz de acoplo va a tener los siguientes valores:

$$[\mathbf{M}_2] = \begin{bmatrix} 0 & 0.8801 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0.8801 & 0 & 0.3727 & 0 & 0.4573 & 0 \\ 0 & 0.3727 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0.3727 & 0 \\ 0 & 0.4573 & 0 & 0.3727 & 0 & 0.8801 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0.8801 & 0 \end{bmatrix}. \quad (6.3)$$

La matriz M_2 es igual a la matriz M con la salvedad que el acoplo $M_{34}=M_{43}$ que en este caso vale cero. La topología de la estructura y la respuesta de la matriz de acoplos tienen la siguiente forma:

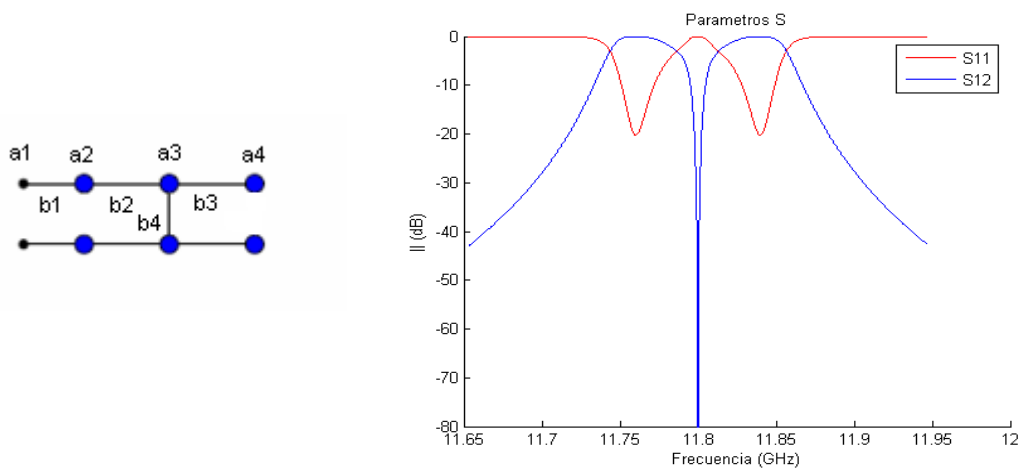


Figura 6-6: Representación de la topología y respuesta circuital asociada a la matriz de acoplos M_2

La estructura en guía de onda que se ha diseñado asociada a dicha matriz de acoplos tiene la siguiente respuesta (figura 6-7).

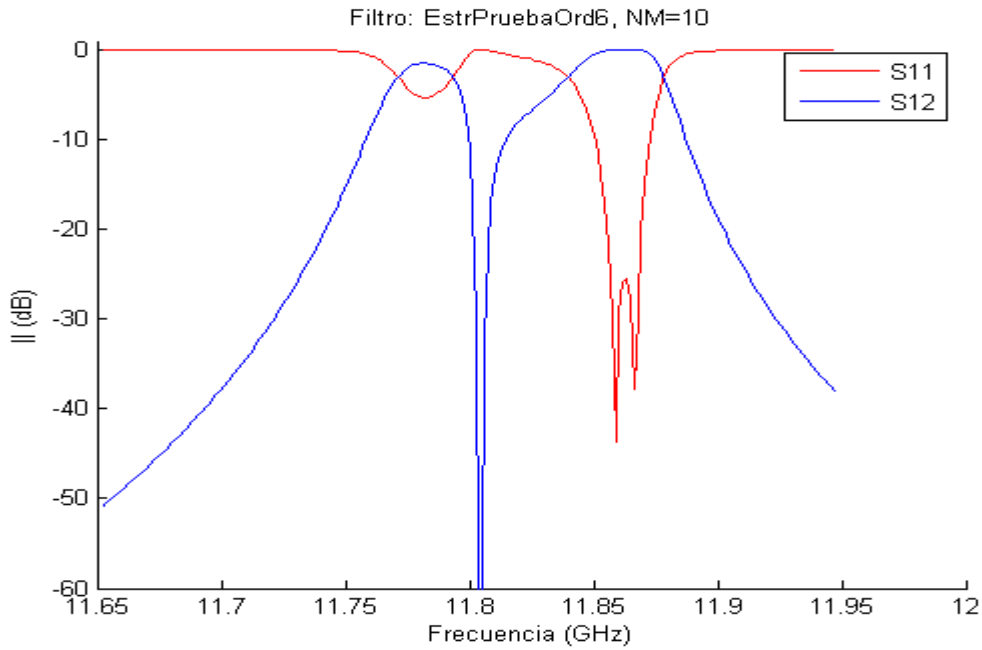


Figura 6-6: Respuesta de las dimensiones iniciales asociada a la matriz de acoplos M_2

Como en el caso anterior la respuesta de la estructura está próxima a la obtenida mediante la matriz de acoplos. En la etapa de optimización, los vectores a y b de nuestra función de coste (se define de la misma forma que para los filtros anteriores) van a contener el valor de a_2 , a_3 , a_4 , b_3 y b_4 respectivamente (longitudes de las cavidades segunda, tercera y cuarta, y la anchura de los iris asociados a los inversores K_3 y K_4). Las frecuencias de análisis corresponden a los puntos de 3 dB, y a los mínimos de S_{11} y S_{12} .

Frecuencias empleadas en el análisis (GHz)						
11.7437	11.7603	11.7866	11.8000	11.8133	11.8400	11.8566

6.4.3 Mejora de las dimensiones iniciales

Los resultados obtenidos proporcionan las dimensiones óptimas en milímetros para las matrices de acoplos M_1 y M_2 .

Dimensión YZ	a_1	a_2	a_3	a_4	b_4	B_5
Matriz M_1	15.4558	15.0835	16.2676	16.4965	0	4.2581
Matriz M_2	15.4558	15.0424	15.9052	16.7129	4.7941	0

Tabla 6-1: Dimensiones de las estructuras obtenidas para las matrices M_1 y M_2 en la dimensión YZ

Dimensión XZ	b1	b2	b3
Matriz M ₁	8.3	5.2	4.0516
Matriz M ₂	8.3	5.1306	4.300

Tabla 6-2: Dimensiones de las estructuras obtenidas para las matrices M₁ y M₂ en la dimensión XZ

Los valores de los acoplos que componen la matriz de acoplos M son los mismos que los de las matrices M₁ y M₂, a excepción del M₂₅=M₅₂ (b4) y del M₃₄=M₄₃ (b5) respectivamente. Las longitudes de las cavidades que no interactúan con b4 y b5, es decir a1 y a2, serán iguales para las matrices de acoplos M, M₁ y M₂. En la tabla 6-1, se aprecia que los resultados obtenidos de a1 y a2 no difieren significativamente, estos resultados van a ser extrapolables al caso de la matriz de acoplos M. De manera semejante el resultado obtenido para b1 también se va a utilizar en la matriz de acoplos M.

Los demás valores no corresponden a la matriz de acoplos M, pero alguno de ellos van a estar más próximas a las dimensiones que buscamos que las dimensiones iniciales obtenidas en el apartado 6.3. Por ejemplo, el valor de b2 de la matriz M2 va a estar próximo al valor que se busca para la matriz M. Esto se debe a que el valor obtenido depende de los acoplos adyacentes a él, es decir, b1, b3 y b4, la dependencia con b5 es menor al estar más alejado. Realizando la misma interpretación con los valores de las tablas 6-1 y 6-2, se obtiene los siguientes datos iniciales para la matriz M

Dimensión YZ	a1	a2	a3	a4	b4	B5
Matriz M	15.4558	15.0633	15.9052 (M ₂)	16.4965 (M ₁)	4.7941 (M ₂)	4.2581 (M ₁)

Dimensión XZ	b1	b2	b3
Matriz M	8.3	5.1306 (M ₂)	4.0516 (M ₁)

La respuesta obtenida con estas dimensiones iniciales es (figura 6-7):

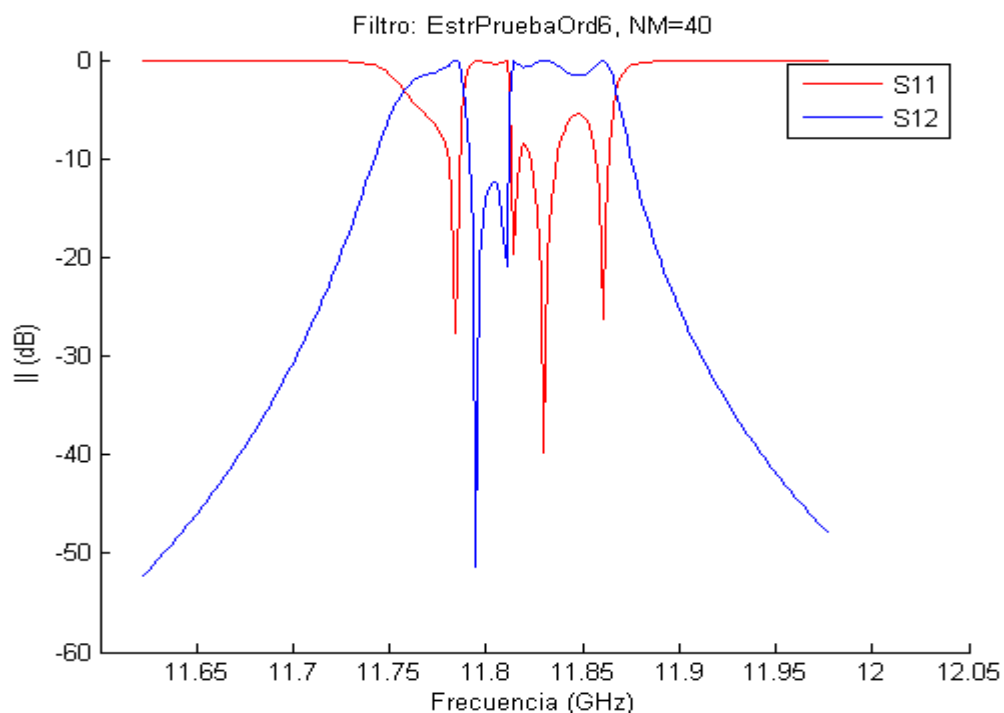


Figura 6-7: Respuesta del filtro con los datos iniciales obtenidos de las matrices M_1 y M_2

Si se compara esta respuesta con la obtenida en la figura 6-3, se aprecia una clara mejoría, pudiéndose identificar claramente las dos bandas de paso que debe producir el filtro. Al tener una respuesta que está menos distorsionada que las que se obtenían en los filtros in-line y folded, hay garantías de que con la etapa de optimización final se llegará a la respuesta deseada.

6.4.4 Optimización final de las nuevas dimensiones obtenidas mediante optimizaciones parciales

La optimización que se lleva a cabo es análoga a la de los filtros folded de orden 4 y al de los filtros in-line. Los vectores a y b de nuestra función de coste van a tener los valores de a_1 , a_2 , a_3 , a_4 , b_1 , b_2 , b_3 , b_4 y b_5 (longitudes de las cuatro primeras cavidades y las anchura de los cinco iris respectivamente) respectivamente. Las frecuencias donde se analizan la respuesta corresponde a los ceros de reflexión y transmisión, los puntos de 3 dB no hacen falta pues la respuesta ya está centrada en la banda de paso.

Frecuencias de análisis (GHz)							
11.7549	11.7691	11.7815	11.7977	11.8023	11.8185	11.8309	11.8453

Tras la optimización la respuesta obtenida es (figura 6-8):

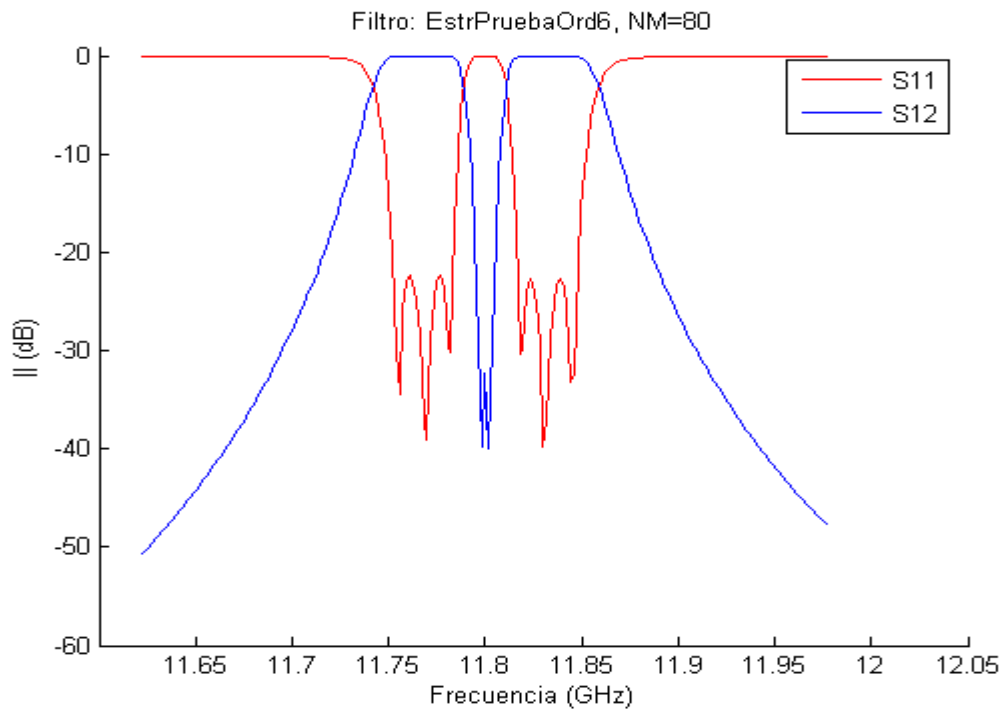


Figura 6-8: Respuesta del filtro con las dimensiones optimizadas.

Como en todos los casos que se ha utilizado el método de adaptación modal, hay que comprobar que la respuesta converge.

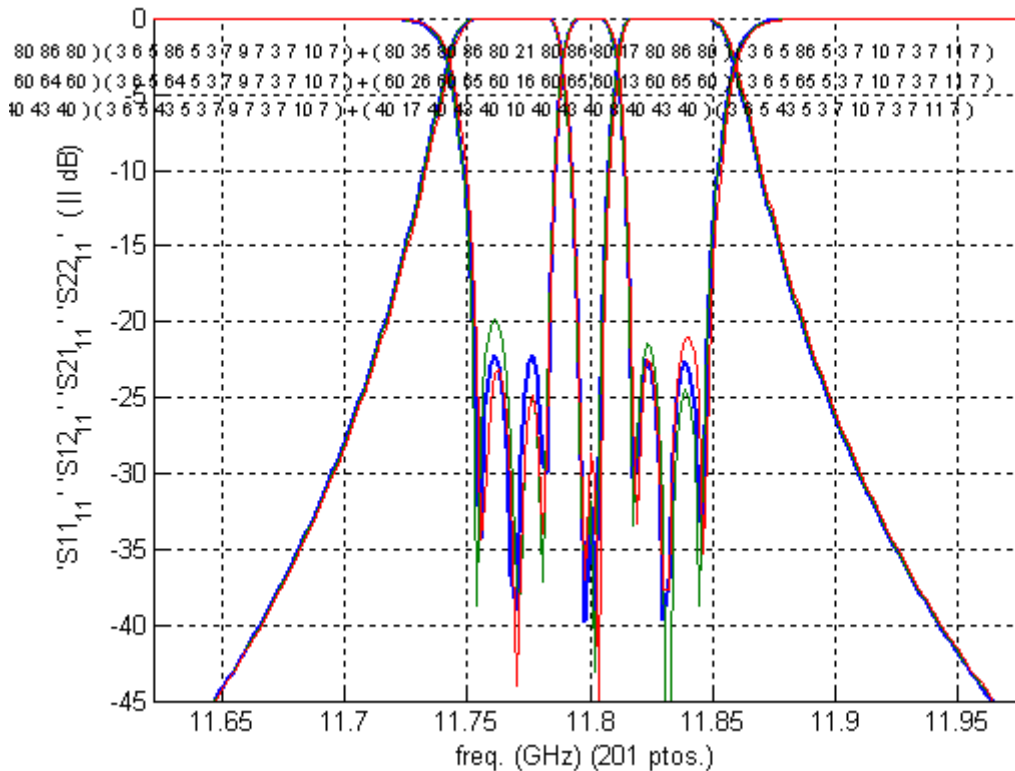


Figura 6-9: Respuesta del filtro con las dimensiones optimizadas para diferente número de modos.

El filtro obtenido es el siguiente:

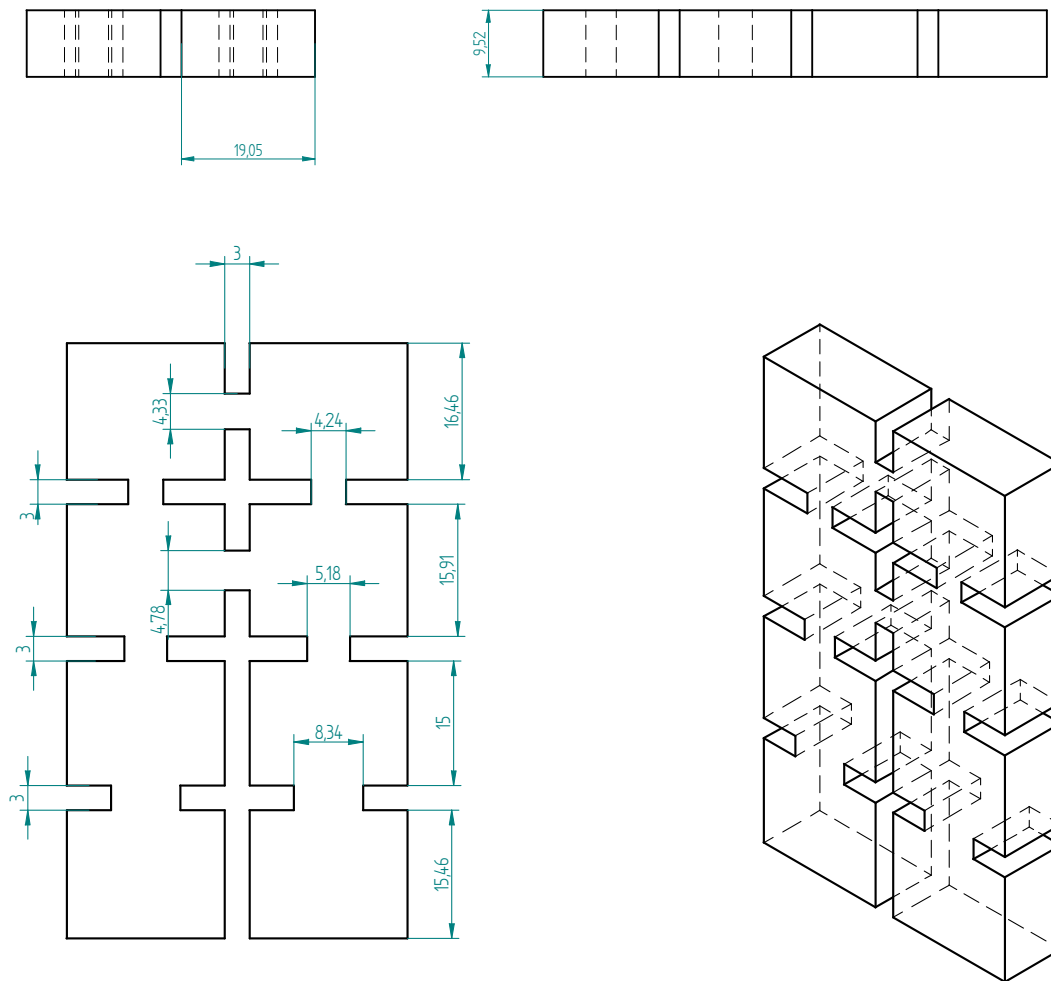


Figura 6-10: Estructura del filtro doble banda

Para comprobar la solidez de la estructura obtenida, se va a utilizar el simulador el HFSS de Ansoft para ver la respuesta que produce. Con 30 pasadas se obtiene:

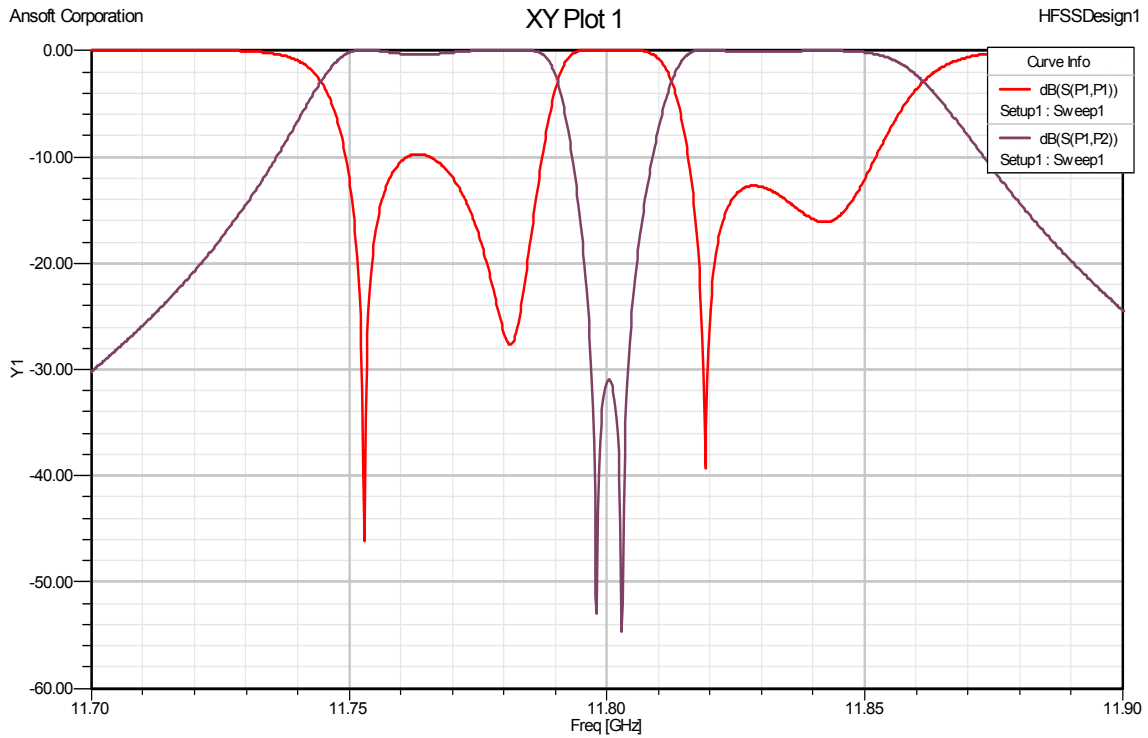


Figura 6-11: Respuesta del filtro con las dimensiones optimizadas en el HFSS.

No se alcanza la respuesta esperada, pero si se analiza cada banda de paso por separado, realizando 30 pasadas se obtiene:

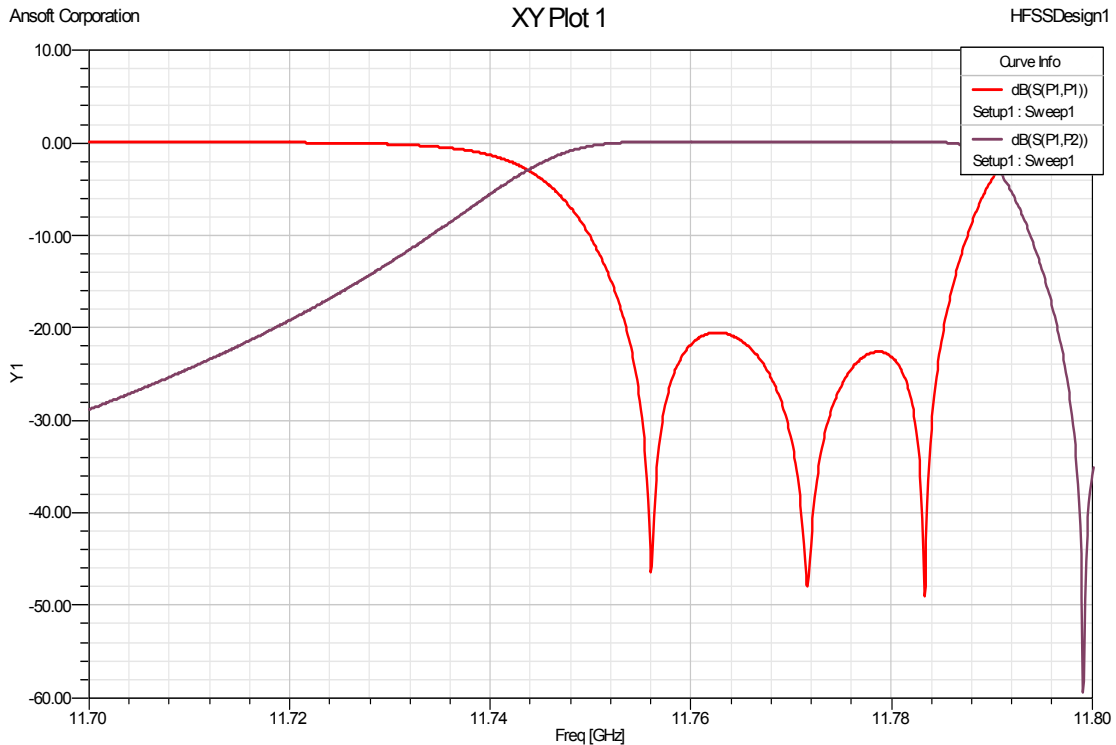


Figura 6-12: Respuesta del filtro con las dimensiones optimizadas en el HFSS de la banda baja.

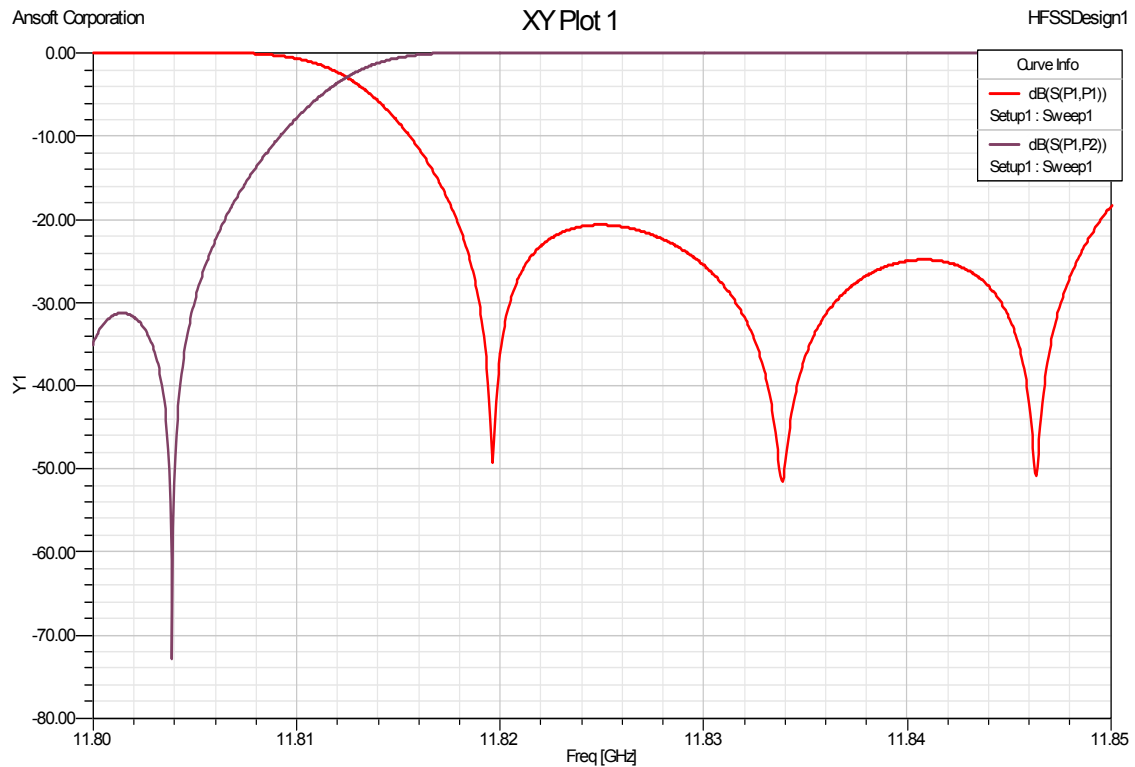


Figura 6-13: Respuesta del filtro con las dimensiones optimizadas en el HFSS de la banda alta.

En las dos últimas figuras (6-12 y 6-13), las bandas de paso del filtro se comportan de la manera deseada. El filtro diseñado se comporta de la manera deseada.

6.5 Conclusiones

Independientemente de la frecuencia a la que se trabaje y la función de transferencia requerida en el diseño del filtro, la teoría expuesta en el capítulo 2 y el capítulo 3 proporcionan el marco teórico para el desarrollo de los filtros que se han visto. La dificultad con la que se encuentra el diseñador es que en las aplicaciones donde se exija una función de transferencia compleja, el modelo de elementos distribuidos va a estar alejado de su equivalente circuital, cobrando cada vez más importancia la etapa de optimización.

La optimización es una herramienta poderosa, pero sin un buen punto inicial (las dimensiones iniciales asignadas a la estructura física), el proceso de optimización puede ser incapaz de encontrar una solución aceptable. El trabajo del diseñador consiste en mejorar el punto inicial ya sea mejorando los equivalentes circuitales o mejorando el proceso de optimización reduciendo su complejidad de forma que se llegue a la solución requerida.

Todo esto se ha puesto de manifiesto en el diseño de un filtro de doble banda en banda X, con un acoplo cruzado, donde se han utilizado matrices de acoplo y optimizaciones parciales para obtener la estructura en guía de onda óptima.

Capítulo 7: Conclusiones y trabajo futuro.

7.1 Conclusiones

En este proyecto se han realizado varios diseños de dispositivos funcionando en la banda de frecuencias de microondas. Concretamente, se ha trabajado en el diseño de filtros paso banda con la tecnología de cavidades metálicas rectangulares acopladas. La respuesta final obtenida es del tipo de doble banda aunque como pasos intermedios se han obtenido respuestas de tipo Chebychev en topología *in-line* y *folded*. Se ha trabajado en distintas bandas de frecuencias dentro del rango de microondas, aunque el diseño final del filtro doble banda se ha realizado en banda X (rango de frecuencias comprendido entre 7 y 12,5 GHz). La ventaja de los filtros de doble banda (filtros con dos bandas de paso muy juntas entre sí) se encuentran en que sirven para simplificar y reducir el número de componentes en sistemas de comunicaciones (normalmente por satélite).

El primer paso en el diseño de los filtros ha sido obtener la función de transferencia que cumpliera las especificaciones de la aplicación. Una vez obtenida, para el caso de filtros paso banda, la red eléctrica asociada a dicha función va a consistir de resonadores que se acoplan entre ellos.

Los parámetros que caracterizan al resonador son la frecuencia de resonancia y el factor de calidad. La tecnología utilizada para implementar dichos resonadores, dependerá del valor que se requiera en el diseño de estos parámetros y la banda de frecuencias de trabajo, de la frecuencia a la que se trabaje y las características mecánicas que requiera la aplicación donde se va a implementar.

Para los casos en que la función de transferencia corresponda con la función de Butterworth, Chebyshev o Bessel, el acoplo entre resonadores solo aparece entre resonadores adyacentes, y una forma circuital de sintetizarlo es mediante el inversor. En el caso de que la función de transferencia sea más compleja, mediante la matriz de acoplos se tendrá una descripción de la red eléctrica asociada a dicha función de transferencia.

Una vez obtenida la red circuital del filtro que consta de resonadores acoplados, hay que sustituirlos por la tecnología en la que se va a implementar el filtro. La forma de hacerlo es que los resonadores acoplados tendrán una equivalencia con la estructura real distribuida que formará el filtro diseñado. Independientemente de la tecnología, los pasos a seguir son: sintetizar los resonadores y los acoplos en estructuras distribuidas y optimizar los resultados obtenidos.

En este proyecto los resonadores se sintetizan con la tecnología de guías de ondas rectangulares creando cavidades rectangulares donde sus parámetros característicos (frecuencia de resonancia y su factor de calidad) tendrán valores análogos a los resonadores LC. Los acoplos entre resonadores se sintetizan mediante iris, utilizando el coeficiente de acoplo que servirán como punto inicial en la obtención de dicha estructura.

Para obtener el filtro con la respuesta requerida, es necesario el empleo de la optimización. La optimización es una herramienta poderosa, pero sin un buen punto

inicial, las dimensiones iniciales asignadas a la estructura física, el proceso de optimización puede ser incapaz de encontrar una solución aceptable

En los filtros que se han desarrollado, las dimensiones iniciales cada vez se alejaban más la respuesta del filtro respecto a su modelo circuital. Este problema se puede solucionar de dos maneras. Una es mejorando los modelos circuitales de los elementos distribuidos, de forma que estos se acerquen más a la respuesta de su elemento asociado. Hay que destacar que en el diseño se han elegido unos modelos circuitales para las cavidades y para los iris, pero estos no son los únicos modelos asociados a dichos elementos, si no que hay una gran variedad de modelos más complejos. La otra opción, que es la que se utilizó, es mejorar la etapa de optimización, haciéndola más granular, es decir, en vez de optimizar toda la estructura a la vez, ir optimizando cada elemento del filtro por separado, hasta conseguir la respuesta deseada.

Los diseños obtenidos a lo largo de este proyecto, se especifican las dimensiones de los mismos hasta las centenas de nanómetros. Las fresadoras utilizadas normalmente para la fabricación de filtros tienen una precisión de 0.1mm. En la práctica se fabrican estructuras aproximadas a las obtenidas y mediante técnicas de sintonizado, se alcanzará la respuesta deseada. La cuestión que emerge a partir de estos hechos es: hasta que punto debe parecer la respuesta obtenida de la estructura mediante el análisis full-wave y la obtenida mediante la síntesis circuital, si las dimensiones obtenidas no se van a poder implementar.

7.2 Trabajo futuro

Para continuar el trabajo realizado en este proyecto y dada la multitud de técnicas y tecnologías existentes en la banda de frecuencias de microondas-milimétricas, se propone realizar el mismo tipo de diseño pero esta vez utilizando otro tipo de guías, como circular o ridge, y comparar los resultados con los obtenidos en el presente trabajo.

En el proyecto no se han presentado resultados experimentales, ya que los filtros no se han construido por razones de presupuesto y tiempo, aunque es bien conocido en la industria que los resultados teóricos de las simulaciones de onda completa en guía de onda suelen ser muy parecidos a los que se miden (salvo tolerancias de fabricación y pérdidas en los metales). En cualquier caso, para finalizar el proceso, sería interesante construir los diseños obtenidos y mediante un analizador de redes comparar los resultados medidos con los simulados. Esta medida también daría información sobre las pérdidas del filtro debidas al material real (conductividad finita de los metales) que son muy dependientes del método de fabricación. La construcción también pondría de manifiesto el problema de las tolerancias de mecanizado y el ajuste experimental de filtros de ancho de banda relativo muy pequeño a altas frecuencias.

A lo largo del proyecto se ha citado que la tecnología en guía de onda suele ser utilizada para aplicaciones espaciales. Para mejorar los diseños expuestos y reducir el tamaño de la estructura, sería profundizar el método de síntesis, para obtener ceros de transmisión y reducir así el orden del filtro.

Referencias:

- [1] Modelling and Design of Microwave-millimeterwave filters and multiplexers, Yunchi Zhang, Tesis doctoral, Universidad de Maryland, 2006.
- [2] Pierre Jarry and Jacques Benaet, "Advanced design techniques and realization of microwave and RF filters", IEEE Wiley-IEEE Press, 2008 .
- [3] D. M. Pozar, "Microwave and RF wireless systems", John Wiley & Sons, 2001
- [4] R. E. Collin, "Foundations for microwave engineering", IEEE Press, 2001
- [5] R. J. Cameron, C. M. Kudsia, R. R. Mansour, "Microwave filters for communication systems fundamentals, design, and applications", Wiley-Interscience, 2007
- [6] J-S. Hong, M. J. Lancaster, "Microstrip filters for RF/microwave applications", John Wiley & Sons, 2001
- [7] N. Marcuvitz, "Waveguide Handbook", New York: McGraw-Hill, 1951.
- [8] Análisis de discontinuidades entre guías rectangulares y circulares mediante el método de adaptación modal, Carlos Vecino Montalvo, Proyecto fin de carrera, Universidad Politécnica de Madrid, 1993.
- [9] http://www.phpsimplex.com/teoria_metodo_simplex.htm.
- [10] Y. Zhang, K.A. Zaki, J.A. Ruiz-Cruz, and A.E. Atia, "Analytical Synthesis of Generalized Multi-band Microwave Filters," 2007 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, pp. 1273-1276, June 2007.

Presupuesto

1) Ejecución Material

- Compra de ordenador personal (Software incluido)..... 2000 €
- Software de análisis electromagnético 3000 €
- Material de oficina150 €
- Total de ejecución material 5150 €

2) Gastos generales

- 16 % sobre Ejecución Material824 €

3) Beneficio Industrial

- 6% sobre Ejecución Material309 €

4) Honorarios Proyecto

- 640 horas a 15 € / hora.....9600 €

5) Material fungible

- Gastos de impresión..... 60 €
- Encuadernación..... 200 €

6) Subtotal del presupuesto

- Subtotal Presupuesto..... 15010 €

7) I.V.A. aplicable

- 16% Subtotal Presupuesto 2401 €

8) Total presupuesto

- Total Presupuesto.....17411,6 €

Madrid, Junio de 2009

El Ingeniero Jefe de Proyecto

Fdo.: Manuel González Tejerina
Ingeniero de Telecomunicación

PLIEGO DE CONDICIONES

Este documento contiene las condiciones legales que guiarán la realización, en este proyecto, de una herramienta software para el análisis eficiente de estructuras en guías de onda rectangular y un estudio de su eficiencia. En lo que sigue, se supondrá que el proyecto ha sido encargado por una empresa cliente a una empresa consultora con la finalidad de realizar dicho sistema. Dicha empresa ha debido desarrollar una línea de investigación con objeto de elaborar el proyecto. Esta línea de investigación, junto con el posterior desarrollo de los programas está amparada por las condiciones particulares del siguiente pliego.

Supuesto que la utilización industrial de los métodos recogidos en el presente proyecto ha sido decidida por parte de la empresa cliente o de otras, la obra a realizar se regulará por las siguientes:

Condiciones generales

1. La modalidad de contratación será el concurso. La adjudicación se hará, por tanto, a la proposición más favorable sin atender exclusivamente al valor económico, dependiendo de las mayores garantías ofrecidas. La empresa que somete el proyecto a concurso se reserva el derecho a declararlo desierto.

2. El montaje y mecanización completa de los equipos que intervengan será realizado totalmente por la empresa licitadora.

3. En la oferta, se hará constar el precio total por el que se compromete a realizar la obra y el tanto por ciento de baja que supone este precio en relación con un importe límite si este se hubiera fijado.

4. La obra se realizará bajo la dirección técnica de un Ingeniero Superior de Telecomunicación, auxiliado por el número de Ingenieros Técnicos y Programadores que se estime preciso para el desarrollo de la misma.

5. Aparte del Ingeniero Director, el contratista tendrá derecho a contratar al resto del personal, pudiendo ceder esta prerrogativa a favor del Ingeniero Director, quien no estará obligado a aceptarla.

6. El contratista tiene derecho a sacar copias a su costa de los planos, pliego de condiciones y presupuestos. El Ingeniero autor del proyecto autorizará con su firma las copias solicitadas por el contratista después de confrontarlas.

7. Se abonará al contratista la obra que realmente ejecute con sujeción al proyecto que sirvió de base para la contratación, a las modificaciones autorizadas por la superioridad o a las órdenes que con arreglo a sus facultades le hayan comunicado por escrito al Ingeniero Director de obras siempre que dicha obra se haya ajustado a los preceptos de los pliegos de condiciones, con arreglo a los cuales, se harán las modificaciones y la valoración de las diversas unidades sin que el importe total pueda

exceder de los presupuestos aprobados. Por consiguiente, el número de unidades que se consignan en el proyecto o en el presupuesto, no podrá servirle de fundamento para entablar reclamaciones de ninguna clase, salvo en los casos de rescisión.

8. Tanto en las certificaciones de obras como en la liquidación final, se abonarán los trabajos realizados por el contratista a los precios de ejecución material que figuran en el presupuesto para cada unidad de la obra.

9. Si excepcionalmente se hubiera ejecutado algún trabajo que no se ajustase a las condiciones de la contrata pero que sin embargo es admisible a juicio del Ingeniero Director de obras, se dará conocimiento a la Dirección, proponiendo a la vez la rebaja de precios que el Ingeniero estime justa y si la Dirección resolviera aceptar la obra, quedará el contratista obligado a conformarse con la rebaja acordada.

10. Cuando se juzgue necesario emplear materiales o ejecutar obras que no figuren en el presupuesto de la contrata, se evaluará su importe a los precios asignados a otras obras o materiales análogos si los hubiere y cuando no, se discutirán entre el Ingeniero Director y el contratista, sometiéndolos a la aprobación de la Dirección. Los nuevos precios convenidos por uno u otro procedimiento, se sujetarán siempre al establecido en el punto anterior.

11. Cuando el contratista, con autorización del Ingeniero Director de obras, emplee materiales de calidad más elevada o de mayores dimensiones de lo estipulado en el proyecto, o sustituya una clase de fabricación por otra que tenga asignado mayor precio o ejecute con mayores dimensiones cualquier otra parte de las obras, o en general, introduzca en ellas cualquier modificación que sea beneficiosa a juicio del Ingeniero Director de obras, no tendrá derecho sin embargo, sino a lo que le correspondería si hubiera realizado la obra con estricta sujeción a lo proyectado y contratado.

12. Las cantidades calculadas para obras accesorias, aunque figuren por partida alzada en el presupuesto final (general), no serán abonadas sino a los precios de la contrata, según las condiciones de la misma y los proyectos particulares que para ellas se formen, o en su defecto, por lo que resulte de su medición final.

13. El contratista queda obligado a abonar al Ingeniero autor del proyecto y director de obras así como a los Ingenieros Técnicos, el importe de sus respectivos honorarios facultativos por formación del proyecto, dirección técnica y administración en su caso, con arreglo a las tarifas y honorarios vigentes.

14. Concluida la ejecución de la obra, será reconocida por el Ingeniero Director que a tal efecto designe la empresa.

15. La garantía definitiva será del 4% del presupuesto y la provisional del 2%.

16. La forma de pago será por certificaciones mensuales de la obra ejecutada, de acuerdo con los precios del presupuesto, deducida la baja si la hubiera.

17. La fecha de comienzo de las obras será a partir de los 15 días naturales del replanteo oficial de las mismas y la definitiva, al año de haber ejecutado la provisional, procediéndose si no existe reclamación alguna, a la reclamación de la fianza.

18. Si el contratista al efectuar el replanteo, observase algún error en el proyecto, deberá comunicarlo en el plazo de quince días al Ingeniero Director de obras, pues transcurrido ese plazo será responsable de la exactitud del proyecto.

19. El contratista está obligado a designar una persona responsable que se entenderá con el Ingeniero Director de obras, o con el delegado que éste designe, para todo relacionado con ella. Al ser el Ingeniero Director de obras el que interpreta el proyecto, el contratista deberá consultarle cualquier duda que surja en su realización.

20. Durante la realización de la obra, se girarán visitas de inspección por personal facultativo de la empresa cliente, para hacer las comprobaciones que se crean oportunas. Es obligación del contratista, la conservación de la obra ya ejecutada hasta la recepción de la misma, por lo que el deterioro parcial o total de ella, aunque sea por agentes atmosféricos u otras causas, deberá ser reparado o reconstruido por su cuenta.

21. El contratista, deberá realizar la obra en el plazo mencionado a partir de la fecha del contrato, incurriendo en multa, por retraso de la ejecución siempre que éste no sea debido a causas de fuerza mayor. A la terminación de la obra, se hará una recepción provisional previo reconocimiento y examen por la dirección técnica, el depositario de efectos, el interventor y el jefe de servicio o un representante, estampando su conformidad el contratista.

22. Hecha la recepción provisional, se certificará al contratista el resto de la obra, reservándose la administración el importe de los gastos de conservación de la misma hasta su recepción definitiva y la fianza durante el tiempo señalado como plazo de garantía. La recepción definitiva se hará en las mismas condiciones que la provisional, extendiéndose el acta correspondiente. El Director Técnico propondrá a la Junta Económica la devolución de la fianza al contratista de acuerdo con las condiciones económicas legales establecidas.

23. Las tarifas para la determinación de honorarios, reguladas por orden de la Presidencia del Gobierno el 19 de Octubre de 1961, se aplicarán sobre el denominado en la actualidad "Presupuesto de Ejecución de Contrata" y anteriormente llamado "Presupuesto de Ejecución Material" que hoy designa otro concepto.

Condiciones particulares

La empresa consultora, que ha desarrollado el presente proyecto, lo entregará a la empresa cliente bajo las condiciones generales ya formuladas, debiendo añadirse las siguientes condiciones particulares:

1. La propiedad intelectual de los procesos descritos y analizados en el presente trabajo, pertenece por entero a la empresa consultora representada por el Ingeniero Director del Proyecto.

2. La empresa consultora se reserva el derecho a la utilización total o parcial de los resultados de la investigación realizada para desarrollar el siguiente proyecto, bien para su publicación o bien para su uso en trabajos o proyectos posteriores, para la misma empresa cliente o para otra.

3. Cualquier tipo de reproducción aparte de las reseñadas en las condiciones generales, bien sea para uso particular de la empresa cliente, o para cualquier otra aplicación, contará con autorización expresa y por escrito del Ingeniero Director del Proyecto, que actuará en representación de la empresa consultora.

4. En la autorización se ha de hacer constar la aplicación a que se destinan sus reproducciones así como su cantidad.

5. En todas las reproducciones se indicará su procedencia, explicitando el nombre del proyecto, nombre del Ingeniero Director y de la empresa consultora.

6. Si el proyecto pasa la etapa de desarrollo, cualquier modificación que se realice sobre él, deberá ser notificada al Ingeniero Director del Proyecto y a criterio de éste, la empresa consultora decidirá aceptar o no la modificación propuesta.

7. Si la modificación se acepta, la empresa consultora se hará responsable al mismo nivel que el proyecto inicial del que resulta el añadirla.

8. Si la modificación no es aceptada, por el contrario, la empresa consultora declinará toda responsabilidad que se derive de la aplicación o influencia de la misma.

9. Si la empresa cliente decide desarrollar industrialmente uno o varios productos en los que resulte parcial o totalmente aplicable el estudio de este proyecto, deberá comunicarlo a la empresa consultora.

10. La empresa consultora no se responsabiliza de los efectos laterales que se puedan producir en el momento en que se utilice la herramienta objeto del presente proyecto para la realización de otras aplicaciones.

11. La empresa consultora tendrá prioridad respecto a otras en la elaboración de los proyectos auxiliares que fuese necesario desarrollar para dicha aplicación industrial, siempre que no haga explícita renuncia a este hecho. En este caso, deberá autorizar expresamente los proyectos presentados por otros.

12. El Ingeniero Director del presente proyecto, será el responsable de la dirección de la aplicación industrial siempre que la empresa consultora lo estime oportuno. En caso contrario, la persona designada deberá contar con la autorización del mismo, quien delegará en él las responsabilidades que ostente.