

# ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR DE INGENIERÍA DE TELECOMUNICACIÓN

UNIVERSIDAD POLITÉCNICA DE CARTAGENA



Trabajo Fin de Máster

## Diseño de filtros de microondas utilizando técnicas de fabricación 3D para aplicaciones espaciales



**Autor:** Jose María García Barceló

**Director:** Alejandro Álvarez Melcón

**Codirector:** Fernando Daniel Quesada Pereira

Junio/2018





Autor	Jose María García Barceló
E-mail del Autor	josemaria.gbarcelo@outlook.es
Director	Alejandro Álvarez Melcón
E-mail del Director	alejandro.alvarez@upct.es
Codirector	Fernando Daniel Quesada Pereira
Título del TFM	Diseño de filtros de microondas utilizando técnicas de fabricación 3D para aplicaciones espaciales
Título del TFM en inglés	Microwave filter design using 3D manufacturing techniques for space applications
Descriptorios	Impresión 3D, diseño de filtros, paso banda, microondas, guía de onda, Matriz de Acoplamiento, in-line, cavidad resonante, Chebyshev, ceros de transmisión, síntesis, fabricación, caracterización electromagnética.
<p><b>Resumen</b></p> <p>En este proyecto fin de máster se pretende abordar el estudio del filtrado de microondas utilizando la Matriz de Acoplamiento <math>N + 2</math> con piezas fabricadas mediante técnicas aditivas o 3D, en tecnología guía de onda. A lo largo del proyecto se detalla la síntesis necesaria para el diseño de filtros paso banda, junto a las técnicas aplicadas para dicho procedimiento. Finalmente, centramos el trabajo en el diseño de varios de estos filtros, de los cuales, dos de ellos han sido llevados a fabricación, junto a su caracterización electromagnética.</p>	
<p><b>Abstract</b></p> <p>This project will consist on the study of the microwave filtering using the <math>N + 2</math> matrix coupling with parts obtained by means of a additive manufacturing technique, in waveguide technology. Throughout the work, the necessary synthesis for the design of bandpass filters is detailed, together with the applied techniques for this procedure. Finally, this project has been focused on the design of several of these filters, and two of them have been manufactured and measured.</p>	
Titulación	Máster en Ingeniería de Telecomunicación
Departamento	Tecnologías de la Información y las Comunicaciones
Área de conocimiento	Teoría de la Señal y Comunicaciones
Fecha de presentación	20 de Junio de 2018



*Dedicado a  
mi familia*

*"Hay una fuerza motriz más poderosa que el  
vapor, la electricidad y la energía atómica:  
La voluntad"*

- Albert Einstein -



# Agradecimientos

El presente trabajo fin de máster fue realizado bajo la supervisión del Dr. Alejandro Álvarez Melcón y del Dr. Fernando Daniel Quesada Pereira, a quienes me gustaría expresar mi más profundo agradecimiento, por hacer posible la realización de este proyecto. Agradecer su paciencia, tiempo y dedicación, lo cual ha hecho que este trabajo saliera de forma exitosa.

También me gustaría dar las gracias a todo el equipo de investigación *GEAT* de la *ETSIT* (UPCT) ya que han creado un ambiente de trabajo profesional y amigable, además de contribuir en la realización de este TFM.

Por otro lado, agradecer las labores desempeñadas por Juan Hinojosa Jiménez (del departamento de Electrónica, Tecnología de Computadoras y Proyectos), entre las que se incluyen la fabricación de los filtros diseñados en el proyecto.

Por último, dar las gracias a mi familia (sobre todo a mi madre y a mi padre). Todos ellos han estado ahí siempre que los he necesitado y sin su tremendo apoyo nunca hubiera conseguido llegar dónde me encuentro a día de hoy.





# Índice general

Agradecimientos	VII
Índice general	XI
Índice de figuras	XVII
Índice de tablas	XX
<b>1. Introducción</b>	<b>1</b>
1.1. Estado del arte	1
1.2. Objetivos y motivación	3
1.3. Estructura de la memoria	4
1.4. Contribuciones novedosas	5
<b>2. Síntesis de la función de filtrado</b>	<b>7</b>
2.1. Conceptos básicos	7
2.1.1. Introducción a los filtros de microondas	7
2.1.2. Tipos de filtros	11
2.1.3. Síntesis	13
2.2. Parámetros de transferencia $S_{21}$ y reflexión $S_{11}$ en su forma polinómica	13
2.2.1. Relación entre $\epsilon$ y $\epsilon_R$	15
2.3. Principio de singularidad alternativa para extraer $E(s)$	17
2.4. Métodos de síntesis general de los polinomios para funciones de filtrado de Chebyshev	18
2.4.1. Síntesis de polinomios	19
2.4.2. Técnica Recursiva	24
2.5. Ejemplos de síntesis polinómica	27
2.5.1. Ejemplo 1	27
2.5.2. Ejemplo 2	34
<b>3. La Matriz de Acoplamiento</b>	<b>39</b>
3.1. Introducción	39
3.2. Síntesis de la Matriz $N + 2$	40
3.2.1. Síntesis de la Matriz de Acoplamiento Transversal	41
3.2.2. Reducción de la Matriz transversal $N + 2$ a su forma <i>Folded Canonical</i>	49
3.3. Características de transferencia $S_{21}$ y reflexión $S_{11}$ a partir de la matriz $N + 2$	57
3.4. Ejemplos de síntesis con Matrices de Acoplamiento	60

3.4.1.	Ejemplo 1 . . . . .	60
3.4.2.	Ejemplo 2 . . . . .	64
3.5.	Prototipo Paso Banda . . . . .	68
<b>4.</b>	<b>Diseño de filtros paso banda en guía de onda</b>	<b>71</b>
4.1.	Introducción . . . . .	71
4.2.	Técnica de diseño . . . . .	73
4.2.1.	Sintonización frecuencial . . . . .	74
4.2.2.	Acoplamiento inter-resonador . . . . .	74
4.2.3.	Acoplamiento de Entrada/Salida . . . . .	75
4.2.4.	Optimización . . . . .	77
4.3.	Software de análisis electromagnético y optimización . . . . .	78
4.3.1.	<i>HFSS (High Frequency Electromagnetic Field Simulation)</i> . . . . .	78
4.3.2.	<i>CST Filter Designer 3D</i> . . . . .	80
4.4.	Ejemplo de diseño . . . . .	81
4.4.1.	Síntesis . . . . .	83
4.4.2.	Sintonización de los resonadores . . . . .	83
4.4.3.	Cálculo de los iris de acoplamiento inter-resonador . . . . .	85
4.4.4.	Cálculo de los iris de acoplamiento de Entrada/Salida . . . . .	90
4.4.5.	Optimización con <i>CST Filter Designer 3D</i> . . . . .	93
4.5.	Filtro doblado verticalmente con cavidades dieléctricas . . . . .	99
4.5.1.	Síntesis . . . . .	101
4.5.2.	Proceso de diseño . . . . .	102
4.6.	Filtro con agujeros de aire . . . . .	106
4.6.1.	Síntesis . . . . .	107
4.6.2.	Proceso de diseño . . . . .	108
4.7.	Filtro con agujeros de aire doblado . . . . .	109
4.7.1.	Síntesis . . . . .	110
4.7.2.	Iris central alargado . . . . .	111
4.7.3.	Puertos doblados . . . . .	121
4.8.	Sondas metálicas en filtros de guía de onda . . . . .	123
4.8.1.	Filtro con agujeros de aire doblado (puertos doblados) . . . . .	125
4.8.2.	Filtro con cavidades de aire doblado . . . . .	126
4.8.3.	Filtro doblado verticalmente con cavidades dieléctricas . . . . .	128
<b>5.</b>	<b>Fabricación y caracterización electromagnética</b>	<b>131</b>
5.1.	Proceso de fabricación . . . . .	131
5.2.	Caracterización electromagnética . . . . .	133
5.2.1.	Calibración del VNA . . . . .	133
5.2.2.	Mediciones del filtro con agujeros de aire . . . . .	135
5.2.3.	Mediciones del filtro con agujeros de aire doblado . . . . .	138
<b>6.</b>	<b>Conclusiones y líneas futuras de investigación</b>	<b>141</b>
6.1.	Conclusiones . . . . .	141
6.2.	Líneas futuras de investigación . . . . .	142
6.2.1.	Ajuste con <i>tuning screws</i> o tornillos de sintonía . . . . .	142
6.2.2.	Encapsulado en <i>ABSplus</i> . . . . .	144
6.2.3.	Estudio de otras topologías en la matriz $N + 2$ . . . . .	145
6.2.4.	Otros métodos de diseño . . . . .	149

6.2.5. Diseño del filtro con agujeros de aire doblado con <i>steps</i> . . . . .	150
6.2.6. Mejora del rango libre de espurios de los filtros diseñados . . . . .	152
<b>Anexos</b>	<b>153</b>
<b>A. Interfaz gráfica y <i>scripts</i> desarrollados</b>	<b>155</b>
<b>B. Ficha de cotas de los cajeados de encapsulación en aluminio</b>	<b>157</b>
B.1. Cajeados del filtro con agujeros de aire . . . . .	157
B.2. Cajeados del filtro con agujeros de aire doblado . . . . .	159
<b>Bibliografía</b>	<b>166</b>



# Índice de figuras

2.1. Cuadripolo conectado a generador y carga. . . . .	8
2.2. Respuesta ideal de un filtro paso banda . . . . .	9
2.3. Zoom de un Filtro paso banda para ver su Ripple . . . . .	10
2.4. Retardo de grupo de un filtro paso banda. . . . .	10
2.5. Respuesta de un filtro paso banda con ceros de transmisión . . . . .	11
2.6. Tipos de filtros según la respuesta frecuencial. . . . .	11
2.7. Tipos de filtros según su familia. . . . .	12
2.8. Posibles posiciones de los ceros de transmisión finitos . . . . .	15
2.9. Ejemplo de un patrón de las raíces de $E(s)E(s)^*$ en el plano complejo . . . . .	18
2.10. Singularidades de $[\epsilon_R P(w) - j\epsilon F(w)]$ , $[\epsilon_R P(w) - j\epsilon F(w)]^*$ y $E(w)$ . . . . .	19
2.11. Ejemplo de la función de $x_n(w)$ con un cero de transmisión . . . . .	21
2.12. Ceros de transmisión finitos prescritos del ejemplo 1. . . . .	28
2.13. Raíces de $[\epsilon_R P(w) - j\epsilon F(w)]$ , $[\epsilon_R P(w) - j\epsilon F(w)]^*$ y $E(w)$ del ejemplo 1. . . . .	31
2.14. Módulo de los parámetros $S_{21}$ y $S_{11}$ en lineal del ejemplo 1. . . . .	32
2.15. Módulo de los parámetros $S_{21}$ y $S_{11}$ en dB del ejemplo 1. . . . .	32
2.16. Retardo de grupo del ejemplo 1. . . . .	33
2.17. Ceros de transmisión finitos prescritos del ejemplo 2. . . . .	34
2.18. Raíces de $[\epsilon_R P(w) - j\epsilon F(w)]$ , $[\epsilon_R P(w) - j\epsilon F(w)]^*$ y $E(w)$ del ejemplo 2. . . . .	35
2.19. Módulo de los parámetros $S_{21}$ y $S_{11}$ en lineal del ejemplo 2. . . . .	36
2.20. Módulo de los parámetros $S_{21}$ y $S_{11}$ en dB del ejemplo 2. . . . .	37
2.21. Retardo de grupo del ejemplo 2. . . . .	37
3.1. Agrupación transversal canónico de N resonadores. . . . .	44
3.2. Equivalente circuital de la sección paso bajo k-ésima de la agrupación transversal. . . . .	45
3.3. Equivalente circuital de la agrupación transversal en $s = \pm j\infty$ . . . . .	45
3.4. Topología y Matriz de acoplamiento $N + 2$ en forma <i>Folded Canonical</i> . . . . .	50
3.5. Pivote sobre una Matriz de Acoplamiento de Orden $N = 7$ . . . . .	52
3.6. Orden de la secuencia de cancelaciones. . . . .	54
3.7. Aspecto actual de la matriz tras 4 transformaciones. . . . .	55
3.8. Aspecto actual de la matriz tras 7 transformaciones. . . . .	56
3.9. Aspecto actual de la matriz tras 9 transformaciones. . . . .	56
3.10. Aspecto final de la matriz tras 10 transformaciones. . . . .	57
3.11. Red de dos puertos de Matriz de Impedancias $N + 2$ . . . . .	58
3.12. Ceros de transmisión finitos prescritos del ejemplo 1. . . . .	61
3.13. Topología del ejemplo 1. . . . .	64
3.14. Módulo de los parámetros $S_{21}$ y $S_{11}$ en dB del ejemplo 1. . . . .	65
3.15. Topología del ejemplo 2 (en línea o <i>inline</i> ). . . . .	67

3.16. Módulo de los parámetros $S_{21}$ y $S_{11}$ en dB del ejemplo 2. . . . .	68
3.17. Mapeado frecuencial Prototipo Paso Banda - Protipo Paso Bajo. . . . .	69
4.1. Corte de una guía de onda rectangular. . . . .	72
4.2. Modos de propagación de una guía de onda rectangular de dimensiones $a \times b$ . . . . .	72
4.3. Cavidad resonante rectangular. . . . .	73
4.4. Filtro paso banda sencillo ( $N = 2$ ) en guía de onda rectangular. . . . .	74
4.5. Circuito equivalente del primer resonador con el acoplamiento de entrada. . . . .	76
4.6. Interfaz de <i>HFSS</i> . . . . .	79
4.7. Diagrama de flujo del proceso seguido en <i>HFSS</i> . . . . .	80
4.8. Interfaz de la herramienta <i>CST Filter Designer 3D</i> . . . . .	81
4.9. Modelo 3D del primer filtro diseñado. . . . .	82
4.10. Respuesta ideal del primer filtro diseñado. . . . .	83
4.11. Estructura para el diseño del resonador número 2 y 3. . . . .	84
4.12. Frecuencias de resonancia vs. longitud del resonador $l_2$ para los 3 primeros modos. . . . .	84
4.13. Modos resonantes en la cavidad 2. . . . .	84
4.14. Estructura para el diseño del resonador número 1 y 4. . . . .	85
4.15. Estructura y condición de simetría para el diseño del acoplamiento $M_{23}$ . . . . .	85
4.16. Frecuencias de resonancia pares e impares para varios valores de $w_3$ . . . . .	86
4.17. Interpolación de los coeficientes de acoplamiento en función de $w_3$ . . . . .	87
4.18. Estructura para corregir el efecto de carga de los iris en el segundo/tercer resonador. . . . .	88
4.19. Frecuencias de resonancia vs. longitud del resonadores $l_2$ para corregir el efecto de carga de los iris. . . . .	88
4.20. Estructura y condición de simetría para el diseño del acoplamiento $M_{12}$ . . . . .	89
4.21. Interpolación de los coeficientes de acoplamiento en función de $w_2$ . . . . .	89
4.22. Estructura para corregir el efecto de carga de los iris en el primer/cuarto resonador. . . . .	90
4.23. Frecuencias de resonancia vs. longitud del resonadores $l_1$ para corregir el efecto de carga de los iris. . . . .	90
4.24. Estructura para el diseño del acoplamiento de Entrada/Salida. . . . .	91
4.25. Retardo de grupo $\tau_{S_{11}}$ para varios valores de $w_1$ (1ª iteración). . . . .	92
4.26. Retardo de grupo $\tau_{S_{11}}$ para varios valores de $l_1$ (2ª iteración). . . . .	92
4.27. Retardo de grupo $\tau_{S_{11}}$ para varios valores de $w_1$ (3ª iteración). . . . .	93
4.28. Respuesta del filtro completo antes de optimizarlo. . . . .	94
4.29. Comparación de la respuesta extraída de la síntesis (ideal) con la extraída de <i>HFSS</i> (simulación). . . . .	94
4.30. Matriz de Acoplamiento correspondiente a la respuesta sin optimizar. . . . .	94
4.31. Comparación de la respuesta ideal con la extraída en la primera iteración de optimización. . . . .	95
4.32. Matriz de Acoplamiento correspondiente a la respuesta de la primera iteración de optimización. . . . .	95
4.33. Comparación de la respuesta ideal con la extraída en la segunda iteración de optimización. . . . .	96
4.34. Matriz de Acoplamiento correspondiente a la respuesta de la segunda iteración de optimización. . . . .	96

4.35. Comparación de la respuesta ideal con la extraída en la tercera iteración de optimización. . . . .	97
4.36. Matriz de Acoplamiento correspondiente a la respuesta de la tercera iteración de optimización. . . . .	97
4.37. Comparación de la respuesta ideal con la extraída en la cuarta iteración de optimización. . . . .	98
4.38. Matriz de Acoplamiento correspondiente a la respuesta de la cuarta iteración de optimización. . . . .	98
4.39. Comparación de la respuesta ideal con la extraída en la última iteración de optimización. . . . .	99
4.40. Matriz de Acoplamiento correspondiente a la respuesta de la última iteración de optimización. . . . .	99
4.41. Respuesta final del ejemplo de filtro diseñado. . . . .	100
4.42. Esqueleto del filtro que se pretende diseñar en esta sección. . . . .	100
4.43. Diferentes posiciones del par simétrico de ceros de transmisión en un filtro con las especificaciones de la Tabla 4.10. . . . .	102
4.44. Respuesta ideal del segundo filtro diseñado. . . . .	102
4.45. Etapas de diseño antes de poner la ventana vertical 1-4. . . . .	103
4.46. Respuesta del filtro sin la ventana 1-4 sin optimizar totalmente. . . . .	104
4.47. Respuesta del filtro con la ventana 1-4 sin optimizar. . . . .	105
4.48. Respuesta final del filtro con la ventana 1-4 optimizado. . . . .	105
4.49. Comparativa con la ventana 1-4 de $w_4 = 12,331$ mm (curvas azul y amarillo) y de $w_4 = 16,331$ mm (curvas rojo y morado). . . . .	106
4.50. Corte longitudinal del tercer filtro. . . . .	107
4.51. Respuesta ideal del tercer filtro diseñado. . . . .	108
4.52. Etapas de diseño del tercer filtro. . . . .	108
4.53. Respuesta final del tercer filtro. . . . .	109
4.54. Corte longitudinal del cuarto y quinto filtro. . . . .	110
4.55. <i>Flange</i> del estándar <i>WR-229</i> . . . . .	111
4.56. Tipos de codos de $90^\circ$ . . . . .	112
4.57. Respuesta ideal del cuarto y quinto filtro diseñado. . . . .	112
4.58. Estructura para el cálculo de $l_2$ y $w$ en el cuarto filtro. . . . .	112
4.59. Frecuencias impares $f_e$ vs. $w$ para varios valores de $l_2$ (Modo 1). . . . .	113
4.60. Frecuencias impares $f_e$ vs. $w$ para varios valores de $l_2$ (Modo 2). . . . .	113
4.61. Modos resonantes con pared simétrica <i>PEC</i> (casos de $w = 18$ mm a $w = 24$ mm). . . . .	114
4.62. Modos resonantes con pared simétrica <i>PEC</i> (casos de $w = 26$ mm a $w = 28$ mm). . . . .	114
4.63. Frecuencias impares $f_e$ vs. $w$ para varios valores de $l_2$ (Modo $TE_{101}$ ). . . . .	115
4.64. Frecuencias pares $f_m$ vs. $w$ para varios valores de $l_2$ (Modo 1). . . . .	115
4.65. Frecuencias pares $f_m$ vs. $w$ para varios valores de $l_2$ (Modo 2). . . . .	115
4.66. Frecuencias pares $f_m$ vs. $w$ para varios valores de $l_2$ (Modo 3). . . . .	116
4.67. Modos resonantes con pared simétrica <i>PMC</i> (caso de $w = 18$ mm y $l_2 = 15$ ). . . . .	116
4.68. Modos resonantes con pared simétrica <i>PMC</i> (casos $w = 28$ mm y $l_2 = 25$ mm y $w = 28$ mm y $l_2 = 23$ mm). . . . .	117
4.69. Modos resonantes con pared simétrica <i>PMC</i> (resto de casos). . . . .	117
4.70. Frecuencias pares $f_m$ vs. $w$ para varios valores de $l_2$ (Modo $TE_{101}$ ). . . . .	117

4.71. Frecuencias de resonancia finales en función de $w$ para varios valores de $l_2$ . . . . .	118
4.72. Frecuencias centrales en función de $w$ para varios valores de $l_2$ . . . . .	118
4.73. Coeficientes de acoplamiento en función de $w$ para varios valores de $l_2$ . . . . .	119
4.74. Coeficientes de acoplamiento corregidos. . . . .	119
4.75. Respuesta final del cuarto filtro. . . . .	120
4.76. Patrones de Campo Eléctrico en los tres primeros espurios del cuarto filtro. . . . .	121
4.77. Modelo 3D del quinto filtro. . . . .	122
4.78. Respuesta final del quinto filtro. . . . .	123
4.79. Patrón de Campo Eléctrico en el cero de transmisión del quinto filtro. . . . .	124
4.80. Ejemplo de acoplamiento cruzado haciendo uso de sondas metálicas acabadas en discos. . . . .	124
4.81. Estructura del filtro con agujeros de aire doblado con la sonda metálica entre los resonadores 1 y 4. . . . .	125
4.82. Comparativa del retardo de grupo $\tau_{S21}$ producido antes y después del uso de la sonda metálica. . . . .	126
4.83. Tipos de topologías de sondas empleadas. . . . .	127
4.84. Respuesta con un par de ceros de transmisión empleando la sonda. . . . .	127
4.85. Ecuación del retardo de grupo aplicando sondas metálicas. . . . .	128
4.86. Estructura analizada con la sonda metálica. . . . .	128
4.87. Respuesta obtenida con la estructura mostrada en la Figura 4.86. . . . .	129
5.1. Piezas dieléctricas y encapsulaciones fabricadas. . . . .	132
5.2. Pintura conductora para apantallar las paredes internas del cajado en <i>ABSplus</i> . . . . .	133
5.3. Analizador de Redes Vectorial para medir los filtros fabricados. . . . .	134
5.4. Calibración TRL (Thru, Reflect, Line). . . . .	135
5.5. Proceso de caracterización electromagnética del primer filtro fabricado. . . . .	135
5.6. Respuesta real del filtro con agujeros de aire. . . . .	136
5.7. Comparación de las respuestas que se han obtenido a lo largo del proyecto para el primer filtro fabricado. . . . .	137
5.8. Comparación de la respuesta simulada con la real para el filtro con agujeros de aire. . . . .	137
5.9. Ejemplo de un filtro paso banda $N = 2$ con tornillos de sintonía de acoplamiento y de frecuencia. . . . .	138
5.10. Proceso de caracterización electromagnética del segundo filtro fabricado. . . . .	138
5.11. Respuesta real del filtro con agujeros de aire doblado. . . . .	139
5.12. Comparación de las respuestas que se han obtenido a lo largo del proyecto para el segundo filtro fabricado. . . . .	140
5.13. Comparación de la respuesta simulada con la real para el filtro con agujeros de aire doblado. . . . .	140
6.1. Aplicación de los agujeros para tornillos de sintonía en los resonadores. . . . .	143
6.2. Aplicación de tornillos en los agujeros de los resonadores. . . . .	144
6.3. Configuración Pfitzenmaier para un filtro de octavo orden simétrico. . . . .	146
6.4. Configuración <i>Cascaded Quartets</i> (CQ) para un filtro de octavo orden simétrico. . . . .	146



6.5. Proceso de configuración <i>Parallel-Connected</i> para un filtro de sexto orden simétrico. . . . .	146
6.6. Configuración <i>Cul-De-Sac</i> ('calle sin salida') para un filtro de orden diez. . . . .	147
6.7. Filtro con extracción de polos en cavidades resonantes cilíndricas guiando el modo $TE_{011}$ . . . . .	147
6.8. Diversas configuraciones aplicando <i>trisections</i> . . . . .	148
6.9. Ejemplo del proceso de creación de un <i>trisection</i> en un filtro de octavo orden. . . . .	149
6.10. Ejemplo del proceso de creación de un <i>Box section</i> en un filtro de décimo orden. . . . .	150
6.11. Propuesta de una estructura nueva para el filtro con agujeros de aire doblado de la sección 4.7. . . . .	151
6.12. Estructura a analizar para el cálculo del acoplamiento $M_{12}$ y $M_{34}$ en el filtro de la Figura 6.11. . . . .	151
A.1. Captura de la interfaz gráfica de usuario desarrollada en MATLAB. . . . .	155
B.1. Hoja 1 de la ficha de cotas del primer cajeadado. . . . .	157
B.2. Hoja 2 de la ficha de cotas del primer cajeadado. . . . .	158
B.3. Hoja 3 de la ficha de cotas del primer cajeadado. . . . .	158
B.4. Hoja 4 de la ficha de cotas del primer cajeadado. . . . .	159
B.5. Hoja 1 de la ficha de cotas del segundo cajeadado. . . . .	159
B.6. Hoja 2 de la ficha de cotas del segundo cajeadado. . . . .	160
B.7. Hoja 3 de la ficha de cotas del segundo cajeadado. . . . .	160
B.8. Hoja 4 de la ficha de cotas del segundo cajeadado. . . . .	161



# Índice de tablas

2.1.	Multiplicación de $P(s)$ por $j$ para satisfacer la Condición de Ortogonalidad.	16
2.2.	Especificaciones del ejemplo 1.	27
2.3.	Coefficientes y raíces de los polinomios $P(s)$ , $F(s)$ y $V'_4(s)$ del ejemplo 1.	30
2.4.	Coefficientes y raíces del polinomio $E(s)$ del ejemplo 1.	31
2.5.	Especificaciones del ejemplo 2.	34
2.6.	Coefficientes y raíces de los polinomios $P(s)$ , $F(s)$ y $V'_4(s)$ del ejemplo 2.	35
2.7.	Coefficientes y raíces del polinomio $E(s)$ del ejemplo 2.	36
3.1.	Resumen del proceso de cancelaciones del ejemplo $N = 5$ .	58
3.2.	Especificaciones del ejemplo 1.	60
3.3.	Coefficientes y raíces de los polinomios $P(s)$ , $F(s)$ y $V'_4(s)$ del ejemplo 1.	61
3.4.	Coefficientes y raíces del polinomio $E(s)$ del ejemplo 1.	62
3.5.	Coefficientes de los polinomios $y_d(s)$ , $y_{22}(s)$ e $y'_{21n}(s)$ del ejemplo 1.	63
3.6.	Residuos, autovalores y autovectores del ejemplo 1.	63
3.7.	Resumen del proceso de cancelaciones del ejemplo 1.	64
3.8.	Especificaciones del ejemplo 2.	64
3.9.	Coefficientes y raíces de los polinomios $P(s)$ , $F(s)$ y $V'_4(s)$ del ejemplo 2.	65
3.10.	Coefficientes y raíces del polinomio $E(s)$ del ejemplo 2.	66
3.11.	Coefficientes de los polinomios $y_d(s)$ , $y_{22}(s)$ e $y'_{21n}(s)$ del ejemplo 2.	66
3.12.	Residuos, autovalores y autovectores del ejemplo 2.	67
4.1.	Especificaciones del primer filtro diseñado.	81
4.2.	Especificaciones del estándar <i>WR-229</i> .	82
4.3.	Frecuencias pares e impares junto al valor del acoplamiento asociado y el error frecuencial cometido, para varios valores de $w_3$ .	86
4.4.	Frecuencias pares e impares junto al valor del acoplamiento asociado y el error frecuencial cometido, para varios valores de $w_2$ .	89
4.5.	Resumen de los valores obtenidos en la subsección 4.4.3.	90
4.6.	Resumen de los valores obtenidos en la subsección 4.4.4.	92
4.7.	Resumen de las dimensiones físicas del filtro completo en milímetros.	93
4.8.	Correspondencia entre los índices de la Matriz de Acoplamiento y las dimensiones que controlan cada uno de ellos.	98
4.9.	Resumen de las dimensiones físicas finales en milímetros del filtro completo.	98
4.10.	Especificaciones del segundo filtro diseñado.	101
4.11.	Resumen de las dimensiones físicas en milímetros del filtro sin la ventana 1-4 sin optimizar totalmente.	104
4.12.	Resumen de las dimensiones físicas en milímetros del filtro optimizado con la ventana 1-4.	104
4.13.	Especificaciones del tercer filtro diseñado.	107

4.14. Resumen de las dimensiones físicas finales en milímetros del tercer filtro. 110  
4.15. Especificaciones del cuarto y quinto filtro diseñado. . . . . 111  
4.16. Resumen de las dimensiones físicas finales en milímetros del cuarto filtro. 121  
4.17. Resumen de las dimensiones físicas finales en milímetros del quinto filtro. 122

# Capítulo 1

## Introducción

Durante la década de los 70 y los 80 surgieron las comunicaciones satelitales, gracias a las cuales se impulsó el campo en I+D para las redes de filtrado de microondas. Para estas aplicaciones satelitales, el tamaño y la masa de todo el equipamiento abordo representa un factor muy crítico en términos de costes. Además, la generación de potencia en el espacio es muy cara y, por ello, la necesidad de tener bajas pérdidas en aparatos de alta potencia es igualmente crítica. Otro factor importante a tener en cuenta es el hecho de que el equipamiento debe poseer un rendimiento extraordinario en el espacio, sin fallos, durante la vida útil del satélite. En ese lapso temporal, surgieron multitud de avances e innovaciones en el campo de las redes de filtrado y multiplexación. Estos avances incluían el desarrollo de filtros en guía de onda de modo dual y trial con respuestas en amplitud y fase arbitrarias, filtros con resonadores dieléctricos, redes de multiplexación de canales contiguos y no contiguos, filtros de Onda Acústica Superficial *SAW*, filtros con Superconductores de Alta Temperatura *HTS*, y una gran variedad de filtros en tecnología coaxial, planar y microstrip. La evolución de los sistemas de comunicación celular inalámbricos extendidos en los 90 capitalizó este campo en I+D e impulsó el desarrollo de materiales y procesos para las técnicas de producción a gran escala, y de rentabilidad económica para los filtros de microondas en sistemas terrestres [[Cameron et al., 2007](#)].

Más tarde, con el desarrollo de los sistemas de comunicaciones de microondas por todo el mundo, surgió una escasez del espectro electromagnético disponible para multitud de servicios (telecomunicaciones, radiodifusión, seguridad, ...). Esto ha propiciado nuevas demandas en el procesado de señal y de filtrado con el fin de maximizar la eficiencia del uso del espectro frecuencial. Así, comenzó una carrera con el fin de desarrollar filtros que poseyeran las menores Pérdidas de Inserción *IL* posibles dentro de la banda de paso y el mayor rechazo alcanzable dentro de la banda eliminada.

### 1.1. Estado del arte

El diseño asistido por ordenador y el ajuste con el uso de técnicas electromagnéticas (EM) ha jugado un papel muy importante en el ámbito de los sistemas de comunicaciones de microondas. Durante la última década se están adoptando diversas mejoras en las técnicas de producción de equipamiento de microondas espacial con el fin de lograr costes más bajos. La explotación de la tecnología más reciente de los Sistemas

Microelectromecánicos *MEMS* y de los *HTS*s continúan estimulando el campo en I+D para la minituarización de los filtros de microondas.

Los procesos de fabricación aditiva se descubrieron desde hace años [Bak, 2003], aunque no fue hasta 2012 cuando comenzaron a conocerse como técnicas de impresión en 3D. Hoy en día existen múltiples industrias que están centrando sus esfuerzos para incluir piezas fabricadas de forma aditiva en sus productos de línea de negocio. Los principales sectores que están aprovechando estos procesos son: industrias relacionadas con la mecánica, como la industria automotriz y aeroespacial [Conner et al., 2014], [Schiller, 2015], [NASA, 2017], medicina, bioingeniería [Lam et al., 2002], [Pfister et al., 2004], [Melchels et al., 2011], [Compton and Lewis, 2014], [Gross et al., 2014], [Al-Ahmari et al., 2015], [Chia and Wu, 2015], [Seneci et al., 2015], y joyería.

En el campo de la Radiofrecuencia (RF), aplicado a las comunicaciones espaciales, la fabricación aditiva no ha sido ampliamente utilizada en los últimos 10 años debido a los siguientes principales problemas:

1. Disponibilidad de materiales base. Debido a que este tipo de fabricación solo ha comenzado a emplearse en etapas finales de producción, la cantidad de materiales que están disponibles para ser utilizados por las máquinas es muy limitada. Por ejemplo, algunos materiales básicos como el aluminio o las aleaciones de titanio, que son de fabricación estándar para dispositivos de microondas basados en guía de onda, se han vuelto útiles para las técnicas de fabricación aditiva desde hace tan solo unos pocos años. Esto representó un hándicap en los primeros días de la fabricación aditiva ya que los conductores de metal son fundamentales en el diseño de dispositivos para aplicaciones espaciales.
2. Rugosidad de la superficie. Este es uno de los factores más críticos que puede limitar un determinado proceso de fabricación en el campo de la Radiofrecuencia. Cuando las superficies internas de una guía de onda se vuelven rugosas, las pérdidas comienzan a aumentar debido a la dispersión producida cuando las ondas electromagnéticas son reflejadas por la pared de la guía de onda. Esto es un inconveniente importante ya que la principal ventaja de las guías de ondas en comparación con otras soluciones tecnológicas (tecnología planar, guía de onda integrada en el sustrato (SIW)) es el alto factor de calidad (Q) que puede lograr un resonador de guía de onda [Cameron et al., 2007]. Por lo tanto, si esta estructura empieza a tener muchas pérdidas, la única diferencia entre ésta y otra tecnología planar sería el desperdicio en términos de volumen causado por el tamaño de la guía de onda, lo que hace que no sea aconsejable utilizarlo en un sistema real.

Afortunadamente, el primer problema está parcialmente resuelto, ya que existen algunos metales conductores disponibles para ser empleados muy eficientemente para el diseño de filtros de microondas, como ciertas aleaciones de aluminio y titanio [Lorenzo et al., 2009] o aleaciones de estaño [Kumar and Harish, 2015]. Además, algunos polímeros también se pueden usar en el diseño de filtros basados en materiales dieléctricos [Carpentier et al., 2012], [Marchives et al., 2014].

Por otro lado, se están desarrollando técnicas de postprocesado para tratar el problema de rugosidad de superficie, ya que se trata de un asunto crítico en la fase final de

la fabricación aditiva. Dependiendo de si las estructuras son fabricadas como una sola pieza [Lorente et al., 2009] o divididas en dos o más partes [Guo et al., 2015], [Abenza et al., 2017], existen varias técnicas para aliviar este problema, por ejemplo, el pulido químico como el empleado en [Lorente et al., 2009], técnicas de micromecanizado y pulimento mecánico.

Algunas estructuras con geometrías complejas sólo permiten ser fabricadas gracias al uso de la fabricación aditiva. Esto hace que podamos recurrir a geometrías que antes no podíamos permitirnos sin el uso de este tipo de fabricación, pudiendo conseguir mejores respuestas para aplicaciones específicas. Por ello, estas nuevas técnicas de fabricación aditiva proporcionan una gran flexibilidad en el desarrollo de nuevos filtros de microondas en tecnología guiada, así como un tamaño más compacto de éstos. Esto tiene una clara ventaja de forma directa ya que, a menor peso y volumen, menor coste supondrá el lanzamiento de los satélites al espacio [Abenza et al., 2016].

## 1.2. Objetivos y motivación

En la sociedad actual las comunicaciones por satélite juegan un papel fundamental con numerosas aplicaciones que van desde la difusión de señal de televisión hasta la exploración científica del espacio exterior, pasando por aplicaciones centradas en las comunicaciones móviles, los sistemas de navegación asistida por satélite (GPS, GLO-NASS, Galileo), aplicaciones militares, redes VSAT o sistemas de transmisión de datos de alta capacidad. Por ello será importante realizar proyectos de investigación para el desarrollo de nuevos componentes de radiofrecuencia que puedan servir para mejorar los futuros satélites.

En el contexto descrito, el presente proyecto se va a centrar en la investigación de técnicas de análisis y diseño de nuevos componentes para las cabeceras de radiofrecuencia de los futuros satélites de comunicaciones.

En concreto, este trabajo se centrará en el desarrollo de nuevos sistemas de filtros para las cabeceras de radiofrecuencia de los futuros sistemas de comunicaciones por satélite. El desarrollo de estos componentes suele ser muy costoso, tanto en tiempo como en recursos. Esto es debido a la gran dificultad en el diseño de los componentes, sobre todo por su alta sensibilidad, y por la necesidad de realizar modelados electromagnéticos precisos para predecir sus respuestas circuitales. Todo ello hace necesario que deba investigarse en procedimientos numéricos más eficientes que permitan realizar el diseño de estos componentes de manera más rápida y fiable. Aunque en la actualidad existen métodos muy diversos para el diseño de filtros [Guglielmi, 1994], [Vannin et al., 2004], [Cameron et al., 2007], [Swanson and Macchiarella, 2007], [Musonda and Hunter, 2015], uno de los objetivos del proyecto será la investigación de nuevas técnicas de diseño de filtros, y su adecuación y adaptación para el diseño de estos componentes con el uso de piezas dieléctricas, y cuando se introducen geometrías complejas adecuadas para su fabricación con técnicas 3D.

Además, como se ha comentado, se incorporarán en los nuevos diseños piezas dieléctricas con propiedades específicas con las que se podrán controlar ciertas carac-

terísticas del filtro y, por ende, alcanzar mejores resultados en la respuesta del filtrado en filtros paso banda. Las ventajas que se intentan obtener están relacionadas con el tamaño de los filtros finales y con la mejora del rango libre de espurios, la selectividad en la banda de paso y el rechazo de la función de filtrado [Soler et al., 2007], [Pereira et al., 2015].

Finalmente, decir que el proyecto que se propone pondrá especial atención a la validación experimental de los dispositivos diseñados a lo largo del trabajo. Para ello se acometerán tareas de fabricación de varios prototipos, para posteriormente ser medidos con los equipos de radiofrecuencia disponibles en el grupo de investigación. El propósito será la demostración de la viabilidad práctica de los nuevos dispositivos desarrollados, con el fin de que sean de utilidad real a la industria espacial.

### 1.3. Estructura de la memoria

A modo de resumen, a continuación se presentan las fases en las que va a quedar dividido el trabajo a realizar en este proyecto:

1. Estudio de las técnicas de síntesis para filtros paso banda.
2. Estudio de la tecnología guía de onda y las técnicas de diseño para este tipo de filtros.
3. Estudio de herramientas de análisis y software electromagnético.
4. Síntesis y diseño de filtros utilizando la tecnología estudiada.
5. Fabricación de prototipos seleccionados y caracterización electromagnética.

Así, la estructura de esta memoria va a quedar dividida en los siguientes capítulos:

- **Capítulo 1. Introducción:** En este capítulo se explica brevemente en que va a consistir el proyecto que se presenta. Primeramente se da un pequeño recorrido histórico relacionado con el campo de los filtros de microondas para aplicaciones espaciales y, a continuación, se encuentran las 4 secciones en las que está dividido este capítulo: Estado del arte, objetivos y motivación, estructura de la memoria y contribuciones novedosas.
- **Capítulo 2. Síntesis de la función de filtrado:** En el segundo capítulo (junto con el siguiente) se aborda toda la teoría necesaria para el conocimiento de un buen diseño de filtrado de microondas paso banda, en el que se verán los polinomios de Chebyshev para la generación de los *Parámetros de Scattering* o *p-S*, y una primera introducción a los filtros de microondas.
- **Capítulo 3. La Matriz de Acoplamiento:** En el siguiente capítulo se aborda el estudio de la llamada *Matriz de Acoplamiento*  $N + 2$ , una herramienta muy útil para el diseño de filtro paso banda que es capaz de relacionar las dimensiones físicas de un filtro con el campo matemático de su síntesis.



- **Capítulo 4. Diseño de filtros paso banda en guía de onda:** En el cuarto capítulo se desarrolla el diseño llevado a cabo en este proyecto para varios filtros paso banda de microondas. En primer lugar, se explica brevemente la implementación de estos filtros en la tecnología guía de onda. A continuación, se desarrollan las técnicas de diseño empleadas, junto a los software comerciales utilizados. Finalmente, se muestran los resultados obtenidos tras el diseño de los filtros.
- **Capítulo 5. Fabricación y caracterización electromagnética:** En este capítulo se presentan los filtros que han sido llevados finalmente a la etapa de fabricación. Para ello, se ha seguido una técnica híbrida de piezas impresas con modelado por deposición fundida o *Fused Deposition Modeling* (FDM) con material *ABS-plus*, junto a un cajeado fabricado mediante mecanizado por control numérico de aluminio. Finalmente, se muestran los resultados de estos filtros fabricados al ser caracterizados electromagnéticamente con un *Analizador de Redes Vectorial* o *VNA*.
- **Capítulo 6. Conclusiones y líneas futuras de investigación:** En este último capítulo se muestran las conclusiones extraídas del trabajo realizado a lo largo del proyecto. Además, se presentan varias líneas de investigación, a raíz del trabajo realizado, que pueden ser objeto de estudio en un futuro.

## 1.4. Contribuciones novedosas

Este proyecto plantea el desarrollo de nuevos componentes para las cabeceras de radiofrecuencia de los futuros satélites. Los objetivos planteados en el proyecto tienen una naturaleza innovadora evidente, ya que los esfuerzos de las industrias del sector espacial se centrarán en los próximos años en el desarrollo de este tipo de satélites, además del claro auge actual en el que se encuentran las técnicas de impresión 3D, en una gran variedad de sectores. En concreto, se prevé que varios resultados del proyecto puedan ser explotados por las industrias del sector espacial en Europa. En concreto podemos mencionar las siguientes actividades de innovación y transferencia de resultados:

1. El desarrollo de nuevos filtros en guía de onda con piezas dieléctricas es susceptible de ser transferido a las industrias del sector espacial, para su incorporación en las cabeceras de radiofrecuencia de los futuros satélites. Se pone especial atención al desarrollo de estructuras que mejoren las actuales, y que resulten atractivas para su empleo en este tipo de aplicaciones.
2. El desarrollo de nuevos filtros en guía de onda fabricados mediante técnicas aditivas dará un carácter claramente innovador al proyecto, debido a la gran flexibilidad geométrica que nos proporciona. Es de esperar que, explotando adecuadamente la flexibilidad geométrica, podamos obtener estructuras con menores pérdidas, con mejor capacidad para manejar potencias altas, y con una huella reducida con respecto a las actuales.

Además, en este proyecto se explica, de forma detallada, una serie de métodos que al ser utilizados conjuntamente proporcionan una técnica de diseño muy eficiente y

sencilla.

Finalmente, se han llevado a cabo la creación de varios *scripts* en el software comercial *MATLAB* para automatizar la función de filtrado y el cálculo de la Matriz de Acoplamiento  $N + 2$ . De forma adicional, se ha diseñado una interfaz gráfica o *GUI* (ver el Anexo A) que se encarga de comunicarse con estos *scripts* de manera automática, con el fin de allanar el camino hacia la implementación física de un filtro paso banda. Esta interfaz permite introducir unos parámetros de entrada (especificaciones del filtro) de forma sencilla para obtener su respuesta y su Matriz de Acoplamiento.

# Capítulo 2

## Síntesis de la función de filtrado

En este capítulo presentaremos los conceptos básicos necesarios para la comprensión del desarrollo de los capítulos restantes. Daremos una pincelada de la teoría de filtros, veremos las relaciones más importantes de los Parámetros de Scattering para la síntesis de los filtros, técnicas de síntesis de los polinomios de Chebyshev y su aplicación para generar los polinomios de transferencia y reflexión para características de filtrado con rizado constante y una distribución arbitraria de ceros de transmisión.

### 2.1. Conceptos básicos

#### 2.1.1. Introducción a los filtros de microondas

Vamos a trabajar con filtros de microondas, por lo que el rango frecuencial en el que nos encontramos va desde los 300 MHz hasta los 300 GHz, una porción del espectro electromagnético en el que las dimensiones de los circuitos son comparables a las longitudes de onda con las que se trabaja. Por ello, es necesario tratar a los dispositivos como elementos distribuidos (*Stubs*, cavidades resonantes, etc.) y no puntuales (elementos concentrados), lo que requiere un análisis más riguroso. Este análisis resulta muy complejo pues, de modo general, será necesario resolver las ecuaciones de Maxwell, que involucran derivadas e integrales de campos vectoriales, para obtener las expresiones de campo eléctrico y magnético:

$$\vec{E} \begin{cases} E_x(x, y, z, t) \\ E_y(x, y, z, t) \\ E_z(x, y, z, t) \end{cases} \quad \vec{H} \begin{cases} H_x(x, y, z, t) \\ H_y(x, y, z, t) \\ H_z(x, y, z, t) \end{cases} \quad (2.1)$$

En este sentido, la teoría de microondas intenta reducir esta complejidad expresando las soluciones en términos circuitales, no siendo necesaria toda la información de la teoría de campos electromagnéticos [[Morcillo and Cabrera, 2007](#)].

Un filtro de microondas se trata de un cuadripolo que actúa de tal forma que deja pasar únicamente un rango frecuencial específico de la señal que se introduce por uno de sus puertos. Para el estudio de la respuesta que producen este tipo de filtros, se suelen utilizar los llamados parámetros de *Scattering* o  $p$ - $S$ <sup>1</sup>. Nuestro caso se basa en

---

<sup>1</sup>La razón principal de su uso en el campo de las microondas proviene de que relacionan las ondas de potencias que salen y entran al circuito, en lugar de trabajar con corrientes y tensiones, que resulta un tanto más complicado. Además, para la medida de los  $p$ - $S$  únicamente será necesario introducir

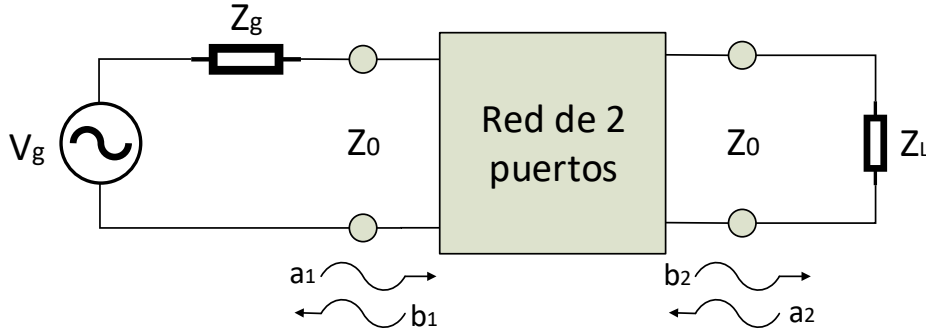


Figura 2.1: Cuadripolo conectado a generador y carga.

una red de dos puertos (ver la Figura 2.1), por lo que los p-S que tendremos serán los siguientes:

$$\begin{pmatrix} b_1 \\ b_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{pmatrix} * \begin{pmatrix} a_1 \\ a_2 \end{pmatrix}, \text{ donde} \quad (2.2)$$

- $a_1$  y  $b_1$  son las ondas incidente y reflejada, respectivamente, en el puerto 1 y  $a_2$  y  $b_2$  son las ondas incidente y reflejada, respectivamente, en el puerto 2.
- $S_{11}$  es el coeficiente de reflexión en el puerto 1 cuando es excitado mediante un generador y cuando el puerto 2 está adaptado (terminado con la impedancia característica  $Z_L = Z_0$ , lo que provoca que  $a_2 = 0$ , y, por tanto,  $S_{11} = b_1/a_1$ ).
- $S_{21}$  es el coeficiente de transmisión del puerto 1 al puerto 2 cuando el puerto 1 es excitado y el puerto 2 está adaptado ( $S_{21} = b_2/a_1$ ).
- $S_{22}$  es el coeficiente de reflexión en el puerto 2 cuando es excitado y cuando el puerto 1 está adaptado ( $a_1 = 0$ , y, por tanto,  $S_{22} = b_2/a_2$ ).
- $S_{12}$  es el coeficiente de transmisión del puerto 2 al puerto 1 cuando el puerto 2 es excitado y el puerto 1 está adaptado ( $S_{12} = b_1/a_2$ ).

Además, debemos tener en cuenta que los filtros de microondas que vamos a tratar serán pasivos ( $|S_{ij}| \leq 1$ ) y recíprocos ( $S_{21} = S_{12}$ ). Con todo, asumiremos que no existen pérdidas, por lo que toda la energía que no se transmite a la salida será reflejada a la entrada, cumpliendo así la siguiente condición de unitariedad:

$$|S_{11}|^2 + |S_{21}|^2 = 1 \quad (2.3)$$

Los dos parámetros S en los que nos vamos a estar fijando para caracterizar la respuesta de un filtro son el  $S_{11}$  y el  $S_{21}$ . Distinguiremos en la respuesta de filtrado dos bandas claramente diferenciadas por el valor de estos dos parámetros (ver la Figura 2.2<sup>2</sup>):

impedancias de referencia y no circuitos abiertos o cortocircuitados como ocurre con los parámetros Y/Z con los que podríamos romper algún dispositivo.

<sup>2</sup>Note que en esta gráfica se representa su Prototipo Paso Bajo. Cuando sea representado en Hz, el eje de las abscisas tomará valores del orden de los GHz y los parámetros S quedarán centrados a la frecuencia central del filtro.

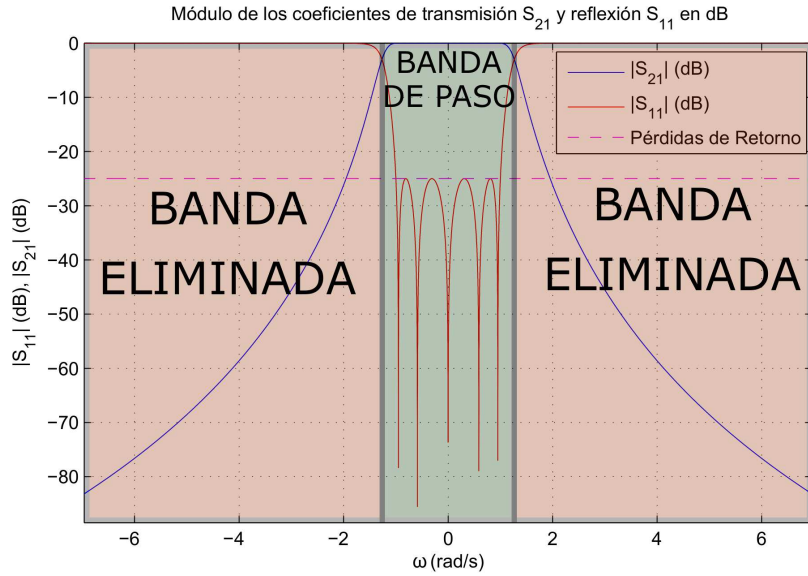


Figura 2.2: Respuesta ideal de un filtro paso banda de Orden  $N = 5$  y Pérdidas de Retorno  $RL = 25$  dB.

- **Banda de paso:** En esta región es donde se deja pasara la señal ( $|S_{21}| \approx 0$  dB) y nada se refleja ( $|S_{11}| \approx \infty$  dB).
- **Banda eliminada:** En esta región es donde se refleja toda la señal ( $|S_{11}| \approx 0$  dB) y nada se transmite ( $|S_{21}| \approx \infty$  dB).

El nivel del parámetro  $S_{21}$  en la banda eliminada deberá ser lo más bajo posible. Normalmente, diremos que se está rechazando o atenuando bien la señal cuando nos acercamos a valores de -30 dB aproximadamente. Por otro lado, en la banda de paso, podemos distinguir una serie de lóbulos en el parámetro  $S_{11}$  que marcarán el nivel de las Pérdidas de Retorno  $RL$  (*Return Loss*). Los valores mínimos de esta región de lóbulos son los denominados *Ceros de Reflexión*, y su número coincidirá con el orden del filtro y con el número de ceros del polinomio  $S_{11}$ . Además, si realizamos zoom en esta banda de paso, podemos distinguir un pequeño rizado en el parámetro  $S_{21}$ , denominado *Ripple* (ver la Figura 2.3)<sup>3</sup>. El número de resonadores de nuestro filtro marcará el orden  $N$ .

Otro parámetro importante en los filtros de microondas es el *Retardo de grupo*  $\tau(\omega)$ , cuyo valor equivale a la derivada negativa de la fase del parámetro  $S_{21}(\omega) = |S_{21}| e^{j\phi(\omega)}$ :

$$\tau(\omega) = -\frac{\partial\phi(\omega)}{\partial\omega} \quad (2.4)$$

El retardo de grupo marca cuánto se retrasa cada componente espectral al pasar por el filtro, midiéndose en nanosegundos (ver la Figura 2.4). Para evitar dispersión espectral, debemos hacer que el retardo de grupo en la banda de paso posea un valor constante, o lo que es lo mismo, que en esta región  $\phi(\omega)$  sea lineal. No obstante, cuando diseñamos un filtro, interesa que sea lo más selectivo posible, lo que provoca

<sup>3</sup>En la práctica, tendremos que  $S_{21}$  no llegará a 0 dB, sino que existirán unas pequeñas pérdidas denominadas *Pérdidas de Inserción* o *IL* (por ejemplo, de  $IL = 3$  dB).

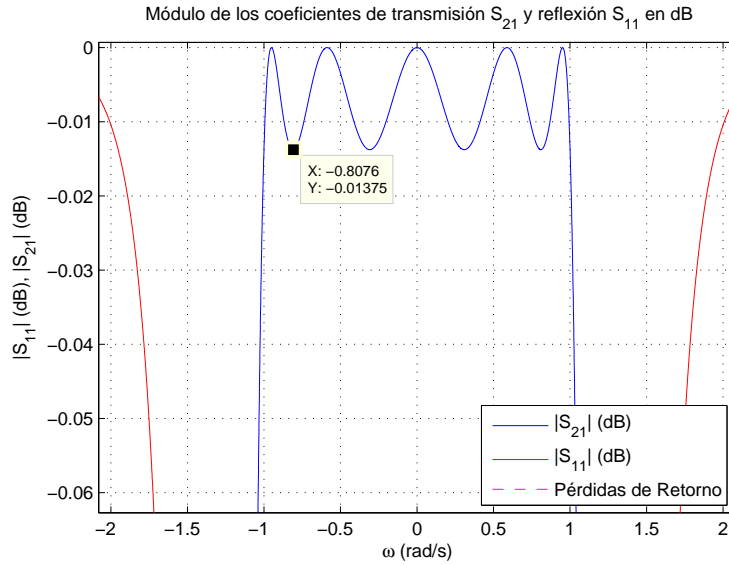


Figura 2.3: Zoom de la respuesta ideal de un filtro paso banda de Orden  $N = 5$  y Pérdidas de Retorno  $RL = 25$  dB para visualizar su rizado (*Ripple*).

a su vez que  $\tau(\omega)$  deje de ser constante, de donde podemos concluir que hay un claro compromiso.

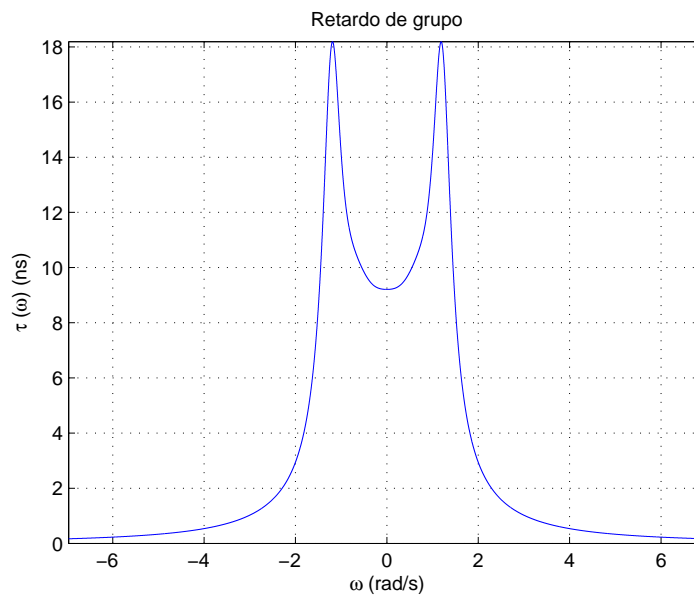


Figura 2.4: Retardo de grupo de un filtro paso banda de orden  $N = 5$  y Pérdidas de Retorno  $RL = 25$  dB.

Y para finalizar, los dos últimos parámetros más importantes para el estudio del filtrado son los *Ceros de Transmisión* y los ya mencionados *Ceros de Reflexión*. En cuanto a los primeros, como su propio nombre indica, en la posición frecuencial en la que se encuentren hacen que la transmisión sea nula ( $|S_{21}| \approx \infty$  dB). Pueden ser usados para obtener un rechazo más selectivo en frecuencia o conseguir un rechazo más fuerte a una frecuencia específica. En cuanto a los segundos, de nuevo, haciendo alusión a su

## 2.1. CONCEPTOS BÁSICOS

nombre, en la posición frecuencial en la que se encuentran hacen que la reflexión sea nula ( $|S_{11}| \approx \infty$  dB). En la Figura 2.5 podemos observar un filtro de orden  $N = 4$  y  $RL = 15$  dB con 4 ceros de reflexión y 4 ceros de transmisión (uno en 1.5 rad/s, otro en 3.5 rad/s y los otros dos en el infinito):

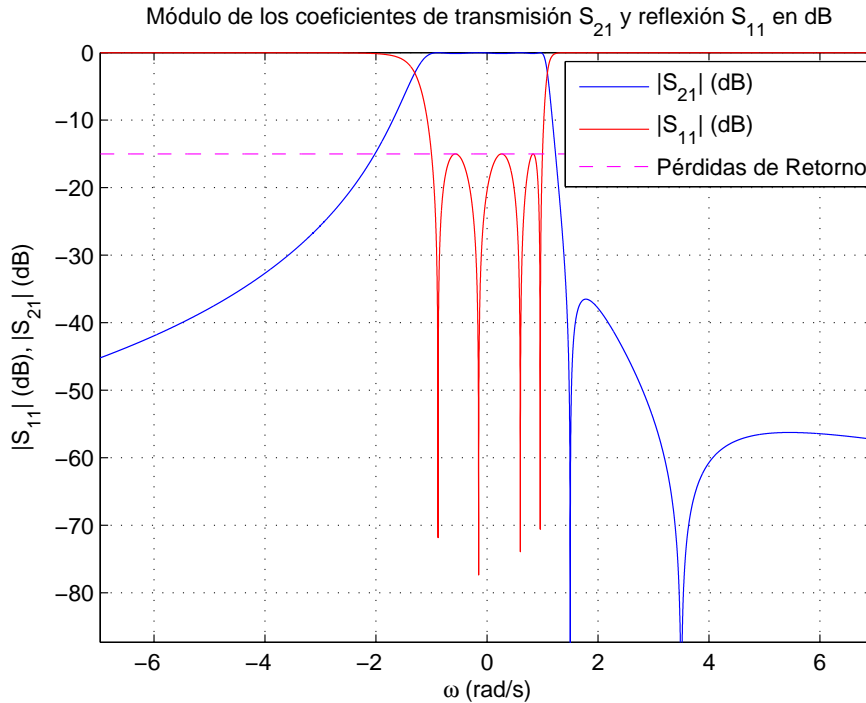


Figura 2.5: Respuesta ideal de un filtro paso banda de orden  $N = 4$  y  $RL = 15$  dB con 2 ceros de transmisión finitos y 2 en el infinito ( $\pm\infty$  rad/s).

### 2.1.2. Tipos de filtros

Podemos clasificar a los filtros de varias formas:

#### Según su respuesta frecuencial

Un filtro puede ser diseñado para atenuar unas frecuencias u otras. Según dónde se encuentre su banda de paso y eliminada, tenemos los siguientes tipos de filtros:

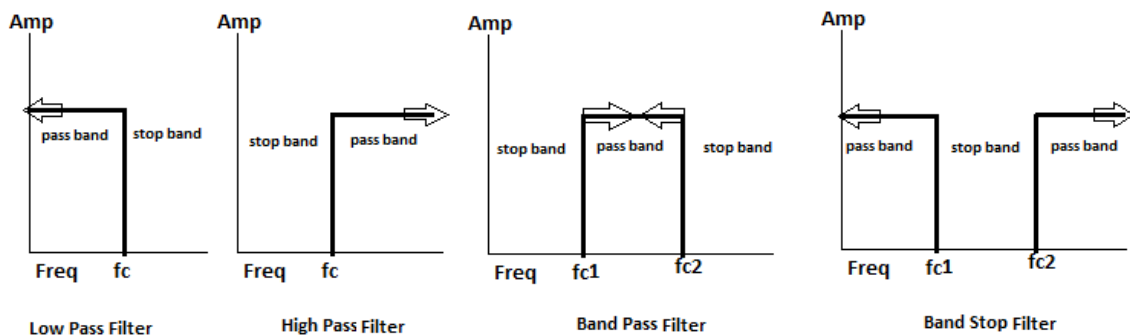


Figura 2.6: Tipos de filtros según la respuesta frecuencial.

- **Filtro paso bajo:** Este tipo de filtros dejan pasar las bajas frecuencias hasta una frecuencia de corte  $f_c$  en la que se produce el salto de la banda de paso a la banda eliminada.
- **Filtro paso alto:** Aquí, los filtros actúan de forma complementaria a los anteriores, dejando pasar las altas frecuencias a partir de una frecuencia de corte  $f_c$  en la que se produce el salto de la banda eliminada a la banda de paso.
- **Filtro paso banda:** En estos filtros se consigue una banda de paso específica entre una primera frecuencia de corte  $f_{c1}$  y una segunda  $f_{c2}$ , que proporcionan el ancho de banda oportuno, atenuando el resto del rango frecuencial.
- **Filtro elimina banda:** Este tipo de filtros actúan de forma complementaria a los paso banda, consiguiendo una banda eliminada específica entre una primera frecuencia de corte  $f_{c1}$  y una segunda  $f_{c2}$ , dejando pasar el resto del rango frecuencial.

### Según la familia a la que pertenezcan

Los filtros también pueden ser clasificados según el tipo de función de transferencia que posean, incluyéndose en una familia u otra. Existirán ciertos criterios de diseño que dicten la relación que hay entre la señal que entra al filtro y la que sale:

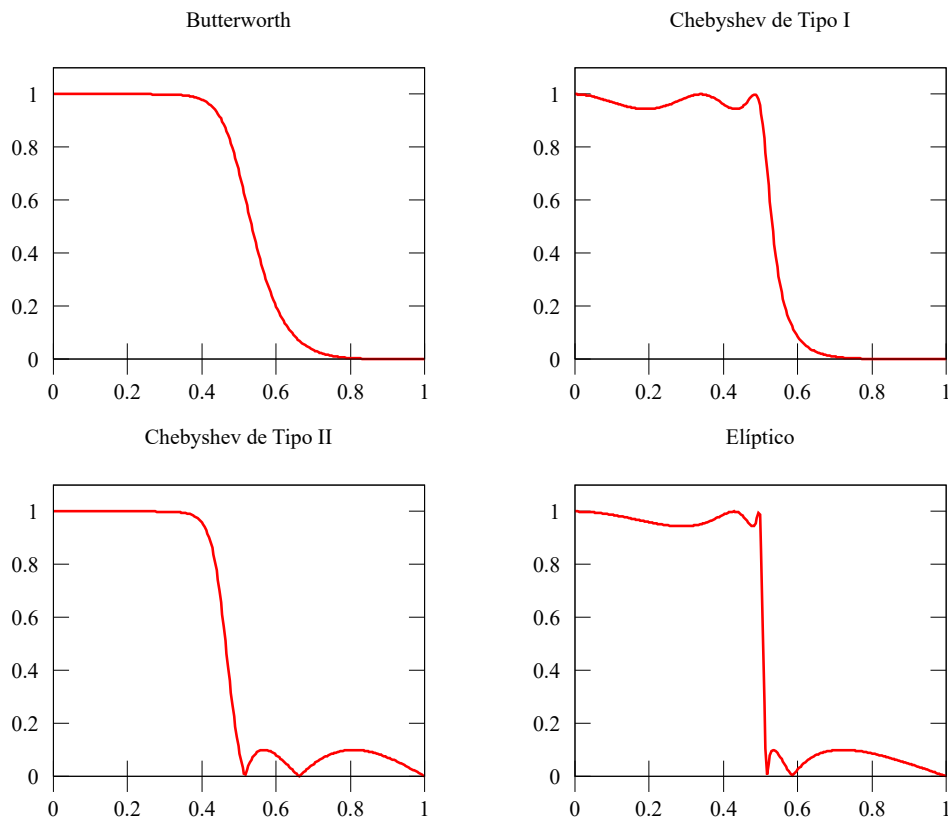


Figura 2.7: Tipos de filtros según su familia.

- **Butterworth:** Este tipo de filtros consigue la máxima planitud posible hasta la frecuencia de corte  $f_c$ , es decir, en su banda de paso. Por ello, también son conocidos como *Maximally Flat Filters*. Una gran ventaja es que con ellos se consiguen retardos de grupo bastante suaves, a expensas de tener una peor selectividad.



## 2.2. PARÁMETROS DE TRANSFERENCIA $S_{21}$ Y REFLEXIÓN $S_{11}$ EN SU FORMA POLINÓMICA

- **Chebyshev:** Con estos filtros se consigue una caída de la respuesta más pronunciada debido a que permiten rizado en alguna de sus bandas (paso o rechazo), es decir, son más selectivos que los Butterworth, aunque este rizado constante presenta una pequeña distorsión en amplitud. A diferencia de éstos últimos, donde los polos se distribuyen sobre una circunferencia, los polos del filtro Chebyshev lo hacen sobre una elipse; sus ceros se encuentran en el eje imaginario. Se conocen dos tipos de filtros Chebyshev, dependiendo de la banda en la que se encuentre el rizado (ver la Figura 2.7). Los filtros que vamos a ver en este proyecto serán los de *Chebyshev de Tipo I*.
- **Elíptico:** También conocidos como *filtros de Cauer*, este tipo de filtros poseen la mejor transición de la banda de paso a la eliminada (mayor selectividad), con rizado en ambas bandas. Estos suelen ser más eficientes debido a que al minimizar la zona de transición, ante unas mismas restricciones consiguen un menor orden. No obstante, su fase no es muy lineal.

### 2.1.3. Síntesis

La síntesis de un filtro de microondas consiste en el diseño de éste a partir de unas especificaciones predefinidas. Generalmente, estas especificaciones vendrán dadas por los siguientes parámetros:

- Tipo de filtro: paso bajo, paso banda, Chebyshev, etc. (ver la subsección 2.1.2).
- Frecuencia central  $f_c(GHz)$ .
- Ancho de Banda  $BW(GHz)$ : Entendiendo éste como el rango frecuencial en la banda de paso donde  $S_{11}(dB) \leq RL$  (*Return Loss*, o máxima reflexión en banda)<sup>4</sup>.
- Orden N: Equivalente al número de resonadores para un filtro paso banda. Cuanto mayor sea N, mayor selectividad tendremos, pero aumentará la complejidad.
- Pérdidas de retorno  $RL(dB)$ : Nivel de reflexión máximo en dBs en la banda de paso. Cuando mayor RL tengamos, mejor reflexión tendremos pero peor selectividad.
- Ceros de transmisión finitos: La parte imaginaria del valor de estos ceros indicará la posición frecuencial donde atenúan la señal. Con su uso, tendremos una mayor selectividad pero mayor complejidad.

## 2.2. Parámetros de transferencia $S_{21}$ y reflexión $S_{11}$ en su forma polinómica

Para la gran mayoría de los circuitos de filtrado, deberemos considerar primeramente redes de 2 puertos; un puerto *fuelle* y un puerto *carga* (ver la Figura 2.1) [Cameron et al., 2007]. Si nuestra red de dos puertos es pasiva, sin pérdidas y recíproca, podemos

---

<sup>4</sup>Como alternativa, en lugar de especificar  $f_c$  y  $BW$ , podríamos proporcionar las frecuencias de corte  $f_{c1}$  y  $f_{c2}$ . Si queremos pasar de  $f_c$  y  $BW$  a  $f_{c1}$  y  $f_{c2}$ , usamos las ecuaciones:  $f_{c1} = f_c - BW/2$  y  $f_{c2} = f_c + BW/2$ ; y a la inversa, con:  $f_c = \sqrt{f_{c1} * f_{c2}}$  y  $BW = f_{c2} - f_{c1}$ .

extraer las siguientes ecuaciones de conservación de la energía a partir de la matriz de p-S de la ecuación 2.2:

$$S_{11}(s)S_{11}(s)^* + S_{21}(s)S_{21}(s)^* = 1 \quad (2.5)$$

$$S_{22}(s)S_{22}(s)^* + S_{12}(s)S_{12}(s)^* = 1 \quad (2.6)$$

$$S_{11}(s)S_{12}(s)^* + S_{21}(s)S_{22}(s)^* = 0 \quad (2.7)$$

, asumiendo a partir de ahora que los p-S dependen de la variable compleja frecuencial  $s = jw$ .

El parámetro de reflexión en el puerto 1 de la red  $S_{11}(s)$  se puede expresar como el cociente entre dos polinomios de grado finito  $E(s)$  y  $F(s)$ , y una constante real  $\epsilon_R$ :

$$S_{11}(s) = \frac{F(s)/\epsilon_R}{E(s)} \quad (2.8)$$

, donde  $E(s)$  es un polinomio de grado  $N$  (orden del filtro a considerar) con coeficientes complejos  $e_0, e_1, e_2, \dots, e_N$ . De igual modo,  $F(s)$  también es un polinomio de grado  $N$ , pero con coeficientes complejos  $f_0, f_1, f_2, \dots, f_N$ .  $\epsilon_R$  permite normalizar a la unidad los coeficientes de grado mayor de ambos polinomios (es decir,  $e_N = f_N = 1$ ). Debido a que esta red es pasiva y sin pérdidas,  $E(s)$  es estrictamente Hurwitz; es decir, todas las raíces de  $E(s)$  [polos de  $S_{11}(s)$ ] se encuentran en la mitad izquierda del plano complejo. Estos polos de  $S_{11}(s)$  no necesitan estar dispuestos de forma simétrica sobre el eje real.  $F(s)$ , el polinomio numerador de  $S_{11}(s)$ , tiene grado  $N$  para filtros paso bajo y paso banda. No obstante, para filtros elimina banda puede tener grado  $<N$ . Las raíces de  $F(s)$  [ceros de  $S_{11}(s)$ ] son los puntos donde la potencia reflejada es cero ( $b_i = 0$ ), o donde la transmisión es perfecta (los ya explicados *Ceros de reflexión*, en la subsección 2.1.1).

Reorganizando la ecuación 2.5 y sustituyendo  $S_{11}$ , obtenemos:

$$S_{21}(s)S_{21}(s)^* = 1 - \frac{F(s)F(s)^*/\epsilon_R^2}{E(s)E(s)^*} = \frac{P(s)P(s)^*/\epsilon^2}{E(s)E(s)^*} \quad (2.9)$$

Así, el parámetro de transmisión  $S_{21}$  puede ser expresado como el cociente de dos polinomios:

$$S_{21}(s) = \frac{P(s)/\epsilon}{E(s)} \quad (2.10)$$

, donde  $P(s)P(s)^*/\epsilon^2 = E(s)E(s)^* - F(s)F(s)^*/\epsilon_R^2$ .

Con las ecuaciones 2.8 y 2.10 se puede ver cómo  $S_{11}$  y  $S_{21}$  comparten un denominador común (polinomio  $E(s)$ ). El numerador de  $S_{21}$  es un polinomio  $P(s)/\epsilon$  cuyos ceros son los *Ceros de transmisión* de la función de filtrado, ya explicados en la subsección 2.1.1. El grado  $n_{fz}$  del polinomio  $P(s)$  se corresponde con el número de posiciones finitas de los ceros de transmisión que incorpora la función de transferencia  $S_{21}$  ( $fz = \text{finite-zero}$ ). Esto también implica que  $n_{fz} \leq N$ ; de lo contrario,  $S_{21}$  superaría la unidad

## 2.2. PARÁMETROS DE TRANSFERENCIA $S_{21}$ Y REFLEXIÓN $S_{11}$ EN SU FORMA POLINÓMICA

conforme  $s \rightarrow j\infty$ , lo cual es, por supuesto, imposible para redes pasivas.

Un cero de transmisión puede ser producido de dos formas:

- El primer caso ocurre cuando el grado  $n_{fz}$  de  $P(s)$  es menor que el grado  $N$  del polinomio denominador  $E(s)$ , y  $s \rightarrow j\infty$ . En  $s = j\infty$ ,  $S_{21} = 0$  y es conocido como un *Cero de transmisión en el infinito*. Cuando no hay ceros de transmisión finitos ( $n_{fz} = 0$ ), la función de filtrado es conocida como *respuesta todo polos* (o *all-pole response*), la cual será utilizada, como veremos más tarde, para implementar filtros con topologías en línea (o *inline*). Por otro lado, si  $0 < n_{fz} < N$ , el número de ceros de transmisión en el infinito será  $N - n_{fz}$ .
- El segundo caso ocurre cuando la variable frecuencial  $s$  coincide con una raíz del polinomio numerador  $P(s)$ , es decir,  $s = s_{0i}$ , donde  $s_{0i}$  es una raíz puramente imaginaria de  $P(s)$ . Los ceros no tienen por qué ser puramente imaginarios, y si hay una raíz  $s_{0i}$  que es compleja, debe haber una segunda raíz  $-s_{0i}^*$  para formar el par complejo, simétricamente alrededor del eje imaginario. Esto asegura que el polinomio  $P(s)$  tenga coeficientes que vayan alternando entre puramente reales y puramente imaginarios conforme la potencia de  $s$  incrementa. Esta es una condición que se debe mantener si el filtro va a ser realizado con componentes puramente reactivos (ver [Cameron et al., 2007] para información más detallada). Ver en la Figura 2.8 cómo los ceros de transmisión finitos deben tener siempre simetría alrededor del eje imaginario.

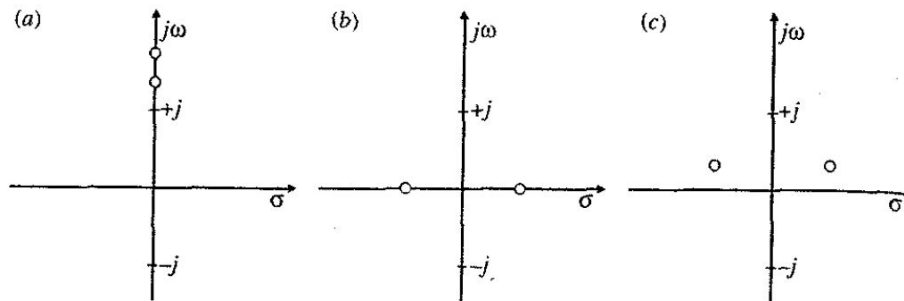


Figura 2.8: Posibles posiciones de las raíces de posición finita de  $P(s)$ , el numerador de  $S_{21}$ : (a) 2 ceros asimétricos puramente imaginarios; (b) Par en el eje real; (c) Par complejo. Reproducido de [Cameron et al., 2007].

Otro factor importante a tener en cuenta es que, como se muestra en la Tabla 2.1, debe cumplirse la Condición de Ortogonalidad multiplicando  $P(s)$  por  $j$  siempre que  $(N - n_{fz})$  sea par. La demostración de esta propiedad puede encontrarse en [Cameron et al., 2007].

### 2.2.1. Relación entre $\epsilon$ y $\epsilon_R$

Los parámetros  $\epsilon$  y  $\epsilon_R$  son constantes reales que normalizan  $P(s)$  y  $F(s)$  de tal forma que hacen que  $|S_{21}(s)|$  y  $|S_{11}(s)|$  sean  $\leq 1$  en cualquier valor de  $s$ , la variable frecuencial. Se asume que los tres polinomios han sido normalizados para que sus coeficientes

N	$n_{fz}$	$N - n_{fz}$	$\zeta_j \cdot P(s)$ ?
impar	impar	par	Si
impar	par	impar	No
par	impar	impar	No
par	par	par	Si

Tabla 2.1: Multiplicación de  $P(s)$  por  $j$  para satisfacer la Condición de Ortogonalidad.

de grado mayor valgan uno.

En el caso de  $\epsilon$ , esta constante es determinada evaluando  $P(s)/E(s)$  con un cierto valor de  $s$ , en el que  $|S_{21}(s)|$  y  $|S_{11}(s)|$  son conocidos, por ejemplo, en  $s = \pm j$ , donde el nivel de las Pérdidas de Retorno (*equirrizado* o rizado constante) para filtros Chebyshev o los 3 dB (nivel de potencia mitad) para filtros Butterworth es conocido. Para filtros de Chebyshev, que son los que vamos a utilizar en este proyecto, al nivel de rizado constante, tenemos:

$$\epsilon = \frac{1}{\sqrt{10^{RL/10} - 1}} \left| \frac{P(s)}{F(s)/\epsilon_R} \right|_{s=\pm j} = \frac{1}{\sqrt{10^{RL/10} - 1}} \left| \frac{P(w)}{F(w)/\epsilon_R} \right|_{w=\pm 1} \quad (2.11)$$

, donde RL se expresa en dB.

Si  $n_{fz} < N$ ,  $|S_{21}(s)| = 0$  a frecuencias infinitas  $s = \pm j\infty$ . A esta frecuencia, y con el uso de la ecuación 2.5 de conservación de la energía, podemos extraer que:

$$S_{11}(j\infty) = \frac{1}{\epsilon_R} \left| \frac{F(j\infty)}{E(j\infty)} \right| = 1 \quad (2.12)$$

Debido a que los coeficientes de grado mayor de  $E(s)$  y  $F(s)$  ( $e_N$  y  $f_N$ ), respectivamente) son igual a uno, es fácil ver que  $\epsilon_R = 1$ . Cuando  $n_{fz} = N$ , es decir, cuando todos los  $N$  ceros de transmisión están en posiciones finitas en el plano complejo y por lo tanto  $P(s)$  es un polinomio de grado  $N$  (función *fully canonical*, o completamente canónico), la atenuación en  $s = \pm j\infty$  es finita y  $\epsilon_R$  puede ser extraída a partir de la ecuación 2.5 de conservación de la energía con:

$$S_{11}(j\infty)S_{11}(j\infty)^* + S_{21}(j\infty)S_{21}(j\infty)^* = 1 \quad (2.13)$$

$$\frac{F(j\infty)F(j\infty)^*}{\epsilon_R^2 E(j\infty)E(j\infty)^*} + \frac{P(j\infty)P(j\infty)^*}{\epsilon^2 E(j\infty)E(j\infty)^*} = 1 \quad (2.14)$$

Para el caso *fully canonical*,  $E(s)$ ,  $F(s)$ , y  $P(s)$  son todos polinomios de grado  $N$  con coeficientes de grado mayor igual a 1. Por lo tanto, en  $s = \pm j\infty$ , obtenemos:

$$\frac{1}{\epsilon_R^2} + \frac{1}{\epsilon^2} = 1 \quad (2.15)$$

$$\epsilon_R = \frac{\epsilon}{\sqrt{\epsilon^2 - 1}} \quad (2.16)$$

, que es significativamente mayor que la unidad ya que  $\epsilon$  tiene que ser  $> 1$ .

Además, es inmediato deducir que para el caso *fully canonical*, las Pérdidas de Inserción en  $s = \pm j\infty$  son:

$$S_{21}(\pm j\infty) = \frac{1}{\epsilon} = 20 \log_{10}(\epsilon)[dB] \quad (2.17)$$

y las Pérdidas de Retorno:

$$S_{11}(\pm j\infty) = \frac{1}{\epsilon_R} = 20 \log_{10}(\epsilon_R)[dB] \quad (2.18)$$

### 2.3. Principio de singularidad alternativa para extraer E(s)

Para el método de la síntesis de los polinomios que será descrito más tarde, los ceros de transmisión se encuentran prescritos en el plano complejo, los cuales definen el polinomio numerador de  $S_{21}(s)$ ,  $P(s)$ , ya que son sus raíces. Los coeficientes del polinomio numerador de  $S_{11}(s)$ ,  $F(s)$ , se encuentran utilizando la *Técnica Recursiva* o analítica (la cual será vista en el siguiente apartado). Después de ello, sólo faltaría extraer el polinomio denominador común de  $S_{11}(s)$  y  $S_{21}(s)$ ,  $E(s)$ , para completar el diseño de la función de filtrado.

Si dos de los tres polinomios son conocidos, el tercero puede ser extraído a partir de la ecuación 2.5 de conservación de la energía así:

$$S_{11}(s)S_{11}(s)^* + S_{21}(s)S_{21}(s)^* = 1 \quad (2.19)$$

$$\frac{F(s)F(s)^*}{\epsilon_R^2} + \frac{P(s)P(s)^*}{\epsilon^2} = E(s)E(s)^* \quad (2.20)$$

La parte de la izquierda de la ecuación 2.20 está construida utilizando multiplicaciones polinómicas para encontrar el polinomio  $E(s)E(s)^*$ , que debe ser una cantidad escalar. Esto se traduce en que las  $2N$  raíces de  $E(s)E(s)^*$ , deben formar un patrón simétrico alrededor del eje imaginario en el plano complejo, de tal forma que a cualquier frecuencia  $s$  el producto  $E(s)E(s)^*$  sea un escalar (ver la Figura 2.9).

Sabiendo que las raíces de  $E(s)$  son estrictamente Hurwitz, aquellas raíces de 2.20 que se encuentren en la mitad izquierda del plano complejo deben pertenecer a  $E(s)$ , mientras que las que se encuentren en la mitad derecha pertenecen a  $E(s)^*$ . Escogiendo simplemente las  $N$  raíces de la mitad izquierda del plano, ya podemos formar nuestro polinomio  $E(s)$ . Podemos encontrar una demostración detallada en [Cameron et al., 2007], la cual comienza expandiendo la ecuación 2.20. Este método solo se puede usar cuando los ceros de  $F(s)$  caen sobre el eje imaginario y coinciden con los de  $F_{22}(s)$  (numerador de  $S_{22}(s)$ ), lo que es normal para el caso de la mayoría de funciones de filtrado. Si se cumple esta condición, podemos encontrar  $E(s)$  con la siguiente ecuación:

$$\epsilon^2 \epsilon_R^2 E(w)E(w)^* = [\epsilon_R P(w) - j\epsilon F(w)][\epsilon_R P(w) - j\epsilon F(w)]^* \quad (2.21)$$

Polos de los parámetros de transmisión  $S_{21}$  y reflexión  $S_{11}$  (raíces de  $E(s)$  y  $E(s)^*$ )

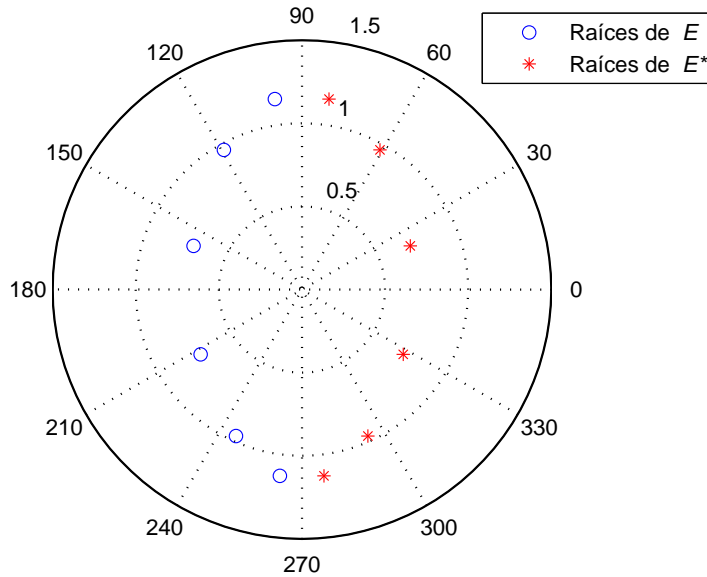


Figura 2.9: Ejemplo de un patrón de las raíces de  $E(s)E(s)^*$  en el plano complejo (simétrico alrededor del eje imaginario) para un filtro de orden 6 y RL 25 dB.

Cogiendo uno de los términos de la parte de la derecha de la ecuación 2.21 obtenemos un patrón de singularidades alternando entre la mitad izquierda y derecha del plano complejo, como se muestra en el ejemplo de la Figura 2.10.

Extrayendo el otro término, conseguiremos el conjunto de singularidades complementario, completando la simetría del patrón alrededor del eje imaginario y asegurando que la parte de la derecha de la ecuación 2.21 es correctamente un escalar como exige la parte izquierda de esta ecuación.

Como resultado, solo será necesario formar uno de los dos términos de la ecuación 2.21 a partir del conocimiento de los polinomios  $P(s)$  y  $F(s)$ , y entonces extraer el polinomio de grado  $N$  resultante con coeficientes complejos para obtener las singularidades. Sabiendo que el polinomio  $E(s)$  debe ser Hurwitz, cualquier singularidad en la mitad derecha del plano puede ser reflejada sobre el eje imaginario para encontrarse en la posición espejada en la mitad izquierda del plano. Ahora, sabiendo las posiciones de las  $N$  singularidades en la mitad izquierda del plano, podemos formar el polinomio  $E(s)$ .

## 2.4. Métodos de síntesis general de los polinomios para funciones de filtrado de Chebyshev

Los métodos que se presentan en esta sección incluyen el diseño de funciones de filtrado y la síntesis de redes de filtrado de prototipado con características que se corresponden a la clase general de funciones de filtrado de Chebyshev:

## 2.4. MÉTODOS DE SÍNTESIS GENERAL DE LOS POLINOMIOS PARA FUNCIONES DE FILTRADO DE CHEBYSHEV

Polos de los parámetros de transmisión  $S_{21}$  y reflexión  $S_{11}$  (raíces de  $E(s)$ )

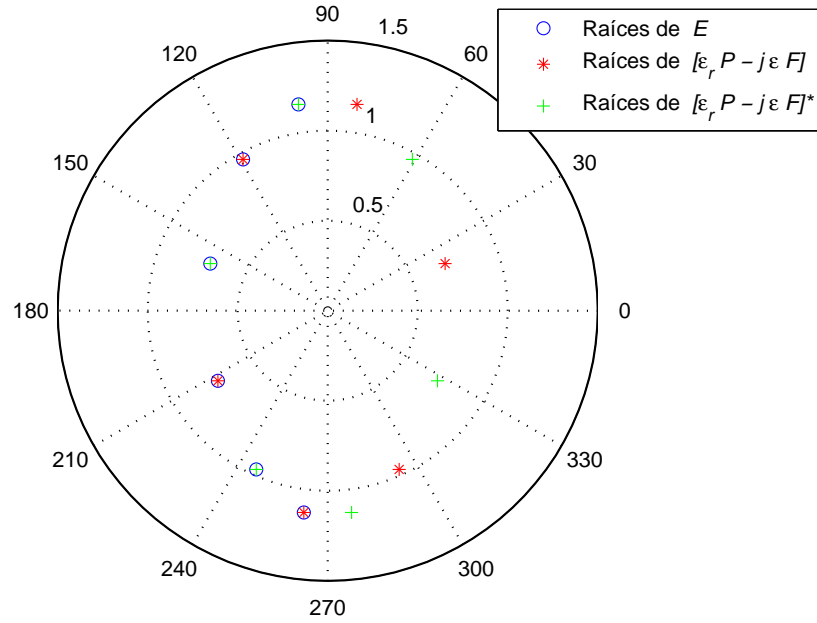


Figura 2.10: Singularidades de  $[\epsilon_R P(w) - j\epsilon F(w)]$ ,  $[\epsilon_R P(w) - j\epsilon F(w)]^*$  y  $E(w)$ .

- Grado par e impar.
- Ceros de transmisión prescritos y/o de equalización del retardo de grupo.
- Características asimétricas o simétricas.
- Redes de una o dos terminaciones.

Además, en este apartado se explicará la eficiente *Técnica Recursiva* para la generación de los polinomios de transmisión y reflexión de Chebyshev, dando la localización arbitraria de los ceros de transmisión.

### 2.4.1. Síntesis de polinomios

Para simplificar las matemáticas, debemos trabajar en el eje  $w$ , donde  $w$  es la variable frecuencial real relacionada con la variable frecuencial compleja  $s = jw$ .

Para cualquier red de filtrado de 2 puertos sin pérdidas compuesta de una serie de  $N$  resonadores acoplados entre sí, las funciones de transferencia y reflexión pueden ser expresadas como el cociente de 2 polinomios de grado  $N$ :

$$S_{11}(w) = \frac{F(w)/\epsilon_R}{E(w)} \quad (2.22)$$

$$S_{21}(w) = \frac{P(w)/\epsilon}{E(w)} \quad (2.23)$$

$$\epsilon = \frac{1}{\sqrt{10^{RL/10} - 1}} \left| \frac{P(w)}{F(w)/\epsilon_R} \right|_{w=\pm 1} \quad (2.24)$$

, donde RL es el nivel de Pérdidas de Retorno prescrito en dB en  $w = \pm 1$ . Se ha asumido que los tres polinomios  $P(w)$ ,  $F(w)$  y  $E(w)$ , se encuentran normalizados de tal forma que sus coeficientes de grado mayor sean la unidad.  $S_{11}(w)$  y  $S_{21}(w)$  comparten un denominador común  $E(w)$ , y el polinomio  $P(w) = \prod_{n=1}^{n_{fz}} (w - w_n)$  lleva los  $n_{fz}$  ceros de transmisión en posiciones finitas de la función de transferencia<sup>5</sup>. Para una función de filtrado de Chebyshev  $\epsilon$  es una constante que normaliza  $S_{21}(w)$  a nivel de equirrizado en  $w = \pm 1$ .

Ya que, por definición, una función de Chebyshev tiene todos sus ceros de reflexión en el eje real  $w$ , la fórmula del principio de singularidad alternativa del apartado anterior para el caso de una red sin pérdidas, como se describe en la ecuación 2.21, se expresa de la siguiente forma:

$$S_{21}(w)S_{21}(w)^* = \frac{P(w)P(w)^*}{\epsilon^2 E(w)E(w)^*} = \frac{1}{[1 - j\frac{\epsilon}{\epsilon_R} kC_N(w)][1 + j\frac{\epsilon}{\epsilon_R} kC_N(w)^*]} \quad (2.25)$$

, donde  $kC_N(w) = \frac{F(w)}{P(w)}$  y k es una constante<sup>6</sup>.

$C_N(w)$  es conocida como la función de filtrado de grado N, y sus polos y ceros son las raíces de  $P(w)$  y  $F(w)$ , respectivamente. Para el caso general de Chebyshev, esta función tiene la siguiente forma:

$$C_N(w) = \cosh \left[ \sum_{n=1}^N \cosh^{-1}(x_n(w)) \right] \quad (2.26)$$

, o usando la identidad  $\cosh \theta = \cos j\theta$ , la expresión alternativa de  $C_N(w)$  viene dada por:

$$C_N(w) = \cos \left[ \sum_{n=1}^N \cos^{-1}(x_n(w)) \right] \quad (2.27)$$

, donde  $x_n(w)$  es una función que depende de la variable frecuencial  $w$ . Para analizar  $C_N(w)$ , la ecuación 2.26 puede ser tomada para  $|w| \geq 1$  y la ecuación 2.27 para  $|w| \leq 1$ .

Para representar apropiadamente la función Chebyshev,  $x_n(w)$  necesita cumplir las siguientes propiedades:

- En  $w = w_n$ , donde  $w_n$  es un cero de transmisión prescrito en una posición finita, o donde  $w_n$  es una frecuencia infinita ( $w_n = \pm\infty$ )  $\rightarrow x_n(w) = \pm\infty$ .
- En  $w = \pm 1 \rightarrow x_n(w) = \pm 1$ .
- Entre  $w = -1$  y  $w = 1$  (banda de paso)  $\rightarrow 1 \geq x_n(w) \geq -1$ .

---

<sup>5</sup> $P(w) = 1$  para  $n_{fz} = 0$ .

<sup>6</sup>k es una constante de normalización sin excesiva importancia, introducida aquí para tener en cuenta el hecho de que en general los polinomios de  $C_N(w)$  tienen coeficientes de grado mayor distinto a la unidad, mientras que  $P(w)$  y  $F(w)$  aquí se asume que sí que los tienen (son funciones mónicas).



## 2.4. MÉTODOS DE SÍNTESIS GENERAL DE LOS POLINOMIOS PARA FUNCIONES DE FILTRADO DE CHEBYSHEV

La primera condición se cumple si  $x_n(w)$  es una función racional con su denominador igual a  $(w - w_n)$ :

$$x_n(w) = \frac{f(w)}{w - w_n} \quad (2.28)$$

La segunda condición indica que en  $w = \pm 1$ :

$$x_n(w)|_{w=\pm 1} = \frac{f(w)}{w - w_n} \Big|_{w=\pm 1} = \pm 1 \quad (2.29)$$

Esta condición se cumple si  $f(1) = 1 - w_n$  y  $f(-1) = 1 + w_n$ , haciendo que  $f(w) = 1 - ww_n$ . Por lo tanto:

$$x_n(w) = \frac{1 - ww_n}{w - w_n} \quad (2.30)$$

Derivando  $x_n(w)$  con respecto a  $w$  se puede ver que no hay puntos de desvío o puntos de inflexión entre  $w = -1$  y  $w = 1$ . Si  $x_n(w) = -1$  en  $w = -1$  y  $x_n(w) = 1$  en  $w = 1$ , entonces  $|x_n(w)| \leq 1$  mientras  $|w| \leq 1$ , y de este modo se satisface la tercera condición. En la Figura 2.11 se muestra el comportamiento de  $x_n(w)$  para un caso en el que hay un cero de transmisión prescrito en  $w_n = +1,5$ .

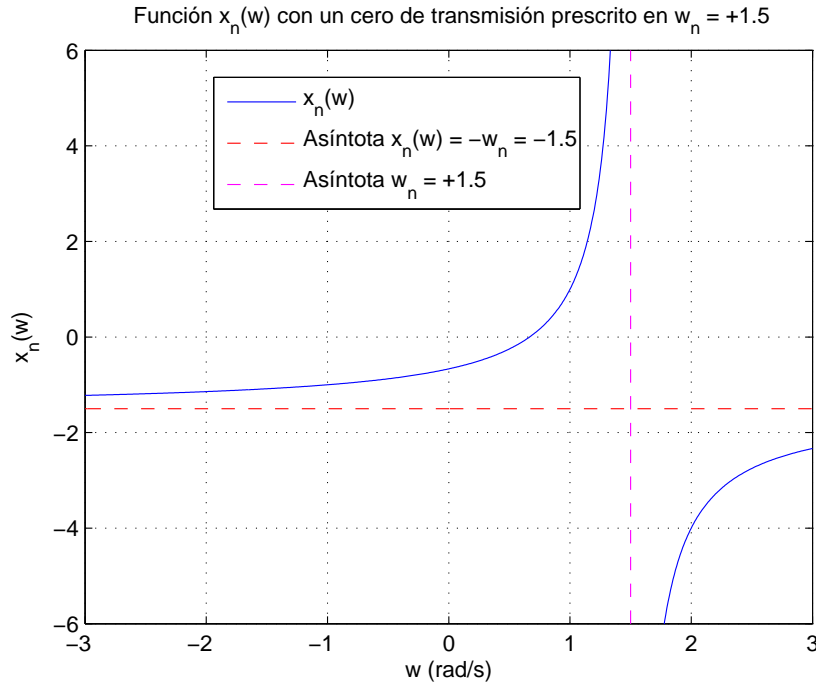


Figura 2.11: Función  $x_n(w)$  en el plano  $w$  con un cero de transmisión prescrito en  $w_n = +1,5$ .

Dividiendo entre  $w_n$  para poder contemplar cualquier cero de transmisión en el infinito ( $w_n = \pm\infty$ ), obtenemos la forma final de la función  $x_n(w)$ :

$$x_n(w) = \frac{w - 1/w_n}{1 - w/w_n} \quad (2.31)$$

En la ecuación 2.31,  $w_n = s_n/j$  es la posición del n-ésimo cero de transmisión en el plano complejo frecuencial  $s$ , y se puede ver fácilmente a partir de las ecuaciones 2.29 y 2.30 que  $C_N(w)|_{w=\pm 1} = 1$ , cuando  $|w| < 1$ ,  $C_N(w) < 1$ , y cuando  $|w| > 1$ ,  $C_N(w) > 1$ , todas las cuales son condiciones necesarias para una respuesta Chebyshev. Además, conforme todos los  $N$  ceros de transmisión prescritos  $w_n$  se acercan al infinito,  $C_N(w)$  degenera en una familiar función de Chebyshev pura:

$$C_N(w)|_{w_n \rightarrow \infty} = \cosh[N \cosh^{-1}(w)] \quad (2.32)$$

Como ya se ha comentado, la regla para la posición de los ceros de transmisión prescritos consiste en la necesidad de mantener simetría alrededor del eje imaginario en el plano complejo  $s$ , para asegurar que las condiciones de unitariedad se conservan. Además, para los métodos de síntesis de los polinomios que son descritos, el número de ceros de transmisión en posiciones finitas en el plano  $s$ ,  $n_{fz}$ , debe ser  $\leq N$ . Si  $n_{fz} < N$ , el resto de ceros que no se encuentren en posiciones finitas deben encontrarse en el infinito. Aunque la Matriz de Acoplamiento  $N + 2$  (ver Capítulo 3) puede acoger funciones de filtrado *fully canonical* (es decir, cuando el número de ceros de transmisión en posiciones finitas  $n_{fz}$  es igual al grado  $N$  del filtro), la matriz  $N \times N$  puede albergar un máximo de  $N-2$  ceros en posiciones finitas únicamente (*Regla del camino mínimo*<sup>7</sup>). En la síntesis de los polinomios para la Matriz de Acoplamiento  $N \times N$ , al menos dos de los ceros de transmisión deben estar en el infinito.

El siguiente paso consiste en resolver la ecuación 2.26 para determinar los coeficientes del polinomio numerador  $C_N(w)$ . Normalizando este polinomio para establecer su coeficiente de grado mayor a la unidad produciremos el polinomio  $F(w)$ . Mediante el conocimiento de  $\epsilon$  a partir de la ecuación 2.24 y del polinomio prescrito  $P(w) = \prod_{n=1}^{n_{fz}} (w - w_n)$ , el polinomio Hurwitz  $E(w)$  común a los denominadores de  $S_{21}(w)$  y  $S_{11}(w)$  puede ser evaluado a partir de la ecuación 2.25. Se vuelve entonces posible proceder de aquí en adelante con la síntesis de la red de prototipado, a partir de la cuál una red eléctrica real con características de transmisión  $S_{21}(w)$  y reflexión  $S_{11}(w)$  puede ser sintetizada.

El primer paso en el proceso de síntesis polinómica es el de reemplazar el término  $\cosh^{-1}$  de la ecuación 2.26 con su identidad:

$$C_N(w) = \cosh \left[ \sum_{n=1}^N \ln(a_n + b_n) \right] \quad (2.33)$$

, donde

$$a_n = x_n(w) \quad (2.34)$$

$$b_n = \sqrt{x_n^2(w) - 1} \quad (2.35)$$

---

<sup>7</sup>La *Regla del camino mínimo* es una fórmula sencilla para el cálculo del número de ceros de transmisión en posiciones finitas (es decir, para aquellos que no se encuentran en  $\pm\infty$ ) que una red de grado  $N$  con resonadores acoplados de forma directa puede tener. Si el número de resonadores en el camino más corto (a lo largo de acoplamientos interresonadores distintos de cero) entre el terminal de entrada (Fuente) y el de salida (Carga) de una red es igual a  $n_{min}$ , entonces el número máximo de ceros de transmisión en posiciones finitas que puede albergar la red es de  $n_{fz} = N - n_{min}$ .

## 2.4. MÉTODOS DE SÍNTESIS GENERAL DE LOS POLINOMIOS PARA FUNCIONES DE FILTRADO DE CHEBYSHEV

Por lo tanto,

$$C_N(w) = \frac{1}{2} \left[ e^{\sum \ln(a_n + b_n)} + e^{-\sum \ln(a_n + b_n)} \right] = \frac{1}{2} \left[ \prod_{n=1}^N (a_n + b_n) + \frac{1}{\prod_{n=1}^N (a_n + b_n)} \right] \quad (2.36)$$

Multiplicando el numerador y el denominador por  $\prod_{n=1}^N (a_n - b_n)$  en el segundo sumando de la ecuación 2.36 conseguimos:

$$C_N(w) = \frac{1}{2} \left[ \prod_{n=1}^N (a_n + b_n) + \prod_{n=1}^N (a_n - b_n) \right] \quad (2.37)$$

A partir de las ecuaciones 2.34 y 2.35, es evidente que  $\prod_{n=1}^N (a_n + b_n) \prod_{n=1}^N (a_n - b_n) = \prod_{n=1}^N (a_n^2 - b_n^2)$  será siempre uno. La ecuación 2.37 puede ser expresada en su formal final sustituyendo  $a_n$ ,  $b_n$ , y  $x_n(w)$  usando las ecuaciones 2.31, 2.34 y 2.35 de la siguiente forma:

$$a_n = \frac{w - 1/w_n}{1 - w/w_n} \quad (2.38)$$

$$b_n = \frac{\sqrt{(w - 1/w_n)^2 - (1 - w/w_n)^2}}{1 - w/w_n} = \frac{\sqrt{(w^2 - 1)(1 - 1/w_n^2)}}{1 - w/w_n} = \frac{w' \sqrt{1 - 1/w_n^2}}{1 - w/w_n} \quad (2.39)$$

, donde  $w' = \sqrt{w^2 - 1}$ , una variable frecuencial transformada.

Así, la ecuación 2.37 se convierte en:

$$\begin{aligned} C_N(w) &= \frac{1}{2} \left[ \frac{\prod_{n=1}^N [(w - 1/w_n) + \sqrt{(1 - 1/w_n^2)w'}] + \prod_{n=1}^N [(w - 1/w_n) - \sqrt{(1 - 1/w_n^2)w'}]}{\prod_{n=1}^N (1 - w/w_n)} \right] \\ &= \frac{1}{2} \left[ \frac{\prod_{n=1}^N (c_n + d_n) + \prod_{n=1}^N (c_n - d_n)}{\prod_{n=1}^N (1 - w/w_n)} \right] \end{aligned} \quad (2.40)$$

, donde

$$c_n = (w - 1/w_n) \quad (2.41)$$

$$d_n = w' \sqrt{1 - \frac{1}{w_n^2}} \quad (2.42)$$

En comparación con la ecuación  $kC_N(w) = \frac{F(w)}{P(w)}$ , es obvio que el denominador de  $C_N(w)$  tiene los mismos ceros que  $P(w)$ , el polinomio numerador de  $S_{21}(w)$  generado a partir de los ceros de transmisión prescritos. Además, se puede observar también que el numerador de  $C_N(w)$  tiene los mismos ceros que el numerador de  $S_{11}(w)$ ,  $F(w)$ , y parece ser, en un principio, una mezcla de dos polinomios de grado finito, uno dependiente de la variable frecuencial pura  $w$ , mientras que el otro tiene cada uno de sus coeficientes multiplicado por la variable transformada  $w'$ .

Sin embargo, los coeficientes que multiplican a  $w'$  son cancelados entre ellos cuando expandimos la ecuación 2.40. Podemos demostrar de forma sencilla esto mediante un ejemplo:

- Para  $N = 1$ ,  $Num[C_1(w)] = \frac{1}{2} [\prod_{n=1}^1 (c_n + d_n) + \prod_{n=1}^1 (c_n - d_n)] = c_1$
- Para  $N = 2$ ,  $Num[C_2(w)] = c_1 c_2 + d_1 d_2$
- Para  $N = 3$ ,  $Num[C_3(w)] = (c_1 c_2 + d_1 d_2) c_3 + (c_2 d_1 + c_1 d_2) d_3$
- ...

En cada paso, las expansiones dan lugar a una suma de factores, donde cada factor está compuesto de múltiples elementos de  $c_n$  y  $d_n$ . Debido al signo positivo en el productorio de la izquierda en la ecuación 2.40, cuando se expanden los factores  $c_n$  y  $d_n$ , éstos son siempre positivos en signo. Expandiendo el productorio de la derecha en esa ecuación 2.40 se producen los mismos factores  $c_n$  y  $d_n$ ; sin embargo, el signo negativo indica que aquellos factores que contengan un número impar de  $d_n$  elementos son negativos en signo y son cancelados con los factores correspondientes del productorio de la izquierda.

Ahora, el resto de factores contienen sólo el número par de elementos  $d_n$ . Consecuentemente,  $w' = \sqrt{w^2 - 1}$ , el cual es un multiplicador común para todos los elementos  $d_n$  [ver la ecuación 2.42], es generado únicamente por potencias pares, produciendo subpolinomios en la variable  $w$ . Como resultado, el numerador de  $C_N(w)$  será un polinomio dependiente de la variable  $w$  únicamente.

Estas relaciones pueden ser usadas para desarrollar un algoritmo sencillo para determinar los coeficientes del polinomio numerador de  $C_N(w)$ . Normalizando  $Num[C_N(w)]$  para establecer su coeficiente de grado mayor a uno se obtiene  $F(w)$ , el numerador de  $S_{11}(w)$ . Este algoritmo se trata de la ya mencionada *Técnica Recursiva* y será explicada en la siguiente sección.

### 2.4.2. Técnica Recursiva

El numerador de la ecuación 2.40 puede ser escrito de la siguiente forma:

$$Num[C_N(w)] = \frac{1}{2} [G_N(w) + G'_N(w)] \quad (2.43)$$

, donde

$$G_N(w) = \prod_{n=1}^N [c_n + d_n] = \prod_{n=1}^N \left[ \left( w - \frac{1}{w_n} \right) + w' \sqrt{\left( 1 - \frac{1}{w_n^2} \right)} \right] \quad (2.44)$$

y

$$G'_N(w) = \prod_{n=1}^N [c_n - d_n] = \prod_{n=1}^N \left[ \left( w - \frac{1}{w_n} \right) - w' \sqrt{\left( 1 - \frac{1}{w_n^2} \right)} \right] \quad (2.45)$$

El método para calcular los coeficientes de  $Num[C_N(w)]$  es un método recursivo, en el que la solución para el grado  $n$ -ésimo es construida a partir de los resultados de los  $(n-1)$ -ésimos grados anteriores. En primer lugar, nos fijamos en el polinomio  $G_N(w)$  [ecuación 2.44]. Este polinomio puede ser reordenado en dos polinomios  $U_N(w)$  y  $V_N(w)$ , donde el polinomio  $U_N(w)$  contiene los coeficientes de los términos con variable  $w$

## 2.4. MÉTODOS DE SÍNTESIS GENERAL DE LOS POLINOMIOS PARA FUNCIONES DE FILTRADO DE CHEBYSHEV

únicamente, mientras que cada coeficiente del polinomio auxiliar  $V_N(w)$  es multiplicado por la variable transformada  $w'$ :

$$G_N(w) = U_N(w) + V_N(w) \quad (2.46)$$

, donde

$$U_N(w) = u_0 + u_1w + u_2w^2 + \cdots + u_Nw^N \quad (2.47)$$

y

$$V_N(w) = w'(v_0 + v_1w + v_2w^2 + \cdots + v_Nw^N) \quad (2.48)$$

El ciclo de recursión es iniciado con los términos correspondientes al primer cero de transmisión prescrito  $w_1$ , o sea, estableciendo  $N = 1$  en las ecuaciones de la 2.44 a la 2.48:

$$G_1(w) = [c_1 + d_1] = \left(w - \frac{1}{w_1}\right) + w' \sqrt{\left(1 - \frac{1}{w_1^2}\right)} = U_1(w) + V_1(w) \quad (2.49)$$

Para el primer ciclo del proceso,  $G_1(w)$  tiene que ser multiplicado por los términos correspondientes al segundo cero de transmisión prescrito  $w_2$  [ver la ecuación 2.44], haciendo que:

$$\begin{aligned} G_2(w) &= G_1(w)[c_2 + d_2] \\ &= [U_1(w) + V_1(w)] \left[ \left(w - \frac{1}{w_2}\right) + w' \sqrt{\left(1 - \frac{1}{w_2^2}\right)} \right] \\ &= U_2(w) + V_2(w) \end{aligned} \quad (2.50)$$

Si expandimos  $G_2(w)$ , y reordenamos nuevamente los términos que dependen puramente de  $w$  en  $U_2(w)$ , los términos multiplicados por  $w'$  en  $V_2(w)$ , y viendo que  $w'V_n(w)$  es igual a  $(w^2 - 1)(v_0 + v_1w + v_2w^2 + \cdots + v_nw^n)$  [ver la ecuación 2.48], un polinomio que depende puramente de  $w$  y por lo tanto perteneciente a  $U_n(w)$ , tenemos que:

$$U_2(w) = wU_1(w) - \frac{U_1(w)}{w_2} + w' \sqrt{\left(1 - \frac{1}{w_2^2}\right)} V_1(w) \quad (2.51)$$

$$V_2(w) = wV_1(w) - \frac{V_1(w)}{w_2} + w' \sqrt{\left(1 - \frac{1}{w_2^2}\right)} U_1(w) \quad (2.52)$$

Habiendo obtenido estos nuevos polinomios  $U_2(w)$  y  $V_2(w)$ , el ciclo es repetido con el tercer cero de transmisión prescrito, y así sucesivamente hasta que todos los  $N$  ceros prescritos (incluyendo aquellos que se encuentran en el infinito  $w_n = \infty$ ) han sido utilizados (realizando un total de  $(N - 1)$  iteraciones).

Este proceso puede ser fácilmente programado. A continuación se muestra un pequeño código que puede ser implementado en *MATLAB*, donde la variable *fzTX* contiene los ceros de transmisión finitos prescritos en el plano  $w$  y la variable  $N$  es el orden

del filtro a realizar.

```

% CÁLCULO DEL POLINOMIO  $F(w)$  CON LA TÉCNICA RECURSIVA

% Coeficientes auxiliares para el cálculo de  $U$  y  $V$ :

nfz = length(fzTX);           % n° de zeros de transmisión finitos. "fzTX"
                               % posee los ceros de transmisión finitos en el plano  $w$ .
zerosTX = inf(1,N);
zerosTX(1:nfz) = fzTX;       %  $N$  ceros de TX totales (finitos + infinitos)

fzTX_prima = sqrt(1 - 1./(fzTX.^2));
zerosTX_prima = ones(1,N);   % Vector de ceros prima tamaño  $N$  (orden
                               % del filtro). Ponemos unos ya que para el caso de ceros infinitos, "
                               %  $\sqrt{1 - 1./(\text{INFINITO}.^2)}$ " es igual a 1.
zerosTX_prima(1:length(fzTX_prima)) = fzTX_prima; % Metemos los índices
                               % pertenecientes a los que no son ceros infinitos.

% Vectores  $U$  y  $V$ :

U = [1 -1/zerosTX(1)];
V = zerosTX_prima(1);

for m = 2:N
    Uaux = [U 0] - (1/zerosTX(m)).*[0 U] + zerosTX_prima(m).*([V 0 0]-[0
        0 V]);
    Vaux = [V 0] - (1/zerosTX(m)).*[0 V] + zerosTX_prima(m).*U;
    U = Uaux;
    V = Vaux;
end

U = U./U(1);                 % Normalizamos a 1 su coef. de grado mayor.
V = V./V(1);                 % Normalizamos a 1 su coef. de grado mayor.

raicesU = roots(U);
U_s = poly(1i*raicesU);
raicesU_s = roots(U_s);

F = U;                       %  $F(w) = U_N(w)$ 
raicesF = raicesU;
F_s = U_s;                   %  $F(s) = U_N(s)$ 
raicesF_s = raicesU_s;      % POLOS (CEROS DE REFLEXIÓN) del FILTRO

raicesV = roots(V);
V_s = poly(1i*raicesV);
raicesV_s = roots(V_s);     % MÁXIMOS DE REFLEXIÓN EN BANDA (RL) del
                               % FILTRO

```

Si se repite el mismo proceso para  $G'_N(w) = U'_N(w) + V'_N(w)$  [ver la ecuación 2.45], tenemos que  $U'_N(w) = U_N(w)$  y que  $V'_N(w) = -V_N(w)$ . Por lo tanto, a partir de las ecuaciones 2.43 y 2.46, obtenemos:

$$\begin{aligned}
 \text{Num}[C_N(w)] &= \frac{1}{2}[G_N(w) + G'_N(w)] = \\
 &= \frac{1}{2}[(U_N(w) + U'_N(w)) + (V_N(w) + V'_N(w))] = \\
 &= U_N(w) = F_4(w)
 \end{aligned} \tag{2.53}$$

La ecuación 2.53 demuestra que el numerador de  $C_N(w)$  [el cual posee los mismos ceros que  $F(w)$ ] es igual a  $U_N(w)$  después de las  $(N - 1)$  iteraciones de este método recursivo. Ahora, los ceros de  $F(w)$  son extraídos encontrando las raíces de  $U_N(w)$ , y junto al polinomio de ceros prescritos  $P(w)/\epsilon$ , el polinomio denominador  $E(w)$  es construido utilizando el principio de singularidad alternativa (ver la sección 2.3):

- Se construye el polinomio complejo  $P(w)/\epsilon - jF(w)/\epsilon_R$  [ver la ecuación 2.21], y se encuentran sus ceros (cuyas posiciones alternarán entre la mitad inferior y superior del plano  $w$ ).
- Se toma el conjugado de cualquier cero que se encuentre en la mitad inferior del plano  $w$  (esto es equivalente a reflejar los ceros que se encuentren en la mitad derecha del plano  $s$  alrededor del eje imaginario para satisfacer la condición de Hurwitz).
- Se reconstruye el polinomio para obtener finalmente  $E(w)$ .

## 2.5. Ejemplos de síntesis polinómica

Para ilustrar todo lo anterior veremos dos ejemplos con los que podremos entender mejor el funcionamiento de la síntesis. Todos los cálculos efectuados han sido realizados con la ayuda de códigos implementados en *MATLAB*, y que no exponemos aquí debido a la gran cantidad de líneas que poseen. No obstante, junto a la memoria se adjuntará este software desarrollado debidamente comentando para facilitar su uso.

La razón de haber hecho uso del entorno *MATLAB* es que éste integra la computación matemática necesaria con funciones de gran versatilidad para visualizar los resultados.

### 2.5.1. Ejemplo 1

Tenemos un filtro de cuarto orden  $N = 4$  con un nivel de Pérdidas de Retorno de  $RL = 20$  dB y dos ceros de transmisión prescritos en  $s = +j1,8$  y  $s = +j2,5$ .

Tipo de filtro	Orden	RL (dB)	Ceros de transmisión
Paso banda	4	20	$+j1,8$
Chebyshev			$+j2,5$
Asimétrico			

Tabla 2.2: Especificaciones del ejemplo 1.

En primer lugar debemos verificar que las especificaciones de este filtro cumplen las condiciones que dicta nuestro proceso de síntesis:

- Debe haber dos ceros de transmisión en el infinito como mínimo, por lo que el número de ceros de transmisión en posiciones finitas tiene que ser como máximo  $(N - 2)$ :

$$n_{fz} \leq N - 2 \rightarrow 2 \leq (4 - 2) = 2 \quad (2.54)$$

- Los ceros de transmisión deben encontrarse en el plano complejo dispuestos simétricamente alrededor del eje imaginario:

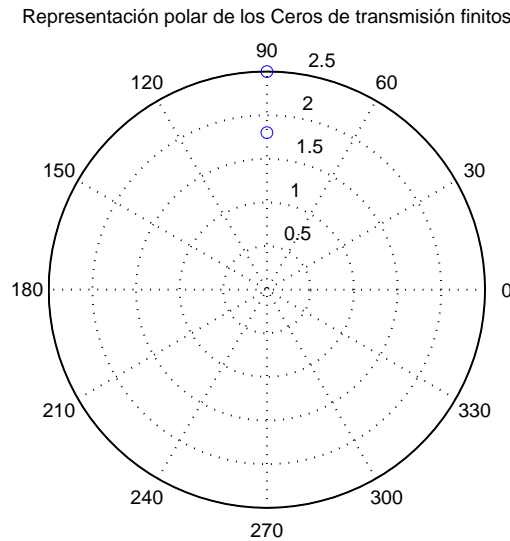


Figura 2.12: Ceros de transmisión finitos prescritos del ejemplo 1. Existe simetría alrededor del eje imaginario (eje vertical) al encontrarse ambos justo encima de él.

Como se puede observar, se cumplen ambas condiciones. Ahora veremos cómo se obtienen los 3 polinomios  $P(w)$ ,  $F(w)$  y  $E(w)$ , para poder pasar a la representación de los parámetros  $S_{11}(w)$  y  $S_{21}(w)$ .

Para construir el polinomio  $P(w)$ , lo único que debemos saber es que los ceros de transmisión son sus raíces:

$$P(w) = \prod_{n=1}^{n_{fz}} (w - w_n) = (w - 1,8)(w - 2,5) = w^2 - 4,3w + 4,5 \quad (2.55)$$

, el cuál ya posee su coeficiente de grado mayor igual a uno, por lo que no hace falta normalizarlo.

Para el polinomio  $F(w)$  vamos a ver, de forma detallada, el proceso iterativo que hay que seguir<sup>8</sup>. En primer lugar, con el uso de la ecuación 2.49 y el primer cero de

<sup>8</sup>En este caso se ha visto paso a paso el proceso iterativo para que quede claro su funcionamiento. No obstante, después de este primer ejemplo, en el resto de proyecto se hará uso del código programado para agilizar los cálculos.



transmisión  $w_1 = 1,8$ , tenemos que:

$$U_1(w) = \left(w - \frac{1}{w_1}\right) = \left(w - \frac{1}{1,8}\right) = w - 0,5556 \quad (2.56)$$

$$V_1(w) = w' \sqrt{\left(1 - \frac{1}{w_1^2}\right)} = w' \sqrt{\left(1 - \frac{1}{1,8^2}\right)} = w'(0,8315) \quad (2.57)$$

Después del primer ciclo, con el segundo cero de transmisión  $w_2 = 2,5$ , los dos resultados anteriores y el uso de la ecuación 2.50, obtenemos:

$$\begin{aligned} U_2(w) &= wU_1(w) - \frac{U_1(w)}{w_2} + w'V_1(w) \sqrt{\left(1 - \frac{1}{w_2^2}\right)} = \dots \\ &= 1,766w^2 - 0,9556w - 0,5399 \end{aligned} \quad (2.58)$$

$$\begin{aligned} V_2(w) &= wV_1(w) - \frac{V_1(w)}{w_2} + w'U_1(w) \sqrt{\left(1 - \frac{1}{w_2^2}\right)} = \dots \\ &= w'(1,748w - 0,8418) \end{aligned} \quad (2.59)$$

Para las siguientes (últimas) 2 iteraciones, tenemos que hacer uso de los dos ceros de transmisión que se encuentran en el infinito ( $w_3 = w_4 = \infty$ ). Con  $w_n = \infty$ , las ecuaciones se simplifican bastante:

$$U_n(w) = wU_{n-1}(w) - \frac{U_{n-1}(w)}{w_n} + w'V_{n-1}(w) \sqrt{\left(1 - \frac{1}{w_n^2}\right)} \quad (2.60)$$

$$w_n = \infty \rightarrow U_n(w) = wU_{n-1}(w) + w'V_{n-1}(w) \quad (2.61)$$

$$V_n(w) = wV_{n-1}(w) - \frac{V_{n-1}(w)}{w_n} + w'U_{n-1}(w) \sqrt{\left(1 - \frac{1}{w_n^2}\right)} \quad (2.62)$$

$$w_n = \infty \rightarrow V_n(w) = wV_{n-1}(w) + w'U_{n-1}(w) \quad (2.63)$$

De esta forma, en el tercer ciclo, con  $w_3 = \infty$ , tenemos que:

$$U_3(w) = wU_2(w) + w'V_2(w) = \dots = 3,514w^3 - 1,7974w^2 - 2,2879w + 0,8418 \quad (2.64)$$

$$V_3(w) = wV_2(w) + w'U_2(w) = \dots = w'(3,514w^2 - 1,7974w - 0,5399) \quad (2.65)$$

Y, finalmente, en el cuarto y último ciclo, con  $w_4 = \infty$ , obtenemos:

$$\begin{aligned} U_4(w) &= wU_3(w) + w'V_3(w) = \dots = \\ &= 7,028w^4 - 3,5948w^3 - 6,3418w^2 + 2,6392w + 0,5399 \end{aligned} \quad (2.66)$$

$$\begin{aligned} V_4(w) &= wV_3(w) + w'U_3(w) = \dots = \\ &= w'(7,028w^3 - 3,5948w^2 - 2,8278w + 0,8418) \end{aligned} \quad (2.67)$$

El polinomio  $F(w)$  se obtiene de normalizar  $U_4(w)$  de tal forma que su coeficiente de grado mayor sea igual a uno:

$$\begin{aligned} F(w) &= \frac{U_4(w)}{u_4} = \frac{7,028w^4 - 3,5948w^3 - 6,3418w^2 + 2,6392w + 0,5399}{7,028} = \\ &= w^4 - 0,5115w^3 - 0,9024w^2 + 0,3755w + 0,0768 \end{aligned} \quad (2.68)$$

Buscando sus raíces podemos encontrar los  $N$  ceros de reflexión en banda de nuestro filtro. De igual forma, si normalizamos el polinomio  $V_4(w)$  para que su coeficiente de grado mayor sea uno ( $V_4'(w)$ ), podemos extraer sus raíces, que resultarán ser los  $(N - 1)$  máximos de reflexión en banda (los cuales se encuentran en la frecuencia en la que  $S_{11}(w) = RL$ ). Además, debemos tener en cuenta la Condición de Ortogonalidad [ver la Tabla 2.1]. Al tener que  $(N - n_{fz}) = 2$  es un número par, debemos multiplicar  $P(s)$  por  $j$ . Si trabajamos en el eje imaginario  $s = jw$ , podemos considerar la siguiente tabla aplicando la conversión  $w = -js$ :

$s^i, i =$	Coeficientes de $P(s)$	Coeficientes de $F(s)$	Coeficientes de $V_4'(s)$
0	$-j4,5$	$+0,0768$	$-j0,1199$
1	$+4,3$	$-j0,3755$	$+0,4028$
2	$+j1$	$+0,9024$	$-j0,5115$
3		$-j0,5115$	$+1$
4		$+1$	
$s_n, n =$	Ceros de transmisión (prescritos)	Ceros de reflexión [Raíces de $F(s)$ ]	Máximos de reflexión en banda [Raíces de $V_4'(s)$ ]
1	$+j1,8$	$-j0,8822$	$-j0,5682$
2	$+j2,5$	$+j0,9572$	$+j0,8242$
3	$j\infty$	$+j0,5911$	$+j0,256$
4	$j\infty$	$-j0,154$	
$\epsilon = 3,175$		$\epsilon_R = 1$	

Tabla 2.3: Coeficientes y raíces de los polinomios  $P(s)$ ,  $F(s)$  y  $V_4'(s)$  del ejemplo 1.

En la tabla anterior,  $\epsilon$  y  $\epsilon_R$  han sido calculados usando las ecuaciones para el caso general en el que  $N \neq n_{fz}$  (caso NO *Fully Canonical*) [esto será explicado más tarde en la subsección 3.2.1]. Estas ecuaciones son la 2.11 para  $\epsilon$  y  $\epsilon_R = 1$ .

Sabiendo los polinomios  $P(w)$  y  $F(w)$  y el valor de las constantes  $\epsilon$  y  $\epsilon_R$ , ya podemos calcular el polinomio denominador  $E(w)$  siguiendo el principio de singularidad alternativa. En primer lugar cogemos la ecuación 2.21 y nos quedamos únicamente con el término  $\epsilon P(w) - j\epsilon F(w)$ <sup>9</sup>. Al pasar este término a la variable  $s$  y representar sus raíces en el plano complejo, nos fijamos en que éstas alternan entre la mitad izquierda y mitad derecha del plano (ver la Figura 2.13). Por lo tanto, lo único que debemos hacer

<sup>9</sup>Recordar que podemos coger el otro término ( $[\epsilon P(w) - j\epsilon F(w)]^*$ ) para sacar igualmente  $E(w)$  pero de forma complementaria.

## 2.5. EJEMPLOS DE SÍNTESIS POLINÓMICA

es ponerle signo contrario a la parte real de las raíces que se encuentran en la mitad derecha del plano  $s$ . De esta forma todas las raíces permanecerán en la mitad izquierda del plano y podremos formar, a partir de ellas, el polinomio  $E(w)$  [se satisface, de esta forma, la condición de Hurwitz].

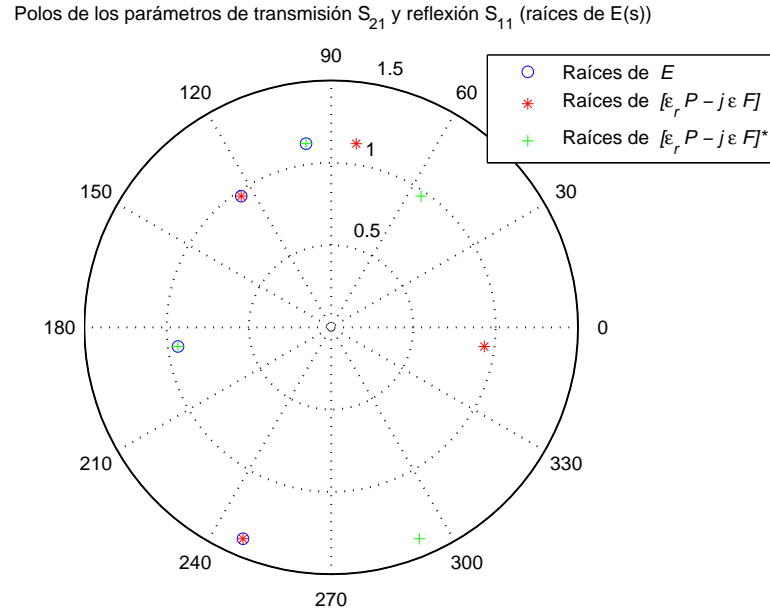


Figura 2.13: Raíces de  $[\epsilon_R P(w) - j\epsilon F(w)]$ ,  $[\epsilon_R P(w) - j\epsilon F(w)]^*$  y  $E(w)$  del ejemplo 1.

Así, el polinomio  $E(s)$  y sus raíces resultarán ser las siguientes:

$s^i, i =$	Coefficientes de $E(s)$
0	$+0,6369 - j1,2685$
1	$+2,4900 - j1,9908$
2	$+3,2464 - j1,3002$
3	$+2,1650 - j0,5120$
4	$+1$
$s_n, n =$	Polos de $S_{11}(s)$ y $S_{21}(s)$ [Raíces de $E(s)$ ]
1	$+0,6369 - j1,2685$
2	$+2,4900 - j1,9908$
3	$+3,2464 - j1,3002$
4	$+2,1650 - j0,5120$

Tabla 2.4: Coeficientes y raíces del polinomio  $E(s)$  del ejemplo 1.

Con todo esto, ya podemos representar gráficamente las funciones de reflexión y transferencia (ver las Figuras 2.14 y 2.15).

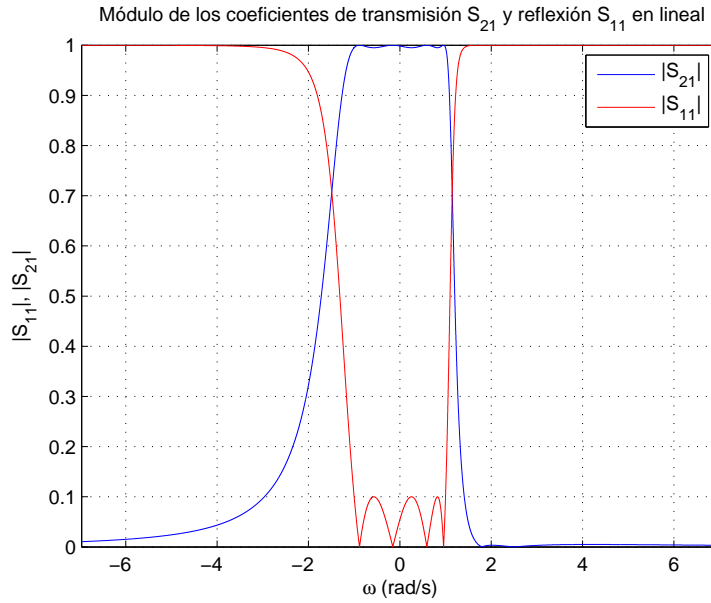


Figura 2.14: Módulo de los parámetros  $S_{21}$  y  $S_{11}$  en lineal del ejemplo 1.

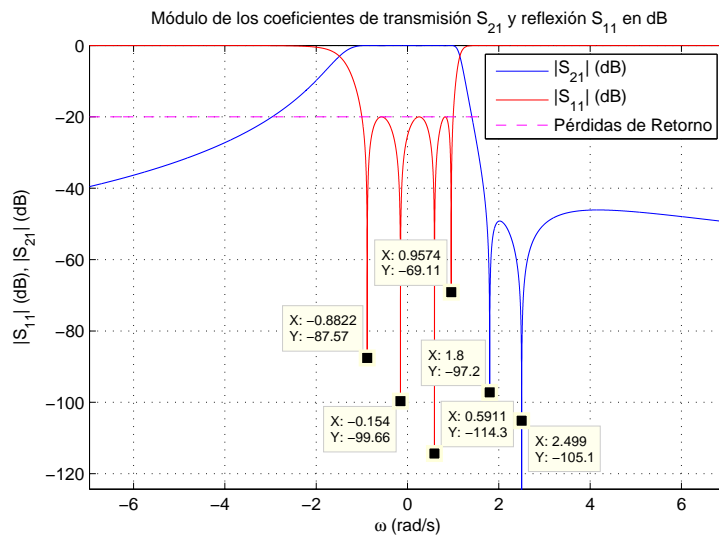


Figura 2.15: Módulo de los parámetros  $S_{21}$  y  $S_{11}$  en dB del ejemplo 1.

En la gráfica 2.15, podemos verificar que se han obtenido correctamente los 4 ceros de reflexión y los 2 ceros de transmisión finitos.

Finalmente, como dato extra, representamos el retardo de grupo  $\tau(\omega)$  a partir de la ecuación 2.4 (ver la Figura 2.16).

### Conclusiones aclaratorias

Con estos polinomios  $P(s)$ ,  $F(s)$  y  $E(s)$ , ahora estamos listos para proceder con la síntesis de una red eléctrica de prototipado, la cual, bajo análisis, da lugar exactamente a las mismas características de comportamiento que los polinomios originales.

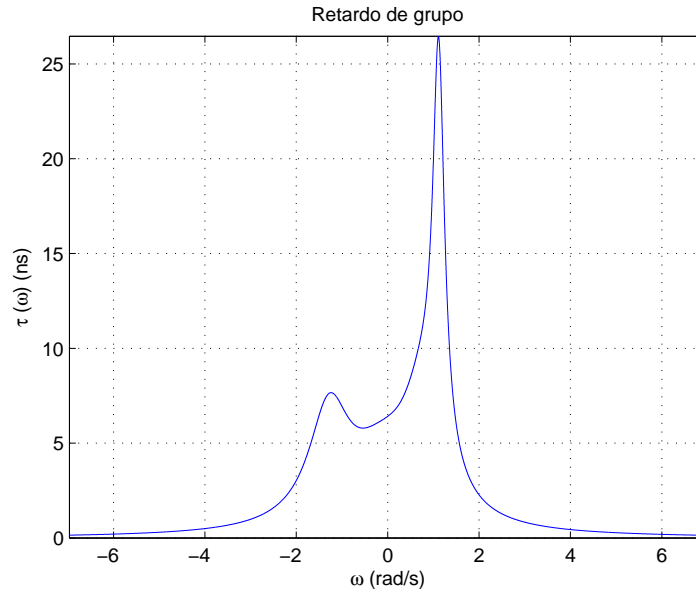


Figura 2.16: Retardo de grupo del ejemplo 1.

En este punto, es conveniente estudiar la forma que poseen los polinomios de este ejemplo de filtro asimétrico de cuarto grado para ayudarnos a entender las características particulares de la red eléctrica que será sintetizada a partir de ellos:

- Debido a que los ceros de  $E(s)$  [polos de la función de filtrado] se encuentran dispuestos asimétricamente alrededor de ambos ejes real e imaginario, todos excepto el coeficiente de grado mayor de  $E(s)$  serán complejos.
- Los ceros de  $F(s)$  [los ceros de la función de reflexión  $S_{11}(s)$ ] están distribuidos asimétricamente a lo largo del eje imaginario. Esto se traduce en que los coeficientes de  $F(s)$  alternan entre puramente reales y puramente imaginarios conforme la potencia  $s$  aumenta.
- De forma similar, debido a que los ceros de  $P(s)$  [los ceros de la función de transferencia  $S_{21}(s)$ ] yacen todos sobre el eje imaginario (o pueden estar distribuidos simétricamente alrededor de este eje), los coeficientes de  $P(s)$  también alternan entre puramente reales y puramente imaginarios conforme la potencia  $s$  aumenta.

Si los ceros de transmisión de la función de filtrado se encontraran prescritos simétricamente alrededor del eje real, entonces el patrón de singularidades de los polinomios  $E(s)$  y  $F(s)$ , los cuales son generados a partir de esos ceros de transmisión, serían también simétricos sobre el eje real. Tener simetría alrededor del eje real e imaginario significa que los polinomios están compuestos de coeficientes puramente reales:

- $E(s)$  sería un polinomio de grado  $N$  con coeficientes reales.
- $P(s)$  serían un polinomio par de grado  $n_{fz}$  con coeficientes reales, donde  $n_{fz}$  es el número de ceros de transmisión en posiciones finitas prescritos, el cual puede ir desde cero (*respuesta todo polos*) hasta  $N$  (caso *Fully Canonical*).
- $F(s)$  sería un polinomio par de grado  $N$ , si  $N$  es par o impar si  $N$  es impar, de nuevo con coeficientes puramente reales.

### 2.5.2. Ejemplo 2

Vemos ahora un filtro de orden  $N = 6$  con un nivel de Pérdidas de Retorno de  $RL = 22$  dB y tres ceros de transmisión prescritos en  $s_1 = 1 - j0,2$ ,  $s_2 = -1 - j0,2$  y  $s_3 = +j1,5$ .

Tipo de filtro	Orden	RL (dB)	Ceros de transmisión
Paso banda Chebyshev Asimétrico	6	22	$1 - j0,2$ $-1 - j0,2$ $+j1,5$

Tabla 2.5: Especificaciones del ejemplo 2.

Omitimos la explicación de todo el procedimiento de síntesis (al haber quedado ya claro en el ejemplo anterior), indicando simplemente los resultados que se obtienen con estas especificaciones. En la Tabla 2.6 observamos los valores de los polinomios  $F(s)$  y  $P(s)$ .

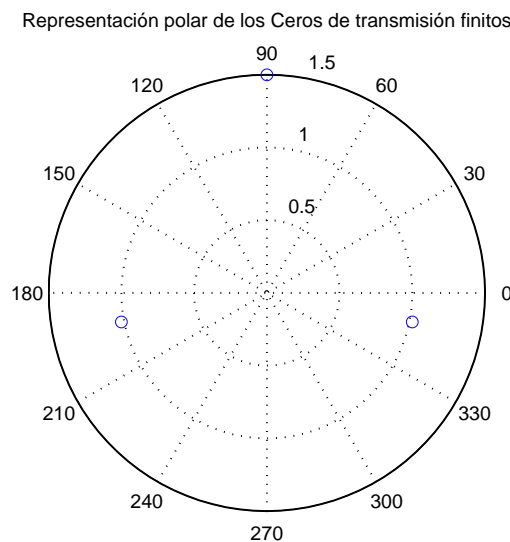


Figura 2.17: Ceros de transmisión finitos prescritos del ejemplo 2. Existe simetría alrededor del eje imaginario al encontrarse uno de ellos justo encima de él y los otros dos al formar un par simétrico.

Se trata de un caso NO *Fully Canonical*. Los valores de los coeficientes de  $E(s)$  y sus raíces quedarían como se muestra en la Tabla 2.7.

Con todo esto, ya podemos representar gráficamente las funciones de reflexión y transferencia (ver las Figuras 2.19 y 2.20).

Representamos además, como información extra, el retardo de grupo  $\tau(w)$  [ver la Figura 2.21].

## 2.5. EJEMPLOS DE SÍNTESIS POLINÓMICA

$s^i, i =$	Coefficientes de $P(s)$	Coefficientes de $F(s)$	Coefficientes de $V_4'(s)$
0	$j1,56$	$+0,0227$	$-j0,011$
1	$-0,44$	$-j0,0653$	$+0,1505$
2	$-j1,1$	$+0,4854$	$-j0,1752$
3	$+1$	$-j0,3083$	$+0,9198$
4		$+1,4198$	$-j0,2662$
5		$-j0,2662$	$+1$
6		$+1$	
$s_n, n =$	Ceros de transmisión (prescritos)	Ceros de reflexión [Raíces de $F(s)$ ]	Máximos de reflexión en banda [Raíces de $V_4'(s)$ ]
1	$+j1,5$	$-j0,9521$	$-j0,8193$
2	$-1 - j0,2$	$+j0,9709$	$+j0,8827$
3	$+1 - j0,2$	$+j0,7358$	$+j0,5390$
4	$j\infty$	$-j0,6279$	$-j0,4059$
5	$j\infty$	$+j0,3104$	$+j0,0697$
6	$j\infty$	$-j0,1709$	
$\epsilon = -4,9331$		$\epsilon_R = 1$	

Tabla 2.6: Coeficientes y raíces de los polinomios  $P(s)$ ,  $F(s)$  y  $V_4'(s)$  del ejemplo 2.

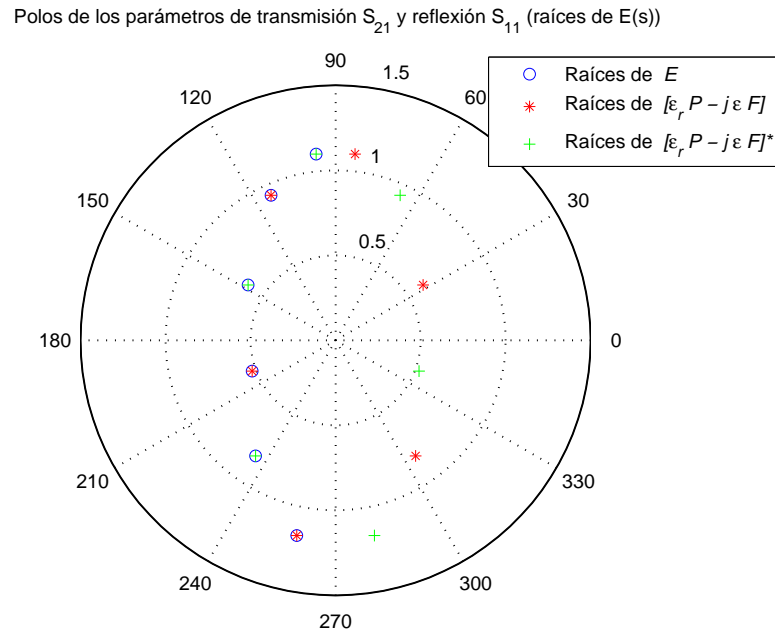


Figura 2.18: Raíces de  $[\epsilon_R P(w) - j\epsilon F(w)]$ ,  $[\epsilon_R P(w) - j\epsilon F(w)]^*$  y  $E(w)$  del ejemplo 2.

$s^i, i =$	Coefficientes de $E(s)$
0	$+0,2797 - j0,1492$
1	$+1,3166 - j0,6068$
2	$+2,9645 - j1,0449$
3	$+4,0159 - j1,0680$
4	$+3,8350 - j0,6382$
5	$+2,1978 - j0,2662$
6	$+1$
$s_n, n =$	Polos de $S_{11}(s)$ y $S_{21}(s)$ [Raíces de $E(s)$ ]
1	$-0,2280 - j1,1479$
2	$-0,1143 + j1,0957$
3	$-0,3799 + j0,8530$
4	$-0,4702 - j0,6796$
5	$-0,5144 + j0,3260$
6	$-0,4910 - j0,1810$

Tabla 2.7: Coeficientes y raíces del polinomio  $E(s)$  del ejemplo 2.

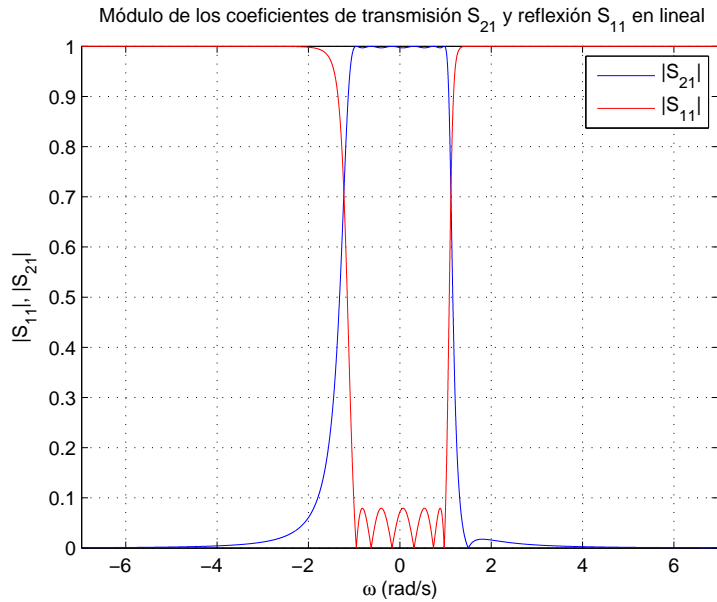


Figura 2.19: Módulo de los parámetros  $S_{21}$  y  $S_{11}$  en lineal del ejemplo 2.



## 2.5. EJEMPLOS DE SÍNTESIS POLINÓMICA

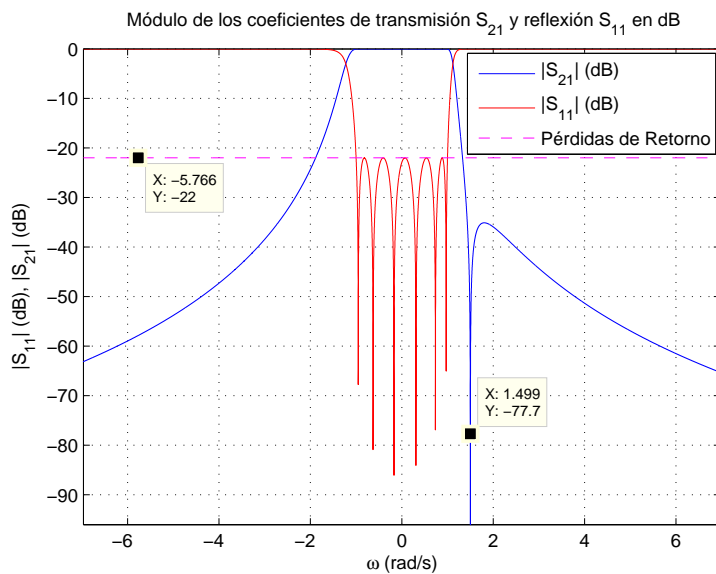


Figura 2.20: Módulo de los parámetros  $S_{21}$  y  $S_{11}$  en dB del ejemplo 2.

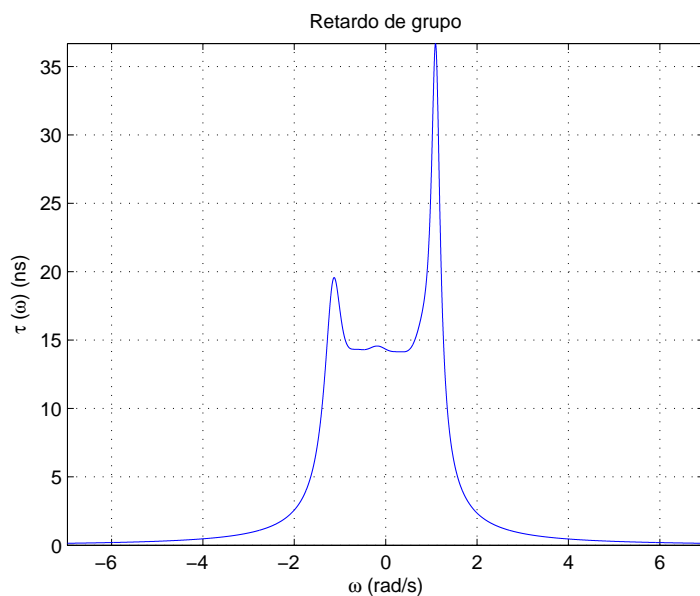


Figura 2.21: Retardo de grupo del ejemplo 2.



# Capítulo 3

## La Matriz de Acoplamiento

En este capítulo vamos a examinar la conocida *Matriz de Acoplamiento* que puede ser aplicada para un filtro paso banda de microondas. En primer lugar daremos una pequeña introducción de este concepto, veremos cómo se sintetiza la Matriz de Acoplamiento  $N+2$  a partir de los polinomios de transmisión y reflexión del filtro, y finalmente se demostrarán varios ejemplos para asegurar su comprensión.

### 3.1. Introducción

Modelar un circuito en forma matricial es particularmente útil en el sentido de que podremos aplicar operaciones matriciales tales como la *inversión*, la *Transformación de semejanza* y el *particionado* [Cameron et al., 2007]. Estas operaciones simplifican la síntesis, la reconfiguración de la topología, y un mayor rendimiento en la simulaciones para circuitos complejos. Además, la Matriz de Acoplamiento es capaz de controlar algunas propiedades del mundo físico de los elementos del filtro. Cada índice de la matriz  $\mathbf{M}$  puede ser identificado unívocamente con un elemento del dispositivo de microondas final. Esto nos permite contar con las atribuciones de las características eléctricas de cada elemento, tales como los valores del factor de calidad descargado  $Q_u$  para cada cavidad resonante, y las diferentes características de dispersión para los diversos tipos de acoplamientos principales (*mainline couplings*) y acoplamientos cruzados (*cross-coupling*) dentro del filtro. Todo esto resultaría muy complicado o imposible de lograr con los polinomios de Chebyshev.

Existen dos tipos de Matrices de Acoplamiento: la matriz  $N \times N$  y la matriz  $N+2$ . En este capítulo nos centramos únicamente en la segunda, ya que presenta diversas ventajas, entre las que cabe destacar que su síntesis es más fácil, debido a que se salta el tedioso paso de *Ortonormalización de Gram-Schmidt*. En [Cameron et al., 2007] se aborda la explicación de ambas matrices, por si fuera necesario un conocimiento más profundo de éstas.

La Matriz de Acoplamiento  $N + 2$  para una función de filtrado es directamente creada en primer lugar sintetizando la Matriz de Acoplamiento para un circuito *Transversal* de grado  $N$  y, seguidamente, realizando el proceso de reducción de la matriz a su forma *Folded Canonical*.

### 3.2. Síntesis de la Matriz $N + 2$

La Matriz de Acoplamiento  $N + 2$  o extendida, presenta un par de filas extra, arriba y abajo, y un par de columnas extra, en la izquierda y la derecha, en comparación con la Matriz de Acoplamiento convencional  $N \times N$ , por lo que aquella, como su propio nombre indica, tendrá unas dimensiones de  $(N + 2) \times (N + 2)$  [ver las matrices 3.1 y 3.2]. Estas filas y columnas extras permiten la inclusión de los acoplamientos entre los nodos de fuente y carga y los nodos que se encuentran en el interior del núcleo  $N \times N$ .

$$M_{N \times N} = \begin{pmatrix} M_{11} & M_{12} & \cdots & M_{1k} & \cdots & M_{1,N-1} & M_{1N} \\ M_{21} & M_{22} & \cdots & M_{2k} & \cdots & M_{2,N-1} & M_{2N} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ M_{k1} & M_{k2} & \cdots & M_{kk} & \cdots & M_{k,N-1} & M_{kN} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ M_{N-1,1} & M_{N-1,2} & \cdots & M_{N-1,k} & \cdots & M_{N-1,N-1} & M_{N-1,N} \\ M_{N1} & M_{N2} & \cdots & M_{Nk} & \cdots & M_{N,N-1} & M_{NN} \end{pmatrix} \quad (3.1)$$

$$M_{N+2} = \begin{pmatrix} M_{SS} & M_{S1} & M_{S2} & \cdots & M_{Sk} & \cdots & M_{S,N-1} & M_{SN} & M_{SL} \\ M_{1S} & M_{11} & M_{12} & \cdots & M_{1k} & \cdots & M_{1,N-1} & M_{1N} & M_{1L} \\ M_{2S} & M_{21} & M_{22} & \cdots & M_{2k} & \cdots & M_{2,N-1} & M_{2N} & M_{2L} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots \\ M_{kS} & M_{k1} & M_{k2} & \cdots & M_{kk} & \cdots & M_{k,N-1} & M_{kN} & M_{kL} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots \\ M_{N-1,S} & M_{N-1,1} & M_{N-1,2} & \cdots & M_{N-1,k} & \cdots & M_{N-1,N-1} & M_{N-1,N} & M_{N-1,L} \\ M_{NS} & M_{N1} & M_{N2} & \cdots & M_{Nk} & \cdots & M_{N,N-1} & M_{NN} & M_{NL} \\ M_{LS} & M_{L1} & M_{L2} & \cdots & M_{Lk} & \cdots & M_{L,N-1} & M_{LN} & M_{LL} \end{pmatrix} \quad (3.2)$$

Las ventajas que presenta esta segunda matriz frente a la convencional son las siguientes:

- Se pueden acomodar múltiples acoplamientos de entrada/salida, es decir, se pueden realizar acoplamientos directamente a partir de la fuente y/o de la carga con los resonadores internos, además de los acoplamientos principales de entrada y salida con el primer y último resonador del filtro, respectivamente.
- Esta Matriz de Acoplamiento puede ser sintetizada con funciones de filtrado *Fully canonical*. El método de síntesis de la Matriz de Acoplamiento  $N \times N$  permite sólo un máximo de  $N - 2$  ceros de transmisión en posiciones finitas.
- Durante ciertos procedimientos que emplean una secuencia de transformaciones de semejanza (rotaciones) [esto será visto en apartados posteriores], es conveniente a veces dejar establecidos acoplamientos de forma temporal en las filas o columnas más exteriores de la matriz  $N + 2$ , mientras otras rotaciones están teniendo lugar en otros índices de la matriz.
- Se trata de una síntesis más sencilla debido a que, como se ha indicado anteriormente, no es necesaria la etapa de *Ortonormalización de Gram-Schmidt*

La matriz 3.2 muestra la Matriz de Acoplamiento completa para una red de filtrado general de orden  $N$ . Podemos distinguir diferentes tipos de elementos dentro de esta matriz:

- Por un lado están los acoplamientos que se encuentran en la fila  $[M_{S1} \ M_{S2} \ \cdots \ M_{SN}]$  y en la columna  $[M_{1S} \ M_{2S} \ \cdots \ M_{NS}]$ , los cuales pertenecen al acoplamiento

entre la fuente y cada resonador de la red. En un filtro implementado en tecnología guía de onda (que será el caso que nos ocupa en este proyecto), estos elementos se corresponden con los valores de acoplamiento que hay entre la entrada de la guía y los resonadores (del 1º al N-ésimo) del filtro.

- Por otro lado, se encuentran los elementos de acoplamiento que hay en la fila  $[M_{L1} \ M_{L2} \ \cdots \ M_{LN}]$  y en la columna  $[M_{1L} \ M_{2L} \ \cdots \ M_{NL}]$ , los cuales pertenecen al acoplamiento entre la carga y cada resonador de la red. En un filtro implementado en tecnología guía de onda ocurre lo mismo que en los elementos anteriores pero con la salida de la guía, en lugar de con la entrada.
- Los elementos de la diagonal principal de la matriz que van desde  $M_{11}$  hasta  $M_{NN}$  no se corresponden con ningún acoplamiento en sí, sino que indican el cambio en la frecuencia de resonancia del resonador correspondiente. Estos índices son sólo distintos de cero en los filtros asíncronos en los que al menos uno de los resonadores posee un desplazamiento en frecuencia con respecto a la frecuencia central  $f_c$  del filtro.
- Los dos elementos de las esquinas superior derecha  $M_{SL}$  e inferior izquierda  $M_{LS}$  se corresponden con el acoplamiento directo entre la entrada y la salida.
- El primer elemento  $M_{SS}$  y el último  $M_{LL}$  serán siempre igual a cero debido a que se corresponden con la fuente y la carga del filtro, los cuales son elementos no resonantes.
- Y por último, el resto de elementos  $M_{ij}$  se corresponden con el acoplamiento entre el resonador  $i$  y el resonador  $j$ .

#### 3.2.1. Síntesis de la Matriz de Acoplamiento Transversal

Para sintetizar la Matriz de Acoplamiento Transversal  $N + 2$ , necesitamos construir de dos formas una matriz de parámetros de admitancia de dos puertos en circuito cerrado  $[Y_N]$  para la red general. En primer lugar, la matriz es construida a partir de los coeficientes de los polinomios racionales de los parámetros de Scattering de transmisión  $S_{21}(s)$  y reflexión  $S_{11}(s)$ , los cuales representan las características del filtro a implementar, y en segundo lugar a partir de los elementos circuitales de la red en agrupación transversal. Igualando ambas matrices  $[Y_N]$ , extraídas a partir de esos dos métodos, los elementos de la Matriz de Acoplamiento, asociados con la red en agrupación transversal, son relacionados con los coeficientes de los polinomios  $S_{21}(s)$  y  $S_{11}(s)$ .

#### Síntesis de la Función de Admitancia $[Y_N]$ a partir de los polinomios de transferencia y reflexión

Como vimos en el capítulo anterior, los polinomios de transferencia y reflexión para una función de filtrado de Chebyshev tienen la siguiente forma:

$$S_{21}(s) = \frac{P(s)/\epsilon}{E(s)} \quad (3.3)$$

$$S_{11}(s) = \frac{F(s)/\epsilon_R}{E(s)} \quad (3.4)$$

, donde

$$\epsilon = \frac{1}{\sqrt{10^{RL/10} - 1}} \left| \frac{P(s)}{F(s)} \right|_{s=\pm j} \quad (3.5)$$

El término RL son las Pérdidas de Retorno prescritas en dB, y los polinomios  $E(s)$ ,  $F(s)$  y  $P(s)$  se asume que han sido normalizados de tal forma que sus coeficientes de grado mayor valen uno. Tanto  $E(s)$  como  $F(s)$  son polinomios de grado  $N$ ;  $N$  es el grado de la función de filtrado; y  $P(s)$ , que contiene los ceros de transmisión en posiciones finitas prescritos, es de grado  $n_{fz}$ , donde  $n_{fz}$  es el número de ceros de transmisión en posiciones finitas que han sido prescritos en las especificaciones iniciales. Para una red realizable,  $n_{fz}$  debe ser  $\leq N$ .

El valor de  $\epsilon_R$  es uno para todos los casos excepto para el de función de filtrado *Fully Canonical*, en el que todos los ceros de transmisión se encuentran prescritos en posiciones frecuenciales finitas, es decir,  $n_{fz} = N$ . En ese último caso, el valor de  $S_{21}(s)$  (en dB) es finito a frecuencias infinitas y si los coeficientes de grado mayor de los polinomios  $E(s)$ ,  $F(s)$  y  $P(s)$  son todos normalizados a uno,  $\epsilon_R$  tendrá un valor significativamente mayor a la unidad. Por lo tanto, tendremos que calcular de forma diferente ambas constante  $\epsilon$  y  $\epsilon_R$  según el caso en el que nos encontremos:

- **Caso general:** Este caso los incluye todos excepto en el que  $n_{fz} = N$ . El valor de la constante  $\epsilon$  se extrae con la ecuación 3.5 y  $\epsilon_R = 1$ .
- **Caso *Fully Canonical*:** En este caso  $\epsilon_R$  es significativamente mayor a la unidad:

$$\epsilon_R = \frac{\epsilon}{\sqrt{\epsilon^2 - 1}} \quad (3.6)$$

Para extraer ambas constantes, tenemos que hacer uso de una tercer constante auxiliar  $k$ :

$$k = \frac{1}{\sqrt{10^{RL/10} - 1}} \left| \frac{P(s)}{F(s)} \right|_{s=\pm j} = \frac{\epsilon}{\epsilon_R} \quad (3.7)$$

$$\frac{\epsilon_R}{\epsilon} = \frac{1}{\sqrt{\epsilon^2 - 1}} \rightarrow \frac{\epsilon}{\epsilon_R} = \sqrt{\epsilon^2 - 1} = k \quad (3.8)$$

$$\epsilon = \sqrt{k^2 + 1} \quad (3.9)$$

$$\epsilon_R = \frac{\epsilon}{\sqrt{\epsilon^2 - 1}} \quad (3.10)$$

Además, debemos asegurar que se cumpla la ortogonalidad de los p-S. Para ello, simplemente debemos tener en cuenta que, como se explicó previamente en la Tabla 2.1, hay multiplicar el polinomio  $P(s)$  por  $j$  cuando tenemos que  $N - n_{fz}$  es par. Podemos encontrar una explicación más detallada en [Cameron et al., 2007] y [Mendoza, 2006].

Continuando con el proceso de síntesis de la matriz  $[Y_N]$ , los polinomios numerador y denominador de sus elementos  $y_{21}(s)$  y  $y_{22}(s)$ , se construyen directamente a partir de los

polinomios de transferencia y reflexión  $S_{21}(s)$  y  $S_{11}(s)$ . En una red de dos terminaciones con las terminaciones de carga y fuente de  $1 \Omega$ , tenemos:

- Para grado  $N$  par:

$$y_{21}(s) = \frac{y_{21n}(s)}{y_d(s)} = \frac{(P(s)/\epsilon)}{m_1(s)} \quad (3.11)$$

$$y_{22}(s) = \frac{y_{22n}(s)}{y_d(s)} = \frac{n_1(s)}{m_1(s)} \quad (3.12)$$

- Para grado  $N$  impar:

$$y_{21}(s) = \frac{y_{21n}(s)}{y_d(s)} = \frac{(P(s)/\epsilon)}{n_1(s)} \quad (3.13)$$

$$y_{22}(s) = \frac{y_{22n}(s)}{y_d(s)} = \frac{m_1(s)}{n_1(s)} \quad (3.14)$$

, donde  $y_{ijn}(s)$ ,  $i, j = 1, 2$ , es el polinomio numerador de  $y_{ij}(s)$  e  $y_d(s)$  es su polinomio denominador común, y además:

$$m_1(s) = Re(e_0 + f_0) + jIm(e_1 + f_1)s + Re(e_2 + f_2)s^2 + \dots \quad (3.15)$$

$$n_1(s) = jIm(e_0 + f_0) + Re(e_1 + f_1)s + jIm(e_2 + f_2)s^2 + \dots \quad (3.16)$$

y  $e_i$  y  $f_i$ ,  $i = 0, 1, 2, 3, \dots, N$ , son los coeficientes complejos de  $E(s)$  y  $F(s)/\epsilon_R$ , respectivamente. Además,  $y_{11}(s)$  podría también ser hallado aquí, pero no es necesario para la síntesis de la Matriz de Acoplamiento.

Una vez que tenemos los polinomios numerador y denominador de  $y_{21}(s)$  y  $y_{22}(s)$ , procedemos a obtener sus residuos  $r_{21k}$  y  $r_{22k}$ ,  $k = 1, 2, \dots, N$ , con la expansión en fracciones simples, y los autovalores puramente reales  $\lambda_k$  de la red a partir del polinomio denominador  $y_d(s)$ . Este polinomio  $y_d(s)$  de grado  $N$  tiene raíces puramente imaginarias ( $= j\lambda_k$ ).

Si expresamos los residuos en forma matricial, obtenemos la siguiente matriz de admitancias  $[Y_N]$  para la red general:

$$\begin{aligned} [Y_N] &= \begin{pmatrix} y_{11}(s) & y_{12}(s) \\ y_{21}(s) & y_{22}(s) \end{pmatrix} = \frac{1}{y_d(s)} \begin{pmatrix} y_{11n}(s) & y_{12n}(s) \\ y_{21n}(s) & y_{22n}(s) \end{pmatrix} = \\ &= j \begin{pmatrix} 0 & K_\infty \\ K_\infty & 0 \end{pmatrix} + \sum_{k=1}^N \frac{1}{(s - j\lambda_k)} \begin{pmatrix} r_{11k} & r_{12k} \\ r_{21k} & r_{22k} \end{pmatrix} \end{aligned} \quad (3.17)$$

, donde la constante real  $K_\infty$  es nula, excepto para el caso *Fully Canonical* ( $N = n_{fz}$ ), en el cual el grado del numerador de  $y_{21}(s)$  ( $y_{21n}(s) = jP(s)/\epsilon$ ) es igual al de su denominador  $y_d(s)$ , y  $K_\infty$  necesitaría ser extraída a partir de  $y_{21}(s)$  en primer lugar, para reducir en 1 el grado de su polinomio numerador  $y_{21n}(s)$  antes de poder encontrar sus residuos  $r_{21k}$ . Note además que en el caso *Fully Canonical*,  $N - n_{fz} = 0$  es par, por lo que será necesario multiplicar  $P(s)$  por  $j$  para asegurar que se cumplen las condiciones

de unitariedad de la matriz de Scattering.

De forma independiente con respecto a  $s$ , la constante  $K_\infty$  es evaluada en  $s = j\infty$ :

$$jK_\infty = \frac{y_{21n}(s)}{y_d(s)} \Big|_{s=j\infty} = \frac{jP(s)/\epsilon}{y_d(s)} \Big|_{s=j\infty} \quad (3.18)$$

El procedimiento para construir  $y_d$  a partir de las ecuaciones 3.15 y 3.16 conduce a que su coeficiente de grado mayor tenga un valor de  $[1 + 1/\epsilon_R]$ , y como el coeficiente de grado mayor de  $P(s)$  es igual a 1, el valor de  $K_\infty$  se puede obtener con:

$$K_\infty = \frac{1}{\epsilon} \frac{1}{(1 + 1/\epsilon_R)} = \frac{\epsilon_R}{\epsilon} \frac{1}{(\epsilon_R + 1)} \quad (3.19)$$

Con la ecuación 3.6 se puede obtener una expresión alternativa para el cálculo de  $K_\infty$ :

$$K_\infty = \frac{\epsilon}{\epsilon_R} (\epsilon_R - 1) \quad (3.20)$$

El nuevo polinomio numerador  $y'_{21n}(s)$  se determina ahora con:

$$y'_{21n}(s) = y_{21n}(s) - jK_\infty y_d(s) \quad (3.21)$$

, el cual es de grado  $N - 1$ , y los residuos  $r_{21k}$  de  $y'_{21}(s) = y'_{21n}(s)/y_d(s)$  pueden ser hallados ahora como siempre, con el uso de la expansión en fracciones simples.

### Síntesis de la Función de Admitancia $[Y_N]$ a partir del enfoque circuital

Además, la matriz de parámetros de admitancia de dos puertos en circuito cerrado  $[Y_N]$  para la red general puede ser sintetizada directamente a partir de la red transversal *Fully Canonical*.

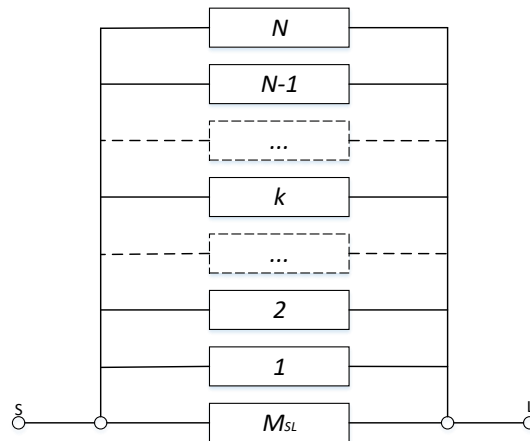


Figura 3.1: Agrupación transversal canónico de N resonadores, en el cual se incluye el acoplamiento directo  $M_{SL}$  entre la fuente y la carga.

Esta red transversal, como se puede observar en la Figura anterior 3.1, se compone de N secciones individuales paso bajo de primer orden, conectadas en paralelo entre los terminales de fuente y carga. El inversor de acoplamiento directo  $M_{SL}$  es incluido para permitir ser realizada la función de transferencia *Fully Canonical*, teniendo en



cuenta la *Regla del camino mínimo* (es decir,  $n_{fzmax}$ ), el número máximo de ceros de transmisión en posiciones finitas que pueden existir en una red  $n_{fzmax} = N - n_{min}$ , donde  $n_{min}$  es el número de resonadores presentes en el camino más corto a través de la red entre los terminales de fuente y carga. En redes *Fully Canonical*,  $n_{min} = 0$ , y por lo tanto  $n_{fzmax} = N$ , que coincide con el grado de la función de filtrado.

Cada una de las  $N$  secciones paso bajo consiste en una capacidad  $C_k$  conectada en paralelo junto a una susceptancia invariante en frecuencia  $B_k$ , conectadas a través de inversores de admitancia de admitancias características  $M_{Sk}$  y  $M_{Lk}$  a los terminales de fuente y carga, respectivamente. En la Figura 3.2 se puede observar el circuito de una de estas secciones.

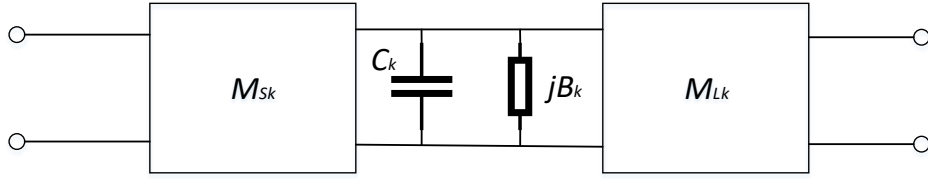


Figura 3.2: Equivalente circuital de la sección paso bajo  $k$ -ésima de la agrupación transversal.

### Particularización para funciones de filtrado *Fully Canonical*

El inversor directo  $M_{SL}$  de la Figura 3.1 será cero, excepto en el caso *Fully Canonical*, en el que  $n_{fz} = N$ . A frecuencias infinitas ( $s = \pm j\infty$ ), todas las capacidades  $C_k$  de las secciones paso bajo se vuelven cortocircuitos en paralelo ( $Z_c = \frac{1}{sC_k} = \frac{1}{\infty} = 0$ ). Estos cortocircuitos, aparecen como circuitos abiertos en los puertos de fuente y carga debido a los inversores  $M_{Sk}$  y  $M_{Lk}$ , respectivamente. Así, el único camino por el que podrán conectarse fuente y carga será el que atraviesa el inversor de admitancia invariante en frecuencia  $M_{SL}$ .

Sabiendo que un inversor de admitancia se comporta como un transformador en  $\lambda/4$  ( $Y_{in} = \frac{M_{SL}^2}{Y_L}$ ), si la impedancia de carga es  $1 \Omega$  ( $Y_L = \frac{1}{R_L} = 1 \Omega^{-1}$ ), el punto de conducción de admitancia  $Y_{11\infty}$  visto desde el puerto de entrada, como se puede observar en la Figura 3.3, es:

$$Y_{11\infty} = M_{SL}^2 \quad (3.22)$$

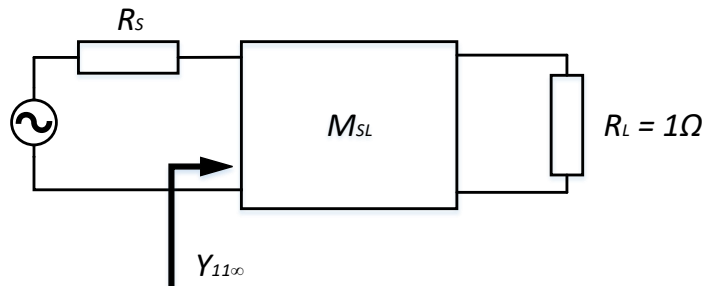


Figura 3.3: Equivalente circuital de la agrupación transversal en  $s = \pm j\infty$ .

Por lo tanto, el coeficiente de reflexión a la entrada  $S_{11}(s)$  en  $s = j\infty$  es:

$$S_{11}(s)|_{s=j\infty} = |S_{11\infty}| = \left| \frac{(1 - Y_{11\infty})}{(1 + Y_{11\infty})} \right| \quad (3.23)$$

Haciendo uso del principio de conservación de la energía y sustituyendo  $|S_{11\infty}|$ , obtenemos:

$$|S_{21\infty}| = \sqrt{1 - |S_{11\infty}|^2} = \frac{2\sqrt{Y_{11\infty}}}{(1 + Y_{11\infty})} = \frac{2M_{SL}}{(1 + M_{SL}^2)} \quad (3.24)$$

Y, despejando  $M_{SL}$ :

$$M_{SL} = \frac{1 \pm \sqrt{1 - |S_{21\infty}|^2}}{|S_{21\infty}|} = \frac{1 \pm |S_{11\infty}|}{|S_{21\infty}|} \quad (3.25)$$

Además, como en una función de filtrado *Fully Canonical*,  $P(s)$ ,  $F(s)$  y  $E(s)$  son todos polinomios de grado  $N$  normalizados a la unidad en sus coeficientes de grado más alto, se cumple que, a frecuencias infinitas:

$$|S_{21}(j\infty)| = \left| \frac{P(j\infty)/\epsilon}{E(j\infty)} \right| = \frac{1}{\epsilon} \quad (3.26)$$

$$|S_{11}(j\infty)| = \left| \frac{F(j\infty)/\epsilon_R}{E(j\infty)} \right| = \frac{1}{\epsilon_R} \quad (3.27)$$

Por ello, sustituyendo estos valores en la ecuación 3.25, ésta se quedaría así:

$$M_{SL} = \frac{\epsilon(\epsilon_R \pm 1)}{\epsilon_R} \quad (3.28)$$

Debido a que  $\epsilon_R$  es significativamente mayor que la unidad para una red *Fully Canonical*, nos quedamos con el signo negativo para darle un valor relativamente bajo a  $M_{SL}$ :

$$M_{SL} = \frac{\epsilon(\epsilon_R - 1)}{\epsilon_R} \quad (3.29)$$

, con lo cual obtenemos  $M_{SL} = 0$  para filtros no canónicos en los que  $\epsilon_R = 1$ , como debe ser. Como dato adicional, si tomásemos el signo positivo en la ecuación 3.28, y con el uso de la ecuación 3.6, obtendríamos ahora que  $M'_{SL} = 1/M_{SL}$ . Sin embargo, para filtros paso banda, esta segunda solución no se suele escoger en la práctica debido a que proporciona un valor de  $M_{SL}$  mayor. Con el uso de la ecuación 3.6 podemos obtener una expresión alternativa de la ecuación 3.29:

$$M_{SL} = \sqrt{\frac{\epsilon_R - 1}{\epsilon_R + 1}} \quad (3.30)$$

, donde, nuevamente, es evidente que  $M_{SL} = 0$  cuando  $\epsilon_R = 1$ .

### Síntesis de la matriz de admitancia de dos puertos $[Y_N]$

Ahora, conectando en cascada los elementos de la Figura 3.2, obtenemos la matriz de transferencia  $[ABCD]_k$  para la sección  $k$ -ésima de la siguiente forma<sup>1</sup>.

$$[ABCD]_k = - \begin{pmatrix} \frac{M_{Lk}}{M_{Sk}} \frac{(sC_k + jB_k)}{M_{Sk}M_{Lk}} \\ 0 \quad \frac{M_{Sk}}{M_{Lk}} \end{pmatrix} \quad (3.31)$$

Esta matriz  $[ABCD]_k$  puede convertirse de forma directa en su equivalente de matriz de parámetros  $[Y]$  en cortocircuito, utilizando la siguiente expresión [Pozar, 2012]:

$$[Y] = \begin{pmatrix} y_{11} & y_{12} \\ y_{21} & y_{22} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{D}{B} & -\frac{(AD-BC)}{B} \\ -\frac{1}{B} & \frac{A}{B} \end{pmatrix} \quad (3.32)$$

De esta forma, calculando y sustituyendo cada uno de los parámetros  $y_{ij}$ , la matriz de parámetros  $[Y]$  para cada una de las secciones  $k$ -ésimas queda de la siguiente forma:

$$\begin{aligned} [Y_k] &= \begin{pmatrix} y_{11k}(s) & y_{12k}(s) \\ y_{21k}(s) & y_{22k}(s) \end{pmatrix} = \frac{M_{Sk}M_{Lk}}{(sC_k + jB_k)} \begin{pmatrix} \frac{M_{Sk}}{M_{Lk}} & 1 \\ 1 & \frac{M_{Lk}}{M_{Sk}} \end{pmatrix} = \\ &= \frac{1}{(sC_k + jB_k)} \begin{pmatrix} M_{Sk}^2 & M_{Sk}M_{Lk} \\ M_{Sk}M_{Lk} & M_{Lk}^2 \end{pmatrix} \end{aligned} \quad (3.33)$$

Y para concluir, la matriz de admitancias  $[Y_N]$  en cortocircuito de la agrupación transversal conectada en paralelo (ver la Figura 3.1) es la suma de las matrices de parámetros  $[Y]$  de las  $N$  secciones individuales, más la matriz de parámetros  $[Y]$  del inversor de acoplamiento directo entre fuente y carga  $M_{SL}$  ( $[Y_{SL}]$ ):

$$\begin{aligned} [Y_N] &= \begin{pmatrix} y_{11}(s) & y_{12}(s) \\ y_{21}(s) & y_{22}(s) \end{pmatrix} = [Y_{SL}] + \sum_{k=1}^N \begin{pmatrix} y_{11k}(s) & y_{12k}(s) \\ y_{21k}(s) & y_{22k}(s) \end{pmatrix} = \\ &= j \begin{pmatrix} 0 & M_{SL} \\ M_{SL} & 0 \end{pmatrix} + \sum_{k=1}^N \frac{1}{(sC_k + jB_k)} \begin{pmatrix} M_{Sk}^2 & M_{Sk}M_{Lk} \\ M_{Sk}M_{Lk} & M_{Lk}^2 \end{pmatrix} \end{aligned} \quad (3.34)$$

### Síntesis de la matriz transversal $N + 2$

Ahora ya podemos igualar las dos expresiones de  $[Y_N]$ , la primera que se encuentra en términos de los residuos de la matriz de la función de transferencia (ver la ecuación 3.35) y la segunda que se encuentra en términos de elementos circuitales de la agrupación transversal (ver la ecuación 3.34):

$$\begin{aligned} [Y_N] &= j \begin{pmatrix} 0 & K_\infty \\ K_\infty & 0 \end{pmatrix} + \sum_{k=1}^N \frac{1}{(s - j\lambda_k)} \begin{pmatrix} r_{11k} & r_{12k} \\ r_{21k} & r_{22k} \end{pmatrix} = \\ &= j \begin{pmatrix} 0 & M_{SL} \\ M_{SL} & 0 \end{pmatrix} + \sum_{k=1}^N \frac{1}{(sC_k + jB_k)} \begin{pmatrix} M_{Sk}^2 & M_{Sk}M_{Lk} \\ M_{Sk}M_{Lk} & M_{Lk}^2 \end{pmatrix} \end{aligned} \quad (3.35)$$

---

<sup>1</sup>Ver [Mendoza, 2006] para visualizar el proceso del cálculo de la ecuación 3.31.

Viendo la ecuación anterior, es obvio que  $M_{SL} = K_\infty$ , y para los elementos con subíndices  $21$  y  $22$  en las matrices que acompañan a los sumatorios, obtenemos que:

$$\frac{r_{21k}}{(s - j\lambda_k)} = \frac{M_{Sk}M_{Lk}}{(sC_k + jB_k)} \quad (3.36)$$

$$\frac{r_{22k}}{(s - j\lambda_k)} = \frac{M_{Lk}^2}{(sC_k + jB_k)} \quad (3.37)$$

Los residuos  $r_{21k}$  y  $r_{22k}$  y los autovalores  $\lambda_k$  ya han sido obtenidos a partir de los polinomios  $S_{21}$  y  $S_{22}$  de la función de filtrado deseada [ver la ecuación 3.35], y por ello igualando las partes real e imaginaria en las ecuaciones 3.36 y 3.37, es posible relacionarlas directamente con los parámetros circuitales de la siguiente forma:

$$C_k = 1 \quad (3.38)$$

$$B_k (\equiv M_{kk}) = -\lambda_k \quad (3.39)$$

$$M_{Lk}^2 = r_{22k} \rightarrow M_{Lk} = \sqrt{r_{22k}} = T_{Nk} \quad (3.40)$$

$$M_{Sk}M_{Lk} = r_{21k} \rightarrow M_{Sk} = \frac{r_{21k}}{\sqrt{r_{22k}}} = T_{1k} \quad (3.41)$$

, donde  $k = 1, 2, \dots, N$ .

Aquí, debemos darnos cuenta de que  $M_{Sk}$  y  $M_{Lk}$  constituyen los vectores fila no escalados  $T_{1k}$  y  $T_{Nk}$  de la matriz ortogonal  $\mathbf{T}$ . El resto de índices de esta matriz  $\mathbf{T}$  no es necesario extraerlos. Y este, es justo el punto más interesante de este tipo de Matriz de Acoplamiento ( $N + 2$ ), ya que para la Matriz convencional  $N \times N$  sí que hubiera hecho falta sacar esos valores, teniendo que recurrir al proceso de construcción con la ortonormalización de Gram-Schmitt u otros métodos similares, igualmente tediosos.

Sabemos ya que los condensadores  $C_k$  de las secciones en paralelo son todos iguales a la unidad, y que las susceptancias invariantes en frecuencia son  $B_k = -\lambda_k$ , los cuales representan los autoacoplamientos que van desde  $M_{11}$  hasta  $M_{NN}$ . Los acoplamientos de entrada  $M_{Sk}$ , de salida  $M_{Lk}$  y el acoplamiento directo entre fuente y carga  $M_{SL}$  son ahora todos conocidos. Por ello, la Matriz de Acoplamiento  $N + 2$  transversal recíproca  $\mathbf{M}$ , perteneciente a la red de la figura 3.1, puede ser ya construida.

Así, en la matriz  $N + 2$  nos vamos a encontrar los siguientes valores (3.42):

- Los valores  $M_{Sk} (= T_{1k})$  son los  $N$  acoplamientos de entrada y ocupan la primera fila y la primera columna desde la posición 1 a la  $N$ .
- De forma similar, los valores  $M_{Lk} (= T_{Nk})$  son los  $N$  acoplamientos de salida y ocupan la última fila y la última columna desde la posición 1 a la  $N$ .
- Los elementos de la diagonal desde el  $M_{11}$  hasta el  $M_{NN}$  son iguales a  $-\lambda_k$ .
- El resto de elementos de la matriz son nulos.

$$M_{N+2} = \begin{pmatrix} 0 & M_{S1} & M_{S2} & \cdots & M_{Sk} & \cdots & M_{S,N-1} & M_{SN} & M_{SL} \\ M_{1S} & M_{11} & 0 & \cdots & 0 & \cdots & 0 & 0 & M_{1L} \\ M_{2S} & 0 & M_{22} & \cdots & 0 & \cdots & 0 & 0 & M_{2L} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots \\ M_{kS} & 0 & 0 & \cdots & M_{kk} & \cdots & 0 & 0 & M_{kL} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots \\ M_{N-1,S} & 0 & 0 & \cdots & 0 & \cdots & M_{N-1,N-1} & 0 & M_{N-1,L} \\ M_{NS} & 0 & 0 & \cdots & 0 & \cdots & 0 & M_{NN} & M_{NL} \\ M_{LS} & M_{L1} & M_{L2} & \cdots & M_{Lk} & \cdots & M_{L,N-1} & M_{LN} & 0 \end{pmatrix} \quad (3.42)$$

Como se puede observar, esta matriz es simétrica respecto a su diagonal ( $M_{ij} = M_{ji}$ ).

### 3.2.2. Reducción de la Matriz transversal $N + 2$ a su forma *Folded Canonical*

Los elementos de la Matriz de acoplamiento  $\mathbf{M}$  que surge del procedimiento de síntesis descrito previamente, tendrán todos, en general, valores distintos de cero. Los valores no nulos que se producen en los elementos de la diagonal de las matrices de acoplamiento de redes eléctricamente asimétricas, representan los *offsets* (o desplazamientos) respecto a la frecuencia central de cada resonancia (sintonizados asincrónamente). Por otro lado, los valores no nulos que se produzcan en los elementos que no pertenecen a la diagonal de la matriz, representan los acoplamientos entre los distintos nodos resonantes y nodos de fuente y carga. Esto, es claramente poco práctico, por lo que es usual cancelar los acoplamientos con una secuencia de transformaciones de semejanza o *rotaciones*, hasta llegar a una forma más conveniente de la matriz  $\mathbf{M}$ , con un número mínimo de acoplamientos distintos de cero. El uso de estas transformaciones de semejanza asegura que los autovalores y autovectores de la matriz se conserven, de forma que la matriz transformada tendrá exactamente las mismas características de transferencia y reflexión que la matriz original.

Existen varias formas canónicas de la matriz  $\mathbf{M}$  más prácticas que la obtenida directamente a partir de la síntesis. La más utilizada, es la llamada *Folded Canonical* (ver la Figura 3.4). Esta forma puede utilizarse directamente, si es conveniente, para obtener los acoplamientos, o bien utilizarse como punto de partida para la aplicación de más transformaciones que creen una topología alternativa de resonadores interacoplados, óptimamente adaptados a las restricciones físicas y eléctricas de la tecnología con la que el filtro será realizado. A continuación, veremos el proceso de reducción de la Matriz transversal  $N + 2$  a su forma *Folded Canonical*.

#### Rotaciones y cancelación de elementos de la Matriz

Una transformación de semejanza (o rotación) en una Matriz de Acoplamiento  $\mathbf{M}_0$  de tamaño  $(N + 2) \times (N + 2)$  es llevada a cabo con la siguiente operación:

$$M_1 = R_1 \cdot M_0 \cdot R_1^t \quad (3.43)$$

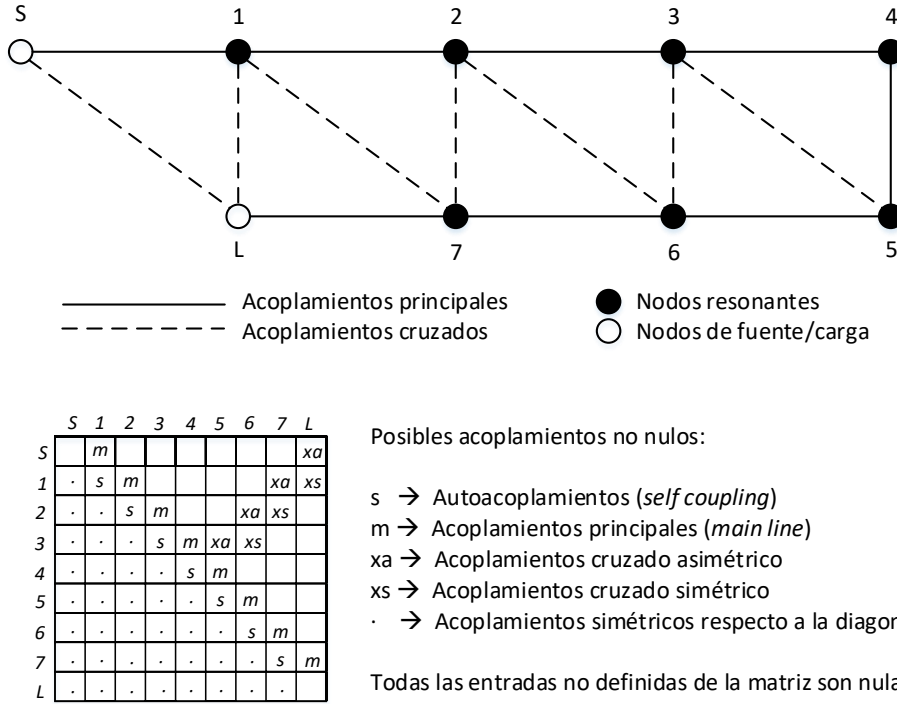


Figura 3.4: Topología y Matriz de acoplamiento  $N + 2$  en forma *Folded Canonical*.

, donde  $\mathbf{M}_0$  es la matriz original,  $\mathbf{M}_1$  es la matriz tras la transformación de semejanza, y  $\mathbf{R}_1$  es la matriz de rotación de tamaño  $(N + 2) \times (N + 2)$ .

Para poder definir la matriz de rotación, antes debemos saber que hablar del pivote  $[i, j]$  ( $i \neq j$ ) de  $\mathbf{R}_r$ , significa que los elementos  $R_{ii} = R_{jj} = \cos \theta_r$ , y que los elementos  $R_{ji} = -R_{ij} = \sin \theta_r$ , siendo  $\theta_r$  el ángulo de rotación, y siempre que se cumpla que  $i, j \neq 1$  o  $N + 2$ . El resto de elementos de la matriz serán nulos, excepto los de la diagonal principal, cuyo valor será la unidad.

Así, si por ejemplo estamos hablando del pivote  $[3, 5]^2$  sobre una matriz  $\mathbf{M}_0$  de tamaño  $N + 2 = 7$ , entonces la matriz  $\mathbf{R}_r$  tendrá la siguiente forma:

$$R_r = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \cos \theta_r & 0 & -\sin \theta_r & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \sin \theta_r & 0 & \cos \theta_r & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \quad (3.44)$$

y, aplicando esta matriz de rotación a la matriz original, obtenemos la siguiente matriz

<sup>2</sup>Al hablar de pivotes, los índices no deben ser confundidos con los de la terminología de fuente  $S$  y carga  $L$  de la Matriz de Acoplamiento  $N + 2$ . En la definición de un pivote, si éste se encuentra en el primer índice de la matriz, se correspondería con el  $[1, 1]$  (y no con  $[S, S]$ ); si se encuentra sobre la primera fila y segunda columna, se correspondería con el  $[1, 2]$  (y no con  $[S, 1]$ ); y así sucesivamente.

transformada:

$$M_1 = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \cos \theta_r & 0 & -\sin \theta_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \sin \theta_r & 0 & \cos \theta_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \cdot M_0 \cdot \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \cos \theta_r & 0 & \sin \theta_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\sin \theta_r & 0 & \cos \theta_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \quad (3.45)$$

Debido a que los autovalores de la matriz resultante  $\mathbf{M}_1$  son exactamente los mismos que los de la matriz original  $\mathbf{M}_0$ , se puede aplicar una serie de transformaciones arbitrariamente largas, con pivotes y ángulos arbitrariamente definidos, partiendo de la matriz  $\mathbf{M}_0$ . Cada transformación en la serie tendrá entonces la siguiente forma:

$$M_r = R_r \cdot M_{r-1} \cdot R_r^t \quad (3.46)$$

, donde  $r = 1, 2, 3, \dots, R$ , y analizando la matriz resultante  $M_R$ , tendremos al final de la serie de transformaciones los mismos autovalores y autovectores que la matriz original  $\mathbf{M}_0$ .

Cuando una transformación de semejanza de pivote  $[i, j]$ , y ángulo  $\theta_r \neq 0$ , se aplica a una Matriz de Acoplamiento  $\mathbf{M}_{r-1}$ , los elementos de las filas  $i$  y  $j$ , y los elementos de las columnas  $i$  y  $j$  de la matriz resultante  $\mathbf{M}_r$ , cambian sus valores respecto a los valores de los elementos correspondientes de la matriz  $\mathbf{M}_{r-1}$  previa a la transformación. Para el elemento  $k$ -ésimo de la fila o columna  $i$  o  $j$  de la matriz  $\mathbf{M}_r$ , que no se encuentre en los elementos cruzados del pivote (es decir, para  $k \neq i, j$ ), el valor del elemento en cuestión variará según las siguientes fórmulas<sup>3</sup>:

$$\begin{aligned} M'_{ik} &= c_r M_{ik} - s_r M_{jk} && \text{para un elemento en la fila } i. \\ M'_{jk} &= s_r M_{ik} + c_r M_{jk} && \text{para un elemento en la fila } j. \\ M'_{ki} &= c_r M_{ki} - s_r M_{kj} && \text{para un elemento en la columna } i. \\ M'_{kj} &= s_r M_{ki} + c_r M_{kj} && \text{para un elemento en la columna } j. \end{aligned} \quad (3.47)$$

, donde  $k(\neq i, j) = 1, 2, 3, \dots, N + 2$ ;  $c_r = \cos \theta_r$ ,  $s_r = \sin \theta_r$ , los elementos matriciales a la derecha del igual de las ecuaciones, pertenecen a la matriz  $\mathbf{M}_{r-1}$ , y los de la izquierda a  $\mathbf{M}_r$ .

Existen, por tanto, dos propiedades de las transformaciones de semejanza que podremos utilizar en el proceso de reducción de la matriz:

- 1 En el pivote  $[i, j]$  de una transformación, sólo aquellos elementos en las filas y columnas  $i$  y  $j$  podrán ser afectados por la transformación (con  $\theta_r \neq 0$ ). Todos los demás elementos continuarán con sus valores previos.
- 2 Si dos elementos que están enfrentados a través de las filas y columnas del pivote, son ambos nulos antes de aplicar la transformación, seguirán siendo nulos tras ella. Por ejemplo, si  $M_{S2}$  y  $M_{S4}$  son nulos antes de la transformación con pivote  $[3, 5]$  (ver la Figura 3.5), serán nulos tras ella, a pesar de encontrarse en una de las filas o columnas  $i$  o  $j$ , y sin importar el ángulo de transformación  $\theta_r$ .

		3ª columna →			← 5ª columna					
		S	1	2	3	4	5	6	7	L
5		$m$								$xa$
1	$\cdot$	$s$	$m$						$xa$	$xs$
3ª fila → 2	$\cdot$	$\cdot$	$s$	$m$				$xa$	$xs$	
3	$\cdot$	$\cdot$	$\cdot$	$s$	$m$	$xa$	$xs$			
5ª fila → 4	$\cdot$	$\cdot$	$\cdot$	$\cdot$	$s$	$m$				
5	$\cdot$	$\cdot$	$\cdot$	$\cdot$	$\cdot$	$s$	$m$			
6	$\cdot$	$\cdot$	$\cdot$	$\cdot$	$\cdot$	$\cdot$	$s$	$m$		
7	$\cdot$	$\cdot$	$\cdot$	$\cdot$	$\cdot$	$\cdot$	$\cdot$	$s$	$m$	
L	$\cdot$	$\cdot$	$\cdot$	$\cdot$	$\cdot$	$\cdot$	$\cdot$	$\cdot$	$\cdot$	

Figura 3.5: Pivote  $[3, 5]$  sobre una Matriz de Acoplamiento de Orden  $N = 7$ . Los elementos sombreados son aquellos que pueden ser afectados por la transformación de semejanza de este pivote, con  $\theta_r \neq 0$ . El resto de elementos no cambian.

Las ecuaciones de 3.47 pueden ser aplicadas para cancelar (establecer a cero) ciertos elementos en la Matriz de Acoplamiento, es decir, para conseguir anular determinados acoplamientos. Por ejemplo, para cancelar el elemento no nulo  $M_{S4}$  (y el  $M_{4S}$  de forma simultánea) en la Matriz de Acoplamiento de séptimo orden de la Figura 3.5, se debe aplicar una transformación de semejanza de pivote  $[3, 5]$  [ver la última ecuación de 3.47, con  $k = 1$  (primera fila, osea  $S$ ),  $i = 3$  (tercera columna, osea 2), y  $j = 5$  (quinta columna, osea 4)]. Así, para anular el elemento  $M'_{S4}$ , debemos igualar su expresión a cero:

$$M'_{S4} = \sin(\theta_r)M_{S2} + \cos(\theta_r)M_{S4} = 0 \quad (3.48)$$

Si ahora despejamos el ángulo de rotación, podremos obtener el valor que éste ha de tener para conseguir cancelar el acoplamiento deseado:

$$\begin{aligned} \frac{\sin \theta_r}{\cos \theta_r} M_{S2} + M_{S4} &= 0 \\ \tan \theta_r &= -\frac{M_{S4}}{M_{S2}} \\ \theta_r &= \tan^{-1} \left( -\frac{M_{S4}}{M_{S2}} \right) = -\tan^{-1} \left( \frac{M_{S4}}{M_{S2}} \right) \end{aligned} \quad (3.49)$$

Utilizando pues, este ángulo de rotación y aplicando la transformación de semejanza dada por 3.43, conseguiremos una matriz con los elementos  $M'_{S4}$  y  $M'_{4S}$  nulos. Además, el resto de elementos de las filas y columnas 2 (3ª) y 4 (5ª) podrán haber variado sus valores originales.

<sup>3</sup>De forma similar a los pivotes, en estas 4 fórmulas, si los subíndices  $i$ ,  $j$  o  $k$  toman el valor 1, se corresponden con la fila/columna  $S$ ; si toman el valor  $N + 2$ , se corresponden con la fila/columna  $L$ ; si toman el valor 2, se corresponden con la fila/columna 1 (2ª fila/columna de la Matriz  $N + 2$ ); y así sucesivamente. No obstante, a la hora de exponer ejemplos, se explicarán con terminología  $S/L$ .



Generalizando, el siguiente conjunto de ecuaciones 3.50 resume las fórmulas necesarias de los ángulos para cancelar ciertos elementos en la Matriz de Acoplamiento con una rotación en el pivote  $[i, j]$ <sup>4</sup>:

$$\begin{aligned}\theta_r &= -\tan^{-1}(M_{ik}/M_{jk}) && \text{para el elemento } k - \text{ésimo en la fila } i. \\ \theta_r &= -\tan^{-1}(M_{jk}/M_{ik}) && \text{para el elemento } k - \text{ésimo en la fila } j. \\ \theta_r &= -\tan^{-1}(M_{ki}/M_{kj}) && \text{para el elemento } k - \text{ésimo en la columna } i. \\ \theta_r &= -\tan^{-1}(M_{kj}/M_{ki}) && \text{para el elemento } k - \text{ésimo en la columna } j. \end{aligned} \quad (3.50)$$

El método para reducir la Matriz de Acoplamiento  $\mathbf{M}_0$ , resultante del proceso de síntesis de la sección 3.2.1, a su forma *Folded Canonical* (Figura 3.4), implica aplicar una serie de transformaciones de semejanza a la matriz que cancelen progresivamente los elementos deseados uno a uno. Las transformaciones se aplican en un cierto orden y de una determinada manera, haciendo uso de las dos propiedades mencionadas, y asegurando que, una vez cancelado, un elemento no volverá a generarse debido a una transformación posterior en la secuencia.

### Proceso de reducción de la Matriz de Acoplamiento Transversal a su forma *Folded Canonical*

Se debe seguir un número de transformaciones específico, en un orden concreto, para reducir la Matriz de Acoplamiento completa a su forma *Folded Canonical*. Las secuencias que usaremos aquí, con una Matriz de Acoplamiento de tamaño  $(N + 2) \times (N + 2)$ , cancelarán elementos alternativamente de derecha a izquierda a lo largo de las filas, y de arriba a abajo a lo largo de las columnas, empezando por el elemento de la 1ª fila ( $S$ ) y  $[N + 1]$ -ésima columna ( $N$ ),  $M_{SN}$ . En la Figura 3.6 se muestra un ejemplo.

A continuación, vamos a ver detalladamente el proceso de reducción de la matriz para este ejemplo de quinto orden.

Con un tamaño de matriz de  $N + 2$ , la secuencia de cancelaciones empieza por eliminar el elemento  $M_{S5}$ , por lo que aplicamos un pivote de  $[i, j] = [5, 6]$  (recuerde, 5ª fila (la denominada 4) y 6ª columna (la denominada 5)). Al estar  $M_{S5}$  en la misma columna que  $j$ , debemos utilizar la siguiente ecuación:

$$M'_{kj} = \sin(\theta_r)M_{ki} + \cos(\theta_r)M_{kj} \quad (3.51)$$

Sustituyendo y despejando el ángulo de rotación necesario:

$$M'_{S5} = \sin(\theta_1)M_{S4} + \cos(\theta_1)M_{S5} = 0 \quad (3.52)$$

$$\theta_1 = -\tan^{-1}\left(\frac{M_{S5}}{M_{S4}}\right) \quad (3.53)$$

El segundo elemento a eliminar de la secuencia de cancelaciones es el  $M_{S4}$ , por lo que aplicamos un pivote de  $[i, j] = [4, 5]$  (fila 3 y columna 4), el cual no hará que  $M_{S5}$

---

<sup>4</sup>Nuevamente, al igual que en las ecuaciones de 3.47, en estas 4 fórmulas, si los subíndices  $i, j$  o  $k$  toman el valor 1, se corresponden con la fila/columna  $S$ ; ...

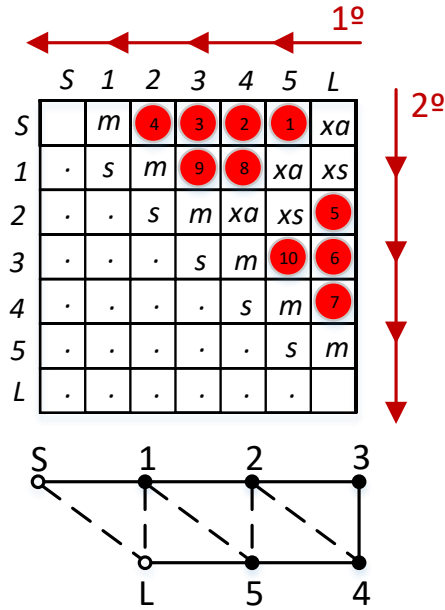


Figura 3.6: Orden en el que se van cancelando los acoplamientos mediante las transformaciones de semejanza para dejar la matriz en su forma *Folded Canonical*.

vuelva a ser no nulo, ya que no se encuentra ni en las filas ni en las columnas  $i$  –ésima y  $j$  –ésima ( $3, 4 \neq S, 5$ ). Así, nuevamente, al encontrarse el elemento a eliminar en la columna  $j$  –ésima, usamos la ecuación:

$$M'_{kj} = \sin(\theta_r)M_{ki} + \cos(\theta_r)M_{kj} \quad (3.54)$$

, que nos conduce al siguiente ángulo de rotación:

$$M'_{S4} = \sin(\theta_2)M_{S3} + \cos(\theta_2)M_{S4} = 0 \quad (3.55)$$

$$\theta_2 = -\tan^{-1}\left(\frac{M_{S4}}{M_{S3}}\right) \quad (3.56)$$

De forma similar a las dos cancelaciones anteriores, eliminamos los elementos  $M_{S3}$  y  $M_{S2}$ . Para ello, utilizaremos los pivotes  $[i, j] = [3, 4]$  (fila 2 y columna 3) y  $[i, j] = [2, 3]$  (fila 1 y columna 2), respectivamente, asegurando siempre que los elementos previamente eliminados no se vean afectados por las nuevas transformaciones de semejanza.

Con esto, ya habremos realizado cuatro transformaciones, haciendo que los elementos de la primera fila de la matriz que se encuentran entre el  $M_{S1}$  y el  $M_{SL}$  sean nulos. Además, debido a la simetría respecto a la diagonal, los elementos de la primera columna que se encuentran entre el  $M_{1S}$  y el  $M_{LS}$ , también se han hecho nulos.

Pasamos ahora, a cancelar los siguientes tres elementos de la columna  $L$ . Empezamos por el  $M_{2L}$ , por lo que utilizamos el pivote  $[i, j] = [3, 4]$  (fila 2 y columna 3). Al encontrarse el elemento a eliminar en la fila  $i$  –ésima, el ángulo de rotación se calcula de la siguiente forma:

	S	1	2	3	4	5	L
S		$m$	0	0	0	0	$xa$
1	.	$s$	$m$	9	8	$xa$	$xs$
2	0	.	$s$	$m$	$xa$	$xs$	5
3	0	.	.	$s$	$m$	10	6
4	0	.	.	.	$s$	$m$	7
5	0	.	.	.	.	$s$	$m$
L	.	.	.	.	.	.	

Figura 3.7: Aspecto actual de la Matriz de Acoplamiento  $N + 2$  tras las primeras 4 transformaciones de semejanza de la primera fila.

$$M'_{ik} = \sin(\theta_r)M_{ki} - \sin(\theta_r)M_{jk} \quad (3.57)$$

$$M'_{2L} = \sin(\theta_5)M_{2L} - \sin(\theta_5)M_{3L} = 0 \quad (3.58)$$

$$\theta_5 = \tan^{-1} \left( \frac{M_{2L}}{M_{3L}} \right) \quad (3.59)$$

Note cómo hacemos uso de la propiedad número 2 de las transformaciones de semejanza escogiendo el pivote  $[i, j] = [3, 4]$ : los elementos  $M_{S2}$  y  $M_{S3}$  (y  $M_{2S}$  y  $M_{3S}$  por simetría) previamente eliminados, no se verán afectados al ser ambos nulos y al encontrarse enfrentados según el patrón del pivote.

Seguimos con la cancelación del elemento  $M_{3L}$ , por lo que utilizamos el pivote  $[i, j] = [4, 5]$  (fila 3 y columna 4):

$$M'_{ik} = \sin(\theta_r)M_{ki} - \sin(\theta_r)M_{jk} \quad (3.60)$$

$$M'_{3L} = \sin(\theta_6)M_{3L} - \sin(\theta_6)M_{4L} = 0 \quad (3.61)$$

$$\theta_6 = \tan^{-1} \left( \frac{M_{3L}}{M_{4L}} \right) \quad (3.62)$$

Y, a continuación, realizamos la cancelación del elemento  $M_{4L}$ , por lo que utilizamos el pivote  $[i, j] = [5, 6]$  (fila 4 y columna 5):

$$M'_{ik} = \sin(\theta_r)M_{ki} - \sin(\theta_r)M_{jk} \quad (3.63)$$

$$M'_{4L} = \sin(\theta_7)M_{4L} - \sin(\theta_7)M_{5L} = 0 \quad (3.64)$$

$$\theta_7 = \tan^{-1} \left( \frac{M_{4L}}{M_{5L}} \right) \quad (3.65)$$

Tras estas tres transformaciones de semejanza, los elementos de la última columna de la matriz que se encuentran entre el  $M_{1L}$  y el  $M_{5L}$  serán nulos. Además, debido a la simetría respecto a la diagonal, los elementos de la última fila que se encuentran entre el  $M_{L1}$  y el  $M_{L5}$ , también serán nulos. Por lo tanto, ahora mismo la matriz posee la forma que se muestra en la Figura 3.8.

	S	1	2	3	4	5	L
S		$m$	$0$	$0$	$0$	$0$	$xa$
1	$\cdot$	$s$	$m$	$9$	$8$	$xa$	$xs$
2	$0$	$\cdot$	$s$	$m$	$xa$	$xs$	$0$
3	$0$	$\cdot$	$\cdot$	$s$	$m$	$10$	$0$
4	$0$	$\cdot$	$\cdot$	$\cdot$	$s$	$m$	$0$
5	$0$	$\cdot$	$\cdot$	$\cdot$	$\cdot$	$s$	$m$
L	$\cdot$	$\cdot$	$0$	$0$	$0$	$\cdot$	

Figura 3.8: Aspecto actual de la Matriz de Acoplamiento  $N + 2$  tras las primeras 7 transformaciones de semejanza.

Una vez cancelados los elementos necesarios de la columna  $L$ , pasamos a cancelar los dos elementos de la 2ª fila. Comenzamos eliminando el elemento  $M_{14}$ , usando un pivote de  $[i, j] = [4, 5]$  (fila 3 y columna 4). Al encontrarse el elemento a eliminar en la columna  $j$  –ésima, el ángulo de rotación se calcula de la siguiente forma:

$$M'_{kj} = \sin(\theta_r)M_{ki} + \cos(\theta_r)M_{kj} \quad (3.66)$$

$$M'_{14} = \sin(\theta_8)M_{13} + \cos(\theta_8)M_{14} = 0 \quad (3.67)$$

$$\theta_8 = -\tan^{-1}\left(\frac{M_{14}}{M_{13}}\right) \quad (3.68)$$

Seguidamente, cancelamos el elemento  $M_{13}$ , usando un pivote de  $[i, j] = [3, 4]$  (fila 2 y columna 3). Al encontrarse el elemento a eliminar en la columna  $j$  –ésima, el ángulo de rotación se calcula de la siguiente forma:

$$M'_{kj} = \sin(\theta_r)M_{ki} + \cos(\theta_r)M_{kj} \quad (3.69)$$

$$M'_{13} = \sin(\theta_9)M_{12} + \cos(\theta_9)M_{13} = 0 \quad (3.70)$$

$$\theta_9 = -\tan^{-1}\left(\frac{M_{13}}{M_{12}}\right) \quad (3.71)$$

Así, el aspecto actual de la matriz es el que se muestra en la Figura 3.9.

	S	1	2	3	4	5	L
S		$m$	$0$	$0$	$0$	$0$	$xa$
1	$\cdot$	$s$	$m$	$0$	$0$	$xa$	$xs$
2	$0$	$\cdot$	$s$	$m$	$xa$	$xs$	$0$
3	$0$	$0$	$\cdot$	$s$	$m$	$10$	$0$
4	$0$	$0$	$\cdot$	$\cdot$	$s$	$m$	$0$
5	$0$	$\cdot$	$\cdot$	$\cdot$	$\cdot$	$s$	$m$
L	$\cdot$	$\cdot$	$0$	$0$	$0$	$\cdot$	

Figura 3.9: Aspecto actual de la Matriz de Acoplamiento  $N + 2$  tras las primeras 9 transformaciones de semejanza. Sólo resta realizar una más.

### 3.3. CARACTERÍSTICAS DE TRANSFERENCIA $S_{21}$ Y REFLEXIÓN $S_{11}$ A PARTIR DE LA MATRIZ $N + 2$

Para concluir con este ejemplo, a continuación realizamos la cancelación del elemento  $M_{35}$ , usando un pivote de  $[i, j] = [4, 5]$  (fila 3 y columna 4). Al encontrarse el elemento a eliminar en la fila  $i - \text{ésima}$ , el ángulo de rotación se calcula de la siguiente forma:

$$M'_{ik} = \cos(\theta_r)M_{ik} - \sin(\theta_r)M_{jk} \quad (3.72)$$

$$M'_{35} = \cos(\theta_{10})M_{35} - \sin(\theta_{10})M_{45} = 0 \quad (3.73)$$

$$\theta_{10} = \tan^{-1} \left( \frac{M_{35}}{M_{45}} \right) \quad (3.74)$$

Por lo que, como era de esperar, el aspecto final cobra el de la forma *Folded Canonical*, como se observa en la Figura 3.10.

	S	1	2	3	4	5	L
S		$m$	$0$	$0$	$0$	$0$	$xa$
1	$\cdot$	$s$	$m$	$0$	$0$	$xa$	$xs$
2	$0$	$\cdot$	$s$	$m$	$xa$	$xs$	$0$
3	$0$	$0$	$\cdot$	$s$	$m$	$0$	$0$
4	$0$	$0$	$\cdot$	$\cdot$	$s$	$m$	$0$
5	$0$	$\cdot$	$\cdot$	$0$	$\cdot$	$s$	$m$
L	$\cdot$	$\cdot$	$0$	$0$	$0$	$\cdot$	

Figura 3.10: Aspecto final de la Matriz de Acoplamiento  $N + 2$  tras 10 transformaciones de semejanza. Ahora posee la forma *Folded Canonical*.

La matriz posee, además, sus valores finales en las diagonales cruzadas (elementos  $m$ ,  $s$ ,  $xa$  y  $xs$ ). Estos valores finales y sus posiciones concretas se han calculado de forma automática gracias al proceso de cancelaciones que ha sido llevado a cabo. Por ello, no es necesario realizar ninguna acción adicional para eliminar estos acoplamientos.

La Tabla 3.1 resume el proceso completo de cancelaciones.

El patrón y orden del proceso de cancelaciones hace que sea muy asequible su programación en cualquier lenguaje, para cualquier orden  $N$  de la Matriz de Acoplamiento. En este proyecto, se ha implementado un código en *MATLAB* para su automatización.

### 3.3. Características de transferencia $S_{21}$ y reflexión $S_{11}$ a partir de la matriz $N + 2$

Cuando ya hemos sintetizado la Matriz de Acoplamiento final, podemos extraer fácilmente los p-S a partir de ésta. Debemos tener en cuenta que, cuando a una matriz le realizamos transformaciones de semejanza para adecuarla a una forma concreta (pasar de la Matriz *Transversal* a la *Folded Canonical*, por ejemplo), los parámetros p-S que surgen antes y después de la conversión son, exactamente, idénticos. Esto último se debe a que los procesos de reducción que llevan la matriz a una forma específica, hacen que se conserven en todo momento los autovalores y autovectores de esta matriz. En

Transformación $r$	Elemento a eliminar	Fila/Columna del barrido	Pivote $[i, j]$	$\theta_r = \tan^{-1}(cM_{kl}/M_{mn})$				
				$k$	$l$	$m$	$n$	$c$
1	$M_{S5}$	Fila $S$ ( $1^a$ )	$[5, 6]$	1	6	1	5	-1
2	$M_{S4}$	Fila $S$ ( $1^a$ )	$[4, 5]$	1	5	1	4	-1
3	$M_{S3}$	Fila $S$ ( $1^a$ )	$[3, 4]$	1	4	1	3	-1
4	$M_{S3}$	Fila $S$ ( $1^a$ )	$[2, 3]$	1	3	1	2	-1
5	$M_{2L}$	Columna $L$ ( $7^a$ )	$[3, 4]$	3	7	4	7	+1
6	$M_{3L}$	Columna $L$ ( $7^a$ )	$[4, 5]$	4	7	5	7	+1
7	$M_{4L}$	Columna $L$ ( $7^a$ )	$[5, 6]$	5	7	6	7	+1
8	$M_{14}$	Fila 1 ( $2^a$ )	$[4, 5]$	2	5	2	4	-1
9	$M_{13}$	Fila 1 ( $2^a$ )	$[3, 4]$	2	4	2	3	-1
10	$M_{35}$	Columna 5 ( $6^a$ )	$[4, 5]$	4	6	5	6	+1

Número total de transformaciones:  $R = \sum_{n=1}^{N-1} n = 10$ .

Tabla 3.1: Resumen del proceso de cancelaciones del ejemplo  $N = 5$ .

los ejemplos de la siguiente sección, se van a extraer los parámetros  $S_{21}$  y  $S_{11}$  a partir de la Matriz de Acoplamiento  $N + 2$  en su forma *Folded Canonical*.

Con una Matriz de Acoplamiento  $N + 2$ , la configuración del cuadripolo es la siguiente:

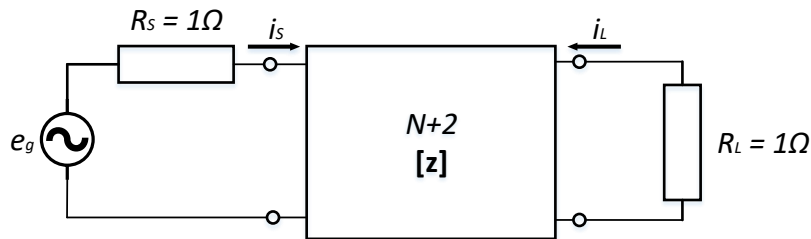


Figura 3.11: Red de dos puertos de Matriz de Impedancias  $N + 2$  con resonadores en serie y resistencias terminales  $R_S$  y  $R_L$  normalizadas.

Esta red de dos puertos opera entre una fuente de voltaje que genera  $e_g$  voltios con una impedancia interna  $R_S$  y una impedancia de carga  $R_L$ . Al igual que ocurre en un circuito de resonadores en serie con corrientes circulando en sus lazos (*loops*), nuestro circuito general incluyendo las terminaciones de fuente y carga son representadas con la matriz de impedancias  $\mathbf{Z}$  que se muestra en la Figura 3.11.

Aplicando la *Primera Ley de Kirchhoff (Ley de corrientes o nodos)* (la cuál nos dice que la suma de las corrientes que entran a un nodo es igual a la suma de las corrientes que salen) a las corrientes que circulan en los resonadores en serie que hay dentro del circuito multiacoplado  $N + 2$ , obtenemos una serie de ecuaciones que pueden ser representadas con la siguiente ecuación matricial:

$$[e_g] = [Z] \cdot [i] \tag{3.75}$$

A diferencia de la Matriz de Acoplamiento  $N \times N$  (ver [Cameron et al., 2007] y [Mendoza, 2006] para más información), para extraer los p-S a partir de la Matriz

### 3.3. CARACTERÍSTICAS DE TRANSFERENCIA $S_{21}$ Y REFLEXIÓN $S_{11}$ A PARTIR DE LA MATRIZ $N + 2$

$N + 2$ , debemos de eliminar la dependencia frecuencial de los elementos de  $Z_{11}$  y  $Z_{N+2, N+2}$  (estos nodos se corresponden ahora con la fuente y carga, no con resonadores), siendo la Matriz  $\mathbf{Z}$ ,  $\mathbf{Z} = s\mathbf{I} + \mathbf{R} + j\mathbf{M}$ , donde  $\mathbf{I}$  es la matriz identidad (con  $I_{SS} = I_{LL} = 0$ ),  $\mathbf{R}$  la matriz de impedancias terminales y  $\mathbf{M}$  la Matriz de Acoplamiento  $N + 2$ , quedando de la siguiente forma:

$$[\mathbf{Z}] = s \cdot \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & \dots & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 1 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} R_S & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & R_L \end{pmatrix} + j \cdot \begin{pmatrix} 0 & M_{S1} & M_{S2} & \dots & M_{SN} & M_{SL} \\ M_{1S} & 0 & M_{12} & \dots & M_{1N} & M_{1L} \\ M_{2S} & M_{21} & 0 & \dots & M_{2N} & M_{2L} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ M_{NS} & M_{N1} & M_{N2} & \dots & 0 & M_{NL} \\ M_{LS} & M_{L1} & M_{L2} & \dots & M_{LN} & 0 \end{pmatrix} \quad (3.76)$$

Sumando las tres matrices de la ecuación 3.76 y expandiendo 3.75, tenemos:

$$\begin{pmatrix} e_g \\ 0 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & jM_{S1} & jM_{S2} & \dots & jM_{SN} & jM_{SL} \\ jM_{1S} & s & jM_{12} & \dots & jM_{1N} & jM_{1L} \\ jM_{2S} & jM_{21} & s & \dots & jM_{2N} & jM_{2L} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ jM_{NS} & jM_{N1} & jM_{N2} & \dots & s & jM_{NL} \\ jM_{LS} & jM_{L1} & jM_{L2} & \dots & jM_{LN} & 1 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} i_S \\ i_1 \\ i_2 \\ \vdots \\ i_N \\ i_L \end{pmatrix} \quad (3.77)$$

, donde se ha tenido en cuenta que  $R_S = R_L = 1\Omega$ . Los valores  $i_S, i_1, \dots, i_L$  son las corrientes en cada uno de los  $N + 2$  lazos de la red.

Si hacemos uso de las propiedades de inversión de las matrices, la ecuación 3.75 también se puede escribir de la siguiente forma:

$$[i] = [\mathbf{Z}]^{-1} \cdot [e_g] = [\mathbf{Y}] \cdot [e_g] \quad (3.78)$$

, donde  $[\mathbf{Y}]$  representa la matriz que contiene la admitancias de la red en circuito cerrado, la cuál se puede extraer a partir de  $[\mathbf{Z}]$ . Para el cálculo de los *Parámetro de Scattering*, debemos extraer la admitancia de transferencia ( $Y_{LS}$ ) y la de reflexión ( $Y_{SS}$ ). A partir de la Figura 3.11 y la ecuación anterior, se ve fácilmente que:

$$i_S = [\mathbf{Y}]_{SS} e_g \quad (3.79)$$

$$i_L = [\mathbf{Y}]_{LS} e_g = \frac{v_L}{R_L} \quad (3.80)$$

Sustituyendo la ecuación 3.80 en la definición del coeficiente de transmisión para  $S_{21}$  [Matthaei et al., 1980], obtenemos:

$$S_{21} = 2\sqrt{\frac{R_S}{R_L}} \frac{v_L}{e_g} = 2\sqrt{\frac{R_S}{R_L}} R_L [\mathbf{Y}]_{LS} = 2\sqrt{R_S R_L} [\mathbf{Y}]_{LS} \quad (3.81)$$

Para el coeficiente de reflexión en el puerto de entrada, tenemos que:

$$S_{11} = \frac{Z_{11} - R_S}{Z_{11} + R_S} = \frac{Z_{11} + R_S - 2R_S}{Z_{11} + R_S} = 1 - \frac{2R_S}{Z_{11} + R_S} \quad (3.82)$$

, donde  $Z_{11} = v_S/i_S$  es la impedancia vista hacia dentro del puerto de entrada de la red de la Figura 3.11. El divisor de potencia en el puerto de entrada da el voltaje  $v_S$  y la ecuación 3.79 da la corriente  $i_S$  y, así,  $Z_{11}$  puede ser expresado de la siguiente forma:

$$Z_{11} = \frac{v_S}{i_S} = \frac{e_g Z_{11}}{Z_{11} + R_S} \cdot \frac{1}{e_g [\mathbf{Y}]_{SS}} \quad (3.83)$$

o, lo que es lo mismo:

$$[Y]_{SS} = \frac{1}{Z_{11} + R_S} \quad (3.84)$$

Sustituyendo 3.84 en la ecuación 3.82, obtenemos finalmente que:

$$S_{11} = 1 - 2R_S[Y]_{SS} \quad (3.85)$$

Por último, sabiendo que nuestras resistencias terminales  $R_S = R_L = 1\Omega$ , los coeficientes de transmisión y reflexión se obtienen con las siguiente ecuaciones:

$$S_{21} = 2[Y]_{LS} \quad (3.86)$$

$$S_{11} = 1 - 2[Y]_{SS} \quad (3.87)$$

### 3.4. Ejemplos de síntesis con Matrices de Acoplamiento

Para demostrar toda la teoría explicada de la Matriz de Acoplamiento  $N + 2$ , se van a describir varios ejemplos.

#### 3.4.1. Ejemplo 1

En este primer ejemplo, tenemos un filtro de cuarto orden  $N = 4$  con un nivel de Pérdidas de Retorno de  $RL = 22$  dB y cuatro ceros de transmisión prescritos en  $s = -j3,5$ ,  $s = -j2$ ,  $s = +j2,2$  y  $s = +j4$ .

Tipo de filtro	Orden	RL (dB)	Ceros de transmisión
Paso banda	4	22	$-j3,5$
Chebyshev			$-j2$
Asimétrico			$+j2,2$
			$+j4$

Tabla 3.2: Especificaciones del ejemplo 1.

Como se observa, en este caso, el orden del filtro coincide con el número de ceros de transmisión en posiciones finitas, por lo que nos encontramos con una topología *Fully Canonical*. En la Figura 3.12 se muestra la representación polar de estos ceros de transmisión.

Siguiendo el procedimiento descrito en las secciones 2.3 y 2.4, nos conduce a la obtención de los coeficientes de los polinomios numeradores y denominadores de los parámetros  $S_{11}(s)$  y  $S_{21}(s)$ :

$$S_{21}(s) = \frac{P(s)/\epsilon}{E(s)} \quad S_{11}(s) = \frac{F(s)/\epsilon_R}{E(s)} \quad (3.88)$$



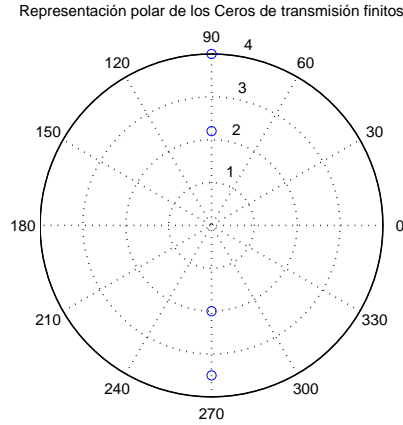


Figura 3.12: Ceros de transmisión finitos prescritos del ejemplo 1.

Se exponen aquí las Tablas 3.3 y 3.4, a modo de resumen, las cuales contienen los valores obtenidos de los polinomios de Chebyshev usando los procedimientos mencionados<sup>5</sup>.

$s^i, i =$	Coefficientes de $P(s)$	Coefficientes de $F(s)$	Coefficientes de $V_4'(s)$
0	+j61,6	+0,1465	+j0,013
1	+5	+j0,0362	+0,5406
2	+j18,3	+1,0407	+j0,0464
3	+0,7	+j0,0464	+1
4	+j1	+1	
$s_n, n =$	Ceros de transmisión (prescritos)	Ceros de reflexión [Raíces de $F(s)$ ]	Máximos de reflexión en banda [Raíces de $V_4'(s)$ ]
1	-j3,5	-j0,9376	+j0,7246
2	-j2	+j0,9314	-j0,7469
3	+j2,2	-j0,4302	-j0,0241
4	+j4	+j0,39	
$\epsilon = 33,3609$		$\epsilon_R = 0,9996$	

 Tabla 3.3: Coeficientes y raíces de los polinomios  $P(s)$ ,  $F(s)$  y  $V_4'(s)$  del ejemplo 1.

Para proceder al cálculo de la Matriz de Acoplamiento, empezamos calculando el valor de los polinomios  $y_{21n}(s)$ ,  $y_{22n}(s)$  y  $y_d(s)$ , a partir de la ecuaciones que van desde la 3.11 hasta la 3.16. Al encontrarnos en un caso PAR ( $N = 4$ ), las expresiones que se deben usar son:

$$y_{21}(s) = \frac{y_{21n}(s)}{y_d(s)} = \frac{(P(s)/\epsilon)}{m_1(s)} \quad (3.89)$$

$$y_{22}(s) = \frac{y_{22n}(s)}{y_d(s)} = \frac{n_1(s)}{m_1(s)} \quad (3.90)$$

<sup>5</sup>Note cómo ahora  $\epsilon_R \neq 1$ , al encontrarnos en un caso *Fully Canonical*, por lo que hemos tenido que hacer uso de la ecuación 3.6. Además, al tener que  $N - n_{fz} = 0$  es un número par, los coeficientes de  $P(s)$  deben ser multiplicados por  $j$ .

$s^i, i =$	Coefficientes de $E(s)$
0	$+1,8433 + j0,1824$
1	$+3,3372 + j0,1830$
2	$+3,6435 + j0,1236$
3	$+2,2749 + j0,0457$
4	$+1$
$s_n, n =$	Polos de $S_{11}(s)$ y $S_{21}(s)$ [Raíces de $E(s)$ ]
1	$-0,2713 + j1,2271$
2	$-0,9085 + j0,6139$
3	$-0,2401 - j1,2070$
4	$-0,8550 - j0,6797$

Tabla 3.4: Coeficientes y raíces del polinomio  $E(s)$  del ejemplo 1.

Estos polinomios serán normalizados más tarde con respecto al coeficiente de grado mayor de  $y_d(s)$ .

A continuación, se debe hacer uso de la expansión en fracciones simples para encontrar los residuos de  $y_{21}(s)$  e  $y_{22}(s)$ . Debido a que el numerador de  $y_{22}(s)$  ( $y_{22n}(s)$ ) posee un grado menos que su denominador  $y_d(s)$ , la búsqueda de los residuos de  $y_{22}(s)$  ( $r_{22k}$ ) será sencilla. No obstante, el grado del numerador de  $y_{21}(s)$  ( $y_{21n}(s)$ ) coincide con el grado de su denominador  $y_d(s)$ , por lo que debemos extraer, a priori, el factor  $K_\infty (M_{SL})$ , con el fin de reducir en uno el grado del polinomio  $y_{21n}(s)$ . Esto se puede lograr fácilmente calculando en primer lugar el valor de  $K_\infty$  (o lo que es lo mismo,  $M_{SL}$ ) haciendo uso de la ecuación 3.18 o, directamente, de la ecuación 3.19:

$$M_{SL} = K_\infty = \frac{\epsilon_R}{\epsilon} \cdot \frac{1}{(\epsilon_R + 1)} = \frac{0,9996}{33,3609} \cdot \frac{1}{(0,9996 + 1)} = 0,0149846 \quad (3.91)$$

Con este valor y junto a la ecuación 3.21, se obtiene el nuevo polinomio  $y_{21n}(s)$  extrayendo este valor de  $M_{SL}$  con:

$$y'_{21n}(s) = y_{21n}(s) - jK_\infty y_d(s) \quad (3.92)$$

Ahora, el polinomio  $y'_{21n}(s)$  ya posee un grado menor al de  $y_d(s)$  y, por lo tanto, los residuos  $r_{21k}$  pueden ser hallados fácilmente. En la Tabla 3.5 se recogen los coeficientes de los polinomios  $y_d(s)$ ,  $y_{22}(s)$  e  $y'_{21n}(s)$ .

En la Tabla 3.6 se encuentran los valores de los residuos (obtenidos a partir de la expansión en fracciones simples), los autovalores  $\lambda_k$  (donde  $j\lambda_k$  son las raíces del polinomio denominador  $y_d(s)$ ), y los autovectores asociados  $T_{1k}$  ( $= r_{21k}/\sqrt{r_{22k}}$ ) y  $T_{Nk}$  ( $= \sqrt{r_{22k}}$ ).

Conociendo el valor de estos autovalores, autovectores y el valor de  $M_{SL}$ , podemos proceder a la construcción de la Matriz de Acoplamiento Transversal  $N + 2$  (ver Matriz 3.42) con el uso de las ecuaciones 3.39, 3.40 y 3.41. Así, la matriz resultante queda de

### 3.4. EJEMPLOS DE SÍNTESIS CON MATRICES DE ACOPLAMIENTO

$s^i, i =$	Coefficientes del polinomio denominador de $y_{22}(s)$ e $y_{21}(s)$ ( $y_d(s)$ )	Coefficientes del polinomio numerador de $y_{22}(s)$ ( $y_{22n}(s)$ )	Coefficientes del polinomio numerador de $y_{21}(s)$ después de extraer $M_{SL}$ ( $y'_{21n}(s)$ )
0	+0,9949	+j0,0912	+j0,9083
1	+j0,1096	+1,6686	+0,0766
2	+2,3421	+j0,0618	+j0,2392
3	+j0,0461	+1,1374	+0,0112
4	+1		

Tabla 3.5: Coeficientes de los polinomios  $y_d(s)$ ,  $y_{22}(s)$  e  $y'_{21n}(s)$  del ejemplo 1.

	Autovalores	Residuos		Autovectores	
$k$	$\lambda_k$	$r_{22k}$	$r_{21k}$	$T_{Nk}$	$T_{1k}$
1	+1,3463	+0,1530	-0,1531	+0,3911	-0,3915
2	-1,3239	+0,1402	+0,1403	+0,3744	+0,3748
3	-0,7821	+0,4102	-0,4102	+0,6404	-0,6404
4	+0,7136	+0,4341	+0,4341	+0,6589	+0,6589

Tabla 3.6: Residuos, autovalores y autovectores del ejemplo 1.

la siguiente forma:

$$M_{N+2} = \begin{pmatrix} 0 & -0,3915 & 0,3748 & -0,6404 & 0,6589 & 0,0150 \\ -0,3915 & -1,3463 & 0 & 0 & 0 & 0,3911 \\ 0,3748 & 0 & 1,3239 & 0 & 0 & 0,3744 \\ -0,6404 & 0 & 0 & 0,7821 & 0 & 0,6404 \\ 0,6589 & 0 & 0 & 0 & -0,7136 & 0,6589 \\ 0,0150 & 0,3911 & 0,3744 & 0,6404 & 0,6589 & 0 \end{pmatrix} \quad (3.93)$$

Utilizando el mismo proceso de reducción descrito en la subsección 3.2.2, podemos hacer que la Matriz Transversal se convierta en su forma *Folded Canonical*. Siguiendo este proceso, es necesario aplicar 6 transformaciones de semejanza para eliminar los elementos  $M_{S4}$ ,  $M_{S3}$ ,  $M_{S2}$ ,  $M_{2L}$ ,  $M_{3L}$  y  $M_{13}$ , en este orden. En la Tabla 3.7 se resumen la secuencia de transformaciones de semejanza aplicadas en este ejemplo.

Como resultado, la matriz en su forma *Folded Canonical* quedará de la siguiente forma:

$$M_{N+2} = \begin{pmatrix} 0 & -1,0668 & 0 & 0 & 0 & 0,0150 \\ -1,0668 & -0,0082 & 0,9117 & 0 & 0,2097 & -0,0105 \\ 0 & 0,9117 & -0,0254 & 0,7951 & 0,0715 & 0 \\ 0 & 0 & 0,7951 & 0,0839 & -0,9093 & 0 \\ 0 & 0,2097 & 0,0715 & -0,9093 & -0,0041 & 1,0665 \\ 0,0150 & -0,0105 & 0 & 0 & 1,0665 & 0 \end{pmatrix} \quad (3.94)$$

Transformación $r$	Elemento a eliminar	Fila/Columna del barrido	Pivote $[i, j]$	$\theta_r = \tan^{-1}(cM_{kl}/M_{mn})$				
				$k$	$l$	$m$	$n$	$c$
1	$M_{S4}$	Fila $S$ (1ª)	[3, 4]	1	5	1	4	-1
2	$M_{S3}$	Fila $S$ (1ª)	[2, 3]	1	4	1	3	-1
3	$M_{S2}$	Fila $S$ (1ª)	[1, 2]	1	3	1	2	-1
4	$M_{2L}$	Columna $L$ (6ª)	[2, 3]	3	6	4	6	+1
5	$M_{3L}$	Columna $L$ (6ª)	[3, 4]	4	6	5	6	+1
6	$M_{13}$	Fila 1 (2ª)	[2, 3]	2	4	2	3	-1

Número total de transformaciones:  $R = \sum_{n=1}^{N-1} n = 6$ .

Tabla 3.7: Resumen del proceso de cancelaciones del ejemplo 1.

La topología asociada a esta última Matriz de Acoplamiento es la que se observa en la Figura 3.13.

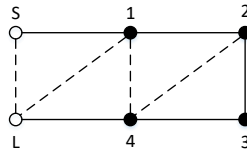


Figura 3.13: Topología del ejemplo 1.

Si representamos gráficamente los polinomios  $S_{11}(s)$  y  $S_{21}(s)$  (resultado de los polinomios  $P(s)$ ,  $F(s)$  y  $E(s)$ ), junto a los que resultan del cálculo de los p-S a partir de la Matriz de Acoplamiento (ver la sección 3.3), se puede ver que ambas gráficas coinciden exactamente. En la Figura 3.14 se observan estos parámetros de Scattering.

### 3.4.2. Ejemplo 2

En este segundo ejemplo, tenemos un filtro de séptimo orden  $N = 7$  con un nivel de Pérdidas de Retorno de  $RL = 21$  dB, sin ceros de transmisión en posiciones finitas. Al no existir ceros de transmisión, nos encontramos en el caso *all-pole*.

Tipo de filtro	Orden	RL (dB)	Ceros de transmisión
Paso banda Chebyshev	7	21	-

Tabla 3.8: Especificaciones del ejemplo 2.

Omitimos la explicación de todo el procedimiento de síntesis (al haber quedado ya claro en el ejemplo anterior), indicando simplemente los resultados que se obtienen con estas especificaciones. Se exponen aquí las Tablas 3.9 y 3.10, a modo de resumen, las cuales contienen los valores obtenidos de los polinomios de Chebyshev.

Para proceder al cálculo de la Matriz de Acoplamiento, empezamos calculando el valor de los polinomios  $y_{21n}(s)$ ,  $y_{22n}(s)$  y  $y_d(s)$ , a partir de la ecuaciones que van desde

### 3.4. EJEMPLOS DE SÍNTESIS CON MATRICES DE ACOPLAMIENTO

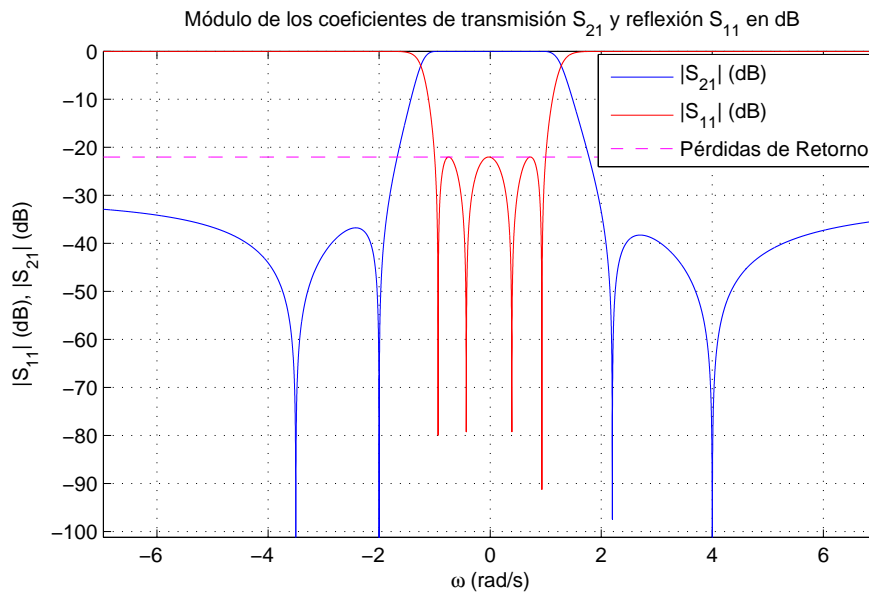


Figura 3.14: Módulo de los parámetros  $S_{21}$  y  $S_{11}$  en dB del ejemplo 1.

$s^i, i =$	Coefficientes de $P(s)$	Coefficientes de $F(s)$	Coefficientes de $V_4'(s)$
0	+1	0	+0,0156
1		+0,1094	0
2		0	+0,375
3		+0,8750	0
4		0	+1,25
5		+1,75	0
6		0	+1
7		+1	
$s_n, n =$	Ceros de transmisión (prescritos)	Ceros de reflexión [Raíces de $F(s)$ ]	Máximos de reflexión en banda [Raíces de $V_4'(s)$ ]
1	-	0	$-j0,901$
2		$+j0,9749$	$+j0,901$
3		$+j0,7818$	$-j0,6235$
4		$+j0,4339$	$+j0,6235$
5		$-j0,9749$	$-j0,2225$
6		$-j0,7818$	$+j0,2225$
7		$-j0,4339$	
$\epsilon = 5,7268$		$\epsilon_R = 1$	

Tabla 3.9: Coeficientes y raíces de los polinomios  $P(s)$ ,  $F(s)$  y  $V_4'(s)$  del ejemplo 2.

$s^i, i =$	Coefficientes de $E(s)$
0	+0,1746
1	+0,8949
2	+2,2587
3	+3,8003
4	+4,3191
5	+3,8762
6	+2,0621
7	+1
$s_n, n =$	Polos de $S_{11}(s)$ y $S_{21}(s)$ [Raíces de $E(s)$ ]
1	$-0,1021 - j1,0727$
2	$-0,2861 - j0,8602$
3	$-0,1021 + j1,0727$
4	$-0,2861 + j0,8602$
5	$-0,4134 - j0,4774$
6	$-0,4134 + j0,4774$
7	$-0,4589 - j0,0000$

Tabla 3.10: Coeficientes y raíces del polinomio  $E(s)$  del ejemplo 2.

la 3.13 hasta la 3.16. Al encontrarnos en una caso IMPAR ( $N = 7$ ), las expresiones que se deben usar son:

$$y_{21}(s) = \frac{y_{21n}(s)}{y_d(s)} = \frac{(P(s)/\epsilon)}{n_1(s)} \quad (3.95)$$

$$y_{22}(s) = \frac{y_{22n}(s)}{y_d(s)} = \frac{m_1(s)}{n_1(s)} \quad (3.96)$$

En la Tabla 3.11 se recogen los valores extraídos de los coeficientes de estos polinomios. Al encontrarnos en un caso *NO Fully Canonical*, no es necesario reducir el grado del polinomio  $y_{21n}(s)$ .

$s^i, i =$	Coefficientes del polinomio denominador de $y_{22}(s)$ e $y_{21}(s)$ ( $y_d(s)$ )	Coefficientes del polinomio numerador de $y_{22}(s)$ ( $y_{22n}(s)$ )	Coefficientes del polinomio numerador de $y_{21}(s)$ después de extraer $M_{SL}$ ( $y'_{21n}(s)$ )
0	0	+0,0873	+0,0873
1	+0,5021	0	
2	0	+1,1293	
3	+2,3376	0	
4	0	2,1595	
5	+2,8131	0	
6	0	1,0311	
7	+1		

Tabla 3.11: Coeficientes de los polinomios  $y_d(s)$ ,  $y_{22}(s)$  e  $y'_{21n}(s)$  del ejemplo 2.

### 3.4. EJEMPLOS DE SÍNTESIS CON MATRICES DE ACOPLAMIENTO

En la Tabla 3.12 se encuentran los valores de los residuos (obtenidos a partir de la expansión en fracciones simples), los autovalores  $\lambda_k$  (donde  $j\lambda_k$  son las raíces del polinomio denominador  $y_d(s)$ ), y los autovectores asociados  $T_{1k}$  ( $= r_{21k}/\sqrt{r_{22k}}$ ) y  $T_{Nk}$  ( $= \sqrt{r_{22k}}$ ).

	Autovalores	Residuos		Autovectores	
$k$	$\lambda_k$	$r_{22k}$	$r_{21k}$	$T_{Nk}$	$T_{1k}$
1	-1,1821	+0,0936	-0,0936	+0,3060	-0,3060
2	+1,1821	+0,0936	-0,0936	+0,3060	-0,3060
3	+1,0413	+0,1708	+0,1708	+0,4133	+0,4133
4	-1,0413	+0,1708	+0,1708	+0,4133	+0,4133
5	+0,5757	+0,1641	-0,1641	+0,4051	-0,4051
6	-0,5757	+0,1641	-0,1641	+0,4051	-0,4051
7	0	+0,1739	+0,1739	+0,4170	+0,4170

Tabla 3.12: Residuos, autovalores y autovectores del ejemplo 2.

La Matriz Transversal que resulta de todos estos valores es la siguiente:

$$M_{N+2} = \begin{pmatrix} 0 & -0,3060 & -0,3060 & 0,4133 & 0,4133 & -0,4051 & -0,4051 & 0,4170 & 0 \\ -0,3060 & 1,1821 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0,3060 \\ -0,3060 & 0 & -1,1821 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0,3060 \\ 0,4133 & 0 & 0 & -1,0413 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0,4133 \\ 0,4133 & 0 & 0 & 0 & 1,0413 & 0 & 0 & 0 & 0,4133 \\ -0,4051 & 0 & 0 & 0 & 0 & -0,5757 & 0 & 0 & 0,4051 \\ -0,4051 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0,5757 & 0 & 0,4051 \\ 0,4170 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -0,0000 & 0,4170 \\ 0 & 0,3060 & 0,3060 & 0,4133 & 0,4133 & 0,4051 & 0,4051 & 0,4170 & 0 \end{pmatrix} \quad (3.97)$$

Haciendo uso del proceso de reducción para convertir la matriz anterior a su forma *Folded Canonical*, llegamos a:

$$M_{N+2} = \begin{pmatrix} 0 & -1,0154 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -1,0154 & 0 & -0,8477 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -0,8477 & 0 & 0,6048 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0,6048 & 0 & 0,5676 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0,5676 & 0 & 0,5676 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0,5676 & 0 & 0,6048 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0,6048 & 0 & -0,8477 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -0,8477 & 0 & 1,0154 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1,0154 & 0 \end{pmatrix} \quad (3.98)$$

La topología asociada a esta última Matriz de Acoplamiento es la siguiente:

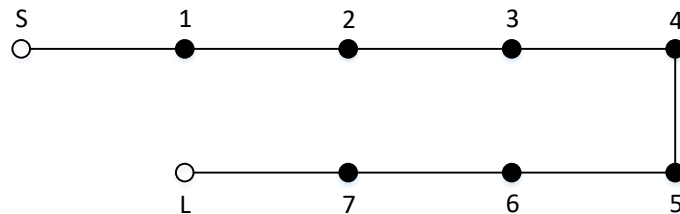


Figura 3.15: Topología del ejemplo 2 (en línea o *inline*).

La topología anterior es la denominada *inline*, la cual se consigue al no existir ceros de transmisión en posiciones finitas en el filtro, como es el caso que nos ocupa. Con este

tipo de topología es posible conseguir una implementación física más sencilla (ya sea en tecnología guía de onda, planar, coaxial, ...), ya que no es necesario crear acoplamientos entre resonadores no adyacentes.

Si representamos gráficamente los polinomios  $S_{11}(s)$  y  $S_{21}(s)$  (resultado de los polinomios  $P(s)$ ,  $F(s)$  y  $E(s)$ ), junto a los que resultan del cálculo de los p-S a partir de la Matriz de Acoplamiento (ver la sección 3.3), se puede ver que ambas gráficas coinciden exactamente. En la Figura 3.16 se observan estos parámetros de Scattering.

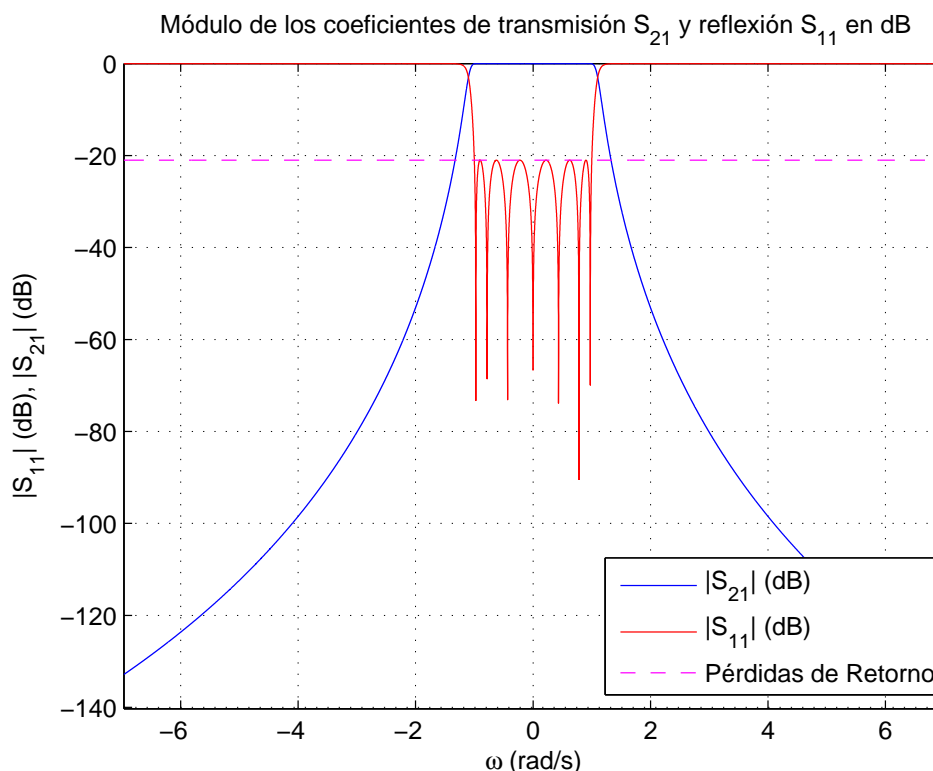


Figura 3.16: Módulo de los parámetros  $S_{21}$  y  $S_{11}$  en dB del ejemplo 2.

### 3.5. Prototipo Paso Banda

Toda la teoría de síntesis ha sido desarrollada para Prototipos Paso Bajo (*Lowpass prototype* o *LPP*) en el dominio  $\omega$ , normalizados a un ancho de banda que va desde  $-1$  a  $1$  rad/s. En la práctica, nos interesará trabajar con el Prototipo Paso Banda (*Band-pass prototype* o *BPP*) (con frecuencias del orden de GHz, por ejemplo) por lo que, cuando vayamos a realizar el proceso de síntesis, debemos pasar este *BPP* al dominio *LPP* con un *Mapeado frecuencial* (ver la Figura 3.17).

Si queremos pasar del *BPP* al *LPP*, habrá que hacer uso de la siguiente ecuación:

$$w_L = \frac{w_0}{w_2 - w_1} \left[ \frac{w_B}{w_0} - \frac{w_0}{w_B} \right] \quad (3.99)$$

, donde  $w_L$  es la variable frecuencial del *LPP*,  $w_0 = \sqrt{w_1 w_2}$  es la frecuencia central del *BPP*,  $w_2$  y  $w_1$  son las frecuencias de corte superior e inferior, respectivamente, y  $w_B$  es



### 3.5. PROTOTIPO PASO BANDA

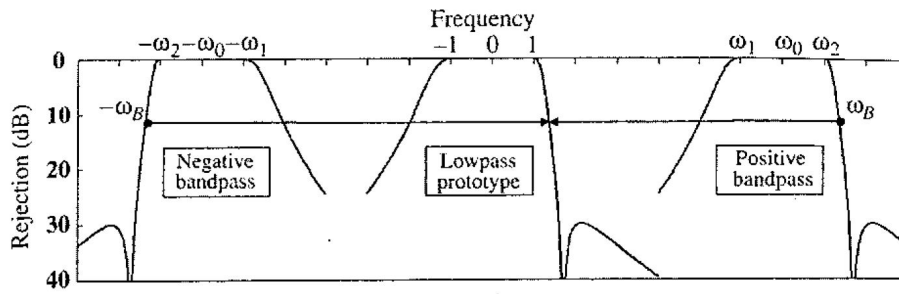


Figura 3.17: Mapeado frecuencial Prototipo Paso Banda - Prototipo Paso Bajo. Reproducido de [Cameron et al., 2007].

la variable frecuencial del *BPP*.

En el Anexo A se muestra la interfaz gráfica desarrollada en este proyecto, con la cual es posible introducir los valores frecuenciales de un filtro paso banda directamente en su Prototipo Paso Banda.



# Capítulo 4

## Diseño de filtros paso banda en guía de onda

### 4.1. Introducción

En los capítulos anteriores se ha estudiado cómo sintetizar la red de prototipo para un filtro de microondas para cualquier conjunto de especificaciones dadas y, además, se ha explicado la valiosa herramienta denominada Matriz de Acoplamiento, la cual sirve de apoyo a la hora de diseñar un filtro paso banda. En este capítulo desarrollaremos la técnica de diseño de este último tipo de filtros de microondas. Además, se explicarán los software comerciales usados para dicho diseño y se expondrán los filtros desarrollados en este proyecto.

La tecnología escogida para la implementación física de estos filtros es la de guía de onda rectangular (ver la Figura 4.1). Estas *tuberías* son capaces de transportar ondas electromagnéticas de microondas por su interior dieléctrico (ya sea aire, vacío, ABS-plus, etc.) haciendo uso de la reflexión en sus paredes metálicas conductoras. Este tipo de tecnología permite, comparada con la tecnología planar (microstrip, por ejemplo) o coaxial, la transmisión de señales de mayor potencia, además de conseguir menores pérdidas. No obstante, las guías de onda poseen un mayor volumen y peso. Además, si queremos embarcar este tipo de filtro en satélites, hay que tener en cuenta que pequeñas diferencias de peso y volumen constituyen enormes diferencias de precio (a mayor peso y volumen, mayor coste supondrá el lanzamiento de los satélites al espacio). Por lo tanto, éste será un parámetro crucial en el diseño de los filtros.

Hay que mencionar que, en cuanto al ancho de banda alcanzable con esta tecnología, éste vendrá limitado por dos factores vitales relacionados con la frecuencia de propagación de la onda. Por un lado, hay que tener en cuenta que no se conseguirá propagación hasta no sobrepasar, en frecuencia, la frecuencia de corte del modo fundamental  $f_{cTE10}$  y, por otro lado, en nuestro caso nos interesará que en nuestros filtros nos quedemos siempre por debajo del siguiente modo de orden superior que se propagará o de alguno de los armónicos del fundamental (espurios), estableciendo así el llamado *Rango libre de espurios*. Este modo fundamental es el primero de muchos que irán propagándose en nuestra guía conforme subimos en frecuencia (los cuales se puede distinguir ya que cada uno representa en la guía un patrón de campo eléctrico/magnético distinto, una vez superado el corte de cada uno de ellos). En la Figura 4.2 podemos ver los 3 prime-

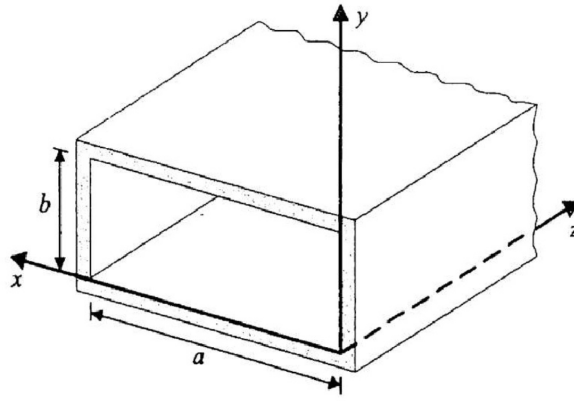


Figura 4.1: Corte de una guía de onda rectangular.

ros modos de un guía de onda típica. Para una guía de onda rectangular, la frecuencia de corte de cada modo depende de varios parámetros y vendrá dada por la siguiente ecuación:

$$f_{cmn} = \frac{1}{2\sqrt{\mu\epsilon}} \cdot \sqrt{\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2} \quad (4.1)$$

, donde  $\mu$  ( $= \mu_0\mu_R$ ) y  $\epsilon$  ( $= \epsilon_0\epsilon_R$ ) son la permeabilidad magnética y permitividad eléctrica en el interior de la guía ( $\epsilon_R = \mu_R = 1$  en caso de ser vacío), respectivamente, a y b son la anchura y altura de la guía, respectivamente, y m y n son los índices del modo en cuestión.

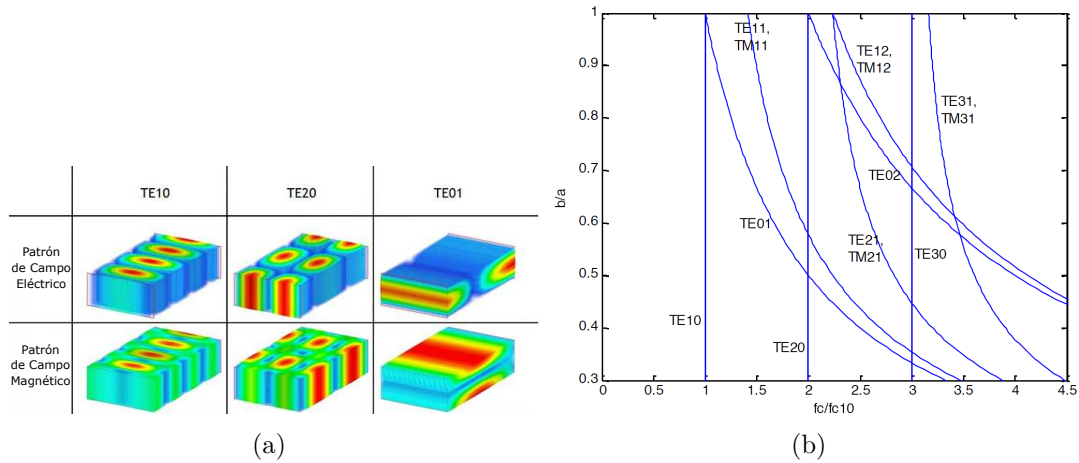


Figura 4.2: Modos de propagación de una guía de onda rectangular de dimensiones  $a \times b$ : (a) Patrones de Campo Eléctrico y Magnético de los tres primeros modos de una guía de onda típica; (b) Margen dinámico de los modos TE (modos Transversales Eléctricos) y TM (modos Transversales Magnéticos) en función de las dimensiones a/b de la guía. Con  $a/b = 0,5$  se consigue un rango libre de espurios máximo y mayor potencia de transmisión en la guía.

Con las guías de onda se pueden formar las llamadas *Cavidades resonantes* (ver la Figura 4.3), necesarias para construir filtros paso banda en esta tecnología, los cuales

se basan en resonancias y acoplamientos<sup>1</sup>. Las resonancias se consiguen con estas cavidades, mientras que los acoplamientos se pueden lograr de diferentes formas según la topología que se vaya a implementar. Los modos resonantes que irán apareciendo en las cavidades vendrán dados por la siguiente expresión:

$$f_{r_{mnp}} = \frac{1}{2\sqrt{\mu\epsilon}} \cdot \sqrt{\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2 + \left(\frac{p}{d}\right)^2} \quad (4.2)$$

, donde  $p$  es el tercer índice del modo resonante en cuestión,  $d$  la longitud de la cavidad, y el resto de variables coinciden con las de la ecuación 4.1. No obstante, estas dos ecuaciones no deben confundirse, ya que la frecuencia de corte y la frecuencia de resonancia son dos conceptos muy distintos. Por un lado, la frecuencia de corte en una guía de onda es aquella a partir de la cual un modo puede propagarse por ésta, mientras que la frecuencia de resonancia es aquella a la que se produce la resonancia en un resonador o, lo que es lo mismo, la frecuencia a la que se crea un campo electromagnético en su interior.

En la Figura 4.4 podemos observar un ejemplo sencillo de filtro paso banda en guía de onda con 2 cavidades resonantes y 3 acoplamientos. En este ejemplo los acoplamientos vienen dados por *ventanas o iris inductivos* (ventana entre las cavidades y ventanas entre los puertos y sus cavidades adyacentes), las cuales son invariantes en altura. Como se observa, los puertos deben tener una longitud suficiente (variable según la frecuencia de trabajo) para evitar errores electromagnéticos que puedan surgir por excesiva proximidad.

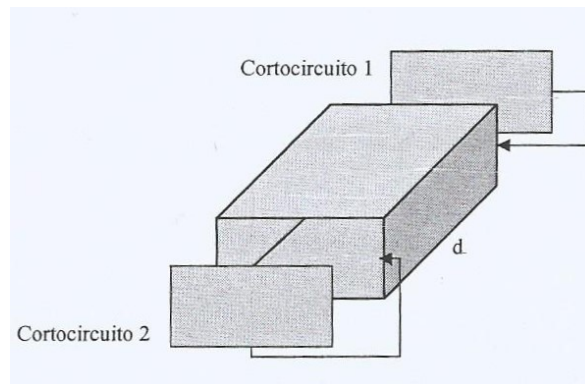


Figura 4.3: Cavidad resonante rectangular. Reproducido de [Morcillo and Cabrera, 2007].

## 4.2. Técnica de diseño

La técnica del diseño de los filtros que ha sido llevada a cabo en este proyecto se encuentra dividida en 3 partes (una correspondiente a la frecuencia de resonancia y dos a los acoplamientos).

<sup>1</sup>La otra clase de filtros ampliamente utilizados en el rango de las microondas son los filtros paso bajo. A diferencia de los filtros paso banda, los paso bajo se basan en inversores de impedancia/admitancia.

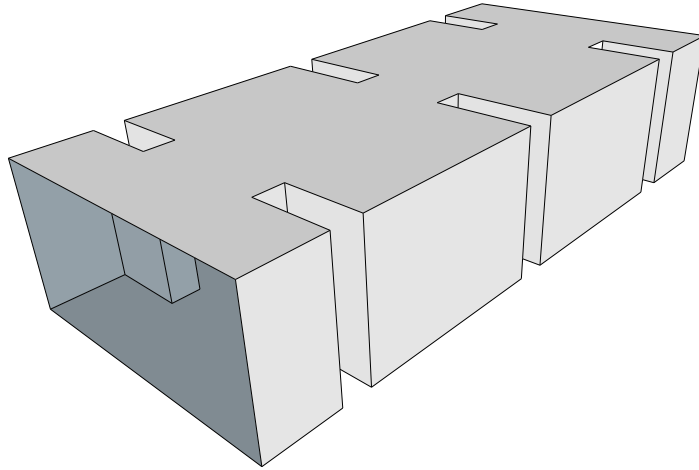


Figura 4.4: Filtro paso banda sencillo (de segundo orden) en guía de onda rectangular. Esta compuesto de un puerto de entrada, uno de salida, dos cavidades resonantes y 3 ventanas de acoplamiento verticales.

#### 4.2.1. Sintonización frecuencial

En primer lugar, debemos de asegurar que nos encontramos en todo momento trabajando con el modo de resonancia fundamental, y que en nuestro caso se corresponde con el modo  $TE_{101}$ . Como se ha mencionado en la sección anterior, cada modo muestra en la guía un patrón de campo eléctrico distinto. Los subíndices del modo indican el número de máximos de campo en cada dirección (en orden, *eje x*, *eje y* y *eje z*). Por lo tanto, en nuestro caso, deberemos asegurar siempre un campo eléctrico en los resonadores que posea un máximo en la dirección  $x$  y  $z$  ( $101$ ), un campo eléctrico de polarización vertical. Además, debemos centrar en frecuencia todos los resonadores a la frecuencia de trabajo  $f_0$  del filtro en cuestión, ya que en este proyecto abordamos sólo filtros síncronos. Para ello, se toma como parámetro de diseño alguna de las dimensiones de éstos (para una cavidad resonante podría ser su longitud  $d$ , para un resonador dieléctrico en forma de champiñón podría ser su radio, etc.).

#### 4.2.2. Acoplamiento inter-resonador

Una vez que la estructura resonante ha sido sintonizada en frecuencia, se hace uso del *Método de las frecuencias pares/impares* para conseguir las dimensiones físicas apropiadas de los acoplamientos entre los resonadores. Este método se basa en coger la estructura del resonador sintonizado añadiéndole por uno de sus lados, en la dirección de propagación, la estructura de acoplamiento cortada por su mitad transversalmente y aplicar en la cara por donde está cortada ésta última, la condición de pared simétrica eléctrica/magnética. Aplicando condición de pared eléctrica PEC (*Perfect Electric Conductor*), *HFSS* (mediante análisis de autovalores) nos proporcionará las frecuencias impares  $f_e$  de la estructura, y aplicando condición de pared magnética PMC (*Perfect Magnetic Conductor*), las frecuencias pares  $f_m$ . Una vez obtenidas estas frecuencias, se

calcula con la ecuación 4.3<sup>2</sup> el factor de acoplamiento correspondiente.

$$k = \frac{f_e^2 - f_m^2}{f_e^2 + f_m^2} \quad (4.3)$$

Si hacemos este proceso para varios valores de la dimensión física que controle el acoplamiento, obtendremos una curva de valores. Interpolando estos valores ( $k$  en función de la dimensión física), podemos encontrar el valor buscado, teniendo en cuenta el valor del acoplamiento físico  $k_{ij}$  que necesitamos, el cual puede ser calculado de forma sencilla con la siguiente expresión:

$$k_{ij} = M_{ij} \cdot \frac{BW}{f_0} \quad (4.4)$$

, donde  $f_0$  es la frecuencia de trabajo,  $BW$  el ancho de banda y  $M_{ij}$  el índice de la Matriz de Acoplamiento cuyos subíndices se corresponden con los resonadores adyacentes al acoplamiento en cuestión. Además, para evitar desviarnos mucho de la frecuencia objetivo, antes de interpolar, debemos quedarnos únicamente con los resultados que proporcionan un valor de  $\frac{f_e + f_m}{2} - f_c$  menor a  $\pm 50$  MHz (una precisión más que suficiente para la frecuencia de trabajo de los filtros desarrollados a lo largo de este proyecto).

Una vez establecido el valor que necesitamos, debemos asegurarnos de que el resonador siga resonando en la frecuencia de trabajo  $f_0$ , ya que puede haberse modificado debido al efecto de carga añadido por el acoplamiento. Para ello, debemos volver a sintonizar el resonador pero añadiendo por ambos lados las estructuras de acoplamiento y, de forma adyacente a éstas últimas, otro resonador desintonizado (para que no afecte en frecuencia a la resonancia central) por cada lado. Una forma de desintonizar un resonador podría ser acortado o alargando mucho la cavidad resonante (para resonadores del tipo de la Figura 4.4), extrayendo el dieléctrico en forma de champiñón de la cavidad donde se halle (para filtros que hagan uso de ese tipo de tecnología), etc.

Existe un método alternativo al anterior para lograr la dimensión de acoplamiento correcta, y que no usamos en este proyecto. Este procedimiento consiste en el análisis de una red compuesta por dos resonadores, ya sintonizados y con la estructura de acoplamiento entre ellos dos, junto a 2 puertos débilmente acoplados. Si visualizamos el parámetro  $S_{11}$  observaremos 2 picos, los cuales representan las frecuencias par  $f_m$  e impar  $f_e$ . Visualizando la fase de  $S_{11}$  o dibujando el patrón de campo eléctrico en cada frecuencia, se puede identificar la naturaleza (magnética u eléctrica) de cada uno de estos picos. Finalmente, haciendo uso de las ecuaciones 4.3 y 4.4 podemos llegar al valor buscado.

### 4.2.3. Acoplamiento de Entrada/Salida

En este proyecto se ha seguido el *Método Singly Loaded Resonator* para el cálculo de las dimensiones que proporcionan el acoplamiento de Entrada/Salida apropiado. Este

---

<sup>2</sup>De forma general,  $f_e > f_m$  para acoplamientos inductivos (nuestro caso) y  $f_m > f_e$  para acoplamientos capacitivos. Por lo tanto, si quisieramos usar acoplamientos capacitivos, debemos cambiar el numerador de la ecuación 4.3 por  $f_m^2 - f_e^2$ .

método se basa en el factor de calidad externo  $Q_e$  y el retardo de grupo del parámetro  $S_{11}$ ,  $\tau_{S_{11}}$ , analizando la red de la Figura 4.5.

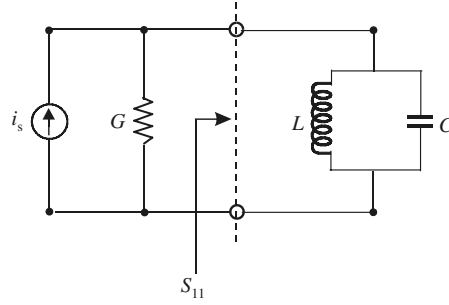


Figura 4.5: Circuito equivalente del primer resonador con el acoplamiento de entrada a la fuente de alimentación, donde  $G$  debe ser visto como la conductancia externa conectada al resonador  $LC$  [Hong and Lancaster, 2001].

En este circuito,  $G$  representa el acoplamiento de entrada. El coeficiente de reflexión o  $S_{11}$  visto hacia dentro del resonador, con respecto a la línea de alimentación de admitancia característica  $G$ , viene dado por la siguiente ecuación:

$$S_{11} = \frac{G - Y_{in}}{G + Y_{in}} = \frac{1 - Y_{in}/G}{1 + Y_{in}/G} \quad (4.5)$$

, donde  $Y_{in}$  es la admitancia vista hacia dentro del resonador, cuya expresión es:

$$Y_{in} = j\omega C + \frac{1}{j\omega L} = j\omega_0 C \left( \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) \quad (4.6)$$

Aquí,  $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$  es la frecuencia de resonancia. Para frecuencias cercanas a la de resonancia ( $\omega = \omega_0 + \Delta\omega$ , donde  $\Delta\omega \ll \omega_0$ ),  $Y_{in}$  puede ser aproximado con:

$$Y_{in} \approx j\omega_0 C \frac{2\Delta\omega}{\omega_0} \quad (4.7)$$

Si sustituimos la ecuación anterior en 4.5 y sabiendo que, por definición,  $Q_e = \omega_0 C/G$ , tenemos que:

$$S_{11} = \frac{1 - jQ_e(2\Delta\omega/\omega_0)}{1 + jQ_e(2\Delta\omega/\omega_0)} \quad (4.8)$$

Esta ecuación puede ser reescrita de la siguiente forma:

$$S_{11} = |S_{11}| e^{j\phi_{S_{11}}} = \left| \frac{1 - jQ_e(2\Delta\omega/\omega_0)}{1 + jQ_e(2\Delta\omega/\omega_0)} \right| e^{j\phi_{S_{11}}} \quad (4.9)$$

, donde

$$\phi_{S_{11}} = -2 \arctan \left( 2Q_e \left( \frac{\omega - \omega_0}{\omega_0} \right) \right) \quad (4.10)$$

Si hacemos uso de la propiedad  $\frac{\partial}{\partial x}(\arctan(x)) = \frac{1}{1+x^2}$ , el retardo de grupo del parámetro  $S_{11}$  puede ser expresado mediante:

$$\tau_{S_{11}} = -\frac{\partial \phi_{S_{11}}}{\partial \omega} = \frac{4Q_e}{\omega_0} \cdot \frac{1}{1 + (2Q_e(\omega - \omega_0)/\omega_0)^2} [ns] \quad (4.11)$$



Note que este retardo de grupo tiene su máximo valor en la resonancia, es decir, cuando  $w = w_0$ :

$$\tau_{S_{11}}^{(max)} = \tau_{S_{11}}(w_0) = \frac{4Q_e}{w_0} \quad [ns] \quad (4.12)$$

Por otro lado, en [Cameron et al., 2007] podemos encontrar una expresión alternativa del factor de calidad externo, que se encuentra relacionada con las impedancias de entrada y salida normalizadas,  $R_1 = M_{S1}^2$  y  $R_2 = M_{NL}^2$ , respectivamente:

$$Q_e^{in/out} = \frac{f_0}{BW \cdot R_i} = \frac{f_0}{BW \cdot M_{S1}^2} \quad (4.13)$$

Además, debido a que las estructuras que han sido desarrolladas en este proyecto son todas simétricas, tenemos que  $Q_e^{in} = Q_e^{out}$ . Si sustituimos ahora este valor en la ecuación 4.12, sabiendo que  $w_0 = 2\pi f_0$ , tenemos que:

$$\tau_{S_{11}}(w_0) = \frac{2}{\pi \cdot BW \cdot M_{S1}^2} \quad [ns] \quad (4.14)$$

Sabiendo el valor del ancho de banda  $BW$  y el índice  $M_{S1}$  de la Matriz de Acoplamiento, se extrae directamente, mediante la expresión anterior, el retardo de grupo  $\tau_{S_{11}}$  necesario a la frecuencia de trabajo  $f_0$ . Y, a continuación, se debe seguir un proceso iterativo en *HFSS* en el que se van ajustando dos variables hasta lograr el valor calculado en ns a la frecuencia de trabajo correcta: la dimensión que controla la resonancia del primer resonador (para centrar  $\tau_{S_{11}}(w)$  en frecuencia) y la que controla el acoplamiento de la estructura de acoplamiento de entrada (para obtener el valor del retardo  $\tau_{S_{11}}(w)$  apropiado, en ns).

Despejando la expresión 4.12, tenemos que:

$$Q_e = \frac{\tau_{S_{11}}(w_0) \cdot w_0}{4} \quad (4.15)$$

Con esta ecuación podemos ir viendo el error relativo actual de  $Q_e$  que proporciona  $\tau_{S_{11}}(w_0)$  y su posición en frecuencia. Podemos dar por concluido este proceso iterativo hasta alcanzar un error relativo del 0,5 % aproximadamente, ya que se considera una inexactitud más que asequible.

### 4.2.4. Optimización

Una vez que han sido diseñadas todas las partes de un filtro mediante las técnicas anteriores, al ser unidas y analizadas en un simulador electromagnético (*HFSS* en nuestro caso), podemos observar cómo, de forma general, la respuesta obtenida ( $p$ - $S$ ) no es del todo precisa. No obstante, se trata de una respuesta más que suficiente debido a la sencillez del proceso de diseño.

Para refinar la respuesta de los filtros, en este trabajo se ha seguido un proceso de optimización que hace uso del software *CST Filter Designer 3D*. Esta herramienta es capaz de comparar la Matriz de Acoplamientos que produce nuestra respuesta (a partir del módulo y la fase) con la matriz ideal que surge de las especificaciones iniciales. Comparando ambas matrices, se observan las desviaciones (en porcentajes) y se pueden

ir retocando las dimensiones de la estructura completa hasta conseguir unos errores admisibles. De forma general, cuando llegamos a errores por debajo del 1% en los parámetros de Scattering podemos observar una buena respuesta, tanto en selectividad, como en Pérdidas de Retorno  $RL$  y frecuentemente posicionada.

### 4.3. Software de análisis electromagnético y optimización

La labor de un ingeniero de RF encargado del diseño de dispositivos de microondas se basa en el manejo de diversas aplicaciones software de Diseño Asistido por Ordenador *CAD*: simuladores electromagnéticos de onda completa como *HFSS* (*High Frequency Electromagnetic Field Simulation*, de *ANSYS*) y *FEST3D* (de *AURORA-SAT*), software matemáticos como *MATLAB*, suites de electrónica y modelado como *OrCAD Pspice* y *Microwave Office* (de *NI AWR Design Environment*), etc.

Como ya se ha mencionado en los capítulos anteriores, el software matemático *MATLAB* ha sido utilizado para toda la síntesis de la función de filtrado. Para el diseño e implementación física de los filtros paso banda desarrollados en este proyecto, se ha hecho uso del simulador electromagnético *HFSS*, junto a la herramienta *Filter Designer 3D* (de *CST*). El primero ha sido usado para la generación y simulación de las estructuras necesarias para la construcción de los filtros. Por otro lado, el software *Filter Designer 3D* se ha utilizado para la optimización de los filtros diseñados en el proyecto, una vez alcanzado unos resultados *razonables*, haciendo uso de la Matriz de Acoplamiento. A continuación se explicaran más detalladamente estos dos software.

#### 4.3.1. *HFSS (High Frequency Electromagnetic Field Simulation)*

*HFSS* es un software perteneciente a la empresa *ANSYS* y se trata de un simulador electromagnético (EM) de onda completa de alto rendimiento para el modelado de dispositivos pasivos de volumen 3D arbitrario que aprovecha la Interfaz Gráfica de Usuario (*GUI*) de la familia *Microsoft Windows*. En él se integra la simulación, la visualización, el modelado sólido y la automatización, en un entorno sencillo, donde se obtienen de forma rápida y precisa soluciones a problemas *EM* 3D. Es una herramienta útil para resolver sistemas de estructuras complejas que son difíciles o imposibles de modelar considerando métodos puramente analíticos. Se utiliza, por lo tanto, para la creación de prototipos virtuales de guías de onda, conectores, filtros, chips e integradores de señal, entre muchos otros, lo cual resulta muy beneficioso en el campo de la investigación, ya que permite analizar los dispositivos antes de ser llevados a su fabricación y testeado en laboratorio. Este software puede ser utilizado para el cálculo de parámetros como pueden ser los Parámetros de Scattering (p-S), la frecuencia de resonancia o campos electromagnéticos [Ansoft, 2005].

*Ansoft HFSS* está basado en el método de elementos finitos (*Finite Element Method* o *FEM*), mallado adaptativo y excelentes gráficas para proporcionar un gran rendimiento y comprensión de todos los problemas *EM* 3D presentes. Este proceso *FEM* subdivide una estructura en varios subsecciones más pequeñas denominadas elementos

### 4.3. SOFTWARE DE ANÁLISIS ELECTROMAGNÉTICO Y OPTIMIZACIÓN

finitos, los cuales poseen forma de tetraedros en *HFSS*, y al conjunto de todos ellos se le denomina malla. En cada uno de estos tetraedros se resuelven los campos electromagnéticos, los cuales son relacionados a través de las condiciones entre elementos para que se cumplan las ecuaciones de Maxwell teniendo en cuenta las condiciones de contorno, obteniendo de esta forma una solución final de la estructura completa [Ansoft, 2009].

La interfaz posee básicamente 5 ventanas, una barra de herramientas y un menú principal, como se observa en la Figura 4.6. En la ventana *Project Manager* podemos encontrar la organización de todo el proyecto en un diagrama de árbol. La ventana *3D Modeler* contiene la estructura diseñada en 3D junto a sus atributos (en un diagrama en forma de árbol también). En la ventana *Message Manager* podemos encontrar las advertencias y errores que pueden aparecer a lo largo del proyecto, indicando el diseño al que van referidos. La ventana *Property* muestra las características del elemento que se encuentre seleccionado, permitiendo modificarlo. Finalmente, la ventana *Progress* indica el progreso actual cuando el software se encuentra analizando electromagnéticamente una estructura.

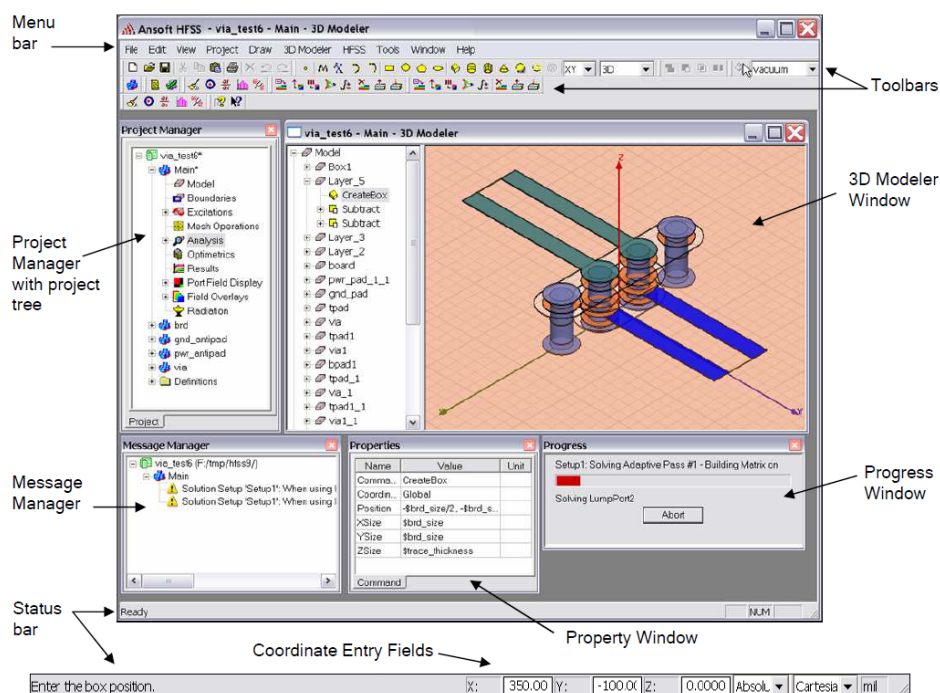


Figura 4.6: Interfaz de *HFSS* [Ansoft, 2005].

El procedimiento que se debe seguir en *HFSS* para un diseño se basa, en primer lugar, en la creación de la estructura física bajo estudio y, a continuación, se le incorporan las condiciones de contorno y excitaciones en los puertos oportunos. Una vez configurado el Modelo 3D, se asigna el rango frecuencial en el que se desee analizar el diseño y se establecen las variables que se quieran parametrizar. Así, con todo lo anterior se crea una malla adaptativa que permite el cálculo de la solución, con una precisión determinada, de forma iterativa. Finalmente, una vez que ha concluido el análisis, se pueden mostrar diferentes gráficos como pueden ser los Parámetros de Scattering (p-S), el retardo de grupo ( $\tau(w)$ ), campos electromagnéticos en la estructura, etc. En la

Figura 4.7 podemos observar el proceso completo que se sigue en *HFSS*.

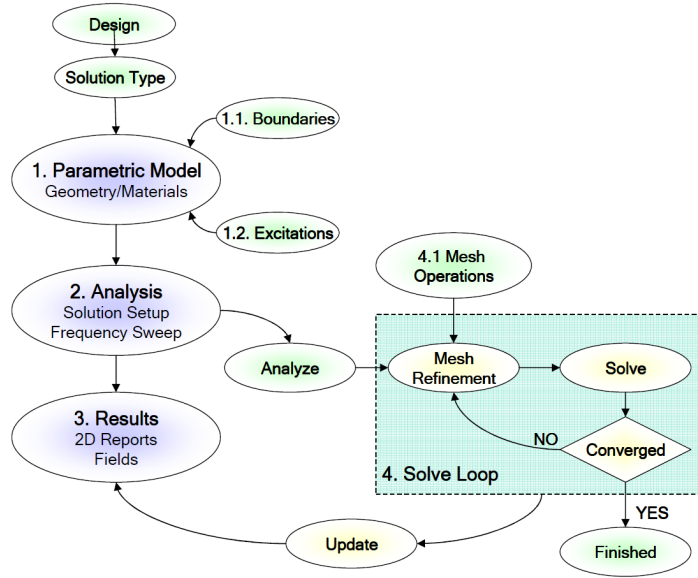


Figura 4.7: Diagrama de flujo del proceso seguido en *HFSS* [Ansoft, 2005].

### 4.3.2. *CST Filter Designer 3D*

*CST Filter Designer 3D* es una herramienta de síntesis para filtros paso banda y elimina banda de banda estrecha y diplexores. Ofrece una gama de soluciones a través del proceso de diseño de filtros con resonadores acoplados, sin importar la tecnología en la que se hallen implementados (planar, guía de onda, dieléctrico, etc.). Esta síntesis está basada en la Matriz de Acoplamiento a partir de las especificaciones iniciales, y permite un gran rango de topologías útiles (según la tecnología en la que se quiera implementar el diseño) y desplazar ceros de transmisión de forma arbitraria.

Este software permite a su vez extraer la Matriz de Acoplamiento, de forma rápida y eficiente, de un diseño importado en formato *.sNp* proveniente de un simulador *EM*, para poder compararla con la ideal y visualizar la inexactitud actual de dicho diseño, pudiendo proceder a su ajuste. Esto último será la ventaja que más aprovecharemos en este proyecto. Por otro lado, permite además un ajuste asistido de filtros con geometrías complejas y un análisis en potencia. En la Figura 4.8 se muestra una captura de la interfaz de *CST Filter Designer 3D*. Como se observa, posee 3 pestañas: *Home*, para introducir las especificaciones iniciales del filtro (orden, *Return Loss*, frecuencia de trabajo y ancho de banda), *Graph*, para configurar la gráfica que se muestra, y *Matrix*, para establecer la topología de la matriz y poder importar en formato *.sNp* la matriz de otro diseño. Además, en la ventana *Transmission Zeros* podemos añadir al diseño (configurado en *Home*) ceros de transmisión de diferentes tipos (*Normal*, *Fixed*, *Complex Pair* o *Symmetric Pair*).

Esta herramienta permite, además, confirmar como correctos todos los resultados obtenidos con el código que ha sido implementando en este proyecto en *MATLAB*, para toda la teoría de síntesis de filtrado. Esto se debe a que los valores obtenidos de las Matrices de Acoplamiento de ambos software coinciden.

#### 4.4. EJEMPLO DE DISEÑO

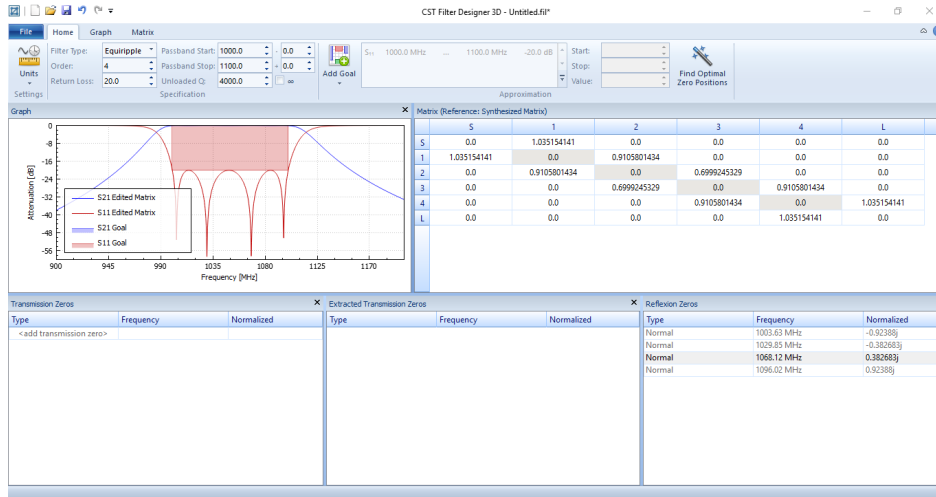


Figura 4.8: Interfaz de la herramienta *CST Filter Designer 3D*.

#### 4.4. Ejemplo de diseño

En esta sección y en las siguientes se van a explicar los filtros que han sido diseñados a lo largo de este proyecto, demostrando así, la técnica de síntesis y diseño desarrollada en todos los capítulos anteriores. En concreto, el ejemplo actual va a servir como base para explicar de forma detallada todos los pasos seguidos por el método de diseño. Las especificaciones de este filtro se recogen en la Tabla 4.1 y posee la estructura que se observa en la Figura 4.9<sup>3</sup>. En este modelo 3D se puede observar que se trata de un filtro plegado que está compuesto por iris inductivos (acoplamientos) y cuatro cavidades resonantes (resonadores).

Tipo de filtro	Paso banda (Chebyshev)
Frecuencia central	$f_0 = 3,68$ GHz
Ancho de banda	$BW = 120$ MHz
Ancho de banda fraccional	3,26 %
Orden	4
Pérdidas de Retorno	$RL = 21$ dB
Tecnología	Guía de onda vacía

Tabla 4.1: Especificaciones del primer filtro diseñado.

La frecuencia de trabajo escogida ( $f_0 = 3,68$  GHz) se encuentra en la Banda *C* (de 3 a 7 GHz), la cual es ampliamente utilizada en comunicaciones vía satélite de forma global. En esta Banda se provee cobertura extensa, lo cual es indispensable para la distribución de señales de TV y otras comunicaciones globales<sup>4</sup>. Cientos de millones de

<sup>3</sup>En la etapa de diseño, en la que implementamos la estructura en *HFSS*, todos los materiales son considerados ideales. Por ello, el interior de la guía estará relleno de *vacío* en este software, en los casos en los que sea una guía rellena de aire. Para los casos en los que la guía este rellena de otro material, simplemente habría que modificar la permitividad eléctrica relativa  $\epsilon_R$ .

<sup>4</sup>Aunque actualmente se utilizan de forma fundamental las Bandas  $K_u$  y  $K_a$  para las comunicacio-

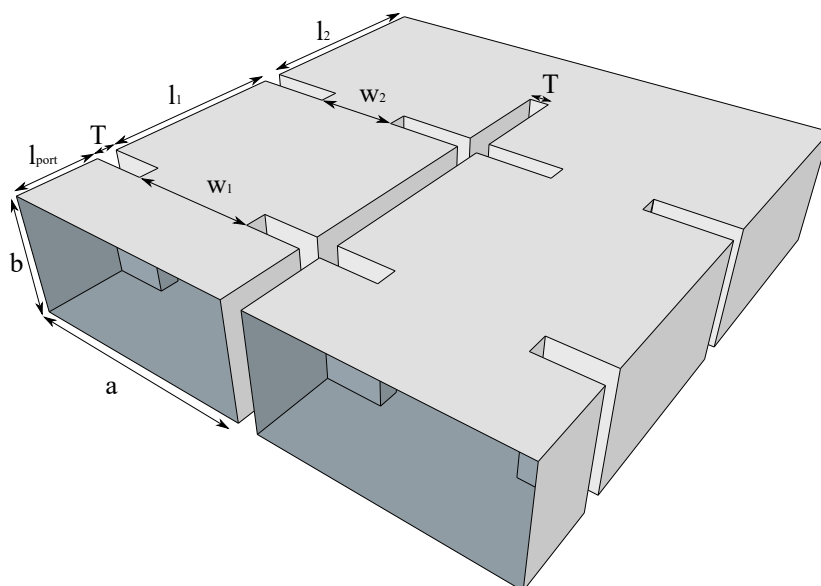


Figura 4.9: Modelo 3D del primer filtro diseñado.

hogares dependen de la Banda C para la distribución de programas de televisión, incluyendo eventos como la Copa del Mundo y las Olimpiadas, por lo que los operadores satelitales han invertido miles de millones de dólares en tecnología e infraestructura terrestre con frecuencias de trabajo pertenecientes a este rango. Actualmente, 169 satélites comerciales utilizan este espectro. Una vez que los satélites han sido lanzados al espacio, permanecen activos por un período de hasta 20 años y las frecuencias del satélite no pueden ser cambiadas, por lo que el equipamiento abordo no puede ser remplazado por otras bandas con huellas de pisada más pequeñas, como pueden ser las Bandas  $K_u$  y  $K_a$ .

En la fabricación de guía de ondas existe un convenio para la estandarización de las dimensiones físicas, en anchura y altura, de los puertos de cualquier guía de onda, de tal forma que se puedan caracterizar más tarde electromagnéticamente en un Analizador de Redes Vectorial (*VNA*) o conectar a otras guías. En este proyecto se ha escogido para los puertos de entrada y salida un estándar de guía de onda rectangular de  $a \times b = 58,166 \text{ mm} \times 29,083 \text{ mm}$  (*WR-229*), siendo  $a$  la anchura y  $b$  la altura. Se ha elegido este estándar debido a que nuestra frecuencia de trabajo se encuentra dentro de su banda frecuencial recomendada (ver la Tabla 4.2).

Banda frecuencial recomendada	De 3,3 a 4,9 GHz
Frecuencia de corte del primer modo	$f_{c10} = 2,577 \text{ GHz}$
Frecuencia de corte del segundo modo	$f_{c20} = 5,154 \text{ GHz}$
Dimensiones	$a \times b = 58,166 \text{ mm} \times 29,083 \text{ mm}$

Tabla 4.2: Especificaciones del estándar *WR-229*.

nes de TV, la Banda C es más fiable bajo condiciones climatológicas adversas, principalmente lluvia y humedad en el aire.

### 4.4.1. Síntesis

Sabiendo las especificaciones del filtro, podemos extraer la respuesta ideal de éste (Figura 4.10) y su Matriz de Acoplamiento asociada en su forma *Folded Canonical* (ecuación 4.16), como se explicó en los capítulos 2 y 3, respectivamente.

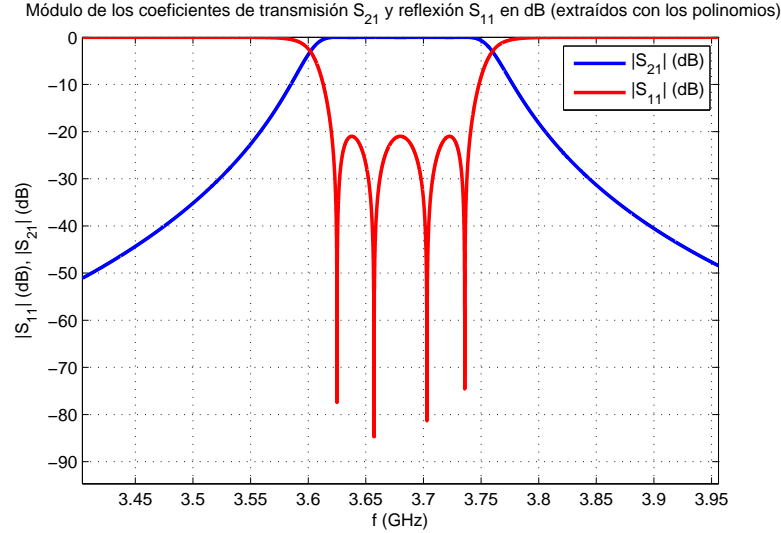


Figura 4.10: Respuesta ideal del primer filtro diseñado.

$$M_{N+2} = \begin{pmatrix} 0 & 1,0587 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1,0587 & 0 & 0,9348 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0,9348 & 0 & 0,7131 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0,7131 & 0 & 0,9348 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0,9348 & 0 & 1,0587 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1,0587 & 0 \end{pmatrix} \quad (4.16)$$

Se ha omitido todo el proceso de síntesis al haber quedado ya claro en los capítulos mencionados.

### 4.4.2. Sintonización de los resonadores

Tal y como se explica en la subsección 4.2.1, debemos hacer que las cavidades resonantes tengan su resonancia en  $f_0 = 3,68$  GHz en todo momento. Para ello, el proceso a seguir consiste en ir variando la longitud de un resonador individual hasta centrar su resonancia en la frecuencia correcta. Comenzamos con el resonador número 2 (y 3, por simetría), cogiendo la estructura que se muestra en la Figura 4.11, donde se puede ver que se ha añadido un iris inductivo por uno de sus lados, para que la frecuencia no varíe bruscamente más tarde en el proceso de diseño del acoplamiento.

Asumimos para todos los iris de este filtro un espesor de  $T = 5$  mm. Establecemos, por ejemplo, un tamaño de  $w_3$  de 15 mm para el cálculo de la frecuencia de resonancia. Y, a continuación, realizamos un análisis paramétrico en *HFSS* en el modo *Eigenmode*: variamos la longitud  $l_2$  de 40 a 60 mm en pasos de 2 mm. En este punto, todas las paredes deben tener condición *PEC* (*HFSS* asume por defecto esta condición en todas

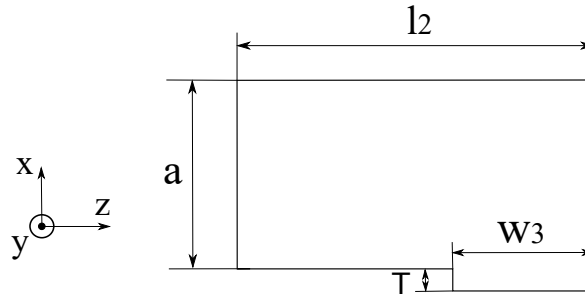


Figura 4.11: Estructura para el diseño del resonador número 2 y 3.

las paredes que se queden *al aire*). De esta forma, obtenemos en *HFSS* la gráfica que se observa en la Figura 4.12.

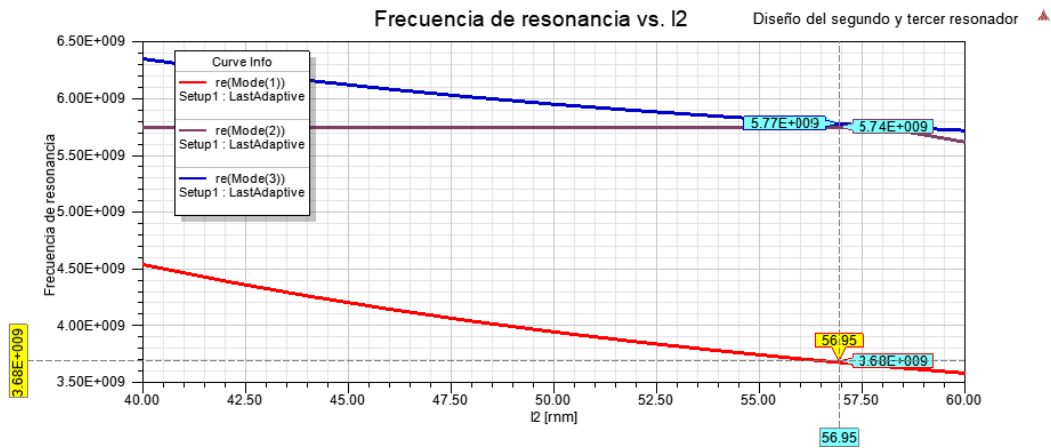


Figura 4.12: Frecuencias de resonancia vs. longitud del resonador  $l_2$  para los 3 primeros modos.

Nos quedamos con  $l_2 = 56,95$  mm de momento, ya que es la longitud que hace que la cavidad resuene a 3,68 GHz. Además, si dibujamos los campos eléctricos en esta estructura podemos comprobar que el primero de los modos que aparecen es el que queremos: el modo resonante  $TE_{101}$  (ver la Figura 4.13). Como podemos observar en la Figura 4.12, el siguiente modo aparece en 5,74 GHz, por lo que tenemos un rango libre de espurios de unos 2,06 GHz.

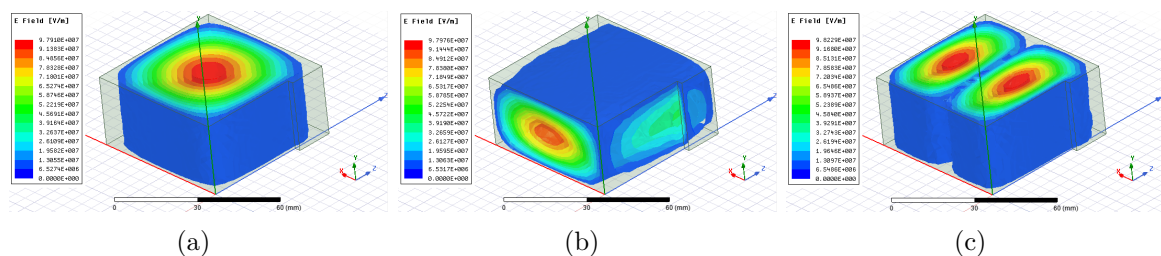


Figura 4.13: Modos resonantes en la cavidad 2: (a) Modo 1 ( $TE_{101}$ ); (b) Modo 2 ( $TM_{110}$ ); (c) Modo 3 ( $TE_{201}$ ). Sabemos que el modo 2 es de tipo  $TM$  porque en los modos  $TE_{mnp}$ , el subíndice  $p$  debe ser entero positivo [Morcillo and Cabrera, 2007].

Para el resonador número 1 (y 4, por simetría), el proceso de sintonía es idéntico,



pero debemos tomar la estructura que se muestra en la Figura 4.14 , realizando un paramétrico de la dimensión  $l_1$ , donde se ha escogido  $w_2 = 25$  mm. Con ello, obtenemos finalmente un valor de  $l_1 = 55$  mm para tener una frecuencia de resonancia de 3,68 GHz con el modo resonante  $TE_{101}$ .

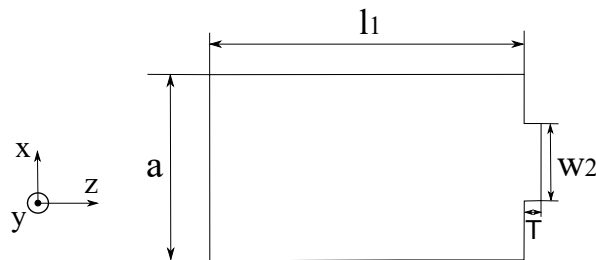


Figura 4.14: Estructura para el diseño del resonador número 1 y 4.

### 4.4.3. Cálculo de los iris de acoplamiento inter-resonador

Una vez sintonizados los 4 resonadores, es el turno de encontrar la dimensión de los iris internos  $w_2$  y  $w_3$ , para lograr el acoplamiento que dicta la Matriz de Acoplamiento 4.16,  $M_{12} = 0,9348$  y  $M_{23} = 0,7131$ , respectivamente. Si aplicamos la técnica que se explica en la subsección 4.2.2, la estructura que analizamos para el acoplamiento  $M_{23}$  es la que se muestra en la Figura 4.15, donde se observa que ya se ha puesto la condición de pared simetría eléctrica/magnética. Además, no debemos olvidar que el iris se encuentra cortado por su mitad de forma transversal, es decir, con un espesor de  $T/2 = 2,55$  mm, para poder aplicar la condición de simetría. Esta vez se realiza un barrido paramétrico de la dimensión que controla el acoplamiento,  $w_3$  en este caso.

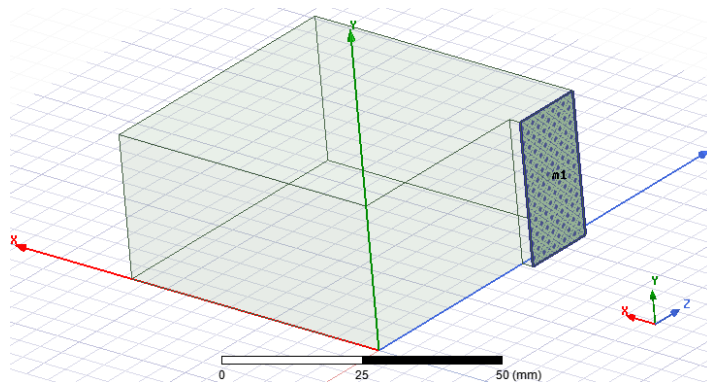
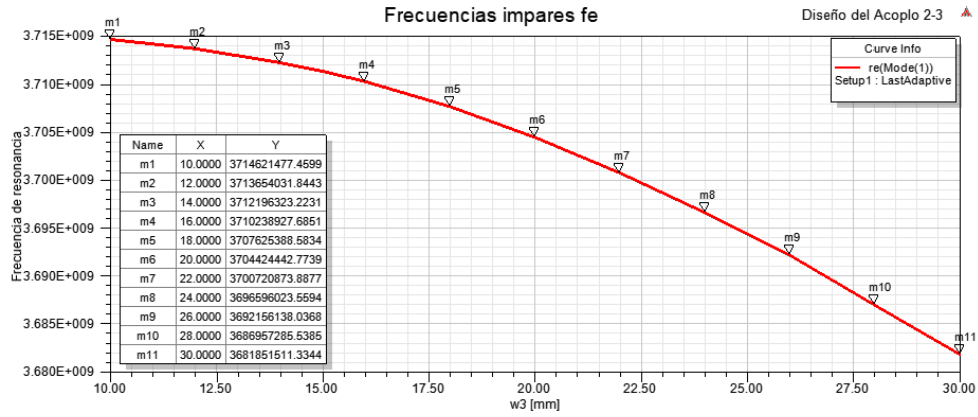


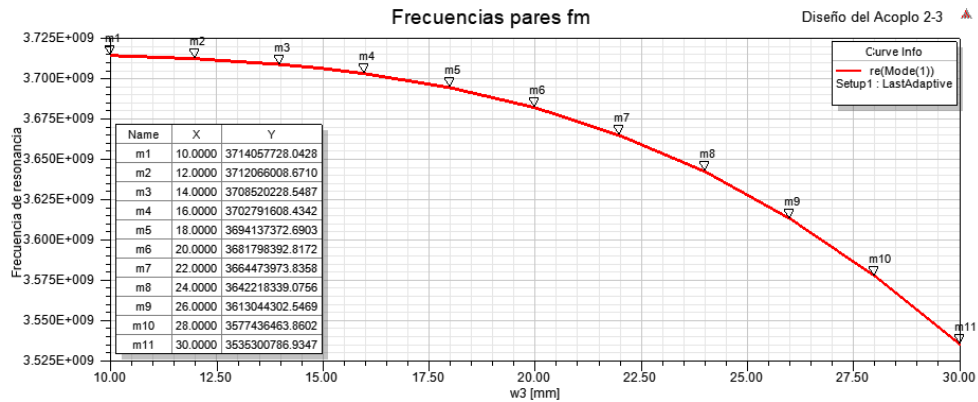
Figura 4.15: Estructura y condición de simetría para el diseño del acoplamiento  $M_{23}$ .

Este paramétrico debe aplicarse para dos casos: con condición eléctrica simétrica  $PEC$ , que nos dará las frecuencias de resonancia impares  $f_e$ , y con condición magnética simétrica  $PMC$ , que nos dará las frecuencias de resonancia pares  $f_m$ . En la Figura 4.16 se observan ambos resultados variando la anchura  $w_3$  de 10 a 30 mm en pasos de 2 mm.

En la Tabla 4.3 se muestran estos resultados junto al valor del acoplamiento asociado que, como ya se mencionó, se calcula con la ecuación 4.3. Además, se ha añadido una columna adicional en la que se puede observar la cantidad frecuencial en la que



(a)



(b)

Figura 4.16: Frecuencias de resonancia pares e impares para varios valores de  $w_3$ : (a) Frecuencias impares  $f_e$ ; (b) Frecuencias pares  $f_m$ .

$w_3$ [mm]	$f_e$ [GHz]	$f_m$ [GHz]	$k = (f_e^2 - f_m^2)/(f_e^2 + f_m^2)$	$ ((f_e + f_m)/2) - f_0 $ [MHz]
10	3,7146	3,7141	0,000152	34,34
12	3,7137	3,7121	0,000428	32,86
14	3,7122	3,7085	0,000991	30,35
16	3,7102	3,7028	0,00201	26,51
18	3,7076	3,6941	0,003645	20,88
20	3,7044	3,6818	0,006126	13,11
22	3,7007	3,6645	0,009843	25,97
24	3,6966	3,6422	0,014818	10,59
26	3,6922	3,613	0,021657	27,4
28	3,687	3,5774	0,030146	47,8
30	3,6819	3,5353	0,040595	71,42

Tabla 4.3: Frecuencias pares e impares junto al valor del acoplamiento asociado y el error frecuencial cometido, para varios valores de  $w_3$ .

nos desviamos con cada valor de  $w_3$ .

El acoplamiento físico  $k_{23}$  que necesitamos se puede calcular a partir de la ecuación 4.4. Así, en este caso tenemos:

$$k_{23} = 0,7131 \cdot \frac{0,12 \cdot 10^9}{3,68 \cdot 10^9} = 0,023253 \quad (4.17)$$

Para encontrar la dimensión del iris apropiada al acoplamiento físico necesario, debemos hacer uso de la interpolación de los los valores que hemos obtenido en la Tabla 4.3, lo cual se puede conseguir mediante el uso del software *MATLAB* con un sencillo *script*. Además, para no desviarnos más tarde de la frecuencia de resonancia en las cavidades, tenemos que evitar coger valores que proporcionen un error frecuencial de más de 50 MHz (en este caso, todos los valores de la tabla excepto el último). En la Figura 4.17 se puede ver que, al interpolar estos valores, la dimensión del iris que necesitamos es de  $w_3 = 26,38$  mm.

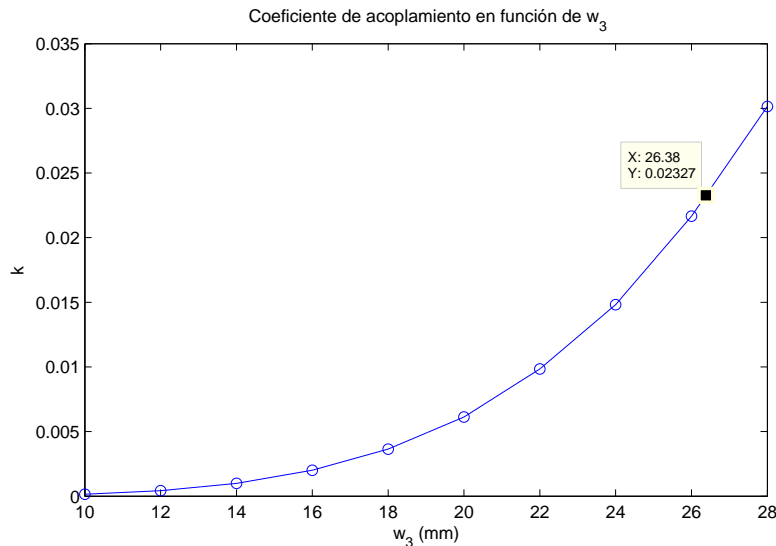


Figura 4.17: Interpolación de los coeficientes de acoplamiento en función de  $w_3$ . Con  $w_3 = 26,38$  mm obtenemos el acoplamiento físico requerido.

Una vez obtenido este valor, debemos asegurarnos de que el resonador siga resonando en la frecuencia de trabajo  $f_0 = 3,68$  GHz, ya que puede haberse modificado debido al efecto de carga añadido por el iris. Para ello, debemos volver a sintonizar el resonador pero añadiendo por ambos lados los iris adyacentes y, de forma adyacente a éstos últimos, otra cavidad desintonizada (para que no afecte en frecuencia a la resonancia central) por cada lado. Para desintonizar estas últimas, se establece una longitud de  $l_{adyacente} = 20$  mm (bastante menor a la longitud  $l_2$  de la cavidad central), como se muestra en la Figura 4.18.

Realizando un análisis paramétrico de esta estructura variando  $l_2$  de 46 a 56 mm en pasos de 1 mm obtenemos que la frecuencia de resonancia de 3,68 GHz se obtiene con  $l_2 = 53,03$  mm (ver la Figura 4.19). Recuerde que aquí no se ha impuesto pared simétrica en ningún lugar, todas las paredes poseen condición *PEC*.

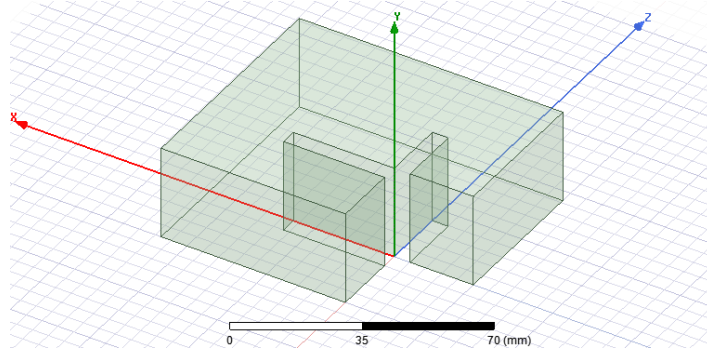


Figura 4.18: Estructura para corregir el efecto de carga de los iris en el segundo/tercer resonador.

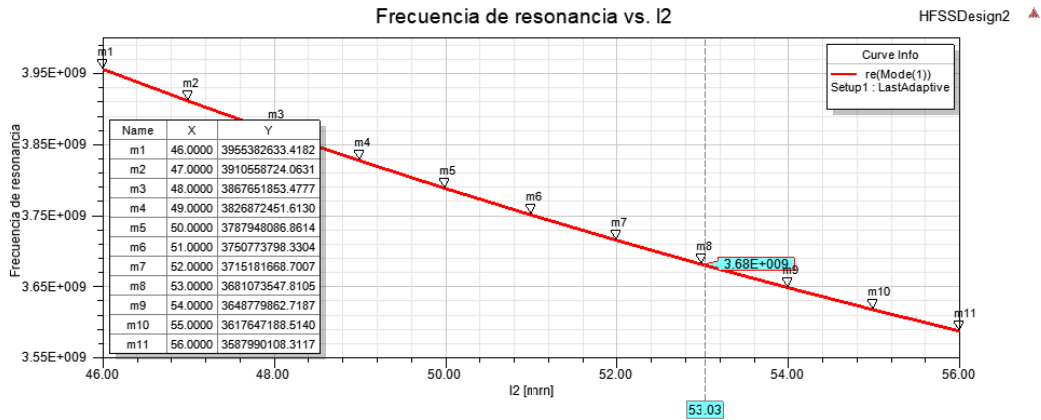


Figura 4.19: Frecuencias de resonancia vs. longitud del resonadores  $l_2$  para corregir el efecto de carga de los iris.

Una vez sintonizado de nuevo el resonador, podríamos pensar que el acoplamiento ha variado al haber modificado la longitud de la cavidad resonante. No obstante, esto no es así debido a que los acoplamientos internos no son muy sensibles ante pequeños cambios de la frecuencia de resonancia de los resonadores del filtro.

La estructura que analizamos para el acoplamiento  $M_{12}$  es la que se observa en la Figura 4.20. Si aplicamos la estrategia de diseño anterior, los valores que se obtienen son los que se muestran en la Tabla 4.4. Ahora, el paramétrico que hemos aplicado es de la dimensión  $w_2$ , la cual controla el acoplamiento entre las cavidades 1 y 2.

El acoplamiento físico  $k_{12}$  que necesitamos es:

$$k_{12} = 0,9348 \cdot \frac{0,12 \cdot 10^9}{3,68 \cdot 10^9} = 0,030483 \quad (4.18)$$

Si interpolamos los valores de la Tabla 4.4 que proporcionan un error frecuencial menor a 50 MHz (los 3 primeros valores), obtenemos finalmente que necesitamos  $w_2 = 20,91$  mm para conseguir el valor de acoplamiento apropiado (ver la Figura 4.21).

Nuevamente, una vez obtenido este valor, debemos asegurarnos de que el resonador siga resonando en la frecuencia de trabajo  $f_0 = 3,68$  GHz (debido al efecto de carga del iris). Al igual que antes, analizamos una estructura compuesta por la cavidad re-

#### 4.4. EJEMPLO DE DISEÑO

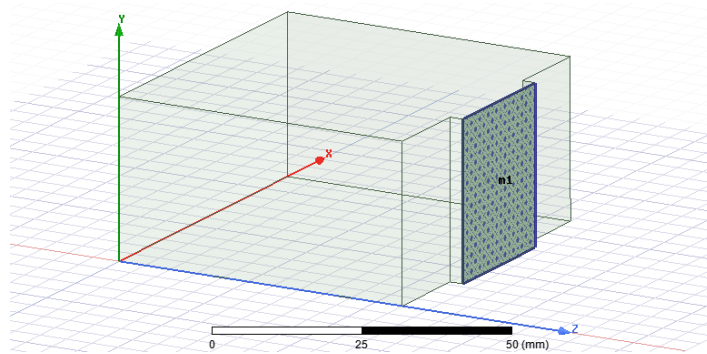


Figura 4.20: Estructura y condición de simetría para el diseño del acoplamiento  $M_{12}$ .

$w_2$ [mm]	$f_e$ [GHz]	$f_m$ [GHz]	$k = (f_e^2 - f_m^2)/(f_e^2 + f_m^2)$	$ ((f_e + f_m)/2) - f_0 $ [MHz]
18	37161	3,6455	0,019186	0,78
20	3,7112	3,6141	0,026520	17,33
22	3,7065	3,5783	0,035178	37,62
24	3,7019	3,5378	0,045295	60,15
26	3,6974	3,4944	0,056408	84,12
28	3,6932	3,4476	0,068717	109,63

Tabla 4.4: Frecuencias pares e impares junto al valor del acoplamiento asociado y el error frecuencial cometido, para varios valores de  $w_2$ .

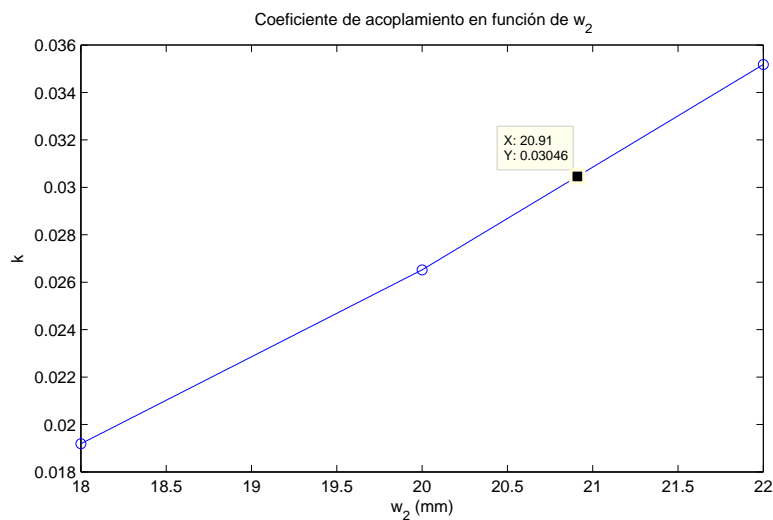


Figura 4.21: Interpolación de los coeficientes de acoplamiento en función de  $w_2$ . Con  $w_2 = 20,91$  mm obtenemos el acoplamiento físico requerido.

sonante que nos ocupa (resonador 1), dos iris adyacentes y 2 cavidades desintonizadas (con  $l_{adyacente} = 20$  mm), como se aprecia en la Figura 4.22.

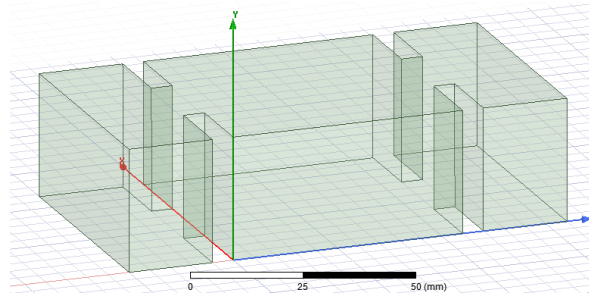


Figura 4.22: Estructura para corregir el efecto de carga de los iris en el primer/cuarto resonador.

Realizando un análisis paramétrico de esta estructura variando  $l_1$  de 50 a 55 mm en pasos de 0,5 mm obtenemos que la frecuencia de resonancia de 3,68 GHz se obtiene con  $l_1 = 51,26$  mm (ver la Figura 4.23).

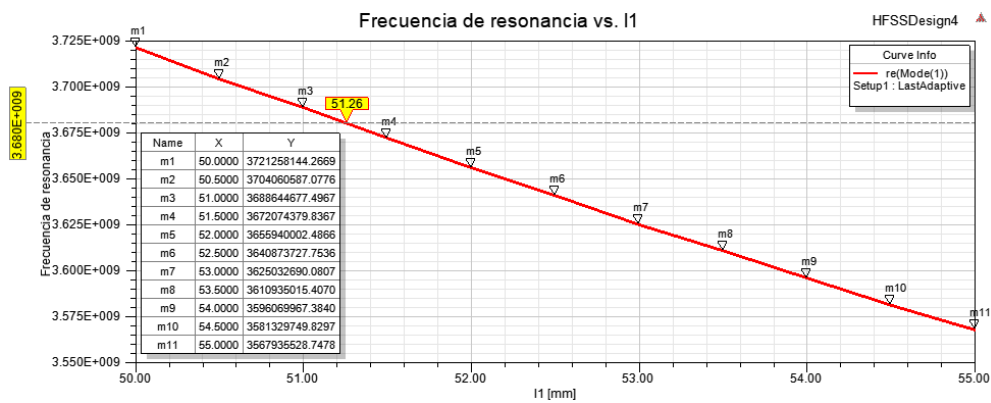


Figura 4.23: Frecuencias de resonancia vs. longitud del resonadores  $l_1$  para corregir el efecto de carga de los iris.

La Tabla 4.5 resume los valores que llevamos calculados por el momento y que se han logrado con el proceso de diseño seguido en este apartado.

Dimensión	Valor [mm]	Dimensión	Valor [mm]
$l_1$	51,26	$w_2$	20,91
$l_2$	53,03	$w_3$	26,38

Tabla 4.5: Resumen de los valores obtenidos en la subsección 4.4.3.

#### 4.4.4. Cálculo de los iris de acoplamiento de Entrada/Salida

A continuación, se aplica el *Método Singly Loaded Resonator* para el cálculo de la dimensión del iris de Entrada/Salida (ancho  $w_1$ ). Para ello, se analiza la estructura que

se muestra en la Figura 4.24. Como se puede apreciar, esta estructura es idéntica a la de la Figura 4.22, ya que el puerto posee la misma longitud que las cavidades desintonizadas  $l_{port} = l_{adyacente} = 20$  mm. No obstante, en análisis llevado a cabo en *HFSS* ahora se realiza en el modo *Driven Modal* y al puerto se le ha aplicado una excitación con la polarización que se observa en la Figura 4.24.

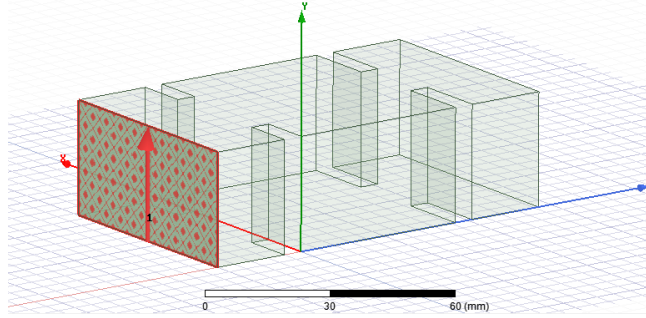


Figura 4.24: Estructura para el diseño del acoplamiento de Entrada/Salida. Se excita un puerto con el modo fundamental  $TE_{10}$ .

Como se explica en la subsección 4.2.3, se debe seguir un proceso iterativo en el que se va variando el ancho del iris  $w_1$  y la longitud del primer resonador  $l_1$  hasta lograr que el máximo del retardo de grupo  $\tau_{S_{11}}$  alcance el valor deseado a la frecuencia de trabajo  $f_0 = 3,68$  GHz, con un error admisible. La variable  $w_1$  controlará principalmente el valor en nanosegundos del  $\tau_{S_{11}}$  y  $l_1$  la posición frecuencial. El valor máximo de  $\tau_{S_{11}}$  requerido se puede extraer a partir de la ecuación 4.14:

$$\tau_{S_{11}}^{(max)} = \frac{2}{\pi \cdot 120 \cdot 10^6 \cdot 1,0587^2} = 4,7332 \text{ [ns]} \quad (4.19)$$

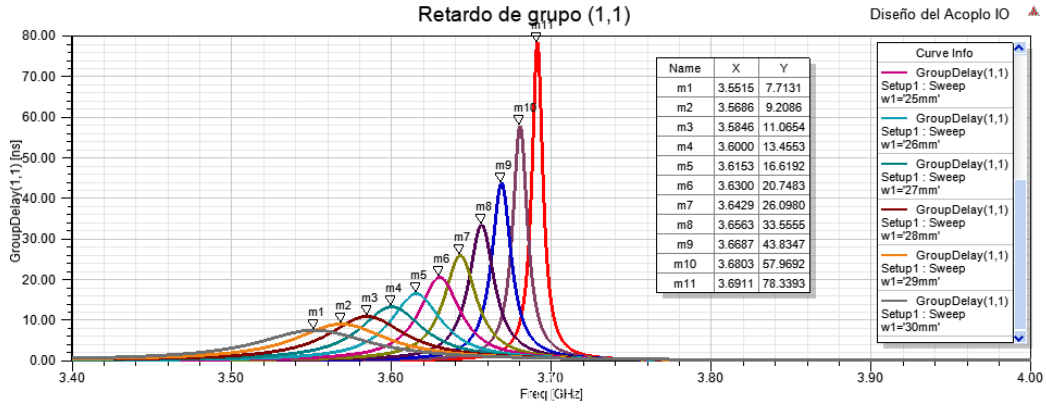
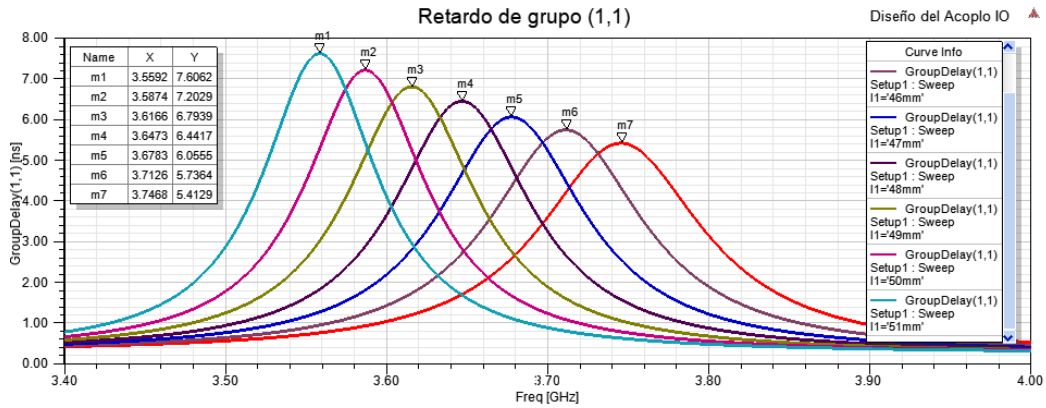
Este valor se consigue con un factor de calidad específico, cuyo valor viene dado por la ecuación 4.13:

$$Q_e^{in/out} = \frac{3,68 \cdot 10^9}{0,12 \cdot 10^9 \cdot 1,0587^2} = 27,3603 \quad (4.20)$$

Comenzamos realizando un análisis paramétrico de la variable  $w_1$  de 20 a 30 mm en pasos de 1 mm (dejando fijo  $l_1 = 51,26$  mm). Obtenemos, así, los resultados que se observan en la Figura 4.25.

Como se aprecia, de los valores simulados, el más cercano a 4,7334 ns es el del caso  $w_1 = 30$  mm (7,7131 ns). No obstante, con este valor de anchura de iris, la resonancia (y por lo tanto  $\tau_{S_{11}}^{(max)}$ ) ha bajado bastante en frecuencia (3,5515 GHz). Por ello, en la segunda iteración realizamos un paramétrico de  $l_1$  (de 45 a 51 mm en pasos de 1 mm), dejando fijo  $w_1 = 30$  mm, para subir en frecuencia (ver la Figura 4.26).

El caso que más centrado en frecuencia se halla es el de  $l_1 = 47$  mm (3,6783 GHz). Para ese valor, tenemos que  $\tau_{S_{11}}^{(max)} = 6,0555$  ns. Por lo tanto, a continuación, realizamos un paramétrico de la variable  $w_1$  para acercarnos más a 4,7334 ns. Variamos  $w_1$  de 30 a 35 mm en pasos de 0,5 mm, dejando fijo  $l_1 = 47$  mm (ver la Figura 4.27).


 Figura 4.25: Retardo de grupo  $\tau_{S_{11}}$  para varios valores de  $w_1$  (1ª iteración).

 Figura 4.26: Retardo de grupo  $\tau_{S_{11}}$  para varios valores de  $l_1$  (2ª iteración).

Como se observa, de los valores simulados, el más cercano a 4,7334 ns es el del caso  $w_1 = 31,5$  mm (4,8072 ns en 3,6474 GHz). Realizando 3 iteraciones extra, se llega finalmente a  $w_1 = 31,4$  mm y  $l_1 = 46,3$  mm. Con estos valores obtenemos  $\tau_{S_{11}}^{(max)} = 4,7147$  ns en 3,6729 GHz. Si hacemos uso de la ecuación 4.15, el factor de calidad que se obtiene en este caso es el siguiente:

$$Q_e = \frac{4,7147 \cdot 10^{-9} \cdot 2\pi \cdot 3,68 \cdot 10^9}{4} = 27,201 \quad (4.21)$$

Así, el error relativo que tenemos es:

$$E_r = \frac{|27,3614 - 27,201|}{27,3614} = 0,586 \% \approx 0,5 \% \quad (4.22)$$

Por lo tanto, podemos considerar que el proceso iterativo ha convergido. La Tabla 4.6 resume los valores obtenidos en el proceso de diseño de este apartado.

Dimensión	Valor [mm]	Dimensión	Valor [mm]
$l_1$	46,3	$w_1$	31,4

Tabla 4.6: Resumen de los valores obtenidos en la subsección 4.4.4.



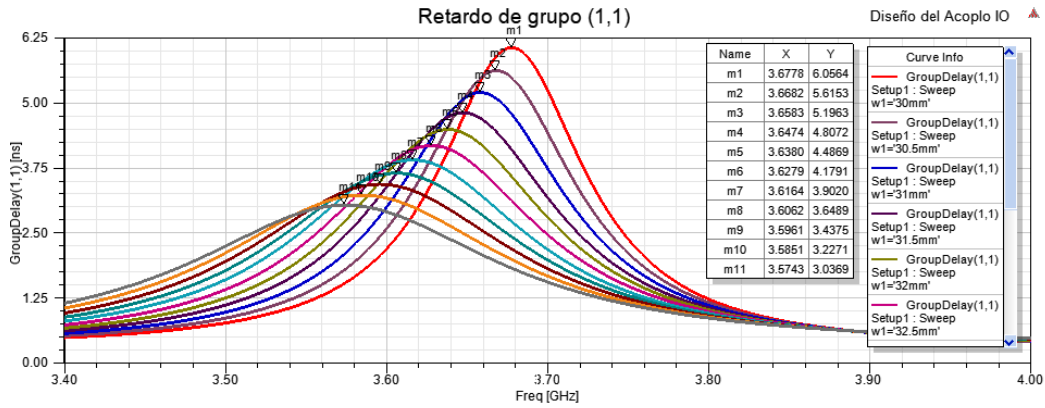


Figura 4.27: Retardo de grupo  $\tau_{S_{11}}$  para varios valores de  $w_1$  (3ª iteración).

Una vez concluido el proceso de diseño de los resonadores y los acoplamientos, ya podemos juntar todas las estructuras para formar el filtro completo. Este filtro, como ya se mencionó, tomará la forma que se muestra en la Figura 4.9 y las dimensiones que posee son las que se resumen en la Tabla 4.7.

Dimensión	Valor	Dimensión	Valor	Dimensión	Valor
$l_1$	46,3	$w_1$	31,4	$a$	58,166
$l_2$	53,03	$w_2$	20,91	$b$	29,083
$l_{port}$	20	$w_3$	26,38	$T$	5

Tabla 4.7: Resumen de las dimensiones físicas del filtro completo en milímetros.

Si analizamos esta estructura con estas dimensiones, la respuesta que obtenemos es la que se muestra en la Figura 4.28. Si se compara con la respuesta ideal (Figura 4.29) se puede ver fácilmente que las dimensiones del filtro necesitan ser optimizadas para alcanzar los niveles de  $S_{11}$  y  $S_{21}$  deseados. Aunque parezca una respuesta no tan buena, se trata de una solución inicial más que aceptable para el método de diseño usado, debido a su sencillez. En esta simulación, además, se puede apreciar que aparecen únicamente 2 de los 4 polos que deberían aparecer en la banda de paso. Esto es debido a que 2 de ellos se han hecho *complejos* y no se pueden visualizar de forma explícita en los Parámetros de Scattering<sup>5</sup>.

En la siguiente subsección procederemos a la optimización de este filtro hasta lograr unos resultados considerables.

#### 4.4.5. Optimización con *CST Filter Designer 3D*

Como se mencionó en la subsección 4.2.4, una vez que hemos finalizado el proceso de diseño inicial (sintonía frecuencial y acoplamientos), se puede seguir un proceso de optimización de la respuesta obtenida por el filtro si hacemos uso de la herramienta *CST Filter Designer 3D*. Con ella es posible importar en formato *.s2p* los parámetros  $S$  simulados en *HFSS* y generar, a partir de éstos, la Matriz de Acoplamiento actual.

<sup>5</sup>Los polos, de forma general, se harán complejos por parejas.

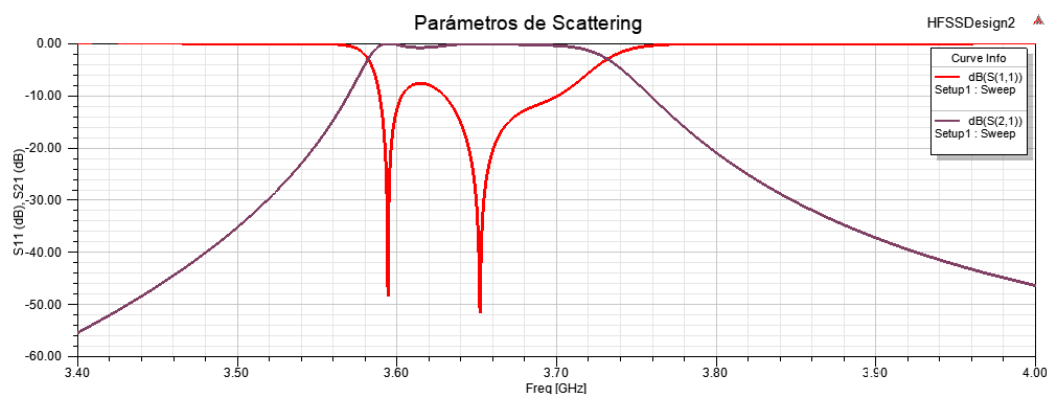


Figura 4.28: Respuesta del filtro completo antes de optimizarlo.

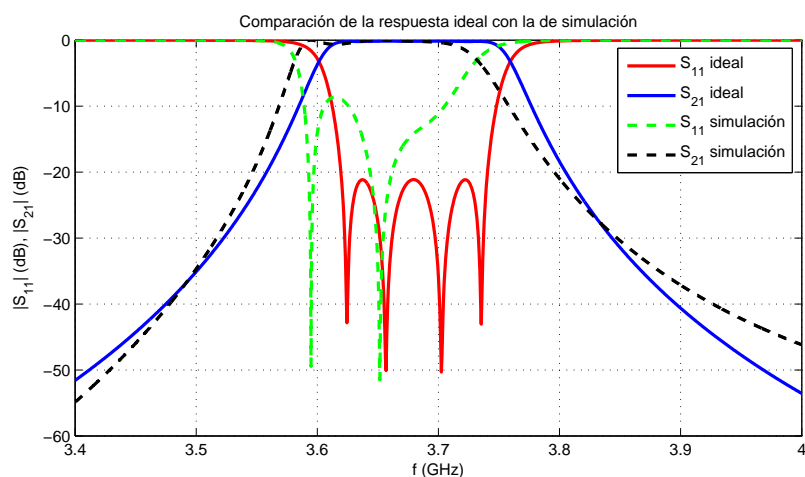


Figura 4.29: Comparación de la respuesta extraída de la síntesis (ideal) con la extraída de HFSS (simulación).

En la Figura 4.30 se puede observar la matriz que surge de la respuesta 4.28. Como se aprecia, a la derecha del valor de cada índice se muestra el porcentaje de error con respecto a la Matriz ideal (ecuación 4.16). El signo del porcentaje tendrá un significado u otro, según si es referido a los índices de la diagonal o al resto: para los índices de la diagonal, si el porcentaje es positivo, debemos aumentar el valor del índice y si es negativo, debemos reducirlo; y viceversa para el resto de índices. No obstante, esto último se puede comprobar fácilmente comparando ambas matrices (ideal y actual). A la izquierda de los índices se exhibe también una pequeña franja de color, la cual indica el nivel de error que posee cada uno ellos (rojo para  $\geq 10\%$ , amarillo para  $\geq 1\%$  y  $< 10\%$ , y verde para  $< 1\%$ ).

	S	1	2	3	4	L
S	0.0	1.1097 +4.8%	0.0	0.0	0.0	0.0
1	1.1097 +4.8%	0.064294 -3.2%	0.93969 +0.52%	0.0	0.0	0.0
2	0.0	0.93969 +0.52%	0.47413 -23.7%	0.68589 -3.8%	0.0	0.0
3	0.0	0.0	0.68589 -3.8%	0.47176 -23.6%	0.93819 +0.36%	0.0
4	0.0	0.0	0.0	0.93819 +0.36%	0.065958 -3.3%	1.1097 +4.8%
L	0.0	0.0	0.0	0.0	1.1097 +4.8%	0.0

Figura 4.30: Matriz de Acoplamiento correspondiente a la respuesta sin optimizar.

Para llevar a cabo el proceso de optimización, debemos empezar por corregir el

#### 4.4. EJEMPLO DE DISEÑO

índice que posee un mayor nivel de error<sup>6</sup>. En este caso, comenzamos corrigiendo el índice  $M_{22}$  (y  $M_{33}$  por simetría), el cual posee actualmente un error de  $-23,7\%$  y, por lo tanto, se debe reducir en valor. Para reducir  $M_{22}$ , se debe reducir la dimensión que controla la frecuencia de resonancia del segundo y tercer resonador ( $l_2$ ). Como, por el momento, no sabemos cuanto varía el índice  $M_{22}$  con  $l_2$ , empezamos probando a hacer una reducción de 1 mm. Así, con  $l_2 = 53,03 - 1 = 52,03$  mm, se obtiene la gráfica que se observa en la Figura 4.31.

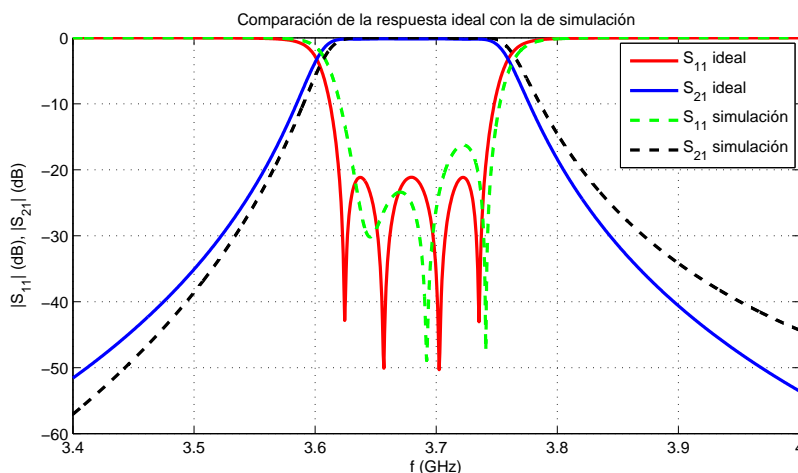


Figura 4.31: Comparación de la respuesta ideal con la extraída en la primera iteración de optimización.

Como se puede ver, la respuesta ha mejorado bastante. No obstante, aún estamos relativamente lejos de la respuesta objetivo. La Matriz de Acoplamiento que surge de estos parámetros S es la que se muestra en la Figura 4.32.

	S	1	2	3	4	L
S	0.0	1.0959 +3.5%	0.0	0.0	0.0	0.0
1	1.0959 +3.5%	0.056365 -2.8%	0.94676 +1.3%	0.0	0.0	0.0
2	0.0	0.94676 +1.3%	-0.062917 +3.1%	0.71274 -0.043%	0.0	0.0
3	0.0	0.0	0.71274 -0.043%	-0.067099 +3.4%	0.94877 +1.5%	0.0
4	0.0	0.0	0.0	0.94877 +1.5%	0.056851 -2.8%	1.0959 +3.5%
L	0.0	0.0	0.0	0.0	1.0959 +3.5%	0.0

Figura 4.32: Matriz de Acoplamiento correspondiente a la respuesta de la primera iteración de optimización.

La mejora de la respuesta también viene reflejada en el nivel de error que se observa en esta matriz. Como se puede ver, una reducción de 1 mm en la dimensión  $l_2$ , proporciona un cambio de  $+26,8\%$  en el índice  $M_{22}$ . Esto será tomado en cuenta más tarde, cuando haga falta volver a modificar esta variable.

Para continuar, el índice que debemos corregir ahora es el  $M_{S1}$  (y los índices  $M_{1S}$ ,  $M_{4L}$  y  $M_{L4}$ , por simetría), el cual posee un error de  $+3,5\%$  y, por lo tanto, se debe

<sup>6</sup>Además, en el proceso de optimización se deben ir corrigiendo los índices uno a uno. De lo contrario, si corrijiésemos varios índices de forma simultánea, podríamos obtener resultados en los que se modifiquen otros índices de forma descontrolada.

reducir en valor. Para reducir  $M_{S1}$ , se tiene que reducir la dimensión que controla el acoplamiento de Entrada/Salida ( $w_1$ ). Al igual que ocurría antes, no sabemos a priori cuanto variará el índice  $M_{S1}$  con  $w_1$ , por lo que empezamos probando a hacer una reducción de 0,5 mm. Así, con  $w_1 = 31,4 - 0,5 = 30,9$  mm, se obtiene la gráfica que se observa en la Figura 4.33.

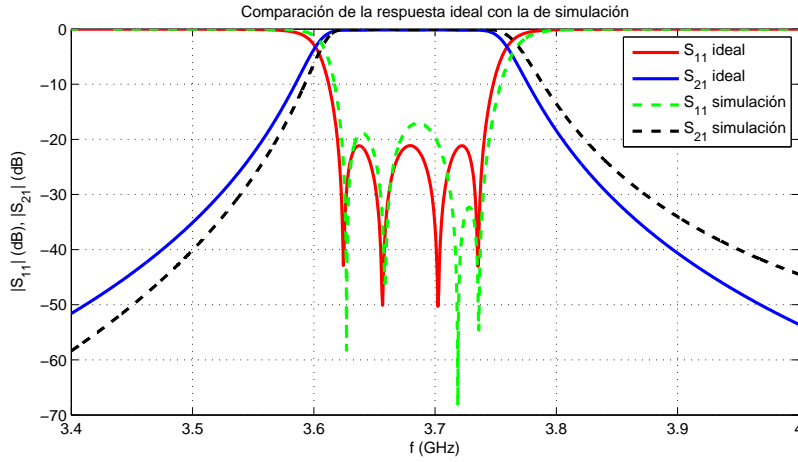


Figura 4.33: Comparación de la respuesta ideal con la extraída en la segunda iteración de optimización.

Como se puede apreciar, ahora ya aparecen los 4 polos en la banda de paso de la respuesta. La Matriz de Acoplamiento que surge de estos parámetros S es la que se muestra en la Figura 4.34.

	S	1	2	3	4	L
S	0.0	1.0505 -0.78%	0.0	0.0	0.0	0.0
1	1.0505 -0.78%	-0.11476 +5.7%	0.9492 +1.5%	0.0	0.0	0.0
2	0.0	0.9492 +1.5%	-0.067733 +3.4%	0.70686 -0.87%	0.0	0.0
3	0.0	0.0	0.70686 -0.87%	-0.069652 +3.5%	0.94732 +1.3%	0.0
4	0.0	0.0	0.0	0.94732 +1.3%	-0.10758 +5.4%	1.0505 -0.78%
L	0.0	0.0	0.0	0.0	1.0505 -0.78%	0.0

Figura 4.34: Matriz de Acoplamiento correspondiente a la respuesta de la segunda iteración de optimización.

Como se puede ver, una reducción de 0,5 mm en la dimensión  $w_1$ , proporciona un cambio de  $-4,28\%$  en el índice  $M_{S1}$ .

A continuación, pasamos a corregir el índice  $M_{11}$  (y  $M_{44}$  por simetría), el cual posee un error de  $+5,7\%$  y, por lo tanto, se tiene que aumentar en valor. Para aumentar  $M_{11}$ , se debe aumentar la dimensión que controla la frecuencia de resonancia del primer y cuarto resonador ( $l_1$ ). Vamos a probar a hacer un aumento de 0,2 mm. Así, con  $l_1 = 46,3+0,2 = 46,5$  mm, se obtiene la gráfica que se observa en la Figura 4.35.

La Matriz de Acoplamiento que surge de estos parámetros S es la que se muestra en la Figura 4.36.

#### 4.4. EJEMPLO DE DISEÑO

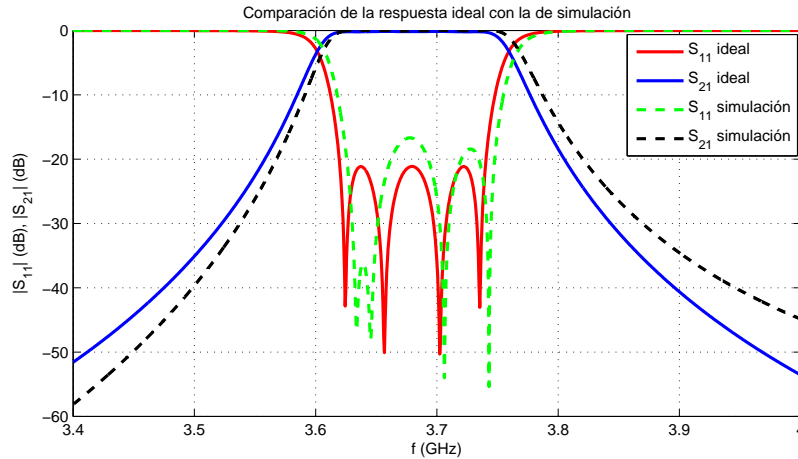


Figura 4.35: Comparación de la respuesta ideal con la extraída en la tercera iteración de optimización.

	S	1	2	3	4	L
S	0.0	1.0449 -1.3%	0.0	0.0	0.0	0.0
1	1.0449 -1.3%	-0.0062067 +0.31%	0.94511 +1.1%	0.0	0.0	0.0
2	0.0	0.94511 +1.1%	-0.075931 +3.8%	0.71025 -0.39%	0.0	0.0
3	0.0	0.0	0.71025 -0.39%	-0.071821 +3.6%	0.94593 +1.2%	0.0
4	0.0	0.0	0.0	0.94593 +1.2%	-0.005085 +0.25%	1.0449 -1.3%
L	0.0	0.0	0.0	0.0	1.0449 -1.3%	0.0

Figura 4.36: Matriz de Acoplamiento correspondiente a la respuesta de la tercera iteración de optimización.

Ahora, procedemos a corregir nuevamente el índice  $M_{22}$ , el cual posee un error de +3,8% y, por lo tanto, se debe aumentar en valor. Para aumentar  $M_{22}$ , se debe aumentar  $l_2$ , como dijimos. Haciendo una sencilla regla de tres (también conocida en inglés como *Cross-multiplication*), podemos hallar la cantidad de milímetros a modificar necesarios para corregir el error de +3,8%, sabiendo que una reducción de 1 mm en la dimensión  $l_2$  proporciona un cambio de +26,8% en el índice  $M_{22}$ :

$$Aumento_{l_2} = \frac{1 \cdot 3,8}{26,8} = 0,142 \text{ mm} \quad (4.23)$$

Así, con  $l_2 = 52,03 + 0,142 = 52,172$  mm, se obtiene la gráfica que se observa en la Figura 4.37.

La Matriz de Acoplamiento que surge de estos parámetros S es la que se muestra en la Figura 4.38.

Si continuamos con este proceso iterativo y hacemos uso de la Tabla 4.8, tras 5 iteraciones extra llegamos finalmente a la respuesta que se observa en la Figura 4.39, cuya Matriz de Acoplamiento es la se puede ver en la Figura 4.40. Las dimensiones del filtro finales son las que se muestran en la Tabla 4.9.

Como se puede apreciar, ya hemos llegado a unos niveles de error que se encuentra por debajo del 1%, por lo que se puede considerar que el proceso de optimización ha convergido. Además, en la respuesta se ve una clara ecualización de los polos y unas

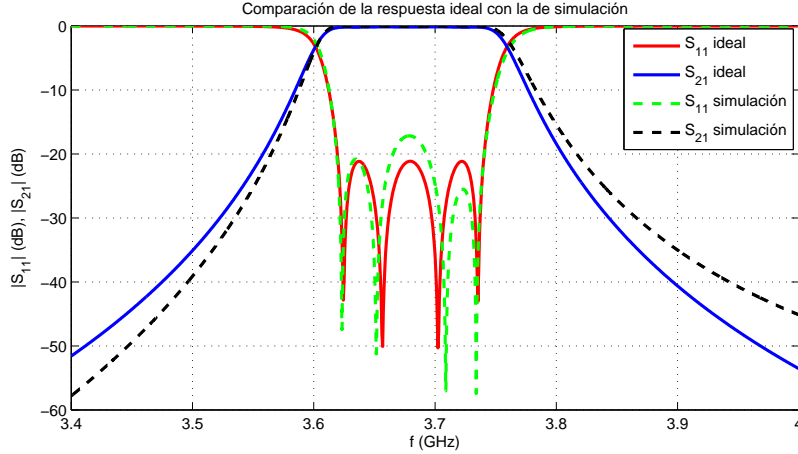


Figura 4.37: Comparación de la respuesta ideal con la extraída en la cuarta iteración de optimización.

	S	1	2	3	4	L
S	0.0	1.0484 -0.98%	0.0	0.0	0.0	0.0
1	1.0484 -0.98%	-0.0010574 +0.053%	0.94566 +1.2%	0.0	0.0	0.0
2	0.0	0.94566 +1.2%	0.012195 -0.61%	0.70754 -0.77%	0.0	0.0
3	0.0	0.0	0.70754 -0.77%	0.0089435 -0.45%	0.94492 +1.1%	0.0
4	0.0	0.0	0.0	0.94492 +1.1%	-0.0022006 +0.11%	1.0484 -0.98%
L	0.0	0.0	0.0	0.0	1.0484 -0.98%	0.0

Figura 4.38: Matriz de Acoplamiento correspondiente a la respuesta de la cuarta iteración de optimización.

Índices de la Matriz de Acoplamiento	Dimensión
$M_{11}$ y $M_{44}$	$l_1$
$M_{22}$ y $M_{33}$	$l_2$
$M_{S1}$ , $M_{1S}$ , $M_{4L}$ y $M_{L4}$	$w_1$
$M_{12}$ , $M_{21}$ , $M_{34}$ y $M_{43}$	$w_2$
$M_{23}$ y $M_{32}$	$w_3$

Tabla 4.8: Correspondencia entre los índices de la Matriz de Acoplamiento y las dimensiones que controlan cada uno de ellos.

Dimensión	Valor	Dimensión	Valor	Dimensión	Valor
$l_1$	46,42	$w_1$	31,026	$a$	58,166
$l_2$	52,15	$w_2$	20,847	$b$	29,083
$l_{port}$	20	$w_3$	26,37	$T$	5

Tabla 4.9: Resumen de las dimensiones físicas finales en milímetros del filtro completo.

## 4.5. FILTRO DOBLADO VERTICALMENTE CON CAVIDADES DIELECTRICAS

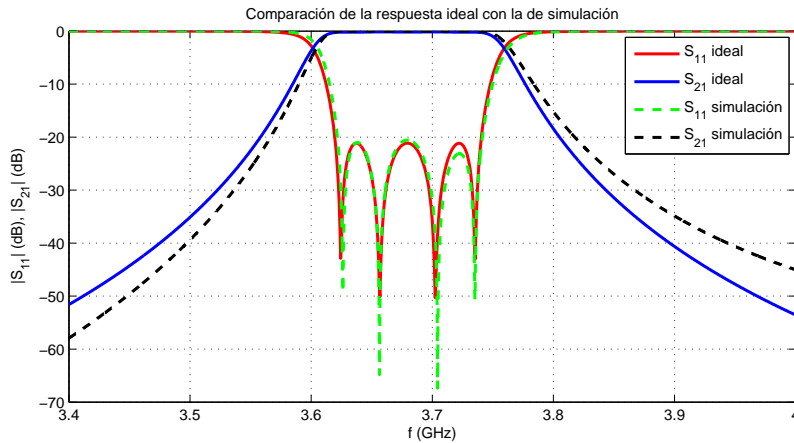


Figura 4.39: Comparación de la respuesta ideal con la extraída en la última iteración de optimización.

	S	1	2	3	4	L
S	0.0	1.0612 +0.23%	0.0	0.0	0.0	0.0
1	1.0612 +0.23%	-0.017877 +0.89%	0.93606 +0.13%	0.0	0.0	0.0
2	0.0	0.93606 +0.13%	-0.015033 +0.75%	0.70781 -0.74%	0.0	0.0
3	0.0	0.0	0.70781 -0.74%	-0.012744 +0.64%	0.93556 +0.077%	0.0
4	0.0	0.0	0.0	0.93556 +0.077%	-0.011876 +0.59%	1.0612 +0.23%
L	0.0	0.0	0.0	0.0	1.0612 +0.23%	0.0

Figura 4.40: Matriz de Acoplamiento correspondiente a la respuesta de la última iteración de optimización.

Pérdidas de Retorno muy buenas ( $RL = 20,7 \text{ dB}$ ). La banda de paso se encuentra muy bien centrada en frecuencia y la selectividad y ancho de banda alcanzados son más que aceptables. En la Figura 4.41(a) se puede observar la respuesta obtenida en *HFSS* y en la Figura 4.41(b) esta misma con un rango frecuencial mayor para poder visualizar sus espurios. Tenemos un rango libre de espurios de 1,659 GHz.

## 4.5. Filtro doblado verticalmente con cavidades dieléctricas

En esta sección se presenta el segundo filtro que ha sido diseñado en este proyecto, el cual posee la estructura que se observa en la Figura 4.42 y tiene las especificaciones que se muestran en la Tabla 4.10.

Como se puede observar, se trata del mismo filtro anterior pero doblado ahora verticalmente (de forma simétrica) y con cavidades rellenas de dieléctrico (en lugar de aire) de permitividad relativa (o constante dieléctrica)  $\epsilon_R = 2,55^7$ . Además, entre los resonadores 1 y 4, se ha abierto una ventana para poder obtener un par simétrico de ceros de transmisión finitos que nos ayudan a mejorar la selectividad de la respuesta. Este ventana vertical permite obtener un acoplamiento de signo contrario a los acoplamientos que proporcionan el resto de iris, lo cual es necesario ya que, como veremos más

<sup>7</sup>Se ha escogido este valor debido a que es el  $\epsilon_R$  que posee el material con el que se fabricarán las piezas dieléctricas de los filtros. Este material se trata de un plástico denominado *ABSplus*, el cual es ampliamente utilizado en Impresión 3D [Otter and Lucyszyn, 2016].

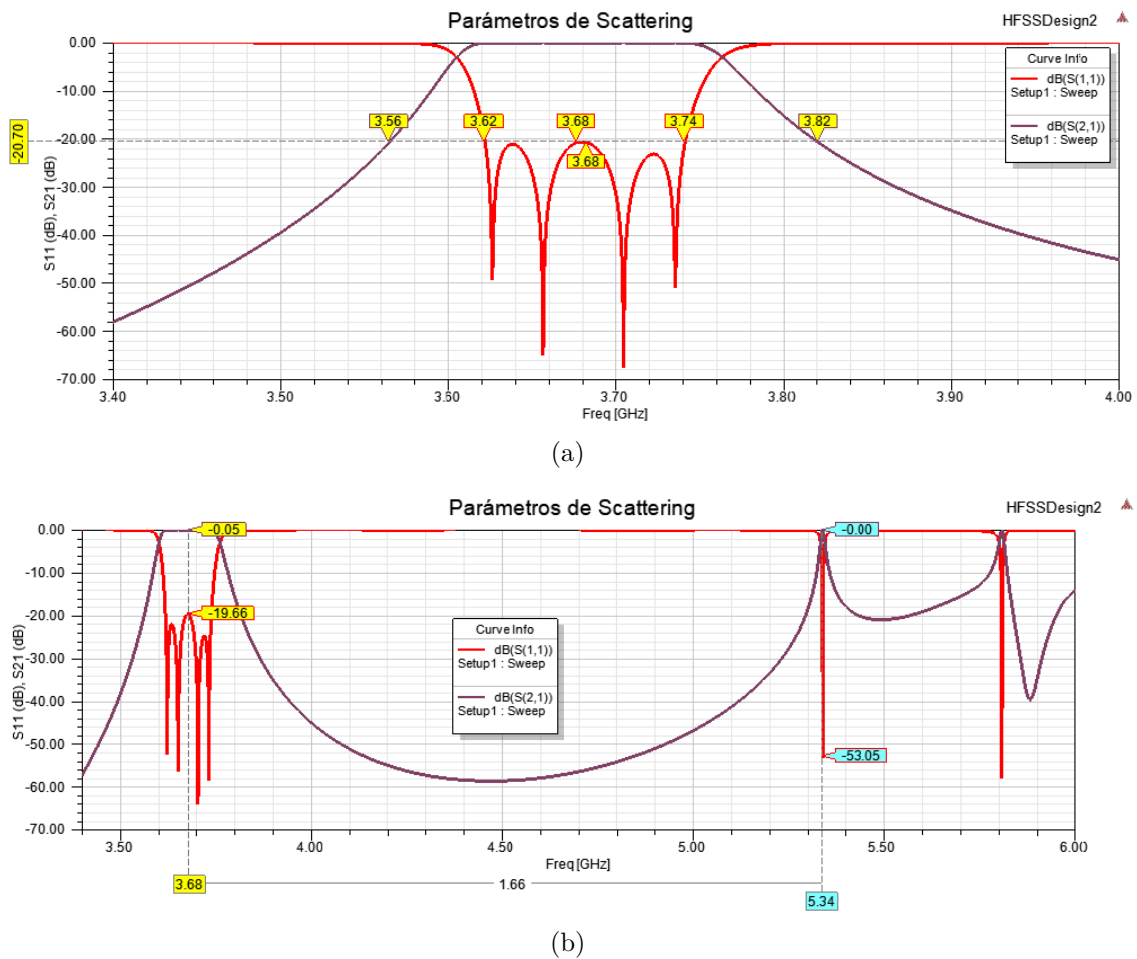


Figura 4.41: Respuesta final del ejemplo de filtro diseñado: (a) Rango frecuencial ajustado; (b) Rango frecuencial amplio.

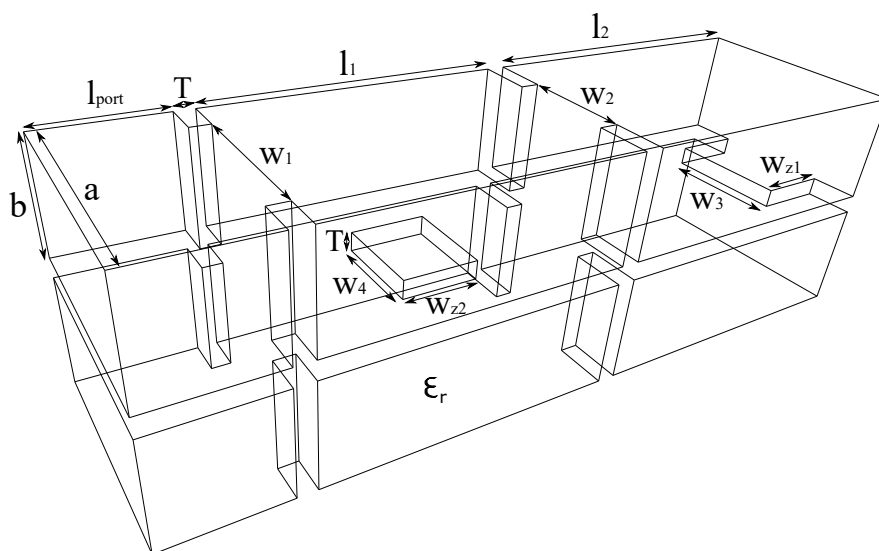


Figura 4.42: Esqueleto del filtro que se pretende diseñar en esta sección.



## 4.5. FILTRO DOBLADO VERTICALMENTE CON CAVIDADES DIELECTRICAS

Tipo de filtro	Paso banda (Chebyshev)
Frecuencia central	$f_0 = 3,68$ GHz
Ancho de banda	$BW = 120$ MHz
Ancho de banda fraccional	3,26 %
Orden	4
Pérdidas de Retorno	$RL = 21$ dB
Ceros de transmisión	$-j2, +j2$
Tecnología	Guía de onda rellena de dieléctrico

Tabla 4.10: Especificaciones del segundo filtro diseñado.

adelante, el acoplamiento  $M_{14}$  posee un valor negativo. Por esta razón se ha doblado este filtro de forma vertical, ya que abriendo una ventana entre los resonadores 1 y 4 del filtro doblado horizontalmente, ésta proporcionaría un acoplamiento con el mismo signo que el resto de iris (positivo en ese caso) y no se podría alcanzar el par de ceros de transmisión deseado.

Las posiciones de los ceros de transmisión que se indican en la tabla anterior vienen referidas al Prototipo Paso Bajo. No obstante, si hacemos uso de la ecuación 3.99, se obtiene que para el Prototipo Paso Banda (el que nos interesa), la posición de los ceros es de  $f_{TX1} = 3,562$  GHz y  $f_{TX2} = 3,802$  GHz. La elección de estas posiciones concretas posee una razón específica. Conforme cogemos ceros de transmisión finitos más alejados de la banda, el lóbulo de rechazo es mayor. No obstante, los *brazos* del parámetro  $S_{21}$  de la banda de paso van abriéndose cada vez con un mayor ángulo, por lo que empeora la selectividad (ver la Figura 4.43). Por ello, en este caso se ha escogido un punto medio en el que se consigue un buen lóbulo de rechazo (a  $-30$  dB) junto a una selectividad adecuada en la banda de paso.

A diferencia del resto de filtro diseñados en el proyecto, en esta estructura se han escogido unos puertos de guía de onda rectangular no estándar ( $a \times b = 30$  mm  $\times$  14,5465 mm), ya que han permitido facilitar la tarea de diseño alejando modos espurios que pueden aparecer debido a las dimensiones escogidas. Debido a que no se pretende fabricar este diseño, estos puertos no estándar no suponen ningún problema.

### 4.5.1. Síntesis

La respuesta ideal de este filtro es la que se muestra en la Figura 4.44, la cual ha sido extraída a partir de sus especificaciones. La Matriz de Acoplamiento asociada a esta respuesta en su forma *Folded Canonical*, es la que se ve en la ecuación 4.24.

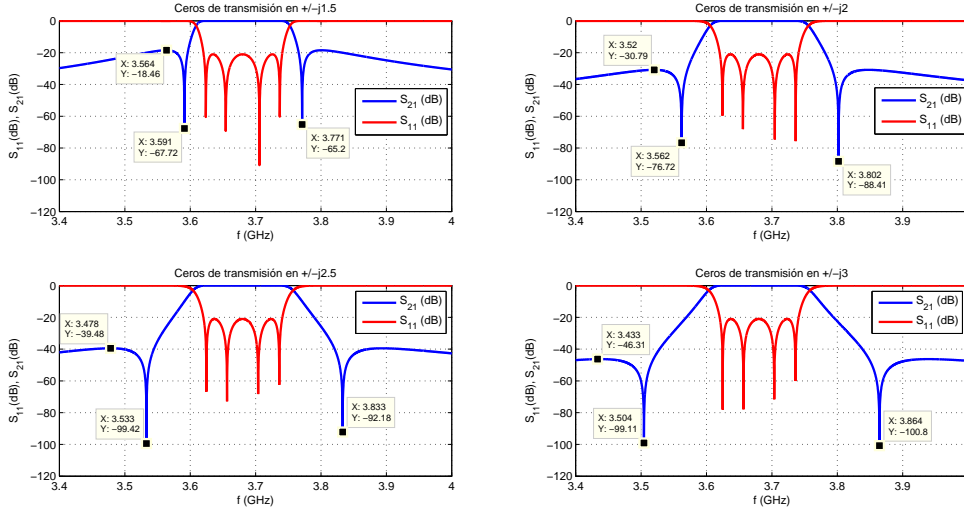


Figura 4.43: Diferentes posiciones del par simétrico de ceros de transmisión en un filtro con las especificaciones de la Tabla 4.10.

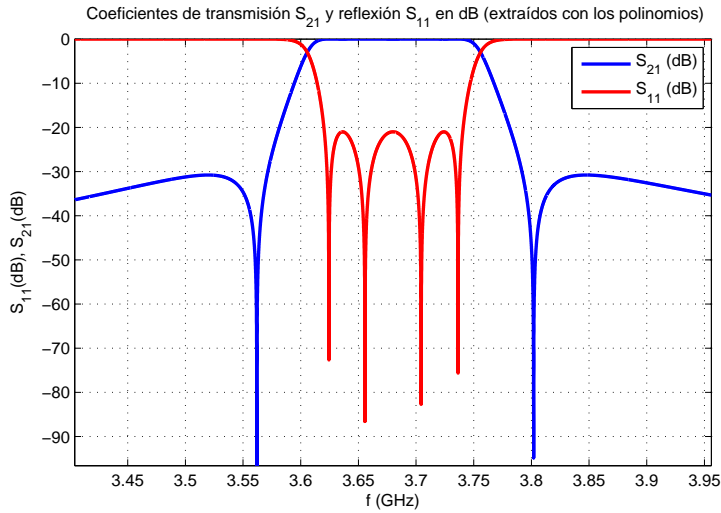


Figura 4.44: Respuesta ideal del segundo filtro diseñado.

$$M_{N+2} = \begin{pmatrix} 0 & 1,046 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1,046 & 0 & 0,8906 & 0 & -0,1833 & 0 \\ 0 & 0,8906 & 0 & 0,783 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0,783 & 0 & 0,8906 & 0 \\ 0 & -0,1833 & 0 & 0,8906 & 0 & 1,046 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1,046 & 0 \end{pmatrix} \quad (4.24)$$

#### 4.5.2. Proceso de diseño

Para llevar a cabo el diseño de este filtro, en primer lugar se ha planteado éste sin la ventana vertical 1-4 y, una vez diseñado el filtro completo (sin el par de ceros de transmisión), se va abriendo ésta hasta visualizar estos ceros. Una vez que aparezcan en la respuesta, haciendo uso del método de optimización utilizado en este proyecto,

## 4.5. FILTRO DOBLADO VERTICALMENTE CON CAVIDADES DIELECTRICAS

se alcanzan las dimensiones físicas correctas.

En este apartado y en los correspondientes para cada uno de los siguientes filtros, se omite todo el procedimiento llevado a cabo para aplicar los métodos de diseño, al haber quedado ya explicado en el filtro de la sección anterior. A modo de resumen, en la Figura 4.45 se muestran las estructuras que han sido analizadas en cada etapa de diseño. El espesor de los iris se ha establecido esta vez de  $T = 2,5$  mm, ya que nos permitirá conseguir un mayor acoplamiento con la ventana 1-4. Además, para facilitar el proceso, se asume un valor constante en las variables  $w_{z1} = w_{z2} = 10$  mm.

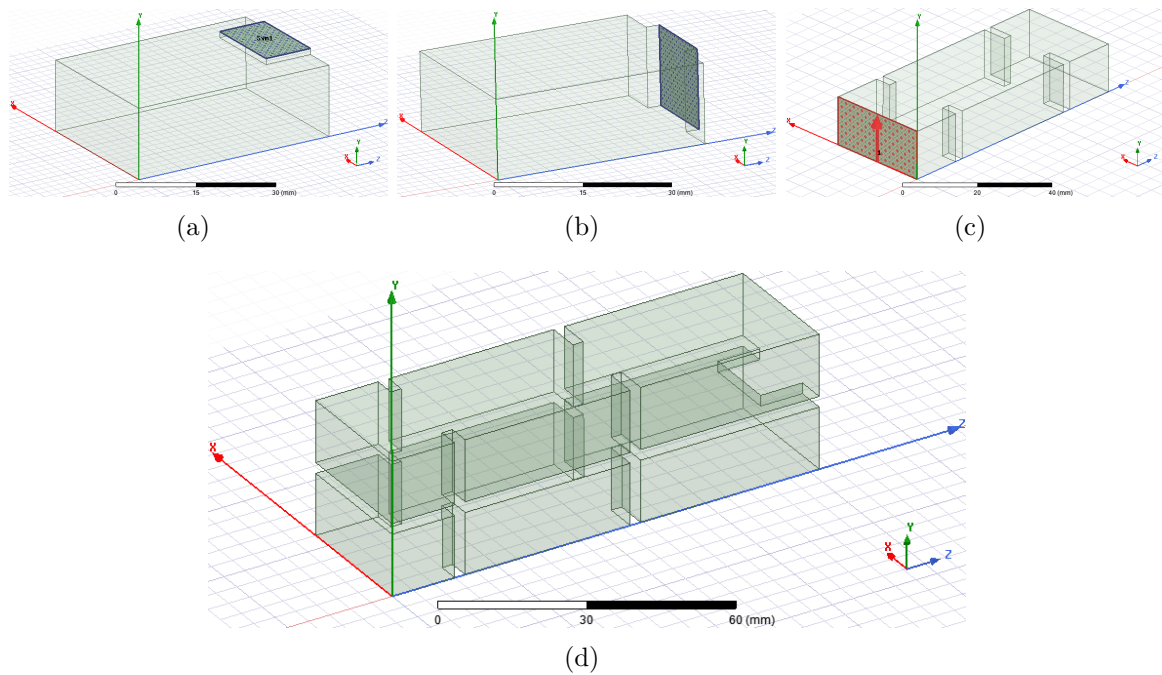


Figura 4.45: Etapas de diseño antes de poner la ventana vertical 1-4: (a) Sintonización de los resonadores 2 y 3 y cálculo del iris  $w_3$ ; (b) Sintonización de los resonadores 1 y 4 y cálculo del iris  $w_2$ ; (c) Cálculo del iris  $w_1$  (acoplamiento de Entrada/Salida); (d) Optimización del filtro completo.

Durante el proceso de optimización (con la estructura que se muestra en 4.45(d)), se llega a la respuesta que se visualiza en la Figura 4.46, la cual se logra con las dimensiones que vienen recogidas en la Tabla 4.11. Aunque no hayamos llegado aún a unos buenos valores de Pérdidas de Retorno y ecualización de los polos, se puede considerar como suficiente para pasar ya al proceso de ir abriendo la ventana, ya que más tarde tendremos que optimizar la estructura entera nuevamente.

Si probamos a abrir la ventana 1-4 con una anchura de  $w_4 = 15$  mm (y  $w_{z2} = 10$  mm), se obtiene la respuesta que se observa en la Figura 4.47. En esta respuesta se puede ver que han aparecido 2 pares de ceros de transmisión finitos. El par de ceros más cercano a la banda de paso es el que nos interesa (relacionado con el acoplamiento  $M_{14}$ ) y el par más alejado ha surgido debido al acoplamiento  $M_{13}$  y  $M_{24}$ , ya que al ser la ventana tan grande, parte de energía consigue acoplarse entre los resonadores 1 y 3, y entre los resonadores 2 y 4. En cualquier caso, este par de ceros de transmisión no

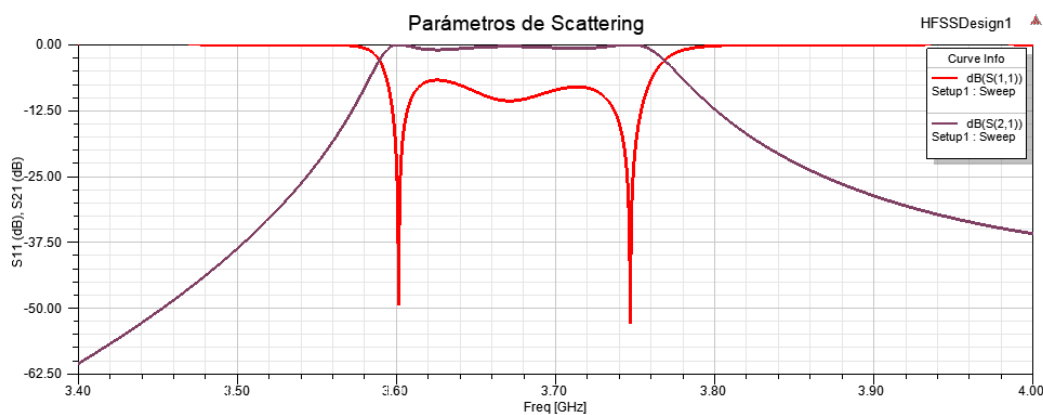


Figura 4.46: Respuesta del filtro sin la ventana 1-4 sin optimizar totalmente.

Dimensión	Valor	Dimensión	Valor	Dimensión	Valor
$l_1$	37,74	$w_1$	20,4	$a$	30
$l_2$	42,443	$w_2$	15,09	$b$	14,5465
$l_{port}$	15	$w_3$	17,75	$T$	2,5
$w_{z1}$	10				

Tabla 4.11: Resumen de las dimensiones físicas en milímetros del filtro sin la ventana 1-4 sin optimizar totalmente. Estas variables van referidas a las que se muestran en la Figura 4.42.

afecta a nuestra respuesta y, de hecho, podría ser beneficioso en términos de rechazo más allá de la banda.

Una vez optimizado el filtro con el método usado en este proyecto para tal fin, se consiguen los resultados mostrados en la Figura 4.48(a), donde se puede observar que el par de ceros de transmisión buscado no termina de ser simétrico totalmente, pero se ha logrado aumentar la selectividad de forma notable. En la Tabla 4.12 se recogen las dimensiones utilizadas para esta respuesta. Como complemento, se muestra en la Figura 4.48(b) esta respuesta en un rango frecuencial mayor, donde se puede observar que tenemos un rango libre de espurios de 1,15 GHz.

Dimensión	Valor	Dimensión	Valor	Dimensión	Valor	Dimensión	Valor
$l_1$	39,534	$w_1$	20,1	$w_4$	12,331	$a$	30
$l_2$	42,731	$w_2$	14,955	$w_{z1}$	10	$b$	14,5465
$l_{port}$	15	$w_3$	16,75	$w_{z2}$	10	$T$	2,5

Tabla 4.12: Resumen de las dimensiones físicas en milímetros del filtro optimizado con la ventana 1-4.

Para reducir más la asimetría del par de ceros de transmisión se debe aumentar la

#### 4.5. FILTRO DOBLADO VERTICALMENTE CON CAVIDADES DIELECTRICAS

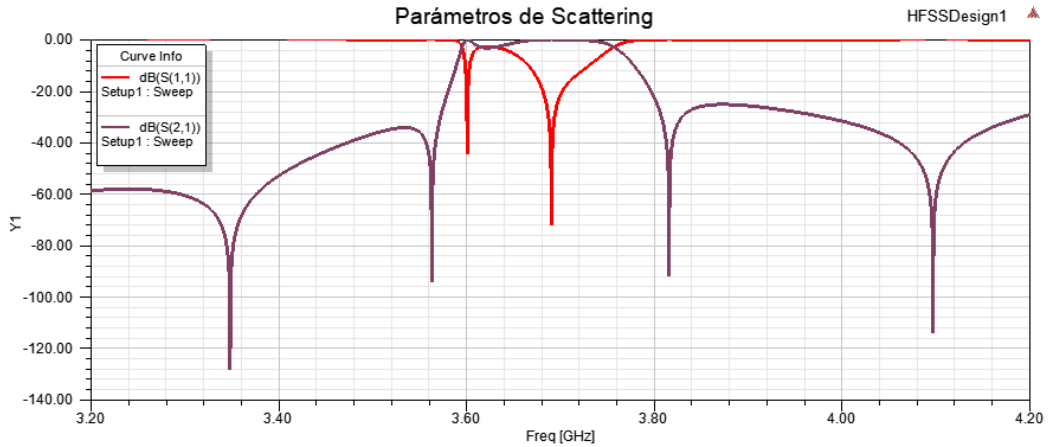
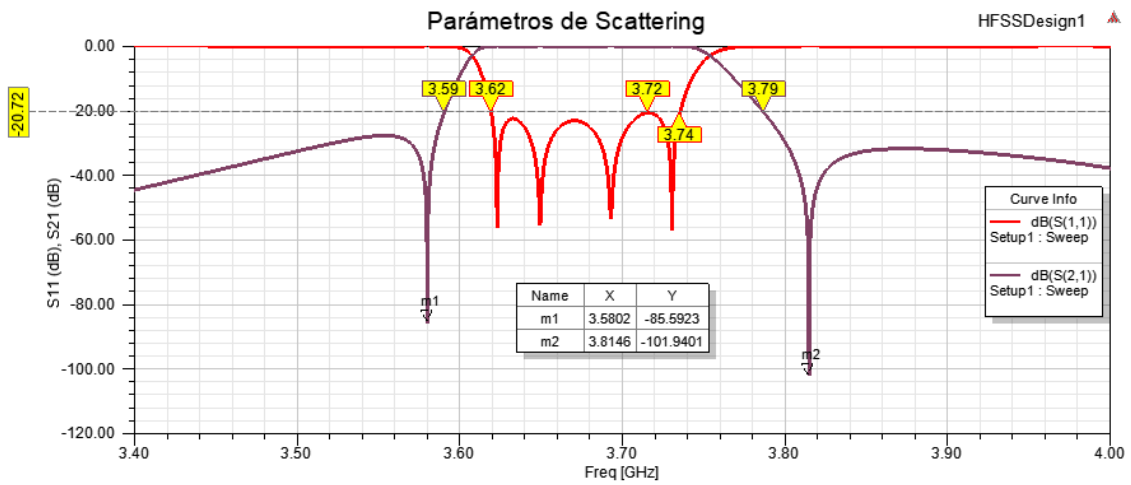
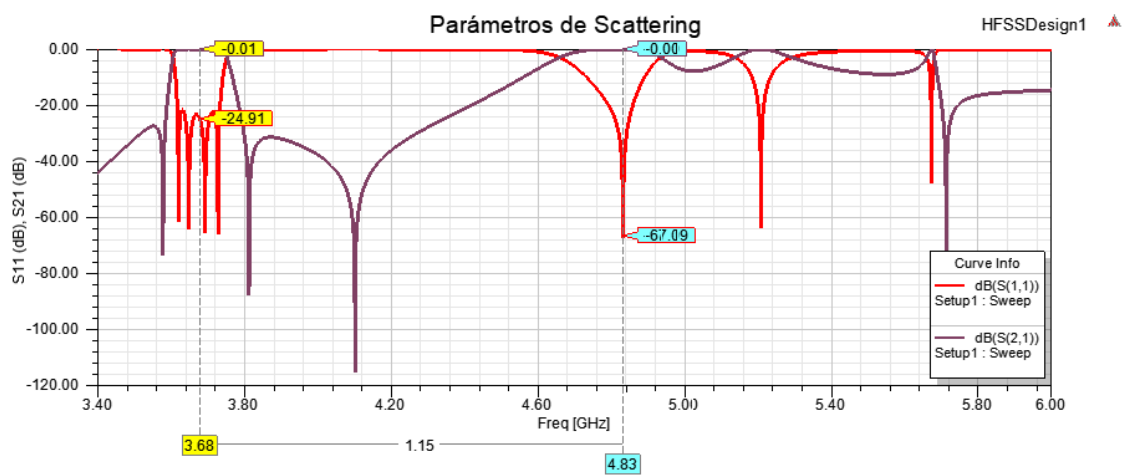


Figura 4.47: Respuesta del filtro con la ventana 1-4 sin optimizar.



(a)



(b)

Figura 4.48: Respuesta final del filtro con la ventana 1-4 optimizado: (a) Rango frecuencial ajustado; (b) Rango frecuencial amplio.

dimensión  $w_4$  (esta es la variable que controla el acoplamiento  $M_{14}$ ). Si se aumenta este valor hasta  $w_4 = 16,331$  mm, retocando un poco el resto de dimensiones, se obtiene la respuesta que se observa en la Figura 4.49, donde se ha comparado con el resultado anterior para ver las diferencias. Como se aprecia, al moverse el cero de transmisión de la izquierda más lentamente que el derecho, la simetría del par ha aumentado. Además, al estar más cerca de la banda de paso, la selectividad ha mejorado. No obstante, como contrapartida tenemos que el rechazo de los lóbulos de los ceros ha empeorado (de  $-31,37$  a  $-25,74$  dB), como ya se vio que ocurría en la comparativa de la Figura 4.43. A pesar de ello, en general, rechazos de estos lóbulos en torno a  $-20$  dB están bien, aunque depende de la aplicación. En definitiva, se trata también de una buena respuesta.

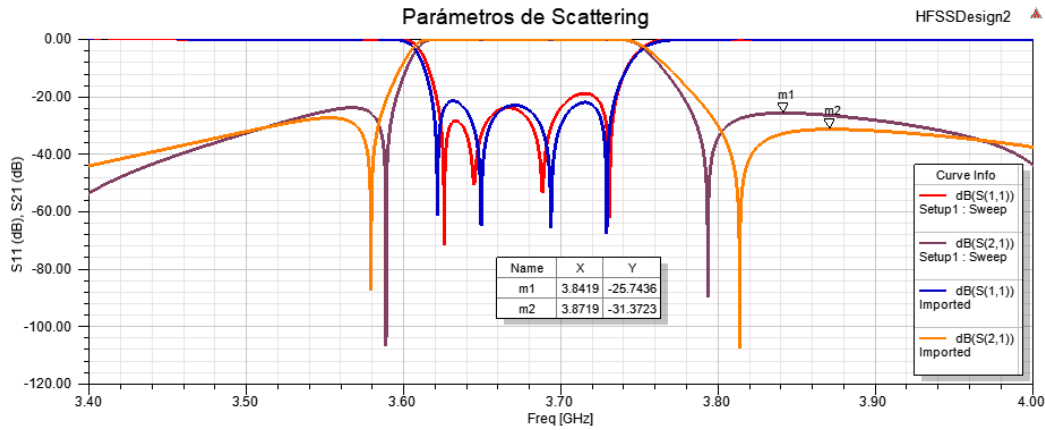


Figura 4.49: Comparativa con la ventana 1-4 de  $w_4 = 12,331$  mm (curvas azul y amarillo) y de  $w_4 = 16,331$  mm (curvas rojo y morado).

## 4.6. Filtro con agujeros de aire

A continuación se presenta el tercer filtro que ha sido diseñado en este proyecto, cuyas especificaciones se resumen en la Tabla 4.13. La estructura de este filtro (Figura 4.50<sup>8</sup>) consiste en una guía rellena de dieléctrico con 6 agujeros de aire que hacen de acoplamiento entre los resonadores (secciones entre los agujeros). Como se puede ver, la estructura del filtro es simétrica.

Al igual que el diseño anterior, el dieléctrico posee una permitividad relativa de  $\epsilon_R = 2,55$  (material *ABSplus*). Los agujeros son cilindros elípticos inductivos (al no variar en altura), por lo que su geometría posee dos ejes: el semieje  $x$ ,  $w_x$  (fijo para reducir la complejidad de diseño), y el semieje  $z$ ,  $w_i$  (utilizado como parámetro de configuración del acoplamiento). Para ajustar la frecuencia de resonancia de los resonadores se hace uso de la variación de la distancia  $l_i$  que separa a los agujeros.

<sup>8</sup>En este filtro, hemos seguido la misma línea utilizada en la contribución [Abenza et al., 2017], en la cual se diseñaron dos filtros: uno con postes cilíndricos dieléctricos (material plástico *ABSplus*) y otro complementario, con postes cilíndricos de aire y guía dieléctrica, de los cuales solo el primero fue fabricado y medido. En este proyecto, se ha rediseñado el segundo de los filtros junto a otros para intentar mejorar las prestaciones.

Tipo de filtro	Paso banda (Chebyshev)
Frecuencia central	$f_0 = 3,68 \text{ GHz}$
Ancho de banda	$BW = 120 \text{ MHz}$
Ancho de banda fraccional	3,26 %
Orden	5
Pérdidas de Retorno	$RL = 21 \text{ dB}$
Tecnología	Guía de onda rellena de dieléctrico

Tabla 4.13: Especificaciones del tercer filtro diseñado.

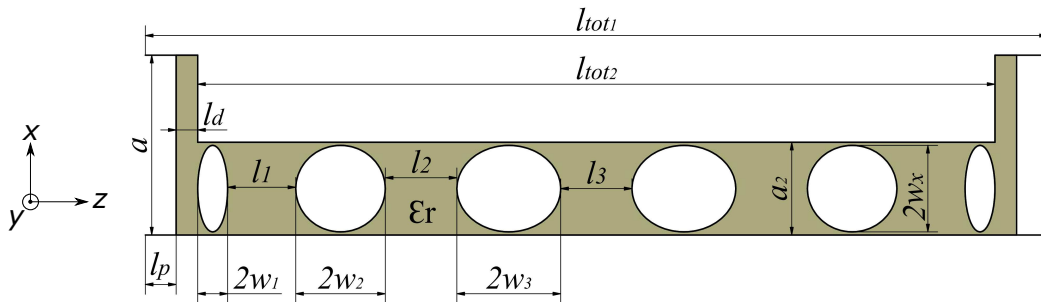


Figura 4.50: Corte longitudinal del tercer filtro.

Debido a que se pretende llevar a fabricación, en este diseño se ha elegido para los puertos el estándar de guía de onda rectangular *WR-229* ( $a \times b = 58,166 \text{ mm} \times 29,083 \text{ mm}$ ). Como se puede observar en la Figura 4.50, se ha establecido una pequeña sección dieléctrica en los puertos, de tamaño  $l_d$ , con el fin de conseguir una transición más gradual entre la guía de aire y la dieléctrica. Otra de las razones de poner esta sección se debe a que permitirá actuar de sujeción cuando se introduzca en su encapsulación metálica que, como veremos en el siguiente capítulo, será necesario para apantallar electromagnéticamente el filtro.

#### 4.6.1. Síntesis

Sabiendo las especificaciones de este filtro, se extrae rápidamente la respuesta ideal de éste (Figura 4.51) y su Matriz de Acoplamiento asociada en su forma *Folded Canonical* (ecuación 4.25), como se explicó en los capítulos 2 y 3, respectivamente.

$$M_{N+2} = \begin{pmatrix} 0 & 1,0354 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1,0354 & 0 & 0,8858 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0,8858 & 0 & 0,6443 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0,6443 & 0 & 0,6443 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0,6443 & 0 & 0,8858 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0,8858 & 0 & 1,0354 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1,0354 & 0 \end{pmatrix} \quad (4.25)$$

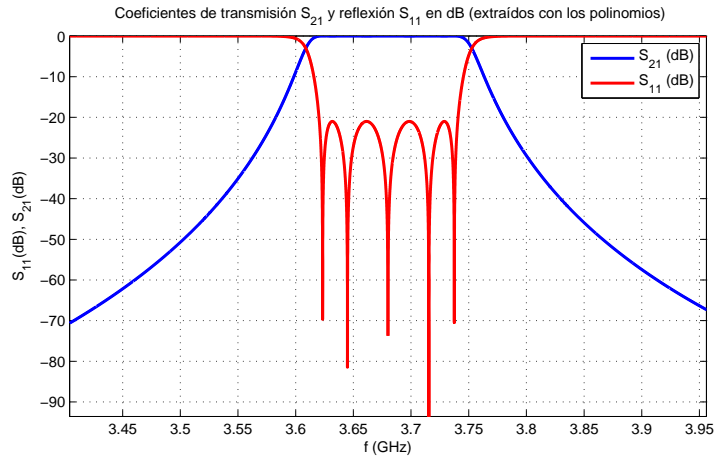


Figura 4.51: Respuesta ideal del tercer filtro diseñado.

Se ha omitido todo el proceso de síntesis al haber quedado ya claro en los capítulos mencionados.

#### 4.6.2. Proceso de diseño

A modo de resumen, en la Figura 4.52 se muestran las estructuras que han sido analizadas en cada etapa de diseño. Para el método de diseño se ha fijado  $w_x = 14$  mm.

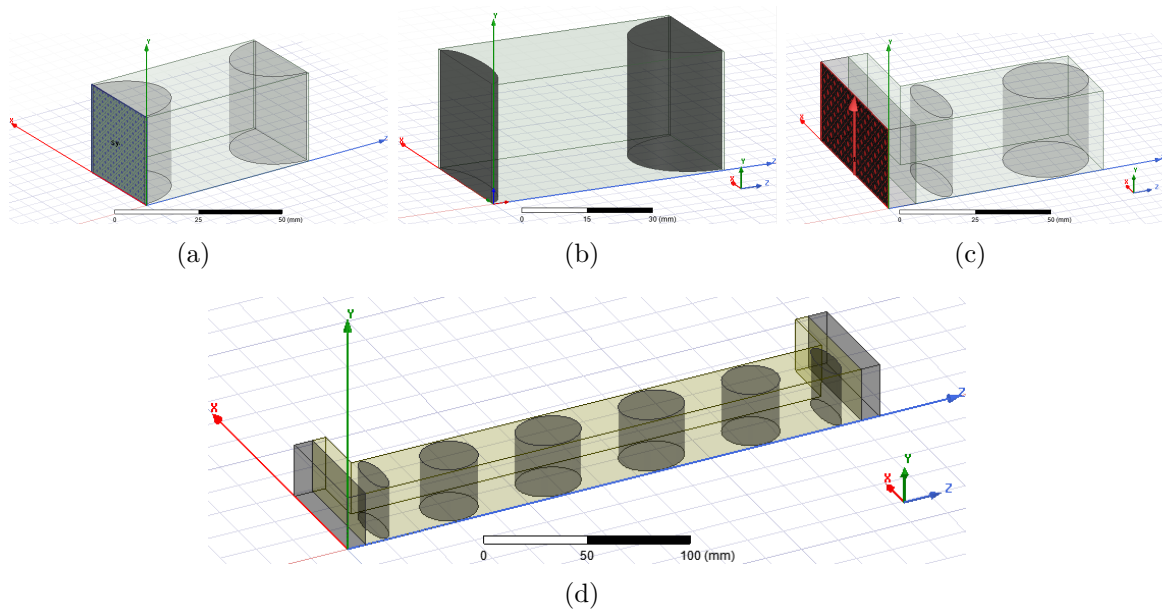


Figura 4.52: Etapas de diseño del tercer filtro: (a) Sintonización de los resonadores 2, 3 y 4, y cálculo de los iris  $w_2$  y  $w_3$ ; (b) Sintonización de los resonadores 1 y 5; (c) Cálculo del iris  $w_1$  (acoplamiento de Entrada/Salida); (d) Optimización del filtro completo.

Una vez que el filtro ha sido diseñado y optimizado, se obtiene la respuesta de la Figura 4.53 con las dimensiones de la Tabla 4.14.



## 4.7. FILTRO CON AGUJEROS DE AIRE DOBLADO

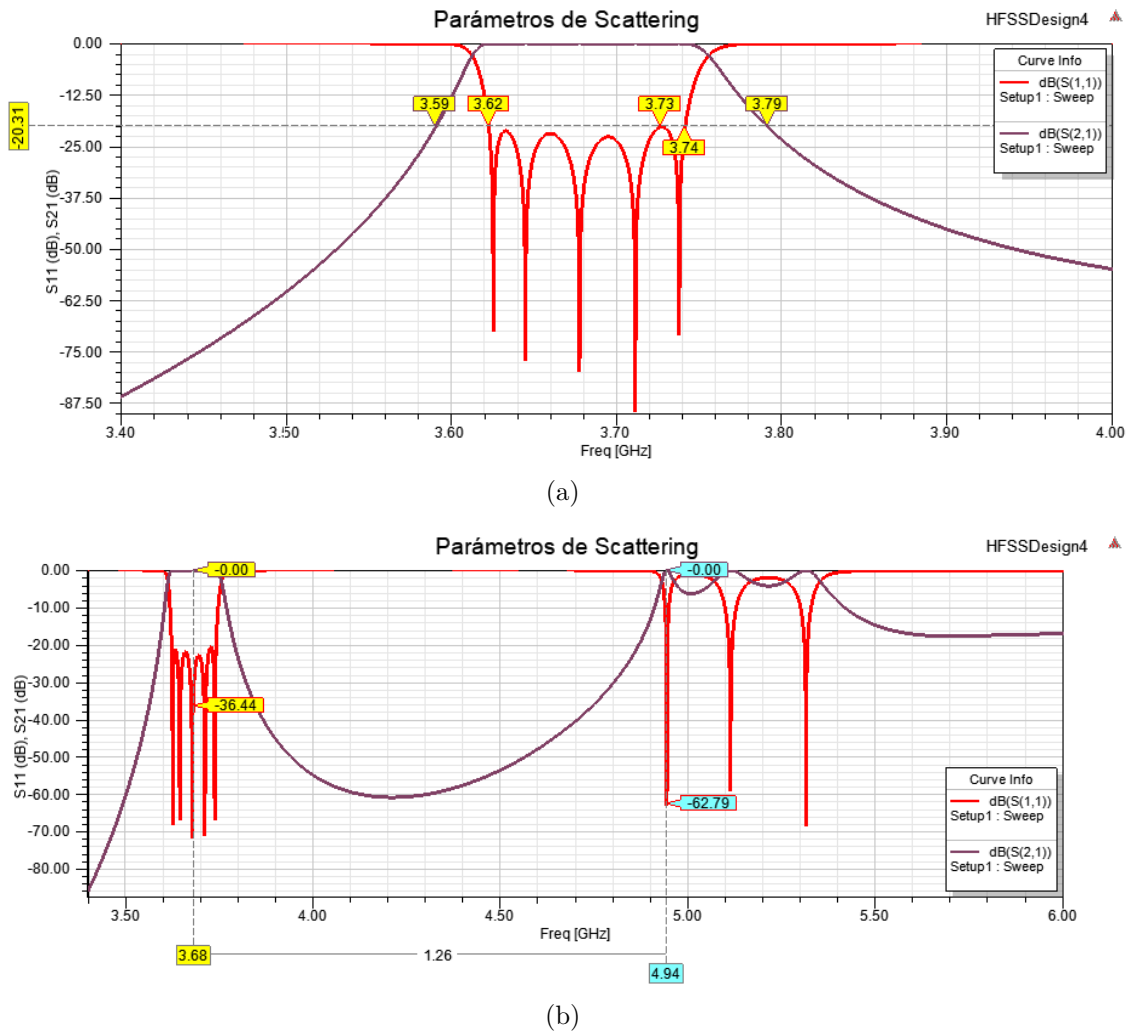


Figura 4.53: Respuesta final del tercer filtro: (a) Rango frecuencial ajustado; (b) Rango frecuencial amplio.

Como se puede observar, con este diseño hemos logrado resultados de simulación muy buenos:  $RL = 20,31$  dB, una selectividad correcta, un centrado en frecuencia excelente ( $f_0 = 3,68$  GHz), un ancho de banda de 120 MHz aproximadamente y un rango libre de espurios de 1,26 GHz.

## 4.7. Filtro con agujeros de aire doblado

Este filtro simétrico tiene la misma forma que el filtro anterior, pero plegado horizontalmente por su mitad y con un resonador menos, lo que permite reducir el tamaño y el volumen. Además, el agujero central se ha sustituido por un iris inductivo. En la Figura 4.54 se puede ver su configuración en el corte longitudinal. En la Tabla 4.15 se recogen sus especificaciones.

Al igual que el filtro anterior, debido a que se pretende llevar a fabricación, en este diseño se ha elegido para los puertos el estándar de guía de onda rectangular  $WR-229$  ( $a \times b = 58,166$  mm  $\times$  29,083 mm). No obstante, en este diseño surge un problema de espacio en los puertos debido a que se encuentran muy cerca ( $T = 5$  mm). Todo

Dimensión	Valor	Dimensión	Valor	Dimensión	Valor
$l_p$	10	$w_1$	4,8593	$l_1$	22,11
$l_d$	7	$w_2$	14,54	$l_2$	23,23
$l_{tot1}$	292,8472	$w_3$	16,86	$l_3$	23,13
$l_{tot2}$	258,8472	$a_2$	30	$w_x$	14

Tabla 4.14: Resumen de las dimensiones físicas finales en milímetros del tercer filtro. Estas variables van referidas a las que se muestran en la Figura 4.50.

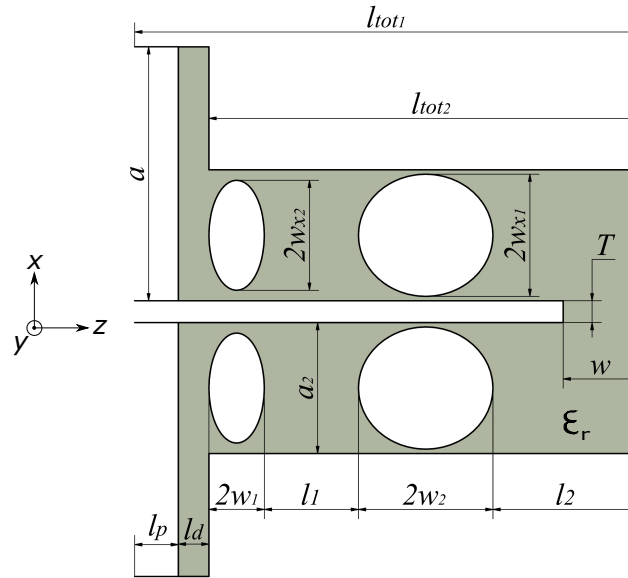


Figura 4.54: Corte longitudinal del cuarto y quinto filtro.

estándar de guía de onda tiene en sus extremos una sección que actúa de conector para otras guías. Estos conectores en los puertos se denominan *flanges* y, como se puede apreciar en la Figura 4.55, poseen un tamaño en el eje  $x$  superior a la boca de la guía ( $a = 58,166$  mm), de más de  $T = 5$  mm. Por ello, ya que queremos fabricar este filtro, resulta evidente que debemos buscar una solución ante este impedimento de espacio.

Así, se han propuesto dos soluciones para este problema: 1. alargar el iris central (con  $T = 45$  mm) y 2. añadir a los puertos codos de tipo *fillet*, es decir, codos redondeados de  $90^\circ$  (ver la Figura 4.56).

#### 4.7.1. Síntesis

Sabiendo las especificaciones del filtro, podemos extraer la respuesta ideal de éste (Figura 4.57) y su Matriz de Acoplamiento asociada en su forma *Folded Canonical* (ecuación 4.26), como se explicó en los capítulos 2 y 3, respectivamente.

Tipo de filtro	Paso banda (Chebyshev)
Frecuencia central	$f_0 = 3,68 \text{ GHz}$
Ancho de banda	$BW = 120 \text{ MHz}$
Ancho de banda fraccional	3,26 %
Orden	4
Pérdidas de Retorno	$RL = 21 \text{ dB}$
Tecnología	Guía de onda rellena de dieléctrico

Tabla 4.15: Especificaciones del cuarto y quinto filtro diseñado.

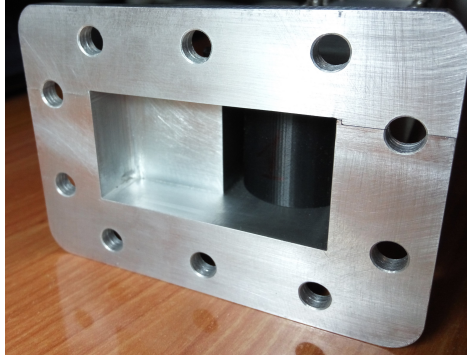


Figura 4.55: *Flange* del estándar *WR-229*.

$$M_{N+2} = \begin{pmatrix} 0 & 1,0587 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1,0587 & 0 & 0,9348 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0,9348 & 0 & 0,7131 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0,7131 & 0 & 0,9348 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0,9348 & 0 & 1,0587 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1,0587 & 0 \end{pmatrix} \quad (4.26)$$

Se ha omitido todo el proceso de síntesis al haber quedado ya claro en los capítulos mencionados.

### 4.7.2. Iris central alargado

Con esta estructura, algunas de las etapas de diseño se basan en las mismas que el filtro anterior. Para el cálculo de las dimensiones del resonador 1 y 4 ( $l_1$ ) y de los acoplamientos internos  $M_{12}$  y  $M_{34}$  ( $w_2$ ) se hace uso de la estructura que se muestra en la Figura 4.52(b). Por otro lado, para el cálculo de las dimensiones del acoplamiento de Entrada/Salida ( $w_1$ ), se utiliza la configuración que observamos en 4.52(c). Para el cálculo de las dimensiones del resonador 2 y 3 ( $l_2$ ) y del acoplamiento  $M_{23}$  ( $w$ ), se debe hacer uso del modelo mostrado en la Figura 4.58.

A diferencia del resto de estructuras (cuyo proceso de diseño se omite, al haber quedado ya claro en otros filtros), con esta última, el cálculo de  $w$  resulta complejo ya que la frecuencia de resonancia del sistema varía muy sensiblemente con este acopla-

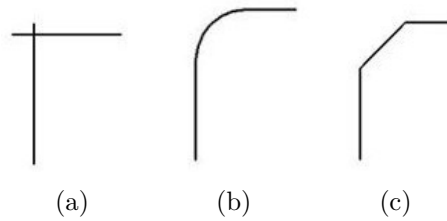


Figura 4.56: Tipos de codos de 90°: (a) Ángulo recto; (b) Fillet; (c) Chaflán.

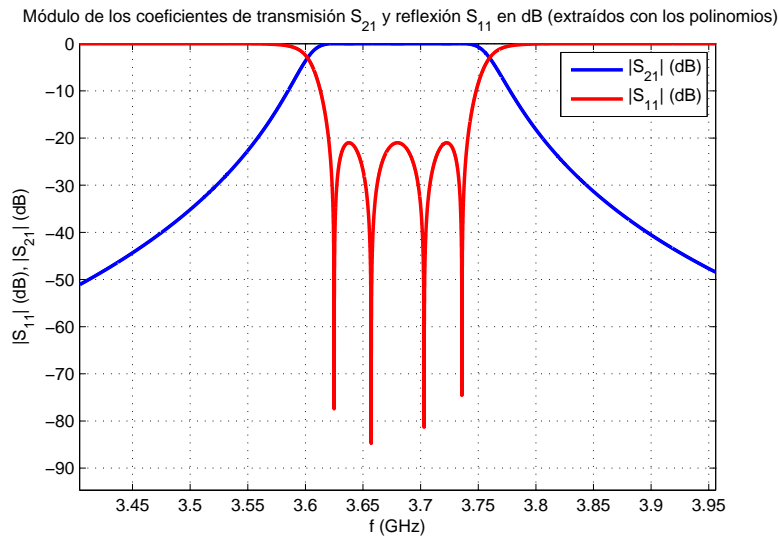


Figura 4.57: Respuesta ideal del cuarto y quinto filtro diseñado.

miento. Por ello, se ha hecho uso de un método denominado *Técnica de la corrección en frecuencia* desarrollado en [Abenza et al., 2018]. A continuación, vamos a ver en qué consiste este método aplicándolo directamente al caso que nos ocupa.

En primer lugar, sacamos las frecuencias pares/impares con un análisis paramétrico de la dimensión que controla el acoplamiento ( $w$ ) para varios valores de la dimensión que controla la frecuencia de resonancia ( $l_2$ ). Se ha impuesto en este caso una dimensión de  $w_2 = 14,5$  mm y, al igual que en el filtro anterior, tenemos que  $a_2 = 30$  mm y  $w_x = 14$  mm. Además, en este caso el espesor de la sección de acoplamiento posee un

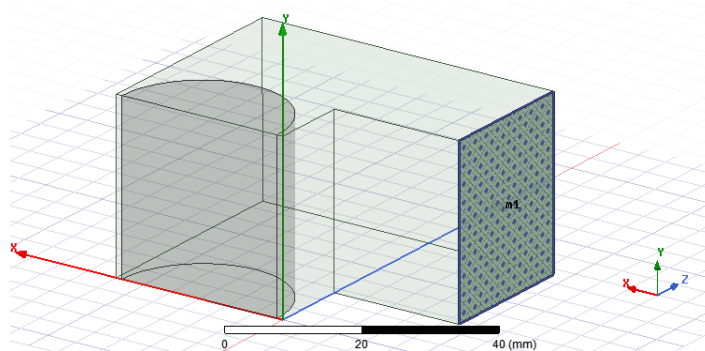


Figura 4.58: Estructura para el cálculo de  $l_2$  y  $w$  en el cuarto filtro.

#### 4.7. FILTRO CON AGUJEROS DE AIRE DOBLADO

tamaño de  $T/2 = 22,5$  mm (recuerde que para el cálculo de las frecuencias pares/im-pares debemos cortar la estructura del acoplamiento por su mitad). Si empezamos por las frecuencias impares, haciendo un paramétrico de  $w$  de 18 a 28 en pasos de 2 mm, para varios valores de  $l_2$  (de 15 a 25 en pasos de 2 mm), se obtienen los resultados mostrados en la Figura 4.59.

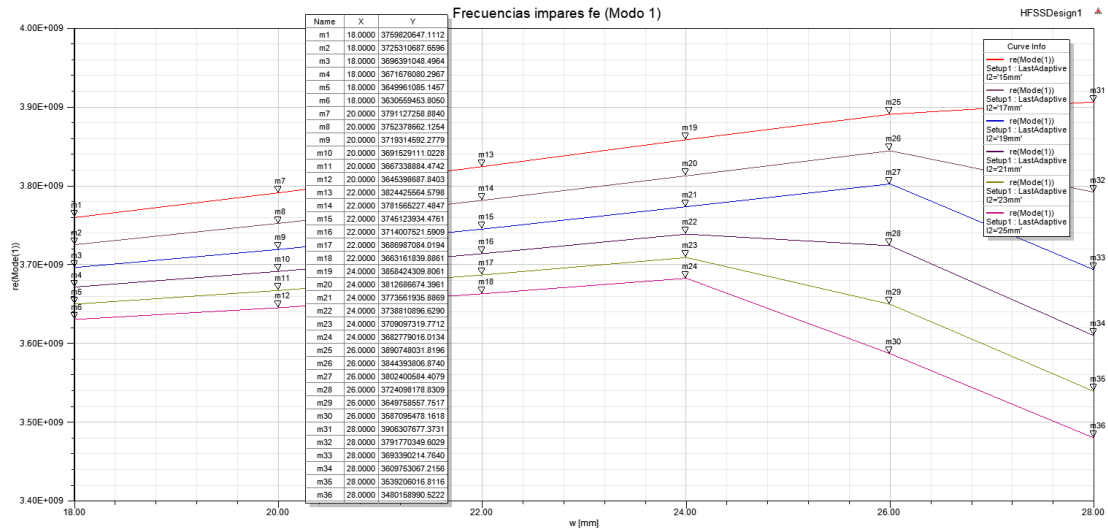


Figura 4.59: Frecuencias impares  $f_e$  vs.  $w$  para varios valores de  $l_2$  (Modo 1).

Como se puede observar en la gráfica de 4.59, las curvas del primer modo cambian muy bruscamente a partir de un cierto valor de  $w$  y  $l_2$ . Lo que está ocurriendo es que los modos primero y segundo se están cruzando en frecuencia. Si calculamos los mismos valores anteriores pero para el siguiente modo, se obtienen los resultados que se pueden ver en la Figura 4.60. Como se puede ver, en ambos casos coinciden los puntos dónde el cambio de frecuencia es más abrupto de lo normal.

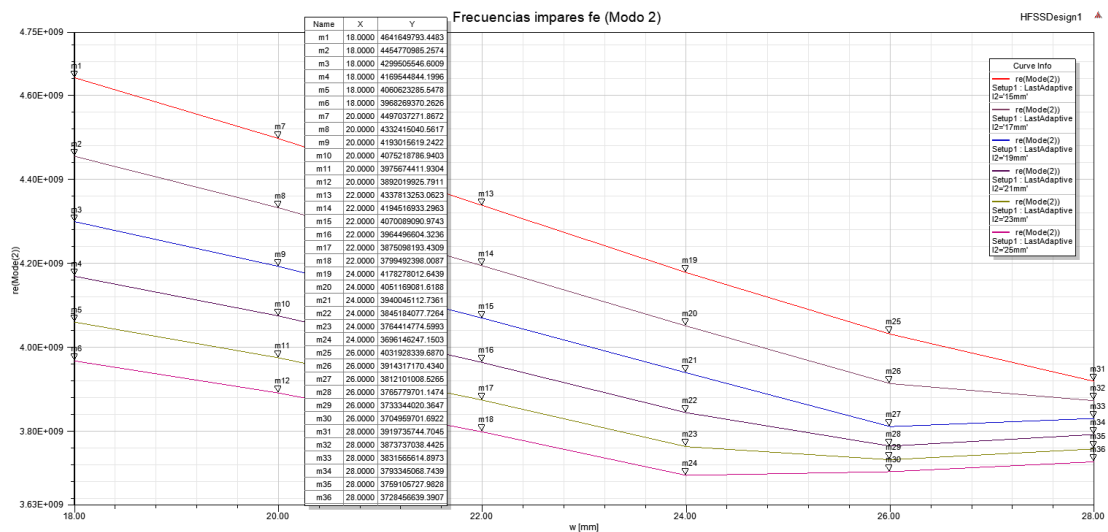


Figura 4.60: Frecuencias impares  $f_e$  vs.  $w$  para varios valores de  $l_2$  (Modo 2).

Por ello, para este tipo de valores críticos, tenemos que ver cuáles son las curvas que debemos escoger (Modo 1 o 2) para asegurar que nos quedamos en todo momento con

el modo que proporcione el patrón  $TE_{101}$ . Si mostramos el Campo E con el valor de  $l_2$  correspondiente a la curva más baja (ya que es la que empieza antes a mostrar comportamientos extraños), es decir, con  $l_2 = 25$  mm, para el rango que va desde  $w = 18$  mm a  $w = 24$  mm, se obtienen los resultados mostrados en la Figura 4.61, y con el rango que va desde  $w = 26$  mm a  $w = 28$  mm, se obtienen los resultados mostrados en la Figura 4.62.

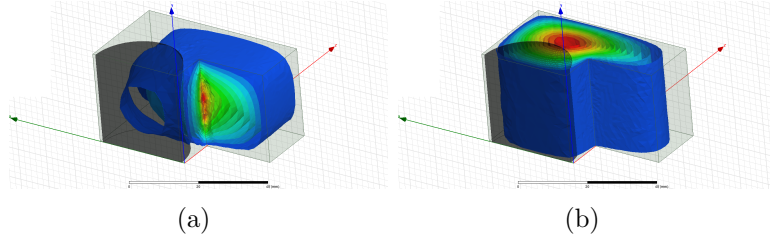


Figura 4.61: Modos resonantes con pared simétrica  $PEC$  (casos de  $w = 18$  mm a  $w = 24$  mm): (a) Modo 1; (b) Modo 2 ( $TE_{101}$ ).

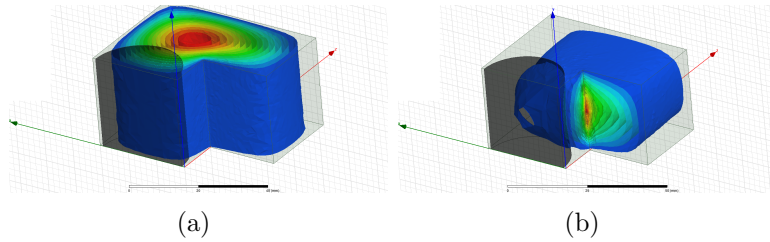


Figura 4.62: Modos resonantes con pared simétrica  $PEC$  (casos de  $w = 26$  mm a  $w = 28$  mm): (a) Modo 1 ( $TE_{101}$ ); (b) Modo 2.

Por ello, podemos concluir que la familia de curvas con las que debemos quedarnos son las que empiezan perteneciendo al Modo 2 y terminan en el Modo 1.  $HFSS$  cruza estos modos porque no entiende la correspondencia entre el Modo y el patrón de Campo Eléctrico correspondiente. Lo que hace es simplemente adjudicar al Modo 1 las curvas que se encuentren más bajas en frecuencia, mientras que lo que está ocurriendo realmente, es que nuestro modo correcto baja en frecuencia más que el segundo, llegando a un punto de  $w$ , falseando la gráfica. Además, debemos recordar que ese modo extraño que nos está molestando, cuando tengamos el filtro completo, no se excitará, ya que se trata de un modo que resuena en altura y al tener acoplamiento inductivo, hace que éste desaparezca. Así, los valores de frecuencias impares que debemos coger son los indicados en la gráfica 4.63.

A continuación, imponiendo pared simétrica  $PMC$ , analizamos las frecuencias pares  $f_m$ . De nuevo, como se observa en la Figura 4.64, obtenemos cambios frecuenciales abruptos en ciertos valores y, por lo tanto, se debe verificar que nos encontramos en el modo apropiado ( $TE_{101}$ ).

Si calculamos los mismos valores anteriores pero para el siguiente modo, se obtienen los resultados que se pueden ver en la Figura 4.65.

#### 4.7. FILTRO CON AGUJEROS DE AIRE DOBLADO

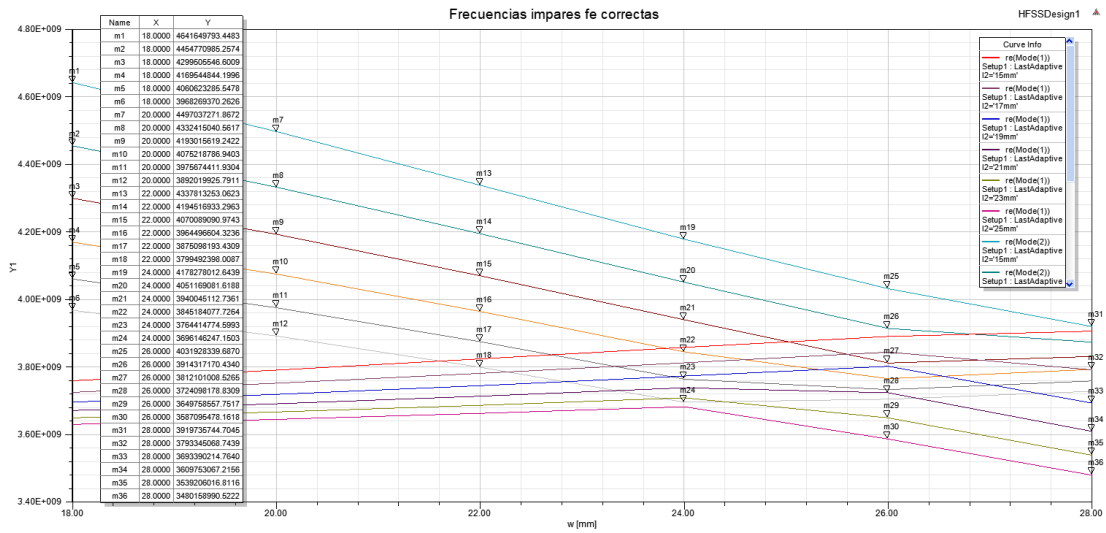


Figura 4.63: Frecuencias impares  $f_e$  vs.  $w$  para varios valores de  $l_2$  (Modo  $TE_{101}$ ).

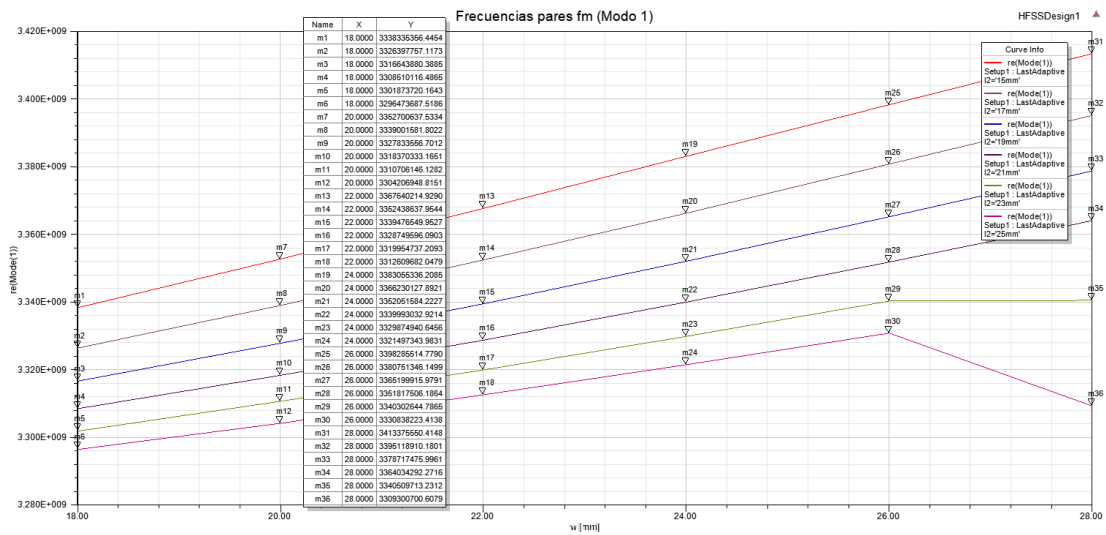


Figura 4.64: Frecuencias pares  $f_m$  vs.  $w$  para varios valores de  $l_2$  (Modo 1).

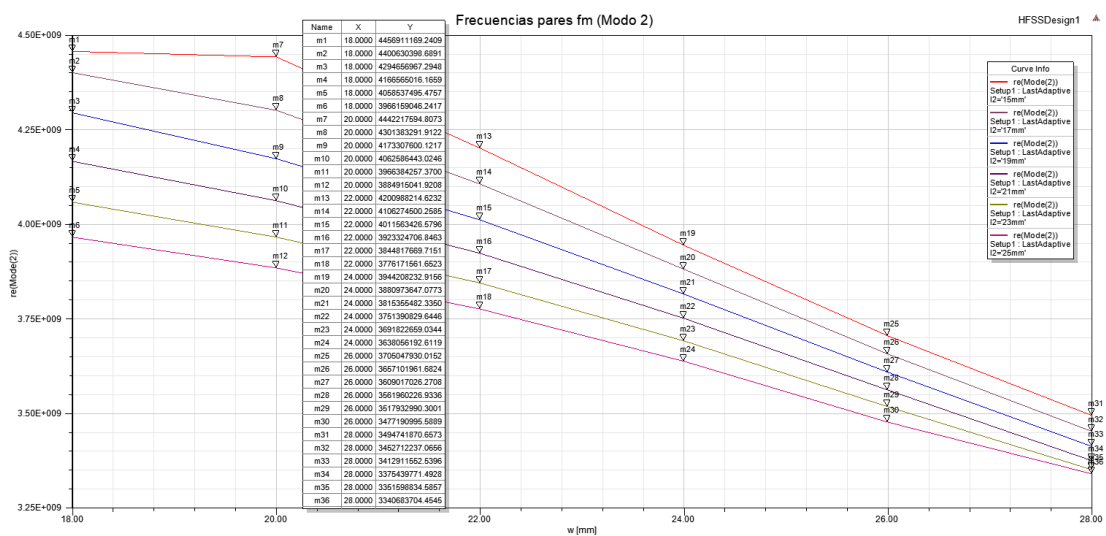


Figura 4.65: Frecuencias pares  $f_m$  vs.  $w$  para varios valores de  $l_2$  (Modo 2).

En la gráfica 4.65 podemos observar que en la curva  $w = 15$  mm se produce un cambio brusco en los dos primeros valores, por lo que se puede identificar, que pertenecerá al siguiente modo (el tercero), el cual se muestra en la Figura 4.66.

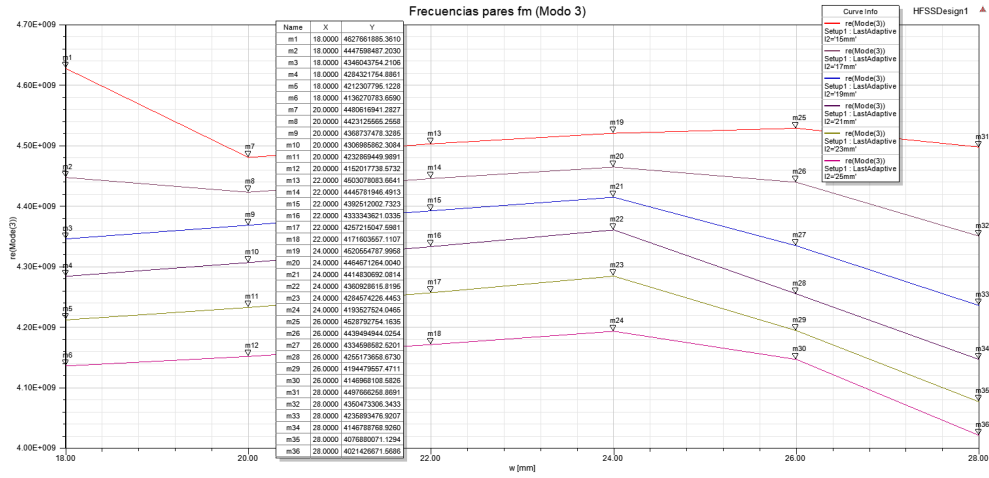


Figura 4.66: Frecuencias pares  $f_m$  vs.  $w$  para varios valores de  $l_2$  (Modo 3).

La conclusión que se puede extraer de las gráficas anteriores es que nuestro modo  $TE_{10}$  parece que va a pertenecer casi en todo momento al Modo 2, como ocurría en el caso impar. Para confirmarlo, vamos a mostrar el patrón de Campo Eléctrico. Para el caso que tiene los valores  $w = 18$  mm y  $l_2 = 15$  mm, tenemos los modos de la Figura 4.67.

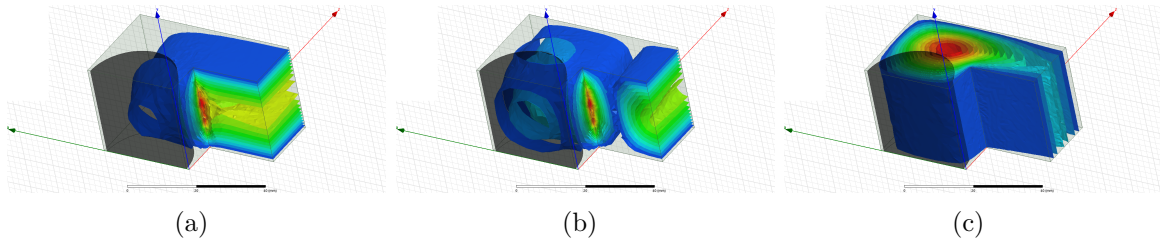


Figura 4.67: Modos resonantes con pared simétrica  $PMC$  (caso de  $w = 18$  mm y  $l_2 = 15$ ): (a) Modo 1; (b) Modo 2; (c) Modo 3 ( $TE_{101}$ ).

Si dibujamos los campos de los dos casos [ $w = 28$  mm y  $l_2 = 25$  mm] y [ $w = 28$  mm y  $l_2 = 23$  mm], obtenemos los resultados mostrados en la Figura 4.68. Y para el resto de valores, se obtienen los modos que se observan en la Figura 4.69.

Por ello, podemos concluir que la familia de curvas con las que debemos quedarnos son las que empiezan perteneciendo al Modo 3, continúan en el Modo 2 (casi en todo momento) y terminan en el Modo 1. Así, los valores de frecuencias pares que debemos coger, son los que se muestran en la Figura 4.70.

A modo de resumen, se muestran en la Figura 4.71 las 2 gráficas par e impar, una vez procesadas en  $MATLAB$ .



#### 4.7. FILTRO CON AGUJEROS DE AIRE DOBLADO

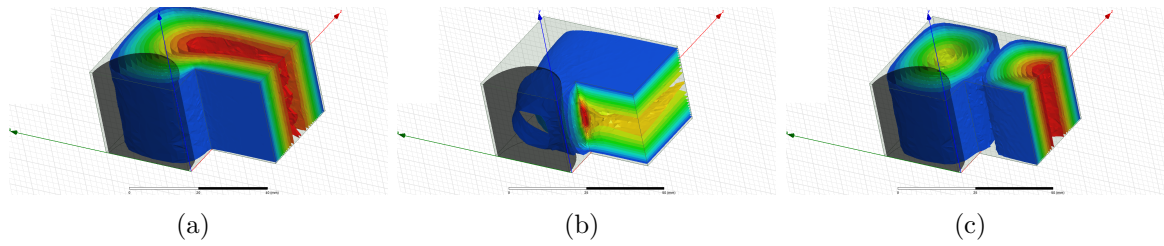


Figura 4.68: Modos resonantes con pared simétrica *PMC* (casos [ $w = 28 \text{ mm}$  y  $l_2 = 25 \text{ mm}$ ] y [ $w = 28 \text{ mm}$  y  $l_2 = 23 \text{ mm}$ ]): (a) Modo 1 ( $TE_{101}$ ); (b) Modo 2; (c) Modo 3.

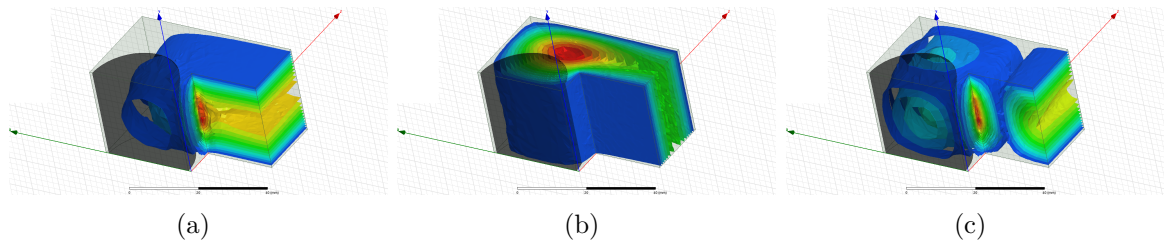


Figura 4.69: Modos resonantes con pared simétrica *PMC* (resto de casos): (a) Modo 1; (b) Modo 2 ( $TE_{101}$ ); (c) Modo 3.

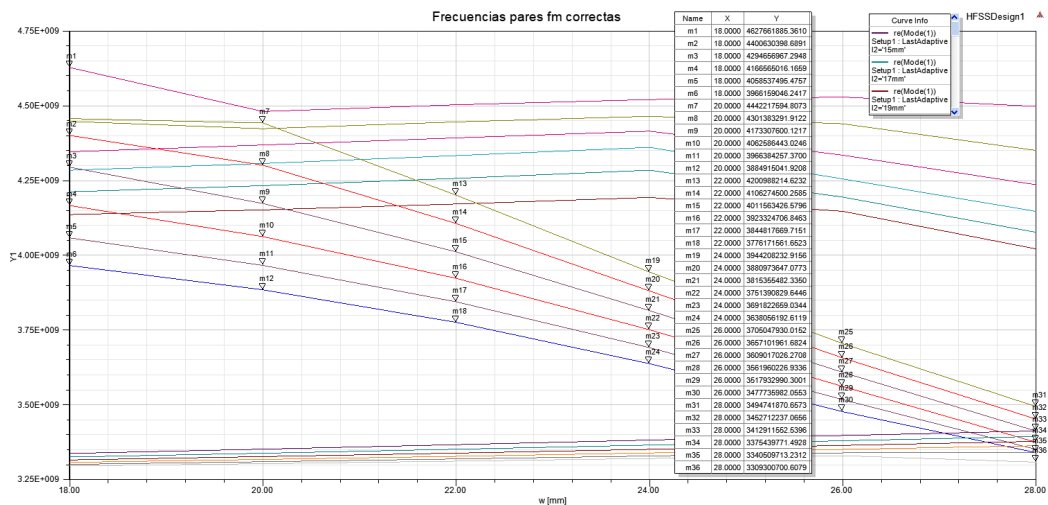


Figura 4.70: Frecuencias pares  $f_m$  vs.  $w$  para varios valores de  $l_2$  (Modo  $TE_{101}$ ).

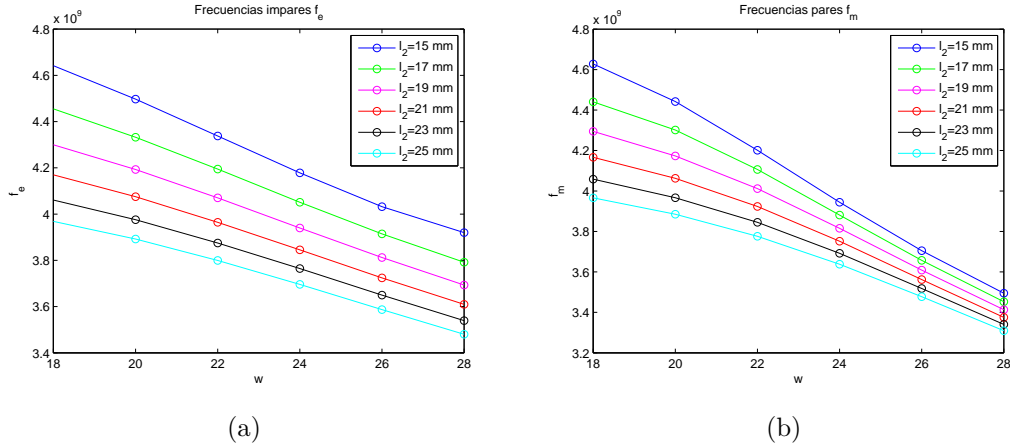


Figura 4.71: Frecuencias de resonancia finales en función de  $w$  para varios valores de  $l_2$ : (a) Frecuencias impares  $f_e$ ; (b) Frecuencias pares  $f_m$ .

Una vez finalizado el proceso de obtención de las frecuencias pares/impares, debemos llegar a un compromiso entre la frecuencia central y el coeficiente de acoplamiento. A continuación, se deben coger los pares  $[w, l_2]$  que proporcionen una  $f_c = \frac{f_e + f_m}{2} = 3,68$  GHz, como se muestran en la Figura 4.72.

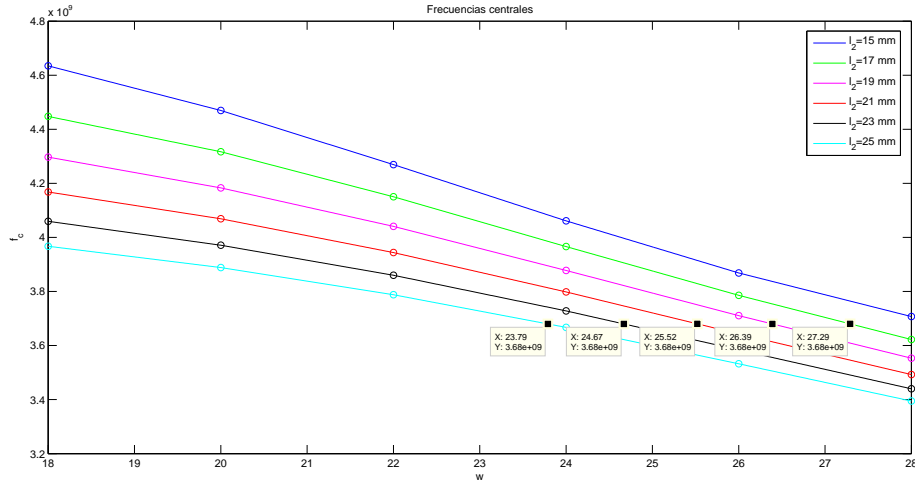


Figura 4.72: Frecuencias centrales en función de  $w$  para varios valores de  $l_2$ . Se han marcado los valores de  $w$  con los que se consigue una frecuencia de 3,68 GHz para cada curva  $l_2$ .

Seguidamente, se calculan los coeficientes de acoplamiento  $k$  mediante la ecuación 4.3 y se marcan los valores para los pares  $[w, l_2]$  extraídos en la Figura 4.72, como vemos en la gráfica 4.73.

Con estos valores, si los interpolamos podemos conseguir los valores de  $w$  y de  $l_2$  finales que proporcionen el coeficiente de acoplamiento físico  $k_{ij}$  que necesitamos, manteniendo siempre la frecuencia central a  $f_c = 3,68$  GHz, con un error muy reducido. Como ya sabemos, el coeficiente de acoplamiento físico  $k_{ij}$  se extrae mediante la

## 4.7. FILTRO CON AGUJEROS DE AIRE DOBLADO

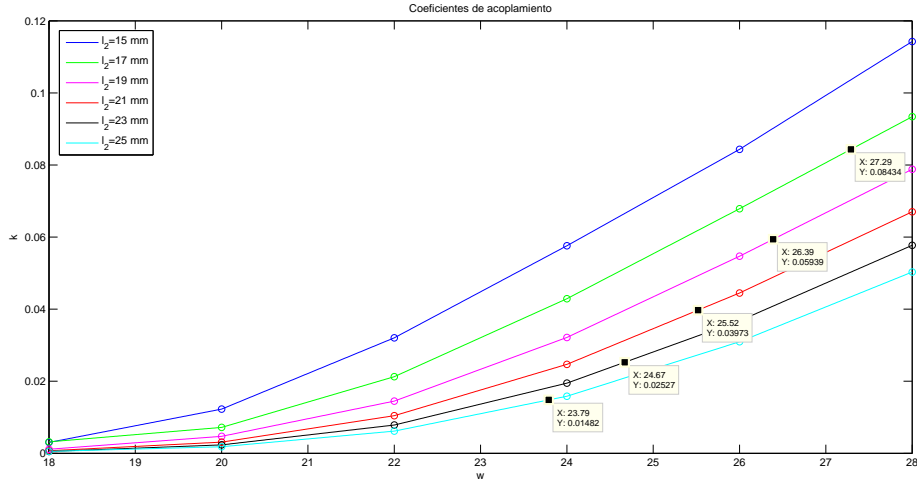


Figura 4.73: Coeficientes de acoplamiento en función de  $w$  para varios valores de  $l_2$ . Se han marcado los coeficientes de acoplamiento  $k$  con los que se consiguen los valores de  $w$  indicados en la gráfica 4.72.

ecuación 4.4:

$$k_{23} = M_{23} \cdot \frac{BW}{f_0} = 0,7131 \cdot \frac{0,12 \cdot 10^9}{3,68 \cdot 10^9} = 0,023253 \quad (4.27)$$

De esta forma, interpolando, conseguimos las gráficas de la Figura 4.74, donde se han marcado los valores de  $w$  y  $l_2$  que necesitamos finalmente para tener  $k_{23} = 0,023253$  y  $f_c = 3,68$  GHz, aproximadamente.

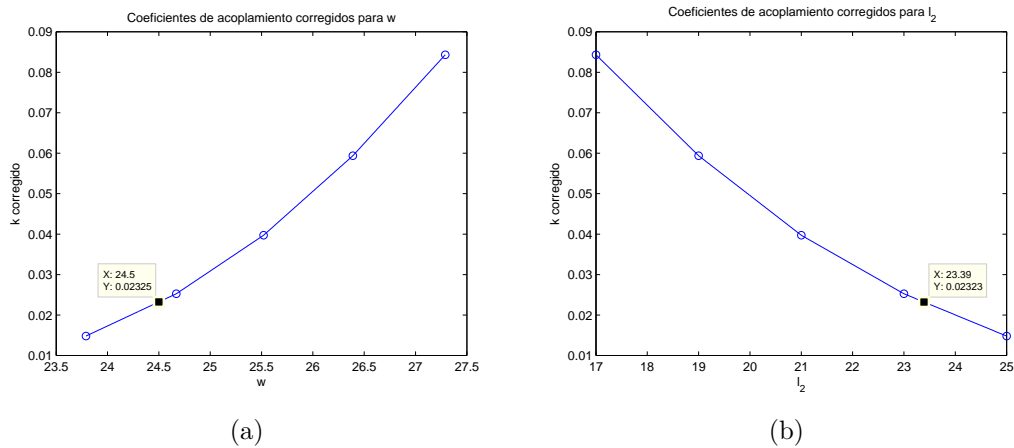


Figura 4.74: Coeficientes de acoplamiento corregidos: (a)  $k$  vs.  $w$ ; (b)  $k$  vs.  $l_2$ . Se han marcado los valores finales en cada una de las gráficas.

Por lo que, finalmente, los valores que necesitamos son  $w = 24,5$  mm y  $l_2 = 23,39$  mm. Si analizamos en *HFSS* la estructura con esas dimensiones, obtenemos  $f_c = 3,68052$  GHz y  $k = 0,022369$ , lo que supone una precisión muy buena (0.5 MHz de error en la frecuencia central y 0.00088 en el coeficiente de acoplamiento).

Una vez completado el proceso de diseño se optimiza la estructura completa mediante la herramienta *CST Filter Designer 3D*, obteniendo la respuesta final que se observa en la Figura 4.75 con las dimensiones de la Tabla 4.16.

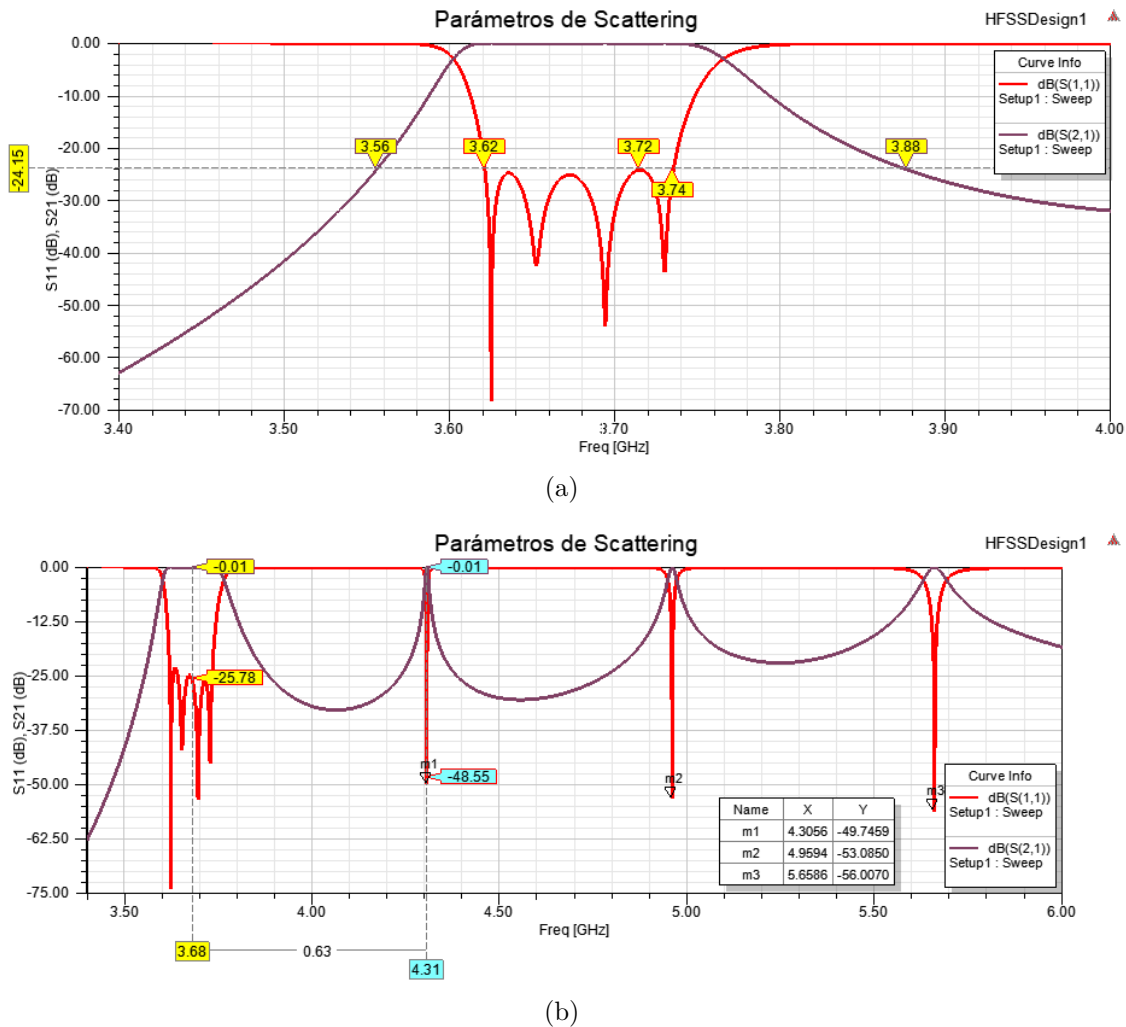


Figura 4.75: Respuesta final del cuarto filtro: (a) Rango frecuencial ajustado; (b) Rango frecuencial amplio.

Como se puede observar, con este diseño hemos logrado resultados de simulación muy buenos:  $RL = 24,15$  dB (mucho mejor de lo requerido), una selectividad correcta, un centrado en frecuencia excelente ( $f_0 = 3,68$  GHz) y un ancho de banda de 120 MHz aproximadamente. No obstante, el rango libre de espurios obtenido (0,63 GHz) ha resultado un tanto insuficiente. Si dibujamos el Campo Eléctrico a la frecuencia de los tres primeros espurios (4,3056, 4,9594 y 5,6586 GHz), se obtienen los patrones de la Figura 4.76.

Al tener un espesor  $T$  del iris tan grande, según los campos anteriores, parece mostrarse que se están propagando modos cuyas frecuencias de corte se encuentran alrededor de esas frecuencias espurias. Vamos a comprobarlo con la ecuación de la

#### 4.7. FILTRO CON AGUJEROS DE AIRE DOBLADO

Dimensión	Valor	Dimensión	Valor	Dimensión	Valor
$l_p$	10	$w_1$	4,3	$l_1$	21,85
$l_d$	7	$w_2$	15,035	$l_2$	20,804
$l_{tot1}$	98,324	$w_{x1}$	14	$T$	45
$l_{tot2}$	81,324	$w_{x2}$	14	$w$	24,6041

Tabla 4.16: Resumen de las dimensiones físicas finales en milímetros del cuarto filtro. Estas variables van referidas a las que se muestran en la Figura 4.54.

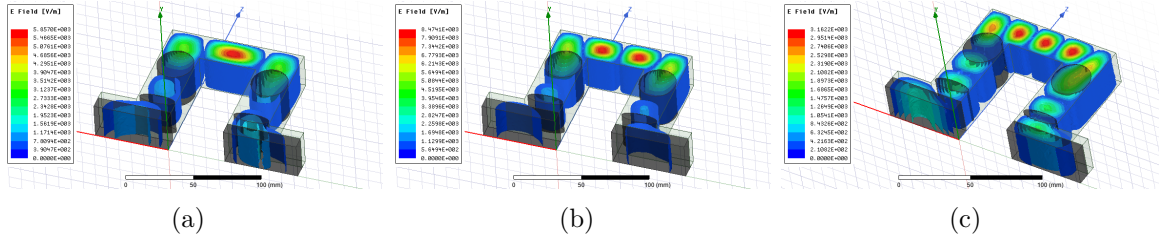


Figura 4.76: Patrones de Campo Eléctrico en los espurios del cuarto filtro: (a) Primer espurio (4,3056 GHz); (b) Segundo espurio (4,9594 GHz); (c) Tercer espurio (5,6586 GHz).

frecuencia de corte de un modo en una guía de onda (ecuación 4.1):

$$f_{c10}^{(iris)} = \frac{1}{2\sqrt{\mu\epsilon}} \cdot \sqrt{\left(\frac{1}{24,6041 \cdot 10^{-3}}\right)^2 + \left(\frac{0}{29,083 \cdot 10^{-3}}\right)^2} = 3,815163 \text{ GHz} \quad (4.28)$$

, donde se ha tomado  $\epsilon_R = 2,55$ . Si hacemos el mismo cálculo para la sección de los resonadores ( $a_2 = 30 \text{ mm}$ ,  $b = 29,083 \text{ mm}$ ), tenemos que:

$$f_{c10}^{(resonador)} = \frac{1}{2\sqrt{\mu\epsilon}} \cdot \sqrt{\left(\frac{1}{30 \cdot 10^{-3}}\right)^2 + \left(\frac{0}{29,083 \cdot 10^{-3}}\right)^2} = 3,128955 \text{ GHz} \quad (4.29)$$

, por lo que deja un rango libre de espurios de unos 686 MHz. Confirmamos así, que los espurios más cercanos a nuestra banda de paso son debidos a la geometría del iris alargado, ya que en los p-S se puede observar que el primer espurio se encuentra a unos 650 MHz de la banda de paso.

#### 4.7.3. Puertos doblados

La estructura que posee esta segunda solución es la que se observa en el modelo 3D de la Figura 4.77. Como se puede observar, se trata de la estructura mostrada en la Figura 4.54 a la que se le ha añadido en sus puertos de Entrada/Salida unos codos *fillet* de 90° junto a una pequeña sección al final de tamaño  $l_{p2} = 10 \text{ mm}$ . Estos nuevos tramos añadidos están rellenos de aire, al igual que la sección ya existente de tamaño  $l_p = 10 \text{ mm}$  y los agujeros elípticos de acoplamiento (ver la Figura 4.54). Como se

ha comentado, la razón de añadir estos codos se debe a que permitirán evitar el problema de espacio en el encaje de los *flanges* cuando se proceda a la fabricación del filtro.

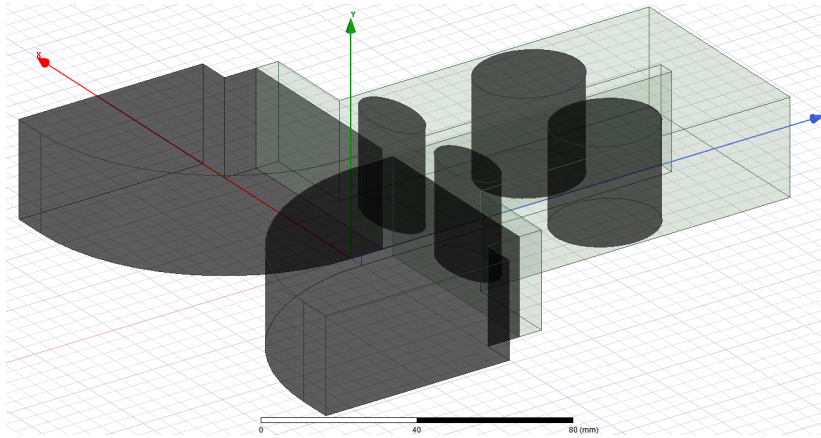


Figura 4.77: Modelo 3D del quinto filtro. Las estructuras en color oscuro están rellenas de aire ( $\epsilon_R = 1$ ), mientras que el resto está formado por dieléctrico ( $\epsilon_R = 2,55$ ).

Para alcanzar las dimensiones correctas de este filtro, se ha escogido la respuesta del anterior como una solución inicial y, una vez recortado el iris central de  $T = 45$  mm a  $T = 5$  mm, y colocados los codos en los puertos, se ha optimizado la estructura. Finalmente, se obtiene la respuesta final que se observa en la Figura 4.78 con las dimensiones de la Tabla 4.17.

Dimensión	Valor	Dimensión	Valor	Dimensión	Valor
$l_p, l_{p2}$	10	$w_1$	6,343	$l_1$	21,55
$l_d$	7	$w_2$	15,4	$l_2$	32,98
$l_{tot1}$	115,016	$w_{x1}$	14	$T$	5
$l_{tot2}$	98,016	$w_{x2}$	12,6	$w$	16,9

Tabla 4.17: Resumen de las dimensiones físicas finales en milímetros del quinto filtro. Estas variables van referidas a las que se muestran en la Figura 4.54.

Como se puede observar, con este diseño hemos logrado resultados notables:  $RL = 20,1$  dB, una selectividad correcta, un centrado en frecuencia bastante bueno ( $f_0 = 3,68$  GHz) y un rango libre de espurios de unos 1,32 GHz. No obstante, hemos obtenido un ancho de banda de 95 MHz aproximadamente, lo cual quiere decir que nos hemos desviado unos 25 MHz de nuestro objetivo. Lo que ha pasado es que al hacer los puertos mas agresivos (geoméricamente hablando), disminuye el acoplamiento de Entrada/-Salida, lo que provoca una reducción en el ancho de banda. A pesar de ello, puede considerarse un filtro más que apropiado para ser mandado a la etapa de fabricación.

Otro dato interesante que podemos observar en esta respuesta es que se obtiene un cero de transmisión a 5,4836 GHz que podría haber sido beneficioso en nuestro

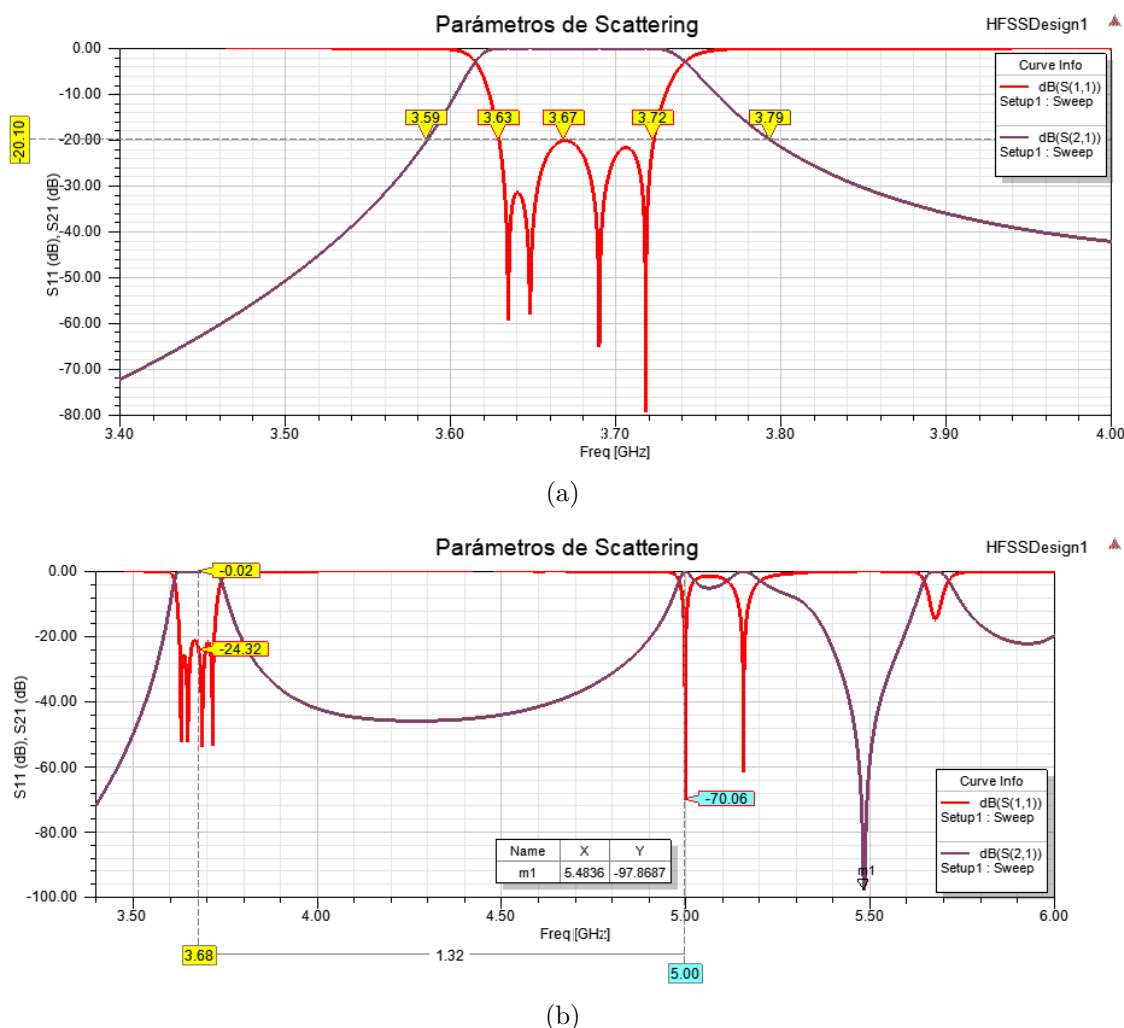


Figura 4.78: Respuesta final del quinto filtro: (a) Rango frecuencial ajustado; (b) Rango frecuencial amplio.

diseño para mejorar la selectividad. Si dibujamos el patrón de Campo Eléctrico a esta frecuencia (ver la Figura 4.79), se puede observar que este cero ha surgido debido a un fenómeno denominado *Extracted pole*, causado por una resonancia en el codo. Este método puede resultar útil cuando, por ejemplo, queremos un par de ceros de transmisión en la respuesta y no podemos hacer uso de sondas metálicas de acoplamiento negativo. En [Cameron et al., 2007] y en la línea futura 6.2.3 podemos encontrar más información sobre este principio. Se podría intentar acercar este cero a la banda de paso para aumentar el rechazo de ésta. Sin embargo, al estar tan alto en frecuencia, esto último no ha sido posible.

## 4.8. Sondas metálicas en filtros de guía de onda

Como hemos visto en el filtro de la sección 4.5, para conseguir el par real de ceros de transmisión junto a la banda de paso necesitamos un acoplamiento cruzado ( $M_{14}$ ), y en ese caso se consiguió mediante una ventana vertical entre los resonadores 1 y 4. Una forma alternativa para lograr este acoplamiento cruzado sería hacer uso de sondas

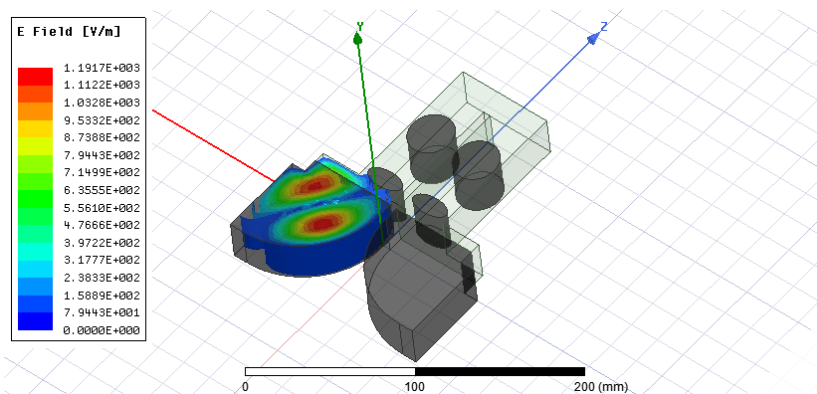


Figura 4.79: Patrón de Campo Eléctrico en el cero de transmisión del quinto filtro. Se ha producido un *extracted pole* en el codo.

metálicas de acoplamiento capacitivo<sup>9</sup>.

Este tipo de sondas han sido utilizadas en multitud de trabajos ( [San-Blas et al., 2015], [He et al., 2018], [Wang and Yu, 2009]) aplicadas en cavidades con resonadores en su interior, los cuales poseen unas geometrías específicas (ver la Figura 4.80): postes cilíndricos, dieléctricos en forma de champiñón, postes parcialmente vacíos (forma de vaso), etc.

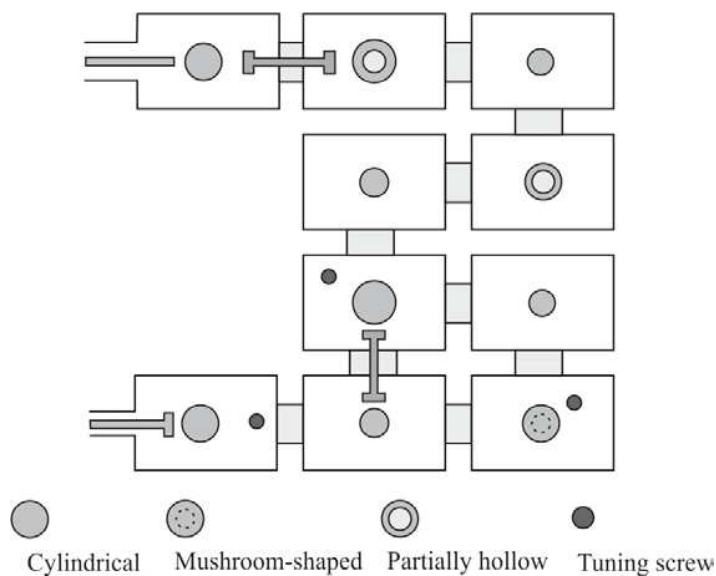


Figura 4.80: Ejemplo de acoplamiento cruzado haciendo uso de sondas metálicas acabadas en discos. Reproducido de [San-Blas et al., 2015].

Según el conocimiento de los autores de este proyecto, nunca han sido utilizados este tipo de acoplamientos con las cavidades resonantes que se han venido utilizando a lo largo de este trabajo. Por lo tanto, en esta sección se explica cómo se ha intentado conseguir el acoplamiento cruzado con el uso de sondas metálicas, para varios de los filtros ya diseñados.

<sup>9</sup>Las sondas metálicas suelen usarse para excitar los puertos de una guía de onda. No obstante, en este trabajo sólo se han utilizado para lograr el deseado acoplamiento cruzado  $M_{14}$ .



### 4.8.1. Filtro con agujeros de aire doblado (puertos doblados)

Los resultados de simulación del diseño de este filtro (sin la sonda) se encuentran en la subsección 4.7.3. Este filtro ha sido diseñado sin ceros de transmisión y, ahora, vamos a intentar que aparezca en la respuesta un par real mediante un acoplamiento cruzado entre los resonadores 1 y 4 (como hacíamos con el filtro de la sección 4.5). Como se ha mencionado anteriormente, para este fin, esta vez vamos a hacer uso de sondas metálicas de acoplamiento capacitivo. En este caso, la estructura con la sonda quedaría como se observa en la Figura 4.81.

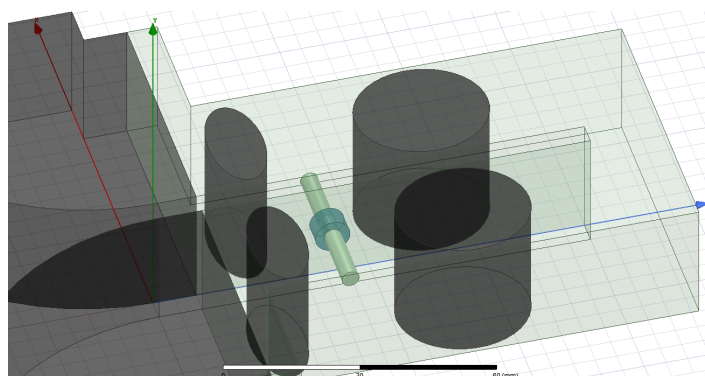


Figura 4.81: Estructura del filtro con agujeros de aire doblado con la sonda metálica entre los resonadores 1 y 4.

A lo largo de este trabajo se han aplicado diversas pruebas variando los elementos que se muestran a continuación:

- Radio de la sonda.
- Profundidad de penetración  $H$  de la sonda.
- Posición en el eje  $z$  y en el eje  $y$ .
- Tipo de material en el disco que rodea la sonda en la parte exterior<sup>10</sup>. Se ha probado aire ( $\epsilon_R = 1$ ), *ABSplus* ( $\epsilon_R = 2,55$ ) y un dieléctrico de  $\epsilon_R = 5$ . En ambos casos, la cara exterior de este disco posee condición *PEC*.
- Radio de dicho disco.

En todas estas pruebas se ha comprobado que el acoplamiento cruzado perseguido no aparece, ya que no se ha observado ninguna tendencia en la respuesta ante un par real de ceros de transmisión. No obstante, si nos fijamos en el retardo de grupo  $\tau_{S21}$ , en la mayoría de casos de este estudio se puede observar que existe una variación en la banda de paso que nos indica que se han producido ceros complejos. En la Figura 4.82 se puede ver un ejemplo, en el que se compara el retardo de grupo obtenido antes y después de la introducción de la sonda en el filtro.

<sup>10</sup>Este disco exterior es necesario, debido a que sirve de apantallamiento electromagnético en la parte de la sonda que se quedaría *al aire*.

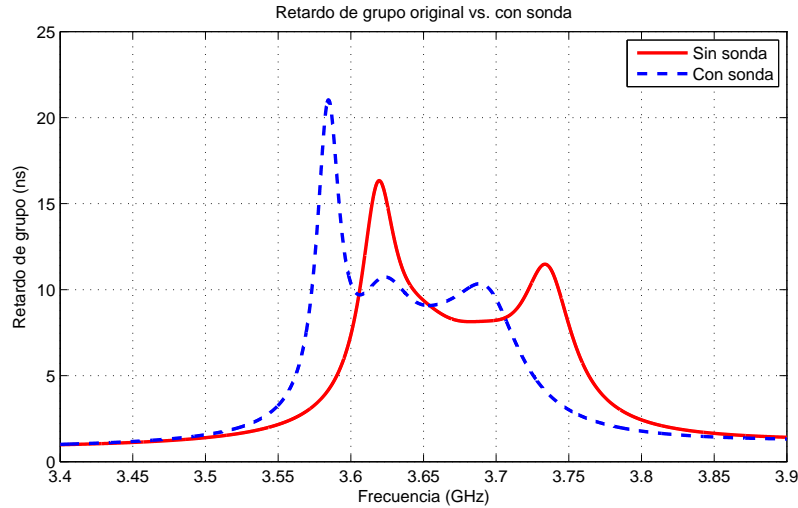


Figura 4.82: Comparativa del retardo de grupo  $\tau_{S21}$  producido antes y después del uso de la sonda metálica. Se puede apreciar que han aparecido dos ceros complejos.

La aparición de estos ceros complejos es debida a que la sonda metálica de acoplamiento capacitivo no consigue proporcionar un acoplamiento de signo apropiado. Si recordamos la ecuación 4.24, tenemos que necesitamos un acoplamiento de  $M_{14} = -0,1833$ . Desafortunadamente, el signo que proporciona la sonda es positivo en todas las pruebas realizadas.

A pesar de no haber logrado el par real de ceros de transmisión, los ceros complejos obtenidos pueden ser de gran utilidad para ecualizar el retardo de grupo, como veremos a continuación.

#### 4.8.2. Filtro con cavidades de aire doblado

Los resultados de simulación del diseño de este filtro (sin la sonda) se encuentran en la subsección 4.4. Al igual que en la subsección anterior, vamos a intentar que aparezca en la respuesta un par real mediante un acoplamiento cruzado entre los resonadores 1 y 4, con el uso de la sonda metálica. No obstante, esta vez la sonda se encontrará en cavidades vacías, a diferencia del caso anterior donde la guía era dieléctrica.

Se han llevado a cabo las mismas pruebas mostradas en la subsección anterior pero empleando diferentes topologías en la sonda, como se puede apreciar en la Figura 4.83.

En el último de los casos mostrados (4.83(d)), con estas sondas verticales posicionadas en el máximo de Campo Eléctrico (en el centro de la cavidad), se ha obtenido una respuesta (Figura 4.84) en la que aparecen dos ceros de transmisión, asemejándose bastante a nuestro objetivo. No obstante, si nos fijamos bien en el pequeño lóbulo por la izquierda del cero de la izquierda, se puede intuir que los dos polos que faltan se han vuelto complejos y se encuentran justo ahí. Esto nos lleva a que el cero de transmisión de la izquierda se encuentra dentro de la banda de paso, por lo que el signo que esta proporcionando la sonda es positivo. Para que el signo del acoplamiento sea negativo,

#### 4.8. SONDAS METÁLICAS EN FILTROS DE GUÍA DE ONDA

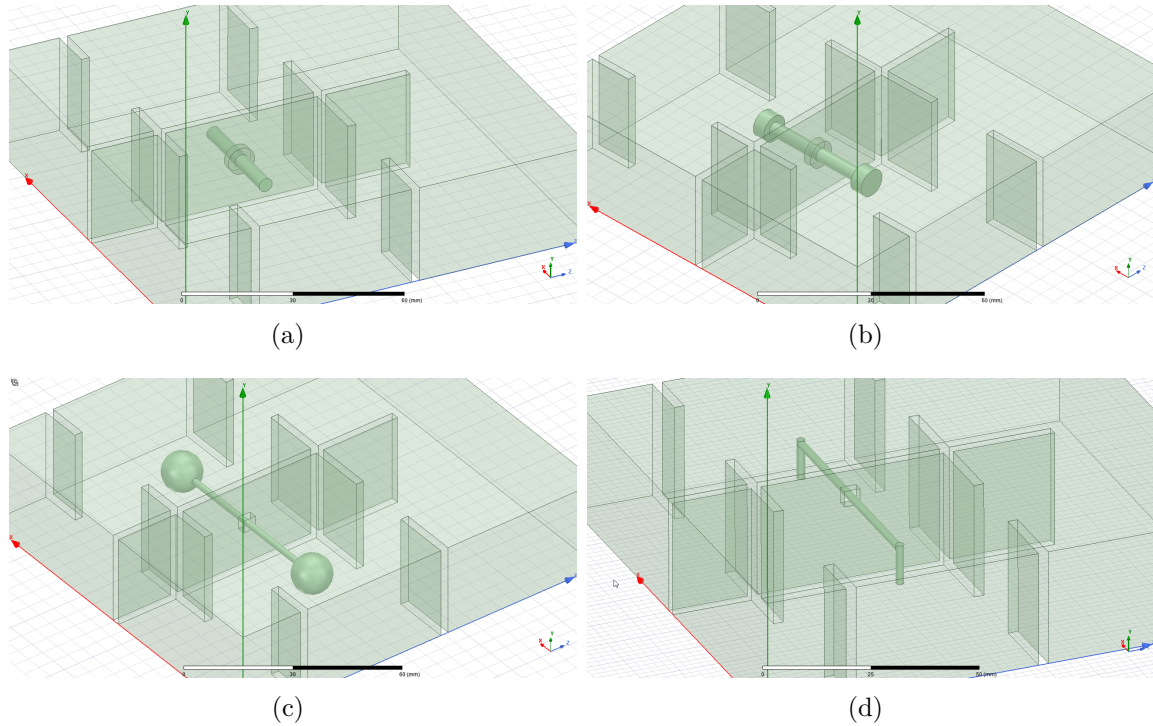


Figura 4.83: Tipos de topologías de sondas empleadas: (a) Sonda normal; (b) Sonda acabada en discos; (c) Sonda acabada en esferas; (d) Sonda acabada en postes verticales.

un cero debería aparecer a la izquierda de los 4 polos, y el otro cero a la derecha. Por ello, con esta estructura, no es posible optimizar las dimensiones del filtro y llegar a los valores deseados.

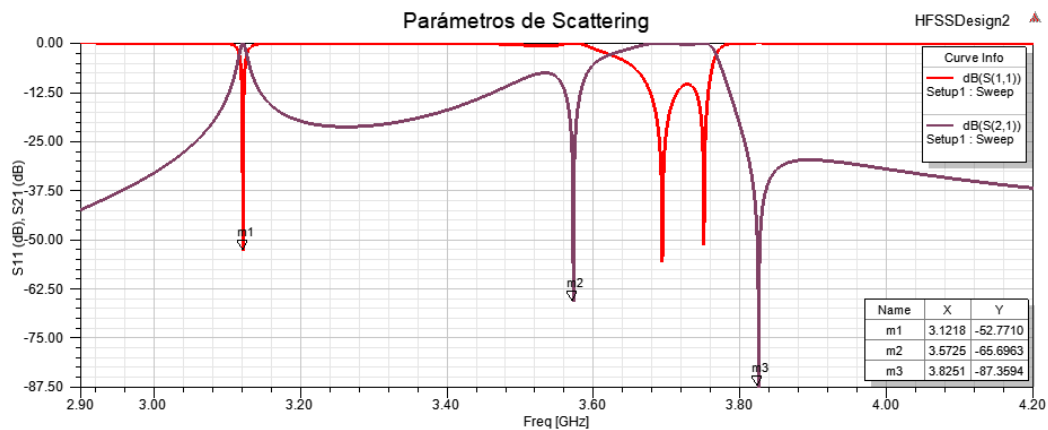


Figura 4.84: Repuesta con un par de ceros de transmisión empleando la sonda. Estos ceros no son los que queremos.

Por otro lado, empleando la topología que se muestra en la Figura 4.83(b), se han conseguido utilizar los ceros complejos obtenidos para ecualizar el retardo de grupo  $\tau_{S21}$ , como se observa en la Figura 4.85. Esta ecualización en el retardo de grupo puede resultar de vital importancia en un sistema de telecomunicaciones, ya que hace que la señal transmitida no presente distorsión de fase.

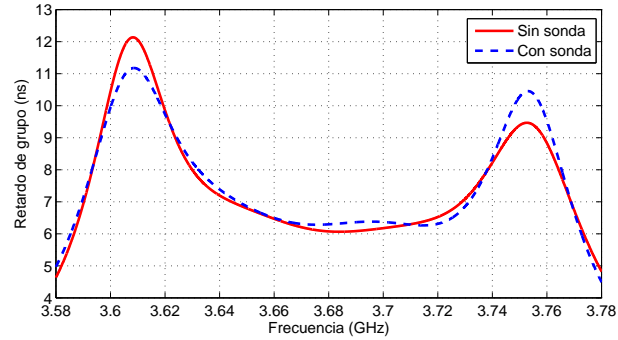


Figura 4.85: Ecualización del retardo de grupo aplicando sondas metálicas.

Para el resto de topologías, tras realizar diversas pruebas, no se han obtenidos resultados relevantes para mostrar.

### 4.8.3. Filtro doblado verticalmente con cavidades dieléctricas

Para finalizar, se ha hecho una última prueba con la estructura que se muestra en la Figura 4.86. Como se observa, se trata de la misma estructura empleada en el filtro diseñado en la sección 4.5, pero con puertos estándar  $WR-229$  y una ventana vertical 1-4 más pequeña, por donde se ha establecido la sonda.

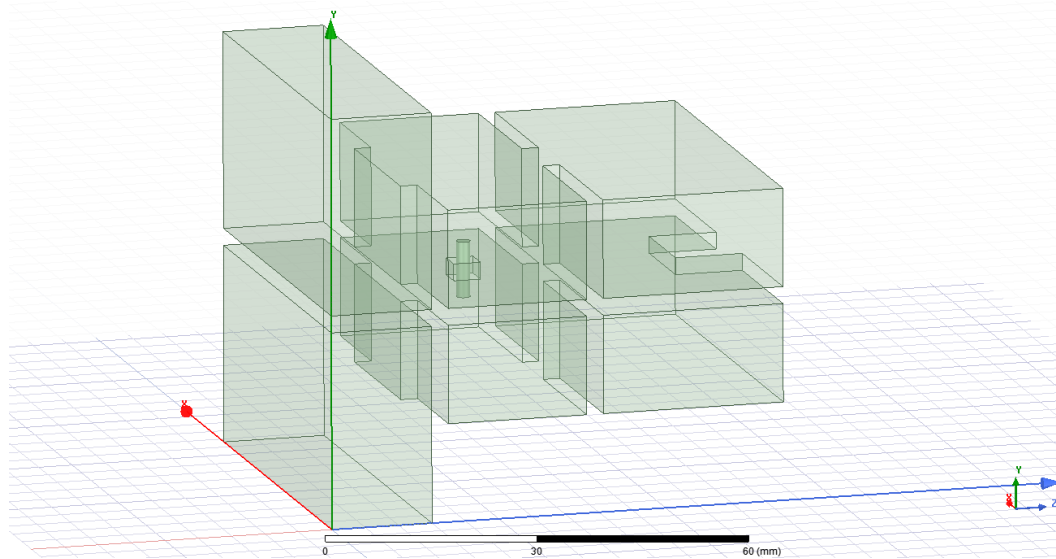


Figura 4.86: Estructura analizada con la sonda metálica.

En teoría, esta sonda debería lograr cambiarle el signo al acoplamiento, anulando el par de ceros de transmisión que se consigue con la ventana vertical 1-4. No obstante, como se observa en la Figura 4.87, se ha obtenido una respuesta con un par de ceros de transmisión bien definidos. Esto se traduce en que la sonda produce un acoplamiento de igual signo al producido por la ventana vertical. Esta estructura *ventana vertical 1-4 + sonda* no es de gran utilidad, ya que únicamente con la ventana vertical ya se puede lograr el par en la respuesta.

## 4.8. SONDAS METÁLICAS EN FILTROS DE GUÍA DE ONDA

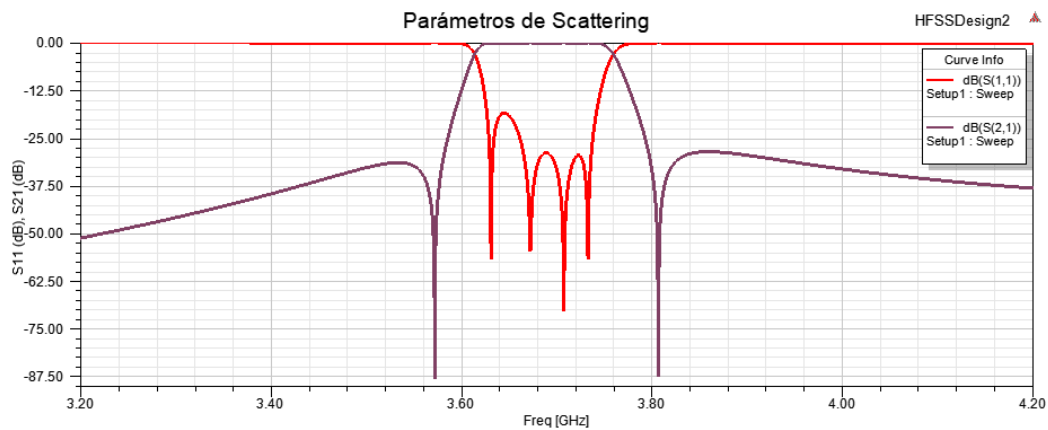


Figura 4.87: Respuesta obtenida con la estructura mostrada en la Figura 4.86.

De esta forma, podemos concluir que tras analizar varios casos a lo largo del proyecto, no se han conseguido acoplamientos cruzados apropiados para lograr un par de ceros de transmisión empleando sondas metálicas.



# Capítulo 5

## Fabricación y caracterización electromagnética

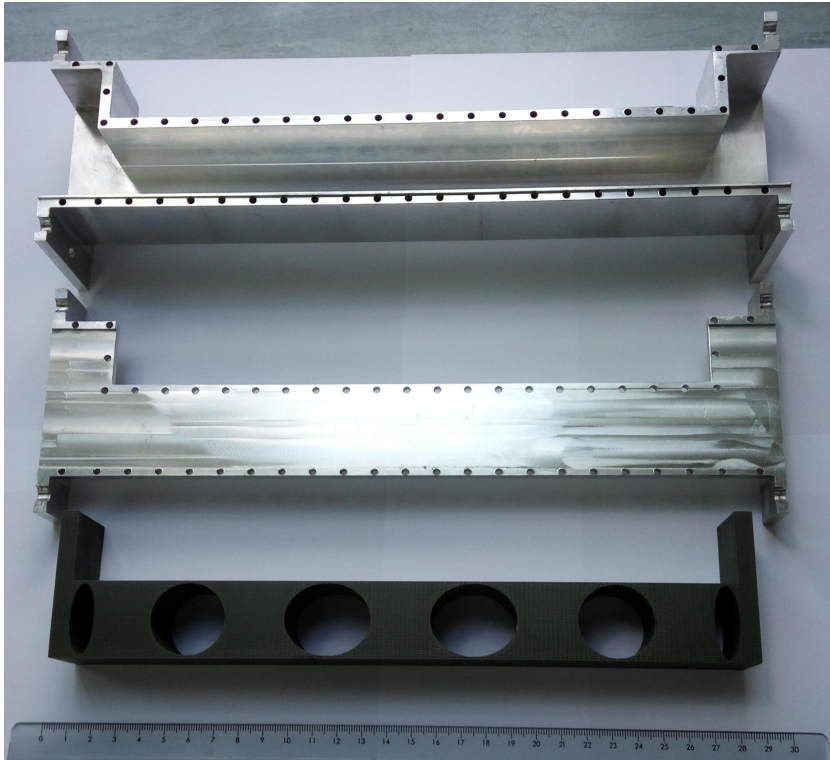
### 5.1. Proceso de fabricación

A lo largo de este proyecto, se han llevado a cabo las fabricaciones de los filtros que fueron diseñados en las secciones 4.6 y 4.7.3. Además, una vez completado el proceso de calibración del Analizador de Redes Vectorial, se ha procedido a la medición de los Parámetros de Scattering producidos por ambos filtros (caracterización electromagnética).

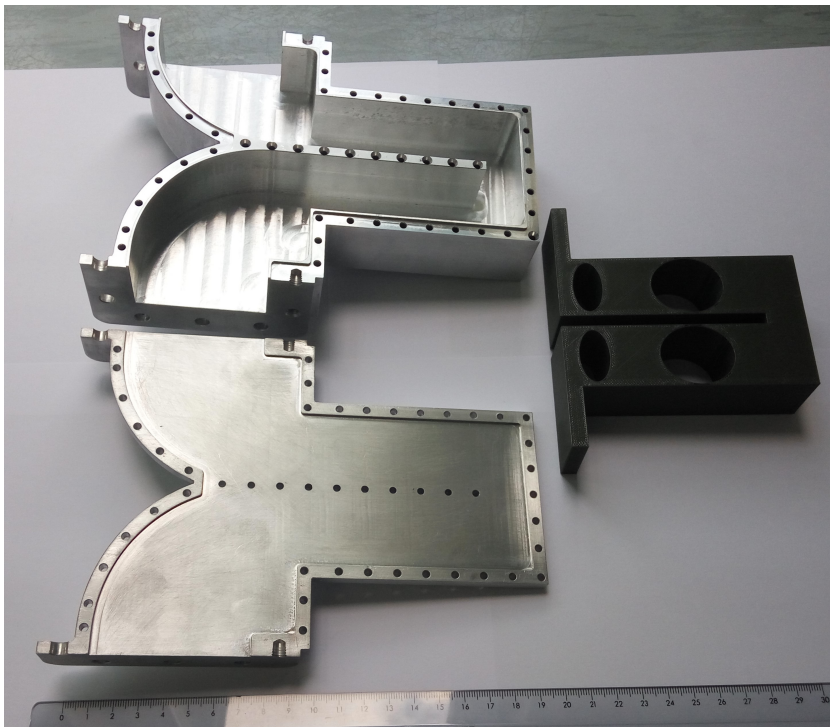
Los filtros se han fabricado empleando una técnica híbrida de piezas impresas con modelado por deposición fundida o *Fused Deposition Modeling* (FDM) con material *ABSplus*, es decir, mediante Impresión 3D, junto a un cajeadado fabricado mediante mecanizado por control numérico de aluminio. En las Figuras 5.1(a) y 5.1(b) podemos observar cómo han quedado impresas las piezas dieléctricas y los cajeados de encapsulación para el primer y segundo filtro, respectivamente. Para la fabricación de ambos modelos, ha sido necesario importar los archivos en formato *.step* desde *HFSS*.

Como se puede observar, el encapsulado se compone de una base, la Parte Inferior, en la que se introduce la pieza dieléctrica, y de una tapa, la Parte Superior, con la que se presionará el filtro. Una vez encerrado, se deberá atornillar todo el cajeadado mediante la fila de agujeros ya definidos para tal fin, con el objetivo de conseguir un mayor contacto entre el dieléctrico y las paredes de aluminio. En el Anexo B se recogen las fichas de cotas para los dos tipos de cajeadado metálico.

El material de impresión *ABSplus* posee una rugosidad no despreciable a altas frecuencias. No obstante, en nuestra banda de trabajo (3,68 GHz), esta rugosidad no es uno de los factores críticos de fabricación. Aún así, será tenida en cuenta a la hora de caracterizar electromagnéticamente las estructuras. Además, con este tipo de material dieléctrico se esperan altas pérdidas, por lo que es posible que en la respuesta visualicemos un empeoramiento de las Pérdidas de Inserción (*IL*). Otro aspecto a tener en cuenta es que la guías dieléctricas se han diseñado con una determinada constante dieléctrica ( $\epsilon_R = 2,55$ ), por lo que si este valor en el material *ABSplus* impreso se mueve dentro de su tolerancia, también lo hará nuestra respuesta en frecuencia. Finalmente, también se deberá tener en cuenta que la fabricación aditiva no permite la fabricación



(a)



(b)

Figura 5.1: Piezas dieléctricas y encapsulaciones fabricadas: (a) Filtro con agujeros de aire; (b) Filtro con agujeros de aire doblado.



## 5.2. CARACTERIZACIÓN ELECTROMAGNÉTICA

---

de estructuras perfectamente curvilíneas, lo que puede influir ligeramente en las respuestas de los filtros.

Además del cajeadado fabricada en aluminio, se está fabricando otro cajeadado pero en material plástico *ABSplus*. Este material, como es evidente, no apantallaría electro-magnéticamente la pieza dieléctrica que debe contener en su interior (ya que serían del mismo material y la energía se propagaría al exterior de forma incontrolada). Por ello, para este cajeadado, se debe aplicar en sus paredes internas pintura conductora (ver la Figura 5.2). Este último tipo de cajeadado posee una gran ventaja, económicamente hablando, ya que haría que el peso del filtro final, que puede ir a bordo en aplicaciones espaciales, sea muy bajo en comparación al material metálico. Además, su coste de fabricación 3D es extraordinariamente reducido. No obstante, la guía dieléctrica nunca estaría perfectamente apantallada, ya que la pintura conductora tiene una conductividad menor que un buen conductor. Por ello, se prevén importantes Pérdidas de Inserción.



Figura 5.2: Pintura conductora para apantallar las paredes internas del cajeadado en *ABSplus*.

Este último cajeadado en material *ABSplus* no se presenta en este proyecto por falta de tiempo. No obstante, se está redactando un artículo científico para llevar a cabo la publicación de este trabajo.

## 5.2. Caracterización electromagnética

### 5.2.1. Calibración del VNA

Una vez que fueron adquiridas todas las piezas que componen los filtros, se ha llevado a cabo su caracterización electromagnética mediante un Analizador de Redes Vectorial o VNA (ver la Figura 5.3) para visualizar la respuesta que producen sus Parámetros de Scattering. En este caso, se ha utilizado un VNA de *Rohde&Schwarz* (en concreto, el modelo *ZVA 67*). Como se observa en la figura, este analizador es capaz de realizar medidas en un rango frecuencial comprendido entre los 10 MHz y los

67 GHz para circuitos de hasta 4 puertos.

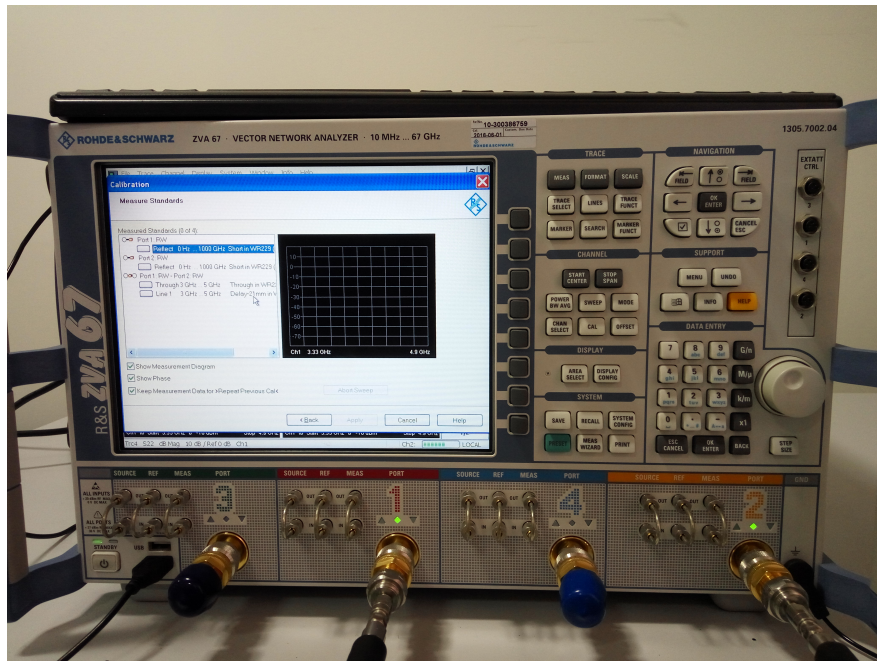


Figura 5.3: Analizador de Redes Vectorial para medir los filtros fabricados.

Antes de comenzar las medidas, es necesario calibrar el analizador para asegurar que las medidas realizadas son correctas. De no ser así, el analizador podría falsear los resultados debido a las pérdidas de los cables y los conectores. Esta calibración debe hacerse para el rango frecuencial que dicte el estándar de guía de onda que se vaya a medir. En este caso, nuestro estándar para ambos filtros es el *WR-229* y, por lo tanto, como veíamos en la Tabla 4.2, el rango frecuencial va desde 3,3 a 4,9 GHz.

El estándar de calibración que se ha utilizado en este proyecto es el denominado *TRL* (*Thru, Reflect, Line*). Este tipo de calibración es extremadamente preciso, aunque muy pocos kits lo poseen. En la mayoría de ocasiones, es más precisa que la calibración *SOLT*, la cual es comúnmente utilizada. Para más información sobre el tema, se remite al lector a [Hiebel, 2005].

Como se muestra en la Figura 5.4, esta calibración se compone de 3 fases: guías conectadas directamente (*Thru*), poniendo entre medias una placa metálica (*Reflect*) y, finalmente, una línea de transmisión (*Line*). La fase *Reflect* se debe realizar dos veces, una por cada puerto.

Este proceso de calibración se debe repetir siempre antes de medir un filtro. Por ello, al terminar las medidas del primer filtro, se deberá volver a calibrar el analizador para llevar a cabo la caracterización electromagnética del segundo.

El adaptador *coaxial-guía de onda* permite el paso del modo *TEM* (el modo que guía el cable coaxial<sup>1</sup>) al modo *TE<sub>10</sub>* (el que nos interesa que se propague por el filtro).

<sup>1</sup>El coaxial se trata de una línea de transmisión con dos conductores y un dieléctrico homogéneo, por

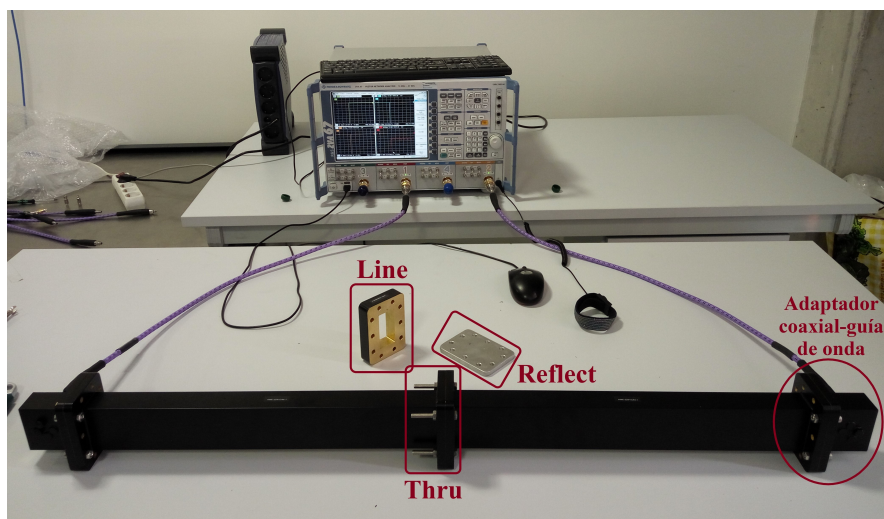


Figura 5.4: Calibración TRL (Thru, Reflect, Line).

Las guías de onda que hay conectadas a continuación tienen una longitud de  $3\lambda$ , por lo que permiten que se propague el modo de forma correcta antes de llegar a los puertos del filtro.

### 5.2.2. Mediciones del filtro con agujeros de aire

Una vez calibrado el analizador, se conecta el primer filtro con mucho cuidado para obtener los resultados de forma correcta, como se observa en la Figura 5.5.

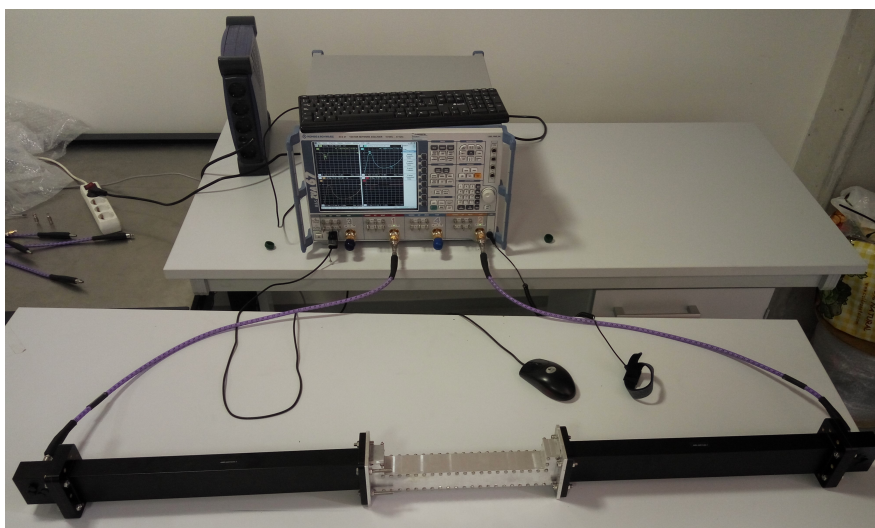


Figura 5.5: Proceso de caracterización electromagnética del primer filtro fabricado.

Como sabemos, al ser las estructuras simétricas, tenemos que  $S_{11} = S_{22}$ . Además, debido a que los filtros también son recíprocos (es decir, son circuitos lineales y pasivos), se tiene que  $S_{21} = S_{12}$ . Por ello, únicamente nos fijaremos en los parámetros

lo que el primer modo que se propaga por ella es el modo *TEM* (modo Transversal ElectroMagnético). En [Morcillo and Cabrera, 2007] podemos encontrar más información sobre el tema.

$S_{11}$  y  $S_{21}$ . En la Figura 5.6 se muestran los resultados tras las medición del primer filtro.

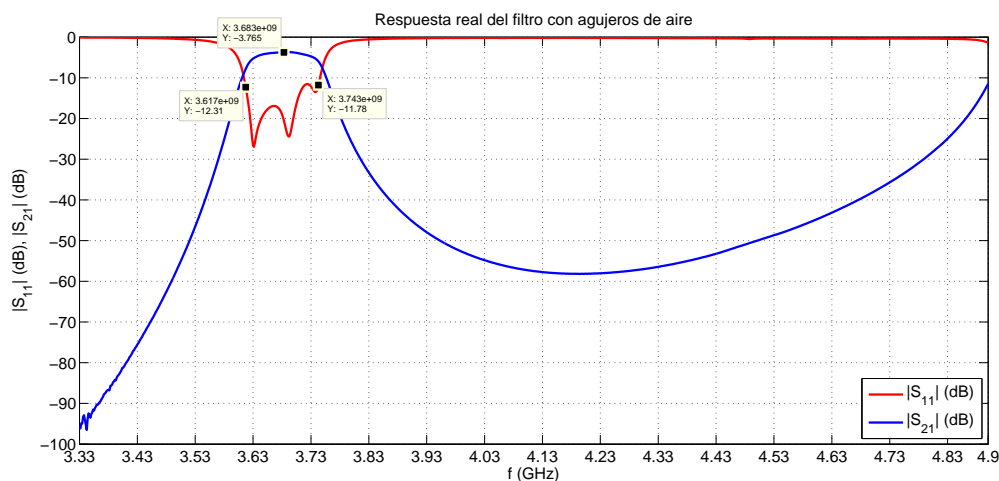


Figura 5.6: Respuesta real del filtro con agujeros de aire.

Si nos fijamos en el parámetro  $S_{21}$ , se puede apreciar que tenemos unas Pérdidas de Inserción de unos  $IL = 3,77$  dB, las cuales son debidas, como mencionábamos, a las pérdidas que posee el dieléctrico *ABSplus*. Las Pérdidas de Retorno vienen dadas por el máximo de reflexión en banda más alto que tenemos en la banda de paso (el de derecha en este caso). Así, se puede apreciar un nivel de  $RL = 11,5$  dB aproximadamente, por lo que ha empeorado con respecto a los 20,31 dB que obtuvimos en las simulaciones (ver la Figura 4.53(a)). Además, 2 de los 5 polos se han hecho complejos. Por otro lado, el filtro se encuentra muy bien posicionado frecuencialmente ( $f_c = 3,683$  GHz, frente a 3,68 GHz) y posee un ancho de banda excelente ( $BW = f_2 - f_1 = 3,743 - 3,617 = 124$  MHz, frente 120 MHz). Por último, al igual que ocurría en las simulaciones, se puede ver que tenemos un rango libre de espurios de unos 1,26 GHz.

A modo de resumen, en la Figura 5.7 se recogen las tres respuestas obtenidas a lo largo del proyecto para el filtro con agujeros de aire. En esta figura se puede ver cómo han ido surgiendo desadaptaciones y pérdidas en el diseño del filtro.

Si nos fijamos cómo cambia la respuesta al pasar de la ideal a la simulada, se puede apreciar que el rechazo por la derecha de la banda de paso ha empeorado. Esto se debe a que en la estructura analizada en *HFSS* aparecen modos espurios a frecuencias superiores que hacen que la curva  $S_{21}$  tenga una tendencia menos decreciente. Una vez fabricado el filtro, si comparamos la respuesta real con la obtenida en simulación, se ven claramente las pérdidas producidas por el dieléctrico y el empeoramiento de las Pérdidas de Retorno debido a la desadaptación producida, como ya se mencionó. Para una mayor aclaración, en la Figura 5.8 se comparan, en una misma gráfica, las respuestas obtenidas en simulación y con el filtro fabricado.

La respuesta de este filtro fabricado puede ser ajustada mecánicamente haciendo uso de los denominados *tuning screws* o tornillos de sintonía (ver la Figura 5.9). Estos tornillos pueden introducirse en las cavidades resonantes o en las estructuras de acoplamiento, haciendo modificar sus dimensiones efectivas. Los tornillos situados en

## 5.2. CARACTERIZACIÓN ELECTROMAGNÉTICA

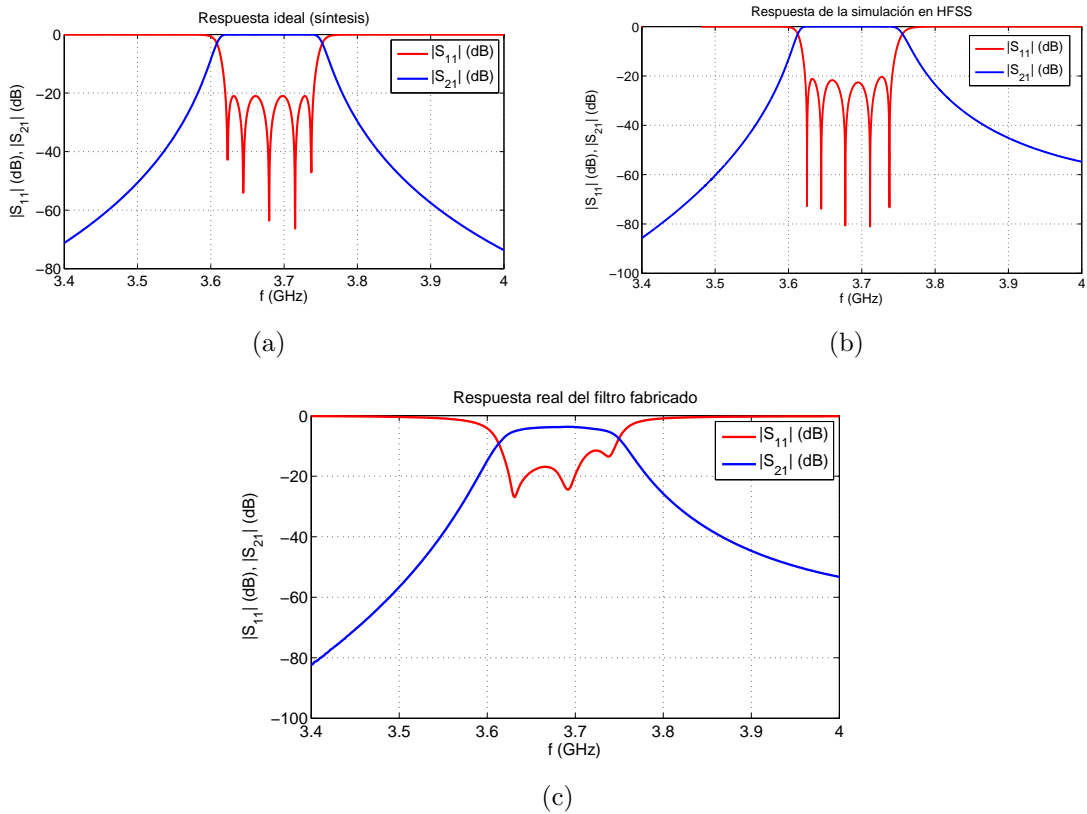


Figura 5.7: Comparación de las respuestas que se han obtenido a lo largo del proyecto para el primer filtro fabricado: (a) Respuesta ideal (síntesis); (b) Respuesta de la simulación en *HFSS*; (c) Respuesta real del filtro fabricado.

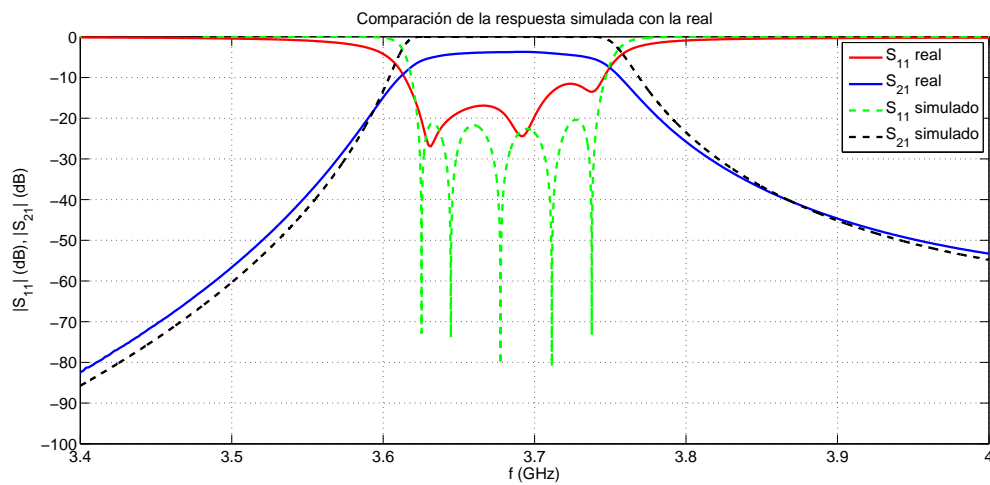


Figura 5.8: Comparación de la respuesta simulada con la real para el filtro con agujeros de aire.

los resonadores controlan fundamentalmente la frecuencia central de la banda de paso. Por otro lado, los tornillos situados en los acoplamientos controlan principalmente el acoplamiento, y por tanto la forma de la respuesta en frecuencia ( $RL$ ,  $IL$ , rizado, etc.).

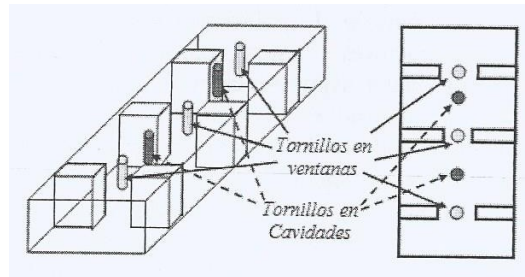


Figura 5.9: Ejemplo de un filtro paso banda  $N = 2$  con tornillos de sintonía de acoplamiento y de frecuencia. Los tornillos de las cavidades controlan la frecuencia de resonancia y los de los iris el nivel de acoplamiento. Reproducido de [Tornero, 2013].

El uso de tornillos de sintonía no se presenta en este proyecto por falta de tiempo. No obstante, se está redactando un artículo científico para llevar a cabo la publicación de este trabajo. En la línea futura 6.2.1 se ha desarrollado de forma breve la aplicación de estos tornillos para este filtro.

### 5.2.3. Mediciones del filtro con agujeros de aire doblado

Como se ha mencionado, antes de conectar el segundo filtro fabricado, debemos volver a repetir el proceso de calibración. Una vez hecho, con mucho cuidado se coloca el filtro como se observa en la Figura 5.10 para proceder a su caracterización electromagnética.

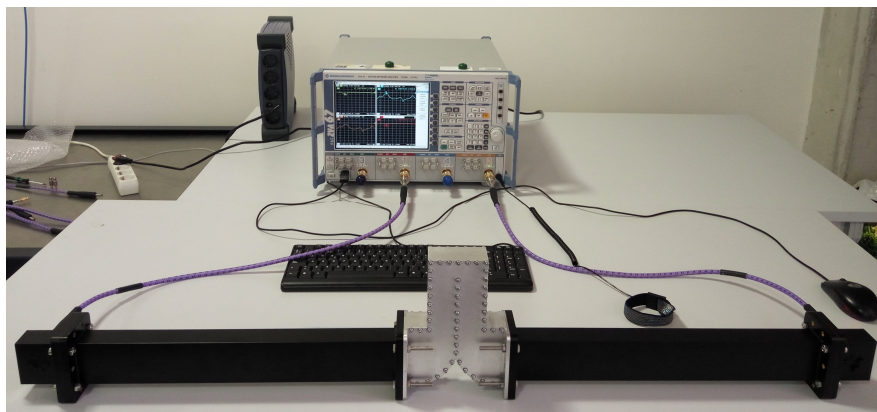


Figura 5.10: Proceso de caracterización electromagnética del segundo filtro fabricado.

En la Figura 5.11 se muestran los resultados tras las medición del segundo filtro.

A diferencia del filtro anterior, estas medidas han resultado un tanto desfavorables. Esto puede deberse a que la estructura posee muchas geometrías curvilíneas y, por ende, puede existir un mayor número de *gaps* de aire que empeoren la respuesta del filtro.

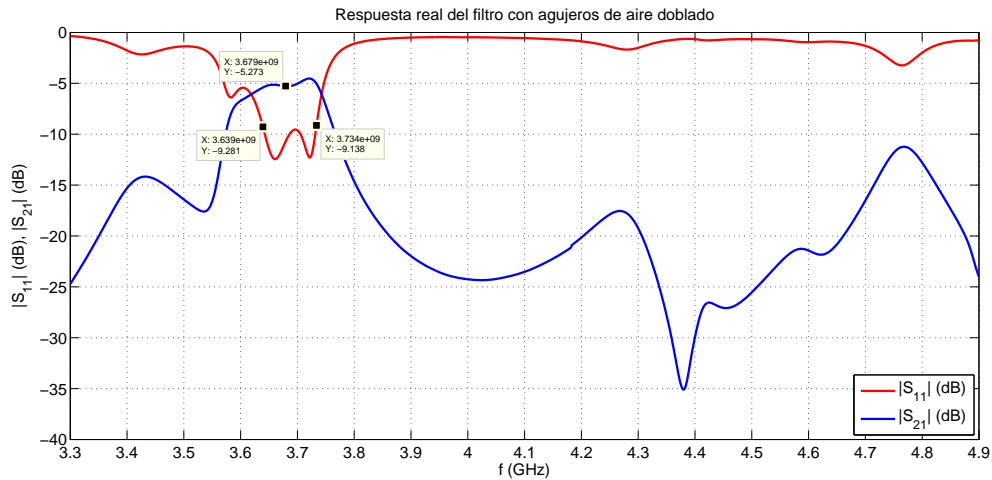


Figura 5.11: Respuesta real del filtro con agujeros de aire doblado.

Si nos fijamos en el parámetro  $S_{21}$ , se puede apreciar que tenemos unas Pérdidas de Inserción de unos  $IL = 5,27$  dB, las cuales son debidas, como mencionábamos, a las pérdidas que posee el dieléctrico *ABSplus*. Las Pérdidas de Retorno vienen dadas por el máximo de reflexión en banda más alto que tenemos en la banda de paso (en este caso solo tenemos uno). Así, se puede apreciar un nivel de  $RL = 9,5$  dB aproximadamente, por lo que ha empeora con respecto a los 20,1 dB que obtuvimos en las simulaciones (ver la Figura 4.78(a)). Además, 2 de los 4 polos se han hecho complejos. Por otro lado, el filtro se encuentra muy bien posicionado frecuencialmente ( $f_c = 3,679$  GHz, frente a 3,68 GHz) y posee el mismo ancho de banda que en las simulaciones ( $BW = f_2 - f_1 = 3,734 - 3,639 = 95$  MHz). Por último, a diferencia de lo que ocurría en las simulaciones, se puede ver que tenemos un rango libre de espurios bastante pésimo.

A modo de resumen, en la Figura 5.12 se recogen las tres respuestas obtenidas a lo largo del proyecto para el filtro con agujeros de aire doblado con puertos doblados. En esta figura se puede ver cómo han ido surgiendo desadaptaciones y pérdidas en el diseño del filtro por las mismas razones que el filtro anterior, aunque esta vez la respuesta del filtro fabricado ha resultado menos satisfactoria.

Para una mayor aclaración, en la Figura 5.13 se comparan, en una misma gráfica, las respuestas obtenidas en simulación y con el filtro fabricado.

Este filtro podría ser ajustado haciendo uso de tornillos de sintonía, al igual que el filtro anterior. No obstante, la aplicación de este ajuste mecánico no se presenta en este proyecto por falta de tiempo, como ya se mencionó.

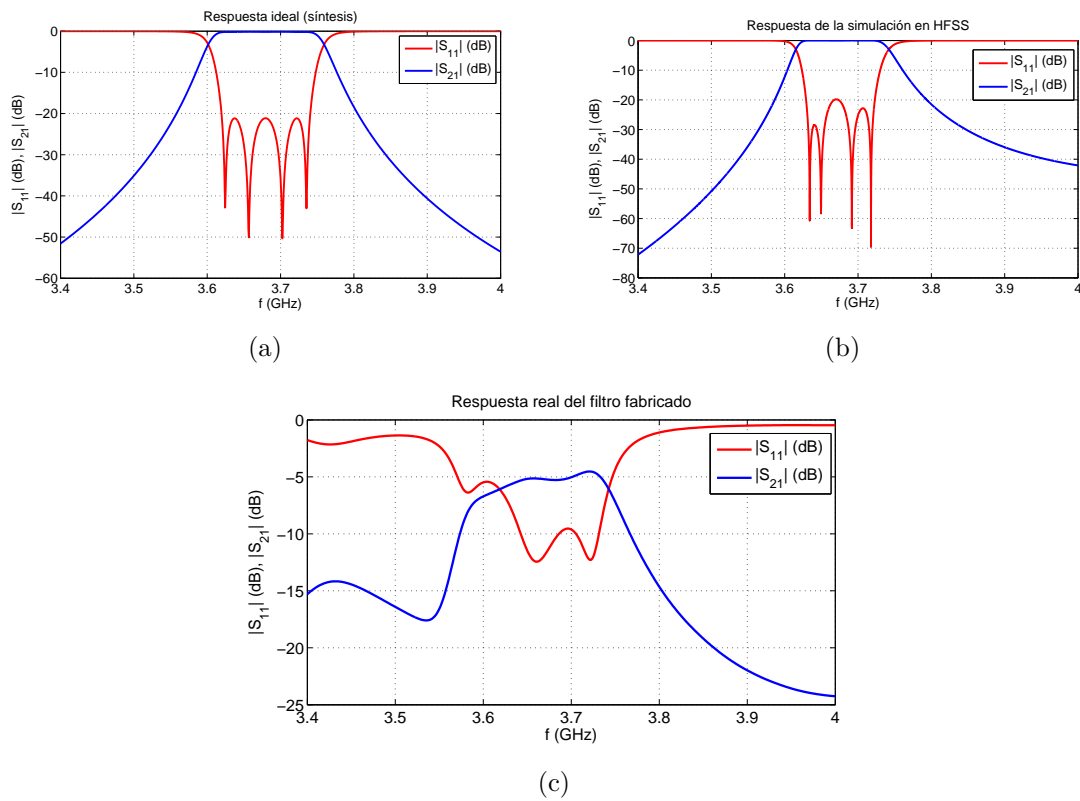


Figura 5.12: Comparación de las respuestas que se han obtenido a lo largo del proyecto para el segundo filtro fabricado: (a) Respuesta ideal (síntesis); (b) Respuesta de la simulación en *HFSS*; (c) Respuesta real del filtro fabricado.

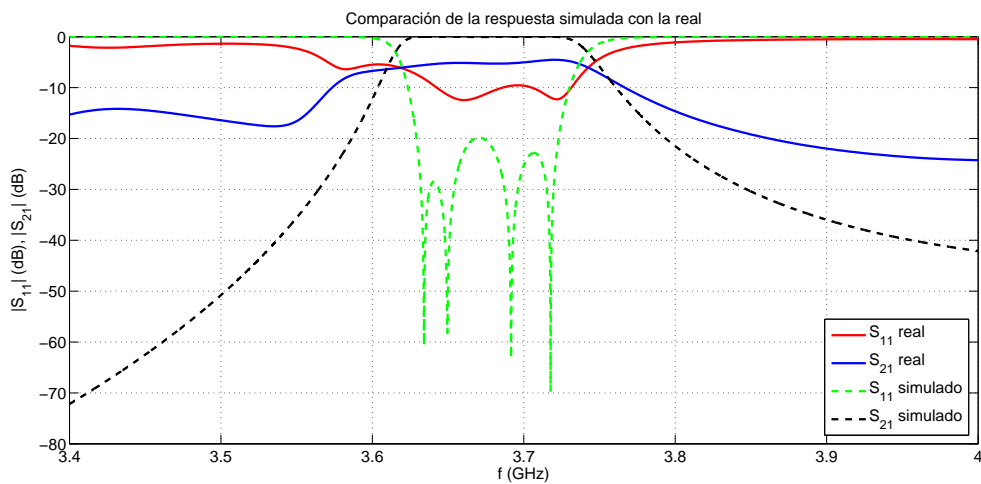


Figura 5.13: Comparación de la respuesta simulada con la real para el filtro con agujeros de aire doblado.



# Capítulo 6

## Conclusiones y líneas futuras de investigación

### 6.1. Conclusiones

A lo largo de este proyecto, se ha desarrollado la teoría referida a la síntesis de la función de filtrado, la Matriz de Acoplamiento  $N + 2$  para filtros paso-banda, el diseño de varios de estos filtros en tecnología guía de onda y la fabricación de dos de ellos empleando técnicas de fabricación aditivas o 3D, junto a su caracterización electromagnética.

Antes del proceso de diseño, se ha explicado toda la síntesis necesaria para abordar cualquier filtro de microondas. Seguidamente, se ha planteado la teoría de la Matriz de Acoplamiento  $N + 2$ , que sirve de pasarela entre la síntesis y las dimensiones físicas de un filtro paso-banda. Se ha visto que, haciendo uso de esta matriz, se pueden lograr diferentes topologías en la estructura del filtro, pudiendo escoger la más apropiada para la tecnología en la que se vaya a implementar. Para este proyecto, la topología en la que nos hemos basado es la *Folded Canonical* y, para los casos en los que no tenemos ceros de transmisión finitos, en la topología *in-line* o en línea.

Además, se ha desarrollado un *script* en *MATLAB* que se encarga de la automatización de toda la síntesis de filtrado, junto a la generación de la Matriz de Acoplamiento. Se ha implementado también una interfaz gráfica (ver Anexo A) que se comunica con este *script*, presentando de una forma más elegante los parámetros de entrada y salida de la síntesis de un filtro.

El proceso de diseño llevo cabo para los filtros se ha basado en varias técnicas muy sencillas que permiten llegar a unas dimensiones físicas excelentes. Para aplicar estas técnicas se han empleado dos software comerciales (*HFSS* y *CST*), con los que se han logrado unas dimensiones iniciales de las estructuras y su posterior optimización, respectivamente. En este trabajo hemos realizado el diseño de cinco filtros de microondas paso-banda en Banda C, con diversas geometrías.

Para tres de los filtros diseñados, se han realizado pruebas para observar cómo afecta el uso de sondas metálicas en la aparición de un par real de ceros de transmisión finitos. Se ha concluido que, tras diversos experimentos, no se ha logrado el deseado par real,

aportando información muy relevante si se desea seguir con esta línea de investigación en un futuro. Además, en algunas de estas pruebas, se han logrado ceros complejos que han permitido ecualizar el retardo de grupo  $\tau_{S21}$ . Esta ecualización en el retardo de grupo puede resultar de vital importancia en un sistema de telecomunicaciones, ya que permite evitar distorsión de fase en la señal transmitida.

Finalmente, se ha llevado a cabo la fabricación y caracterización electromagnética de dos de los filtros diseñados. Para dicha fabricación, se ha empleado una técnica híbrida de piezas impresas con modelado por deposición fundida o *Fused Deposition Modeling* (FDM) con material *ABSplus*, es decir, mediante Impresión 3D, junto a un cajeado fabricado mediante mecanizado por control numérico de aluminio. Aunque los parámetros obtenidos poseen altas pérdidas, los resultados de fabricación son satisfactorios en términos de volumen, masa y coste, en comparación con otras implementaciones en guía de onda tradicionales. Además de su módico precio, la Impresión 3D posee la gran ventaja de que permite realizar configuraciones complejas de diseño de filtros con el fin de mejorar las Pérdidas de Inserción, el factor de calidad y reducir el tamaño de la estructura.

## 6.2. Líneas futuras de investigación

A lo largo de este proyecto han surgido un gran número de líneas de investigación para poder abordar en un futuro. A continuación, se muestran algunas de las ideas que puede derivarse tras este trabajo.

### 6.2.1. Ajuste con *tuning screws* o tornillos de sintonía

Como se ha mencionado en los resultados de fabricación, se puede hacer uso de tornillos de sintonía con el fin de mejorar las respuestas de los filtros. El caso que nos ocupa resulta un tanto especial, ya que para ambos filtros fabricados, las cavidades resonantes son en realidad tramos de guía dieléctrica (ver las Figuras 5.1(a) y 5.1(b)). Por ello, se debe seguir un patrón específico para ajustar el filtro de forma correcta.

En primer lugar, debemos tener claro que la sintonización del filtro con tornillos en los resonadores se hará siempre hacia frecuencias más bajas. Esto se debe a que los tornillos metálicos hacen las veces de carga capacitiva (condensador), el cual hace bajar en frecuencia el circuito equivalente  $LC$  (recuerde que  $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$ ). Un punto a favor en este tema, es que al realizar los agujeros de los tornillos en el centro de los resonadores, la frecuencia de resonancia de estos últimos subirá (recuerde que cuanto más pequeño es un resonador, mayor es su frecuencia resonante). Esto nos asegura que el filtro se encontrará a una frecuencia apropiada para poder ajustar los resonadores con tornillos.

Por otro lado, los tornillos en los agujeros elípticos de acoplamiento solo pueden aumentar el nivel de acoplamiento. Esto es debido a que los tornillos se encuentran justo en el máximo del Campo Eléctrico (en el centro de los agujeros), añadiendo acoplamiento, de forma positiva, al que ya había entre los resonadores adyacentes.

## 6.2. LÍNEAS FUTURAS DE INVESTIGACIÓN

En el trabajo que se está encargando de esta línea futura se pretende aplicar una métrica M5 (diámetro de 5 mm) en los agujeros en los tramos de los resonadores dieléctricos. Los tornillos de sintonía frecuencial que quieren introducirse, a continuación, son de métrica M4. Se han realizado ya varias pruebas para el primer filtro fabricado con estas métricas, confirmando la información que se ha comentado anteriormente. En la Figura 6.1 se puede observar cómo aplicando agujeros M5 en los resonadores, a media altura ( $b/2 = 14,5415$  mm), se obtiene una respuesta que ha subido en frecuencia unos 29,2 MHz.

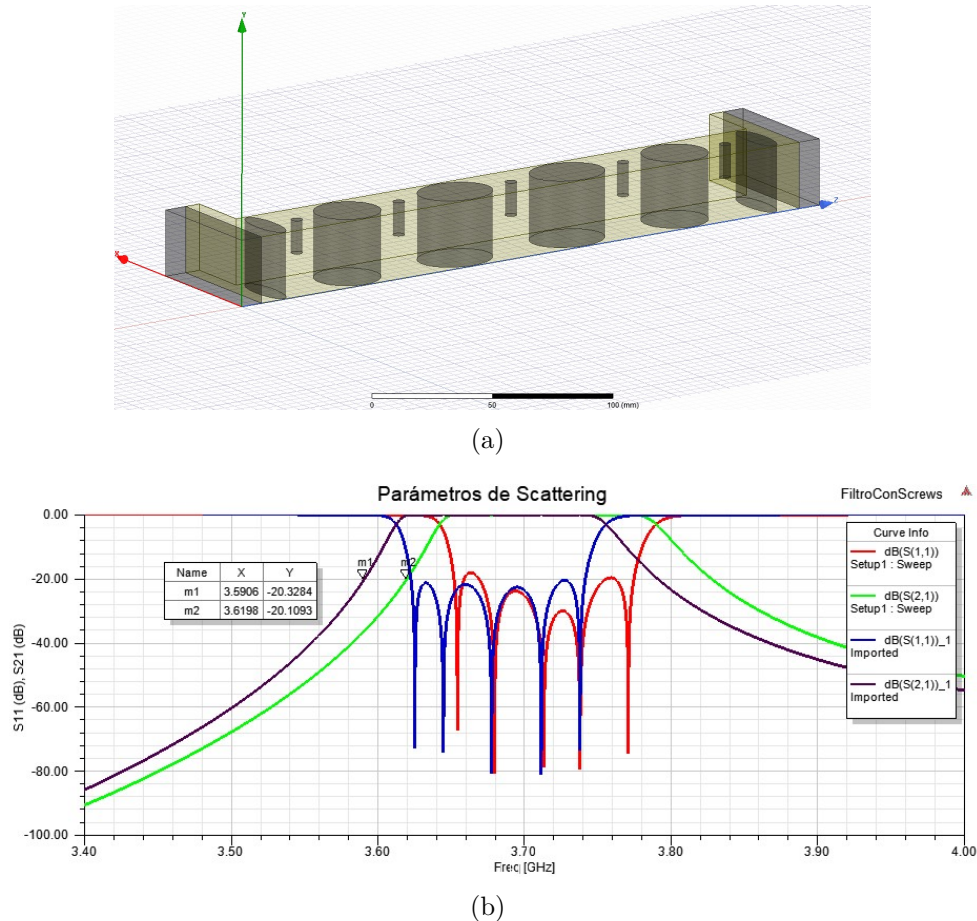


Figura 6.1: Aplicación de los agujeros para tornillos de sintonía en los resonadores: (a) Estructura analizada; (b) Respuesta obtenida (las curvas *Imported* pertenecen a los resultados previos).

Por otro lado, en la Figura 6.2 se puede observar cómo aplicando tornillos M4 en los agujeros anteriores, a mitad de altura de los agujeros ( $b/4 = 7,2708$  mm), se obtiene una respuesta que ha bajado en frecuencia unos 160,8 MHz. No obstante las Pérdidas de Retorno han empeorado, por lo que habría que jugar con los tornillos de sintonía de acoplamiento en los agujeros elípticos.

Como ya se mencionó, se está redactando un artículo científico para llevar a cabo la publicación de este trabajo.

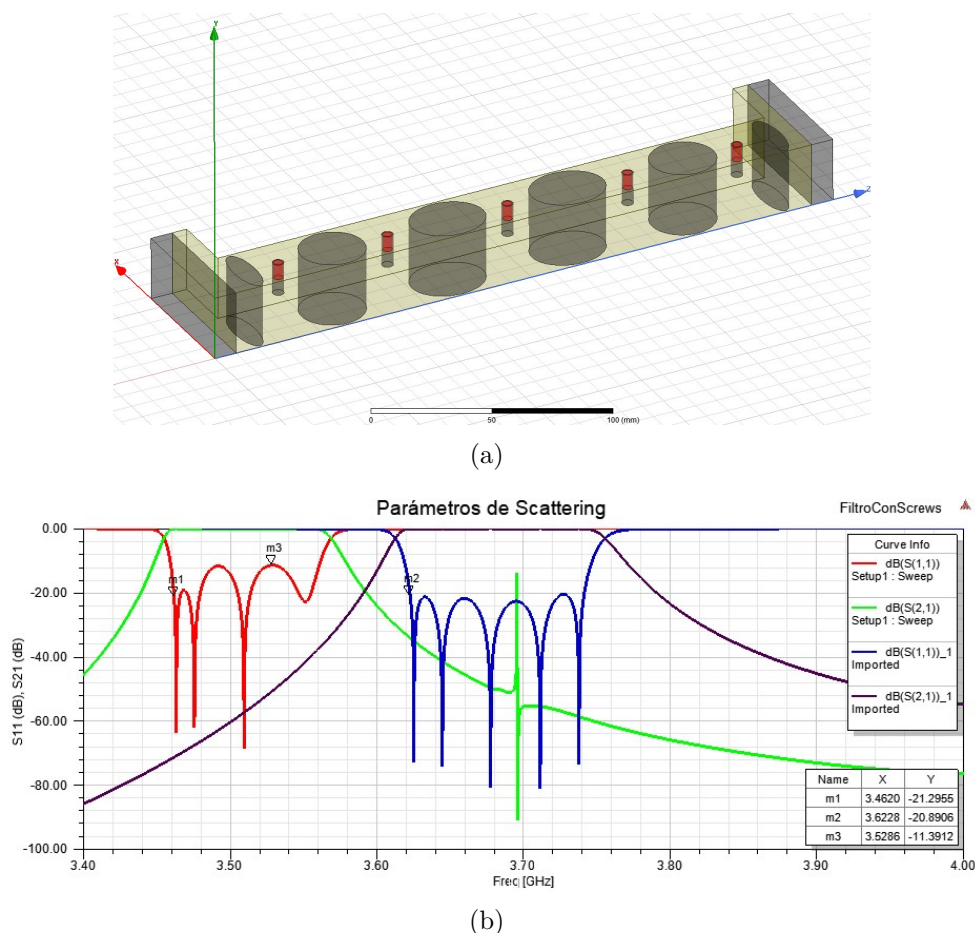


Figura 6.2: Aplicación de tornillos en los agujeros de los resonadores: (a) Estructura analizada; (b) Respuesta obtenida (las curvas *Imported* pertenecen a los resultados previos).

### 6.2.2. Encapsulado en *ABSplus*

Se está llevando a cabo la fabricación de otro cajado, pero en material plástico *ABSplus*. Este cajado está basado en las mismas estructuras mostradas en el Anexo B, pero aplicando fabricación aditiva (Impresión 3D). Como ya se ha venido mencionando, para que el filtro funcione correctamente, en las paredes internas del encapsulado se debe aplicar una pintura conductora para que la energía electromagnética no escape y funcione correctamente la función de filtrado. A este proceso se le denomina *metalizado*.

La gran ventaja de este tipo de cajado, con respecto al ya fabricado, es su coste y peso. En cuanto al precio, la fabricación de piezas mediante técnicas aditivas o 3D permite el abaratamiento de forma muy notable en comparación a otros tipos de impresión. Por otro lado, al ser fabricado en plástico, la diferencia de peso con respecto al aluminio es extraordinaria, permitiendo así reducir el peso final del filtro completo que podría ir abordo en aplicaciones espaciales. Esto último supone un punto de vital importancia ya que pequeñas diferencias de peso suponen grandes cambios en el coste del lanzamiento al espacio.

No obstante, como contrapartida tenemos que la guía dieléctrica nunca estaría per-

fectamente apantallada, ya que la pintura conductora tiene una conductividad no tan elevada como un buen conductor (como lo es el aluminio). Por ello, se prevén importantes Pérdidas de Inserción. Actualmente se están realizando pruebas en el plástico *ABSplus* aplicando sobre él la pintura conductora mostrada en la Figura 5.2 para que, una vez concluido el proceso de secado, se mida su conductividad con un polímetro. Conjuntamente al trabajo de la línea futura anterior, se está redactando un artículo científico para llevar a cabo la publicación de este trabajo.

### 6.2.3. Estudio de otras topologías en la matriz $N + 2$

Como comentábamos en la subsección 3.2.2, existen diversas formas canónicas de la matriz  $\mathbf{M}$  más prácticas que la obtenida directamente a partir de la síntesis (matriz transversal), a las cuales se puede llegar con una secuencia de transformaciones de semejanza o *rotaciones*.

A lo largo de este proyecto se ha hecho uso, exclusivamente, de la forma *Folded Canonical*. A esta familia pertenece la llamada topología *in-line* o en línea, la cual ha sido utilizada para los filtros en los que no tenemos ceros de transmisión finitos. Esta forma puede utilizarse directamente, si es conveniente, para obtener los acoplamientos, o bien utilizarse como punto de partida para la aplicación de otras transformaciones de semejanza que establezcan una topología alternativa de resonadores interacoplados, óptimamente adaptados a las restricciones físicas y eléctricas de la tecnología con la que el filtro será realizado.

A continuación se describen varias topologías alternativas que pueden ser objeto de estudio para un futuro trabajo. Para obtener información más detallada sobre el tema, se remite al lector a consultar [Cameron et al., 2007].

#### *Pfitzenmaier*

La forma *Folded Canonical* posee varias ventajas para el diseño de filtro (sencillez, acoplamientos de signo positivo o negativo, etc.). No obstante, si se requiere implementar un filtro en tecnología *dual-mode* (con dos modos resonantes ortogonales soportados en un mismo resonador físico), este tipo de topología presenta algunos inconvenientes. Con la forma *Folded Canonical*, los puertos de entrada y salida del filtro se encuentran en la misma cavidad física. Esto establece un límite en el aislamiento Entrada/Salida que se puede alcanzar con filtros paso-banda, de forma general 25 dB para el modo *dual-TE<sub>11n</sub>* en cavidades resonantes cilíndricas o para el modo *dual-TE<sub>10n</sub>* en cavidades resonantes cuadradas. Por ello, para filtros *dual-mode*, los acoplamientos de entrada y salida deben ocurrir en resonadores separados. Una topología que podría solucionar este problema de aislamiento de Entrada/Salida en estructuras *dual-mode* sería la denominada *Pfitzenmaier* (ver la Figura 6.3).

#### *Cascaded Quartets*

Otro tipo de topología muy interesante y que presenta otras ventajas prácticas para estructuras *dual-mode* es la denominada configuración *Cascaded Quartets* o CQs (ver la Figura 6.4).

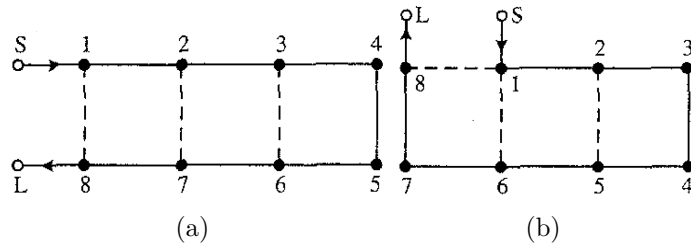


Figura 6.3: Configuración Pfitzenmaier para un filtro de octavo orden simétrico: (a) Configuración *Folded Canonical*; (b) Tras la transformación a la configuración Pfitzenmaier. Reproducido de [Cameron et al., 2007].

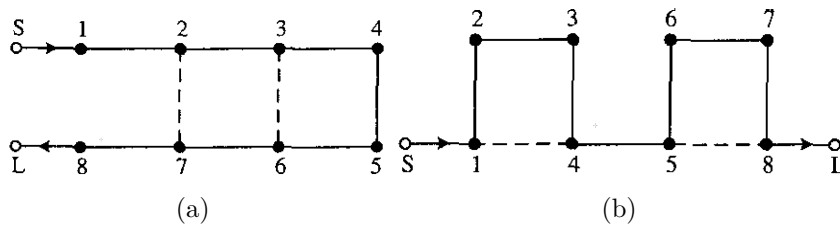


Figura 6.4: Configuración *Cascaded Quartets* (CQ) para un filtro de octavo orden simétrico: (a) Configuración *Folded Canonical*; (b) Tras la transformación para formar dos CQs. Reproducido de [Cameron et al., 2007].

Una extensión de esta topología son las configuraciones *Cascaded Quintets* y *Sextets*. Sería posible incluso extender este tipo de topologías hasta el *Cascaded Sextuplets*, aunque a priori no parecen tener ninguna aplicación práctica.

### *Parallel-Connected* y *Cul-De-Sac*

Existen otras configuraciones que pueden resultar de mayor utilidad en topologías alternativas. Este es el caso, de las configuraciones *Parallel-Connected* (Figura 6.5) y *Cul-De-Sac* (Figura 6.6).

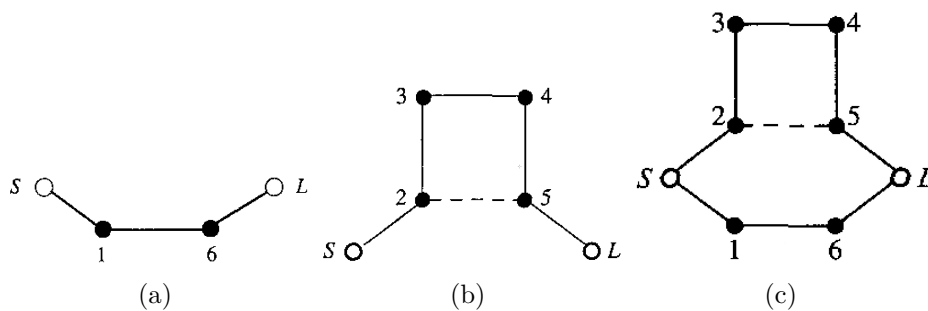


Figura 6.5: Proceso de configuración *Parallel-Connected* para un filtro de sexto orden simétrico: (a) Subred 1; (b) Subred 2; (c) Diagrama completo formado por ambas subredes. Reproducido de [Cameron et al., 2007].

La forma *Parallel-Connected* puede obtenerse, partiendo de la matriz transversal  $N + 2$ , mediante agrupaciones de residuos que formarán subredes de dos puertos se-

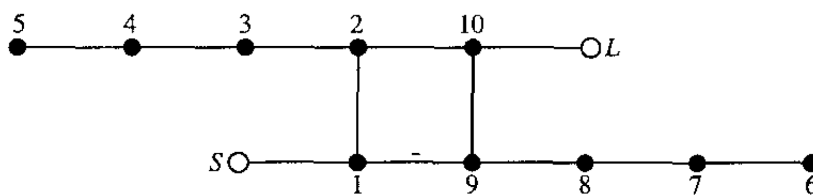


Figura 6.6: Configuración *Cul-De-Sac* ('calle sin salida') para un filtro de orden diez. Reproducido de [Cameron et al., 2007].

paradas, y que luego se conectarán en paralelo entre las terminaciones de entrada y salida. Por otro lado, para alcanzar la configuración *Cul-De-Sac*, se debe partir de la matriz en su forma *Folded Canonical* y aplicar una serie de rotaciones adicionales. Ésta última configuración tiene además la ventaja de que no posee acoplamientos diagonales cruzados, ya que a veces son difíciles de realizar en la práctica. Otra ventaja adicional es que su configuración presenta cierta flexibilidad al realizar el *layout* físico de sus resonadores.

### *Extracted Pole*

Puede existir casos en los no se puede llegar a una topología apropiada (debido al tipo de tecnología en la que se quiera implementar el filtro), aplicando operaciones matriciales en las matrices transversales, *Folded Canonical* o cualquiera que deriva de ellas. Por ello, existe un método denominado *Extracted Pole* o *Extracción de polos* que se puede aplicar en filtros paso-banda o elimina-banda. Este método puede resultar útil cuando, por ejemplo, queremos un par de ceros de transmisión en la respuesta y no podemos hacer uso de sondas metálicas de acoplamiento negativo. En la Figura 6.7 podemos ver un ejemplo.

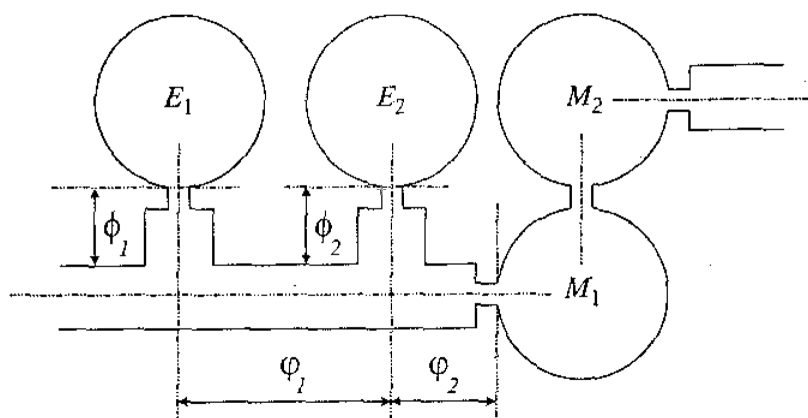


Figura 6.7: Filtro con extracción de polos en cavidades resonantes cilíndricas guiando el modo  $TE_{011}$ . Con ello logramos 2 ceros de transmisión finitos sin necesidad de acoplamientos negativos. Reproducido de [Cameron et al., 2007].

Sin buscarlo, en las Figuras 4.78(b) y 4.79 podemos ver cómo se logró un cero de transmisión en el último filtro diseñado, debido a este principio. Este método podría

ser de utilidad para solventar los problemas que hemos tenido en la sección 4.8.

### Trisections

El método *Trisections* es otra técnica para lograr ceros de transmisión, como el *Extracted Pole*. Un *trisection* consiste en tres acoplamientos entre tres nodos, como se observa en los ejemplos de la Figura 6.9.

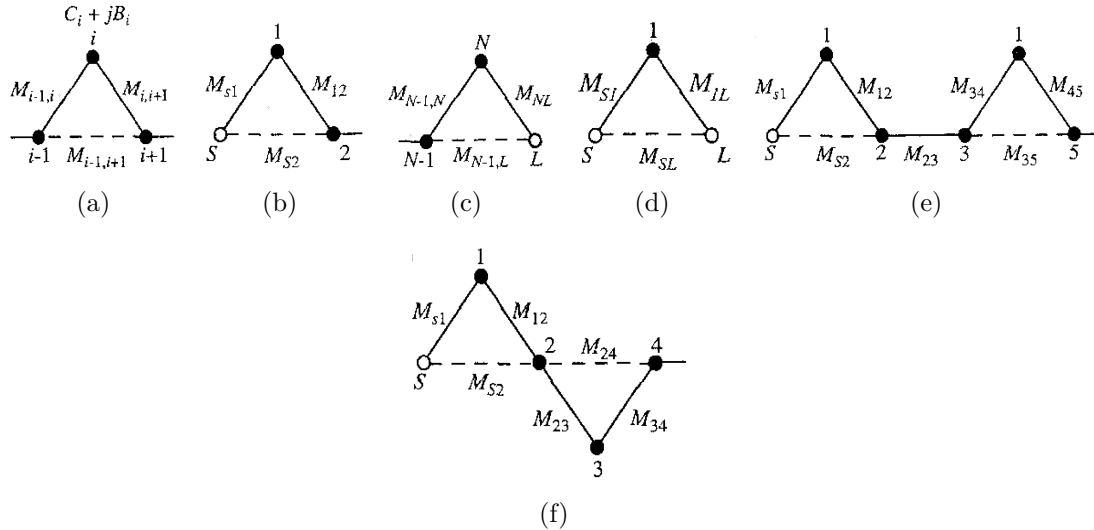


Figura 6.8: Diversas configuraciones aplicando *trisections*: (a) Interno; (b) Conectado a la fuente; (c) Conectado a la carga; (d) Canónico; (e) En cascada no anidado; (f) En cascada anidado. Reproducido de [Cameron et al., 2007].

Las ventajas principales de los *trisections* son básicamente dos. Por un lado tenemos que, con este método, un cero de transmisión individual puede ser asociado con un acoplamiento cruzado en un *trisection* individual. Y, por otro lado, los *trisections* puede ser representados en una Matriz de Acoplamiento.

Un caso particular muy interesante que puede extenderse del método *Trisections*, es la configuración *wheel* o *arrow*. Esta topología se basa púramente en la Matriz de Acoplamiento para la generación de *trisections* en cascada. Esto permite llegar a la topología objetivo aplicando únicamente transformaciones de semejanza, partiendo de la matriz canónica (transversal, *Folded*, etc.). En la Figura 6.9 podemos observar un ejemplo del proceso de creación de un *trisection* a partir de una topología *arrow*.

### Box section y Extended Box

Para ciertas aplicaciones, las especificaciones en filtro de canal (diplexores, por ejemplo) requieren características de rechazo asimétrico y, simultáneamente, mantener el máximo de amplitud en la banda de paso y linealidad en el retardo de grupo, junto a unas Pérdidas de Inserción lo más bajas posibles. Con el fin de sintetizar redes con dichas características, y configurar los acoplamientos interresonadores principales y acoplamiento cruzados, es frecuente encontrar necesario hacer uso de acoplamientos



	$S$	1	2	3	4	5	6	7	8	$L$
$S$	0	1.0516	0	0	0	0	0	0	0	0
1	1.0516	-0.0276	0.8784	0	0	0	0	0	0	0
2	0	0.8784	-0.0324	0.6147	0	0	0	0	0	0
3	0	0	0.6147	-0.0464	0.5813	0	0	0	0	0
4	0	0	0	0.5813	-0.1049	0.6073	0	0	0	-0.1789
5	0	0	0	0	0.6073	-0.2413	0.6171	0	0	0.2370
6	0	0	0	0	0	0.6171	-0.0477	0.5511	0	-0.3621
7	0	0	0	0	0	0	0.5511	0.3380	0.0027	0.8164
8	0	0	0	0	0	0	0	0.0027	1.1293	0.4691
$L$	0	0	0	0	-0.1789	0.2370	-0.3621	0.8164	0.4691	0

(a)

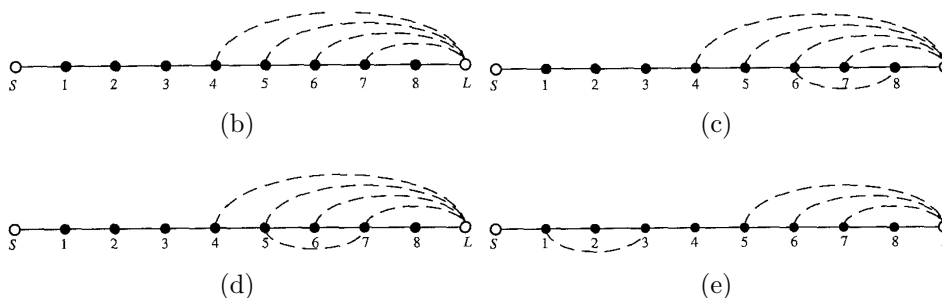


Figura 6.9: Ejemplo del proceso de creación de un *trisection* en un filtro de octavo orden: (a) Matriz de Acoplamiento *arrow* inicial; (b) Diagrama de encaminamiento correspondiente; (c) Creación del primer *trisection* en la posición 7 debido a la primera rotación; (d) La rotación 2 empuja el *trisection* hasta la posición 6; (e) Finalmente, la rotación 6 posiciona el *trisection* en la posición 2. Reproducido de [Cameron et al., 2007].

diagonales. No obstante, existe un método de síntesis que es capaz de diseñar topologías de filtros simétricos y asimétricos sin la necesidad de estos acoplamientos cruzados diagonales. Este método se denomina configuración *Box section*. Además, existe un método derivado de éste, denominado *Extended Box*. En la Figura 6.10 podemos ver un ejemplo para ambos casos.

En resumen, en esta línea futura se propone implementar alguna(s) de estas configuraciones explicadas en los diseños llevados a cabo durante este proyecto.

#### 6.2.4. Otros métodos de diseño

Los métodos de diseño que se han aplicado en este proyecto han resultado ser muy sencillos y correctos para aplicar en filtros con piezas impresas mediante fabricación aditiva.

No obstante, existen otros métodos que podrían aplicarse también para el diseño de estos filtros. Uno de ellos podría ser el *Método Doubly Terminated Resonator*, el cual fue ya explicado en el último párrafo de la subsección 4.2.2. Este procedimiento se basa en el mismo que el del *Método Singly Loaded Resonator* pero con una red compuesta por dos resonadores, ya sintonizados y con la estructura de acoplamiento entre ellos dos, junto a 2 puertos débilmente acoplados.

Otros métodos de diseño que podrían aplicarse para el diseño de este tipo de filtros

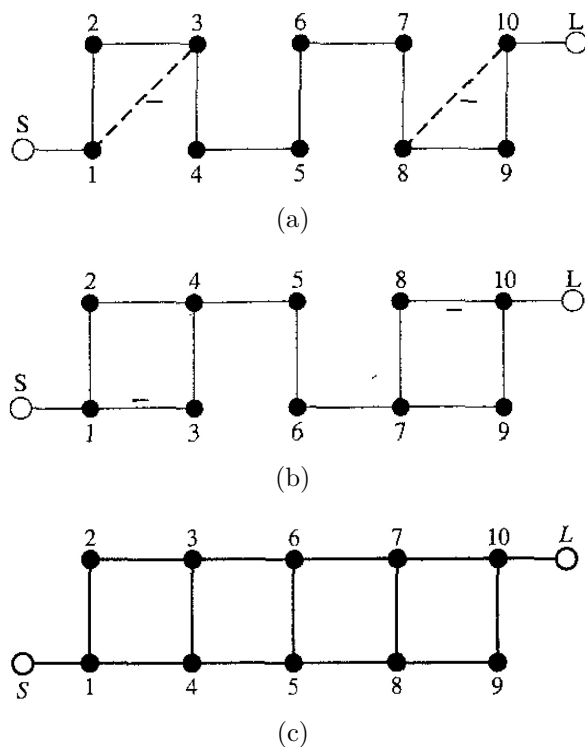


Figura 6.10: Ejemplo del proceso de creación de un *Box section* en un filtro de décimo orden: (a) Síntesis con dos *trisections*; (b) Transformación de los *trisections* en dos *box sections* aplicando dos rotaciones de pivote cruzado. Esta configuración sería apropiada para ser implementada en tecnología *dual-mode*; (c) Configuración en *extended box section*. Reproducido de [Cameron et al., 2007].

sería alguno de los que se lista a continuación:

- Método de los inversores de impedancia/admitancia.
- Método de la segmentación de la Matriz de Acoplamiento (método *step by step*).

Para el primer de ellos, su desarrollo puede encontrarse descrito en [Cameron et al., 2007]. Por otro lado, en [Melcón and Guglielmi, 1993] y [Martínez, 2014] se describe el segundo de los métodos mencionados.

### 6.2.5. Diseño del filtro con agujeros de aire doblado con *steps*

El filtro de la sección 4.7 ha sido diseñado aplicando dos soluciones al problema del encaje de los *flanges* en los puertos. A lo largo del proyecto ha surgido una geometría adicional que podría ser implementada y que no se ha llevado a cabo por falta de tiempo. Esta geometría posee la forma que se observa en la Figura 6.11 y podría ser objeto de estudio en una línea futura de investigación.

Como se puede apreciar, con esta configuración los puertos no poseen problemas de espacio y podrán ser fabricados con el cajado apropiado. Esta vez el iris inductivo central posee un tamaño correcto para evitar que se cree una resonancia cerca de la banda de paso del filtro. Además, a diferencia del filtro que fue llevado a fabricación, no se necesitan codos doblados en los puertos, por lo que el diseño del filtro será mucho más

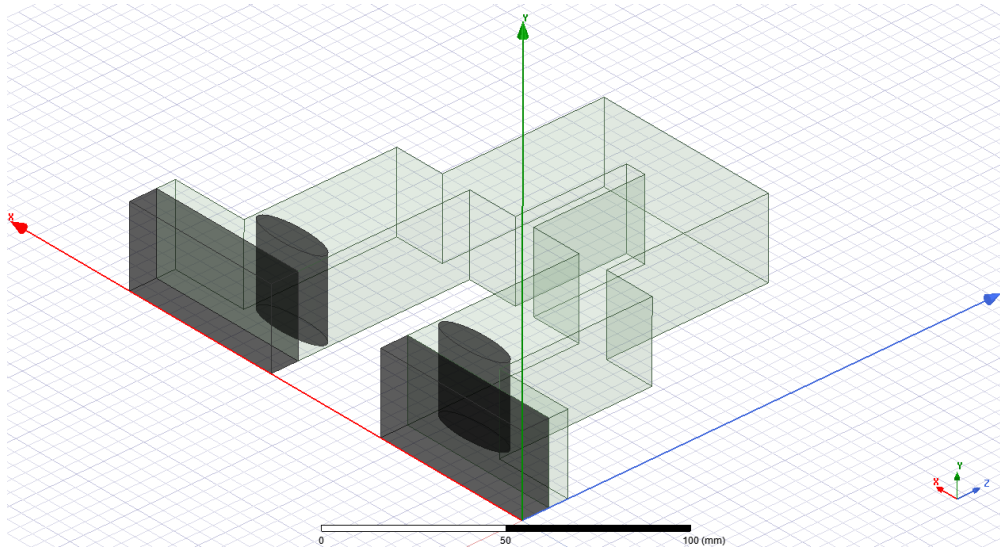


Figura 6.11: Propuesta de una estructura nueva para el filtro con agujeros de aire doblado de la sección 4.7. Como se observa, los agujeros  $M_{12}$  y  $M_{34}$  se han convertido en *steps*.

sencillo. Un dato importante sobre esta estructura es que, cuando se quiera realizar el cálculo de la dimensión física que controla los acoplamientos  $M_{12}$  y  $M_{34}$ , se debe aplicar la estructura que se muestra en la Figura 6.12 (*Método Doubly Terminated Resonator*).

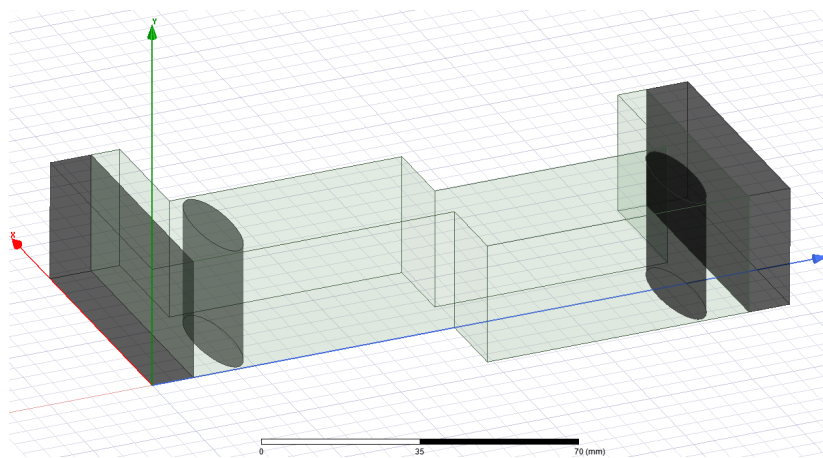


Figura 6.12: Estructura a analizar para el cálculo del acoplamiento  $M_{12}$  y  $M_{34}$  en el filtro de la Figura 6.11.

De forma adicional, en caso necesario se podría probar a posicionar agujeros de aire pequeños en los *steps* (acoplamientos  $M_{12}$  y  $M_{34}$ ) y/o en el iris central (acoplamiento  $M_{23}$ ), con el fin de lograr de forma más sencilla el valor de acoplamiento correspondiente.

### 6.2.6. Mejora del rango libre de espurios de los filtros diseñados

En alguno de los filtros que han sido diseñados a lo largo de este proyecto, han aparecido espurios un tanto cercanos a la banda de paso que podrían entorpecer la función de filtrado si finalmente se llevan a la práctica.

En esta última línea futura, se propone investigar en el campo del rango libre de espurios para estos filtros. El objetivo sería intentar mantener la misma frecuencia de trabajo  $f_c$  y ancho de banda  $BW$ , pero variando alguno de los elementos del filtro que haga que dicho rango pueda mejorar. Una posibilidad podría ser modificar el material dieléctrico y, por ende, su constante dieléctrica  $\epsilon_R$ . Por otro lado, variar alguna de las dimensiones del filtro (espaciado entre resonadores, tamaño de la sección evanescente, etc.) también podría dar lugar a este tipo de mejora.

# Anexos



# Anexo A

## Interfaz gráfica y *scripts* desarrollados

En el presente proyecto se ha desarrollado una interfaz gráfica (*Graphical User Interface* o *GUI*) en *MATLAB* con el objetivo de poder visualizar de forma rápida y automatizada la respuesta de un filtro paso banda y su Matriz de Acoplamiento. Esta interfaz se encarga de realizar todo el proceso de síntesis de forma automática para poder allanar el camino hacia la implementación física de dicho filtro.

En ella es posible introducir las especificaciones iniciales y obtener, a partir de éstas, los parámetros de transmisión  $S_{21}$  y reflexión  $S_{11}$ , junto a la Matriz de Acoplamiento en su forma *Folded Canonical*. En la Figura A.1 se puede ver una captura de ésta. Esta interfaz hace uso de diferentes *scripts* que han sido desarrollados también en este mismo software para computerizar toda la síntesis de la función de filtrado, incluido el cálculo y reducción de las Matrices de Acoplamiento  $N + 2$ .

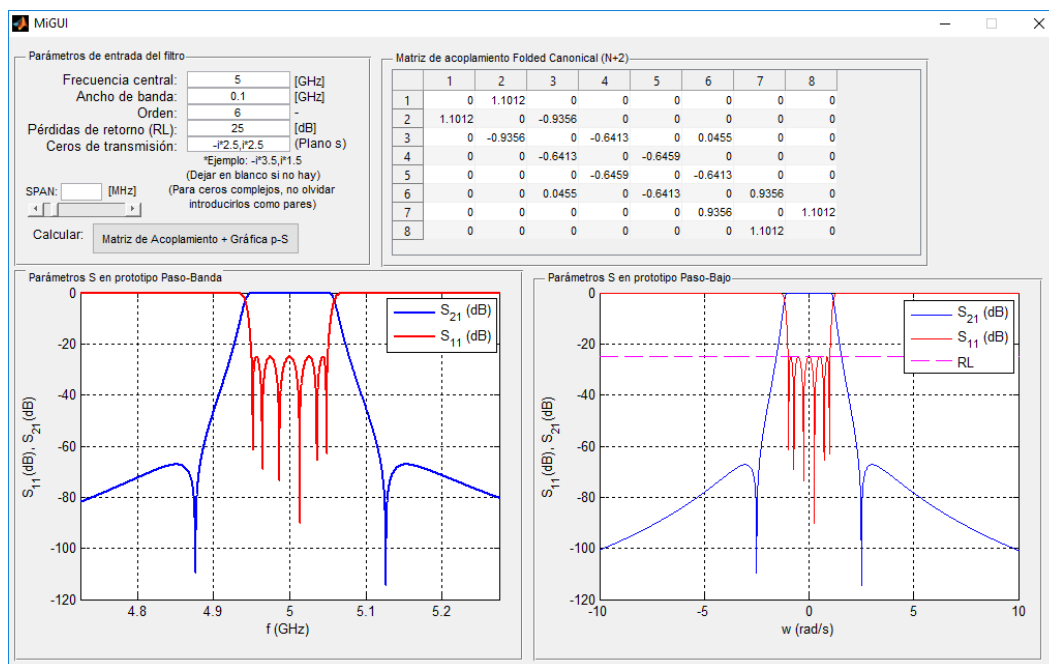


Figura A.1: Captura de la interfaz gráfica de usuario desarrollada en MATLAB.

Como se puede observar en la figura anterior, esta interfaz gráfica está compuesta

por cuatro paneles:

- **Parámetros de entrada del filtro:** Aquí es posible introducir las especificaciones iniciales de un filtro paso banda:
  - *Frecuencia central  $f_0$  (GHz).*
  - *Ancho de banda  $BW$  (GHz).*
  - *Orden  $N$ .*
  - *Pérdidas de Retorno o Return Loss  $RL$  (dB).*
  - *Ceros de transmisión en posiciones finitas.*
  - *SPAN (MHz)* (Rango de visualización frecuencial). Este rango puede ser modificado con más fluidez haciendo uso de la barra de desplazamiento.

Además, en este panel se encuentra el botón *Matriz de Acoplamiento + Gráfica p-S* con el cuál se ejecutará todo el proceso de síntesis y se dibujará, como su propio nombre indica, las gráficas de los parámetros de Scattering en su Prototipo Paso Banda y Paso Bajo, junto a la Matriz de Acoplamiento  $N + 2$  en su forma *Folded Canonical*.

- **Parámetros S en prototipo Paso-Banda.**
- **Parámetros S en prototipo Paso-Bajo.**
- **Matriz de Acoplamiento Folded Canonical (N+2).** Como se explica en el capítulo 3, la primera fila/columna de esta matriz se corresponde con la fila/columna  $S$  y la última con la fila/columna  $L$ .

Junto a la memoria, se adjuntan los códigos desarrollados en *MATLAB*. El grueso del código para la síntesis se encuentra en el código denominado *Sintesis.m* y se encarga del cálculo de los polinomios, las matrices de acoplamiento, sus reducciones a la forma *Folded Canonical* y diversas gráficas. Por otro lado, se proporcionan otro tres archivos (*matrizkl.m*, *pivot.m* y *matrizmnc.m*) que son funciones necesarias para el proceso de síntesis, y son llamados desde otros *scripts*. La interfaz gráfica se encuentra en el código *MiGUI.m*.

De forma adicional, ha sido desarrollado un *script*, denominado *SintesisMatrizInline\_gs.m*, con el cual ha sido posible la síntesis de la función de filtrado en los casos en los que no tenemos ceros de transmisión. Con este código conseguimos una mayor eficiencia computacional ya que acelera el proceso de síntesis.



# Anexo B

## Ficha de cotas de los cajeados de encapsulación en aluminio

### B.1. Cajeadado del filtro con agujeros de aire

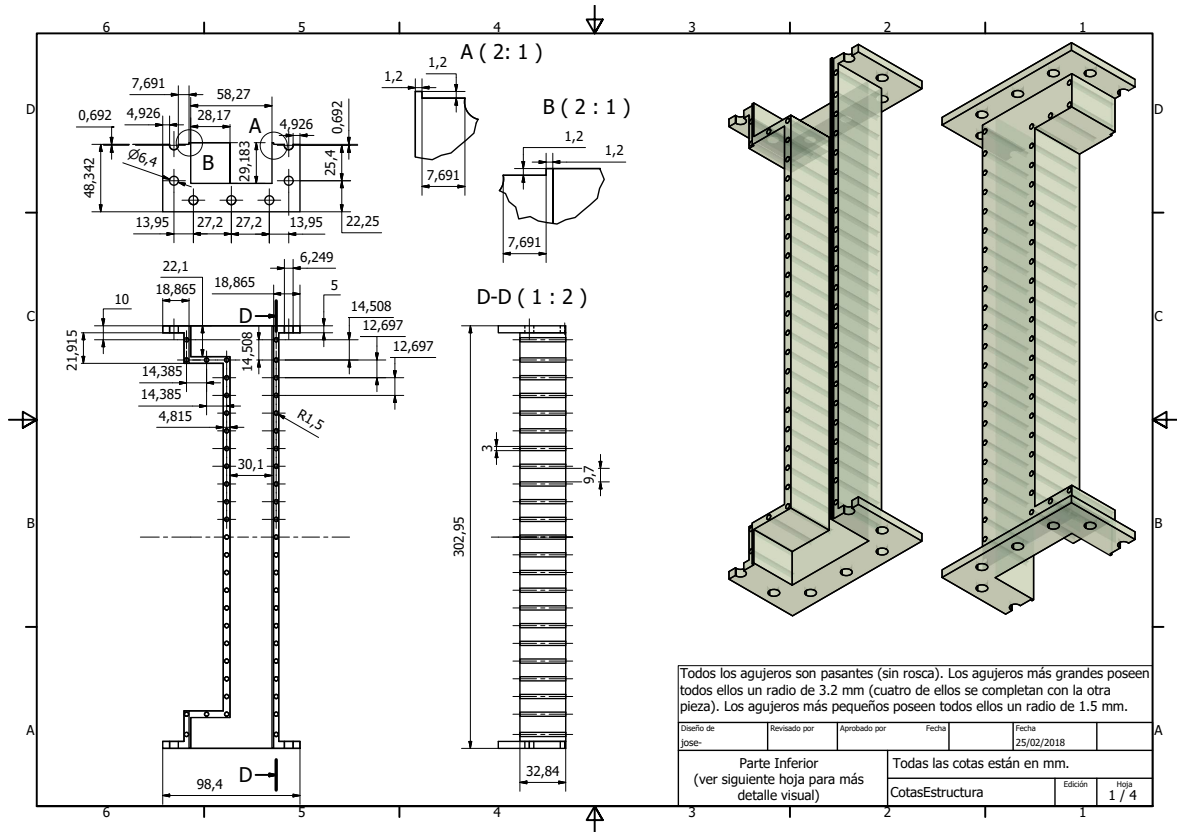


Figura B.1: Hoja 1 de la ficha de cotas del primer cajeadado.

ANEXO B. FICHA DE COTAS DE LOS CAJEADOS DE ENCAPSULACIÓN EN ALUMINIO

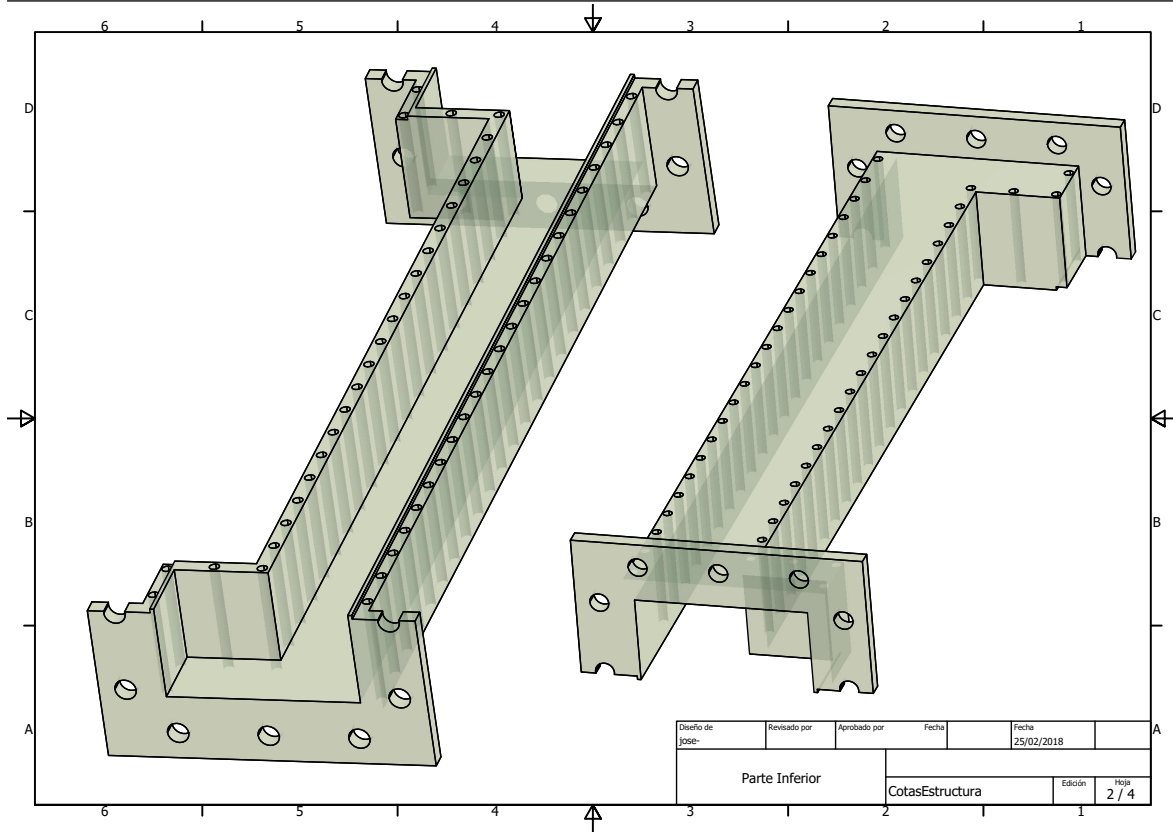


Figura B.2: Hoja 2 de la ficha de cotas del primer cajeadado.

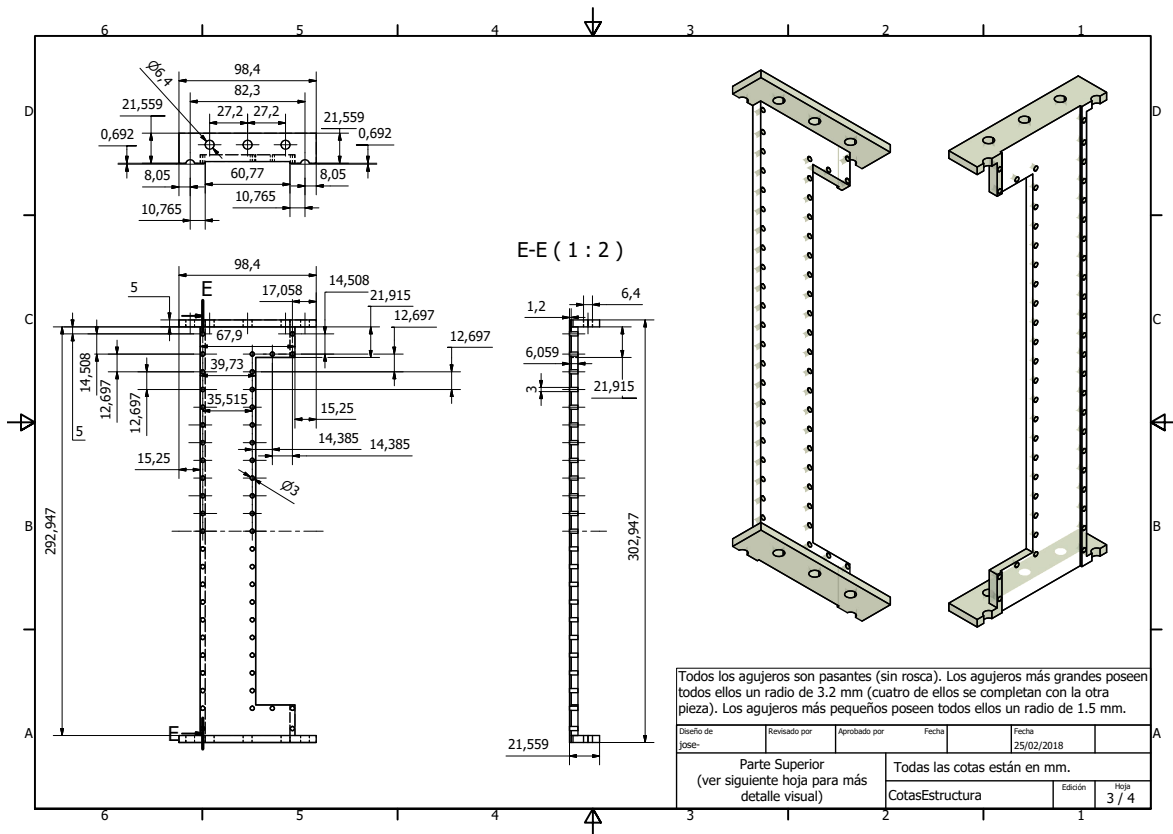


Figura B.3: Hoja 3 de la ficha de cotas del primer cajeadado.

## B.2. CAJEADO DEL FILTRO CON AGUJEROS DE AIRE DOBLADO

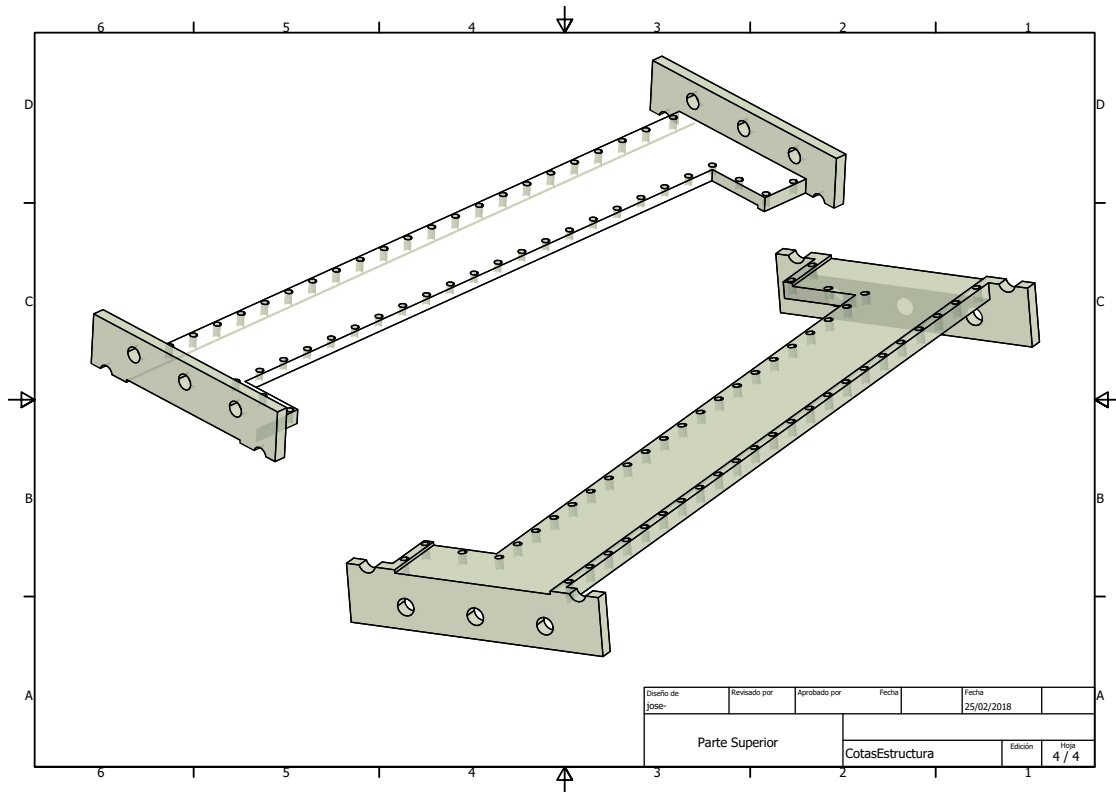


Figura B.4: Hoja 4 de la ficha de cotas del primer cajead.

## B.2. Cajead del filtro con agujeros de aire doblado

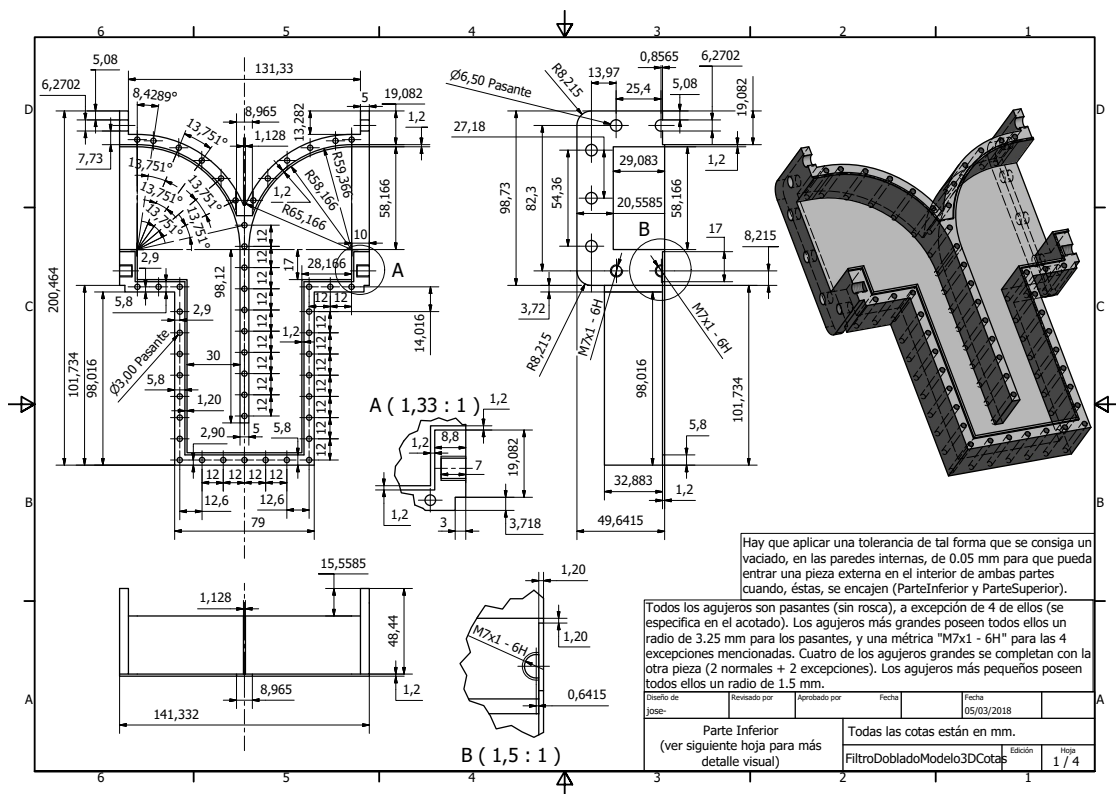


Figura B.5: Hoja 1 de la ficha de cotas del segundo cajead.

ANEXO B. FICHA DE COTAS DE LOS CAJEADOS DE ENCAPSULACIÓN EN ALUMINIO

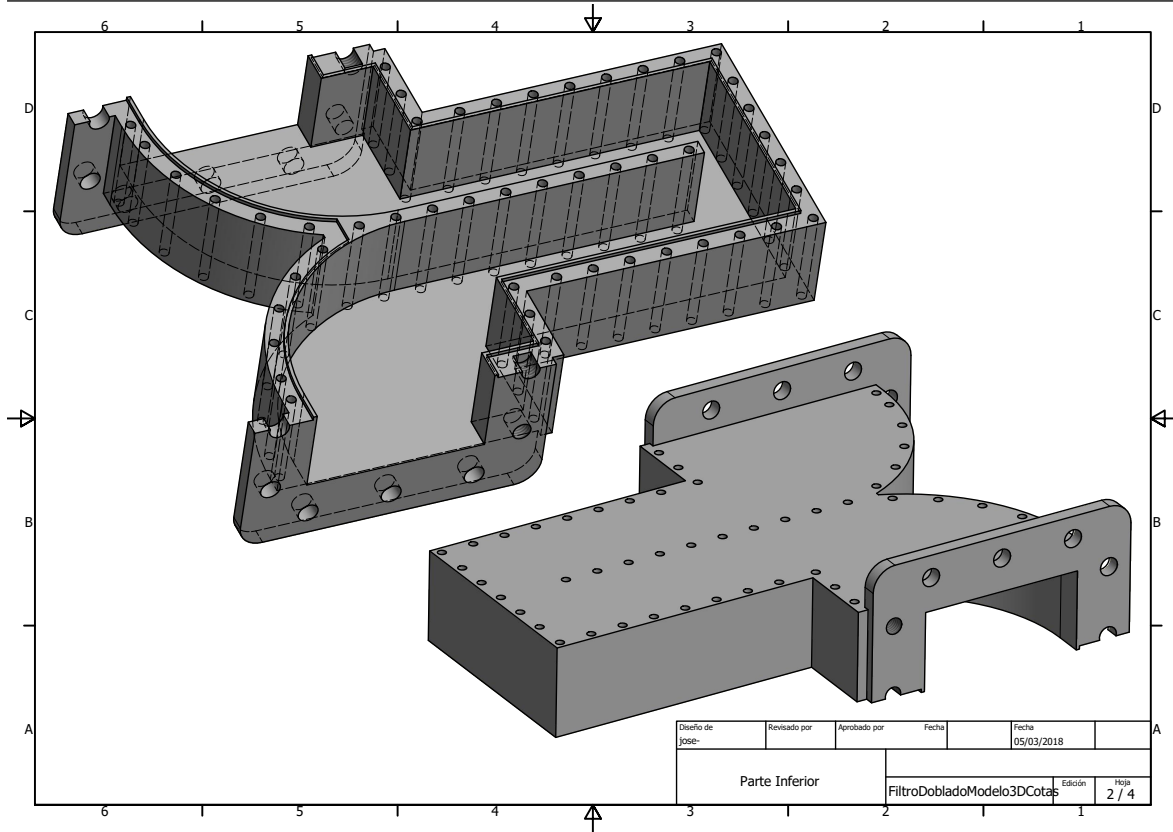


Figura B.6: Hoja 2 de la ficha de cotas del segundo cajead.

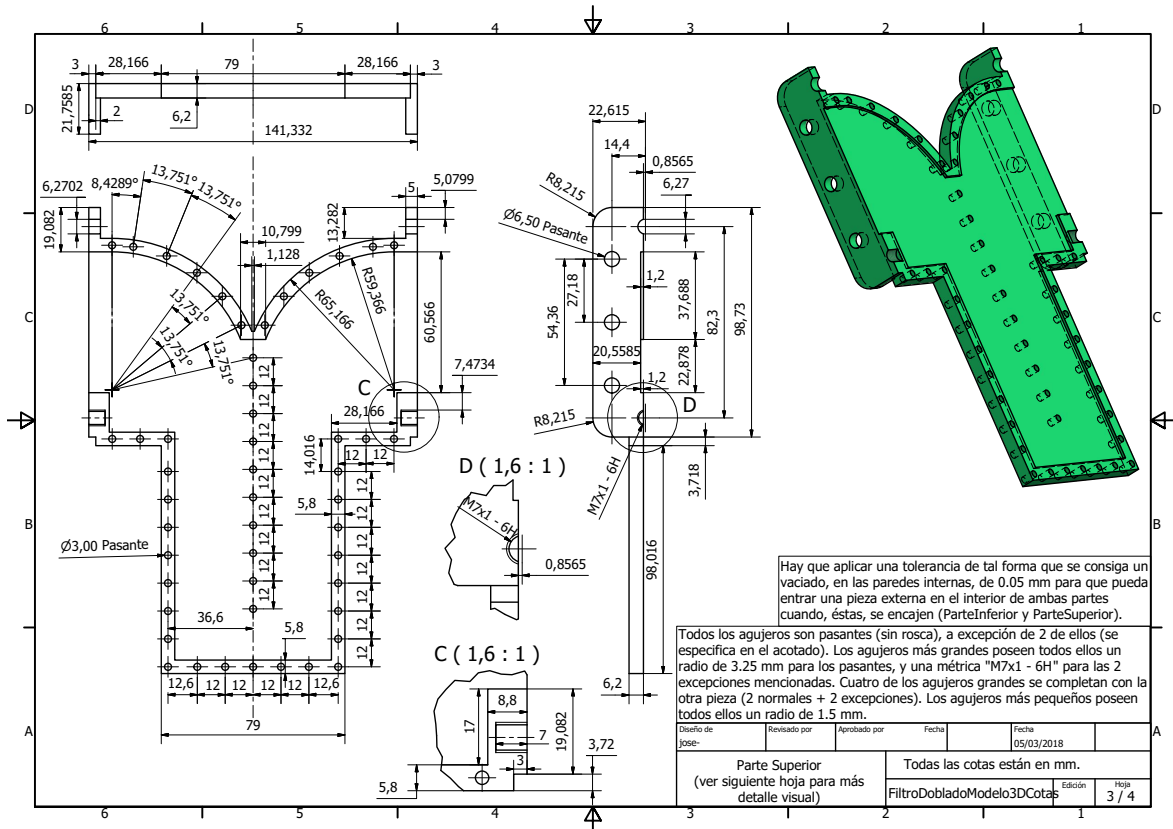


Figura B.7: Hoja 3 de la ficha de cotas del segundo cajead.

## B.2. CAJEADO DEL FILTRO CON AGUJEROS DE AIRE DOBLADO

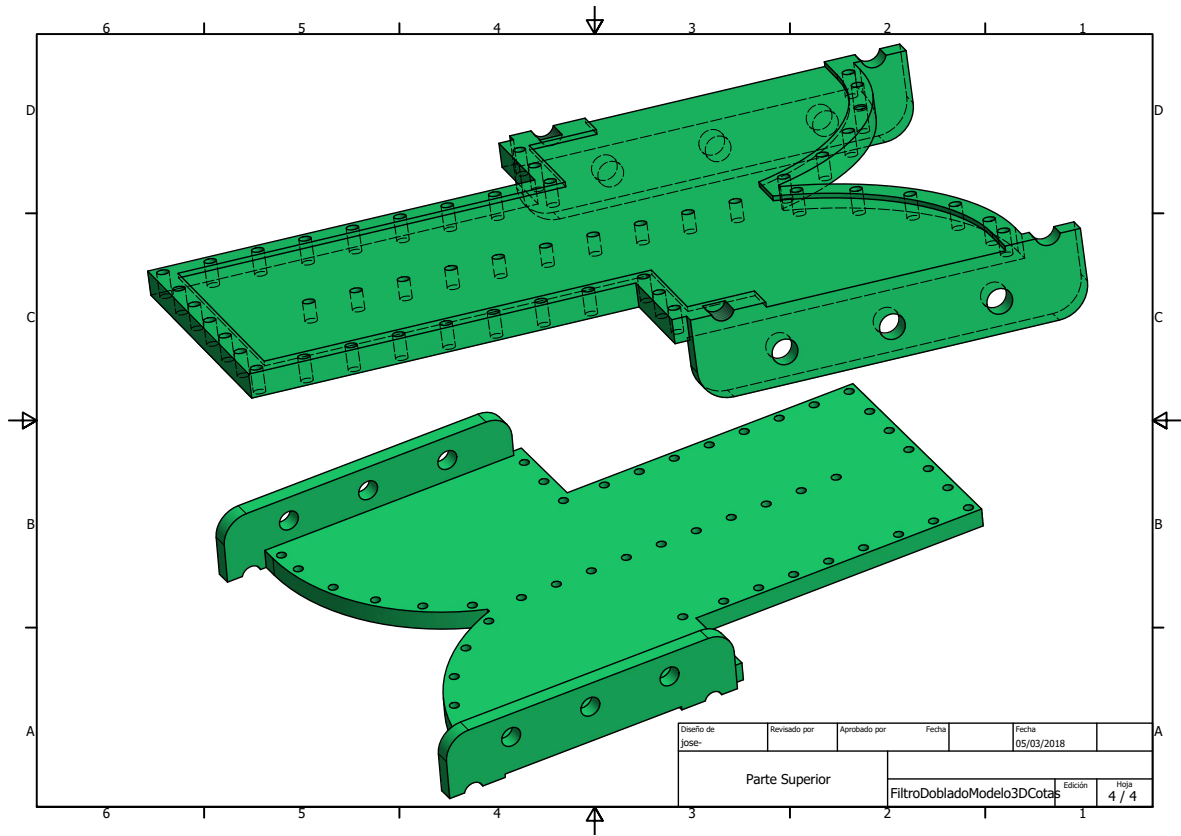


Figura B.8: Hoja 4 de la ficha de cotas del segundo cajeadado.



# Bibliografía

- [Abenza et al., 2018] Abenza, A. P., Melcón, A. Á., Pereira, F. D. Q., and Andradas, L. A. (2018). Frequency correction design technique for additive manufactured cavity filters. In *7th International Workshop on Microwave Filters*. (Página(s): 112)
- [Abenza et al., 2016] Abenza, A. P., Melcón, A. Á., Pereira, F. D. Q., Castejón, P. V., Jiménez, J. H., and Pérez, A. R. (2016). Compact evanescent rectangular waveguide dual-channel bandpass filters for additive 3-D manufacturing. In *Industry Days. Additive Manufacturing for RF/Microwave hardware*. (Página(s): 3)
- [Abenza et al., 2017] Abenza, A. P., Pérez, A. R., Melcon, A. Á., Pereira, F. D. Q., Jiménez, J. H., and Andradas, L. A. (2017). Diseño e implementación de filtros evanescentes para fabricación con técnicas aditivas. In *Proceeding of The XXXII Simposium Nacional URSI 2017 Cartagena*. (Página(s): 3, 106)
- [Al-Ahmari et al., 2015] Al-Ahmari, A., Nasr, E. A., Moiduddin, K., Alkindi, M., and Kam-rani, A. (2015). Patient specific mandibular implant for maxillofacial surgery using additive manufacturing. In *International Conference on Industrial Engineering and Operations Management (IEOM)*. (Página(s): 2)
- [Ansoft, 2005] Ansoft (2005). *User's guide - High Frequency Structure Simulator*. (Página(s): 78, 79, 80)
- [Ansoft, 2009] Ansoft (2009). *An Introduction to HFSS: Fundamental Principles, Concepts, and Use*. (Página(s): 79)
- [Bak, 2003] Bak, D. (2003). Rapid prototyping or rapid production? 3D printing processes move industry towards the latter. *Assembly Automation*. (Página(s): 2)
- [Cameron et al., 2007] Cameron, R. J., Kudsia, C. M., and Mansour, R. R. (2007). *Microwave Filters for Communication Systems: Fundamentals, Design and Applications*. John Wiley & Sons, Inc., Hoboken, New Jersey. (Página(s): 1, 2, 3, 13, 15, 17, 39, 42, 58, 69, 77, 123, 145, 146, 147, 148, 149, 150)
- [Carpentier et al., 2012] Carpentier, L., Delhote, N., Verdeyme, S., Estagerie, L., Leblond, H., and Pacaud, D. (2012). Compact Ku band filter based on BMT dielectric resonators made in a single part using 3D ceramic stereolithography process. In *Microwave Symposium Digest (MTT), 2012 IEEE MTT-S International*. (Página(s): 2)
- [Chia and Wu, 2015] Chia, H. N. and Wu, B. M. (2015). Recent advances in 3D printing of biomaterials. *Journal of Biological Engineering*. (Página(s): 2)

- [Compton and Lewis, 2014] Compton, B. G. and Lewis, J. A. (2014). 3D-printing of lightweight cellular composites. *Advanced Materials*. (Página(s): 2)
- [Conner et al., 2014] Conner, B. P., Manogharan, G. P., Martof, A. N., Rodomsky, L. M., Rodomsky, C. M., Jordan, D. C., and Limperos, J. W. (2014). Making sense of 3D printing: Creating a map of additive manufacturing products and services. *Additive Manufacturing*. (Página(s): 2)
- [Gross et al., 2014] Gross, B. C., Erkal, J. L., Lockwood, S. Y., Chen, C., and Spence, D. M. (2014). Evaluation of 3D printing and its potential impact on biotechnology and the chemical sciences. *Analytical Chemistry*. (Página(s): 2)
- [Guglielmi, 1994] Guglielmi, M. (1994). A simple cad procedure for microwave filters and multiplexers. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. (Página(s): 3)
- [Guo et al., 2015] Guo, C., Shang, X., Lancaster, M. J., and Xu, J. (2015). A 3-D Printed Lightweight X-Band Waveguide Filter Based on Spherical Resonators. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 25(7):442–444. (Página(s): 3)
- [He et al., 2018] He, Y., Macchiarella, G., Wang, G., Wu, W., Sun, L., Wang, L., and Zhang, R. (2018). A direct matrix synthesis for in-line filters with transmission zeros generated by frequency-variant couplings. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. (Página(s): 124)
- [Hiebel, 2005] Hiebel, M. (2005). *Fundamentals of Vector Network Analysis*. Rohde&Schwarz GmbH & Co. KG. (Página(s): 134)
- [Hong and Lancaster, 2001] Hong, J.-S. and Lancaster, M. J. (2001). *Microstrip Filters for RF/Microwave Applications*. John Wiley & Sons, Inc. (Página(s): 76)
- [Kumar and Harish, 2015] Kumar, S. V. and Harish, A. R. (2015). Dual mode band-pass filter using trefoil torus knot resonator. In *2015 IEEE MTT-S International Microwave and RF Conference (IMaRC)*. (Página(s): 2)
- [Lam et al., 2002] Lam, C., Mo, X., Teoh, S., and Hutmacher, D. (2002). Scaffold development using 3D printing with a starch-based polymer. *Materials Science and Engineering C: Materials for Biological Applications*. (Página(s): 2)
- [Lorente et al., 2009] Lorente, J. A., Mendoza, M. M., Petersson, A. Z., Pambaguian, L., Melcon, A. A., and Ernst, C. (2009). Single part microwave filters made from selective laser melting. In *European Microwave Week 2009, EuMW 2009: Science, Progress and Quality at Radiofrequencies, Conference Proceedings - 39th European Microwave Conference, EuMC 2009*, pages 1421–1424. (Página(s): 2, 3)
- [Marchives et al., 2014] Marchives, Y., Delhote, N., Verdeyme, S., and Iglesias, P. M. (2014). Wide-band dielectric filter at C-band manufactured by stereolithography. In *44th European Microwave Conference (EuMC)*. (Página(s): 2)
- [Martínez, 2014] Martínez, D. M. (2014). Band-pass waveguide filters and multiplexers design by the structure segmentation technique. Master’s thesis, Universidad Politécnica de Cartagena. (Página(s): 150)



- [Matthaei et al., 1980] Matthaei, G. L., Young, L., and Jones, E. M. T. (1980). *Microwave Filters, Impedance Matching Networks and Coupling Structures*. McGraw-Hill Book Company, Inc., Norwood, MA. (Página(s): 59)
- [Melchels et al., 2011] Melchels, F., Wiggemhauser, P. S., Warne, D., Barry, M., Ong, F. R., Chong, W. S., Hutmacher, D. W., and Schantz, J. T. (2011). Cad/cam-assisted breast re-construction. *Biofabrication*. (Página(s): 2)
- [Melcón and Guglielmi, 1993] Melcón, A. Á. and Guglielmi, M. (1993). Novel design procedure for microwave filters. In *Proc. 23th European Microwave Conference*, Madrid, Spain. (Página(s): 150)
- [Mendoza, 2006] Mendoza, M. M. (2006). Síntesis de filtros usando el método de la matriz de acoplos, y aplicación al diseño de filtros transversales multicapa. Master's thesis, Universidad Politécnica de Cartagena. (Página(s): 42, 47, 58)
- [Morcillo and Cabrera, 2007] Morcillo, A. D. and Cabrera, J. M. (2007). *Líneas de transmisión, guías de onda y cavidades resonantes*. Universidad Politécnica de Cartagena, first edition. (Página(s): 7, 73, 84, 135)
- [Musonda and Hunter, 2015] Musonda, E. and Hunter, I. C. (2015). Microwave band-pass filters using re-entrant resonators. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. (Página(s): 3)
- [NASA, 2017] NASA (2017). *3D printed engine parts withstand hot fire tests*. (Página(s): 2)
- [Otter and Lucyszyn, 2016] Otter, W. J. and Lucyszyn, S. (2016). 3-D printed metal-pipe rectangular waveguides. In *46th European Microwave Conference, EuMC 2016*. (Página(s): 99)
- [Pereira et al., 2015] Pereira, F. D. Q., Pérez, A. R., Castejón, P. V., and Melcón, A. Á. (2015). Integral-equation formulation for the analysis of capacitive waveguide filters containing dielectric and metallic arbitrarily shaped objects and novel applications. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. (Página(s): 4)
- [Pfister et al., 2004] Pfister, A., Landers, R., Laib, A., Hübner, U., Schmelzeisen, R., and Ml-haupt, R. (2004). Biofunctional rapid prototyping for tissue-engineering applications: 3D biplotting versus 3d printing. *Journal of Polymer Science Part A: Polymer Chemistry*. (Página(s): 2)
- [Pozar, 2012] Pozar, D. M. (2012). *Microwave Engineering*. John Wiley & Sons, I., fourth edition. (Página(s): 47)
- [San-Blas et al., 2015] San-Blas, A. A., Vidal, A., Muller, A. A., Soto, P., Mira, F., Perez-Soler, J., Gimeno, B., and Boria, V. E. (2015). Flexible and efficient computer-aided design tool for advanced comb-line rectangular waveguide filters. *Int. Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering*, 25:17. (Página(s): 124)
- [Schiller, 2015] Schiller, G. J. (2015). Additive manufacturing for aerospace. In *2015 IEEE Aerospace Conference*. (Página(s): 2)

- [Seneci et al., 2015] Seneci, C. A., Shang, J., Darzi, A., and Yang, G. Z. (2015). Rapid manufacturing with selective laser melting for robotic surgical tools: Design and process considerations. In *IEEE/RSJ International Conference on Intelligent Robots and Systems (IROS)*. (Página(s): 2)
- [Soler et al., 2007] Soler, F. J. P., Mendoza, M. M., Pereira, F. D. Q., Rebenaque, D. C., Melcón, A. Á., and Cameron, R. J. (2007). Design of bandpass elliptic filters employing inductive windows and dielectric objects. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. (Página(s): 4)
- [Swanson and Macchiarella, 2007] Swanson, D. and Macchiarella, G. (2007). Microwave filter design by synthesis and optimization. *IEEE Microwave Magazine*. (Página(s): 3)
- [Tornero, 2013] Tornero, J. L. G. (2013). *Ejercicios de Subsistemas de Microondas*. Universidad Politécnica de Cartagena, first edition. (Página(s): 138)
- [Vannin et al., 2004] Vannin, F. M., Schmitt, D., and Levy, R. (2004). Dimensional synthesis for wide-band waveguide filters and diplexers. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. (Página(s): 3)
- [Wang and Yu, 2009] Wang, Y. and Yu, M. (2009). True inline cross-coupled coaxial cavity filters. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 57(12). (Página(s): 124)