

Diseño de filtros paso-banda en guía de onda en base al modo TM_{120}

Cristian Martínez de Morentin Suescun

Trabajo de Fin de Máster

Director - Iván Arregui Padilla
Codirector - Miguel Ángel Gómez Laso

upna

Universidad Pública de Navarra
Nafarroako Unibertsitate Publikoa



**Microwave Components
Group**

Public University of Navarre

Máster en Ingeniería en Tecnologías de Telecomunicación
Dpto. de Ingeniería Eléctrica, Electrónica y de Comunicación
E.T.S. de Ingenieros Industriales y de Telecomunicación
Grupo de Componentes de Microondas
Universidad Pública de Navarra
Junio de 2018

Agradecimientos

Quisiera agradecer al Grupo de Componentes de Microondas de la UPNA, en especial a Miguel Ángel Gómez Laso y a Iván Arregui Padilla, la confianza mostrada y la ayuda prestada durante la realización de todo el trabajo, así como la oportunidad de poder desarrollar un proyecto de este tipo utilizando las instalaciones, el equipamiento y las facilidades que aporta la Universidad Pública de Navarra. También me gustaría agradecer a Miguel Ángel Gómez Laso y a Petronilo Martín Iglesias la oportunidad de realizar una estancia en el *European Space Research and Technology Centre* (ESTEC) de la Agencia Espacial Europea. Del mismo modo, agradezco a Petronilo Martín Iglesias el apoyo y las facilidades prestadas durante mi estancia en ESTEC, así como la ayuda con alguna que otra optimización. A Jorge Teniente Vallinas me gustaría agradecerle la colaboración con el Grupo de Componentes de Microondas en los aspectos relacionados con la fabricación de los diseños. Por último, agradezco a Jon Mikel Percaz Ciriza la paciencia y la ayuda con los problemas técnicos del laboratorio.

Resumen

En este documento se presenta una nueva técnica de diseño de filtros paso-banda en guía de onda, la cual permite obtener dispositivos compactos y de altas prestaciones. La novedad que introduce la metodología propuesta es que, cada resonador, además de generar un polo, da lugar a dos ceros de transmisión. Ésta la principal diferencia respecto a otras técnicas de diseño que permiten introducir ceros de transmisión en la respuesta en frecuencia, las cuales generan un polo y un cero con cada resonador. El hecho de que, para un filtro de un orden dado, se duplique el número de ceros de la respuesta en frecuencia, hace que la banda de rechazo mejore y que la selectividad del dispositivo sea mayor. La mejora es posible gracias a que se emplea un modo resonante de un orden mayor que en otras técnicas de diseño similares. Concretamente, el modo empleado es el TM_{120} . Dado que la frecuencia de resonancia de dicho modo es independiente de la longitud del resonador en la dirección de propagación, es posible crear filtros compactos, lo que aporta valor al dispositivo en ciertas aplicaciones. Además, los resonadores que forman los filtros son simples y los diseños son simétricos respecto al plano YZ, lo que hace posible fabricar los dispositivos en dos mitades, cortando por el plano E. Con el fin de demostrar la utilidad de la técnica de diseño propuesta, se realiza una comparación con otras metodologías de diseño existentes, donde se puede apreciar la mejora en las prestaciones de los dispositivos. Una vez analizada la técnica de diseño propuesta, como complemento a este trabajo, se explica cómo adaptar los diseños para que puedan ser fabricados con determinadas tecnologías de fabricación y, finalmente, se propone fabricar dos diseños.

Palabras clave— Acoplos cruzados, ceros de transmisión, *DRIE*, fabricación, filtros elípticos, filtros en guía de onda, filtros paso banda, *milling*, modo TM_{120} , modos no resonantes, resonadores.

Abstract

In this document, a novel waveguide band-pass filter design technique is presented. The proposed methodology achieves compact devices with high-performance features. The technique improves the filter performance by introducing two transmission zeros with one resonator, in addition to the pole. This is the main difference with other design techniques which introduce transmission zeros in the frequency response, since, in such techniques, each resonator generates one pole and one transmission zero. Duplicating the number of transmission zeros in the frequency response results in a better rejection band and in a higher selectivity. This improvement is possible since the proposed technique uses a higher order resonant mode than other similar techniques. More specifically, the resonant mode is the TM_{120} . Given that the resonant frequency of this mode is independent of the resonator length in the propagation direction, compact filters can be created, adding value to the device in certain applications. In addition, the used resonators are simple and the designs are symmetrical with respect to the YZ plane, so the devices can be manufactured in two halves, splitting them by the E plane. In order to prove the utility of the proposed technique, a comparison with other methodologies is carried out, showing the performance improvements. Once the proposed technique has been analyzed, a complement to the project is presented, in which the modifications needed to adapt the designs so that they can be manufactured using certain manufacturing techniques are explained and, finally, two designs are proposed to be manufactured.

Keywords— Band-pass filters, DRIE, elliptic filters, manufacturing, milling, modal cross coupling, non-resonating modes, resonator filters, TM_{120} mode, transmission zeros, waveguide filters.

Índice general

Índice de figuras	7
Índice de tablas	15
I Introducción	17
1. Introducción	18
1.1. Objetivo	19
1.2. Alcance del documento	19
II Estado del arte	21
2. Estado del arte	22
2.1. Conceptos básicos sobre filtros	22
2.1.1. Clasificación según la respuesta en frecuencia	22
2.1.2. Clasificación según la función de transferencia	25
2.1.3. Clasificación según la tecnología	30
2.2. Técnicas clásicas de diseño de filtros en guía de onda	37
2.2.1. Filtro clásico paso-bajo	37
2.2.2. Filtro clásico paso-banda	40
2.3. Técnicas avanzadas de diseño de filtros en guía de onda	42
2.3.1. Filtros paso-bajo con ceros de transmisión	43
2.3.2. Filtros paso-banda con ceros de transmisión	44
2.3.3. Filtros paso-banda <i>dual mode</i>	52
III Técnica de diseño	57
3. Técnica de diseño propuesta	58
3.1. Resonadores	58

3.1.1.	Funcionamiento	59
3.1.2.	Ejemplos	69
3.2.	Diseño de filtros	73
3.2.1.	Técnica de diseño	73
3.2.2.	Ejemplos	76
3.3.	Matrices de acoplo	81
3.4.	Estudio de los acoplos	85
3.4.1.	Anchura del iris	90
3.4.2.	Posición vertical del iris	91
3.4.3.	Longitud del iris	91
3.4.4.	Altura del iris	93
3.4.5.	Longitud de los resonadores	96
3.4.6.	Diseños modificados	97
3.4.7.	Estudio de otros resonadores	105
3.4.8.	Conclusiones	107
3.4.9.	Diseño propuesto	110
3.5.	Irises resonantes	110
3.5.1.	Funcionamiento	110
3.5.2.	Filtro con un iris resonante	116
3.5.3.	Filtro de mayor ancho de banda	116
3.6.	Dispositivos finales	125
4.	Comparación con otras técnicas de diseño	166
4.1.	Metodología de diseño clásica	169
4.2.	Diseños basados en el modo TM_{110}	173
4.3.	Filtros paso-banda <i>dual mode</i>	175
IV	Fabricación	181
V	Conclusiones	182
8.	Conclusiones	183
	Anexos	185
	A. Coupling Matrix Optimizer	186
	B. Efecto de los iris resonantes en los ceros de transmisión	196
	Bibliografía	205

Glosario	208
Acrónimos	211

Índice de figuras

2.1. Tipos de respuesta en frecuencia más comunes	23
2.2. Respuesta en frecuencia Butterworth normalizada en función del orden del filtro, n	27
2.3. Polinomios de Chebyshev	28
2.4. Respuesta en frecuencia Chebyshev normalizada en función del orden del filtro, n	28
2.5. Respuesta en frecuencia elíptica normalizada	29
2.6. Red LC en escalera	31
2.7. Red LC con resonadores	31
2.8. Líneas de transmisión en tecnología plana: a) stripline, b) microstrip	32
2.9. Conversión de elementos discretos a tramos de línea de transmisión	33
2.10. Inductancia y capacidad de un tramo de línea de transmisión	33
2.11. Filtro paso-bajo en tecnología plana y su equivalente LC	34
2.12. Equivalencia entre un tramo de línea de transmisión y un resonador LC	35
2.13. Filtro paso-banda <i>capacitive gap</i> en tecnología plana	35
2.14. Guía de onda rectangular	36
2.15. Estándares de guía de onda rectangular	38
2.16. Filtro corrugado en guía de onda	40
2.17. Filtro inductivo en guía de onda	42
2.18. Topología de los filtros paso-bajo con ceros de transmisión	44
2.19. Esquema de acoplo de fuente (S) a carga (L) de un <i>singlet</i> TM_{110}	45
2.20. Resonador de cavidad rectangular en guía de onda.	46
2.21. Líneas de campo magnético de los modos TE_{10} y TM_{110} . Plano XY.	48
2.22. <i>Singlet</i> TM_{110} con: a) cero de transmisión en la banda superior, b) cero de transmisión en la banda inferior	49

2.23. Filtros de dos polos formados por dos resonadores TM_{110} con: a) dos ceros de transmisión en la banda superior, b) dos ceros de transmisión en la banda inferior, c) un cero de transmisión en la banda superior y otro en la inferior	50
2.24. Esquema de acoplo de fuente (S) a carga (L) de un <i>singlet</i> TE_{201} .	50
2.25. Líneas de campo magnético del modo TE_{201} en un resonador. Plano XZ.	51
2.26. <i>Singlet</i> TE_{201} con: a) cero de transmisión en la banda inferior, b) cero de transmisión en la banda superior.	52
2.27. Cavity TM <i>dual-mode</i> : a) estructura y líneas de campo magnéti- co de los modos implicados, b) esquema de acoplo de fuente (S) a carga (L)	54
2.28. Respuesta en frecuencia de una cavity TM <i>dual-mode</i> cen- trada en 10 GHz. Simulación en HFSS	55
2.29. Filtro formado por dos cavidades TM <i>dual-mode</i> : a) estructu- ra, b) esquema de acoplo de fuente (S) a carga (L)	55
2.30. Respuesta en frecuencia de un filtro formado por dos cavidades TM <i>dual-mode</i> centrado en 10.2 GHz: comparación entre la simulación en HFSS y empleando técnicas <i>mode-matching</i>	56
3.1. Frecuencias de resonancia y líneas de campo magnético de los modos TM implicados en los diseños. Resonador de dimensio- nes 0.863x2x0.5 mm. Plano XY.	61
3.2. División del resonador en zonas para cada uno de los modos TM implicados en los diseños. Plano XY.	63
3.3. Posibilidades que ofrece un resonador a la hora de generar ceros de transmisión.	65
3.4. División del resonador de altura h en zonas para analizar la posición de los ceros de transmisión generados por cada uno de los tres modos TM . Plano XY.	68
3.5. Ejemplo 1: resonador con la fuente y la carga situados en las zonas 3 y 4. Dos ceros de transmisión en la banda de rechazo inferior.	70
3.6. Respuesta en frecuencia del resonador mostrado en la Figura 3.5, indicando qué modos generan los polos (texto azul) y los ceros (texto rojo). S11 - Trazo azul, S21 - Trazo rojo. Obtenida con FEST3D.	70
3.7. Ejemplo 2: resonador con la fuente y la carga situados en las zonas 3 y 5. Un cero de transmisión en la banda de rechazo inferior y otro en la superior.	71

3.8. Respuesta en frecuencia del resonador mostrado en la Figura 3.7, indicando qué modos generan los polos (texto azul) y los ceros (texto rojo). S11 - Trazo azul, S21 - Trazo rojo. Obtenida con FEST3D.	72
3.9. Ejemplo 3: resonador con la fuente y la carga situados en la zona 3. Un cero de transmisión en la banda de rechazo inferior y otro en la superior.	72
3.10. Respuesta en frecuencia del resonador mostrado en la Figura 3.9, indicando qué modos generan los polos (texto azul) y los ceros (texto rojo). S11 - Trazo azul, S21 - Trazo rojo. Obtenida con FEST3D.	73
3.11. Ejemplo 4: resonador con la fuente y la carga situados en las zonas 2 y 3. Dos ceros de transmisión en la banda de rechazo superior.	74
3.12. Respuesta en frecuencia del resonador mostrado en la Figura 3.11, indicando qué modos generan los polos (texto azul) y los ceros (texto rojo). S11 - Trazo azul, S21 - Trazo rojo. Obtenida con FEST3D.	74
3.13. Ejemplo 1 - No simétrico: dispositivo formado por cuatro resonadores, dando lugar a cuatro polos y ocho ceros de transmisión simples.	78
3.14. Ejemplo 1 - No simétrico: respuestas en frecuencia de los resonadores aislados. S21 resonador - Trazo rojo, S21 filtro completo - Trazo verde. Obtenidas con FEST3D.	79
3.15. Ejemplo 2 - Simétrico: dispositivo formado por cuatro resonadores, dando lugar a cuatro polos y cuatro ceros de transmisión dobles.	80
3.16. Ejemplo 2 - Simétrico: respuestas en frecuencia de los resonadores aislados. S21 resonador - Trazo rojo, S21 filtro completo - Trazo verde. Obtenidas con FEST3D.	81
3.17. Líneas de campo eléctrico y magnético del modo TE_{10} . Plano XY.	82
3.18. Líneas de campo eléctrico y magnético del modo TM_{120} . Plano XY.	83
3.19. Ejemplo 1 - No simétrico: matriz de acoplo y esquema de acoplos.	85
3.20. Ejemplo 1 - No simétrico: comparación entre la respuesta en frecuencia del dispositivo (líneas punteadas) y la correspondiente a su matriz de acoplo (líneas sólidas).	86
3.21. Ejemplo 2 - Simétrico: matriz de acoplo y esquema de acoplos.	87

3.22. Ejemplo 2 - Simétrico: comparación entre la respuesta en frecuencia del dispositivo (líneas punteadas) y la correspondiente a su matriz de acoplo (líneas sólidas).	88
3.23. Resonadores empleados para el estudio de los acoplos.	89
3.24. Medida del coeficiente de acoplo entre dos resonadores	89
3.25. Relación entre la anchura del iris central y la magnitud del acoplo existente entre los resonadores.	91
3.26. Relación entre la posición vertical del iris central y la magnitud del acoplo existente entre los resonadores.	92
3.27. Relación entre la longitud del iris central y la magnitud del acoplo existente entre los resonadores.	93
3.28. Relación entre la altura del iris central y la magnitud del acoplo existente entre los resonadores.	94
3.29. Campo magnético captado por iris de diferente altura.	95
3.30. Relación entre la longitud de los resonadores y la magnitud del acoplo existente entre ellos.	96
3.31. Diseño con incremento de la altura del iris central y reducción de su anchura. Orientado a mejorar las tolerancias de fabricación.	99
3.32. Diseño con incremento de la altura del iris central y reducción de su longitud. Orientado a mejorar las tolerancias de fabricación.	101
3.33. Diseño con incremento de la longitud de los resonadores y reducción de la anchura del iris. Orientado a mejorar las pérdidas de inserción.	102
3.34. Diseño con incremento de la longitud de los resonadores y reducción de la longitud del iris. Orientado a mejorar las pérdidas de inserción.	104
3.35. Resonadores del diseño simétrico de la sección 3.2.1.	105
3.36. Relación entre la altura del iris central y la magnitud del acoplo existente entre los resonadores.	106
3.37. Otro dispositivo. Ceros de transmisión más alejados de la banda de paso.	108
3.38. Diseño propuesto - Iris de menor anchura.	111
3.39. Diseño propuesto - Iris de menor anchura: matriz de acoplo y esquema de acoplos.	112
3.40. Comparación de las respuestas en frecuencia del diseño propuesto y el inicial (sección 3.2.1). Diseño propuesto - Trazos naranja y azul, Diseño inicial - Trazos verde y rojo. Obtenidas con <i>CST Microwave Studio</i>	113
3.41. Iris resonante. Zona de acoplo fuerte.	115
3.42. Iris resonante. Zona de acoplo débil.	116

3.43. Filtro con un iris resonante. Orden cinco.	117
3.44. Filtro con un iris resonante: matriz de acoplo y esquema de acoplos.	117
3.45. Filtro con un iris resonante: comparación entre la respuesta en frecuencia del dispositivo (líneas punteadas) y la correspondiente a su matriz de acoplo (líneas sólidas).	118
3.46. Comparación entre un filtro inductivo de orden cuatro y uno de orden siete. $BW = 4,35\%$. Respuestas obtenidas con FEST3D.	120
3.47. Filtro sin iris resonantes. Orden cuatro. $BW = 4,35\%$	120
3.48. Filtro con tres iris resonantes. Orden siete. $BW = 4,35\%$	121
3.49. Filtro con tres iris resonantes: matriz de acoplo y esquema de acoplos.	122
3.50. Filtro con tres iris resonantes: comparación entre la respuesta en frecuencia del dispositivo (líneas punteadas) y la correspondiente a su matriz de acoplo (líneas sólidas).	123
3.51. Filtro con tres iris resonantes: respuestas en frecuencia de los resonadores aislados. S21 resonador - Trazo rojo, S21 filtro completo - Trazo verde. Obtenidas con FEST3D.	124
3.52. Dispositivo 1: estructura.	126
3.53. Dispositivo 1: dimensiones.	127
3.54. Dispositivo 1: respuesta en frecuencia. Sin pérdidas: S11 - Trazo rojo, S21 - Trazo verde. Con pérdidas (oro): S11 - Trazo azul, S21 - Trazo naranja. Obtenida con <i>CST Microwave Studio</i> .	128
3.55. Dispositivo 1: matriz de acoplo y esquema de acoplos.	128
3.56. Dispositivo 1: comparación entre la respuesta en frecuencia del filtro (líneas punteadas) y la correspondiente a su matriz de acoplo (líneas sólidas).	129
3.57. Dispositivo 2: estructura.	131
3.58. Dispositivo 2: dimensiones.	132
3.59. Dispositivo 2: respuesta en frecuencia. Sin pérdidas: S11 - Trazo rojo, S21 - Trazo verde. Con pérdidas (oro): S11 - Trazo azul, S21 - Trazo naranja. Obtenida con <i>CST Microwave Studio</i> .	133
3.60. Dispositivo 2: matriz de acoplo y esquema de acoplos.	133
3.61. Dispositivo 2: comparación entre la respuesta en frecuencia del filtro (líneas punteadas) y la correspondiente a su matriz de acoplo (líneas sólidas).	134
3.62. Dispositivo 3: estructura.	136
3.63. Dispositivo 3: dimensiones.	137
3.64. Dispositivo 3: respuesta en frecuencia. Sin pérdidas: S11 - Trazo rojo, S21 - Trazo verde. Con pérdidas (oro): S11 - Trazo azul, S21 - Trazo naranja. Obtenida con <i>CST Microwave Studio</i> .	137

3.65. Dispositivo 3: matriz de acoplo y esquema de acoplos.	139
3.66. Dispositivo 3: comparación entre la respuesta en frecuencia del filtro (líneas punteadas) y la correspondiente a su matriz de acoplo (líneas sólidas).	140
3.67. Dispositivo 4: estructura.	140
3.68. Dispositivo 4: dimensiones.	141
3.69. Dispositivo 4: respuesta en frecuencia. Sin pérdidas: S11 - Trazo rojo, S21 - Trazo verde. Con pérdidas (oro): S11 - Trazo azul, S21 - Trazo naranja. Obtenida con <i>CST Microwave Studio</i> .141	141
3.70. Dispositivo 4: matriz de acoplo y esquema de acoplos.	143
3.71. Dispositivo 4: comparación entre la respuesta en frecuencia del filtro (líneas punteadas) y la correspondiente a su matriz de acoplo (líneas sólidas).	144
3.72. Dispositivo 5: estructura.	145
3.73. Dispositivo 5: dimensiones.	146
3.74. Dispositivo 5: respuesta en frecuencia. Sin pérdidas: S11 - Trazo rojo, S21 - Trazo verde. Con pérdidas (oro): S11 - Trazo azul, S21 - Trazo naranja. Obtenida con <i>CST Microwave Studio</i> .146	146
3.75. Dispositivo 5: matriz de acoplo y esquema de acoplos.	148
3.76. Dispositivo 5: comparación entre la respuesta en frecuencia del filtro (líneas punteadas) y la correspondiente a su matriz de acoplo (líneas sólidas).	149
3.77. Dispositivo 6: estructura.	150
3.78. Dispositivo 6: dimensiones.	151
3.79. Dispositivo 6: respuesta en frecuencia. Sin pérdidas: S11 - Trazo rojo, S21 - Trazo verde. Con pérdidas (oro): S11 - Trazo azul, S21 - Trazo naranja. Obtenida con <i>CST Microwave Studio</i> .151	151
3.80. Dispositivo 6: matriz de acoplo y esquema de acoplos.	153
3.81. Dispositivo 6: comparación entre la respuesta en frecuencia del filtro (líneas punteadas) y la correspondiente a su matriz de acoplo (líneas sólidas).	154
3.82. Dispositivo 7: estructura.	155
3.83. Dispositivo 7: dimensiones.	155
3.84. Dispositivo 7: respuesta en frecuencia. Sin pérdidas: S11 - Trazo rojo, S21 - Trazo verde. Con pérdidas (oro): S11 - Trazo azul, S21 - Trazo naranja. Obtenida con <i>CST Microwave Studio</i> .156	156
3.85. Dispositivo 7: matriz de acoplo y esquema de acoplos.	156
3.86. Dispositivo 7: comparación entre la respuesta en frecuencia del filtro (líneas punteadas) y la correspondiente a su matriz de acoplo (líneas sólidas).	157

3.87. Dispositivo 7: comparación entre la respuesta en frecuencia del filtro (líneas punteadas) y la correspondiente a su matriz de acoplo (líneas sólidas). Realizada con el módulo <i>Filter Designer 3D</i> de <i>CST Studio Suite 2017</i>	157
3.88. Dispositivo 8 - <i>BPF</i> : estructura.	160
3.89. Dispositivo 8 - <i>BPF</i> : dimensiones	160
3.90. Dispositivo 8 - <i>BPF</i> : respuesta en frecuencia. S11 - Trazo rojo, S21 - Trazo verde. Obtenida con <i>CST Microwave Studio</i>	161
3.91. Dispositivo 8 - <i>LPF</i> : estructura.	162
3.92. Dispositivo 8 - <i>LPF</i> : dimensiones	163
3.93. Dispositivo 8 - <i>LPF</i> : respuesta en frecuencia. S11 - Trazo rojo, S21 - Trazo verde. Obtenida con <i>CST Microwave Studio</i>	163
3.94. Dispositivo 8: estructura.	164
3.95. Dispositivo 8: respuesta en frecuencia. S11 - Trazo rojo, S21 (<i>BPF</i>) - Trazo verde, S31 (<i>LPF</i>) - Trazo azul. Obtenida con <i>CST Microwave Studio</i>	165
4.1. Dispositivo 5.	167
4.2. Dispositivo 7.	168
4.3. Comparación entre el dispositivo 5 y un filtro inductivo de orden cuatro: respuesta en frecuencia. Dispositivo 5 - Trazos rojo y verde, Filtro inductivo - Trazos azul y naranja.	169
4.4. Filtro inductivo de orden seis. Estructura y dimensiones.	170
4.5. Comparación entre el dispositivo 5 y un filtro inductivo equivalente: respuesta en frecuencia. Dispositivo 5 - Trazos rojo y verde, Filtro inductivo - Trazos azul y naranja.	170
4.6. Comparación entre el dispositivo 7 y un filtro inductivo de orden siete: respuesta en frecuencia. Dispositivo 7 - Trazos rojo y verde, Filtro inductivo - Trazos azul y naranja.	172
4.7. Filtro inductivo de orden nueve. Estructura y dimensiones.	172
4.8. Comparación entre el dispositivo 7 y un filtro inductivo equivalente: respuesta en frecuencia. Dispositivo 7 - Trazos rojo y verde, Filtro inductivo - Trazos azul y naranja.	172
4.9. Filtro basado en el modo TM_{110} de orden cuatro. Estructura y dimensiones.	174
4.10. Comparación entre el dispositivo 5 y un filtro basado en el modo TM_{110} equivalente: respuesta en frecuencia. Dispositivo 5 - Trazos rojo y verde, Filtro TM_{110} - Trazos azul y naranja.	175
4.11. Filtro <i>dual mode</i> de orden cuatro. Estructura y dimensiones.	177

4.12.	Comparación entre el dispositivo 5 y un filtro <i>dual mode</i> equivalente: respuesta en frecuencia. Dispositivo 5 - Trazos rojo y verde, Filtro <i>dual mode</i> - Trazos azul y naranja.	177
4.13.	Filtro <i>dual mode</i> de orden ocho. Estructura y dimensiones. . .	179
4.14.	Comparación entre el dispositivo 7 y un filtro <i>dual mode</i> equivalente: respuesta en frecuencia. Dispositivo 7 - Trazos rojo y verde, Filtro <i>dual mode</i> - Trazos azul y naranja.	179
A.1.	Interfaz de <i>Coupling Matrix Optimizer</i> . Secciones separadas por recuadros.	187
A.2.	<i>Coupling Matrix Optimizer</i> . Sección 1.	188
A.3.	<i>Coupling Matrix Optimizer</i> . Sección 2.	188
A.4.	<i>Coupling Matrix Optimizer</i> . Sección 3.	189
A.5.	Esquema de acoplos del dispositivo representado por la matriz de acoplo.	190
A.6.	<i>Coupling Matrix Optimizer</i> . Sección 4.	191
A.7.	<i>Coupling Matrix Optimizer</i> . Sección 5.	191
A.8.	<i>Coupling Matrix Optimizer</i> . Sección 6.	191
A.9.	<i>Coupling Matrix Optimizer</i> . Sección 7.	193
A.10.	<i>Coupling Matrix Optimizer</i> . Ventana de edición de metas de optimización.	193
A.11.	<i>Coupling Matrix Optimizer</i> . Sección 8.	194
A.12.	<i>Coupling Matrix Optimizer</i> . Sección 9.	194
A.13.	<i>Coupling Matrix Optimizer</i> . Meta de optimización generada a partir de un archivo de simulación.	195
B.1.	Dispositivo bajo estudio 1. Cero de transmisión menos definido.	197
B.2.	Dispositivo bajo estudio 1: respuesta en frecuencia en un ancho de banda mayor. S11 - Trazo rojo, S21 - Trazo verde. Obtenida con <i>CST Microwave Studio</i>	198
B.3.	Dispositivo bajo estudio 1: líneas de campo eléctrico y magnético en la banda de paso.	199
B.4.	Dispositivo bajo estudio 1: análisis del polo situado a $204GHz$.	200
B.5.	Dispositivo bajo estudio 2. Cero de transmisión no apreciable.	202
B.6.	Dispositivo bajo estudio 3. Cero de transmisión no apreciable.	203

Índice de tablas

3.1.	Posición del cero de transmisión generado por el modo TM_{110} en función de las zonas del resonador en las que se sitúen la fuente (S) y la carga (L). Zonas definidas en la Figura 3.2a.	63
3.2.	Posición del cero de transmisión generado por el modo TM_{120} en función de las zonas del resonador en las que se sitúen la fuente (S) y la carga (L). Zonas definidas en la Figura 3.2b.	64
3.3.	Posición del cero de transmisión generado por el modo TM_{130} en función de las zonas del resonador en las que se sitúen la fuente (S) y la carga (L). Zonas definidas en la Figura 3.2c.	65
3.4.	Posición del cero de transmisión generado por cada modo TM en función de las zonas del resonador en las que se sitúen la fuente (S) y la carga (L). Zonas definidas en la Figura 3.4.	67
3.5.	Diseño con incremento de la altura del iris central y reducción de su anchura. Comparación con el diseño original.	98
3.6.	Diseño con incremento de la altura del iris central y reducción de su longitud. Comparación con el diseño original.	100
3.7.	Diseño con incremento de la longitud de los resonadores y reducción de la anchura del iris. Comparación con el diseño original.	103
3.8.	Diseño con incremento de la longitud de los resonadores y reducción de la longitud del iris. Comparación con el diseño original.	103
3.9.	Dispositivo 1: características principales.	130
3.10.	Dispositivo 1: zonas de la cavidad en las que se sitúan las guías de onda de entrada y salida en cada resonador.	130
3.11.	Dispositivo 2: características principales.	135
3.12.	Dispositivo 2: zonas de la cavidad en las que se sitúan las guías de onda de entrada y salida en cada resonador.	135
3.13.	Dispositivo 3: características principales.	138
3.14.	Dispositivo 3: zonas de la cavidad en las que se sitúan las guías de onda de entrada y salida en cada resonador.	138

3.15. Dispositivo 4: características principales.	142
3.16. Dispositivo 4: zonas de la cavidad en las que se sitúan las guías de onda de entrada y salida en cada resonador.	142
3.17. Dispositivo 5: características principales.	147
3.18. Dispositivo 5: zonas de la cavidad en las que se sitúan las guías de onda de entrada y salida en cada resonador.	147
3.19. Dispositivo 6: características principales.	152
3.20. Dispositivo 6: zonas de la cavidad en las que se sitúan las guías de onda de entrada y salida en cada resonador.	152
3.21. Dispositivo 7: características principales.	158
3.22. Dispositivo 7: zonas de la cavidad en las que se sitúan las guías de onda de entrada y salida en cada resonador.	158
3.23. Dispositivo 8 - <i>BPF</i> : características principales.	161
3.24. Dispositivo 8 - <i>BPF</i> : zonas de la cavidad en las que se sitúan las guías de onda de entrada y salida en cada resonador.	162
3.25. Dispositivo 8 - <i>LPF</i> : características principales.	164
4.1. Comparación entre el dispositivo 5 y un filtro inductivo equivalente: características.	171
4.2. Comparación entre el dispositivo 7 y un filtro inductivo equivalente: características.	173
4.3. Comparación entre el dispositivo 5 y un filtro basado en el modo TM_{110} equivalente: características.	176
4.4. Comparación entre el dispositivo 5 y un filtro <i>dual mode</i> equivalente: características.	178
4.5. Comparación entre el dispositivo 7 y un filtro <i>dual mode</i> equivalente: características.	180

Parte I

Introducción

Capítulo 1

Introducción

En este documento se presenta una técnica de diseño de filtros paso-banda en guía de onda innovadora que permite obtener dispositivos compactos y con unas prestaciones elevadas. Para un número de resonadores dado, la metodología propuesta es capaz de obtener un mayor nivel de atenuación en la banda de rechazo del dispositivo y una mayor selectividad respecto a otras técnicas de diseño existentes.

A la hora de diseñar un filtro paso-banda en guía de onda, existen numerosas metodologías, cada cual con sus ventajas e inconvenientes. Por un lado, el diseño clásico de filtros paso-banda se basa en el uso de cavidades resonantes unidas mediante iris inductivos, dando lugar a dispositivos conocidos como *filtros inductivos*. La respuesta en frecuencia de este tipo de dispositivos se caracteriza por no tener ceros de transmisión, entre otras cosas, lo que da lugar a que estos filtros no sean muy selectivos. Con el fin de solventar este problema, han surgido numerosas técnicas que generan filtros paso-banda con ceros de transmisión, haciendo que la selectividad del dispositivo mejore. Normalmente, estas técnicas están basadas en modos de bajo orden, como por ejemplo, el modo TE_{101} o el TM_{110} , y permiten generar un cero de transmisión por cada resonador, es decir, el número de polos y de ceros de la respuesta en frecuencia es el mismo. También existen técnicas más avanzadas que, empleando varios modos, son capaces de obtener dos polos y dos ceros en la respuesta en frecuencia con un solo resonador. Estas últimas, aunque hacen posible obtener dispositivos de altas prestaciones con un número de resonadores menor, requieren que dichos resonadores tengan formas “especiales” que hagan posible que dos modos resuenen en la misma frecuencia, ofreciendo menos libertad a la hora de la fabricación e incremen-

tando la complejidad de diseño.

La técnica propuesta se caracteriza por generar dos ceros de transmisión y un polo por cada resonador. Esto se logra al emplear el modo TM_{120} como modo resonante. El hecho de incrementar el número de ceros de la respuesta en frecuencia hace que la selectividad y la atenuación de la banda de rechazo mejoren respecto a las técnicas que únicamente generan un cero por cada resonador. Además, los resonadores que forman los dispositivos son simples, por lo que no se dificulta la fabricación ni se incrementa la complejidad de diseño. También cabe destacar que, dado que el modo empleado es el TM_{120} , la longitud de los resonadores (en la dirección de propagación) es independiente de la frecuencia de resonancia de los mismos, lo que permite crear resonadores cortos, dando lugar a dispositivos compactos.

1.1. Objetivo

La finalidad de este trabajo es proponer una mejora a las técnicas de diseño de filtros paso-banda en guía de onda existentes, de forma que sea posible realizar dispositivos con mejores prestaciones sin incrementar la dificultad de diseño y fabricación de los mismos.

1.2. Alcance del documento

Este documento abarca el proceso de diseño de filtros basados en la metodología propuesta, explicando tanto los conceptos básicos como los aspectos más avanzados. También se compara la técnica propuesta con otras técnicas existentes y se habla sobre la fabricación de los dispositivos diseñados.

En primer lugar, en el capítulo 2 se analiza el estado del arte en lo que a diseño de filtros se refiere, prestando especial atención al diseño de filtros paso-banda en guía de onda. A continuación, en el capítulo 3 se explica la técnica de diseño propuesta, indicando el procedimiento que se ha de seguir para crear los dispositivos. En este capítulo también se analizan los acoplos que se dan entre los elementos que forman el filtro y se obtienen las matrices de acoplo correspondientes a los diseños. Además, se explica cómo emplear los iris para aumentar el orden de los dispositivos sin incrementar el número de cavidades, haciendo que éstos entren en resonancia en la banda de paso del filtro. En el capítulo 4 se compara la técnica de diseño propuesta con

otras técnicas existentes, mostrando las ventajas que ofrece en cuanto a prestaciones. Como complemento a este Trabajo de Fin de Máster, los capítulos 5, 6 y 7 tratan sobre la fabricación de los dispositivos. En el primero se habla sobre las técnicas de fabricación empleadas hoy en día en dispositivos de microondas, indicando las peculiaridades de cada una, sus limitaciones y sus ventajas e inconvenientes. En el segundo se indica cómo se deben modificar los diseños para que se puedan fabricar con algunas de las técnicas explicadas en el capítulo 5, mostrando varios diseños que han sido adaptados a dichas técnicas de fabricación. Finalmente, en el tercero, se ofrecen dos diseños como propuestas para fabricación, de forma que sea posible verificar la validez de la metodología de diseño con dispositivos reales. Una vez realizado todo el trabajo, en el capítulo 8 se muestran las conclusiones extraídas del mismo.

Parte II

Estado del arte

Capítulo 2

Estado del arte

En este capítulo se explican los conceptos generales sobre los filtros empleados en telecomunicaciones. Del mismo modo, se explican cuáles son las técnicas de diseño clásicas de filtros baso bajo y paso banda, con el objetivo de dar paso a técnicas más modernas y avanzadas.

2.1. Conceptos básicos sobre filtros

“A filter is a two-port network used to control the frequency response at a certain point in an RF or microwave system by providing transmission at frequencies within the passband of the filter and attenuation in the stopband of the filter.” [1, p. 380].

Tal y como se indica en la definición anterior, un filtro es un dispositivo de dos puertos empleado para controlar la respuesta en frecuencia en un sistema de microondas. Su función es dejar pasar ciertas frecuencias, normalmente, con la mínima atenuación posible, y rechazar el resto, adaptando así la señal de entrada para que el funcionamiento del sistema sea adecuado.

2.1.1. Clasificación según la respuesta en frecuencia

La forma más típica de clasificar los filtros es según la respuesta en frecuencia que presenten. La respuesta en frecuencia relaciona las señales de entrada y salida en función de la variable $\omega = 2\pi f$. Las respuestas más típicas son paso-bajo, paso-alto, paso-banda y rechazo-banda, las cuales se

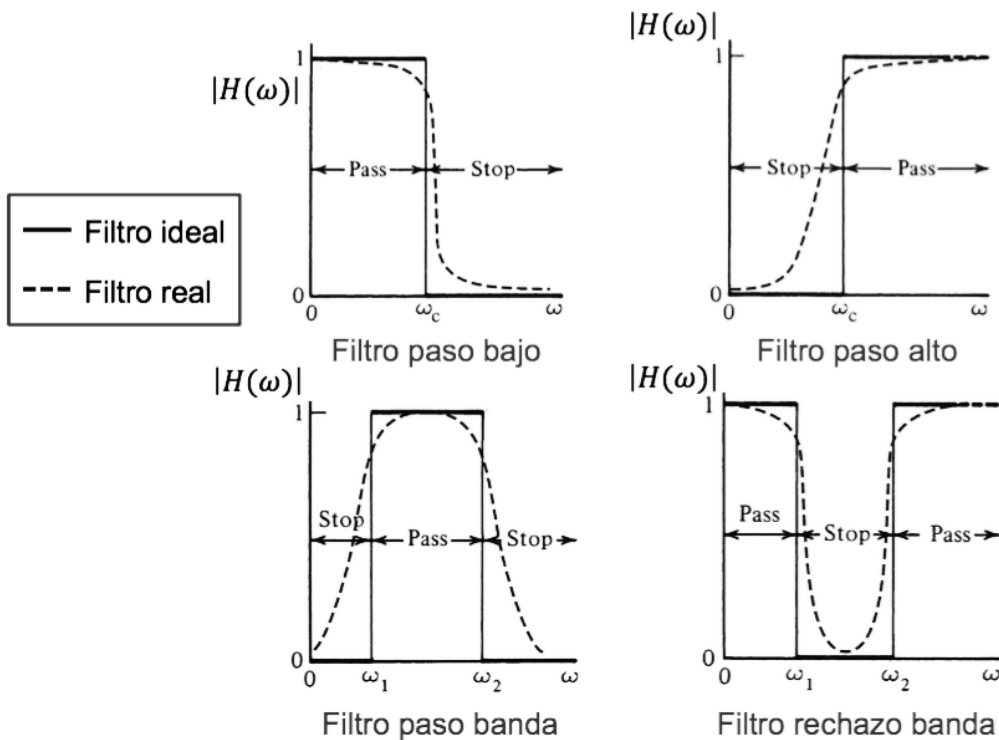


Figura 2.1: Tipos de respuesta en frecuencia más comunes. [2]

muestran en la Figura 2.1.

A continuación se ofrece una lista con una breve explicación de cada uno de los tipos de respuesta en frecuencia:

- **Paso-bajo**

La respuesta paso-bajo se caracteriza por dejar pasar las componentes de baja frecuencia de la señal y rechazar el resto, lo que supone “suavizar” la señal de entrada. Estos filtros son muy empleados en todo tipo de sistemas de comunicación, tanto para eliminar ruido como en las etapas finales de los sistemas receptores, una vez que la señal es convertida a banda base y previamente a ser digitalizada, evitando así el efecto conocido como *aliasing*.

- **Paso-alto**

Este tipo de respuesta es la complementaria a la paso-bajo, es decir, rechaza las componentes de baja frecuencia y deja pasar el resto. No son tan empleados como los filtros paso-bajo, aunque hay aplicaciones para las que resultan idóneos, como pueden ser los diplexores. Un diplexor es un dispositivo de una entrada y dos salidas cuya finalidad es separar la señal de entrada en dos señales con componentes frecuenciales diferentes. Por ello, los filtros paso-alto son muy utilizados en un diplexor junto a un filtro paso-bajo, de modo que en una de las salidas se obtienen las componentes de baja frecuencia y en la otra las de alta frecuencia. También se pueden emplear para eliminar ruido a bajas frecuencias.

- **Paso-banda**

Esta respuesta se caracteriza por dejar pasar únicamente un rango determinado de frecuencias de la señal de entrada, rechazando el resto. Al igual que los filtros paso-bajo, son ampliamente utilizados en los sistemas de comunicación, especialmente en aquellos en los que se utilizan múltiples bandas de frecuencia diferentes para transmitir información, lo que se conoce como multiplexación en frecuencia. Normalmente, la función de este tipo de filtros es separar un canal de frecuencia del resto, permitiendo así obtener la información transportada en los diferentes canales. También son muy empleados para eliminar el ruido presente fuera de la banda de la señal.

- **Rechazo-banda**

Por último, los filtros rechazo-banda se caracterizan por rechazar únicamente un cierto rango de frecuencias, dejando pasar el resto. Probablemente, estos filtros son los menos empleados en sistemas de microondas, ya que su función se suele limitar a eliminar algún tipo de interferencia, las cuales, en muchas ocasiones, pueden ser eliminadas empleando las respuestas en frecuencia anteriores.

Tal y como se ha mencionado, de todos los tipos de respuesta en frecuencia, las más empleadas en los sistemas de microondas son la respuesta paso-bajo y paso-banda.

2.1.2. Clasificación según la función de transferencia

Además de por el tipo de respuesta en frecuencia, los filtros también se pueden clasificar según su función de transferencia, la cual expresa el comportamiento del filtro en base a la relación existente entre la transformada de *Laplace* de las tensiones de entrada y salida, es decir, en función de la variable compleja $s = j\omega$, tal y como se muestra en la ecuación 2.1.

$$H(s) = \frac{Y(s)}{X(s)} = \frac{b_m s^m + b_{m-1} s^{m-1} + \dots + b_1 s + b_0}{a_n s^n + a_{n-1} s^{n-1} + \dots + a_1 s + a_0} \quad (2.1)$$

Esta función de transferencia se caracteriza por sus polos y sus ceros. Los polos son las raíces del denominador, mientras que los ceros son las raíces del numerador. De este modo, un polo hace que el módulo de la función de transferencia sea máximo, mientras que un cero genera un mínimo. Dicho de otra forma, en aquellas frecuencias en las que hay un polo, la transferencia de energía de la entrada a la salida es máxima, mientras que, si hay un cero, la energía transferida a la salida es mínima, idealmente nula.

Las respuestas en frecuencia ideales no son realizables físicamente, por lo que es necesario emplear unas aproximaciones que permiten obtener respuestas cercanas a la ideal, realizables físicamente. Existen varios tipos de aproximaciones, siendo las más comunes las de Butterworth, Chebyshev y de Cauer o elíptica. Las diferencias entre ellas residen, principalmente, en el rizado, la pendiente en la transición de la banda de paso a la banda rechazada y el nivel de rechazo obtenido.

- **Rizado**

El rizado en la banda de paso es la diferencia entre el valor máximo y el mínimo del módulo de la respuesta en frecuencia dentro de la banda de paso del filtro. Interesa que sea lo más bajo posible, de modo que todas las componentes frecuenciales dentro de la banda de paso sufran la misma atenuación. Del mismo modo, se define el rizado en la banda de rechazo, siendo la diferencia entre el máximo nivel de rechazo y el mínimo.

- **Pendiente de la transición**

La pendiente define la selectividad del filtro, es decir, el nivel de atenuación de las componentes frecuenciales de la señal próximas a la banda

de paso, pero fuera de ella. Interesa que esta pendiente sea lo mayor posible, siendo infinita en el caso ideal.

- **Nivel de rechazo**

El nivel de rechazo viene dado por la atenuación presente en la banda de rechazo del filtro. Cuanto mayor es este nivel, mayor atenuación sufren las componentes frecuenciales no deseadas, por lo que mejor es el dispositivo.

Todas las aproximaciones ofrecen una metodología para realizar diseños de filtros paso-bajo normalizados y, posteriormente, desnormalizando la variable ω y empleando transformaciones en frecuencia, poder emplear el tipo de respuesta deseado, con la frecuencia de corte adecuada a la aplicación del filtro. A continuación se muestran las aproximaciones más comunes, indicando sus peculiaridades y sus ventajas e inconvenientes. En todos los casos, cuanto mayor es el orden del filtro, mayor es su selectividad, es decir, mayor es la pendiente de transición de la banda de paso a la de rechazo. Sin embargo, aumentar el orden del filtro supone complicar su diseño y, en los casos prácticos, aumentar las pérdidas de inserción en la banda de paso del mismo.

Función de Butterworth

La función de Butterworth no presenta ningún cero, es decir, está formada únicamente por polos. Esto hace que no haya ninguna frecuencia para la que la transferencia de energía sea nula. Esta función se muestra en la ecuación 2.2, donde el orden de la función viene determinado por n .

$$|H(\omega)|^2 = \frac{1}{1 + \omega^{2n}} \quad (2.2)$$

La respuesta en frecuencia en función del orden de la función se muestra en la Figura 2.2. Esta respuesta se caracteriza por ser lo más plana posible dentro de la banda de paso, sin rizado, y por tener una transición entre la banda de paso y la de rechazo suave. La función es monótonamente decreciente con la frecuencia. Tal y como se puede apreciar, cuanto mayor es el orden del filtro, más se aproxima su respuesta en frecuencia a la ideal.

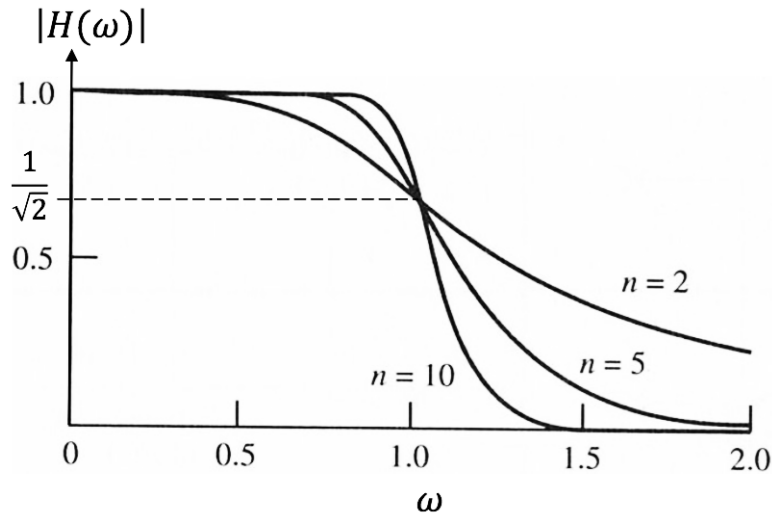


Figura 2.2: Respuesta en frecuencia Butterworth normalizada en función del orden del filtro, n . [2]

Función de Chebyshev

La función de Chebyshev, al igual que la de Butterworth, no presenta ceros. Sin embargo, en esta ocasión, sí que hay rizado en la banda de paso, a cambio de obtener una pendiente mayor en la transición entre la banda de paso y la de rechazo. La expresión normalizada de la aproximación de Chebyshev se muestra en la ecuación 2.3, donde $C_n(\omega)$ es el polinomio de Chebyshev de orden n , tal y como se muestra en la Figura 2.3. En la expresión, ϵ controla la magnitud del rizado en la banda de paso, de modo que, cuanto mayor es ϵ , mayor es el rizado y mayor es la pendiente de transición, es decir, más selectivo es el filtro. Por lo tanto, existe un compromiso entre la magnitud del rizado y la selectividad del filtro. Al igual que sucede con la aproximación de Butterworth, la función es monótonamente decreciente con la frecuencia.

$$|H(\omega)|^2 = \frac{1}{1 + \epsilon^2 C_n^2(\omega)} \quad (2.3)$$

El módulo de la respuesta en frecuencia de la aproximación de Chebyshev se muestra en la Figura 2.4. Se aprecia que existe un rizado en la banda de paso y que la pendiente de transición es mayor a la de la aproximación de Butterworth.

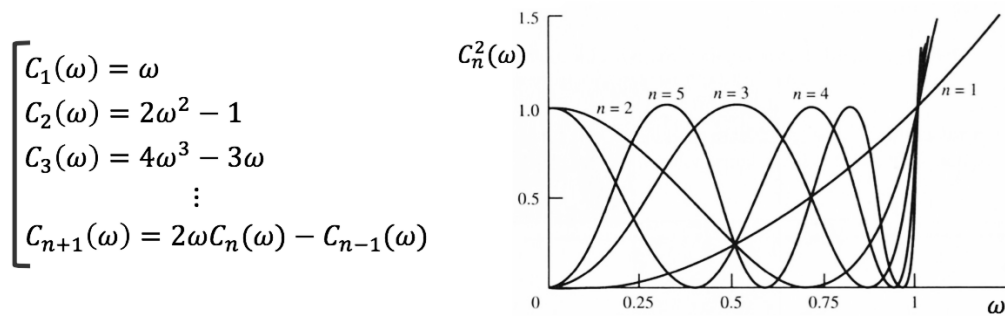


Figura 2.3: Polinomios de Chebyshev. [2]

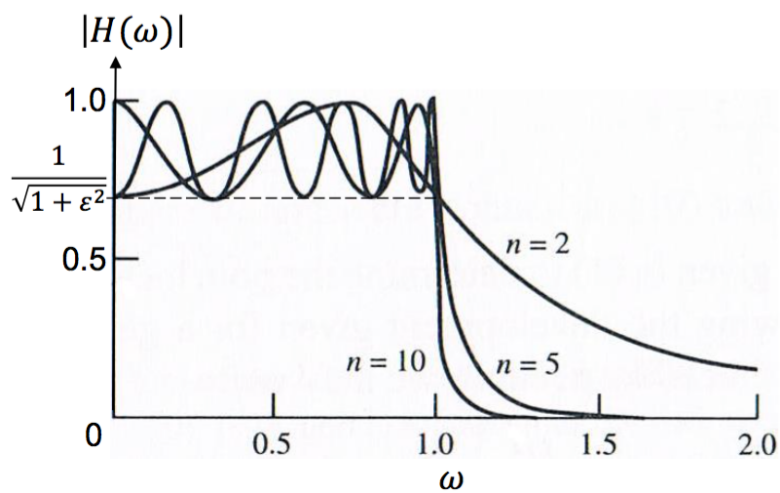


Figura 2.4: Respuesta en frecuencia Chebyshev normalizada en función del orden del filtro, n . [2]

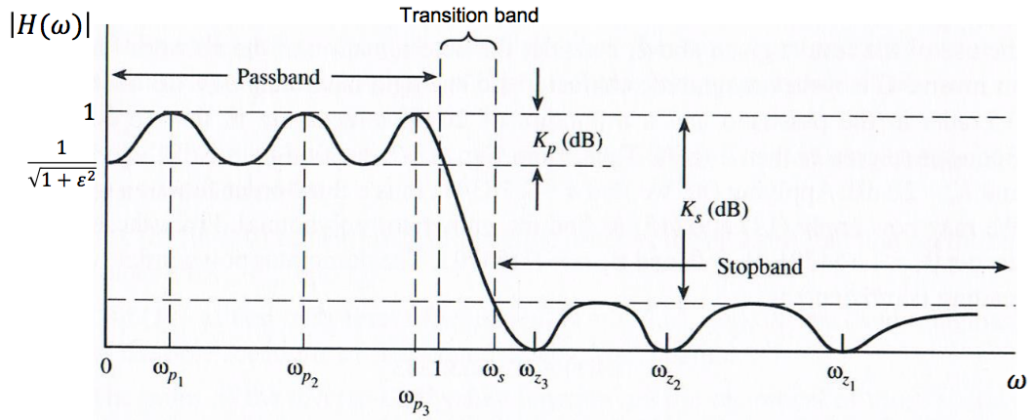


Figura 2.5: Respuesta en frecuencia elíptica normalizada. [2]

Función elíptica o de Caer

Esta aproximación busca reproducir la respuesta en frecuencia ideal lo más fielmente posible. Para ello, permite que haya rizado tanto en la banda de paso como en la de rechazo y, además, introduce ceros en la función de transferencia, lo que permite obtener una mayor pendiente en la banda de transición y mejorar la atenuación en la banda de rechazo. Esta aproximación ofrece la mayor selectividad para un orden dado. La expresión normalizada se muestra en la ecuación 2.4, donde $R_n(\omega)$ se puede expresar tal y como se muestra en la ecuación 2.5.

$$|H(\omega)|^2 = \frac{1}{1 + \epsilon^2 R_n^2(\omega)} \quad (2.4)$$

$$R_n(\omega) = M \prod_{i=1}^{n/2} \frac{\omega^2 - \omega_{p_i}^2}{\omega^2 - \omega_{z_i}^2} \quad \forall n \text{ par}$$

$$R_n(\omega) = M\omega \prod_{i=1}^{(n-1)/2} \frac{\omega^2 - \omega_{p_i}^2}{\omega^2 - \omega_{z_i}^2} \quad \forall n \text{ impar}$$

$$\sqrt{\omega_{p_i} \cdot \omega_{z_i}} = \omega_s \quad (2.5)$$

En la Figura 2.5 se puede observar la respuesta en frecuencia de este tipo de filtros. Se aprecia el rizado tanto en la banda de paso como en la banda de rechazo, así como los polos en la banda de paso y los ceros de presentes en la banda de rechazo.

2.1.3. Clasificación según la tecnología

Una vez que se ha obtenido la respuesta en frecuencia objetivo del filtro empleando alguna de las aproximaciones anteriores, hay que llevar a cabo el proceso de síntesis, de modo que se obtenga un dispositivo real cuya respuesta en frecuencia sea lo más parecida posible a la teórica. A la hora de implementar físicamente un filtro de microondas, existen varias alternativas, cada una con sus ventajas y limitaciones, las cuales se explican a continuación.

Redes LC

La implementación basada en elementos capacitivos e inductivos es la más sencilla de llevar a cabo. El número de elementos a emplear está directamente relacionado con el orden del filtro, de modo que, a mayor orden, más elementos son necesarios.

El valor de las capacidades e inductancias se obtiene a partir de la función de transferencia del dispositivo, la cual se calcula empleando las ecuaciones correspondientes a la aproximación utilizada (Butterworth, Chebyshev, etc.). Una vez que se conoce la función de transferencia objetivo, se iguala a la función de transferencia de la red LC, obteniendo así los valores de las bobinas y los condensadores que satisfacen dicha función.

Una forma típica de llevar a cabo la implementación de un filtro paso-bajo es empleando una red LC en escalera como la mostrada en la Figura 2.6. Recordando que para señales de baja frecuencia, una bobina se comporta como un cortocircuito y una capacidad como un circuito abierto, y que en el caso de las señales de alta frecuencia es al revés, se observa que el filtro de la figura sólo deja pasar a la carga las bajas frecuencias, por lo que se trata de un filtro paso-bajo. Del mismo modo, si se intercambian las bobinas por los condensadores, las señales que llegarán a la carga son las de alta frecuencia, obteniendo así un filtro paso-alto.

Si se calcula la función de transferencia de estas redes en escalera, se obtiene una función que sólo presenta polos, no tiene ceros, por lo que no es posible implementar filtros elípticos con este tipo de topologías. Para realizar filtros elípticos, es necesario incluir resonadores en la topología, dado que éstos introducen los ceros de transmisión necesarios. Normalmente, un resonador está formado por una bobina y un condensador, ya sea en serie o en paralelo, de modo que la transmisión de energía sea máxima a una única frecuencia, conocida como la frecuencia de resonancia del resonador. A medi-

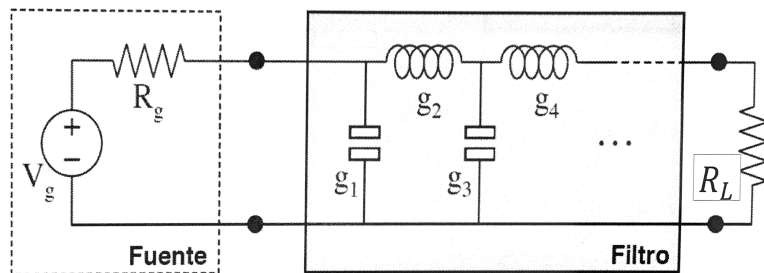


Figura 2.6: Red LC en escalera. [2]

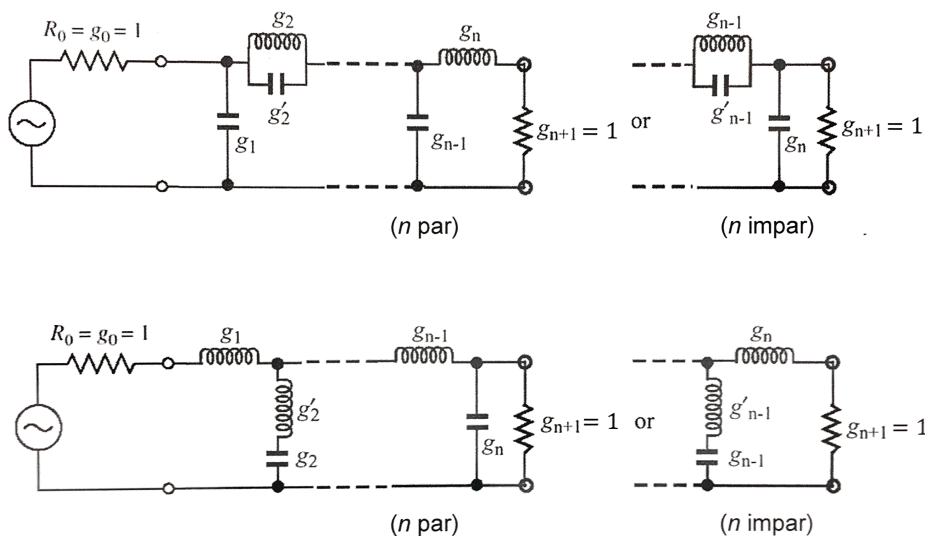


Figura 2.7: Red LC con resonadores. [2]

da que la frecuencia de la señal se aleja de dicha frecuencia de resonancia, la transmisión de energía a través del resonador es menor. Esta característica hace que los resonadores sean apropiados para realizar filtros paso-banda. De hecho, un resonador es un filtro paso banda cuya frecuencia central es la frecuencia de resonancia. Una topología típica empleada para realizar filtros elípticos es la mostrada en la Figura 2.7. En la red LC superior se observan resonadores en paralelo y en la inferior, resonadores en serie.

Este método es sencillo y hoy en día se encuentra implementado en gran cantidad de paquetes de software orientados al diseño de circuitos de microondas. Sin embargo, la mayor limitación de este tipo de circuitos viene dada por la frecuencia de operación. Al aumentar la frecuencia, el tamaño de los elementos discretos (bobinas y condensadores) se vuelve comparable a la longitud de onda, lo que hace que estos elementos dejen de ser “discretos” y su

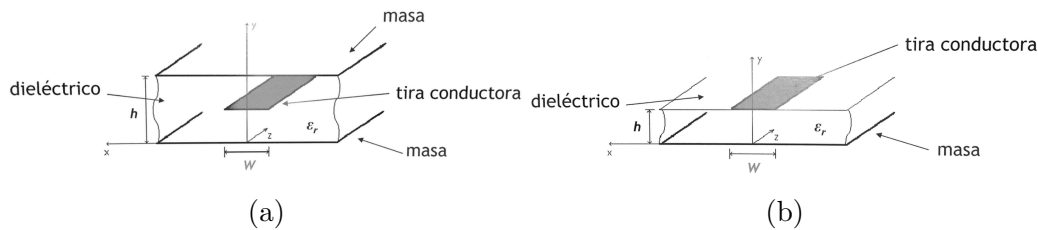


Figura 2.8: Líneas de transmisión en tecnología plana: a) stripline, b) microstrip. [2]

funcionamiento no sea adecuado. Típicamente, el límite frecuencial hasta el cual estos circuitos funcionan es del orden de unos pocos GHz, por lo que no es viable emplear esta técnica de síntesis para dispositivos que deban operar en la banda de THz, como es el caso de este trabajo.

Al aumentar la frecuencia, es necesario aplicar la teoría de líneas de transmisión, momento en el que entran en juego otras tecnologías, como la tecnología plana o la guía de onda.

Tecnología plana

Otra implementación muy utilizada es la basada en líneas de transmisión en tecnología plana, como por ejemplo, las líneas *microstrip*, *stripline* o *coplanar*. Esta tecnología se basa en utilizar tiras conductoras separadas por un dieléctrico, de modo que la energía viaja confinada en el dieléctrico (idealmente), tal y como se muestra en la Figura 2.8.

Una característica importante de este tipo de medio de transmisión es que permite transportar energía electromagnética a frecuencias que van desde Hz hasta cientos de GHz. Esto se debe a que la energía se propaga utilizando un modo *transversal electromagnético (TEM)*, en el que tanto el campo eléctrico como el magnético son transversales a la dirección de propagación. Este modo no tiene una frecuencia de corte inferior, como sucede con los modos *transversal eléctrico (TE)* y *transversal magnético (TM)*. El modo TEM es el dominante en las tecnologías planas más comunes, aunque en algunas ocasiones, cuando el dieléctrico que cubre la tira conductora es diferente en la parte superior e inferior, el modo de propagación es *quasi-TEM*, dado que el modo TEM puro no está soportado. Esto sucede, por ejemplo, en las líneas *microstrip* y *coplanar*, donde el dieléctrico superior es aire.

A la hora de realizar filtros paso-bajo, es común llevar a cabo la im-

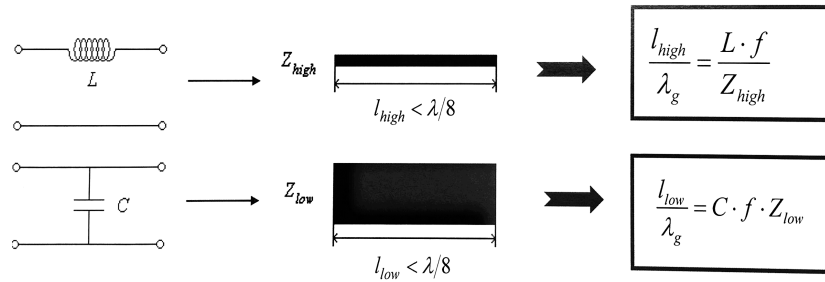


Figura 2.9: Conversión de elementos discretos a tramos de línea de transmisión. [2]

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad v_p = \frac{1}{\sqrt{L \cdot C}}$$

$$L_{total} = L[H/m] \cdot l = \frac{Z_0}{v_p} \cdot l = \frac{Z_0 \cdot l}{\lambda_g \cdot f}$$

$$C_{total} = C[F/m] \cdot l = \frac{1}{v_p \cdot Z_0} \cdot l = \frac{l}{\lambda_g \cdot f \cdot Z_0}$$

Figura 2.10: Inductancia y capacidad de un tramo de línea de transmisión. [2]

plementación mediante saltos de impedancia en la línea de transmisión, de forma que las bobinas y los condensadores se sustituyen por tramos de línea de transmisión de una impedancia determinada. Un tramo de línea de transmisión de alta impedancia se comporta como una inductancia, mientras que un tramo de baja impedancia es equivalente a una capacidad, tal y como se muestra en la Figura 2.9. Este comportamiento se explica en la Figura 2.10, donde se puede apreciar que la inductancia de un tramo de línea de transmisión es directamente proporcional a su impedancia característica y su capacidad es inversamente proporcional a la misma.

De este modo, se puede establecer una equivalencia entre tramos de línea de transmisión de una impedancia concreta y una red LC en escalera. En la Figura 2.11 se muestra un ejemplo de un filtro implementado con una red LC en escalera y el mismo filtro implementado en tecnología plana. Como se puede apreciar, los tramos de alta impedancia corresponden a bobinas y los de baja impedancia, a condensadores.

Al igual que sucede con las redes LC, a la hora de implementar filtros paso-banda, es necesario añadir resonadores al circuito. Desde el punto de vista de líneas de transmisión, un resonador no es más que un tramo de línea de transmisión con las dimensiones adecuadas para que una onda de una

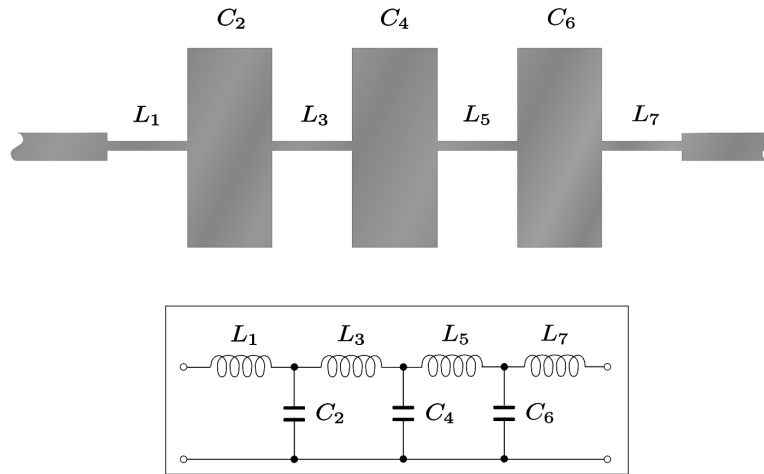


Figura 2.11: Filtro paso-bajo en tecnología plana y su equivalente LC. [3]

frecuencia determinada entre en resonancia. Otro punto de vista es el de la equivalencia con componentes LC. Del mismo modo que un tramo de línea de transmisión de una impedancia concreta se puede comportar como una inductancia o una capacidad, un tramo con las dimensiones adecuadas se puede comportar como un resonador LC en serie o en paralelo, tal y como se muestra en la Figura 2.12.

De este modo, acoplando varios resonadores entre sí, es posible realizar topologías equivalentes a una red LC con resonadores (ver Figura 2.7), formando así un filtro paso-banda.

Una implementación sencilla es la conocida como *Capacitive gap filter*, la cual se muestra en la Figura 2.13. Esta topología se basa en acoplar varios tramos de línea de transmisión de longitud $\lambda/2$ entre sí mediante “huecos” que generan un acoplo capacitivo. Cada uno de los tramos de línea de transmisión resuena a la frecuencia $f = 1/\lambda$, formando así la banda de paso del filtro.

Esta tecnología no presenta las limitaciones asociadas a los elementos discretos, por lo que permite realizar dispositivos cuya frecuencia de funcionamiento es mucho mayor.

También es posible combinar esta tecnología con elementos discretos, de modo que el mismo dispositivo integre líneas de transmisión, condensadores y bobinas, estando estos últimos conectados a los tramos de línea de transmisión. Sin embargo, de nuevo aparece la limitación de la frecuencia

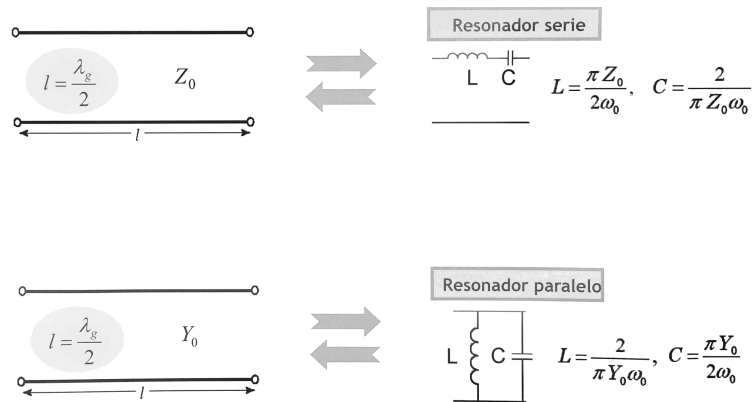


Figura 2.12: Equivalencia entre un tramo de línea de transmisión y un resonador LC. [2]



Figura 2.13: Filtro paso-banda *capacitive gap* en tecnología plana. [3]

de operación debido a los elementos discretos, por lo que esta opción no es válida para realizar dispositivos cuya frecuencia de funcionamiento está en el orden de los THz.

Las pérdidas de los dispositivos implementados en tecnología plana están muy ligadas al metal empleado para realizar las líneas de transmisión y a la frecuencia de operación, de modo que, a medida que aumenta la frecuencia de la señal, también aumentan las pérdidas de la línea de transmisión. Esto hace que, para frecuencias en el orden de los THz, la pérdida de energía en la propagación de la onda pueda hacer inviable implementar un filtro. En estos casos, una alternativa es emplear filtros implementados en guía de onda, dado que las pérdidas asociadas a la propagación son mucho menores.

Guía de onda

La guía de onda rectangular es un medio de transmisión formado por un “tubo” de metal relleno de dieléctrico, tal y como se muestra en la Figura 2.14. La guía puede ser rectangular o circular y el dieléctrico normalmente es aire.

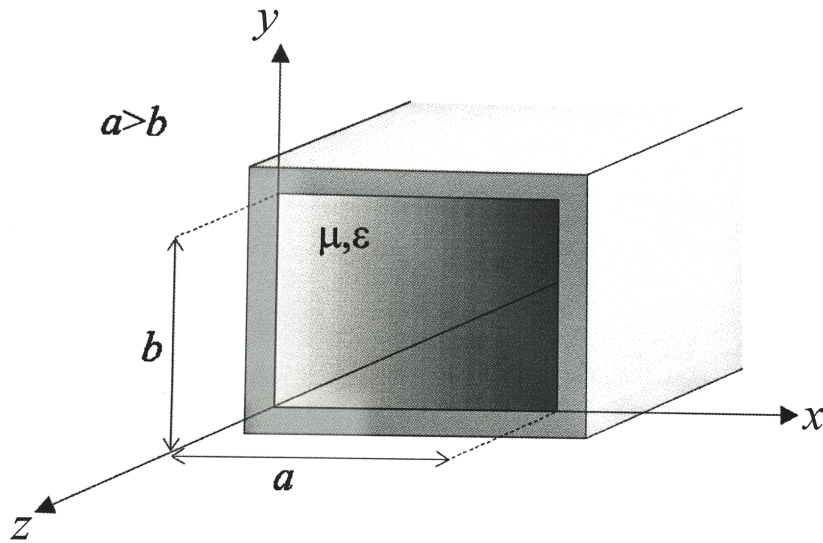


Figura 2.14: Guía de onda rectangular. [2]

Por la guía de onda se propagan modos TE, en los que sólo el campo eléctrico es transversal a la dirección de propagación, y TM, en los que sólo el campo magnético es transversal a la dirección de propagación, los cuales se caracterizan por tener una frecuencia de corte por debajo de la cual no hay propagación. Esto hace que una guía de onda convencional no sea capaz de transportar energía a baja frecuencia. Habitualmente, el modo empleado para transportar la energía es el modo fundamental, el cual corresponde al modo TE_{10} . Este modo es el que presenta la frecuencia de corte más baja, por lo que permite la propagación de energía a frecuencias menores al resto de modos. En la ecuación 2.6 se muestra la expresión de la frecuencia de corte para un modo TE_{mn} o TM_{mn} dado, donde a y b son las dimensiones de la guía y v_c es la velocidad de la luz en el dieléctrico.

$$f_c = \frac{v_c}{2} \cdot \sqrt{\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2} \quad (2.6)$$

De la ecuación 2.6 se deduce que las dimensiones de la guía son de vital importancia a la hora de implementar un diseño, dado que deben permitir la propagación de energía en el modo fundamental a la frecuencia de la señal y deben ser las adecuadas para que, a esa misma frecuencia, no existan más modos en los que se propague la energía que no se hayan tenido en cuenta y que degraden el funcionamiento del dispositivo. Por ello, las dimensiones

de las guías de onda están estandarizadas, de modo que, para cada banda frecuencial, existe una guía con las dimensiones adecuadas a dicha banda. En la Figura 2.15 se muestran los diferentes estándares junto con la banda de frecuencia en la que operan y las dimensiones de la guía correspondientes.

El principio de funcionamiento es el mismo que el de la tecnología plana, es decir, teoría de líneas de transmisión, por lo que los conceptos sobre equivalencias entre componentes LC y tramos de línea de transmisión vistos en tecnología plana son extrapolables a la guía de onda. De nuevo, la forma convencional de implementar un filtro paso-bajo se basa en saltos de impedancia, lo que se conoce como *Filtro corrugado*, y la forma de realizar filtros paso-banda se basa en cavidades resonantes, siendo el *Filtro inductivo* la alternativa de diseño clásica. Ambos tipos de filtros se explican con mayor detalle en la sección 2.2.

Aunque esta tecnología es la más voluminosa, es la que menores pérdidas presenta y la que más potencia es capaz de manejar. Estas propiedades, especialmente las bajas pérdidas, la convierten en la tecnología más adecuada a la hora de realizar filtros pasivos que trabajen en la banda de los THz.

Tal y como se ha mencionado en la sección 2.1.1, los filtros más empleados en sistemas de telecomunicación son los filtros paso-bajo y paso-banda. Es por ello que **este trabajo se centra en la realización de filtros paso-bajo y paso-banda en guía de onda**, dejando a un lado el resto de tecnologías.

2.2. Técnicas clásicas de diseño de filtros en guía de onda

Previamente a hablar sobre métodos de diseño de filtros avanzados, en esta sección se explica la metodología tradicional a la hora de diseñar filtros paso-bajo y paso-banda en guía de onda.

2.2.1. Filtro clásico paso-bajo

El método tradicional a la hora de implementar un filtro paso-bajo en guía de onda es similar al utilizado en la tecnología plana. Básicamente, consiste en emplear tramos de línea de transmisión con una impedancia característica determinada, de modo que cada uno de esos tramos se pueda modelar

Band	WG	EIA-WR	f_c , GHz	Flo, GHz	Fhi, GHz	a, mm	b, mm
	00	2300	.257	0.32	0.49	584.200	292.100
	0	2100	.281	0.35	0.53	533.400	266.700
	1	1800	.328	0.41	0.625	457.200	228.600
	2	1500	.393	0.49	0.75	381.000	190.500
	3	1150	.513	0.64	0.96	292.100	146.050
	4	975	.605	0.75	1.12	247.650	123.825
	5	770	.766	0.96	1.45	195.580	97.790
L	6	650	.908	1.12	1.70	165.100	82.550
	7	510	1.157	1.45	2.20	129.540	64.770
R	8	430	1.372	1.70	2.60	109.220	54.610
	9A	340	1.736	2.20	3.30	86.360	43.180
S	10	284	2.078	2.60	3.95	72.136	34.036
	11A	229	2.577	3.30	4.90	58.166	29.083
H	12	187	3.152	3.95	5.85	47.549	22.149
	13	159	3.712	4.90	7.05	40.386	20.193
C	14	137	4.301	5.85	8.20	34.849	15.799
	15	112	5.260	7.05	10.0	28.499	12.624
X	16	90	6.557	8.20	12.4	22.860	10.160
	17	75	7.869	10.0	15.0	19.050	9.525
Ku	18	62	9.488	12.4	18.0	15.799	7.899
	19	51	11.571	15.0	22.0	12.954	6.477
K	20	42	14.051	18.0	26.5	10.668	4.318
	21	34	17.357	22.0	33.0	8.636	4.318
Ka	22	28	21.077	26.5	40.0	7.112	3.556
	23	22	26.346	33.0	50.0	5.690	2.845
U	24	19	31.391	40.0	60.0	4.775	2.388
V	25	15	39.875	50.0	75.0	3.759	1.880
E	26	12	48.372	60.0	90.0	3.099	1.549
W	27	10	59.014	75.0	110	2.540	1.270
F	28	8	73.768	90.0	140	2.032	1.016
	29	7	90.791	110	170	1.651	.826
G	30	5	115.714	140	220	1.295	.648
	31	4	137.242	170	260	1.092	.546
	32	3	173.571	220	325	.864	.432
	-	2	295.071	325	500	.508	.254

Figura 2.15: Estándares de guía de onda rectangular. [2]

como una bobina o una capacidad. En la ecuación 2.7 se muestra la matriz ABCD de un tramo de guía rectangular de impedancia característica Z_0 y longitud l . Del mismo modo, en las ecuaciones 2.8 y 2.9 se pueden observar las matrices ABCD de una inductancia de valor L y una capacidad de valor C , respectivamente.

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\beta l) & j \cdot Z_0 \cdot \sin(\beta l) \\ j \cdot Y_0 \cdot \sin(\beta l) & \cos(\beta l) \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & j \cdot 2\pi \cdot f \cdot L \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ j \cdot 2\pi \cdot f \cdot C & 1 \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

Si se se considera que el tramo de guía rectangular es corto ($l < \lambda/8$), la aproximación mostrada en la ecuación 2.10 es válida, permitiendo modelar un tramo de alta impedancia característica como una bobina y un tramo de baja impedancia característica como una capacidad. Esto permite reemplazar una red LC en escalera, por varios tramos de guía de onda.

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \approx \begin{bmatrix} 1 & j \cdot Z_0 \cdot \beta l \\ j \cdot Y_0 \cdot \beta l & 1 \end{bmatrix} = \begin{cases} \begin{bmatrix} 1 & j \cdot Z_0 \cdot \beta l \\ \sim 0 & 1 \end{bmatrix} & Z_0 \uparrow\uparrow \\ \begin{bmatrix} 1 & \sim 0 \\ j \cdot Y_0 \cdot \beta l & 1 \end{bmatrix} & Z_0 \downarrow\downarrow \end{cases} \quad (2.10)$$

Este es el fundamento teórico detrás del filtro paso-bajo corrugado en guía de onda. Se basa en concatenar varios tramos de guía de onda rectangular, cada uno con una impedancia característica determinada. La anchura de este tipo de filtros es constante, por lo que el modo de ajustar la impedancia característica de cada tramo es modificando la altura de la guía. Esto hace que los tramos altos se modelen como bobinas (alta impedancia característica) y los tramos bajos, como capacidades (baja impedancia característica). En la

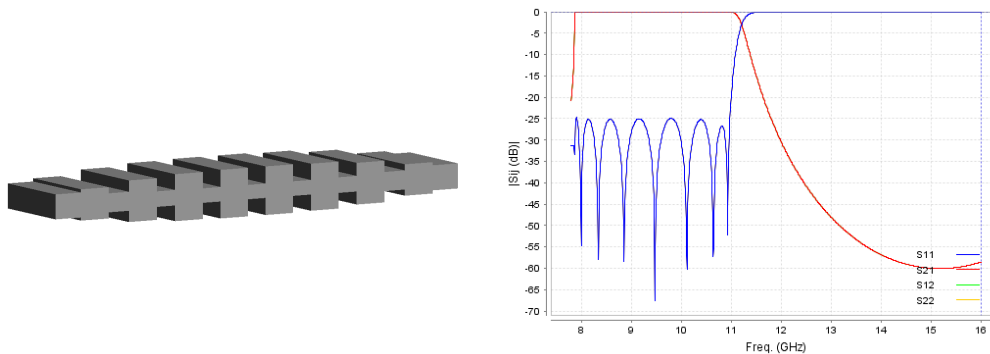


Figura 2.16: Filtro corrugado en guía de onda.

Figura 2.16 se muestra un ejemplo de un filtro corrugado en guía de onda, junto a su respuesta en frecuencia.

En estos filtros, la energía se propaga en el modo TE_{10} , es decir, el modo fundamental de la guía de onda rectangular. Sin embargo, la existencia de tramos de guía demasiado altos puede llevar a que se propaguen otros modos de alto orden que degraden el funcionamiento del filtro en la banda de frecuencias de interés. Por otra parte, los tramos de poca altura pueden llevar a problemas de manejo de potencia, dado que, en estos tramos, una onda de alta potencia podría provocar una degradación del dispositivo. Por ello, la altura de los tramos de guía de onda no es libre, debe mantenerse dentro de un rango. La altura máxima viene determinada por la propagación de modos de alto orden y la mínima por la capacidad de propagación de potencia mínima que deba garantizar el dispositivo.

Dada la equivalencia entre un filtro corrugado y una red LC en escalera, estos dispositivos presentan funciones de transferencia todo polos, es decir, no permiten implementar funciones de transferencia elípticas.

2.2.2. Filtro clásico paso-banda

De nuevo, al igual que ocurre en la tecnología plana, la implementación de filtros paso-banda se realiza empleando varios resonadores acoplados. El orden del filtro viene determinado por el número de resonadores empleados, de modo que, a mayor orden, mejores son las prestaciones del filtro. Sin embargo, el hecho de utilizar más resonadores hace que el filtro sea más largo, dando lugar a mayores pérdidas de inserción.

La forma de implementar un resonador es mediante un tramo de línea de transmisión con las dimensiones adecuadas. Normalmente, se emplean tramos de longitud $\lambda/2$, dado que es la mínima longitud de una línea de transmisión que genera una resonancia. Esta longitud de onda hace referencia a la inversa de la frecuencia central de la banda de paso del filtro.

Al igual que sucede en los ejemplos anteriores, se puede establecer una equivalencia entre un tramo de línea de transmisión de longitud $\lambda/2$ y un resonador LC en serie o en paralelo, tal y como se muestra en las ecuaciones 2.11 y 2.12, respectivamente, donde Z_0 e Y_0 son la impedancia y admitancia características del tramo de línea de transmisión, λ_0 es la longitud de onda en el vacío y λ_{g0} es la longitud de onda en la guía de onda. La relación entre ambas longitudes de onda se muestra en la ecuación 2.13, donde f_c es la frecuencia de corte de la guía de onda.

$$\begin{aligned} L_{serie} &= \frac{\pi \cdot Z_0}{2 \cdot \omega_0} \cdot \left(\frac{\lambda_{g0}}{\lambda_0} \right)^2 \\ C_{serie} &= \frac{2}{\pi \cdot Z_0 \cdot \omega_0} \cdot \left(\frac{\lambda_0}{\lambda_{g0}} \right)^2 \end{aligned} \quad (2.11)$$

$$\begin{aligned} L_{paralelo} &= \frac{2}{\pi \cdot Y_0 \cdot \omega_0} \cdot \left(\frac{\lambda_0}{\lambda_{g0}} \right)^2 \\ C_{paralelo} &= \frac{\pi \cdot Y_0}{2 \cdot \omega_0} \cdot \left(\frac{\lambda_{g0}}{\lambda_0} \right)^2 \end{aligned} \quad (2.12)$$

$$\lambda_{g0} = \frac{\lambda_0}{\sqrt{1 - \left(\frac{f_c}{f_0} \right)^2}} \quad (2.13)$$

En cuanto al acoplo entre los resonadores, éste se puede dar a través del campo magnético (naturaleza inductiva) o mediante el campo eléctrico (naturaleza capacitiva). En los filtros paso-banda en guía de onda convencionales, típicamente, el acoplo se hace empleando iris inductivos, es decir, iris cuya altura (b en la Figura 2.14) es constante y cuya anchura (a en la Figura 2.14) varía, siendo más anchos o más estrechos en función del acoplo necesario. Los iris capacitivos, por otra parte, presentan variaciones en la altura, manteniendo la anchura constante.

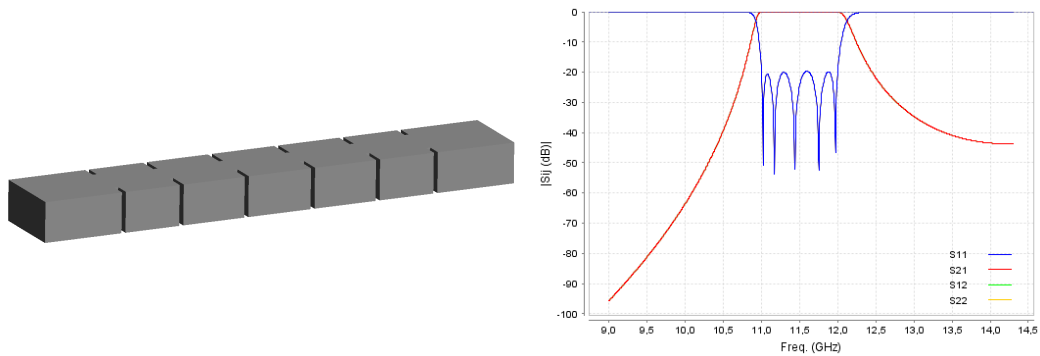


Figura 2.17: Filtro inductivo en guía de onda.

Una vez establecidas las equivalencias, el filtro paso-banda inductivo se puede ver como una red de resonadores LC (ver Figura 2.7) en la que los resonadores vienen dados por los tramos de guía de onda y el acoplo entre ellos por los iris inductivos. El hecho de que los iris sean inductivos, da nombre a este tipo de filtros, los cuales se conocen como “Filtros inductivos”. En la Figura 2.17 se muestra un filtro de este tipo, junto con su respuesta en frecuencia.

Como se puede apreciar en la Figura 2.17, la respuesta en frecuencia no presenta ceros de transmisión, es decir, se trata de una respuesta todo polos, correspondiente a una función de transferencia de tipo Chebyshev. La energía se propaga empleando el modo TE_{10} , es decir, el modo fundamental de la guía de onda.

2.3. Técnicas avanzadas de diseño de filtros en guía de onda

Una vez se han revisado las técnicas clásicas de diseño de filtros paso-bajo y paso-banda en guía de onda, en esta sección se estudian técnicas más recientes, las cuales presentan ventajas en cuanto a prestaciones y/o tamaño de los diseños en algunas situaciones.

2.3.1. Filtros paso-bajo con ceros de transmisión

En cuanto a filtros paso-bajo, en [4] se propone una metodología de diseño que, comparada con la clásica, permite obtener dispositivos más compactos, cuyas pérdidas de inserción son menores y con una pendiente de transición de la banda de paso a la de rechazo más pronunciada, gracias a la incorporación de ceros de transmisión en la banda de rechazo. La técnica se basa en encadenar elementos rechazo-banda unidos por pequeños tramos de guía de onda. La adaptación se logra empleando redes basadas en *stubs* en los puertos de entrada y salida del dispositivo.

El diseño del filtro comienza por el bloque encargado de rechazar las frecuencias no deseadas. En primer lugar, se fijan las alturas de los elementos rechazo-banda mayor (h_{max}) y menor (h_{min}), de modo que se atenúen la menor (f_{min}) y la mayor (f_{max}) frecuencia de la banda de rechazo, respectivamente. La altura de los elementos rechazo-banda debe ser, aproximadamente, $\lambda_g/4$, siendo λ_g la longitud de onda guiada del modo fundamental TE_{10} a la frecuencia que se desea rechazar. Con el objetivo de lograr una buena atenuación en toda la banda de rechazo, se deben incluir varios elementos rechazo-banda con alturas intermedias entre h_{max} y h_{min} . Además, esta técnica permite lograr una mayor pendiente de transición fácilmente, añadiendo más elementos de altura h_{max} al dispositivo.

El siguiente paso consiste en fijar la longitud de los elementos rechazo-banda, l , así como la de los tramos de guía de onda que los unen, l_{gap} . Dichas longitudes pueden ser constantes en todo el dispositivo, facilitando el proceso de diseño.

A continuación, se establece la altura de los tramos de guía de onda que unen los elementos rechazo-banda, b_{gap} . Este parámetro no afecta de forma significativa a la respuesta del dispositivo, por lo que, normalmente, se le da un valor elevado para reducir las pérdidas de inserción y aumentar la capacidad de manejo de potencia del mismo.

Si también se desean suprimir los modos de alto orden, es posible variar la anchura de los tramos de guía de onda a lo largo del bloque de rechazo, tal y como se propone en [5].

Una vez diseñado el bloque de rechazo, se deben crear las redes de adaptación para los puertos de entrada y salida del dispositivo, cuyo objetivo es, por un lado, adaptar las dimensiones de los puertos del filtro a las del puerto de guía de onda estándar y, por otro, controlar las pérdidas de retorno en

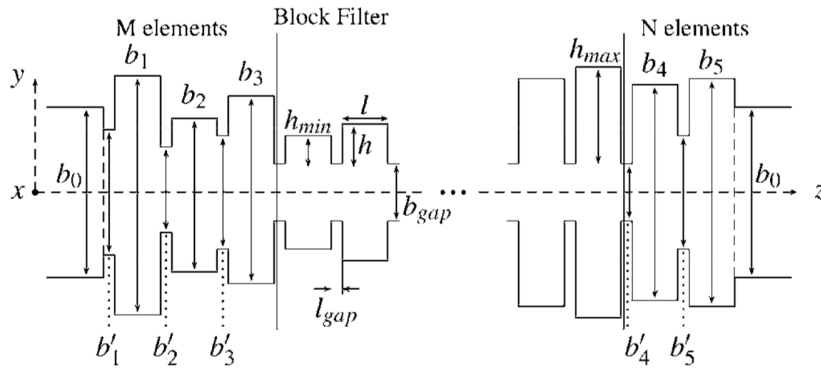


Figura 2.18: Topología de los filtros paso-bajo con ceros de transmisión. [4]

la banda de paso. La técnica de diseño propuesta en [4] consiste en añadir *stubs* con una altura (b_i) y una longitud (l_i) determinadas, unidos por tramos de guía de onda, al igual que en el bloque de rechazo. Por simplicidad, se propone mantener las mismas longitudes que en el bloque de rechazo, variando únicamente la altura de los *stubs*. El número de *stubs* a añadir vendrá determinado por las pérdidas de retorno que se deseen obtener en la banda de paso.

Finalmente, se puede realizar un proceso de optimización que permita alcanzar las especificaciones que deba cumplir el dispositivo, variando, principalmente, las alturas de todos los *stubs* presentes en la estructura.

En la Figura 2.18 se muestra la topología de estos filtros, donde se pueden ver cada una de las variables mencionadas anteriormente, así como las redes de adaptación y el bloque de rechazo.

Si el lector desea obtener más detalles sobre este tipo de dispositivos, puede acudir a [4] y [5].

2.3.2. Filtros paso-banda con ceros de transmisión

Tal y como se ha explicado en la sección 2.2.2, la metodología clásica de diseño de filtros paso-banda en guía de onda permite obtener respuestas del tipo Chebyshev, es decir, sin ceros de transmisión. Con el objetivo de poder incluir ceros de transmisión y lograr respuestas en frecuencia más selectivas, mejorando así la banda de rechazo, han surgido técnicas de diseño que presentan ventajas respecto a la metodología clásica, no solo en lo que a

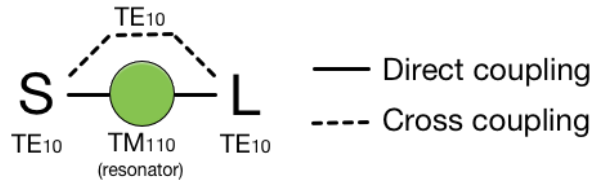


Figura 2.19: Esquema de acoplo de fuente (S) a carga (L) de un *singlet* TM_{110} . [6]

prestaciones se refiere, sino también en cuanto al tamaño de los dispositivos.

En esta sección se explican dos técnicas basadas en el uso de cavidades resonantes que, además de generar un polo en la respuesta en frecuencia, generan un cero de transmisión, a diferencia de la metodología clásica, donde cada resonador genera únicamente un polo. Este tipo de cavidades se conocen como *singlets*. Ambas técnicas de diseño son similares en el sentido de que emplean un modo resonante, el cual genera el polo, y otro modo que se encuentra en propagación, pero no en resonancia, de forma que la interferencia entre ambos hace posible generar un cero de transmisión.

Diseños basados en el modo TM_{110}

En primer lugar, se habla sobre la técnica presentada en [6]. El elemento básico de estos diseños son los resonadores en los que el modo resonante es el TM_{110} y el modo TE_{10} se encuentra en propagación, pero no en resonancia. De esta forma, si uno de estos resonadores se coloca entre una fuente y una carga, el acoplo energético entre ambos se lleva a cabo a través de dos modos diferentes, lo que permite que, en una frecuencia determinada, ambos modos se anulen y se genere un cero en la respuesta en frecuencia. En la Figura 2.19 se muestra el esquema de acoplo de estos resonadores, donde se aprecia que el acoplo principal se realiza a través del modo TM_{110} y hay un acoplo cruzado empleando el modo TE_{10} . En este tipo de estructuras, los acoplos se realizan principalmente a través del campo magnético [6]. Sin embargo, dichos acoplos pueden ser de naturaleza inductiva o capacitiva, dependiendo de las dimensiones de los tramos de guía de onda que unen los resonadores, denominados *irises de acoplo*.

La frecuencia de resonancia de este tipo de resonadores viene dada por la ecuación 2.14, donde c es la velocidad de la luz en el vacío, μ_r y ϵ_r son la permeabilidad magnética y la constante dieléctrica relativas del medio, respectivamente, a es la anchura del resonador y b es su altura, tal y como

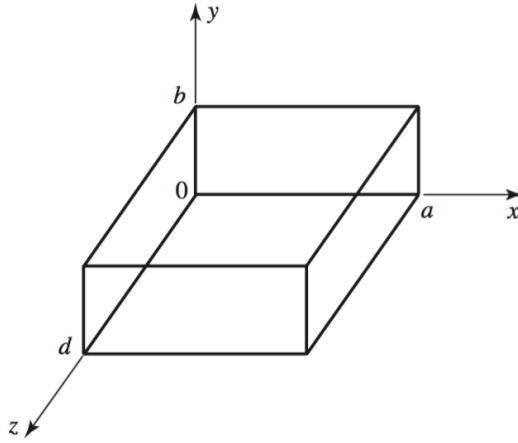


Figura 2.20: Resonador de cavidad rectangular en guía de onda. [1]

se muestra en la Figura 2.20. Por lo tanto, se observa que la frecuencia de resonancia es independiente de la longitud en propagación de la cavidad. Esto permite realizar resonadores mucho más cortos que con la metodología clásica, donde la frecuencia de resonancia de los resonadores depende directamente de su longitud, dado que el modo empleado es el TE_{101} . De hecho, es posible hacer un resonador cuyas dimensiones sean las adecuadas para que tanto el modo TM_{110} como el TE_{101} resuenen a la misma frecuencia. Sin embargo, no es lo que se busca en estos diseños, por lo que la longitud de los resonadores se escoge lo suficientemente corta como para que el modo TE_{101} no se encuentre en resonancia.

$$f_r = \frac{c}{2\sqrt{\mu_r \epsilon_r}} \sqrt{\frac{1}{a^2} + \frac{1}{b^2}} \quad (2.14)$$

En cuanto a la posición de los ceros de transmisión, depende directamente de la magnitud y del signo del acoplo cruzado entre fuente y carga, el cual se realiza a través del modo TE_{10} . Si este acoplo es positivo, dando lugar a un elemento de valor positivo en la matriz de acoplo, el cero de transmisión se sitúa en la banda de rechazo superior, mientras que, cuando el acoplo cruzado es negativo, generando un elemento negativo en la matriz de acoplo, el cero se encuentra en la banda inferior. Desde el punto de vista de la matriz de acoplo, un elemento positivo corresponde a un acoplo eléctrico o de naturaleza capacitiva y un elemento negativo representa un acoplo magnético o de naturaleza inductiva [7, Capítulo 14]. Por lo tanto, se puede afirmar que cuando el acoplo cruzado es eléctrico (signo positivo) el cero se sitúa

en la banda superior y cuando es magnético (signo negativo), en la inferior. El signo del acoplo cruzado, que se realiza empleando el modo TE_{10} , está ligado al desfase presente entre los campos magnéticos del modo TE_{10} y del modo TM_{110} , de forma que cuando ambos campos magnéticos están en fase, dan lugar a un acoplo cruzado negativo, es decir, un acoplo magnético o de naturaleza inductiva, mientras que cuando sus campos magnéticos están en oposición de fase, se genera un acoplo cruzado positivo, que corresponde a un acoplo eléctrico o de naturaleza capacitiva. En la Figura 2.21 se muestran las líneas de campo magnético de los modos TE_{10} y TM_{110} . Tal y como se puede apreciar, en la parte central de la cavidad hay un cambio de fase de 180° en el caso del modo TM_{110} . En cambio, la fase del campo magnético del modo TE_{10} es constante a lo largo de todo el plano XY. Por lo tanto, el hecho de que los campos magnéticos de ambos modos estén en fase o en oposición de fase está gobernado por el modo TM_{110} , que es el que puede tener una fase u otra en función de la zona de la cavidad en la que se encuentren la fuente y la carga. De esta forma, **la banda de rechazo en la que se sitúa el cero de transmisión depende del desfase existente en el campo magnético del modo TM_{110} entre la fuente y la carga.** Si tanto la fuente como la carga (guías de onda de entrada y salida) se encuentran en la mitad superior o inferior de la cavidad, el campo magnético del modo TM_{110} en ambas estará en fase, mientras que, si una se encuentra en la parte superior y otra en la inferior, habrá un desfase de 180° entre ellas. En el caso en el que el campo magnético del modo TM_{110} esté en fase en fuente y carga, el acoplo cruzado será negativo, ya que los campos magnéticos de los modos TE_{10} y TM_{110} estarán en fase. En cambio, si el campo magnético del modo TM_{110} está desfasado entre la fuente y la carga, dicho acoplo será positivo, debido a que los campos magnéticos de los modos TE_{10} y TM_{110} estarán en oposición de fase. Dicho de otra forma, **si tanto la fuente como la carga se encuentran en la misma mitad de la cavidad, el cero se situará en la banda inferior. Por el contrario, si la fuente está en la mitad superior y la carga en la inferior (o viceversa), el cero se situará en la banda superior.** La posición concreta de los ceros de transmisión se deberá ajustar variando la magnitud de los acoplos, una vez se haya determinado la naturaleza de los mismos.

Por lo tanto, el diseño de un resonador de este tipo consiste en fijar sus dimensiones, de modo que su frecuencia de resonancia sea cercana a la frecuencia central de la banda de paso del filtro y, posteriormente, fijar la posición de las guías de onda de entrada y salida para que el cero de transmisión esté lo más cerca posible de la frecuencia deseada. Una vez se tenga una respuesta en frecuencia cercana a la buscada, se deberá llevar a cabo

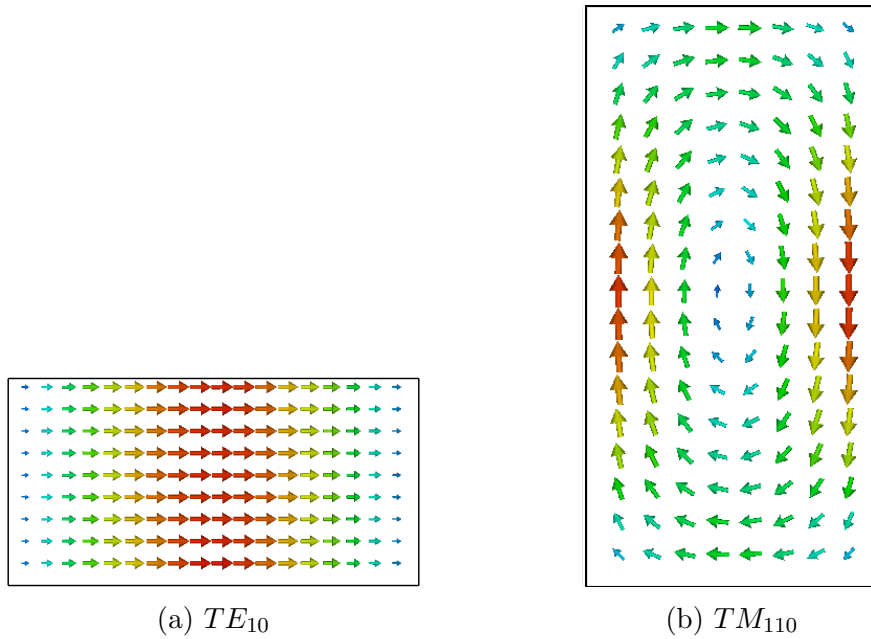


Figura 2.21: Líneas de campo magnético de los modos TE_{10} y TM_{110} . Plano XY.

un proceso de optimización que permita obtener la respuesta en frecuencia objetivo. En la Figura 2.22 se muestran dos *singlets* TM_{110} junto con sus respuestas en frecuencia, donde se puede apreciar la relación existente entre la posición de las guías de onda de entrada y salida y la banda en la que se encuentra el cero de transmisión.

Una vez se han diseñado varios resonadores, es posible encadenarlos, dando lugar a respuestas en frecuencia con tantos polos y ceros de transmisión como resonadores haya en el filtro. Cabe destacar que, al unir varios resonadores, éstos se afectan entre sí, haciendo que su frecuencia de resonancia y los acoplos de la estructura cambien. Por lo tanto, de nuevo, es necesario un proceso de optimización que permita obtener la respuesta en frecuencia buscada. En la Figura 2.23 se muestran algunos dispositivos formados por dos *singlets*, junto con sus respuestas en frecuencia.

La técnica de diseño presentada ofrece ventajas en cuanto a prestaciones y tamaño de los dispositivos respecto a la metodología clásica. Sin embargo, no existen unas ecuaciones de síntesis que permitan obtener las dimensiones de un dispositivo, de modo que éste satisfaga una determinada respuesta en frecuencia, como sucede en el caso de los filtros clásicos inductivos. Esto supone que la elaboración de los diseños es más complicada y el tiempo

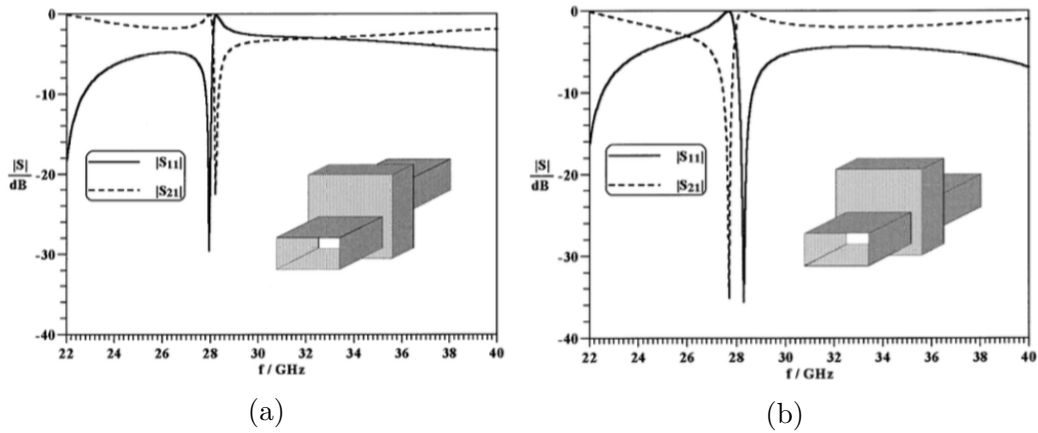


Figura 2.22: *Singlet* TM_{110} con: a) cero de transmisión en la banda superior, b) cero de transmisión en la banda inferior. [6]

requerido para ello es mayor.

Si el lector desea obtener más información sobre esta metodología de diseño, puede acudir a [6], [8], [9] y [10].

Diseños basados en el modo TE_{201}

La segunda metodología de diseño sobre la que se habla fue presentada en [11] y analizada de forma más extensa en [12]. Se trata de una técnica similar a la anterior, con la salvedad de que el modo resonante empleado es el TE_{201} . Dado que los resonadores siguen siendo *singlets*, el esquema de acoplos es el mismo, tal y como se muestra en la Figura 2.24.

El hecho de que se utilice otro modo resonante hace que la expresión de la frecuencia de resonancia sea diferente. En esta ocasión, dicha expresión viene dada por la ecuación 2.15, donde las dimensiones del resonador son las mostradas en la Figura 2.20. Como se puede apreciar, la frecuencia de resonancia es independiente de la altura de la cavidad, pero no de su longitud en propagación, como sucede con la metodología anterior. Esto da lugar a que estos resonadores sean más largos y más bajos que los diseñados con el modo TM_{110} . Además, cabe destacar que la anchura de estos resonadores también es mayor, por lo que, en general, los dispositivos serán más voluminosos que los que emplean resonadores con el modo TM_{110} , debido a que el modo TE_{201} es de mayor orden.

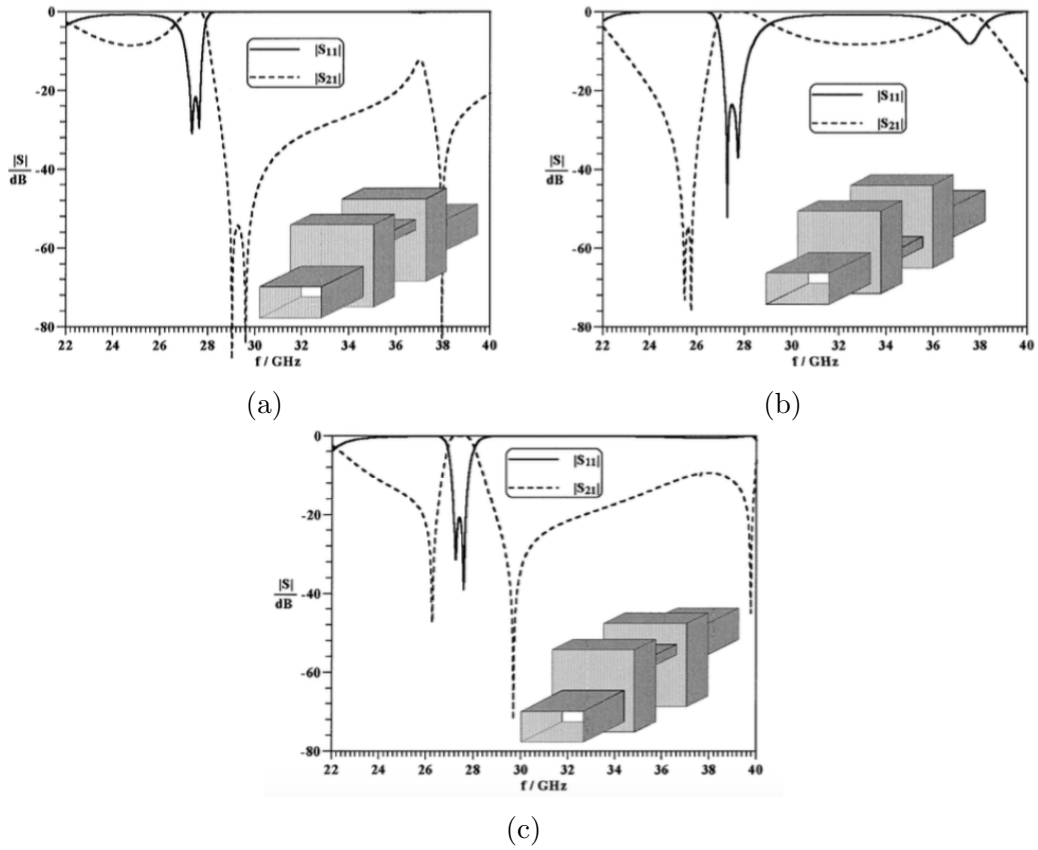


Figura 2.23: Filtros de dos polos formados por dos resonadores TM_{110} con: a) dos ceros de transmisión en la banda superior, b) dos ceros de transmisión en la banda inferior, c) un cero de transmisión en la banda superior y otro en la inferior. [6]

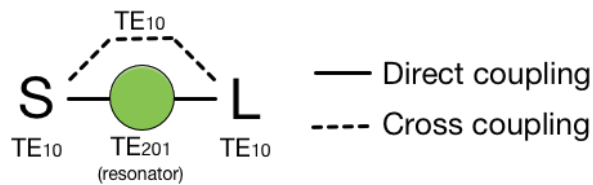


Figura 2.24: Esquema de acoplo de fuente (S) a carga (L) de un *singlet* TE_{201} .

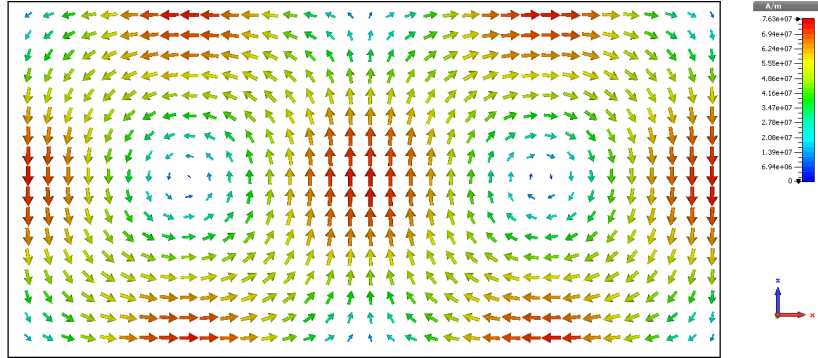


Figura 2.25: Líneas de campo magnético del modo TE_{201} en un resonador. Plano XZ.

$$f_r = \frac{c}{2\pi\sqrt{\mu_r\epsilon_r}} \sqrt{\left(\frac{2\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{\pi}{d}\right)^2} \quad (2.15)$$

El posicionamiento de los ceros de transmisión, de nuevo, es similar al de la técnica anterior. Cuando el acoplo cruzado entre fuente y carga, el cual se realiza a través del modo TE_{10} , es negativo, el cero de transmisión se sitúa en la banda de rechazo inferior, mientras que, cuando este acoplo es positivo, el cero se encuentra en la banda de rechazo superior. El signo del acoplo cruzado viene determinado por las fases de los campos magnéticos de los modos TE_{10} y TE_{201} , de forma que cuando sus campos magnéticos están en fase, el acoplo cruzado es negativo, y cuando están en oposición de fase, el acoplo cruzado es positivo. Además, la relación entre el signo del acoplo cruzado y la posición de la fuente y la carga respecto al centro de la cavidad es la misma que en el caso de los diseños basados en el modo TM_{110} , es decir, cuando tanto la fuente como la carga se encuentran en la misma mitad de la cavidad el cero se sitúa en la banda inferior y cuando se encuentran en mitades diferentes, el cero pasa a la banda superior. La principal diferencia reside en que la división de la cavidad en dos mitades ya no es vertical, sino horizontal. Esto se debe a la forma de las líneas de campo magnético del modo TE_{201} , las cuales se muestran en la Figura 2.25. Como se puede apreciar, la cavidad queda dividida en dos mitades a lo largo del eje X. Por lo tanto, la banda en la que se sitúan los ceros de transmisión ya no está controlada por la posición vertical de la fuente y la carga respecto al centro de la cavidad, sino que, en esta ocasión, depende de la posición horizontal.

En la Figura 2.26 se muestran dos *singlets* TE_{201} junto con sus respuestas en frecuencia, donde se observa la relación entre la posición de la fuente y la

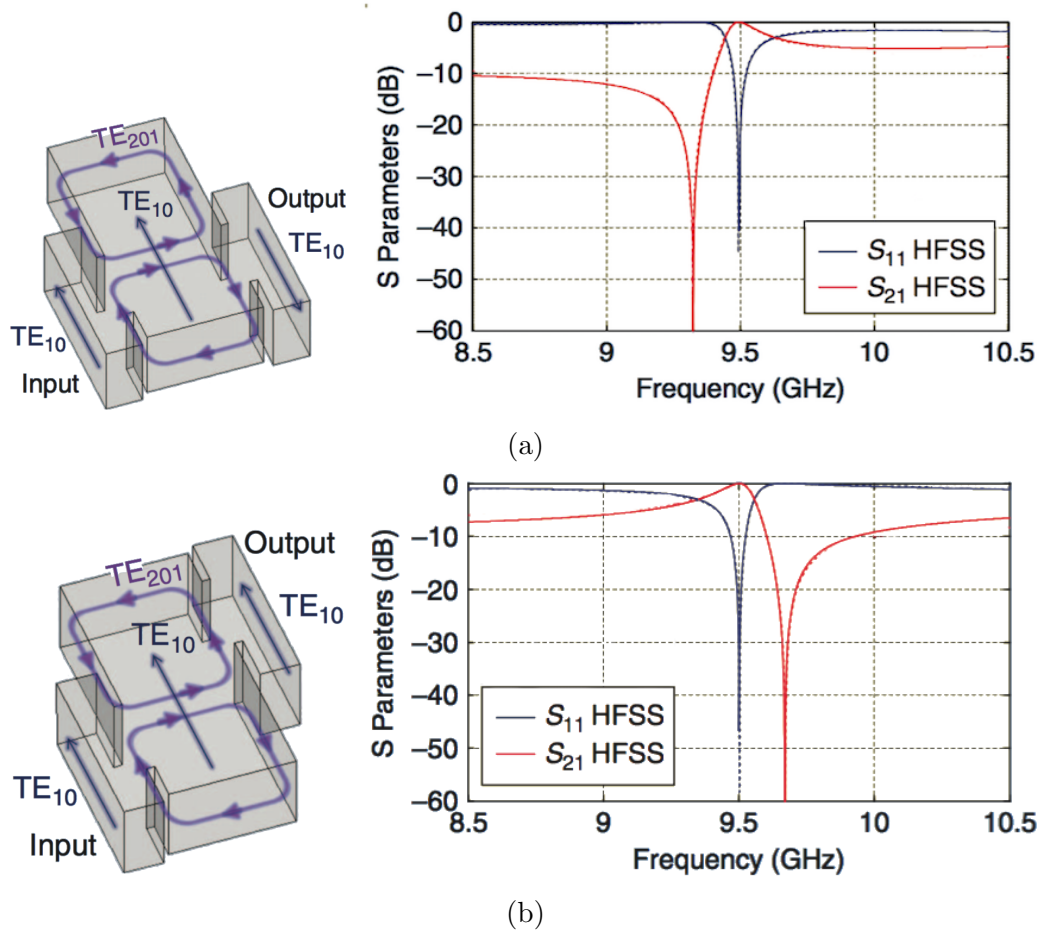


Figura 2.26: *Singlet* TE_{201} con: a) cero de transmisión en la banda inferior, b) cero de transmisión en la banda superior. [10]

carga y la banda en la que se encuentra el cero de transmisión.

Como se puede apreciar, los fundamentos de esta técnica de diseño son los mismos que en el caso del modo TM_{110} .

Para obtener más información, el lector puede acudir a [10], [11] y [12].

2.3.3. Filtros paso-banda *dual mode*

En esta sección se presenta otra alternativa a la metodología clásica de diseño de filtros paso-banda, la cual, al igual que las técnicas explicadas en la sección 2.3.2, permite obtener funciones de transferencia con ceros de

transmisión, mejorando así la banda de rechazo de los dispositivos.

La metodología se basa en emplear cavidades en las que dos modos diferentes resuenan a la misma frecuencia, lo que se conoce como *modos degenerados*. Estas cavidades se denominan *dual-mode* o *doublets*. El hecho de que existan dos modos resonantes dentro de la cavidad hace que en la función de transferencia se generen dos polos, por lo que, con una sola cavidad, se obtienen dos polos en la respuesta del filtro. Esta técnica fue propuesta en [13].

De forma similar a los diseños explicados en 2.3.2, las cavidades presentan modos resonantes y modos que se encuentran en propagación, pero no en resonancia, lo que hace posible que se produzcan acoplos cruzados que dan lugar a ceros de transmisión en la respuesta del filtro. En [13] los autores proponen emplear únicamente modos TM , utilizando los modos TM_{120} y TM_{210} como modos resonantes y el modo TM_{11} como modo no resonante, dado que su frecuencia de resonancia es mucho menor. Al igual que sucede en los diseños de la sección 2.3.2 que emplean el modo TM_{110} , la frecuencia de resonancia de los modos implicados es independiente de la longitud de la cavidad, lo que permite crear cavidades cortas, dando lugar a dispositivos más compactos. De nuevo, la longitud de las cavidades ha de ser suficientemente pequeña como para que el modo TE_{101} no entre en resonancia en la zona próxima a la banda de paso del filtro. En la Figura 2.27a se muestra un resonador de este tipo junto con las líneas de campo magnético de los modos implicados.

Este tipo de cavidades deben ser excitadas con dos guías ortogonales. Una de ellas estará acoplada al modo TM_{120} , siendo sus líneas de campo magnético tangenciales, mientras que el acoplo con el modo TM_{210} será nulo, debido a que sus líneas de campo magnético son ortogonales. Por el contrario, la otra guía estará acoplada al modo TM_{210} y desacoplada del modo TM_{120} , por el mismo motivo. Además, se deben añadir unos pequeños entrantes en dos de las esquinas de la cavidad para generar un acoplo entre los dos modos resonantes, tal y como se puede observar en la Figura 2.27a.

El modo TM_{11} está acoplado tanto a la guía de entrada como a la de salida, generando un acoplo cruzado entre fuente y carga. En la Figura 2.27b se muestra el esquema de acoplos de este tipo de resonador.

Debido a que el modo no resonante interacciona con ambos modos resonantes, este tipo de resonador es capaz de generar dos ceros de transmisión, por lo que, con una sola cavidad, se pueden obtener dos polos y dos ceros de transmisión en la respuesta del dispositivo. Esta es una ventaja respecto a

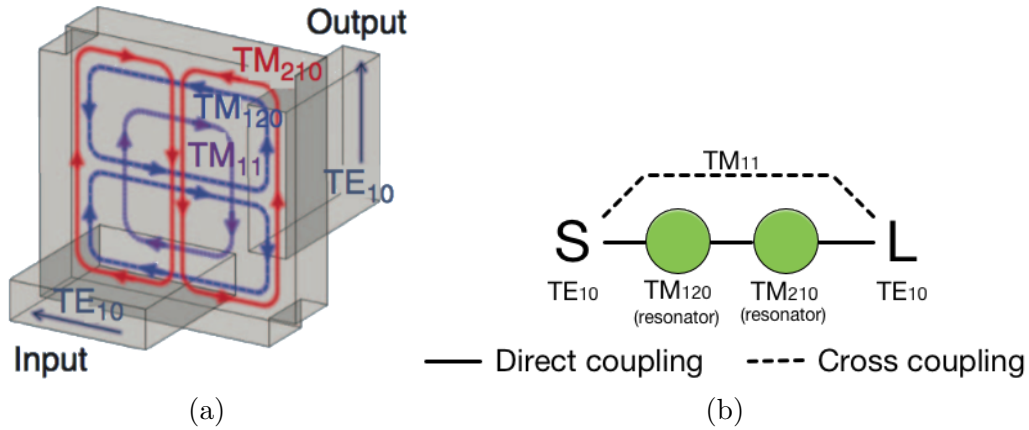


Figura 2.27: Cavity TM *dual-mode*: a) estructura y líneas de campo magnético de los modos implicados, b) esquema de acoplo de fuente (S) a carga (L). [10]

los *singlets*, los cuales generan un polo y un cero de transmisión.

La posición de las guías de entrada y salida en la cavidad permite ajustar todos los acoplos que se producen en la estructura, tanto sus magnitudes como sus signos, lo que aporta flexibilidad a la estructura y hace posible controlar la posición de los ceros de transmisión. Normalmente, estas estructuras se emplean para generar dos ceros de transmisión simétricos, uno en la banda superior y otro en la inferior, dando lugar a respuestas en frecuencia como la mostrada en la Figura 2.28.

Al igual que sucede con los diseños de la sección 2.3.2, es posible encadenar varias cavidades *dual-mode* para obtener funciones de transferencia con un número de polos y ceros mayor. En la Figura 2.29 se muestra un filtro formado por dos cavidades junto con el esquema de los acoplos que se producen en el dispositivo. Dado que se emplean dos cavidades, su respuesta en frecuencia incluye cuatro polos y cuatro ceros de transmisión, tal y como se puede observar en la Figura 2.30.

Por lo tanto, esta técnica de diseño permite obtener dispositivos con prestaciones similares a los de la sección 2.3.2, pero con un número de cavidades menor, dado que la cantidad de polos y ceros generados por un *doublet* duplica a los de un *singlet*. Esto permite obtener dispositivos más compactos. Al igual que sucede con los diseños de la sección 2.3.2, no hay unas ecuaciones que faciliten sintetizar dispositivos que cumplan con unas especificaciones de-

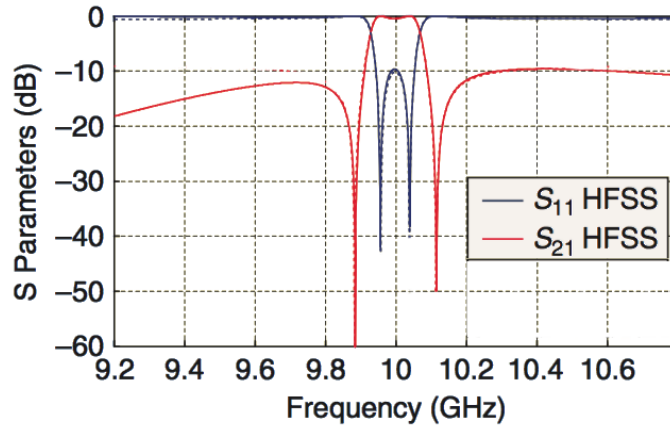


Figura 2.28: Respuesta en frecuencia de una cavidad *TM dual-mode* centrada en 10 GHz. Simulación en HFSS. [10]

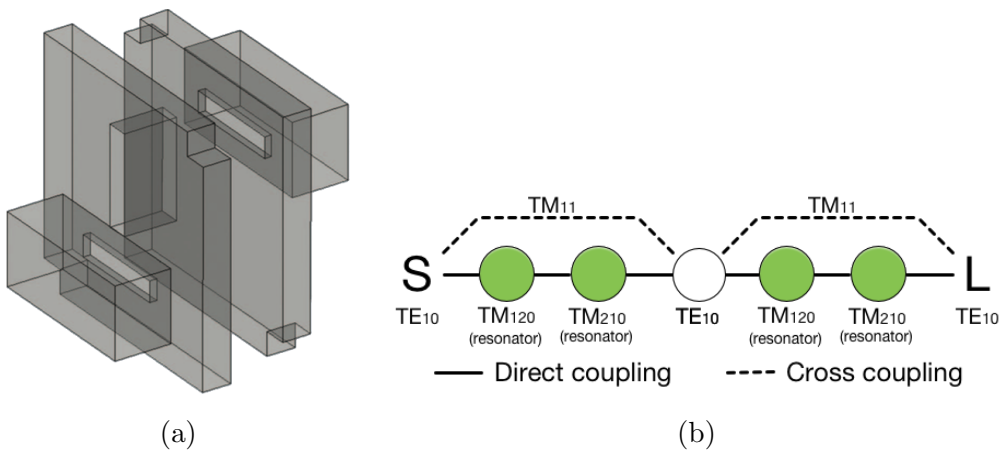


Figura 2.29: Filtro formado por dos cavidades *TM dual-mode*: a) estructura, b) esquema de acoplo de fuente (S) a carga (L). [10]

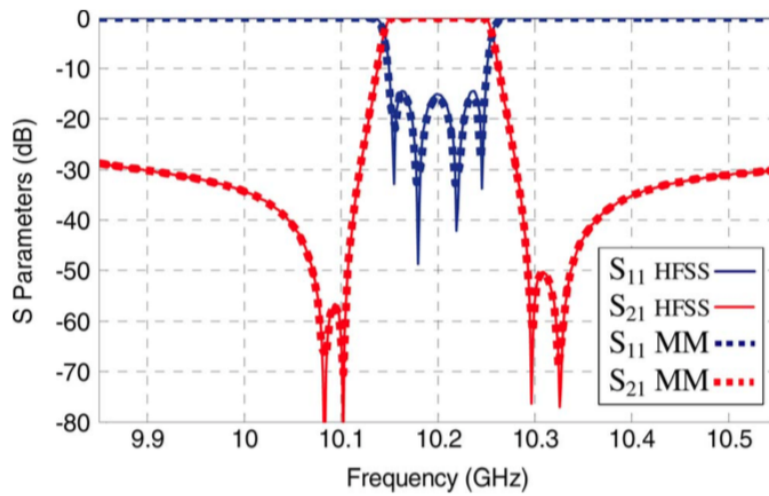


Figura 2.30: Respuesta en frecuencia de un filtro formado por dos cavidades *TM dual-mode* centrado en 10.2 GHz: comparación entre la simulación en HFSS y empleando técnicas *mode-matching*. [13]

terminadas, por lo que, de nuevo, el proceso de optimización es fundamental en este tipo de diseños.

Si el lector desea conocer más detalles sobre estos dispositivos, puede acudir a [10], [13], [14] y [15].

Parte III

Técnica de diseño

Capítulo 3

Técnica de diseño propuesta

En este capítulo se aborda la técnica de diseño propuesta en este trabajo. Se trata de una metodología de diseño de filtros paso-banda en guía de onda que permite mejorar las prestaciones de los dispositivos respecto a otras técnicas anteriores.

En la sección 3.1 se explica el funcionamiento de los resonadores, indicando las posibilidades que ofrecen y cómo emplearlos para generar una respuesta en frecuencia dada. A continuación, en la sección 3.2, se habla sobre cómo utilizar varios resonadores para crear un filtro de un orden determinado. Después, en la sección 3.3 se analizan las matrices de acoplo de este tipo de dispositivos, indicando sus particularidades. Una vez explicados los fundamentos de la técnica de diseño, en la sección 3.4 se analiza cómo afectan cada una de las dimensiones de la estructura a los acoplos energéticos que se dan en la misma, lo que permite modificar la estructura para mejorar las prestaciones del filtro. Posteriormente, en la sección 3.5, se estudia la posibilidad de utilizar los iris presentes en un filtro para generar más polos en su respuesta en frecuencia, aumentando así el orden del dispositivo sin incrementar el número de cavidades. Por último, en la sección 3.6 se muestra un resumen de todos los dispositivos diseñados, indicando sus características.

3.1. Resonadores

Al igual que ocurre típicamente en las técnicas de diseño de filtros paso-banda, el elemento básico de los dispositivos es el resonador, de modo que la banda de paso de un diseño vendrá determinada por la frecuencia de reso-

nancia de los resonadores presentes en el mismo. Tal y como se ha mostrado en en capítulo 2, existen varias posibilidades a la hora de diseñar los resonadores, cada una de las cuales permite obtener una serie de prestaciones. Por ejemplo, los filtros paso-banda inductivos emplean resonadores en los que el modo resonante es el TE_{101} y el acoplo entre ellos se realiza mediante iris inductivos. Esta técnica es útil para implementar respuestas del tipo Chebyshev, pero no da la posibilidad de incluir ceros de transmisión en la respuesta del filtro. Por otra parte, las técnicas presentadas en la sección 2.3.2 emplean resonadores en los que hay un modo resonante y otro modo que se encuentra en propagación, pero no en resonancia. Este tipo de resonadores permite implementar ceros de transmisión en la respuesta en frecuencia, de modo que cada resonador añade un polo y un cero a la función de transferencia del dispositivo, obteniendo así una respuesta elíptica. Otra posibilidad es la mostrada en la sección 2.3.3, donde los resonadores se caracterizan por tener dos modos resonantes en la misma frecuencia, además de un modo en propagación. Esto permite que, con un solo resonador, se incluyan dos polos y dos ceros en la función de transferencia, permitiendo así obtener filtros de mayor orden con un número de resonadores menor.

La técnica propuesta en este trabajo es una evolución de la metodología basada en el modo TM_{110} presentada en la sección 2.3.2. La principal diferencia es que, en lugar de emplear únicamente el modo TM_{110} , se emplea el TM_{120} junto con el TM_{110} y el TM_{130} , de forma que el TM_{120} es el que entra en resonancia en la banda de paso del dispositivo, dando lugar a un polo y a un cero, mientras que, los otros dos, son modos que se utilizan solamente para generar un cero de transmisión. Esta técnica permite obtener un polo y dos ceros de transmisión con cada resonador, tal y como se explica en esta sección.

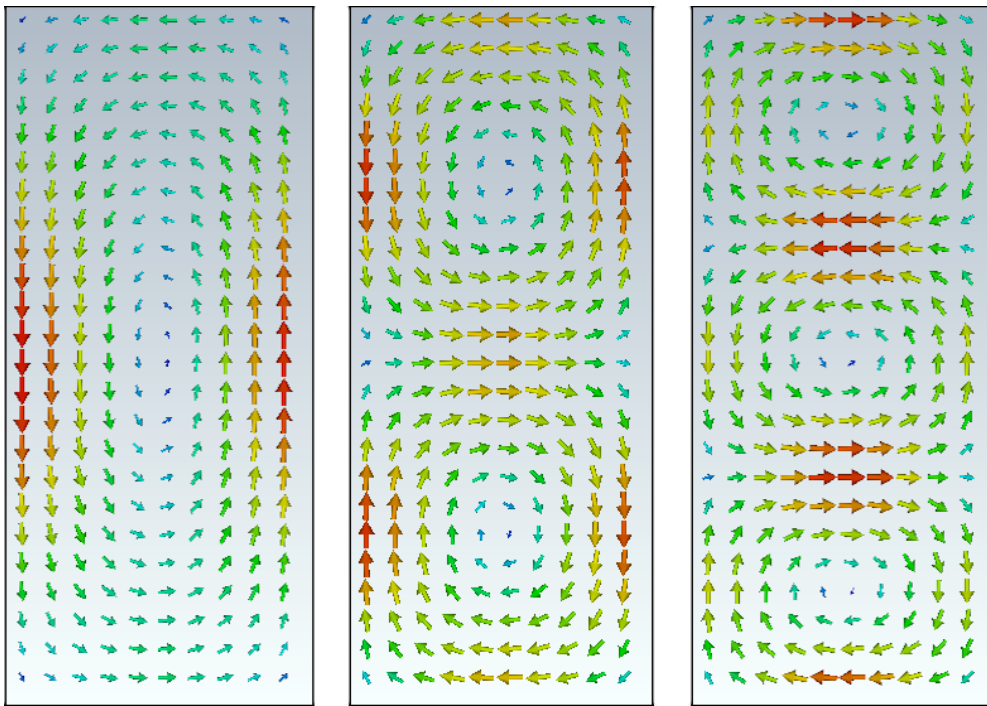
3.1.1. Funcionamiento

La frecuencia de resonancia de un modo TE_{mnp} o TM_{mnp} en un resonador viene dada por la expresión 3.1, donde c es la velocidad de la luz en el vacío, μ_r y ϵ_r son la permeabilidad magnética y la constante dieléctrica relativas del medio, respectivamente, a es la anchura del resonador, b es su altura y d es la longitud en la dirección de propagación, tal y como se muestra en la Figura 2.20.

$$f_{mnp} = \frac{c}{2\pi\sqrt{\mu_r\epsilon_r}} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2 + \left(\frac{p\pi}{d}\right)^2} \quad (3.1)$$

De la expresión 3.1 se deduce que la frecuencia de resonancia de un modo concreto depende directamente de las dimensiones del resonador. Sin embargo, se puede afirmar que, de los tres modos TM antes mencionados, para un resonador con unas dimensiones determinadas, el TM_{110} es el que entra en resonancia a una frecuencia menor, seguido del TM_{120} y del TM_{130} . Además, la longitud del resonador (d) no afecta a sus frecuencias de resonancia, por lo que es posible hacer resonadores cortos, con el objetivo de reducir el tamaño de los dispositivos. Este comportamiento se puede apreciar en la Figura 3.1, donde se muestran las frecuencias de resonancia de los tres modos en el mismo resonador, junto con sus líneas de campo magnético. Por lo tanto, si las dimensiones de un resonador se ajustan para que el modo TM_{120} resuene en la banda de paso del filtro, el modo TM_{110} resonará a una frecuencia menor y el TM_{130} a una mayor. Podría darse el caso de que, empleando resonadores largos (d grande), otros modos, como el TE_{101} tuvieran frecuencias de resonancia similares a las de estos tres modos TM , por lo que las dimensiones de los resonadores han de ser escogidas de forma que no haya modos no deseados que entren en resonancia cerca de la banda de paso de los dispositivos.

Tal y como se indica en la sección 2.3.2, el modo TM_{110} se puede emplear para crear un polo y un cero de transmisión, siendo la posición de dicho cero dependiente del signo del acoplo cruzado existente entre la fuente y la carga [8], el cual se realiza a través del modo fundamental TE_{10} , que se encuentra en propagación pero no en resonancia. De este modo, si el acoplo cruzado es negativo, el cero se situará por debajo de la frecuencia de resonancia del modo TM_{110} en la cavidad, es decir, en su banda de rechazo inferior, en cambio, si dicho acoplo es positivo, el cero se encontrará en una frecuencia mayor a la de resonancia, es decir, en su banda de rechazo superior. El signo del acoplo cruzado viene determinado por la posición vertical de la fuente y la carga en el resonador, siendo el centro de la cavidad el punto de referencia, como ya se ha explicado en la sección 2.3.2. Esto se debe a que, en dicho punto, el campo magnético del modo TM_{110} , sufre un cambio de fase de 180° . Con el objetivo de ilustrar este concepto, se ha dividido el resonador en dos zonas, tal y como se puede apreciar en la Figura 3.2a, de forma que, en función de la zona en la que se encuentren la fuente y la carga, el cero de transmisión se situará en la banda de rechazo inferior o la superior, es decir, el acoplo cruzado tendrá un signo u otro. En la Tabla 3.1 se muestra la posición del cero de transmisión en cada caso, indicando con “←—” que se encuentra en la banda inferior y con



(a) TM_{110} , $f = 189GHz$ (b) TM_{120} , $f = 229GHz$ (c) TM_{130} , $f = 284GHz$

Figura 3.1: Frecuencias de resonancia y líneas de campo magnético de los modos TM implicados en los diseños. Resonador de dimensiones $0.863 \times 2 \times 0.5$ mm. Plano XY.

“ \rightarrow ” en la superior. Tal y como se observa, cuando tanto la fuente como la carga están en la misma zona, el acoplo cruzado es negativo y el cero se sitúa en la banda de rechazo inferior. En cambio, si las guías de onda de entrada y salida se encuentran en zonas diferentes, el acoplo cruzado es positivo y el cero pasa a la banda de rechazo superior. Por lo tanto, se puede afirmar que es posible controlar el cero de transmisión generado por el modo TM_{110} ajustando la posición vertical de las guías de onda de entrada y salida del resonador. Además, se aprecia que el comportamiento en la mitad superior de la cavidad es el mismo que en la inferior, estando ambas mitades delimitadas en la tabla con una línea discontinua.

El comportamiento del cero de transmisión generado con los modos TM_{120} y TM_{130} es el mismo, en el sentido de que su frecuencia se controla variando la posición vertical de las guías de onda de entrada y salida en la cavidad. El esquema de los acoplos que se producen en el resonador es igual al del modo TM_{110} , mostrado en la Figura 2.19, con la salvedad de que el modo resonante es o bien el TM_{120} o el TM_{130} . Por lo tanto, la dependencia entre la posición del cero de transmisión y el signo del acoplo cruzado se mantiene. Una ventaja de emplear el modo TM_{120} es que, tal y como puede apreciar en la Figura 3.1, en la cavidad se producen dos cambios de fase de 180° , por lo que hay mayor flexibilidad a la hora de generar un acoplo cruzado de un signo determinado. Lo mismo sucede con el modo TM_{130} , en el cual se producen tres cambios de fase de 180° . Como contrapartida, este mayor abanico de posibilidades supone que la dependencia entre la banda en la que se sitúa el cero de transmisión y la posición vertical de las guías de onda de entrada y salida no sea tan simple como en el caso del modo TM_{110} . Con el objetivo de mostrar esta dependencia de la forma más clara posible, de nuevo, se ha dividido el resonador en varias zonas limitadas por los cambios de fase de 180° , tanto para el caso del modo TM_{120} como el TM_{130} , tal y como se muestra en las Figuras 3.2b y 3.2c, respectivamente. En las Tablas 3.2 y 3.3 se indica la banda de rechazo en la que se sitúa el cero de transmisión (superior o inferior) en función de las zonas en las que se encuentren las guías de onda de entrada y salida, para ambos modos. De nuevo, el comportamiento en la mitad superior de la cavidad es el mismo que en la inferior.

Observando las Tablas 3.1, 3.2 y 3.3, se puede concluir que el cero de transmisión generado por un modo TM concreto se sitúa en su banda inferior únicamente cuando tanto la fuente como la carga están en la misma zona del resonador.

De esta forma, es posible controlar la banda en la que se encuentran los ceros de transmisión generados con cada uno de los tres modos que inter-

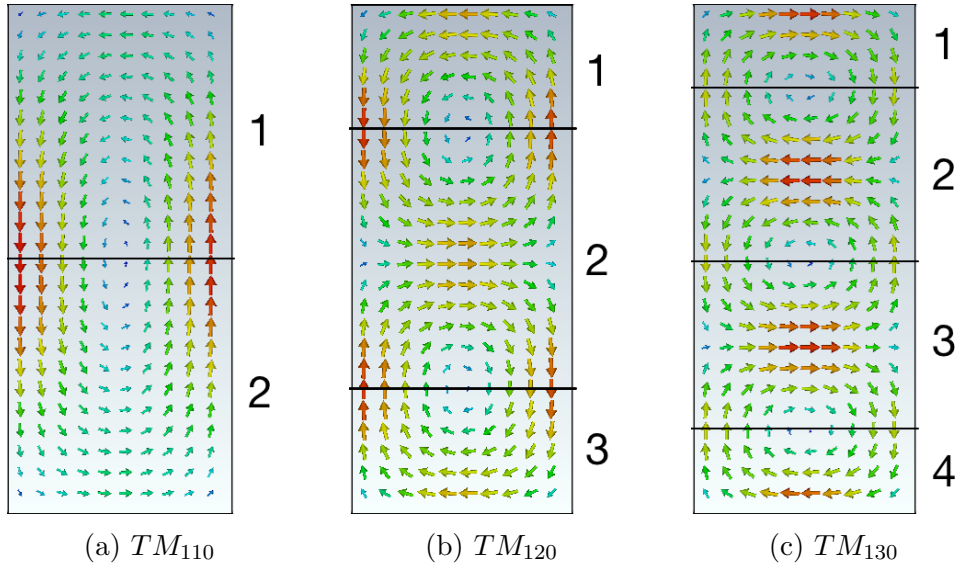


Figura 3.2: División del resonador en zonas para cada uno de los modos TM implicados en los diseños. Plano XY .

Tabla 3.1: Posición del cero de transmisión generado por el modo TM_{110} en función de las zonas del resonador en las que se sitúen la fuente (S) y la carga (L). Zonas definidas en la Figura 3.2a.

Zona S	Zona L	Cero TM_{110}
1	1	←
1	2	→
2	1	→
2	2	←

Tabla 3.2: Posición del cero de transmisión generado por el modo TM_{120} en función de las zonas del resonador en las que se sitúen la fuente (S) y la carga (L). Zonas definidas en la Figura 3.2b.

Zona S	Zona L	Cero TM_{120}
1	1	←
1	2	→
1	3	→
2	1	→
--- 2 ---	--- 2 ---	← ---
2	3	→
3	1	→
3	2	→
3	3	←

vienen en el diseño ajustando correctamente la posición vertical de las guías de onda de entrada y salida de los resonadores. Esto permite que, estando el modo TM_{120} resonando en la banda de paso del filtro, sea posible hacer que el modo TM_{110} , el cual resuena a una frecuencia menor, genere un cero de transmisión en su banda superior, que corresponde a la banda de rechazo inferior del filtro, o que el modo TM_{130} , resonando a una frecuencia mayor, genere un cero en su banda inferior, correspondiente a la banda de rechazo superior del dispositivo. Así, con un solo resonador, es posible generar, además de un polo, un cero de transmisión con el modo TM_{120} y otro adicional con el modo TM_{110} o con el TM_{130} . Cabe destacar que el cero adicional generado con el modo TM_{110} siempre deberá estar en la banda de rechazo inferior del filtro, es decir, la banda superior del modo TM_{110} , mientras que el generado con el modo TM_{130} deberá situarse en la banda de rechazo superior del filtro, que corresponde a la banda inferior del modo TM_{130} . En cuanto al cero generado con el modo TM_{120} , se puede encontrar en una banda o en otra en función de la posición de las guías de onda de entrada y salida de la cavidad. En la Figura 3.3 se muestran las opciones existentes a la hora de crear ceros de transmisión con un solo resonador, indicando qué modo debe generar cada uno de ellos.

Por lo tanto, siguiendo esta técnica, un resonador es capaz de generar

Tabla 3.3: Posición del cero de transmisión generado por el modo TM_{130} en función de las zonas del resonador en las que se sitúen la fuente (S) y la carga (L). Zonas definidas en la Figura 3.2c.

Zona S	Zona L	Cero TM_{130}
1	1	←
1	2	→
1	3	→
1	4	→
2	1	→
2	2	←
2	3	→
2	4	→

3	1	→
3	2	→
3	3	←
3	4	→
4	1	→
4	2	→
4	3	→
4	4	←

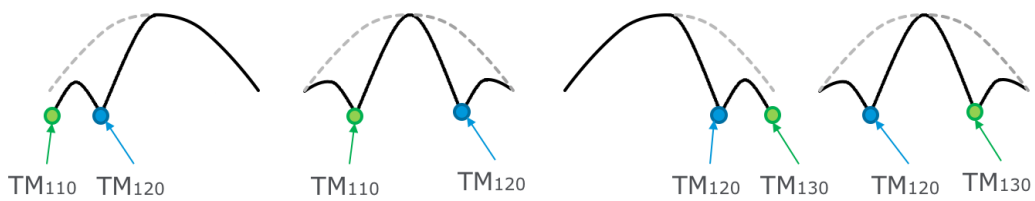


Figura 3.3: Posibilidades que ofrece un resonador a la hora de generar ceros de transmisión.

un polo y dos ceros de transmisión, obteniendo así una ventaja en las prestaciones del dispositivo respecto a la metodología de diseño mostrada en la sección 2.3.2, donde cada resonador proporciona un polo y un cero.

De forma similar a como se ha hecho anteriormente en esta sección, en la Figura 3.4 se muestra una división de la cavidad en zonas que permite analizar todas las posibilidades existentes a la hora de generar ceros de transmisión, indicando en la Tabla 3.4 la banda en la que se sitúa el cero de transmisión generado con cada uno de los tres modos en función de la zona en la que se encuentren las guías de onda de entrada y salida. Debido a la simetría vertical que presentan los modos TM respecto al centro de la cavidad, el comportamiento en la mitad superior del resonador es el mismo que en la inferior, tal y como se ha comprobado anteriormente. Por ejemplo, la posición de los ceros de transmisión cuando la fuente y la carga están en las zonas 2 y 3 es la misma que cuando se encuentran en las zonas 4 y 5 (ver Figura 3.4). Por lo tanto, con el fin de evitar que la Tabla 3.4 se extienda demasiado, sólo se han considerado la mitad de las combinaciones. El resto se pueden deducir fácilmente teniendo en cuenta la simetría.

Cabe destacar que, cuando se indica que un cero se encuentra en la banda de rechazo superior o inferior, se hace referencia a las bandas propias de cada modo, es decir, un cero situado en la banda superior del modo TM_{110} se encontrará en la banda inferior del modo TM_{120} , mientras que un cero en la banda inferior del modo TM_{130} se encontrará en la banda superior del modo TM_{120} . Dado que el modo que forma la banda de paso del filtro es el TM_{120} , el cero generado por el modo TM_{110} sólo es útil si se encuentra en su banda superior. En cambio, el cero generado por el modo TM_{130} servirá únicamente si se encuentra en su banda inferior. En la Tabla 3.4 los ceros útiles están representados con flechas largas (\leftarrow , \rightarrow) y el resto con flechas cortas (\leftarrow , \rightarrow).

Es posible preguntarse si existe alguna combinación que permita generar tres ceros de transmisión útiles con un solo resonador, de forma que el modo TM_{110} genere el cero en su banda superior y el modo TM_{130} lo haga en su banda inferior. Sin embargo, observando la Tabla 3.4 se comprueba que dicha posibilidad no existe, es decir, esta técnica es útil para obtener dos ceros de transmisión con cada resonador.

Una vez que se ha mostrado cómo controlar la banda en la que se encuentran los ceros de transmisión generados con cada uno de los modos, se procede a explicar cómo controlar la frecuencia exacta de los mismos. Normalmente, interesa que los ceros de transmisión estén lo más próximos posible a la ban-

Tabla 3.4: Posición del cero de transmisión generado por cada modo TM en función de las zonas del resonador en las que se sitúen la fuente (S) y la carga (L). Zonas definidas en la Figura 3.4.

	Zona S	Zona L	Cero TM_{110}	Cero TM_{120}	Cero TM_{130}
	1	1	←	←	←
	1	2	←	←	→
	1	3	←	→	→
	1	4	→	→	→
	1	5	→	→	→
	1	6	→	→	→
	2	1	←	←	→
	2	2	←	←	←
*	2	3	←	→	←
*	2	4	→	→	→
*	2	5	→	→	→
	2	6	→	→	→
	3	1	←	→	→
*	3	2	←	→	←
*	3	3	←	←	←
*	3	4	→	←	→
*	3	5	→	→	→
	3	6	→	→	→

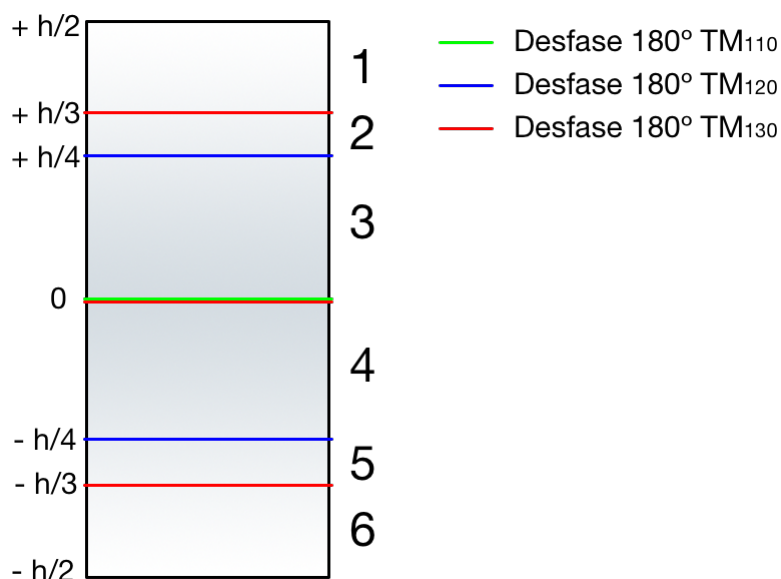


Figura 3.4: División del resonador de altura h en zonas para analizar la posición de los ceros de transmisión generados por cada uno de los tres modos TM . Plano XY .

da de paso del filtro, de forma que la pendiente de la banda de paso a la de rechazo sea mayor y la respuesta se asemeje más a la de un filtro ideal. De nuevo, la proximidad de los ceros a la banda de paso viene determinada por la posición vertical de la fuente y la carga. Sin embargo, en esta ocasión el comportamiento es más simple y, además, es compartido por los tres modos implicados. De forma general, se puede decir que, **cuanto más próximas están la fuente y la carga a la zona de la cavidad donde hay un cambio de fase de 180° en el campo magnético de un modo TM concreto (ver Figura 3.1), más se aproxima el cero generado por dicho modo a su frecuencia de resonancia**. Por lo tanto, si la fuente y la carga se encuentran cerca de las zonas donde el campo magnético del modo TM_{120} es nulo, el cero generado con dicho modo se encontrará cerca de su frecuencia de resonancia, lo que implica que estará cerca de la banda de paso del filtro. En cuanto a los ceros generados con los modos TM_{110} y TM_{130} , interesa que estén lejos de su frecuencia de resonancia para que se acerquen a la banda de paso del dispositivo, por lo que, en principio, no es conveniente que la fuente y la carga estén próximas a las zonas donde el campo magnético de los modos TM_{110} y TM_{130} es nulo.

Este comportamiento hace que, de todas las posibilidades mostradas en

la Tabla 3.4, haya unas más adecuadas que otras, dado que hacen que el cero generado por el modo TM_{120} se acerque a su frecuencia de resonancia, es decir, a la banda de paso, y los ceros adicionales se alejen de las frecuencias de resonancia de los modos TM_{110} y TM_{130} , acercándolos así a la banda de paso del dispositivo. Estas zonas más óptimas se encuentran marcadas con un *.

Desde el punto de vista de los acoplos que se producen en el dispositivo, el hecho de que un cero de transmisión esté más cerca o más lejos de la frecuencia en la que resuena el modo que lo genera depende, entre otras cosas, de la magnitud del acoplo cruzado. Para una matriz de acoplo dada, el hecho de aumentar la magnitud del acoplo cruzado implica que el cero de transmisión se acerque a la frecuencia de resonancia del modo que lo genera, mientras que, reducir su magnitud, hace que el cero se aleje de dicha frecuencia.

3.1.2. Ejemplos

Una vez se ha explicado cómo posicionar los ceros de transmisión generados con un resonador, a continuación, se muestran ejemplos de resonadores en los que se pueden apreciar los ceros de transmisión que generan, indicando qué modo los genera y la zona de la cavidad en la que se sitúan la fuente y la carga, atendiendo a la división en zonas de la Figura 3.4. Cabe destacar que el punto que determina en qué zona de la cavidad se encuentran la fuente y la carga es el centro de las guías de onda de entrada y salida.

En primer lugar, en la Figura 3.5 se muestra un resonador en el que la fuente y la carga están situadas en las zonas 3 y 4, lo que corresponde a que el cero generado por el modo TM_{110} se encuentre en su banda superior, el generado por el TM_{120} en su banda inferior y el correspondiente al modo TM_{130} , en su banda superior, tal y como se indica en la Tabla 3.4. Esto da lugar a que el resonador genere dos ceros de transmisión en la banda de rechazo inferior, tal y como se puede apreciar en la Figura 3.6a. Además, en la Figura 3.6b se muestra la respuesta en frecuencia del resonador en un ancho de banda mayor, donde se observan las frecuencias de resonancia de cada modo TM y el posicionamiento de sus ceros de transmisión. Con el objetivo de acercar los ceros a la banda de paso del dispositivo, tanto la fuente como la carga se han colocado muy próximos a la zona donde el campo magnético del modo TM_{120} sufre un cambio de fase de 180° .

El segundo ejemplo consiste en un resonador en el que la fuente y la carga

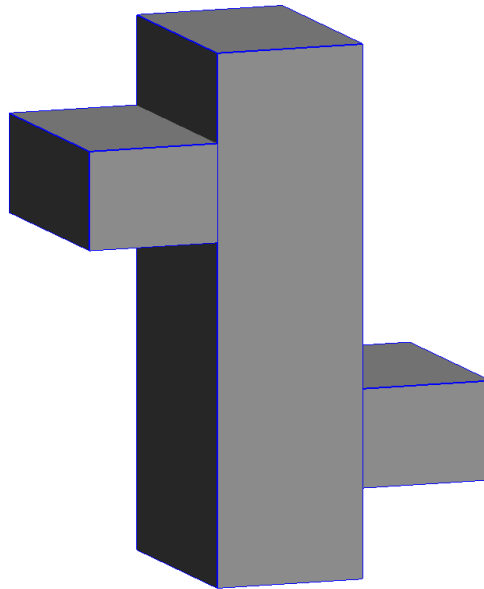


Figura 3.5: Ejemplo 1: resonador con la fuente y la carga situados en las zonas 3 y 4. Dos ceros de transmisión en la banda de rechazo inferior.

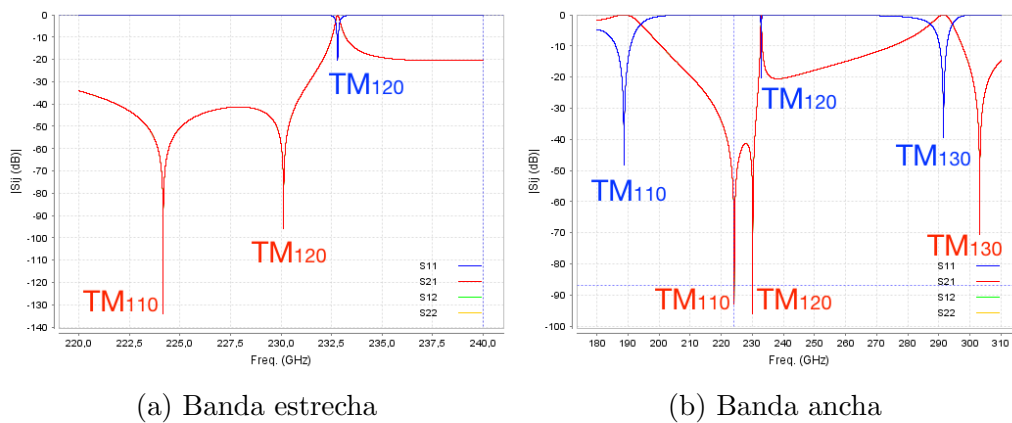


Figura 3.6: Respuesta en frecuencia del resonador mostrado en la Figura 3.5, indicando qué modos generan los polos (texto azul) y los ceros (texto rojo). S11 - Trazo azul, S21 - Trazo rojo. Obtenida con FEST3D.

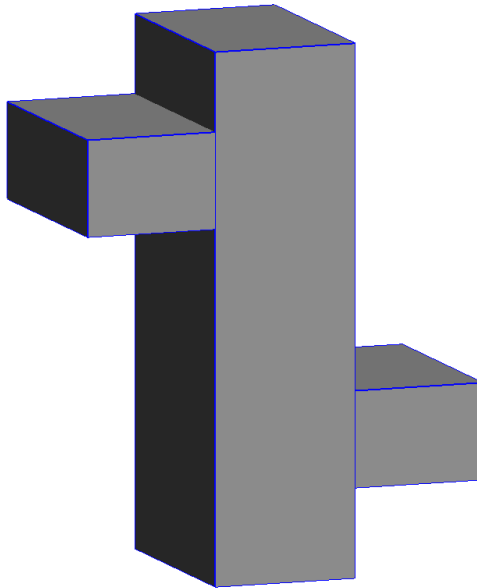


Figura 3.7: Ejemplo 2: resonador con la fuente y la carga situados en las zonas 3 y 5. Un cero de transmisión en la banda de rechazo inferior y otro en la superior.

se encuentran en las zonas 3 y 5. Como se puede apreciar en la Tabla 3.4, esto implica que los tres modos generan el cero de transmisión en su banda superior, lo que hace posible situar el cero correspondiente al modo TM_{110} en la banda de rechazo inferior del dispositivo y el generado por el TM_{120} en la superior, obteniendo así un cero de transmisión en cada banda. El resonador se muestra en la Figura 3.7, y en la Figura 3.8 se puede observar su respuesta en frecuencia.

El siguiente ejemplo, al igual que el anterior, genera un cero en cada una de las bandas de rechazo del filtro. Para ello, tanto la fuente como la carga se colocan en la zona 3, lo que hace que los tres modos generen un cero en su banda inferior. Esto supone que el cero del modo TM_{120} se sitúe en la banda de rechazo inferior del dispositivo y el del modo TM_{130} , en la superior. En las Figuras 3.9 y 3.10 se muestran el resonador y su respuesta en frecuencia, respectivamente.

Por último, el cuarto ejemplo genera dos ceros de transmisión en la banda de rechazo superior al colocar la fuente y la carga en las zonas 2 y 3. Esto provoca que el modo TM_{120} genere un cero en su banda superior y el modo TM_{130} lo haga en la inferior. En las Figuras 3.11 y 3.12 se muestran el

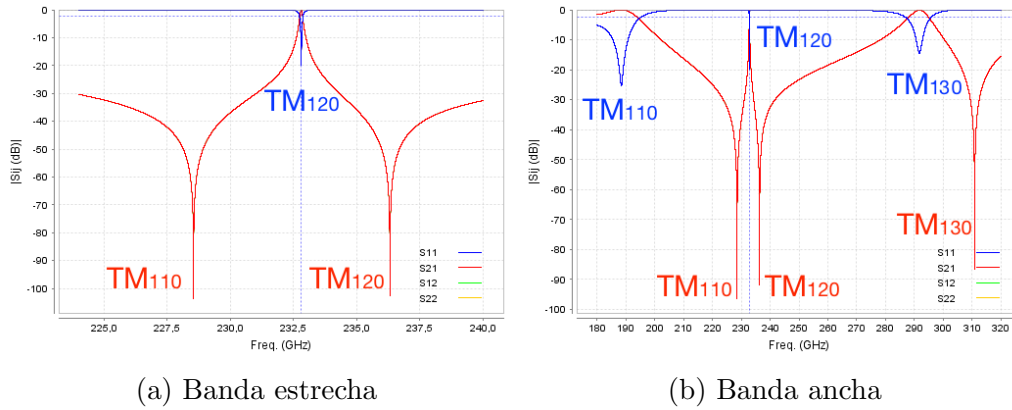


Figura 3.8: Respuesta en frecuencia del resonador mostrado en la Figura 3.7, indicando qué modos generan los polos (texto azul) y los ceros (texto rojo). S11 - Trazo azul, S21 - Trazo rojo. Obtenida con FEST3D.

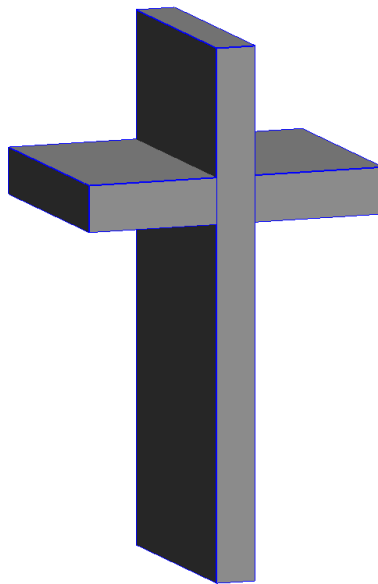


Figura 3.9: Ejemplo 3: resonador con la fuente y la carga situados en la zona 3. Un cero de transmisión en la banda de rechazo inferior y otro en la superior.

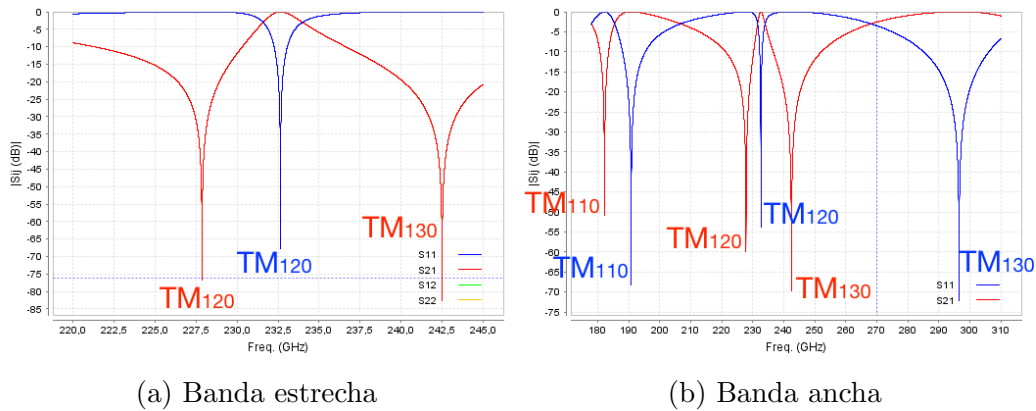


Figura 3.10: Respuesta en frecuencia del resonador mostrado en la Figura 3.9, indicando qué modos generan los polos (texto azul) y los ceros (texto rojo). S11 - Trazo azul, S21 - Trazo rojo. Obtenida con FEST3D.

resonador y su respuesta en frecuencia, respectivamente.

3.2. Diseño de filtros

En la sección 3.1 se ha explicado cómo controlar la posición de los ceros de transmisión generados con cada resonador. Del mismo modo, se ha demostrado que un solo resonador es capaz de generar, además de un polo, dos ceros de transmisión. A continuación, se muestra cómo crear filtros formados por varios resonadores.

3.2.1. Técnica de diseño

Básicamente, el diseño de filtros de un orden dado consiste en concatenar tantos resonadores como polos se desee que tenga la respuesta en frecuencia del dispositivo.

El primer paso consiste en fijar unas dimensiones adecuadas para los resonadores, de forma que el modo TM_{120} resuene en la banda de paso del dispositivo. Con el objetivo de reducir las variables de diseño, se puede fijar la anchura de los resonadores a la del estándar de guía de onda que se desee emplear, variando la altura para ajustar su frecuencia de resonancia, aunque no es estrictamente necesario. En este punto, la longitud de los resonadores

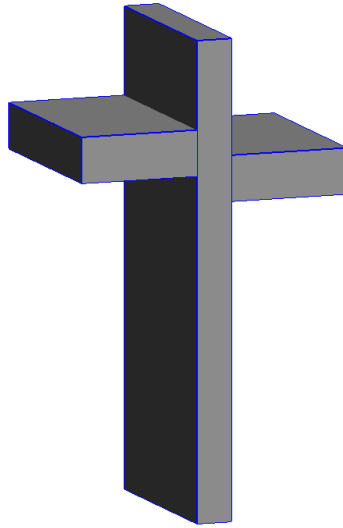


Figura 3.11: Ejemplo 4: resonador con la fuente y la carga situados en las zonas 2 y 3. Dos ceros de transmisión en la banda de rechazo superior.

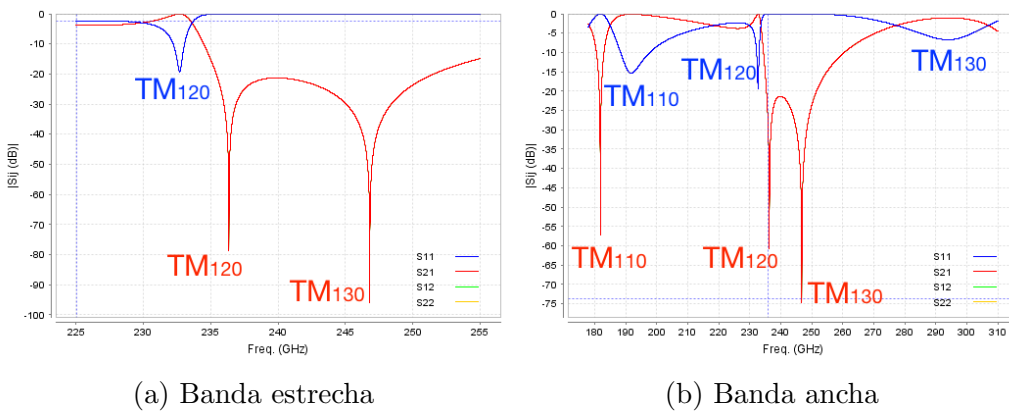


Figura 3.12: Respuesta en frecuencia del resonador mostrado en la Figura 3.11, indicando qué modos generan los polos (texto azul) y los ceros (texto rojo). S11 - Trazo azul, S21 - Trazo rojo. Obtenida con FEST3D.

no es un parámetro crítico, dado que no afecta a la frecuencia de resonancia del modo TM_{120} .

Una vez que se conocen las dimensiones aproximadas de los resonadores, se ha de decidir en qué zonas de la cavidad se colocan las guías de onda de entrada y salida de cada resonador, tal y como se ha explicado en la sección 3.1. Este paso determinará la posición de los ceros de transmisión generados por los resonadores, es decir, el número de ceros de transmisión presente en cada una de las dos bandas de rechazo. Una de las ventajas que ofrece esta metodología de diseño es que los ceros generados por cada resonador son independientes del resto, lo que aporta flexibilidad a los diseños. Típicamente, se tiende a situar una cantidad de ceros de transmisión similar en cada banda, aunque depende de la aplicación concreta para la que se diseñe el filtro.

El siguiente paso es unir todos los resonadores, de forma que la guía de onda de salida del primer resonador se concatene con la de entrada del segundo, y así sucesivamente, dando lugar al filtro completo, formado por las guías de onda de entrada y salida, los resonadores y los iris. Cabe destacar que, al unir los resonadores, cambia la carga que tienen conectada cada uno de ellos, haciendo que cambie su factor de calidad [7, Capítulo 11]. Esto provoca que no estén totalmente sintonizados y su frecuencia de resonancia se modifique ligeramente. Por lo tanto, es posible que alguno de los polos quede fuera de la banda de paso del dispositivo, por lo que se recomienda realizar un pequeño ajuste de las dimensiones de los resonadores para corregirlo. De la misma forma, el hecho de que se modifique el factor de calidad implica que cambie la magnitud de los acoplos, tanto directos como cruzados, de cada resonador, lo que puede dar lugar a que los ceros de transmisión sufran un pequeño desplazamiento. Esto supone que la frecuencia de los ceros generados por un resonador aislado será ligeramente diferente a la frecuencia de los ceros generados por ese mismo resonador en el filtro completo. En la sección 3.2.2 se muestran dos ejemplos en los que se puede apreciar este comportamiento.

Por último, una vez que se tiene la estructura completa, se ha de llevar a cabo un proceso de optimización que permita cumplir con las especificaciones necesarias, cumpliendo con el nivel de pérdidas de retorno y rechazo necesarios. Se han de ajustar tanto las dimensiones de los iris y los resonadores como la posición vertical de la fuente, la carga y los iris. El ajuste del *offset* vertical de estos elementos provocará que se modifique la posición de los ceros de transmisión, por lo que el diseñador ha de establecer unos límites para que los iris se mantengan en la zona de la cavidad correcta, dado que, de lo contrario, podría cambiar el número de ceros de transmisión presentes en cada banda, tal y como se explica en la sección 3.1. De la mis-

ma forma, en función de la tecnología de fabricación que se vaya a emplear, se deberán imponer limitaciones en cuanto al tamaño de los elementos, de forma que sea posible fabricar el dispositivo. Es necesario señalar que, aunque la longitud de los resonadores no afecta a su frecuencia de resonancia, sí que interviene en la magnitud de los acoplos que se dan en la estructura, tal y como se muestra en la sección 3.4, por lo que, del mismo modo, hay que optimizar dichas longitudes y establecer unos límites para que los resonadores no sean demasiado cortos o largos. La menor longitud vendrá dada, típicamente, por las limitaciones de la técnica de fabricación, mientras que la mayor estará condicionada por la presencia de modos de alto orden que estropeen la respuesta en frecuencia. En el caso en el que no se logre cumplir con las especificaciones impuestas al diseño, se ha de incrementar el orden del dispositivo, añadiendo más resonadores.

Dado que no existen unas ecuaciones de síntesis, como sucede en el caso de los filtros inductivos clásicos, el proceso de optimización es de vital importancia a la hora de diseñar estos dispositivos.

3.2.2. Ejemplos

A continuación se muestran dos diseños en los que se puede apreciar todos los polos y ceros generados por los resonadores. Los dispositivos han sido diseñados en el estándar de guía de onda WR-3, con un ancho de banda de 2 GHz y centrados a la frecuencia de 229 GHz, aunque son escalables a cualquier otro rango frecuencial. Se han escogido filtros de orden cuatro, es decir, formados por cuatro resonadores, aunque la metodología de diseño se puede extender fácilmente a dispositivos de mayor o menor orden.

Dado que los diseños mostrados en esta sección están formados por cuatro resonadores, cada filtro consta de cuatro polos y ocho ceros de transmisión. Con el objetivo de crear respuestas en frecuencia lo más simétricas posible, se ha decidido colocar cuatro ceros de transmisión en cada una de las dos bandas de rechazo. De los cuatro resonadores, dos generan cuatro ceros de transmisión en una banda de rechazo, y los otros dos, otros cuatro ceros en la otra banda.

Ejemplo 1 - No simétrico

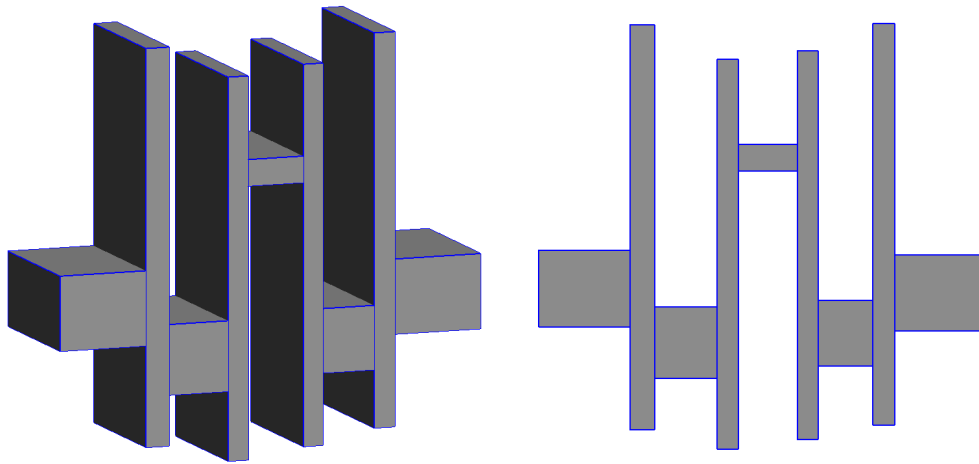
El primer ejemplo es un filtro en el que todos los resonadores e iris son diferentes, es decir, se trata de un dispositivo que no es simétrico. De los cuatro resonadores, dos tienen sus guías de onda de entrada y salida en las zonas 4 y 5 y, los otros dos, en las zonas 3 y 4. Esto implica que habrá cuatro ceros de transmisión en la banda inferior y otros cuatro en la superior, tal y como se indica en la Tabla 3.4. En la Figura 3.13 se muestra el dispositivo y su respuesta en frecuencia, indicando qué modo genera cada uno de los ceros de transmisión.

Con el objetivo de que el lector pueda comprobar qué ceros de transmisión genera cada resonador, en la Figura 3.14 se muestran las respuestas en frecuencia de cada uno de los cuatro resonadores que forman el dispositivo, superpuesta con la respuesta en frecuencia del filtro completo. Cabe destacar que las frecuencias de algunos de los ceros de transmisión generados por cada resonador aislado no coinciden exactamente con las frecuencias de los ceros del dispositivo completo, aunque son muy cercanas. Esto se debe a que, tal y como se ha explicado anteriormente, al unir los resonadores, se afectan unos a otros, lo que da lugar a un pequeño cambio en la magnitud de los acoplos cruzados, haciendo que se modifique la posición de los ceros de transmisión.

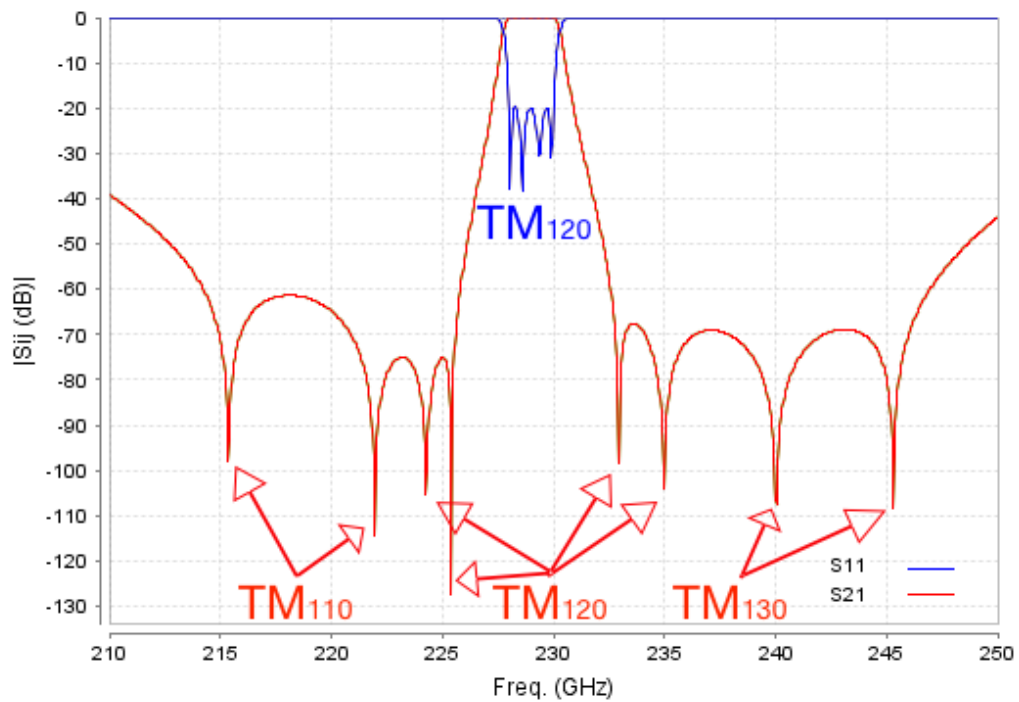
Ejemplo 2 - Simétrico

El segundo ejemplo consiste en un filtro simétrico, lo que implica que los ceros de transmisión son dobles. Esto se debe a que a los dos resonadores que generan los ceros de transmisión de la banda de rechazo inferior son exactamente iguales, por lo que sus ceros se encuentran en la misma frecuencia. Lo mismo ocurre con los resonadores que generan los ceros de la banda de rechazo superior. Por lo tanto, sus respuestas en frecuencia constan de cuatro ceros de transmisión dobles. Las zonas de las cavidades en las que se encuentran los iris son las mismas que en el ejemplo anterior, por lo que los ceros son generados por los mismos modos. En la Figura 3.15 se muestra el dispositivo y su respuesta en frecuencia.

De forma similar a como se ha hecho en el ejemplo anterior, en la Figura 3.16 se muestran las respuestas en frecuencia de cada uno de los resonadores que forman el filtro.



(a) Filtro.



(b) Respuesta en frecuencia. S11 - Trazo azul, S21 - Trazo rojo. Obtenida con FEST3D.

Figura 3.13: Ejemplo 1 - No simétrico: dispositivo formado por cuatro resonadores, dando lugar a cuatro polos y ocho ceros de transmisión simples.

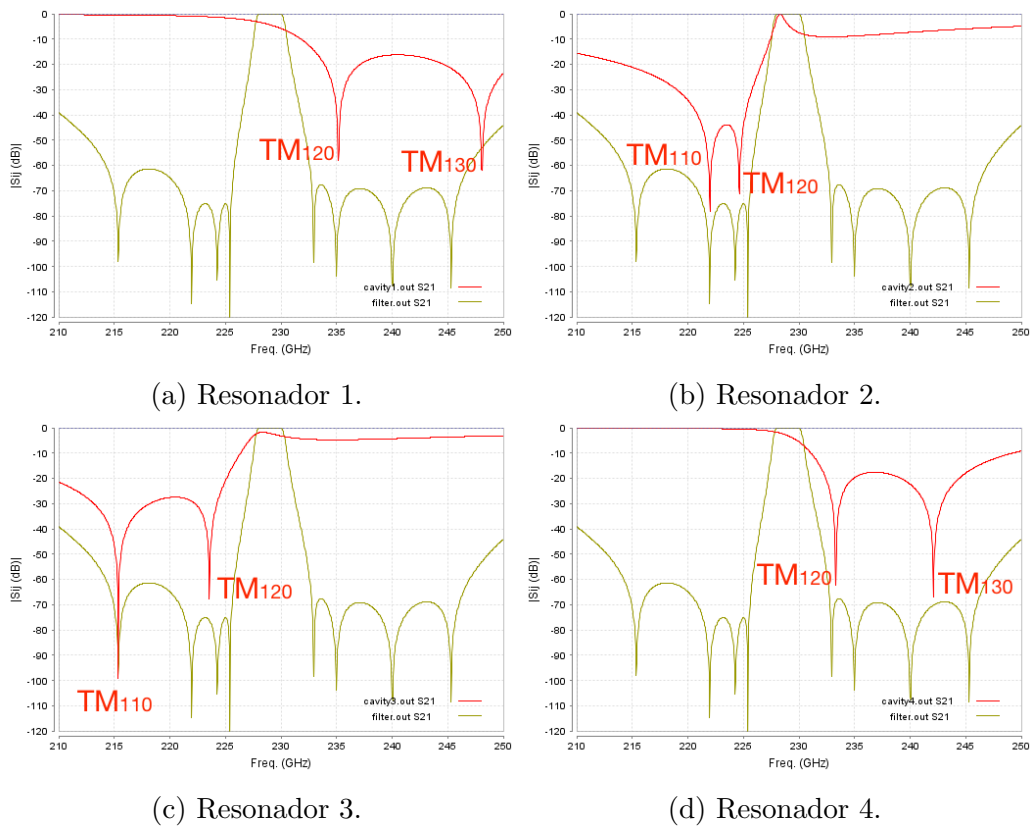
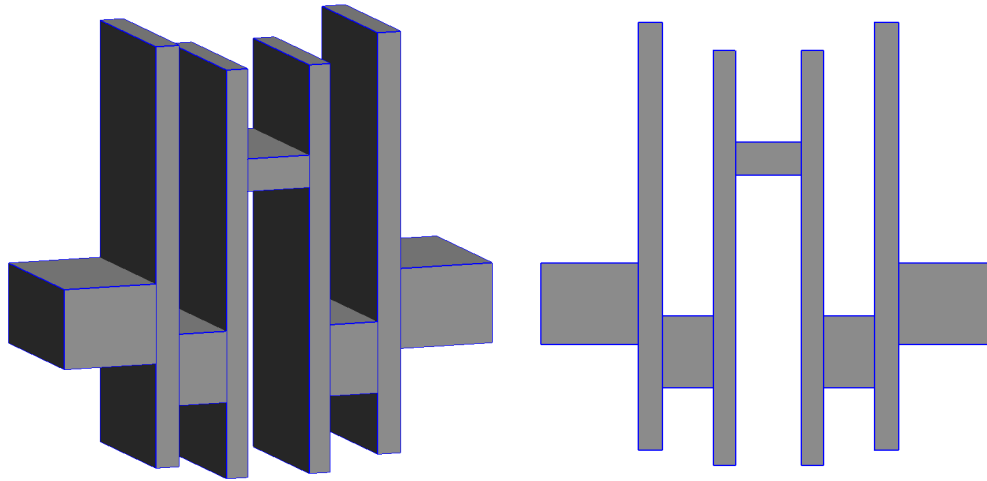
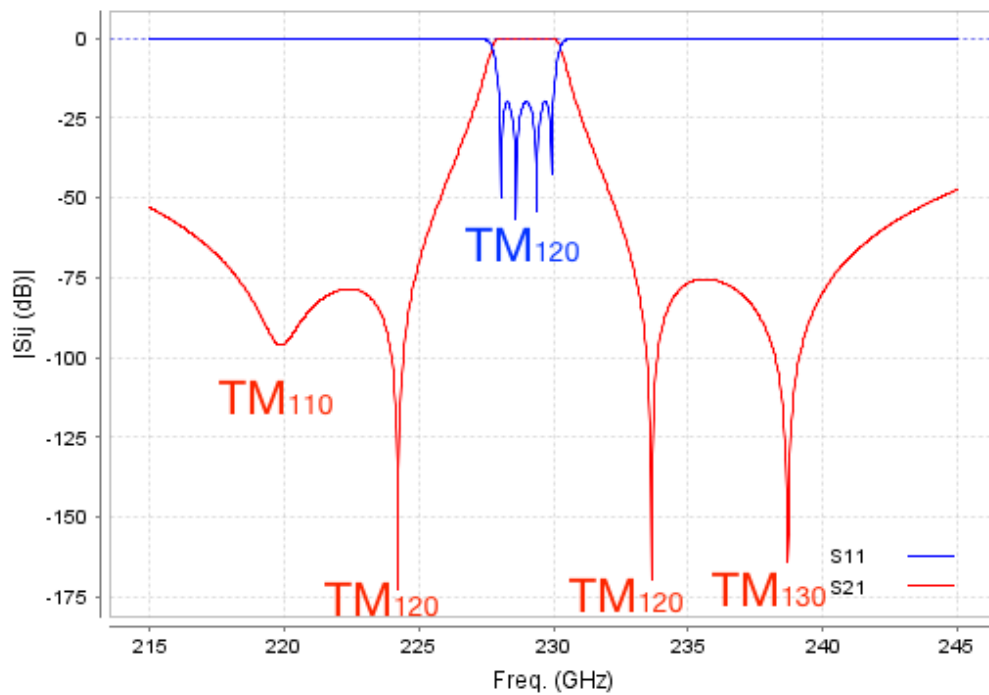


Figura 3.14: Ejemplo 1 - No simétrico: respuestas en frecuencia de los resonadores aislados. S21 resonador - Trazo rojo, S21 filtro completo - Trazo verde. Obtenidas con FEST3D.

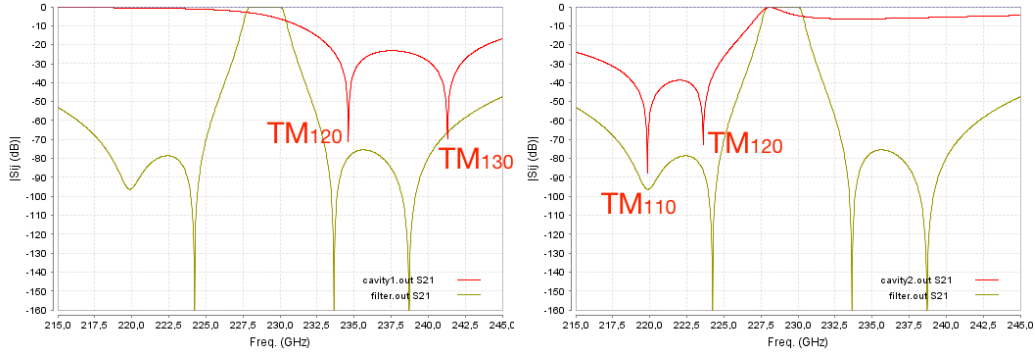


(a) Filtro.



(b) Respuesta en frecuencia. S11 - Trazo azul, S21 - Trazo rojo. Obtenida con FEST3D.

Figura 3.15: Ejemplo 2 - Simétrico: dispositivo formado por cuatro resonadores, dando lugar a cuatro polos y cuatro ceros de transmisión dobles.



(a) Resonadores 1 y 4.

(b) Resonadores 2 y 3.

Figura 3.16: Ejemplo 2 - Simétrico: respuestas en frecuencia de los resonadores aislados. S21 resonador - Trazo rojo, S21 filtro completo - Trazo verde. Obtenidas con FEST3D.

3.3. Matrices de acoplo

Tras haber mostrado en la sección 3.2 dispositivos diseñados siguiendo la metodología propuesta, en esta sección se analizan sus matrices de acoplo.

En este tipo de filtros, el acoplo directo entre los resonadores y los iris se realiza principalmente a través del campo magnético [9]. Este acoplo se da entre el modo fundamental TE_{10} , que es el modo que se propaga en los iris, y el modo resonante en las cavidades, es decir, el TM_{120} . En las Figuras 3.17 y 3.18 se muestran las líneas de campo eléctrico y magnético de ambos modos. Observando las figuras, se aprecia que las líneas de campo magnético de ambos modos son tangenciales entre sí, mientras que las de campo eléctrico son perpendiculares. Por lo tanto, es lógico que el acoplo directo entre resonadores e iris sea principalmente inductivo, ya que es más fácil acoplar el campo magnético de ambos modos que el eléctrico.

Otra peculiaridad de las matrices de acoplo de estos dispositivos es que los ceros de transmisión son generados por los acoplos cruzados entre los iris, no entre los resonadores, lo que hace necesario que los iris estén presentes en la matriz de acoplo [8]. En otro tipo de filtros, como los inductivos clásicos, es suficiente con modelar el acoplo entre los resonadores, por lo que sus matrices de acoplo tienen tantos elementos como resonadores tenga el dispositivo, además de la fuente y la carga. En este caso, en cambio, dada la relevancia de los iris en la generación de los ceros de transmisión, es necesario modelar tanto el acoplo directo entre los resonadores y los iris

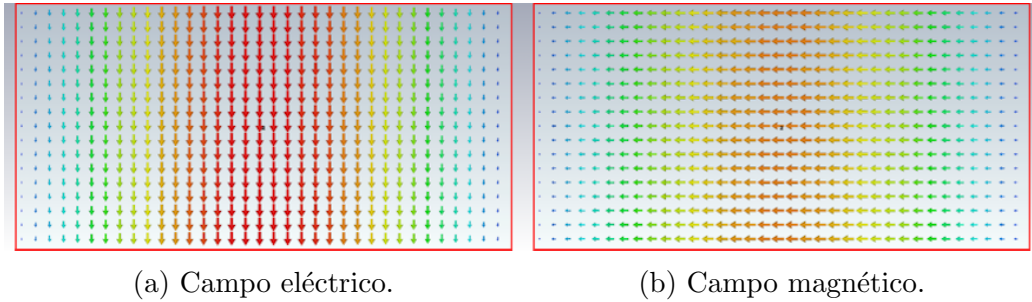


Figura 3.17: Líneas de campo eléctrico y magnético del modo TE_{10} . Plano XY.

como el acoplo cruzado entre los iris, por lo que la matriz de acoplo debe incluir, además de los resonadores, los iris que haya presentes en el dispositivo. Sin embargo, estos iris no contribuyen con un polo a la respuesta en frecuencia del dispositivo, ya que no son resonadores, por lo que deben ser tratados de forma especial. Para ello, en [8] se presentó el modelo del *Nodo No-Resonante* o *Non-Resonating Node (NRN)*, el cual permite modelar de forma independiente los ceros de transmisión generados con cada resonador, tal y como ocurre en la realidad. Por lo tanto, la matriz de acoplo de un dispositivo de este tipo deberá incluir la fuente, la carga, los resonadores y los NRNs, representando a los iris. Si el lector desea conocer más sobre los NRNs, puede acudir a [8] y [13]. Cabe destacar que, a la hora de obtener y representar una matriz de acoplo de este tipo, el software empleado debe soportar los NRNs. En un primer momento, se intentó utilizar el módulo *Filter Designer 3D* del paquete de software *CST Studio Suite 2017* para tal fin, dada su versatilidad y las facilidades que presenta a la hora de modelar las matrices de acoplo. Sin embargo, dicho software, a fecha de la elaboración de este trabajo, no incluye soporte para NRNs, por lo que ha sido necesario emplear un software llamado *Coupling Matrix Optimizer* [16], el cual sí que soporta los NRNs y es válido para modelar las matrices de acoplo de los dispositivos diseñados. Este software se descarga como un complemento de *MATLAB*. En el Anexo A se ofrece información sobre su funcionamiento y las posibilidades que ofrece.

Del mismo modo, también se debe tener en cuenta que en la matriz de acoplo sólo es posible modelar los ceros de transmisión generados por el modo TM_{120} , es decir, de los dos ceros que genera cada resonador, sólo se puede representar uno de ellos. Esto se debe a que la matriz de acoplo modela el comportamiento del modo TM_{120} , que es el que forma la banda de paso del filtro, mientras que los ceros “extra” son generados con los modos TM_{110} y

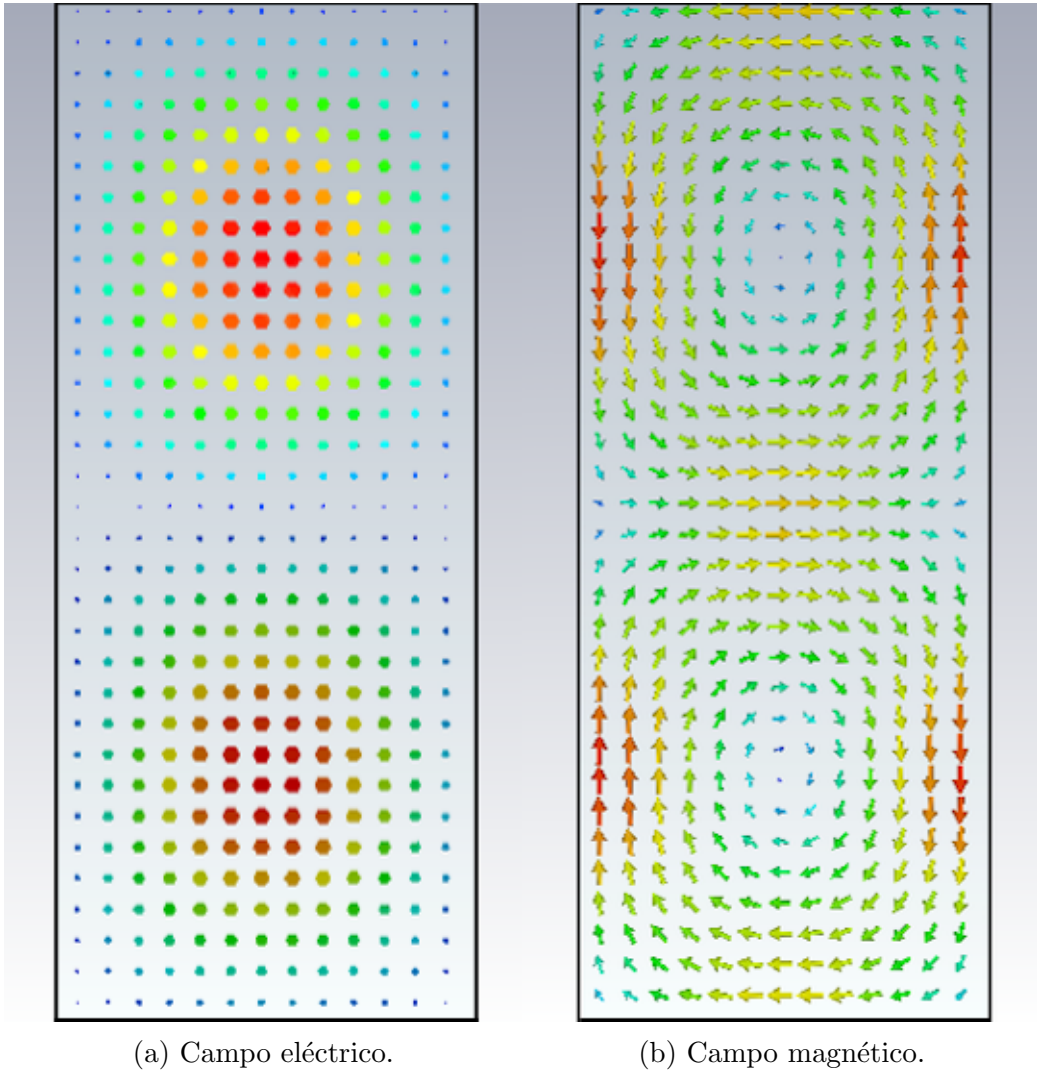


Figura 3.18: Líneas de campo eléctrico y magnético del modo TM_{120} . Plano XY.

TM_{130} . Se puede ver como que estos ceros adicionales pertenecen a “otros filtros”, basados en los modos TM_{110} y TM_{130} . Este hecho remarca cómo los ceros generados con otros modos son empleados para mejorar la banda de rechazo de una forma ingeniosa.

Ejemplo 1 - No simétrico

En la Figura 3.19 se muestra la matriz de acoplo del ejemplo no simétrico (Figura 3.13), junto con el esquema de los acoplos presentes en la estructura y los modos que intervienen en cada elemento. Se observa que dicha matriz consta de la fuente, la carga, los cuatro resonadores y los tres iris, modelados como NRNs. Los nodos 1, 3, 5 y 7 corresponden a los resonadores, mientras que los nodos 2, 4 y 6 son los iris. Del mismo modo, se aprecia la necesidad de incluir los NRNs para modelar los acoplos cruzados. Tal y como se ha explicado anteriormente, todos los acoplos directos son magnéticos, es decir, con signo negativo. En cuanto a los acoplos cruzados, su signo depende de la banda de rechazo en la que se genera el cero de transmisión correspondiente. Como se puede apreciar, los dos resonadores centrales generan ceros de transmisión en la banda inferior, lo que corresponde a un acoplo cruzado magnético (signo negativo), mientras que los resonadores de los extremos generan el cero en la banda superior, siendo el acoplo cruzado eléctrico (signo positivo).

En la Figura 3.20 se puede observar la respuesta en frecuencia del dispositivo real junto con la respuesta correspondiente a la matriz de acoplo. Como se ha mencionado en esta sección, la matriz de acoplo sólo es capaz de modelar los ceros generados con el modo TM_{120} . Visualizando la comparación entre ambas respuestas en frecuencia, es evidente la mejora que se obtiene en la banda de rechazo por el hecho de incluir los ceros de transmisión “extra”.

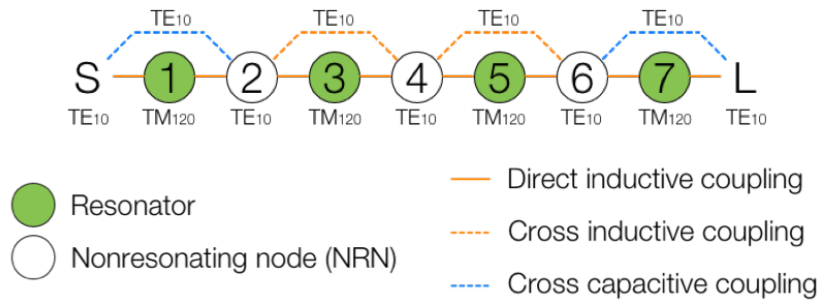
Ejemplo 2 - Simétrico

De forma similar, a continuación se muestra la matriz de acoplo correspondiente al ejemplo simétrico (Figura 3.15). Se trata de una matriz muy similar a la anterior, con la salvedad de que, como el dispositivo es simétrico, también lo es su matriz de acoplo.

En la Figura 3.21 se muestra la matriz de acoplo junto con el esquema de los acoplos y en la Figura 3.22 se puede apreciar la comparación entre la respuesta del dispositivo real y la correspondiente a su matriz de acoplo.

	S	1	2	3	4	5	6	7	L
S	0	-1.1319	0.2277	0	0	0	0	0	0
1	-1.1319	0.0746	-0.8042	0	0	0	0	0	0
2	0.2277	-0.8042	1.3321	-1.0786	-0.4625	0	0	0	0
3	0	0	-1.0786	1.9338	-0.7268	0	0	0	0
4	0	0	-0.4625	-0.7268	2.1331	-0.8201	-0.3056	0	0
5	0	0	0	0	-0.8201	1.8788	-1.0843	0	0
6	0	0	0	0	-0.3056	-1.0843	1.2519	-0.8596	0.1580
7	0	0	0	0	0	0	-0.8596	0.3167	-1.1452
L	0	0	0	0	0	0	0.1580	-1.1452	0

(a) Matriz de acoplo.



(b) Esquema de los acoplos.

Figura 3.19: Ejemplo 1 - No simétrico: matriz de acoplo y esquema de acoplos.

3.4. Estudio de los acoplos

Una vez se ha estudiado el comportamiento de los resonadores, se ha explicado la técnica de diseño y se ha mostrado la naturaleza de los acoplos de energía que se producen en estos dispositivos, en esta sección se analiza la relación entre la magnitud de los acoplos que se dan entre los resonadores y las dimensiones tanto de los iris como de los propios resonadores. El objetivo del presente estudio es comprender cómo afecta la variación de cada una de las dimensiones del dispositivo a los acoplos que se generan en el mismo, de modo que sea posible modificar ciertas dimensiones, bien de los iris o de los resonadores, para lograr mejorar las prestaciones de los diseños.

Para realizar el estudio, se ha escogido el diseño simétrico presentado en la sección 3.2.1. Concretamente, se ha analizado cómo varía la magnitud del acoplo energético existente entre los dos resonadores centrales al modificar las dimensiones del iris que los une y de los propios resonadores. En la Figura 3.23a se muestra el dispositivo empleado en el estudio. Se trata de dos resonadores exactamente iguales, lo que permite conocer la magnitud del acoplo presente entre ambos a partir de sus frecuencias de resonancia [7, Capítu-

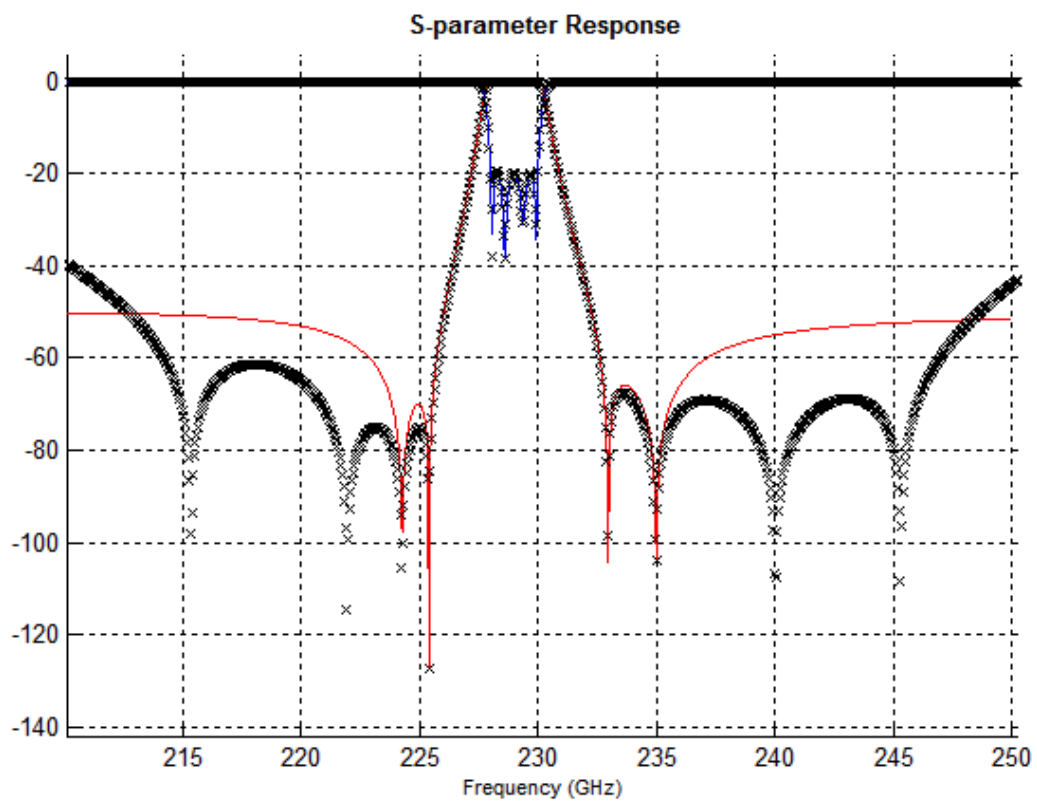
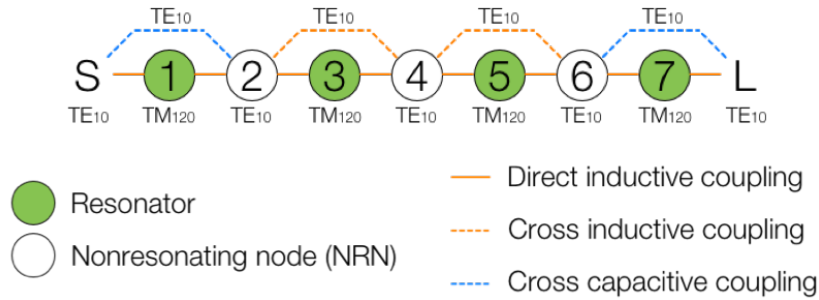


Figura 3.20: Ejemplo 1 - No simétrico: comparación entre la respuesta en frecuencia del dispositivo (líneas punteadas) y la correspondiente a su matriz de acoplo (líneas sólidas).

	S	1	2	3	4	5	6	7	L
S	0	-1.1123	0.1955	0	0	0	0	0	0
1	-1.1123	0.2029	-0.8391	0	0	0	0	0	0
2	0.1955	-0.8391	1.3652	-1.1486	-0.3170	0	0	0	0
3	0	0	-1.1486	1.9533	-0.7926	0	0	0	0
4	0	0	-0.3170	-0.7926	1.9180	-0.7926	-0.3170	0	0
5	0	0	0	0	-0.7926	1.9533	-1.1486	0	0
6	0	0	0	0	-0.3170	-1.1486	1.3652	-0.8391	0.1955
7	0	0	0	0	0	0	-0.8391	0.2029	-1.1123
L	0	0	0	0	0	0	0.1955	-1.1123	0

(a) Matriz de acoplo.



(b) Esquema de los acoplos.

Figura 3.21: Ejemplo 2 - Simétrico: matriz de acoplo y esquema de acoplos.

lo 14]. El método consiste en incluir ambos resonadores, conectados mediante un iris, en una red de dos puertos, tal y como se muestra en la Figura 3.24a y, posteriormente, medir las frecuencias de resonancia de cada uno de ellos (f_1 y f_2) a través de los parámetros S, de forma similar a como se aprecia en la Figura 3.24b. Una vez obtenidas f_1 y f_2 , el coeficiente de acoplo entre los resonadores viene dado por la expresión 3.2.

$$k = \frac{f_2^2 - f_1^2}{f_2^2 + f_1^2} \quad (3.2)$$

Para que este método funcione, el acoplo entre los puertos y los resonadores debe ser débil. En este caso, dado que la fuente y la carga están próximas a la zona donde el campo magnético del modo TM_{120} es nulo, se cumple esta condición.

En la Figura 3.23b se observa la respuesta en frecuencia de ambos resonadores. Uno de ellos resuena a 227,85 GHz, mientras que el otro lo hace a 228,61 GHz, lo que, siguiendo la metodología anterior, corresponde a un acoplo de $3,3 \cdot 10^{-3}$.

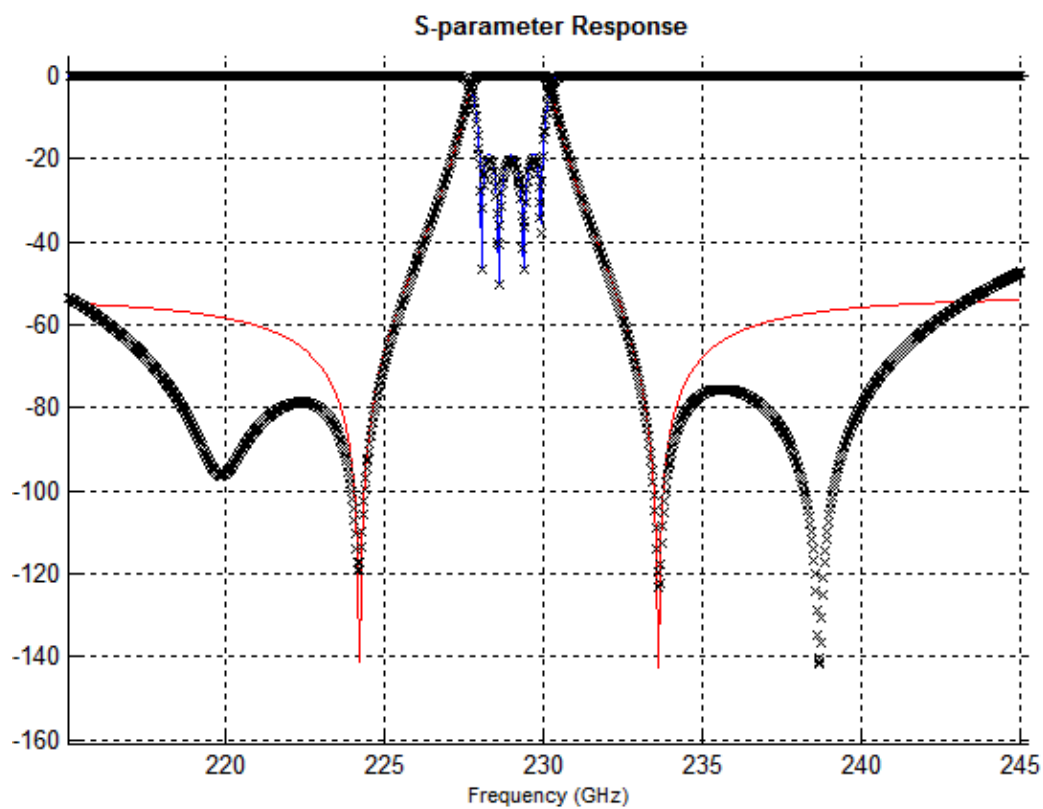
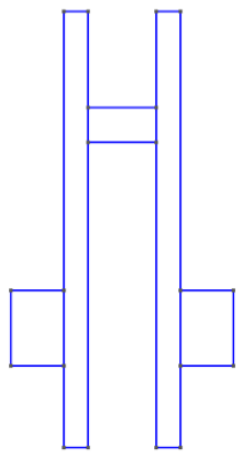
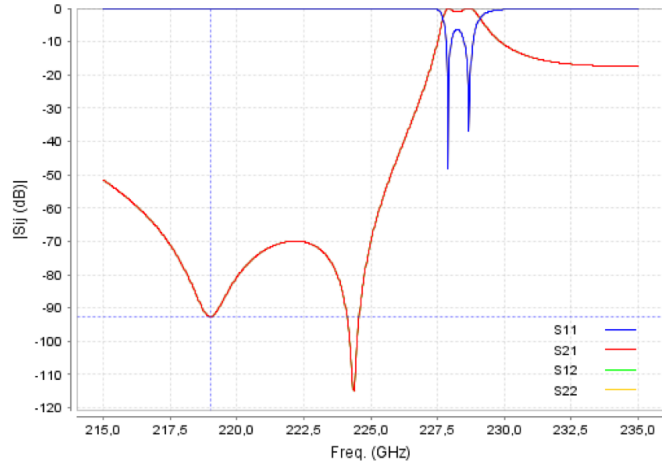


Figura 3.22: Ejemplo 2 - Simétrico: comparación entre la respuesta en frecuencia del dispositivo (líneas punteadas) y la correspondiente a su matriz de acoplo (líneas sólidas).

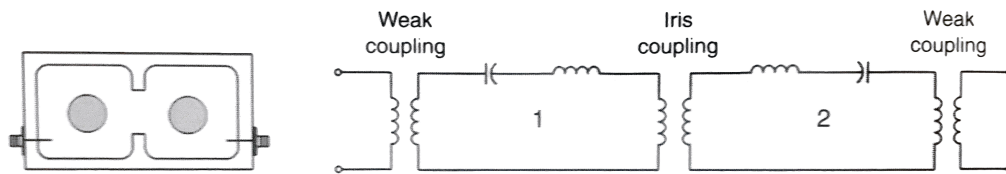


(a) Estructura.

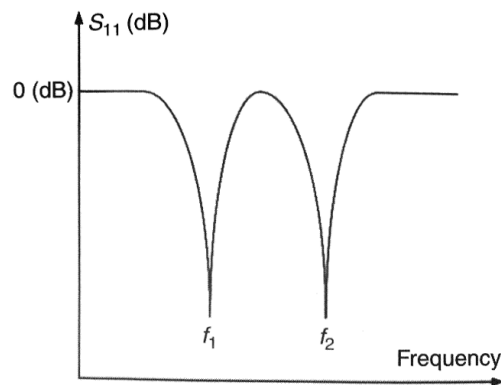


(b) Respuesta en frecuencia. S11 - Trazo azul, S21 - Trazo rojo. Obtenida con FEST3D.

Figura 3.23: Resonadores empleados para el estudio de los acoplos.



(a) Configuración. Red de dos puertos.



(b) Pérdidas de retorno.

Figura 3.24: Medida del coeficiente de acoplo entre dos resonadores. [7]

A continuación se analiza cómo se modifica la magnitud del acoplo existente entre ambos resonadores al variar las diferentes dimensiones de la estructura y, posteriormente, en la sección 3.4.6, se muestran algunos diseños que, empleando las conclusiones obtenidas del estudio, mejoran las prestaciones del diseño inicial.

3.4.1. Anchura del iris

En primer lugar, se muestra el efecto que tiene sobre el acoplo la variación de la anchura del iris central (dimensión a de la guía de onda). En el diseño inicial, la anchura del iris es de 0,863 mm, que corresponde a la anchura del estándar de guía de onda WR-3.

En la Figura 3.25 se muestra la relación entre la anchura del iris y la magnitud del acoplo. Como se puede apreciar, **el acoplo aumenta a medida que la anchura del iris se reduce**. Tal y como se ha explicado en la sección 3.3, el acoplo predominante en este tipo de dispositivos es el que se realiza a través del campo magnético. Recordando cómo son las líneas de campo de los modos TE_{10} y TM_{120} , mostradas en las Figuras 3.17 y 3.18, se aprecia que en los extremos de la cavidad las líneas de campo magnético de ambos modos son perpendiculares, mientras que, en la parte central, son tangenciales. Esto explica el comportamiento observado, ya que, al hacer el iris más estrecho, se abarca únicamente la zona de la cavidad en la que las líneas de campo magnético de ambos modos son tangenciales, provocando que aumente el acoplo energético entre los resonadores. Cabe destacar que, si la anchura del iris se reduce demasiado, éste entra en resonancia, tal y como se explica en la sección 3.5. En este caso, esta situación se da cuando la anchura del iris es de, aproximadamente, 0,6 mm. Esto provoca que se modifique el acoplo y se distorsionen los datos del estudio, por lo sólo se han analizado anchuras mayores a dicho valor.

Con el fin de completar el estudio, se ha comprobado que el hecho de modificar la anchura del iris no afecta a la posición de los ceros de transmisión, la cual viene determinada principalmente por la posición vertical del iris respecto al centro de la cavidad.

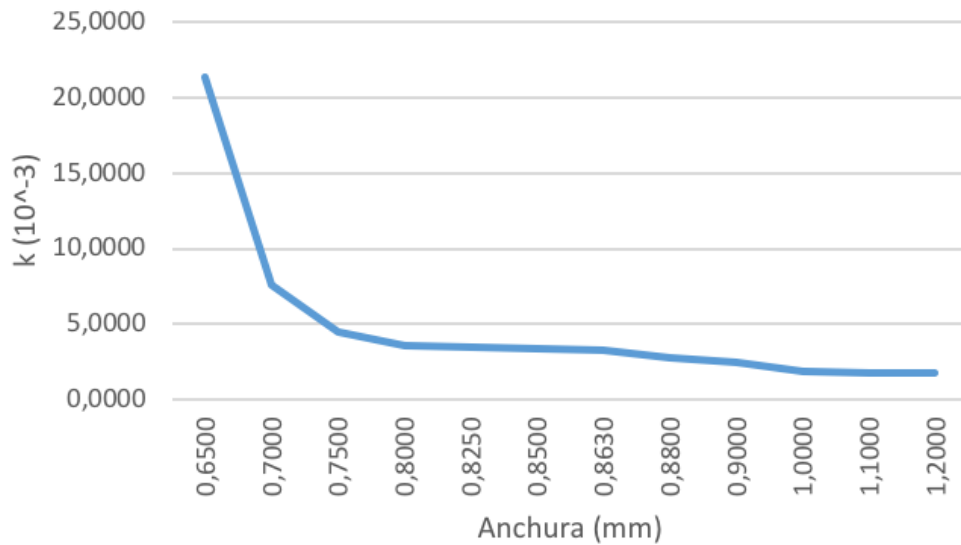


Figura 3.25: Relación entre la anchura del iris central y la magnitud del acoplo existente entre los resonadores.

3.4.2. Posición vertical del iris

A continuación se analiza la relación entre la magnitud del acoplo y la posición vertical (*offset*) del iris respecto al centro de la cavidad. En el diseño inicial, el *offset* del iris es de 0,53 mm. Los resultados se muestran en la Figura 3.26. Como se puede apreciar, hay un punto en el que el acoplo es nulo y, a medida que el iris se aleja de ese punto, el acoplo aumenta. El valor de acoplo nulo corresponde al punto de la cavidad en el que el campo magnético del modo TM_{120} es nulo, es decir, **el acoplo se reduce a media que el iris se aproxima a la zona de la cavidad donde el campo magnético del modo resonante es nulo**. Este hecho refuerza la teoría de que el acoplo es magnético, dado que, en dicho punto, el campo eléctrico del modo TM_{120} es máximo, mientras que el acoplo es muy débil. Cabe destacar que en la gráfica sólo se muestran *offsets* positivos, dado que, en la mitad inferior de los resonadores el comportamiento se replica.

3.4.3. Longitud del iris

La tercera variable que se ha analizado es la longitud (en propagación) del iris. En el diseño original, la longitud del iris es de 0,35 mm. En la Figura 3.27

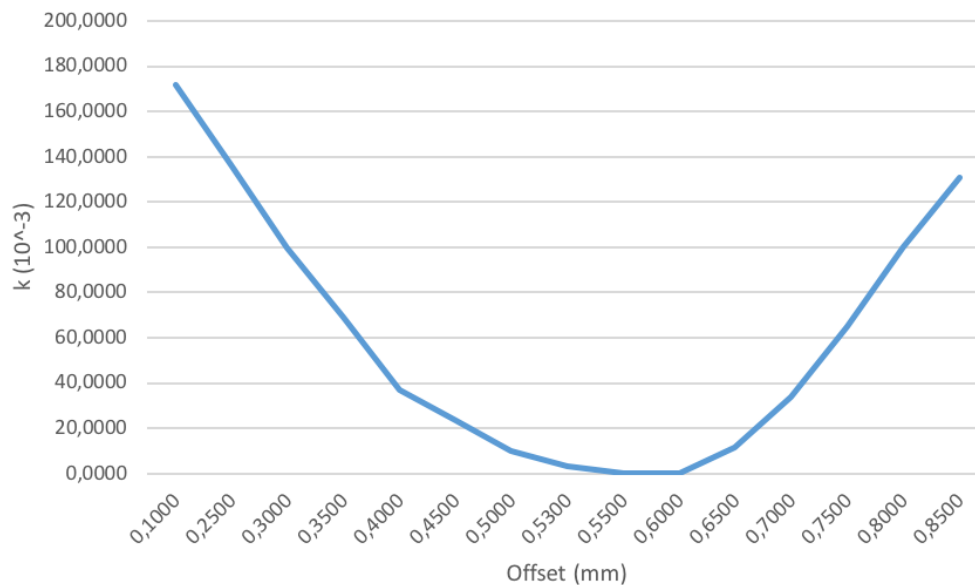


Figura 3.26: Relación entre la posición vertical del iris central y la magnitud del acoplo existente entre los resonadores.

se puede apreciar el efecto que tiene dicha variable sobre el acoplo, observando cierta periodicidad en la magnitud del mismo. Esta periodicidad es debida a la periodicidad en la impedancia de una línea de transmisión en función de su longitud, cuyo periodo es $\lambda/2$, que corresponde a una vuelta completa en la carta de Smith. La longitud de onda guiada a la frecuencia en la que funciona el resonador (~ 229 GHz) es de 2 mm, por lo que, cabe esperar que al aumentar la longitud del iris 1 mm, el acoplo sea el mismo. Efectivamente, se ha comprobado que cuando la longitud del iris es de 1,35 mm, el acoplo es prácticamente igual al del diseño inicial, validando la hipótesis planteada. Cabe destacar que esta periodicidad no se muestra en la gráfica porque, al aumentar la longitud del iris, el modo TE_{101} comienza a resonar en la frecuencia de funcionamiento del resonador, distorsionando los resultados del estudio. Por lo tanto, se verifica que **la magnitud del acoplo varía de forma periódica al modificar la longitud del iris, con un periodo de $\lambda/2$.**

Del mismo modo, se ha comprobado que la variación de la longitud del iris no tiene ningún efecto sobre la posición los ceros de transmisión, algo lógico teniendo en cuenta que dicha posición viene dada por el *offset* vertical del iris respecto al centro de la cavidad.

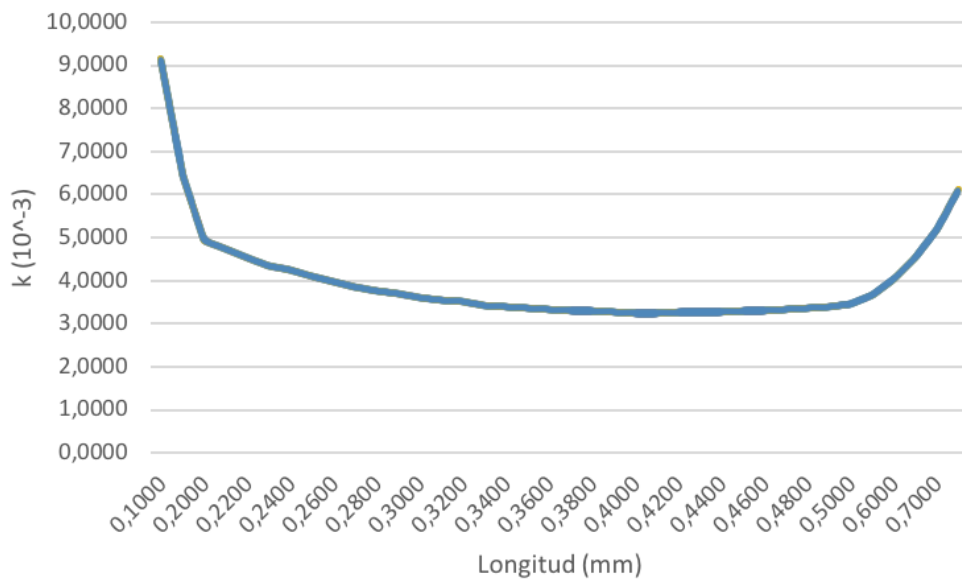


Figura 3.27: Relación entre la longitud del iris central y la magnitud del acoplo existente entre los resonadores.

3.4.4. Altura del iris

La última variable del iris que queda por analizar es su altura (dimensión b de la guía de onda). En el diseño original, la altura del iris central es de 0,174 mm. El resultado se muestra en la Figura 3.28. Podría parecer lógico que, cuanto mayor sea la altura del iris, mayor sea el acoplo, dado que la cantidad de campo que se capta aumenta. Sin embargo, esto no es así. Se aprecia que hay un valor para el cual el acoplo es máximo y, a medida que la altura del iris se aleja de dicho valor, el acoplo se reduce. Recordando el funcionamiento de los resonadores, explicado en la sección 3.1, para que los ceros de transmisión estén cerca de la banda de paso del filtro, los iris deben estar próximos a las zonas de la cavidad en las que el campo magnético del modo TM_{120} es nulo, que es lo que sucede en el diseño bajo estudio. Dado que en ese punto, además, hay un cambio de fase de 180° en el campo magnético, aumentar la altura del iris implica captar campo magnético en oposición de fase, lo que genera una interferencia destructiva y provoca que el acoplo sea menor. Por otro lado, si se reduce la altura del iris, la porción de campo captada es menor, lo que explica que el acoplo también se reduzca. Por lo tanto, **hay una altura del iris óptima que hace que se capte la mayor cantidad de campo magnético en fase posible, maximizando el acoplo entre**

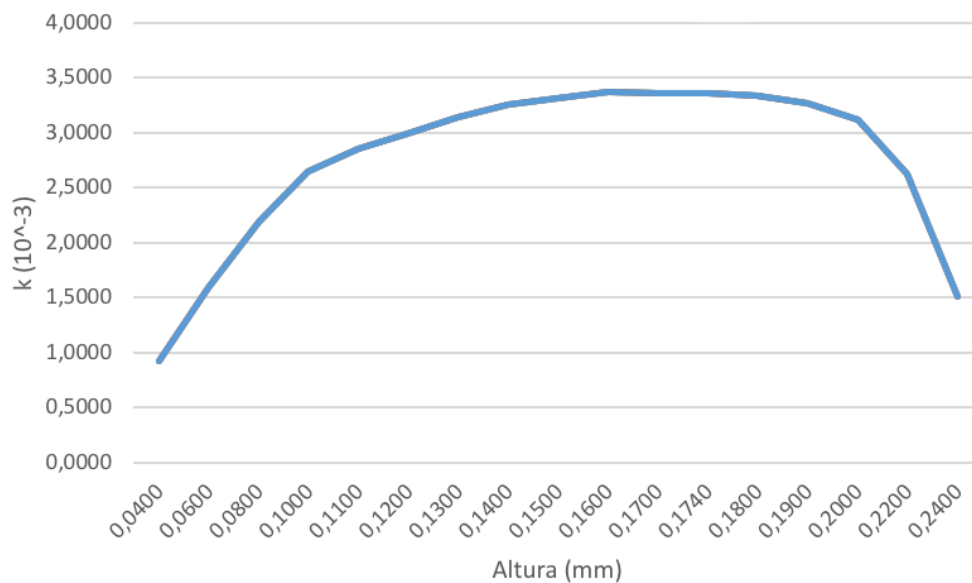


Figura 3.28: Relación entre la altura del iris central y la magnitud del acoplo existente entre los resonadores.

los resonadores. Este comportamiento se ilustra en la Figura 3.29, donde se pueden apreciar las líneas de campo magnético del modo TM_{120} junto con irises de diferentes alturas, observando el campo captado por el iris en cada situación.

En este caso, en lo que se refiere a los ceros de transmisión, el hecho de variar la altura hace que se modifique su posición, aunque no de forma tan significativa como en el caso de cambiar el *offset* vertical del iris.

A la vista de los resultados, teniendo en cuenta cómo varía la magnitud del acoplo entre los resonadores al modificar la longitud y la altura del iris, es posible aumentar la altura del iris, lo que implica reducir el acoplo, y compensar el cambio reduciendo su longitud, lo que supone aumentar el acoplo, manteniendo así el acoplo inicial con un iris más alto y más corto. De esta forma, dado que el iris es más alto, el dispositivo sería más robusto frente a tolerancias de fabricación, mejorando sus prestaciones. Concretamente, se ha logrado reproducir el acoplo inicial, generado con un iris cuya altura era de 0,174 mm y su longitud de 0,35 mm, con un iris de altura 0,26 mm y longitud 0,25 mm, validando así la utilidad de comprender el funcionamiento de los acoplos en la estructura. Cabe destacar que, al modificar el iris, aunque la magnitud del acoplo es la misma, las frecuencias de resonancia de ambos

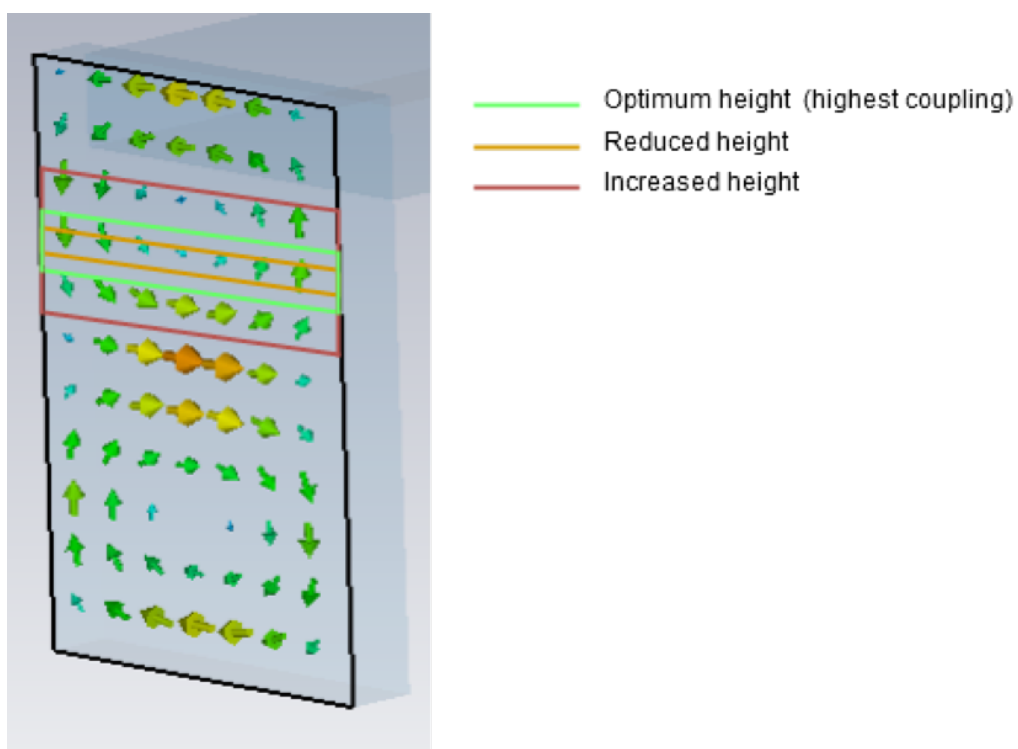


Figura 3.29: Campo magnético captado por irises de diferente altura.

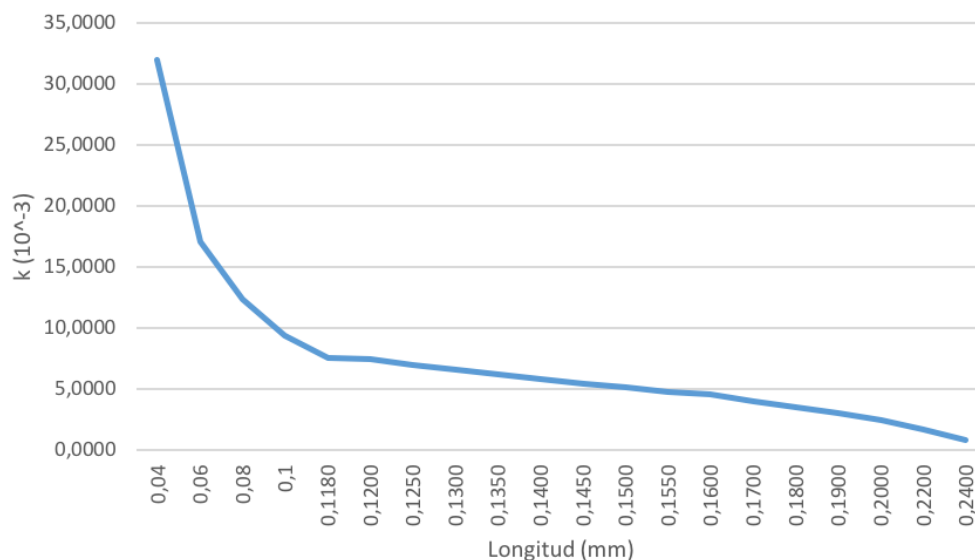


Figura 3.30: Relación entre la longitud de los resonadores y la magnitud del acoplo existente entre ellos.

resonadores cambian. Esto se debe a que modificar el iris implica cambiar la carga de los resonadores, provocando que no estén sintonizados. Si, además de replicar el acoplo, se desea mantener la misma frecuencia de resonancia, se deben ajustar las dimensiones de los resonadores.

3.4.5. Longitud de los resonadores

En cuanto a los resonadores, se ha estudiado cómo influye su longitud (en propagación) en el acoplo existente entre ellos. En el diseño inicial, la longitud de las cavidades es de 0,118 mm. Además, cabe destacar que este estudio se ha realizado con un iris de anchura 0,7 mm. El resultado se muestra en la Figura 3.30. Se aprecia que, aunque la longitud de los resonadores no afecta a su frecuencia de resonancia, sí que influye en el acoplo existente entre ellos. Esto se debe a que, de forma similar a lo que sucede con la longitud del iris, la impedancia cambia al modificar la longitud de los resonadores. De nuevo, se ha comprobado que **el acoplo es periódico, con un periodo de $\lambda/2$** . Cabe destacar que esta periodicidad no se muestra en la gráfica porque, al igual que ocurre con el iris, al incrementar la longitud de los resonadores el modo TE_{101} comienza a resonar cerca de la frecuencia de funcionamiento de los resonadores y distorsiona los resultados.

Desde el punto de vista de las prestaciones del filtro, resulta interesante aumentar la longitud de los resonadores, ya que, por un lado, aumenta su factor de calidad, reduciendo las pérdidas de inserción del dispositivo y, por otro, mejora la robustez del filtro frente a las tolerancias de fabricación.

3.4.6. Diseños modificados

Una vez se ha visto cómo varía el acoplo al modificar tanto el iris como los resonadores centrales, en esta sección se muestran diseños en los que el acoplo entre estos resonadores es similar al del diseño original, pero modificando las dimensiones del dispositivo con el objetivo de mejorar sus prestaciones, especialmente en cuanto a tolerancias de fabricación y pérdidas de inserción¹. Cabe destacar que, al modificar la parte central del filtro, se modifica la carga de los resonadores de los extremos, por lo que es necesario reajustar las dimensiones de todo el dispositivo para mantener unos acoplos similares. El principal objetivo de esta sección es demostrar que las conclusiones obtenidas en las secciones anteriores son válidas y que es posible lograr acoplos similares modificando ciertas dimensiones de los dispositivos, de forma que se mejoren las prestaciones.

En cada diseño se muestra un análisis de tolerancias y de pérdidas de inserción, comparando estos valores con los del diseño original. Todos los dispositivos han sido diseñados de forma que presentan unas pérdidas de retorno de 20 dB. En cuanto a los análisis de tolerancias, el límite se fija en 15 dB, de modo que aquellos dispositivos que tengan unas RL menores a 15 dB en la banda de paso, no serán válidos. Se ha considerado que las tolerancias de fabricación son de, aproximadamente, $\pm 1\mu m$ ($\sigma = 0,5\mu m$). Los análisis de tolerancias han sido realizados con *FEST3D*, mientras que las pérdidas de inserción se han simulado con *CST Microwave Studio*, empleando oro como metal.

¹En los diseños mostrados en esta sección se aprecia cómo el cero de transmisión doble situado a menor frecuencia desaparece. Esto se debe a que el iris central, al reducir su anchura, entra en resonancia a una frecuencia cercana a la de dicho cero de transmisión, lo que genera un polo adicional que da lugar a que el acoplo energético a la frecuencia en la que se encuentra el cero de transmisión sea considerable, evitando que dicho cero esté bien definido. Si el lector desea conocer más detalles acerca de este comportamiento, puede acudir al Anexo B, donde, además, se ofrecen algunas posibles soluciones. Asimismo, para obtener más información sobre el fenómeno del iris resonante, el lector puede acudir a la sección 3.5.

Tabla 3.5: Diseño con incremento de la altura del iris central y reducción de su anchura. Comparación con el diseño original.

	Diseño original	Diseño modificado
Dispositivos válidos (%)	28	38
Pérdidas de inserción (dB)	3,5	3,15

Aumento de la altura del iris. Compensación reduciendo su anchura.

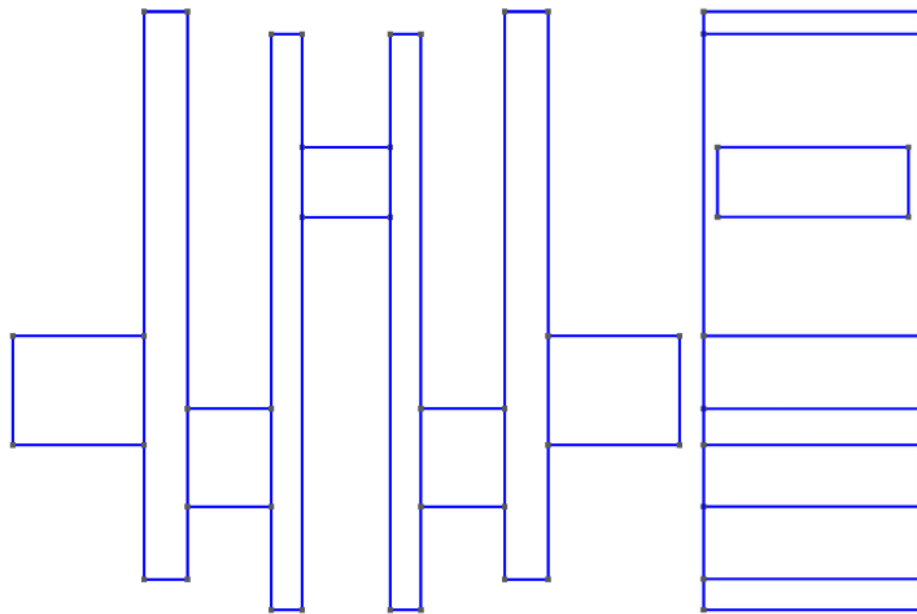
En primer lugar, se ha diseñado un dispositivo en el que la altura del iris central se ha aumentado en $97\mu m$ respecto al diseño original. Para compensar el cambio en el acoplo, la anchura de dicho iris se ha reducido en $110\mu m$. De este modo, el dispositivo es más robusto frente a tolerancias de fabricación, al incrementar la altura del iris. Además, la longitud de los resonadores de los extremos ha aumentado en $42\mu m$. En la Figura 3.31 se muestra el diseño junto a su respuesta en frecuencia.

En cuanto a las prestaciones del dispositivo, en la Tabla 3.5 se muestra la comparación con el dispositivo original. Como se puede apreciar, el porcentaje de dispositivos válidos es mayor que en el caso del diseño original, lo que está motivado por el incremento tanto de la altura del iris como de la longitud de los resonadores. Además, se observa que las pérdidas de inserción son menores. Esto se debe a que, al ser los resonadores más largos, su factor de calidad aumenta, provocando que se reduzcan las pérdidas de inserción.

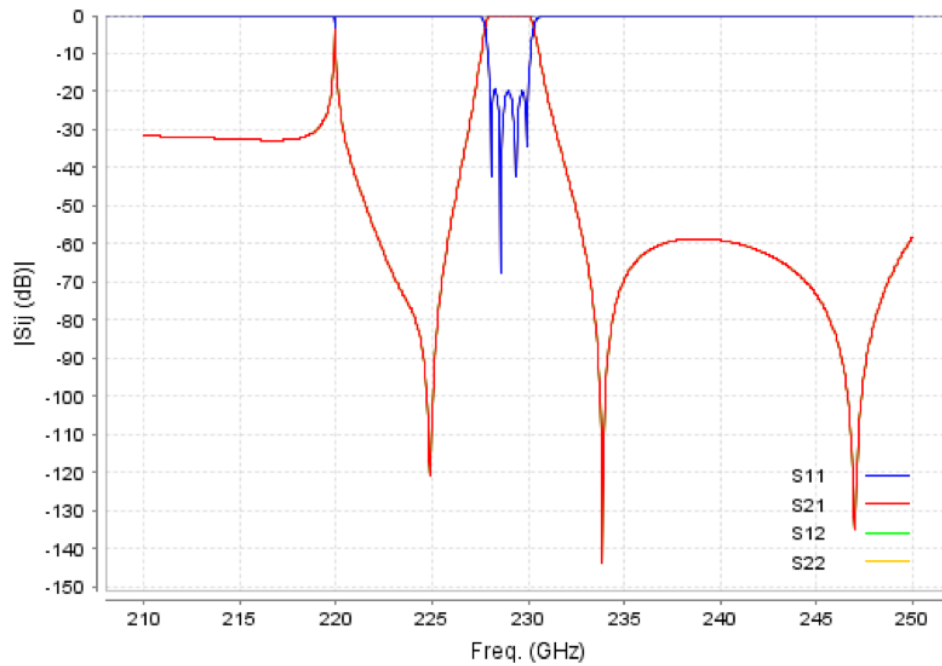
Destaca el efecto perjudicial del polo generado por la resonancia del iris central, situado sobre $220GHz$, el cual estropea la banda de rechazo del dispositivo. Este fenómeno también está presente en el resto de diseños de esta sección. Sin embargo, abre la posibilidad de utilizar la resonancia del iris para incrementar el orden del filtro. Este estudio se realiza en la sección 3.5.

Aumento de la altura del iris. Compensación reduciendo su longitud.

De forma similar al diseño anterior, con la modificación propuesta se busca mejorar las tolerancias de fabricación al aumentar la altura del iris central, solo que, en este diseño, el cambio en el acoplo se ha compensado reduciendo



(a) Dispositivo.



(b) Respuesta en frecuencia. S11 - Trazo azul, S21 - Trazo rojo. Obtenida con FEST3D.

Figura 3.31: Diseño con incremento de la altura del iris central y reducción de su anchura. Orientado a mejorar las tolerancias de fabricación.

Tabla 3.6: Diseño con incremento de la altura del iris central y reducción de su longitud. Comparación con el diseño original.

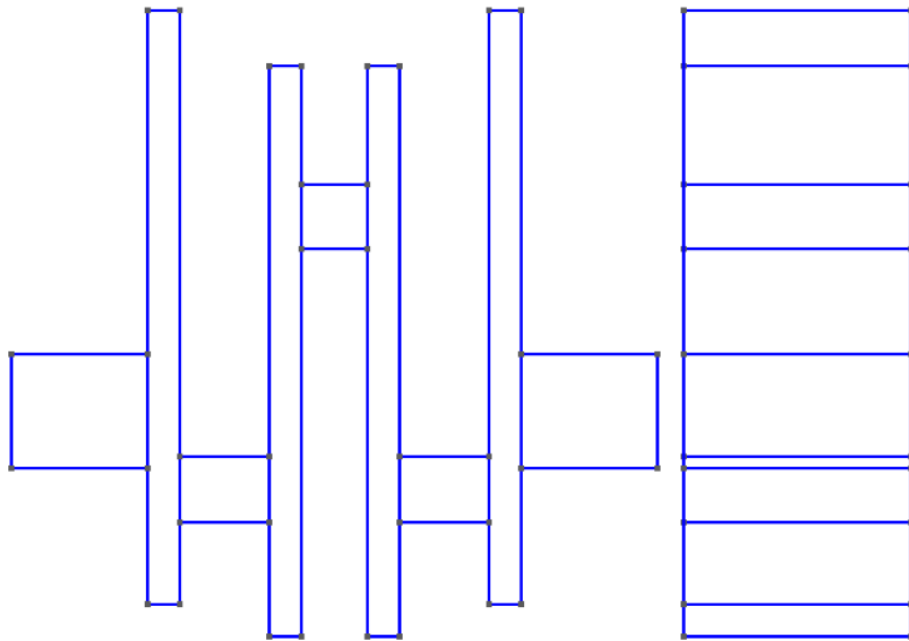
	Diseño original	Diseño modificado
Dispositivos válidos (%)	28	40
Pérdidas de inserción (dB)	3,5	3,48

la longitud de dicho iris. Concretamente, la altura se ha aumentado en $75\mu m$ y la longitud se ha reducido $100\mu m$. Para mantener unos acoplos similares en todo el dispositivo, ha sido necesario reducir la altura del resto de iris en $130\mu m$. En la Figura 3.32 se muestra el diseño junto a su respuesta en frecuencia.

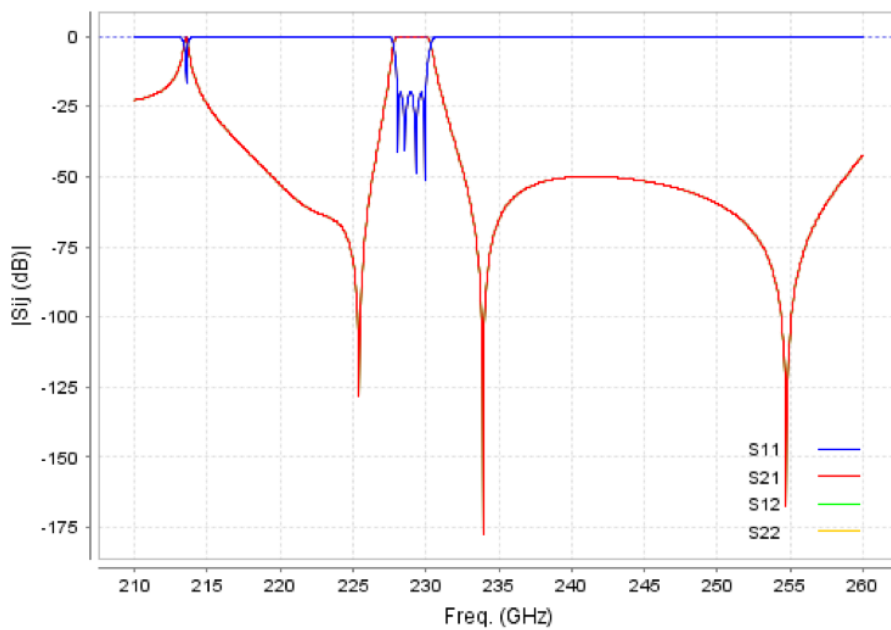
En la Tabla 3.6 se muestra la comparación con el diseño original. Se aprecia que, de nuevo, al hacer el iris central más alto, el dispositivo se vuelve más robusto frente a tolerancias de fabricación. Destaca que, incluso reduciendo la altura del resto de los iris, el dispositivo sigue siendo más robusto desde el punto de vista de la fabricación. Esto se debe a que el iris central, al ser el que menor altura presenta en el diseño original, es el más limitante. Además, el hecho de que el iris sea más corto también favorece a que el dispositivo sea más robusto. Este comportamiento se aprecia mejor en el último diseño de esta sección, mostrado en la Figura 3.34, donde el iris central es muy corto. En cuanto a las pérdidas de inserción, en esta ocasión, dado que los resonadores prácticamente no se han modificado, son muy similares a las del diseño original, lo que lleva a la conclusión de que las dimensiones de los iris no afectan demasiado a las IL de los dispositivos.

Aumento de la longitud de los resonadores. Compensación reduciendo la anchura del iris.

Con esta propuesta, al aumentar el factor de calidad de los resonadores, se pretende mejorar las pérdidas de inserción del filtro. Además, el hecho de que los resonadores sean mayores también favorece a que el dispositivo sea más robusto frente a tolerancias de fabricación. El cambio en el acoplo se ha compensado reduciendo la anchura del iris. La longitud de los resonadores se ha incrementado $50\mu m$ y la anchura del iris se ha reducido $105\mu m$. El resto de dimensiones son similares a las del diseño original. El dispositivo se muestra en la Figura 3.33.

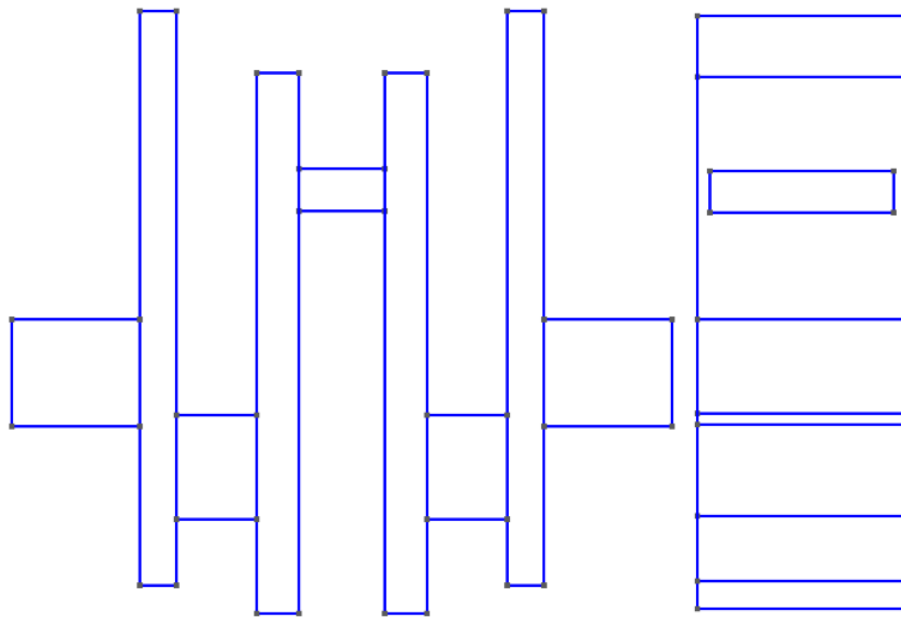


(a) Dispositivo.

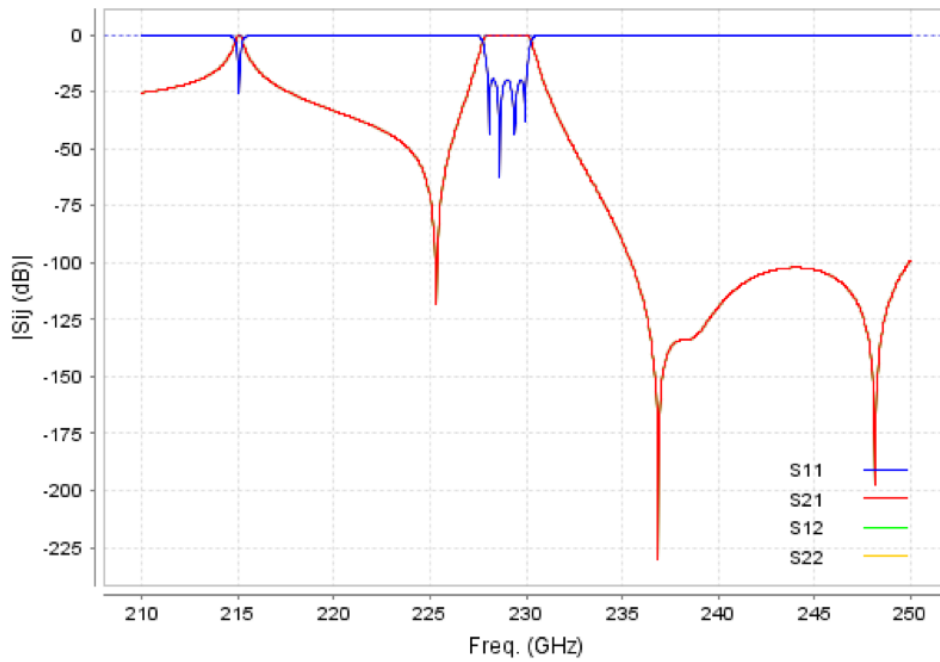


(b) Respuesta en frecuencia. S11 - Trazo azul, S21 - Trazo rojo. Obtenida con FEST3D.

Figura 3.32: Diseño con incremento de la altura del iris central y reducción de su longitud. Orientado a mejorar las tolerancias de fabricación.



(a) Dispositivo.



(b) Respuesta en frecuencia. S11 - Trazo azul, S21 - Trazo rojo. Obtenida con FEST3D.

Figura 3.33: Diseño con incremento de la longitud de los resonadores y reducción de la anchura del iris. Orientado a mejorar las pérdidas de inserción.

Tabla 3.7: Diseño con incremento de la longitud de los resonadores y reducción de la anchura del iris. Comparación con el diseño original.

	Diseño original	Diseño modificado
Dispositivos válidos (%)	28	34
Pérdidas de inserción (dB)	3,5	2,85

Tabla 3.8: Diseño con incremento de la longitud de los resonadores y reducción de la longitud del iris. Comparación con el diseño original.

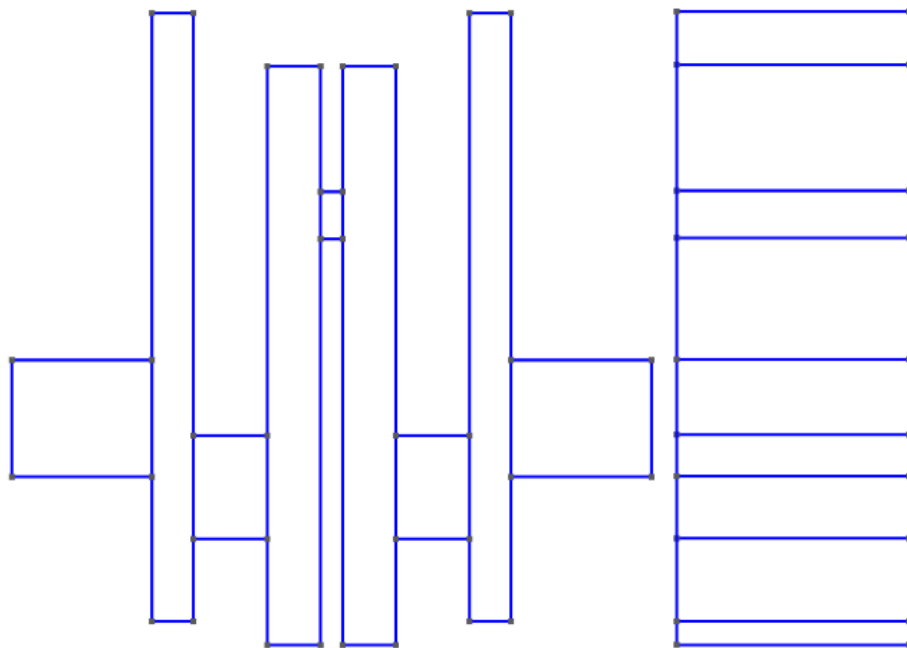
	Diseño original	Diseño modificado
Dispositivos válidos (%)	28	50
Pérdidas de inserción (dB)	3,5	2,7

Tal y como se aprecia en la Tabla 3.7, el hecho de incrementar la longitud de los resonadores hace que las pérdidas de inserción mejoren, debido al aumento del factor de calidad de dichos resonadores. Además, las tolerancias de fabricación mejorar ligeramente, al ser los resonadores más grandes.

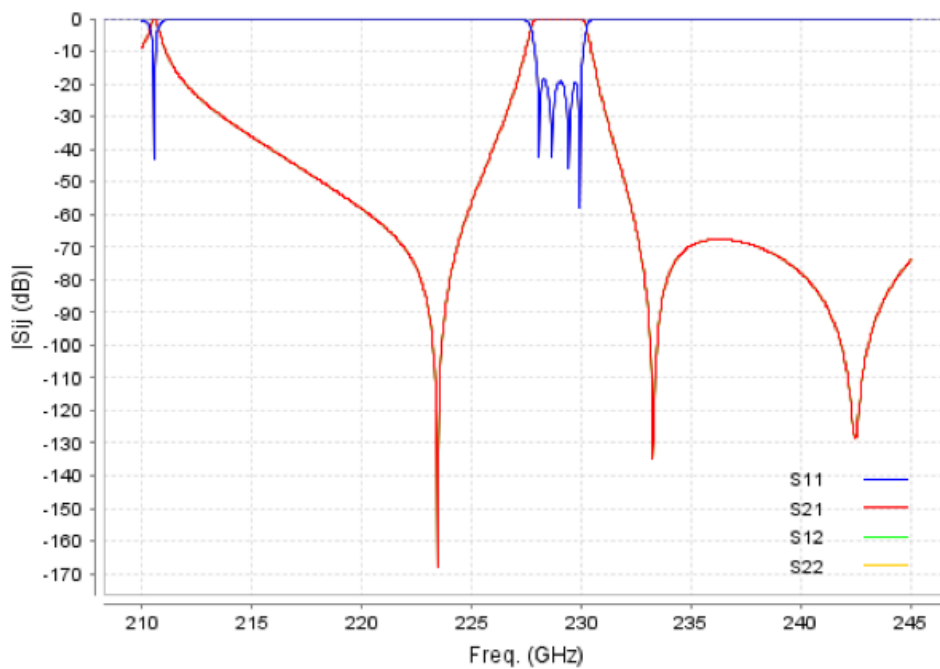
Aumento de la longitud de los resonadores. Compensación reduciendo la longitud del iris.

Este último diseño, al igual que el anterior, busca mejorar las pérdidas de inserción al hacer los resonadores centrales más grandes. El cambio en el acoplo es compensado reduciendo la longitud del iris central. Los resonadores son $80\mu m$ más largos que los del diseño original y el iris es $270\mu m$ más corto. El resto de dimensiones son similares a las del diseño original. En la Figura 3.34 se muestra el dispositivo.

Tal y como se puede apreciar en la Tabla 3.8, este dispositivo es el que menores pérdidas de inserción presenta, debido a que sus resonadores centrales son los más largos. Destaca que, además, también es el dispositivo más robusto desde el punto de vista de las tolerancias de fabricación. Esto está motivado por el hecho de que el iris central es muy corto y porque los resonadores centrales son mayores.

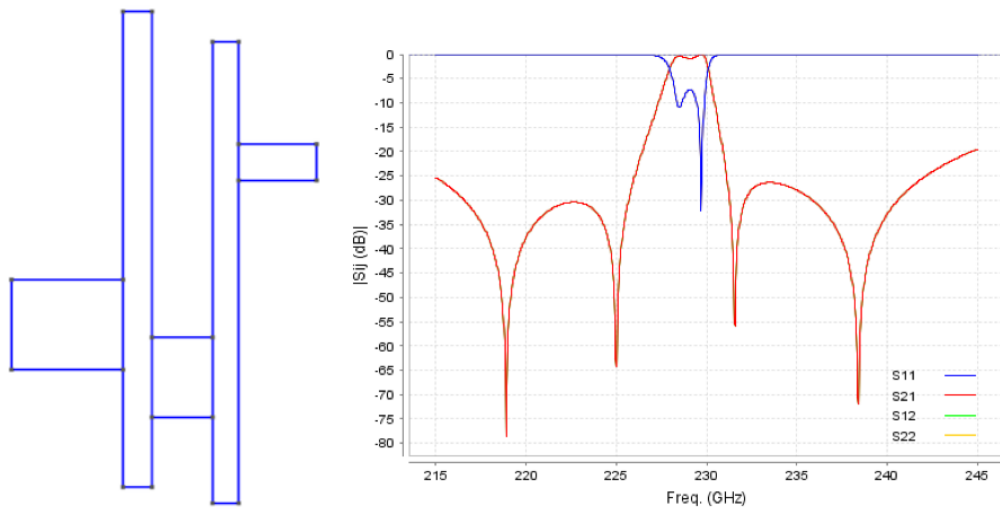


(a) Dispositivo.



(b) Respuesta en frecuencia. S11 - Trazo azul, S21 - Trazo rojo. Obtenida con FEST3D.

Figura 3.34: Diseño con incremento de la longitud de los resonadores y reducción de la longitud del iris. Orientado a mejorar las pérdidas de inserción.



(a) Estructura. (b) Respuesta en frecuencia. S11 - Trazo azul, S21 - Trazo rojo. Obtenidas con FEST3D.

Figura 3.35: Resonadores del diseño simétrico de la sección 3.2.1.

3.4.7. Estudio de otros resonadores

Con el fin de comprobar si el comportamiento observado en las secciones anteriores se puede generalizar, se ha realizado el mismo estudio con otros resonadores, analizando la dependencia entre el acoplo energético existente entre ambos y las dimensiones del iris que los une.

En primer lugar, se han analizado los resonadores de los extremos del diseño simétrico de la sección 3.2.1, mostrados en la Figura 3.35. Recordar que el estudio de las secciones anteriores se ha realizado con los resonadores centrales de dicho dispositivo. En este caso, las cavidades no son exactamente iguales, aunque son muy similares, por lo que se considerará que el método empleado para obtener el acoplo a partir de las frecuencias de resonancia sigue siendo válido.

En cuanto a las variaciones de la anchura del iris (dimensión a de la guía de onda), el comportamiento es el mismo que en la sección 3.4.1, es decir, el acoplo aumenta a medida que la anchura del iris se reduce. De la misma forma, la variación de la posición vertical del iris también tiene el mismo efecto sobre el acoplo que en la sección 3.4.2, siendo éste más débil a medida que el iris se aproxima a la zona donde el campo magnético del modo resonante (TM_{120}) es nulo. En lo que se refiere a la longitud del iris en la

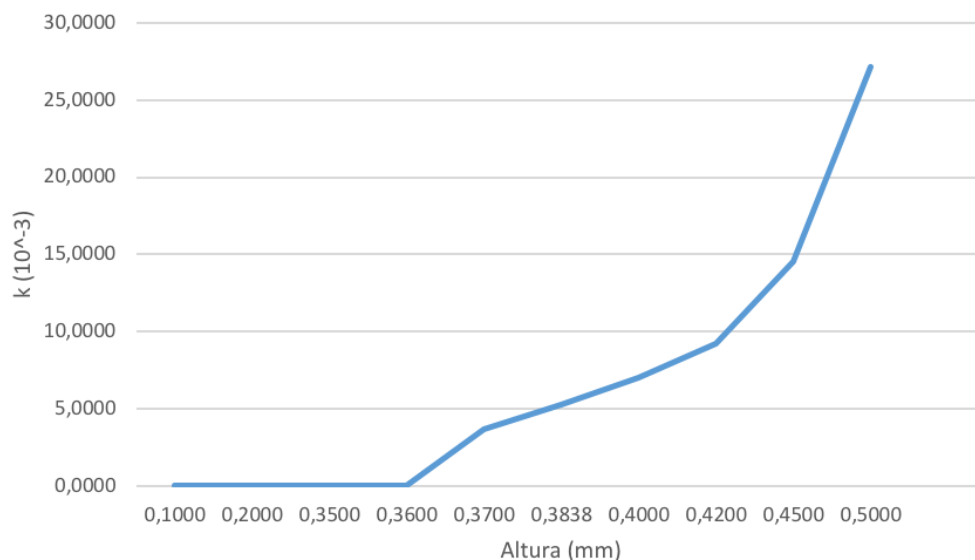


Figura 3.36: Relación entre la altura del iris central y la magnitud del acoplo existente entre los resonadores.

dirección de propagación, se mantiene la periodicidad en el acoplo observada en la sección 3.4.3, con un periodo de $\lambda/2$. Por lo tanto, se verifica que el comportamiento al variar la anchura, la longitud y la posición vertical del iris es el mismo que en el caso de los resonadores empleados en el estudio anterior.

Sin embargo, el efecto que tiene sobre el acoplo variar la altura del iris (dimensión b de la guía de onda) es diferente que el indicado en la sección 3.4.4. En esta ocasión, cuanto mayor es la altura del iris, mayor es el acoplo existente entre ambos resonadores, tal y como se muestra en la Figura 3.36. Recordar que el resultado obtenido en la sección 3.4.4 indica que existe una altura del iris óptima que maximiza el acoplo existente entre los resonadores. Por lo tanto, dado que este comportamiento varía en función de la estructura, no se puede generalizar.

De forma similar, se ha estudiado el acoplo existente entre los resonadores de otro dispositivo, mostrado en la Figura 3.37. En este caso, de nuevo, el comportamiento observado al modificar la anchura, la longitud y la posición vertical del iris es el mismo. En cuanto a cómo afecta la variación de la altura de los iris, en el caso de los dos resonadores centrales, cuanto más alto es el iris, mayor es el acoplo, mientras que, para los resonadores de los extremos, existe una altura que maximiza el acoplo, al igual que sucede en la sección

3.4.4.

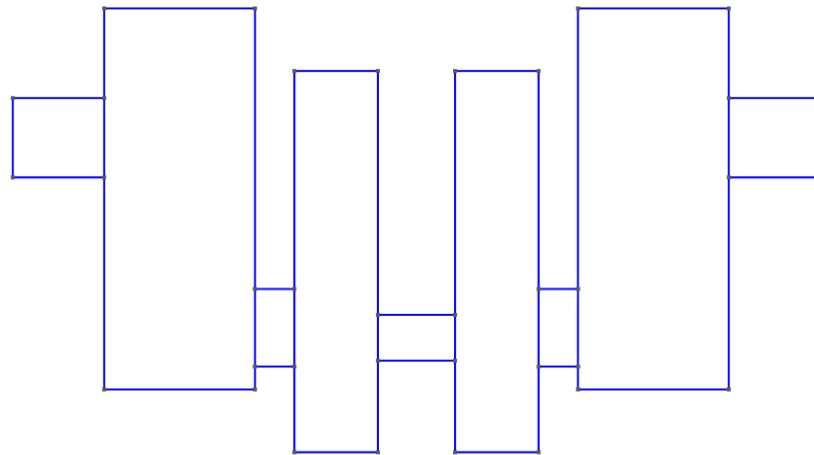
Por lo tanto, se puede concluir que **el efecto que tiene sobre el acoplo entre dos resonadores el hecho de variar la anchura, la posición vertical y la longitud del iris que los une es similar en todos los casos, mientras que la relación entre este acoplo y la altura del iris depende del dispositivo concreto con el que se esté trabajando.**

3.4.8. Conclusiones

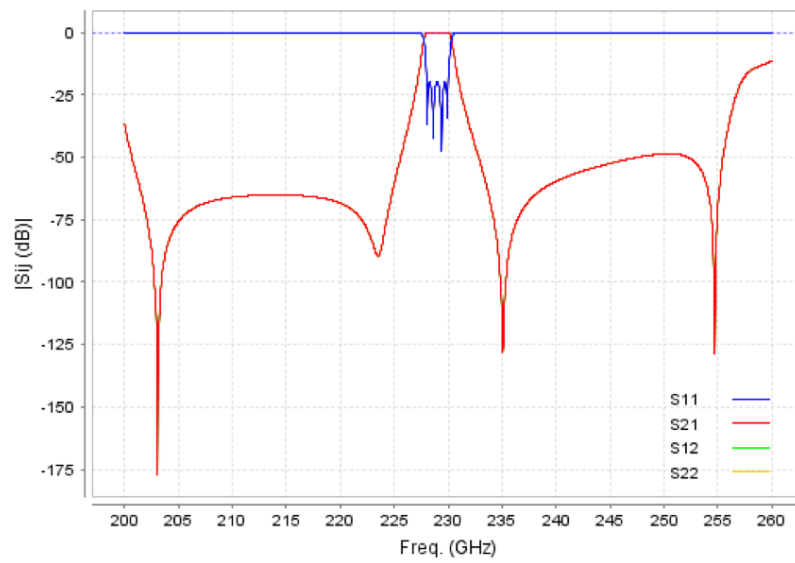
Del estudio realizado se concluye que conocer cómo afecta la variación de las dimensiones de los iris a los acoplos que se dan en la estructura aporta beneficios al diseño de los dispositivos, ya que, partiendo de un diseño concreto, es posible modificar ciertas dimensiones para mejorar sus prestaciones.

Sin embargo, la forma en que varían los acoplos al modificar las dimensiones no siempre es igual en todos los dispositivos, aunque hay comportamientos que sí son generalizables. Por ejemplo, en todos los casos se ha observado que el hecho de reducir la anchura de los iris hace que el acoplo energético entre los resonadores aumente. De forma similar, en todas las estructuras estudiadas acercar los iris a un punto donde el campo magnético del modo TM_{120} es nulo implica que el acoplo se reduzca. Además, al modificar la longitud en propagación de los iris o las cavidades, el acoplo es periódico con un periodo de $\lambda/2$, por lo que es posible generar el mismo acoplo con elementos más largos o más cortos, aunque, si se incrementa demasiado la longitud, la respuesta en frecuencia del filtro se puede estropear debido a la presencia de modos de alto orden. En cambio, el efecto que tiene modificar la altura de los iris es dependiente del dispositivo concreto, ya que se dan situaciones en las que hay una altura óptima para la cual el acoplo es máximo, y otras en las que el acoplo es directamente proporcional a la altura del iris. También cabe destacar que, aunque la relación entre la magnitud del acoplo y la variación de las longitudes es periódica, esta relación no es igual en todos los casos. Hay dispositivos en los que aumentar la longitud supone reducir los acoplos, mientras que hay otros en los que es al revés. Por lo tanto, **para cada filtro se ha de estudiar cómo es exactamente la relación entre la magnitud de los acoplos y la variación de las diferentes dimensiones de la estructura.**

A la hora de mejorar las prestaciones de un diseño, se pueden seguir varias estrategias, las cuales se indican a continuación:



(a) Estructura.



(b) Respuesta en frecuencia. S11 - Trazo azul, S21 - Trazo rojo. Obtenida con FEST3D.

Figura 3.37: Otro dispositivo. Ceros de transmisión más alejados de la banda de paso.

1. Reducir la anchura de los iris, haciendo que el acoplo entre los resonadores aumente, y compensar el cambio en el acoplo acercando los iris a la zona en la que el campo magnético del modo TM_{120} es nulo, aproximando así los ceros de transmisión a la banda de paso, tal y como se ha explicado en este documento anteriormente. Esta estrategia es válida para todos los dispositivos, ya que la forma en que varía el acoplo al modificar la anchura y la posición vertical del iris es generalizable.
2. Reducir la anchura de los iris y compensar el cambio en el acoplo modificando bien la altura o bien la longitud de los iris para hacer el filtro más robusto frente a tolerancias de fabricación. La validez de este procedimiento depende del dispositivo concreto con el que se esté trabajando, dado que la forma en que varían los acoplos al modificar la altura y la longitud de los iris no es siempre la misma.
3. Reducir la anchura de los iris y mantener el acoplo aumentando la longitud de las cavidades, lo que da lugar a incrementar su factor de calidad, reduciendo las pérdidas de inserción, y a mejorar las tolerancias de fabricación, al hacer los resonadores más grandes. De nuevo, esta estrategia depende de cómo varíen los acoplos al cambiar la longitud de los resonadores.
4. Modificar tanto la longitud en propagación de los iris como de los resonadores para hacer el dispositivo más robusto frente a tolerancias de fabricación y/o reducir las pérdidas de inserción, al hacer los resonadores más grandes.
5. Seguir una estrategia en la que se mezclen todos los casos anteriores, es decir, reducir la anchura de los iris y compensar los cambios en los acoplos modificando su posición vertical, acercando así los ceros a la banda de paso, al mismo tiempo que se intenta incrementar su altura, haciendo el dispositivo más robusto frente a tolerancias de fabricación, y se hacen los resonadores más largos, reduciendo las pérdidas de inserción del dispositivo.

Con el objetivo de demostrar que las conclusiones extraídas con válidas, en la sección 3.4.9 se muestra un dispositivo que, partiendo de un diseño previo, mejora las pérdidas de inserción, al incrementar el factor de calidad de los resonadores, y logra una mayor selectividad, al tener los ceros de transmisión más próximos a la banda de paso.

3.4.9. Diseño propuesto

En esta sección se presenta un dispositivo similar al diseño simétrico mostrado en la sección 3.2.1, con la salvedad de que los iris tienen una anchura menor, lo que da más flexibilidad y hace posible mejorar las prestaciones del filtro, tal y como se indica en las conclusiones obtenidas del estudio realizado. Principalmente, se ha buscado acercar los ceros de transmisión a la banda de paso, mejorando la selectividad del dispositivo. Además, se ha aumentado la longitud de los resonadores unos $30\mu m$, lo que provoca una reducción de las pérdidas de inserción de 3,5 a $3,3dB$. Cabe destacar que este dispositivo mantiene la simetría, por lo que su respuesta en frecuencia consta de cuatro ceros de transmisión dobles.

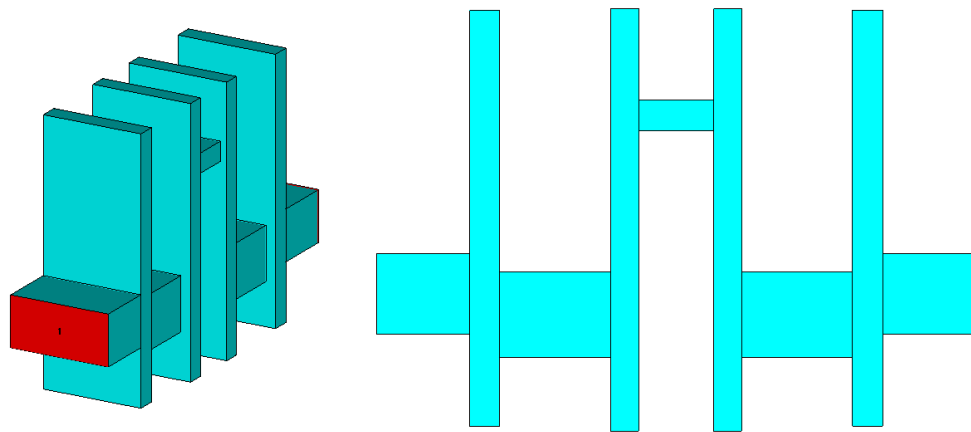
En la Figura 3.38 se muestra el dispositivo realizado junto a su respuesta en frecuencia y en la Figura 3.39 se presenta su matriz de acoplo. Además, con el fin de poder apreciar la mejora en las prestaciones, en la Figura 3.40 se puede observar la comparación entre el dispositivo propuesto y el diseño inicial, presentado en la sección 3.2.1.

3.5. Iris resonantes

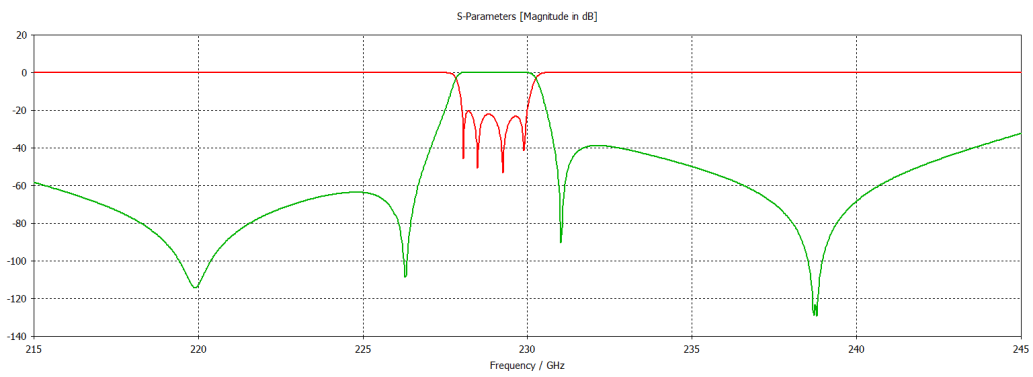
Hasta ahora, los iris se han empleado para ajustar el acoplo entre los resonadores y para controlar la posición de los ceros de transmisión. Sin embargo, existe la posibilidad de aprovechar estos iris para añadir más polos a la respuesta en frecuencia de los dispositivos, haciendo que entren en resonancia en la banda de paso del filtro. Este fenómeno se conoce como “iris resonante”.

3.5.1. Funcionamiento

En los diseños mostrados en las secciones anteriores, dado que los filtros constan de cuatro resonadores, las respuestas en frecuencia cuentan con cuatro polos. En general, un filtro tendrá tantos polos como resonadores, lo que implica que, para aumentar el orden del filtro, es necesario añadir más resonadores, haciendo dispositivos más voluminosos y aumentando sus pérdidas de inserción. En esta sección se explica cómo utilizar los iris presentes en los dispositivos para añadir más polos a su respuesta en frecuencia, lo que hace posible incrementar el orden de los filtros sin añadir más elementos. Cada



(a) Dispositivo.

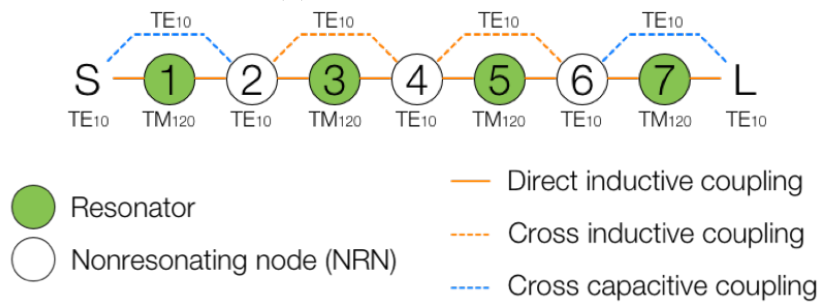


(b) Respuesta en frecuencia. S11 - Trazo rojo, S21 - Trazo verde. Obtenida con *CST Microwave Studio*.

Figura 3.38: Diseño propuesto - Irises de menor anchura.

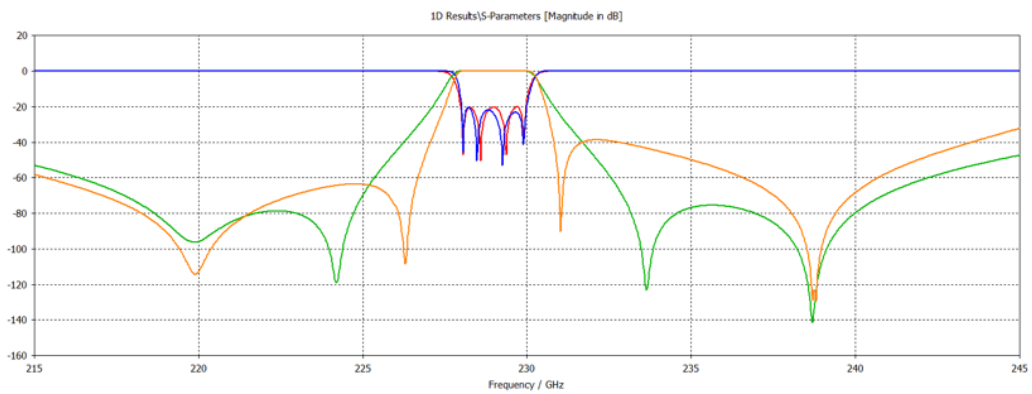
	S	1	2	3	4	5	6	7	L
S	0	-0.2059	0.4241	0	0	0	0	0	0
1	-0.2059	-2.0711	-0.9692	0	0	0	0	0	0
2	0.4241	-0.9692	-0.4712	-0.2975	-0.1612	0	0	0	0
3	0	0	-0.2975	1.0222	-0.7564	0	0	0	0
4	0	0	-0.1612	-0.7564	0.8134	-0.7564	-0.1612	0	0
5	0	0	0	0	-0.7564	1.0222	-0.2975	0	0
6	0	0	0	0	-0.1612	-0.2975	-0.4712	-0.9692	0.4241
7	0	0	0	0	0	0	-0.9692	-2.0711	-0.2059
L	0	0	0	0	0	0	0.4241	-0.2059	0

(a) Matriz de acoplo.

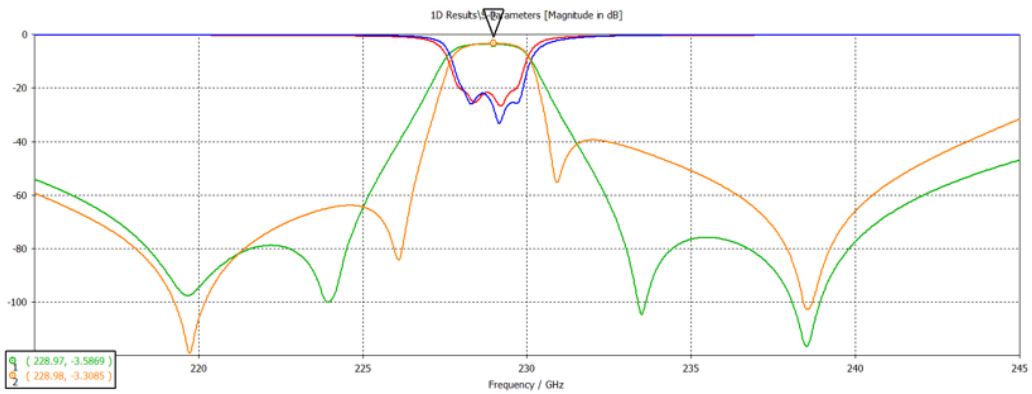


(b) Esquema de los acoplos.

Figura 3.39: Diseño propuesto - Iris de menor anchura: matriz de acoplo y esquema de acoplos.



(a) Sin pérdidas.



(b) Con pérdidas. Oro.

Figura 3.40: Comparación de las respuestas en frecuencia del diseño propuesto y el inicial (sección 3.2.1). Diseño propuesto - Trazos naranja y azul, Diseño inicial - Trazos verde y rojo. Obtenidas con *CST Microwave Studio*.

iris que se encuentra en resonancia añade un nuevo polo a la respuesta en frecuencia del dispositivo, de forma que, empleando esta técnica, con N resonadores se pueden obtener hasta $2N - 1$ polos en la respuesta en frecuencia, aportando una mayor flexibilidad a la metodología de diseño propuesta. Cabe destacar que esta técnica ya es conocida y su uso en el diseño de filtros es frecuente. Por ejemplo, en [17] se utiliza en dispositivos diseñados siguiendo la metodología basada en el modo TM_{110} explicada en la sección 2.3.2.

La frecuencia de resonancia de un iris viene dada por la ecuación 3.3 [18], donde v_c es la velocidad de la luz en el medio, a y b son la anchura y altura del iris, respectivamente, y λ_g es la longitud de onda guiada en los resonadores. Sin embargo, cuando la altura del iris es pequeña ($a > b$), se puede emplear la aproximación 3.4 [18].

$$f_{r,iris} = \frac{v_c}{2 \cdot a} \left(1 + \frac{4 \cdot b^2}{\lambda_g^2} \right)^{1/2} \quad (3.3)$$

$$f_{r,iris} = \frac{v_c}{2 \cdot a} \quad (3.4)$$

Además, para saber la frecuencia de resonancia exacta, es necesario aplicar ciertas correcciones a las expresiones anteriores. Por ejemplo, se debe aplicar un factor de corrección que tiene en cuenta la influencia de la resonancia del iris en el acoplo entre las cavidades. Si el lector desea conocer más detalles acerca de este fenómeno, se recomienda acudir a [18]. Para comprender los estudios realizados en este documento, es suficiente con saber que la frecuencia de resonancia de un iris depende, principalmente, de su anchura.

Destaca el hecho de que en los diseños de las secciones anteriores algunos de los iris se encontraban en resonancia, solo que su anchura era demasiado elevada y su frecuencia de resonancia era menor a la banda frecuencial mostrada en las simulaciones, por lo que el polo generado por el iris resonante no se apreciaba en la respuesta en frecuencia.

Sin embargo, el hecho de que un iris entre en resonancia no es una cuestión trivial, dado que este comportamiento está ligado al acoplo entre los resonadores. Para que un iris entre en resonancia, el acoplo entre los resonadores adyacentes debe ser lo suficientemente elevado. Con el objetivo de demostrar este comportamiento, se han analizado varias estructuras con *CST Microwave Studio*, verificando en qué situaciones el iris entra en resonancia. Es importante recordar de la sección 3.4.1 que, cuanto más estrecho es el iris, mayor es el acoplo entre los resonadores.

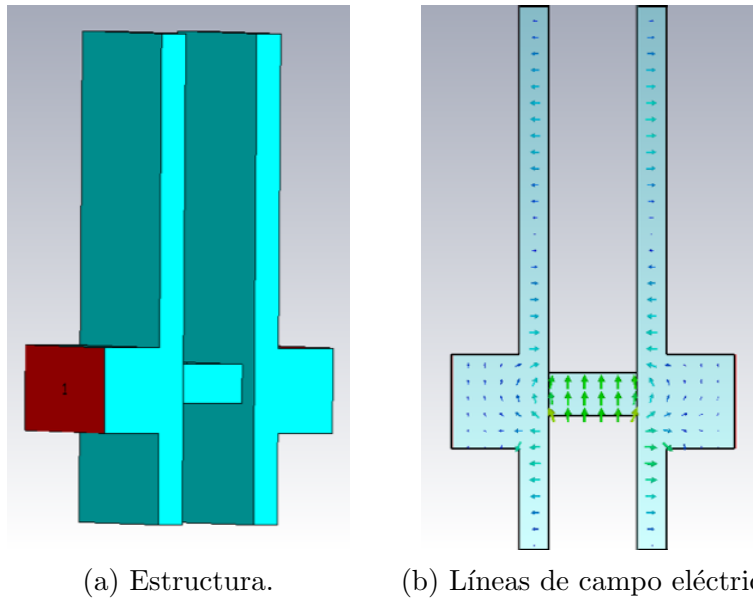


Figura 3.41: Iris resonante. Zona de acoplo fuerte.

En primer lugar, se ha analizado la estructura mostrada en la Figura 3.41, probando tanto a modificar la anchura del iris como a cambiar la longitud de las cavidades, en definitiva, modificando el acoplo existente entre los resonadores. En este caso, dado que la posición vertical del iris favorece a que el acoplo sea fuerte, éste entra en resonancia en todas las pruebas realizadas.

En cambio, en la estructura de la Figura 3.42 el iris está en una posición vertical en la que el acoplo entre los resonadores es menor. En este caso, se ha comprobado que el iris entra en resonancia únicamente cuando se reduce su anchura (a es pequeña), lo que supone aumentar el acoplo existente entre los resonadores. Por lo tanto, se concluye que, para que un iris entre en resonancia, el acoplo energético entre los resonadores adyacentes debe ser lo suficientemente elevado.

Una vez se ha explicado cómo controlar la resonancia generada con un iris, con el objetivo de demostrar la utilidad de esta técnica aplicada a los diseños propuestos, a continuación se muestran ejemplos en los que se incrementa el orden del filtro empleando iris resonantes.

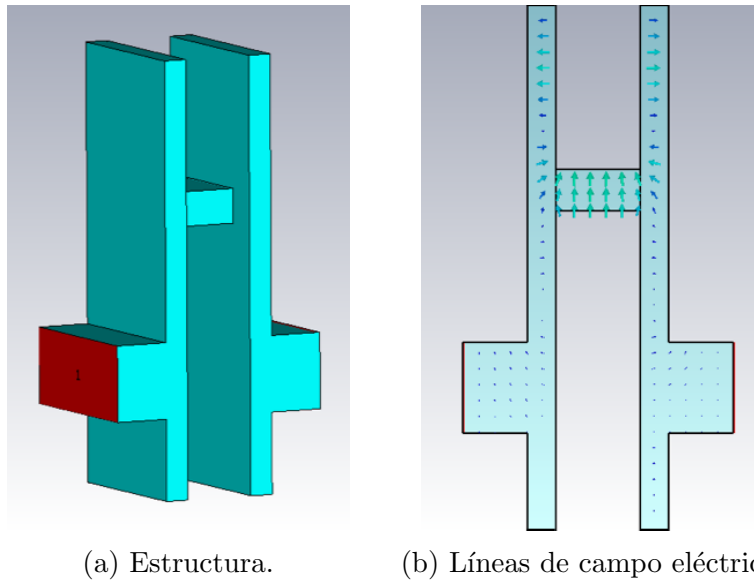


Figura 3.42: Iris resonante. Zona de acopló débil.

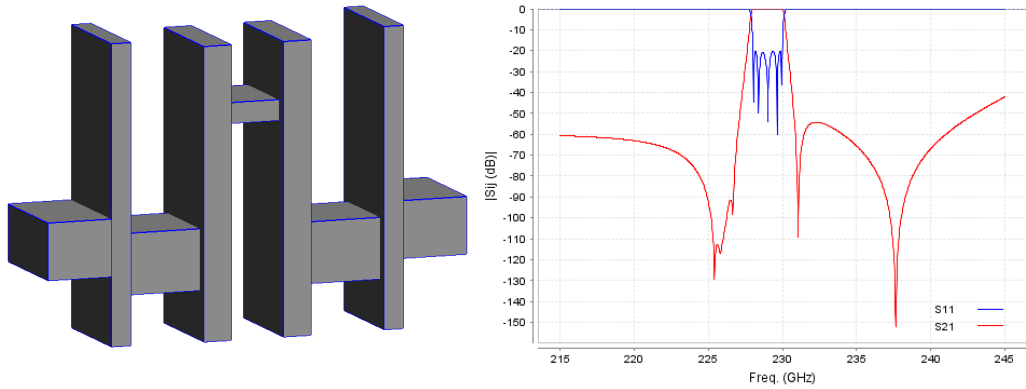
3.5.2. Filtro con un iris resonante

En primer lugar, se muestra un dispositivo formado por cuatro resonadores en el que el iris central se encuentra resonando en la banda de paso, dando lugar a un filtro de orden cinco, donde cuatro polos son generados por los resonadores y uno por el iris resonante. En la Figura 3.43 se muestra el filtro junto con su respuesta en frecuencia, donde se pueden apreciar los cinco polos. El hecho de incrementar el orden hace posible acercar más los ceros de transmisión a la banda de paso, mejorando así la selectividad del dispositivo.

En cuanto a la matriz de acoplo, cuando hay presentes iris resonantes, éstos ya no deben ser modelados como *Non-Resonating Nodes*, ya que sí introducen un polo en la respuesta en frecuencia. Por lo tanto, en este caso, el iris central debe ser modelado como un resonador normal, mientras que, los otros dos iris, siguen siendo NRNs. En las Figuras 3.44 y 3.45 se muestran la matriz de acoplo del filtro y la comparación entre la respuesta del dispositivo y la correspondiente a su matriz de acoplo, respectivamente.

3.5.3. Filtro de mayor ancho de banda

Una de las limitaciones más comunes de las técnicas de diseño de filtros paso-banda es el ancho de banda que se puede lograr manteniendo una selec-

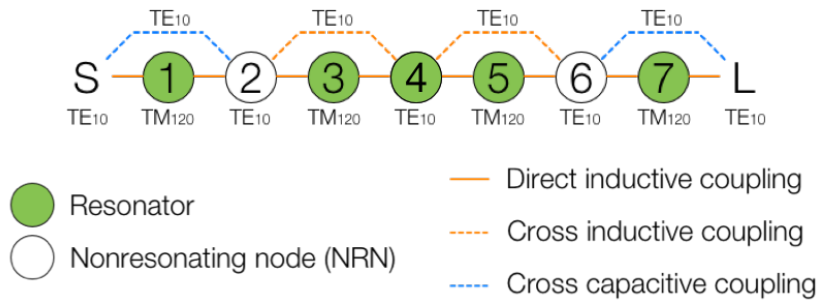


(a) Dispositivo. Simétrico. (b) Respuesta en frecuencia. Obtenida con FEST3D.

Figura 3.43: Filtro con un iris resonante. Orden cinco.

	S	1	2	3	4	5	6	7	L
S	0	-0.5855	0.3177	0	0	0	0	0	0
1	-0.5855	-1.0817	-0.5266	0	0	0	0	0	0
2	0.3177	-0.5266	-0.4970	-0.6595	-0.2114	0	0	0	0
3	0	0	-0.6595	-0.1707	-0.7824	0	0	0	0
4	0	0	-0.2114	-0.7824	-0.1601	-0.7824	-0.2114	0	0
5	0	0	0	0	-0.7824	-0.1707	-0.6595	0	0
6	0	0	0	0	-0.2114	-0.6595	-0.4970	-0.5266	0.3177
7	0	0	0	0	0	0	-0.5266	-1.0817	-0.5855
L	0	0	0	0	0	0	0.3177	-0.5855	0

(a) Matriz de acoplo.



(b) Esquema de los acoplos.

Figura 3.44: Filtro con un iris resonante: matriz de acoplo y esquema de acoplos.

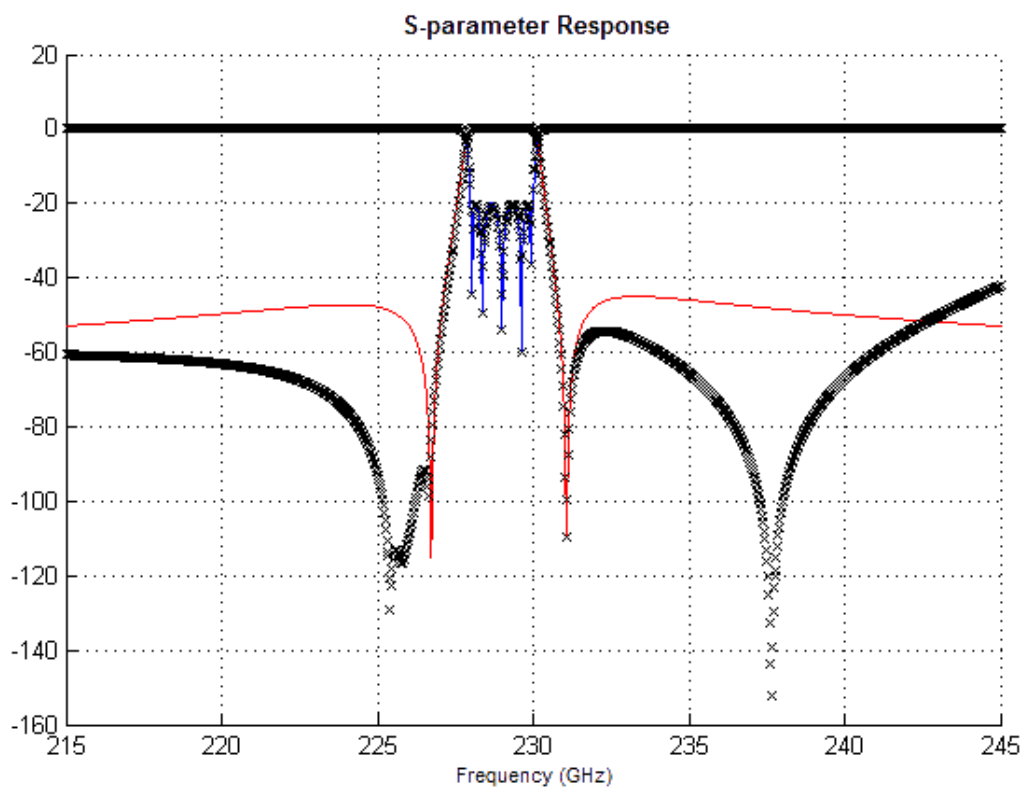


Figura 3.45: Filtro con un iris resonante: comparación entre la respuesta en frecuencia del dispositivo (líneas punteadas) y la correspondiente a su matriz de acoplo (líneas sólidas).

tividad elevada. Típicamente, para un filtro de un orden dado, cuanto mayor es el ancho de banda del dispositivo, menor es su selectividad, es decir, menor es la pendiente de la banda de paso a la de rechazo. Siguiendo la metodología de diseño propuesta en este trabajo, a medida que se incrementa el ancho de banda del filtro, resulta más difícil acercar los ceros de transmisión a la banda de paso, lo que da lugar a dispositivos menos selectivos. La forma de incrementar el ancho de banda manteniendo una buena selectividad es añadiendo más polos a la respuesta en frecuencia, lo que normalmente se logra utilizando más resonadores. Sin embargo, empleando la técnica de los iris resonantes es posible incrementar el ancho de banda de este tipo de dispositivos sin añadir resonadores, creando diseños menos voluminosos. Ésta es la principal ventaja de emplear iris resonantes, tal y como se demuestra en esta sección.

Los diseños mostrados en las secciones anteriores están centrados a una frecuencia de $229GHz$ y tienen un ancho de banda de $2GHz$, lo que equivale a un ancho de banda fraccional del $0,87\%$. Con el objetivo de mostrar la utilidad de los iris resonantes a la hora de incrementar el ancho de banda, se han diseñado dispositivos centrados en $230GHz$ con un ancho de banda de $10GHz$, dando lugar a un ancho de banda fraccional del $4,35\%$.

En primer lugar, se desea obtener una estimación del orden necesario para implementar un filtro de estas características manteniendo una buena selectividad. En la Figura 3.46 se muestra una comparación entre un filtro inductivo clásico de orden cuatro y uno de orden siete. Como se puede apreciar, el de orden cuatro es muy poco selectivo, lo que lleva a pensar que acercar los ceros de transmisión a la banda de paso en un dispositivo de orden cuatro va a resultar complicado, por lo que la selectividad que se puede lograr con un filtro de este orden es baja. En cambio, el de orden siete presenta una selectividad mucho mayor, por lo que, en principio, es de esperar que con un dispositivo de orden siete sea suficiente para alcanzar unas buenas prestaciones.

Con el fin de reforzar la hipótesis anterior, se ha diseñado un filtro formado por cuatro cavidades sin iris resonantes, lo que corresponde a un dispositivo de orden cuatro, el cual se muestra en la Figura 3.47. Se observa que no se ha podido acercar los ceros de transmisión a la banda de paso tanto como en los diseños anteriores, dando lugar a un dispositivo menos selectivo, tal y como era de esperar.

Para solventar el problema de la selectividad, se ha diseñado un filtro con cuatro resonadores en el que los tres iris son resonantes, generando una res-

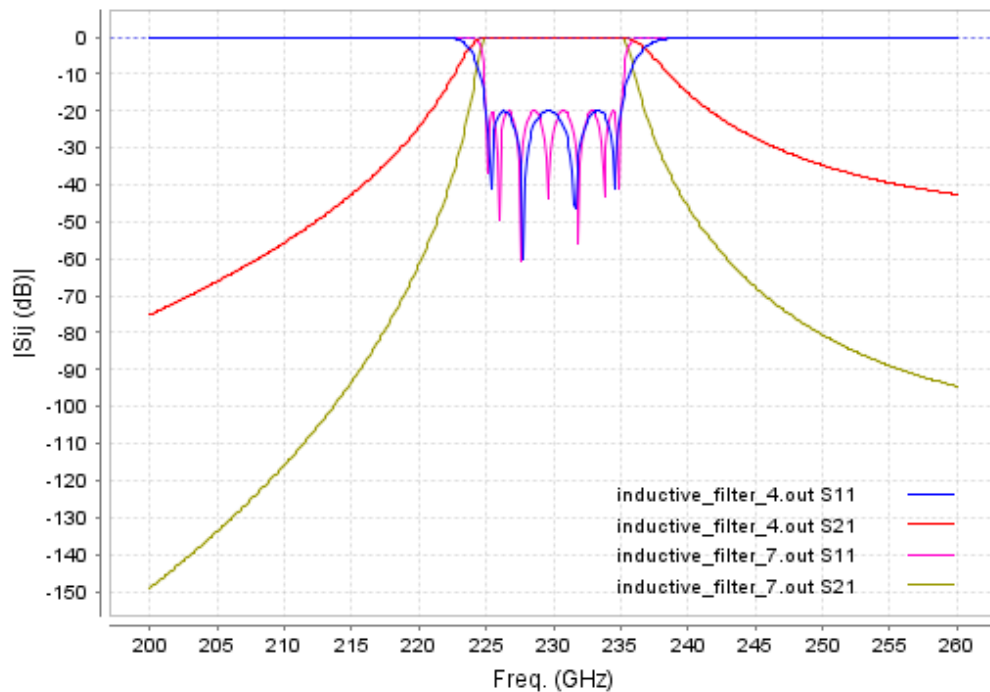
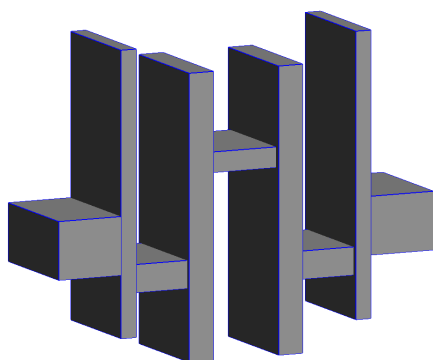
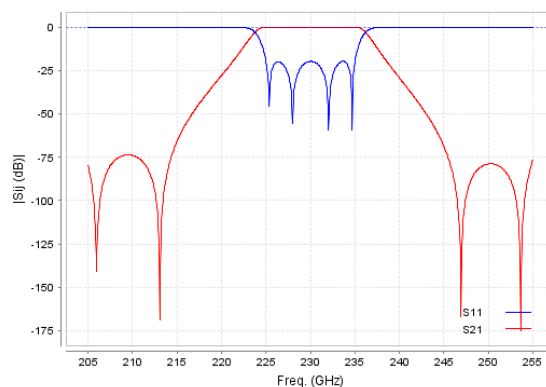


Figura 3.46: Comparación entre un filtro inductivo de orden cuatro y uno de orden siete. $BW = 4,35\%$. Respuestas obtenidas con FEST3D.

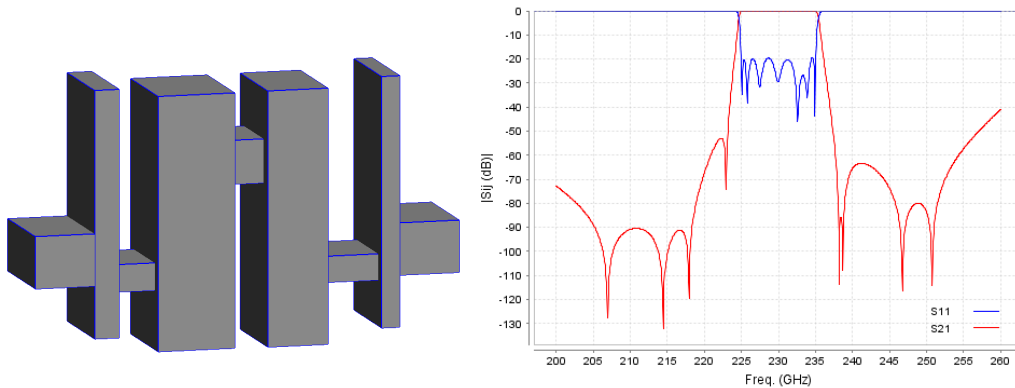


(a) Dispositivo. Simétrico.



(b) Respuesta en frecuencia. Obtenida con FEST3D.

Figura 3.47: Filtro sin irises resonantes. Orden cuatro. $BW = 4,35\%$.



(a) Dispositivo. No simétrico. (b) Respuesta en frecuencia. Obtenida con FEST3D.

Figura 3.48: Filtro con tres iris resonantes. Orden siete. $BW = 4,35\%$.

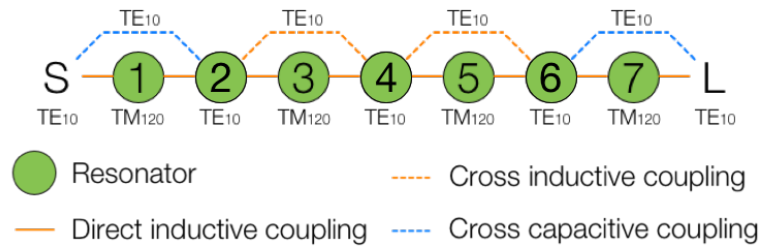
puesta en frecuencia con siete polos. Cabe destacar que se ha decidido crear un dispositivo no simétrico para observar todos los ceros de transmisión. El diseño se muestra en la Figura 3.48. Se observa como, en esta ocasión, es posible acercar los ceros de transmisión a la banda de paso, obteniendo un filtro con una selectividad mucho más elevada. Por lo tanto, queda demostrada la utilidad de los iris resonantes a la hora de implementar diseños con un ancho de banda considerable. **Los iris resonantes permiten obtener dispositivos con un ancho de banda mayor manteniendo una muy buena selectividad, todo ello sin incrementar el número de resonadores.**

En esta ocasión, todos los elementos del dispositivo son resonadores, a excepción de la fuente y la carga, por lo que no es necesario modelar ningún NRN. En la Figuras 3.49 y 3.50 se muestran la matriz de acoplo del dispositivo y la comparación entre la respuesta en frecuencia del filtro y la correspondiente a su matriz de acoplo, respectivamente.

Un aspecto a destacar de este dispositivo es que los ceros de transmisión generados por el filtro completo sufren un desplazamiento frecuencial mayor respecto a los ceros generados por cada resonador aislado. Tal y como se ha explicado en la sección 3.2.1, al juntar los resonadores para formar el dispositivo completo, cambia la carga de cada uno de ellos, provocando que cambie su factor de calidad y, por lo tanto, la magnitud de los acoplos que se dan en la estructura. Esto da lugar a que los ceros de transmisión sufran un pequeño desplazamiento frecuencial, haciendo que los ceros del dispositivo final no coincidan exactamente con los ceros que genera cada resonador por

	S	1	2	3	4	5	6	7	L
S	0	-0.8410	0.4931	0	0	0	0	0	0
1	-0.8410	-0.7606	-0.5575	0	0	0	0	0	0
2	0.4931	-0.5575	0.3520	-0.5915	-0.1551	0	0	0	0
3	0	0	-0.5915	0.3366	-0.5308	0	0	0	0
4	0	0	-0.1551	-0.5308	0.0101	-0.4627	-0.2882	0	0
5	0	0	0	0	-0.4627	0.5658	-0.5458	0	0
6	0	0	0	0	-0.2882	-0.5458	0.3430	-0.5173	0.5276
7	0	0	0	0	0	0	-0.5173	-0.8042	-0.8256
L	0	0	0	0	0	0	0.5276	-0.8256	0

(a) Matriz de acoplo.



(b) Esquema de los acoplos.

Figura 3.49: Filtro con tres iris resonantes: matriz de acoplo y esquema de acoplos.

separado. En este tipo de filtros en los que los iris entran en resonancia, el cambio que se da en la carga de los resonadores al unirlos para formar el dispositivo completo es mayor, ya que la carga de un resonador aislado es un tramo de guía de onda y, al unir los resonadores, ese tramo de guía de onda se convierte en un iris resonante. Por lo tanto, la carga del resonador pasa de ser un tramo de línea de transmisión cuando éste está aislado, a ser otro resonador al formar el filtro final. Esto implica que el cambio que se produce en el factor de calidad de los resonadores al formar el dispositivo completo es mayor cuando los iris son resonantes, provocando que las magnitudes de los acoplos varíen más y, por lo tanto, los ceros de transmisión sufran un mayor desplazamiento frecuencial.

En la Figura 3.51 se muestran los ceros de transmisión generados por cada resonador aislado junto con los ceros presentes en el filtro completo. Se observa que los ceros generados por el modo TM_{120} sufren desplazamientos de hasta $2GHz$, mientras que, en los dispositivos mostrados en la sección 3.2.2, en los cuales no hay iris resonantes, el desplazamiento de los ceros generados por el modo TM_{120} es menor a $500MHz$. Cabe destacar que la frecuencia de corte de los tramos de guía de onda que forman los iris en este filtro es próxima a la frecuencia central de la banda de paso, dado que

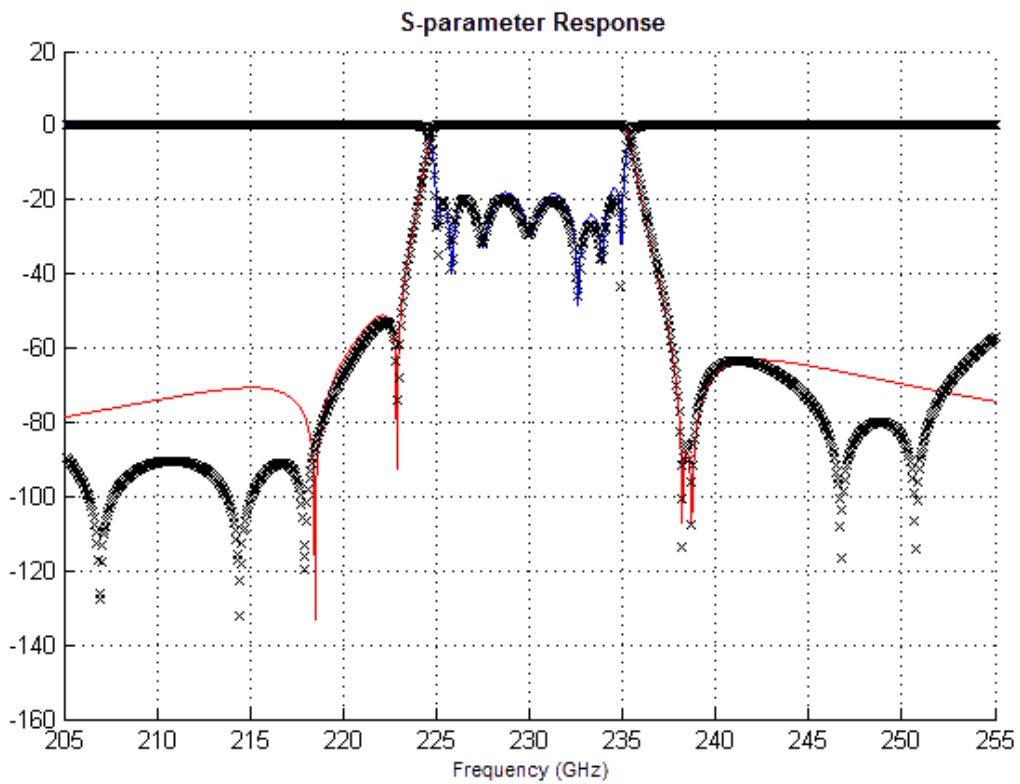


Figura 3.50: Filtro con tres irises resonantes: comparación entre la respuesta en frecuencia del dispositivo (líneas punteadas) y la correspondiente a su matriz de acoplo (líneas sólidas).

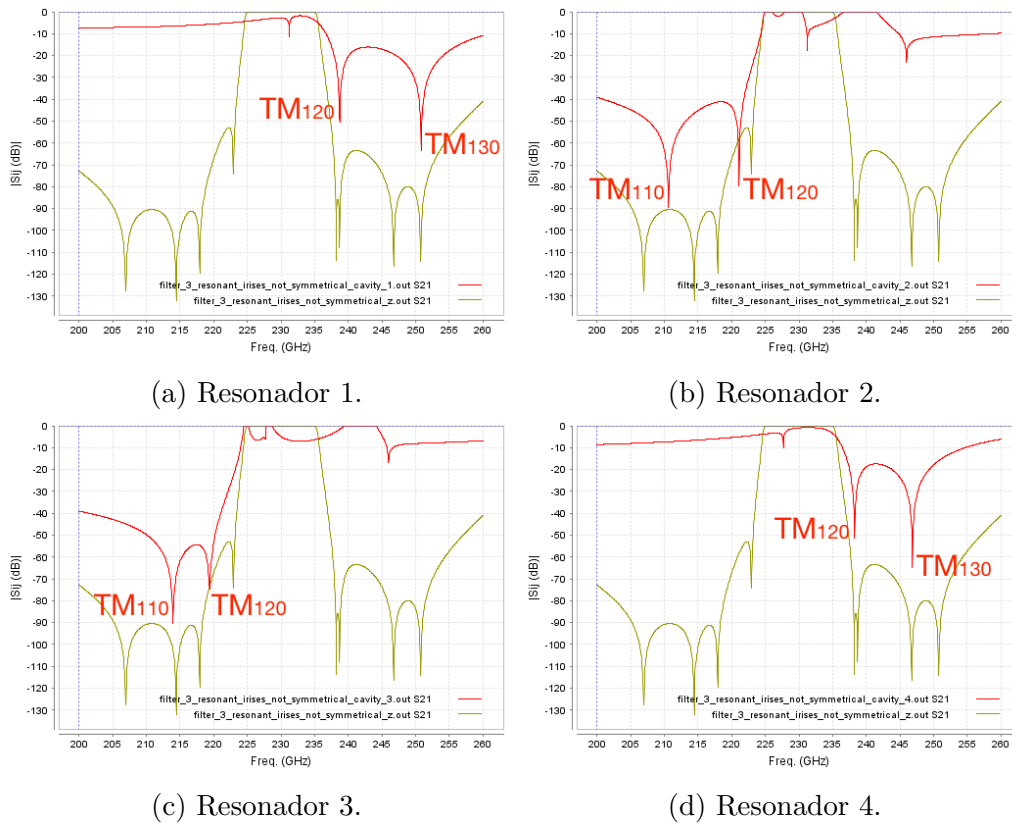


Figura 3.51: Filtro con tres iris resonantes: respuestas en frecuencia de los resonadores aislados. S_{21} resonador - Trazo rojo, S_{21} filtro completo - Trazo verde. Obtenidas con FEST3D.

es la condición que deben cumplir para entrar en resonancia, tal y como se ha explicado anteriormente en esta sección. Esto da lugar al anómalo comportamiento del parámetro S_{21} que se observa en la banda de paso de las respuestas en frecuencia de los resonadores aislados de la Figura 3.51.

Por lo tanto, se debe tener en cuenta que, **si se emplean iris resonantes, los ceros de transmisión pueden sufrir desplazamientos frecuenciales mayores al formar el filtro completo, aunque su posición se puede ajustar mediante un proceso de optimización.** Además, tal y como se ha demostrado, el hecho de emplear iris resonantes permite acercar más los ceros de transmisión a la banda de paso, debido al incremento en el orden del filtro, obteniendo así dispositivos más selectivos.

3.6. Dispositivos finales

Una vez se ha explicado la metodología de diseño propuesta en este trabajo, en esta sección se presenta un resumen de los dispositivos diseñados, indicando sus principales características. Cabe destacar que todas las simulaciones con pérdidas han sido obtenidas con oro, así como los valores correspondientes de IL. En cuanto a los análisis de tolerancias, todos se han realizado con *FEST3D*, considerando unas tolerancias de fabricación de $\pm 1\mu m$ ($\sigma = 0,5\mu m$). Asimismo, el parámetro *Yield* hace referencia al porcentaje de dispositivos válidos, considerando que un dispositivo es válido siempre y cuando sus RL se mantengan superiores a $15dB$ en toda la banda de paso. Además, en los diseños se indica en qué zonas de la cavidad se sitúan las guías de onda de entrada y salida de cada resonador, atendiendo a la división planteada en la Figura 3.4.

Dispositivo 1

El primer dispositivo (*Dispositivo 1.cst*) se puede apreciar en la Figura 3.52, junto con sus dimensiones en la Figura 3.53. Su respuesta en frecuencia y su matriz de acoplo se muestran en las Figuras 3.54 y 3.55, respectivamente. En la Figura 3.56 se puede comparar la respuesta en frecuencia del dispositivo con la correspondiente a su matriz de acoplo. Los aspectos más relevantes del dispositivo se indican en la Tabla 3.9. Finalmente, en la Tabla 3.10 se pueden observar las zonas de la cavidad en las que se sitúan las guías de onda de entrada y salida de cada resonador.

Dispositivo 2

El segundo dispositivo (*Dispositivo 2.cst*) es similar al anterior, solo que es simétrico. La estructura se muestra en la Figura 3.57 y sus dimensiones en la Figura 3.58. Su respuesta en frecuencia y su matriz de acoplo se pueden apreciar en las Figuras 3.59 y 3.60. La comparación entre la respuesta en frecuencia del filtro y la correspondiente a su matriz de acoplo se encuentra en la Figura 3.61. En cuanto a sus características, se muestran en las Tablas 3.11 y 3.12.

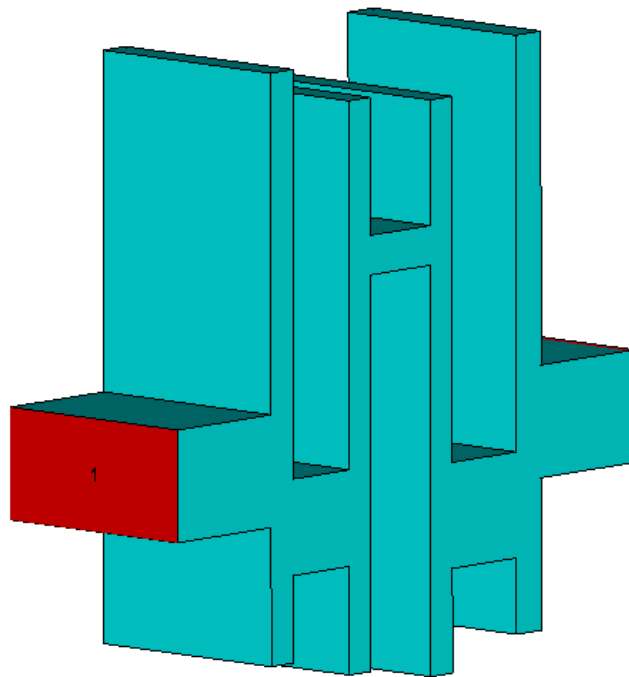
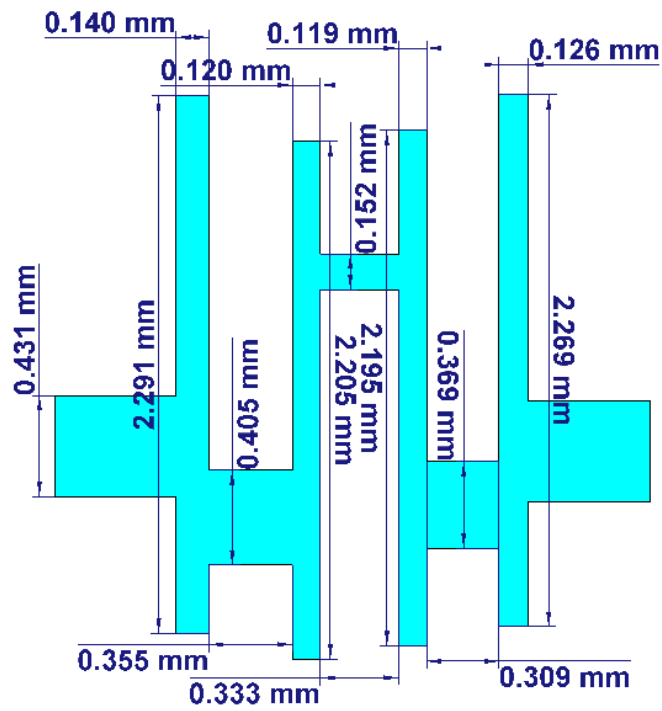


Figura 3.52: Dispositivo 1: estructura.



(a) Plano YZ.



(b) Plano XZ.

Figura 3.53: Dispositivo 1: dimensiones.

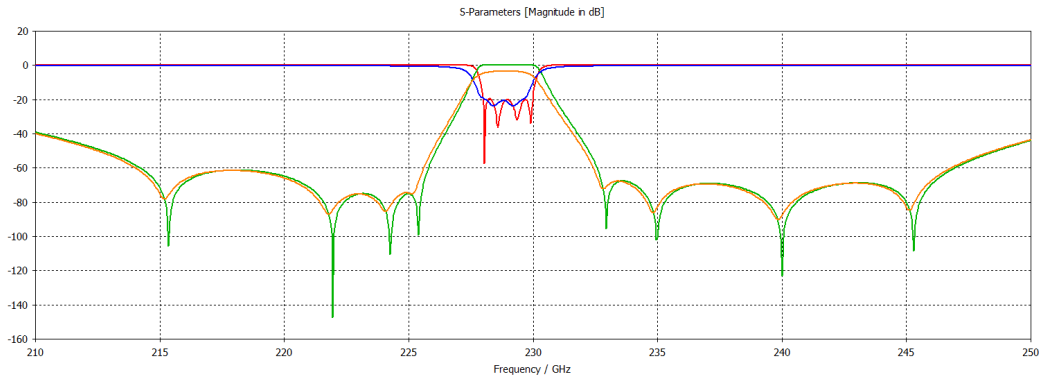
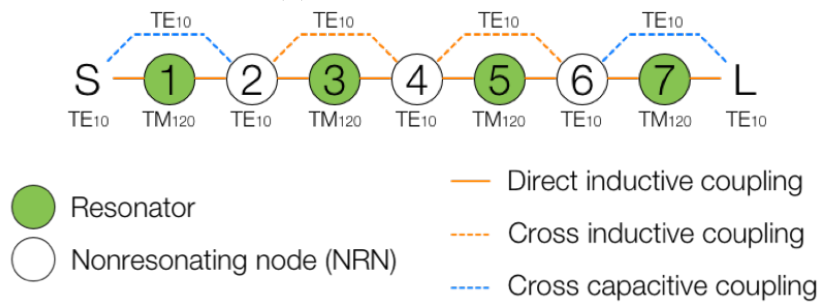


Figura 3.54: Dispositivo 1: respuesta en frecuencia. Sin pérdidas: S11 - Trazo rojo, S21 - Trazo verde. Con pérdidas (oro): S11 - Trazo azul, S21 - Trazo naranja. Obtenida con *CST Microwave Studio*.

	S	1	2	3	4	5	6	7	L
S	0	-1.1319	0.2277	0	0	0	0	0	0
1	-1.1319	0.0746	-0.8042	0	0	0	0	0	0
2	0.2277	-0.8042	1.3321	-1.0786	-0.4625	0	0	0	0
3	0	0	-1.0786	1.9338	-0.7268	0	0	0	0
4	0	0	-0.4625	-0.7268	2.1331	-0.8201	-0.3056	0	0
5	0	0	0	0	-0.8201	1.8788	-1.0843	0	0
6	0	0	0	0	-0.3056	-1.0843	1.2519	-0.8596	0.1580
7	0	0	0	0	0	0	-0.8596	0.3167	-1.1452
L	0	0	0	0	0	0	0.1580	-1.1452	0

(a) Matriz de acoplo.



(b) Esquema de los acoplos.

Figura 3.55: Dispositivo 1: matriz de acoplo y esquema de acoplos.

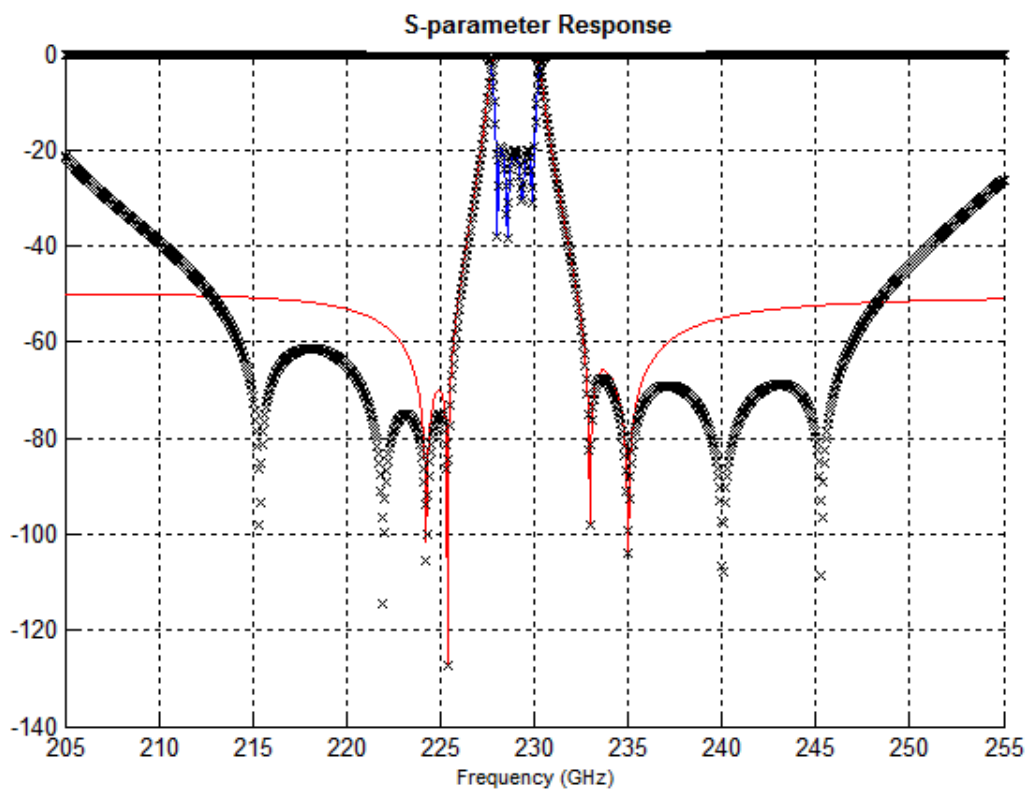


Figura 3.56: Dispositivo 1: comparación entre la respuesta en frecuencia del filtro (líneas punteadas) y la correspondiente a su matriz de acoplo (líneas sólidas).

Tabla 3.9: Dispositivo 1: características principales.

Parámetro	Valor
Estándar	WR-3
Orden	4
Simétrico	No
Nº resonadores	4
Nº iris resonantes	0
Nº ceros de transmisión	8
f_c (GHz)	229
BW (GHz)	2
BW (%)	0,87
BW_{-20dB} (GHz)	3,7
RL (dB)	20
IL_{oro} (dB)	3,5
$Yield \pm 1\mu m$ (%)	39

Tabla 3.10: Dispositivo 1: zonas de la cavidad en las que se sitúan las guías de onda de entrada y salida en cada resonador.

Resonador	In/Out
1	4/5
2	3/4
3	3/4
4	4/5

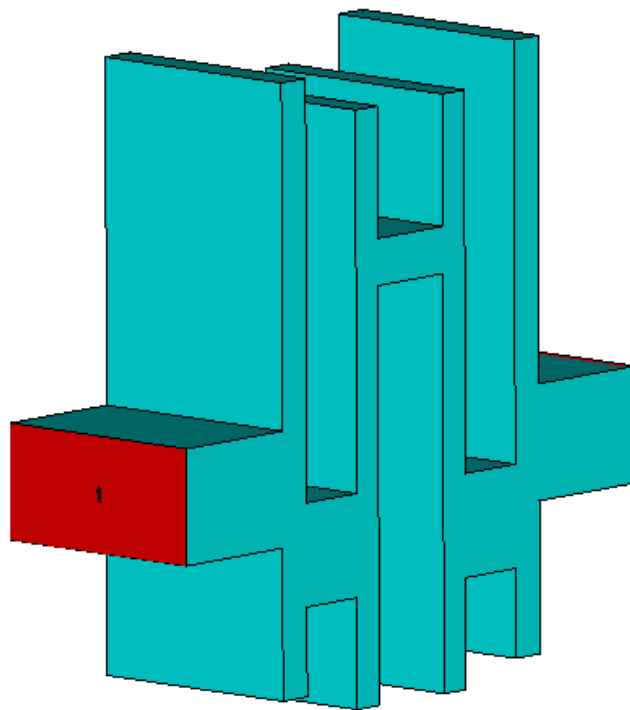
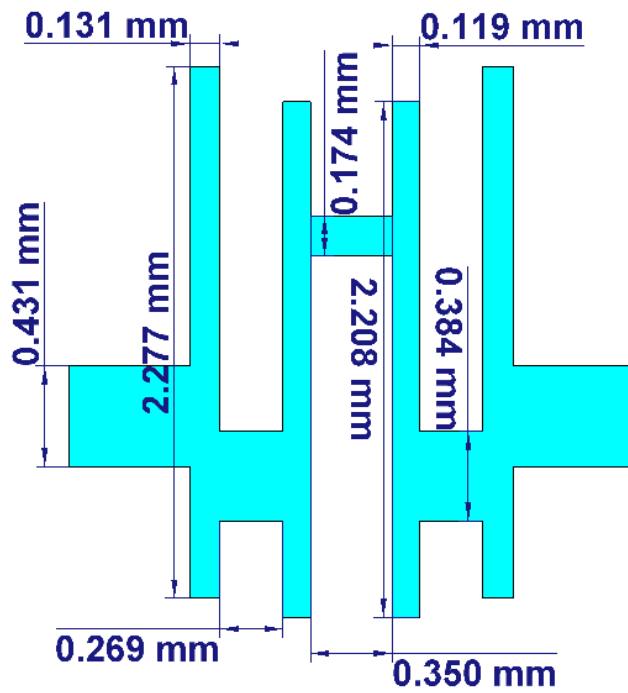
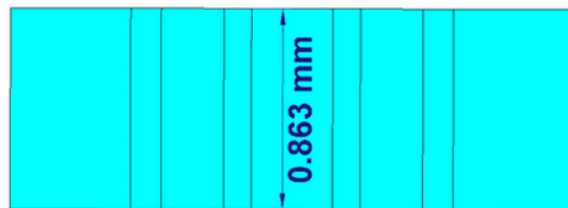


Figura 3.57: Dispositivo 2: estructura.



(a) Plano YZ.



(b) Plano XZ.

Figura 3.58: Dispositivo 2: dimensiones.

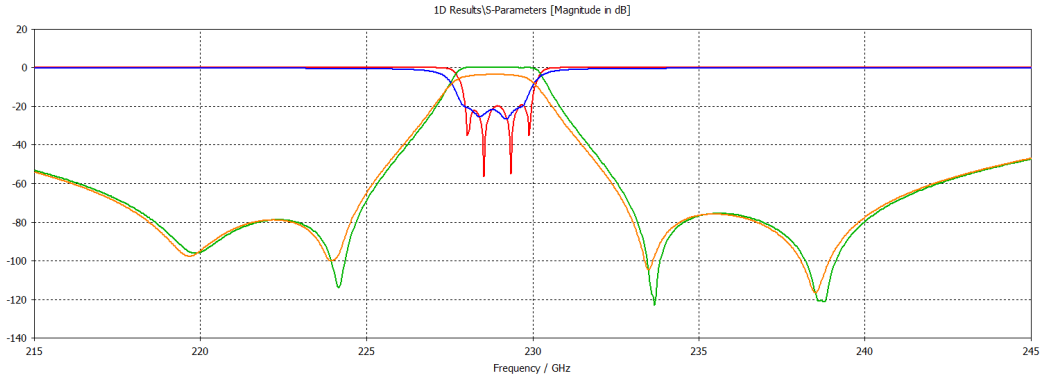
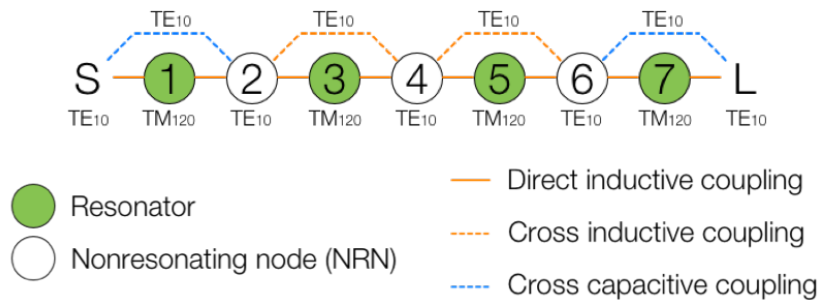


Figura 3.59: Dispositivo 2: respuesta en frecuencia. Sin pérdidas: S11 - Trazo rojo, S21 - Trazo verde. Con pérdidas (oro): S11 - Trazo azul, S21 - Trazo naranja. Obtenida con *CST Microwave Studio*.

	S	1	2	3	4	5	6	7	L
S	0	-1.1123	0.1955	0	0	0	0	0	0
1	-1.1123	0.2029	-0.8391	0	0	0	0	0	0
2	0.1955	-0.8391	1.3652	-1.1486	-0.3170	0	0	0	0
3	0	0	-1.1486	1.9533	-0.7926	0	0	0	0
4	0	0	-0.3170	-0.7926	1.9180	-0.7926	-0.3170	0	0
5	0	0	0	0	-0.7926	1.9533	-1.1486	0	0
6	0	0	0	0	-0.3170	-1.1486	1.3652	-0.8391	0.1955
7	0	0	0	0	0	0	-0.8391	0.2029	-1.1123
L	0	0	0	0	0	0	0.1955	-1.1123	0

(a) Matriz de acoplo.



(b) Esquema de los acoplos.

Figura 3.60: Dispositivo 2: matriz de acoplo y esquema de acoplos.

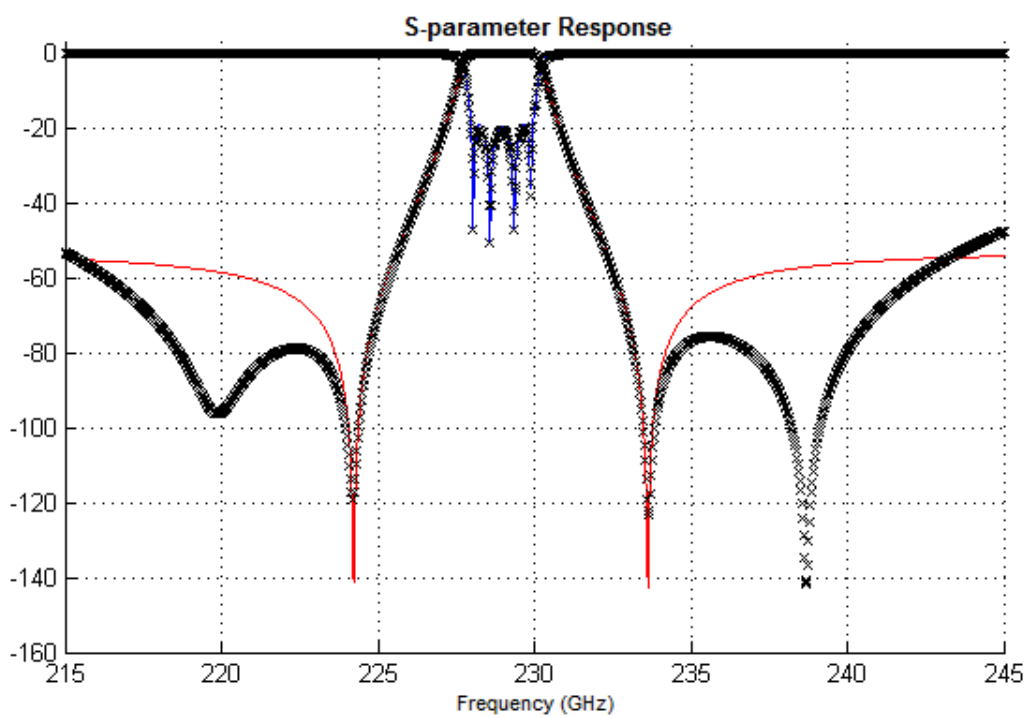


Figura 3.61: Dispositivo 2: comparación entre la respuesta en frecuencia del filtro (líneas punteadas) y la correspondiente a su matriz de acoplo (líneas sólidas).

Tabla 3.11: Dispositivo 2: características principales.

Parámetro	Valor
Estándar	WR-3
Orden	4
Simétrico	Si
Nº resonadores	4
Nº iris resonantes	0
Nº ceros de transmisión	4 dobles
f_c (GHz)	229
BW (GHz)	2
BW (%)	0,87
BW_{-20dB} (GHz)	3,71
RL (dB)	20
IL_{oro} (dB)	3,57
$Yield \pm 1\mu m$ (%)	32

Tabla 3.12: Dispositivo 2: zonas de la cavidad en las que se sitúan las guías de onda de entrada y salida en cada resonador.

Resonador	In/Out
1	4/5
2	3/4
3	3/4
4	4/5

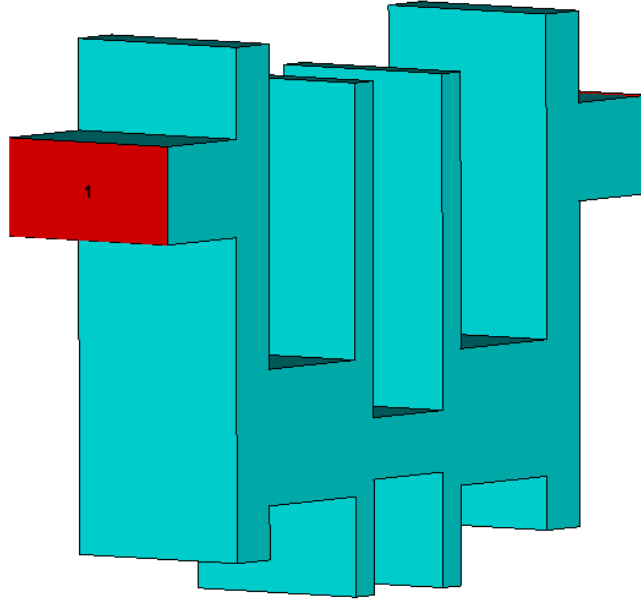
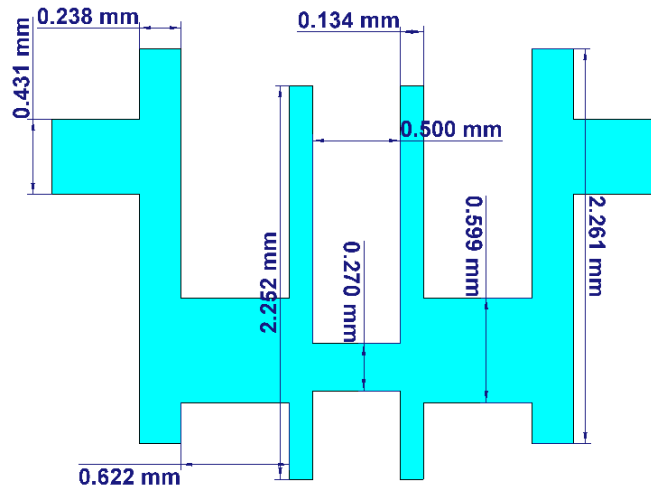


Figura 3.62: Dispositivo 3: estructura.

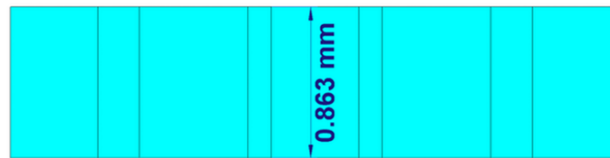
Dispositivo 3

Este filtro (*Dispositivo 3.cst*) es diferente a los anteriores. Se trata de un dispositivo simétrico en el que los ceros de transmisión están algo más alejados de la banda de paso, lo que da lugar a que sea menos selectivo. Sin embargo, sus irises y sus cavidades son más grandes, lo que hace que sea más robusto frente a tolerancias de fabricación. Además, la forma en que se generan los ceros de transmisión cambia, ya que las guías de entrada y salida de cada resonador están en otras zonas de la cavidad.

En las Figuras 3.62 y 3.63 se muestra la estructura y sus dimensiones, mientras que en las Figuras 3.64 y 3.65 se puede observar su respuesta en frecuencia y su matriz de acoplo, respectivamente. En la Figura 3.66 se puede observar la comparación entre la respuesta en frecuencia del dispositivo y la correspondiente a su matriz de acoplo. Sus características se indican en las Tablas 3.13 y 3.14.



(a) Plano YZ.



(b) Plano XZ.

Figura 3.63: Dispositivo 3: dimensiones.

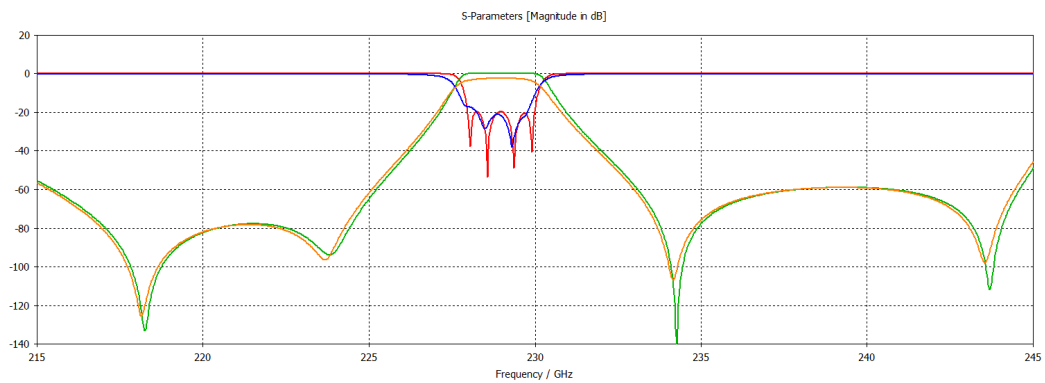


Figura 3.64: Dispositivo 3: respuesta en frecuencia. Sin pérdidas: S11 - Trazo rojo, S21 - Trazo verde. Con pérdidas (oro): S11 - Trazo azul, S21 - Trazo naranja. Obtenida con *CST Microwave Studio*.

Tabla 3.13: Dispositivo 3: características principales.

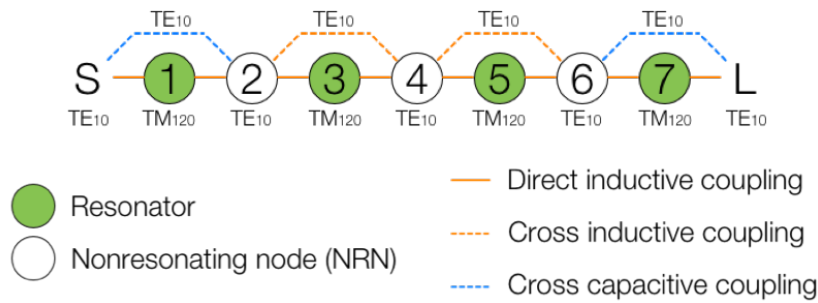
Parámetro	Valor
Estándar	WR-3
Orden	4
Simétrico	Si
Nº resonadores	4
Nº iris resonantes	0
Nº ceros de transmisión	4 dobles
f_c (GHz)	229
BW (GHz)	2
BW (%)	0,87
BW_{-20dB} (GHz)	3,82
RL (dB)	20
IL_{oro} (dB)	2,43
$Yield \pm 1\mu m$ (%)	62

Tabla 3.14: Dispositivo 3: zonas de la cavidad en las que se sitúan las guías de onda de entrada y salida en cada resonador.

Resonador	In/Out
1	3/5
2	4/4
3	4/4
4	3/5

	S	1	2	3	4	5	6	7	L
S	0	-1.1333	0.1604	0	0	0	0	0	0
1	-1.1333	0.1698	-0.7593	0	0	0	0	0	0
2	0.1604	-0.7593	1.2423	-1.2370	-0.3491	0	0	0	0
3	0	0	-1.2370	2.2517	-0.8295	0	0	0	0
4	0	0	-0.3491	-0.8295	2.2939	-0.8295	-0.3491	0	0
5	0	0	0	0	-0.8295	2.2517	-1.2370	0	0
6	0	0	0	0	-0.3491	-1.2370	1.2423	-0.7593	0.1604
7	0	0	0	0	0	0	-0.7593	0.1698	-1.1333
L	0	0	0	0	0	0	0.1604	-1.1333	0

(a) Matriz de acoplo.



(b) Esquema de los acoplos.

Figura 3.65: Dispositivo 3: matriz de acoplo y esquema de acoplos.

Dispositivo 4

El cuarto dispositivo (*Dispositivo 4.cst*) se caracteriza por tener las cavidades más grandes que el resto, lo que hace que sus pérdidas de inserción sean menores, al ser el factor de calidad de los resonadores mayor, y que el filtro sea más robusto frente a tolerancias de fabricación.

La estructura se puede apreciar en la Figura 3.67. Sus dimensiones se indican en la Figura 3.68. En las Figuras 3.69 y 3.70 se puede observar su respuesta en frecuencia y su matriz de acoplo, respectivamente. La respuesta en frecuencia correspondiente a la matriz de acoplo se compara con la del dispositivo en la Figura 3.71. Sus características se pueden encontrar en las Tablas 3.15 y 3.16.

Dispositivo 5

Este filtro (*Dispositivo 5.cst*) presenta unos iris de menor anchura que el resto, lo que implica que el dispositivo no tenga anchura constante a lo largo de toda la estructura, como sucede en los casos anteriores. El hecho

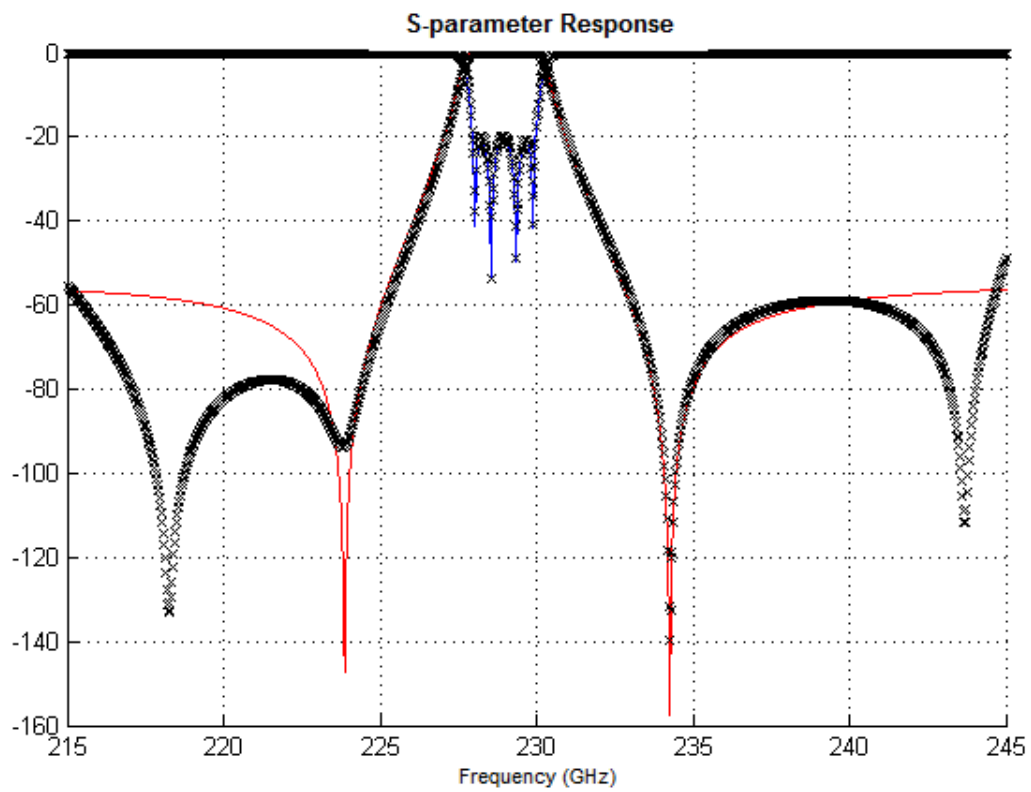


Figura 3.66: Dispositivo 3: comparación entre la respuesta en frecuencia del filtro (líneas punteadas) y la correspondiente a su matriz de acoplamiento (líneas sólidas).

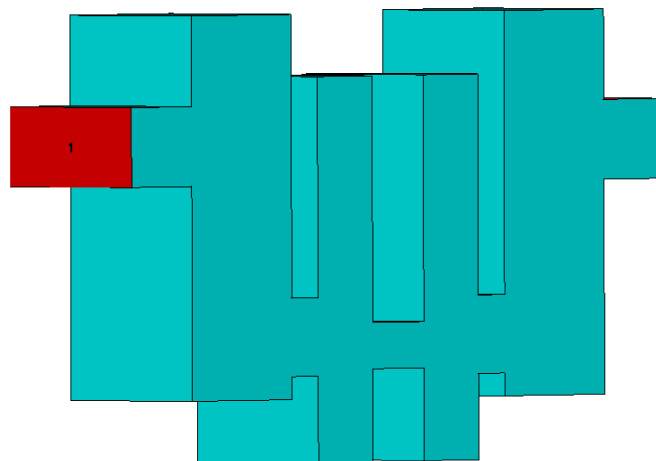
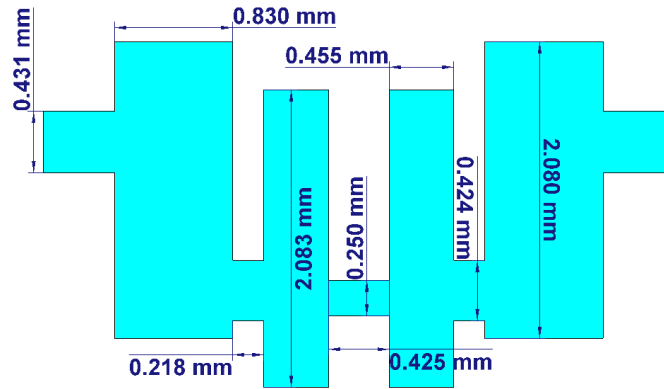
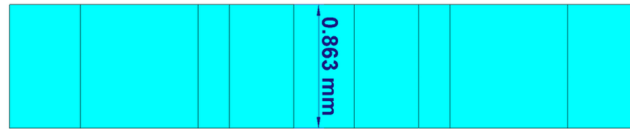


Figura 3.67: Dispositivo 4: estructura.



(a) Plano YZ.



(b) Plano XZ.

Figura 3.68: Dispositivo 4: dimensiones.

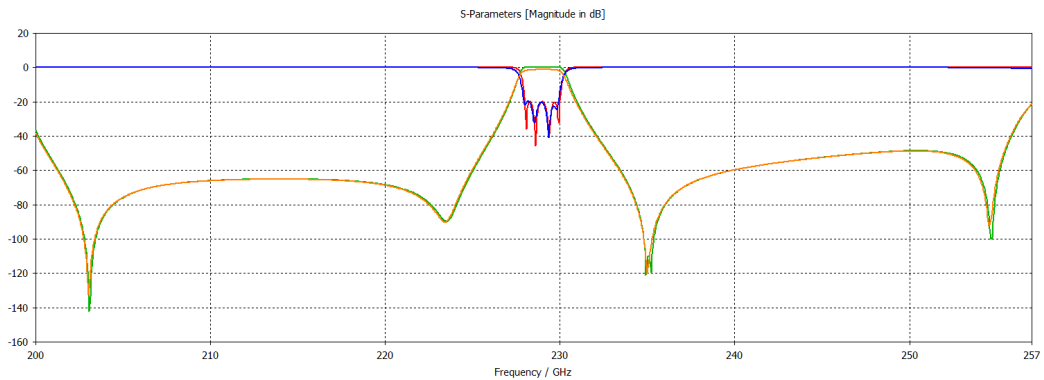


Figura 3.69: Dispositivo 4: respuesta en frecuencia. Sin pérdidas: S11 - Trazo rojo, S21 - Trazo verde. Con pérdidas (oro): S11 - Trazo azul, S21 - Trazo naranja. Obtenida con *CST Microwave Studio*.

Tabla 3.15: Dispositivo 4: características principales.

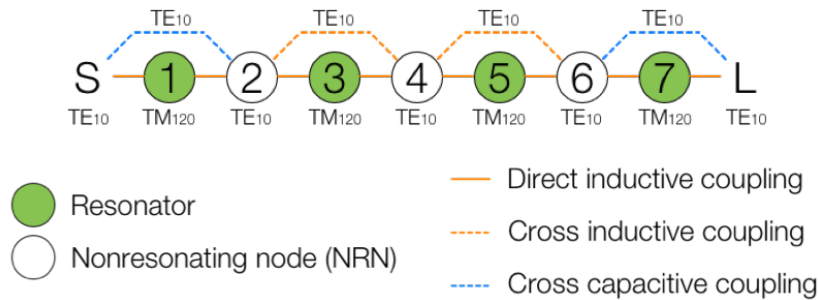
Parámetro	Valor
Estándar	WR-3
Orden	4
Simétrico	Si
Nº resonadores	4
Nº iris resonantes	0
Nº ceros de transmisión	4 dobles
f_c (GHz)	229
BW (GHz)	2
BW (%)	0,87
BW_{-20dB} (GHz)	3,85
RL (dB)	20
IL_{oro} (dB)	1,29
$Yield \pm 1\mu m$ (%)	92

Tabla 3.16: Dispositivo 4: zonas de la cavidad en las que se sitúan las guías de onda de entrada y salida en cada resonador.

Resonador	In/Out
1	3/5
2	4/4
3	4/4
4	3/5

	S	1	2	3	4	5	6	7	L
S	0	-1.1226	0.1461	0	0	0	0	0	0
1	-1.1226	0.2099	-0.8082	0	0	0	0	0	0
2	0.1461	-0.8082	1.3051	-1.2360	-0.3217	0	0	0	0
3	0	0	-1.2360	2.1304	-0.8341	0	0	0	0
4	0	0	-0.3217	-0.8341	2.1170	-0.8341	-0.3217	0	0
5	0	0	0	0	-0.8341	2.1304	-1.2360	0	0
6	0	0	0	0	-0.3217	-1.2360	1.3051	-0.8082	0.1461
7	0	0	0	0	0	0	-0.8082	0.2099	-1.1226
L	0	0	0	0	0	0	0.1461	-1.1226	0

(a) Matriz de acoplo.



(b) Esquema de los acoplos.

Figura 3.70: Dispositivo 4: matriz de acoplo y esquema de acoplos.

de poder modificar la anchura de los iris aporta una mayor flexibilidad al diseño, haciendo posible mejorar las prestaciones del dispositivo.

En la Figura 3.72 se puede observar la estructura, junto con sus dimensiones en la Figura 3.73. De forma similar a los casos anteriores, en las Figuras 3.74 y 3.75 se muestra su respuesta en frecuencia y su matriz de acoplo, además de la comparación entre la respuesta en frecuencia correspondiente a la matriz de acoplo y la del filtro en la Figura 3.76. Sus características se indican en las Tablas 3.17 y 3.18.

Dispositivo 6

El sexto dispositivo (*Dispositivo 6.cst*) presenta un iris resonante, lo que da lugar a que el su orden sea mayor. Además, el hecho de incrementar el orden hace que la selectividad mejore respecto a los diseños previos, aunque, por otra parte, supone que las IL sean mayores. Esto se debe a que en el iris resonante las corrientes superficiales son mayores que un iris normal, haciendo que las pérdidas se incrementen. También destaca que, dado que uno de los iris genera un polo en la respuesta en frecuencia, modificar sus dimensiones

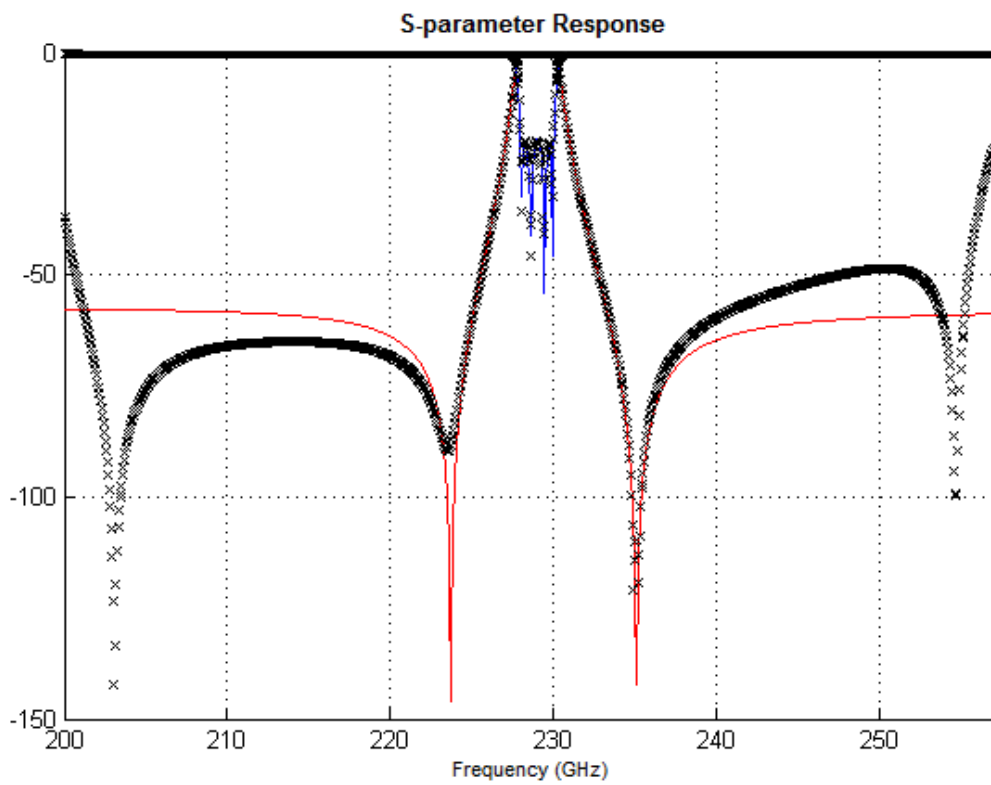


Figura 3.71: Dispositivo 4: comparación entre la respuesta en frecuencia del filtro (líneas punteadas) y la correspondiente a su matriz de acoplo (líneas sólidas).

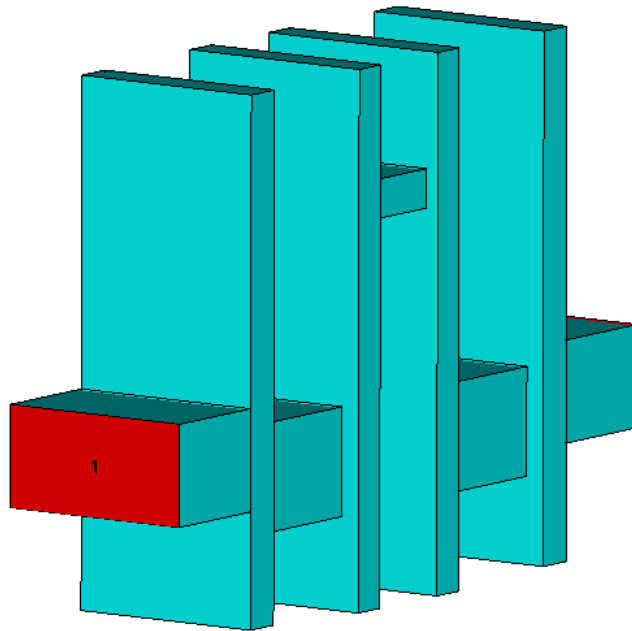
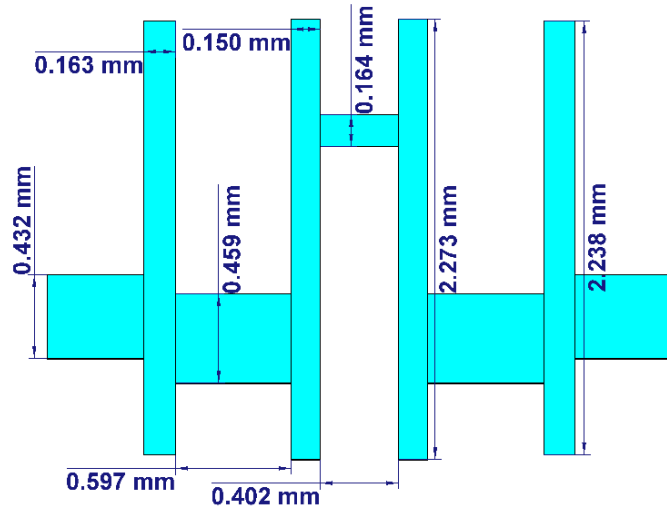
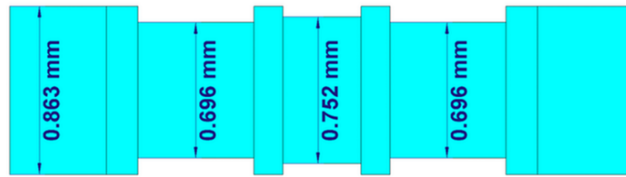


Figura 3.72: Dispositivo 5: estructura.



(a) Plano YZ.



(b) Plano XZ.

Figura 3.73: Dispositivo 5: dimensiones.

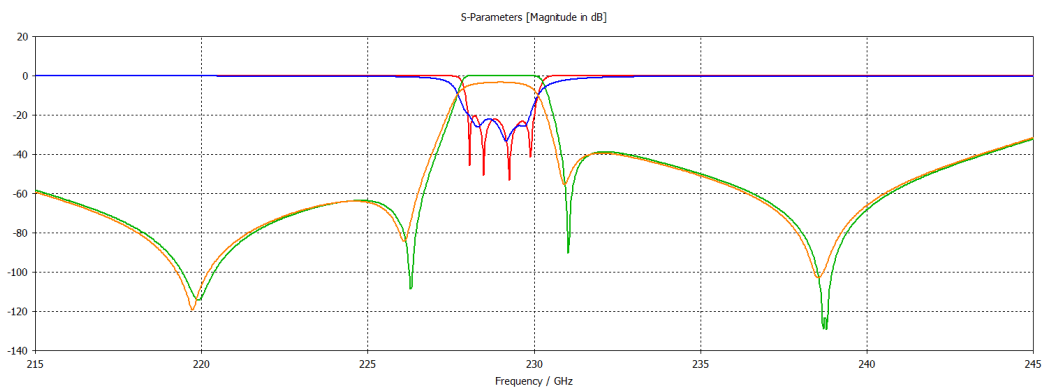


Figura 3.74: Dispositivo 5: respuesta en frecuencia. Sin pérdidas: S11 - Trazo rojo, S21 - Trazo verde. Con pérdidas (oro): S11 - Trazo azul, S21 - Trazo naranja. Obtenida con *CST Microwave Studio*.

Tabla 3.17: Dispositivo 5: características principales.

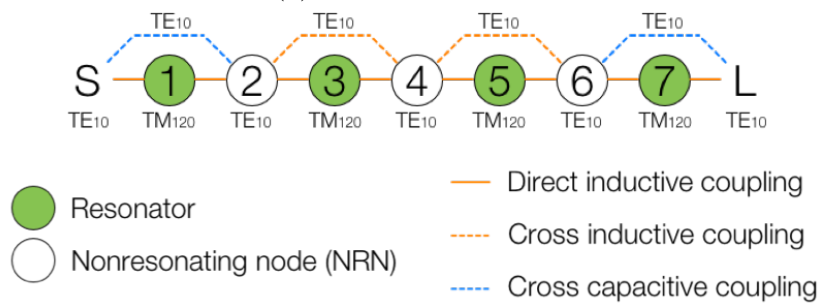
Parámetro	Valor
Estándar	WR-3
Orden	4
Simétrico	Si
Nº resonadores	4
Nº iris resonantes	0
Nº ceros de transmisión	4 dobles
f_c (GHz)	229
BW (GHz)	2
BW (%)	0,87
BW_{-20dB} (GHz)	3,1
RL (dB)	20
IL_{oro} (dB)	3,3
$Yield \pm 1\mu m$ (%)	28

Tabla 3.18: Dispositivo 5: zonas de la cavidad en las que se sitúan las guías de onda de entrada y salida en cada resonador.

Resonador	In/Out
1	4/5
2	3/4
3	3/4
4	4/5

	S	1	2	3	4	5	6	7	L
S	0	-0.2059	0.4241	0	0	0	0	0	0
1	-0.2059	-2.0711	-0.9692	0	0	0	0	0	0
2	0.4241	-0.9692	-0.4712	-0.2975	-0.1612	0	0	0	0
3	0	0	-0.2975	1.0222	-0.7564	0	0	0	0
4	0	0	-0.1612	-0.7564	0.8134	-0.7564	-0.1612	0	0
5	0	0	0	0	-0.7564	1.0222	-0.2975	0	0
6	0	0	0	0	-0.1612	-0.2975	-0.4712	-0.9692	0.4241
7	0	0	0	0	0	0	-0.9692	-2.0711	-0.2059
L	0	0	0	0	0	0	0.4241	-0.2059	0

(a) Matriz de acoplo.



(b) Esquema de los acoplos.

Figura 3.75: Dispositivo 5: matriz de acoplo y esquema de acoplos.

implica que dicho polo se desplace, lo que da lugar a que el dispositivo sea más sensible a las tolerancias de fabricación que los diseños anteriores.

En la Figuras 3.77 y 3.78 se muestra el filtro y sus dimensiones, mientras que en las Figuras 3.79 y 3.80 se pueden apreciar su respuesta en frecuencia y su matriz de acoplo. En la Figura 3.81 se puede observar la respuesta en frecuencia correspondiente a la matriz de acoplo junto con la respuesta en frecuencia del dispositivo. Sus características se indican en las Tablas 3.19 y 3.20.

Dispositivo 7

Este filtro (*Dispositivo 7.cst*) está formado por cuatro cavidades y tres iris resonantes, por lo que es el que mayor orden presenta. Esto hace que sea el más selectivo de todos los dispositivos diseñados. Además, el hecho de incrementar el orden hace posible obtener anchos de banda mayores. Este mayor ancho de banda implica que los pequeños desplazamientos de los polos de la respuesta en frecuencia causados por las tolerancias de fabricación tengan un efecto menor sobre la banda de paso total, dado que ésta es más

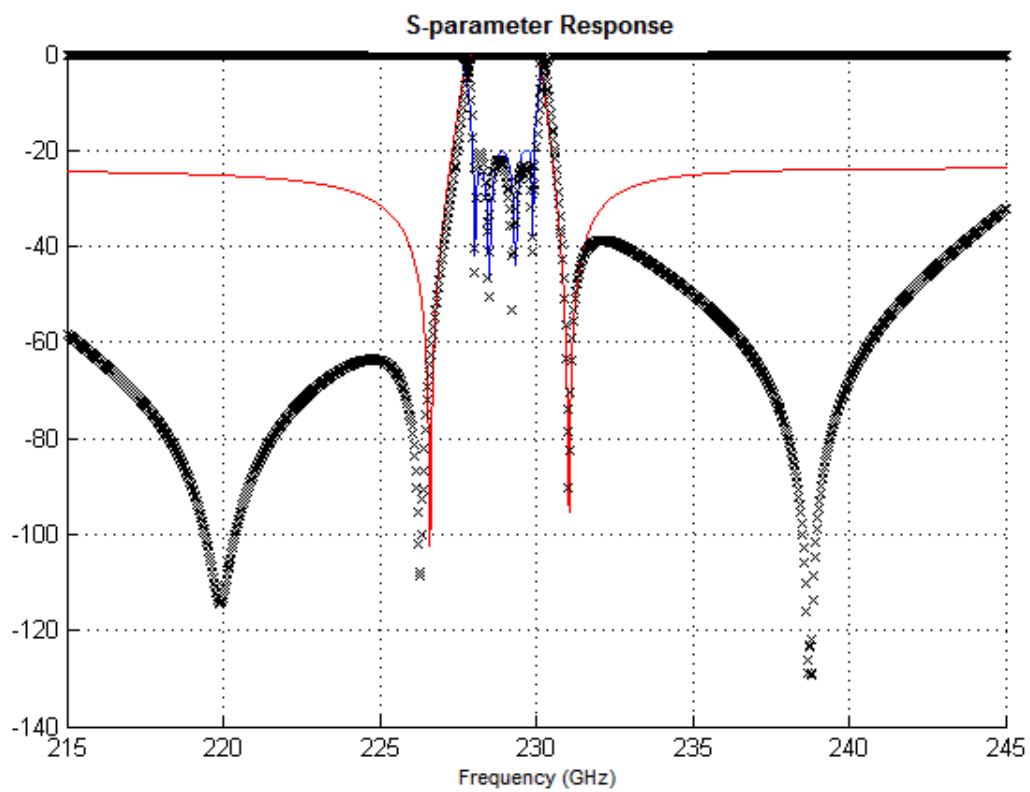


Figura 3.76: Dispositivo 5: comparación entre la respuesta en frecuencia del filtro (líneas punteadas) y la correspondiente a su matriz de acoplo (líneas sólidas).

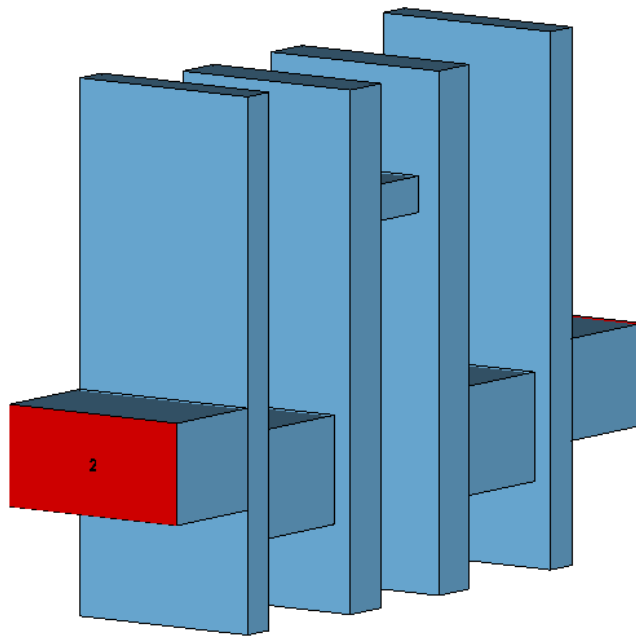
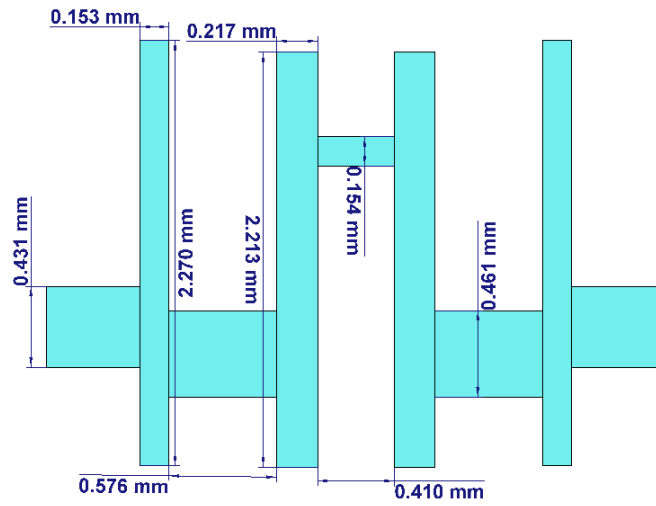
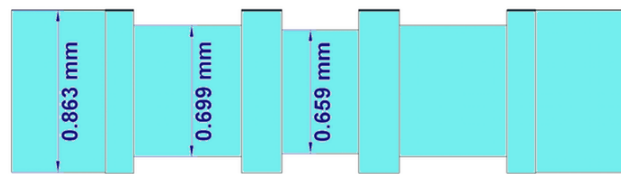


Figura 3.77: Dispositivo 6: estructura.



(a) Plano YZ.



(b) Plano XZ.

Figura 3.78: Dispositivo 6: dimensiones.

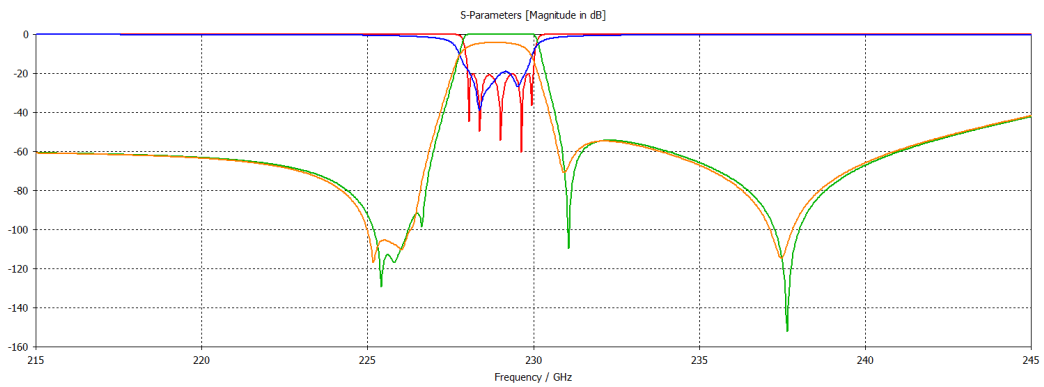


Figura 3.79: Dispositivo 6: respuesta en frecuencia. Sin pérdidas: S11 - Trazo rojo, S21 - Trazo verde. Con pérdidas (oro): S11 - Trazo azul, S21 - Trazo naranja. Obtenida con *CST Microwave Studio*.

Tabla 3.19: Dispositivo 6: características principales.

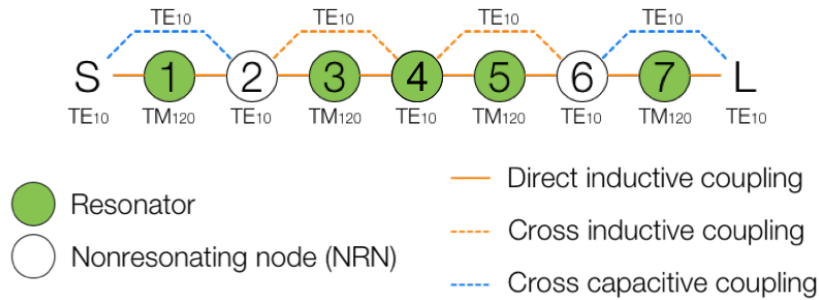
Parámetro	Valor
Estándar	WR-3
Orden	5
Simétrico	Si
Nº resonadores	4
Nº iris resonantes	1
Nº ceros de transmisión	4 dobles
f_c (GHz)	229
BW (GHz)	2
BW (%)	0,87
BW_{-20dB} (GHz)	2,74
RL (dB)	20
IL_{oro} (dB)	4,17
$Yield \pm 1\mu m$ (%)	18

Tabla 3.20: Dispositivo 6: zonas de la cavidad en las que se sitúan las guías de onda de entrada y salida en cada resonador.

Resonador	In/Out
1	4/5
2	3/4
3	3/4
4	4/5

	S	1	2	3	4	5	6	7	L
S	0	-0.5855	0.3177	0	0	0	0	0	0
1	-0.5855	-1.0817	-0.5266	0	0	0	0	0	0
2	0.3177	-0.5266	-0.4970	-0.6595	-0.2114	0	0	0	0
3	0	0	-0.6595	-0.1707	-0.7824	0	0	0	0
4	0	0	-0.2114	-0.7824	-0.1601	-0.7824	-0.2114	0	0
5	0	0	0	0	-0.7824	-0.1707	-0.6595	0	0
6	0	0	0	0	-0.2114	-0.6595	-0.4970	-0.5266	0.3177
7	0	0	0	0	0	0	-0.5266	-1.0817	-0.5855
L	0	0	0	0	0	0	0.3177	-0.5855	0

(a) Matriz de acoplo.



(b) Esquema de los acoplos.

Figura 3.80: Dispositivo 6: matriz de acoplo y esquema de acoplos.

amplia, lo que hace que este dispositivo sea más robusto que los anteriores, incluso cuando sus tres iris son resonantes. Además, sus resonadores centrales son grandes, lo que también favorece a que el dispositivo sea menos sensible a tolerancias de fabricación.

El dispositivo y sus dimensiones se pueden observar en las Figuras 3.82 y 3.83. Su respuesta en frecuencia y su matriz de acoplo se muestran en las Figuras 3.84 y 3.85. La respuesta en frecuencia correspondiente a la matriz de acoplo se puede observar en la Figura 3.86, junto con la respuesta en frecuencia del dispositivo. Cabe destacar que en este filtro, como todos los iris son resonantes, ya no se modelan como *Non-Resonating Nodes*, sino como resonadores. Por lo tanto, en este caso, es posible obtener la matriz de acoplo con el módulo *Filter Designer 3D* de *CST Studio Suite 2017*. En la Figura 3.87 se vuelve a mostrar la comparación entre la respuesta en frecuencia correspondiente a la matriz de acoplo y la respuesta real del filtro, pero realizada con *Filter Designer 3D*. En cuanto a sus características, se encuentran en las Tablas 3.21 y 3.22.

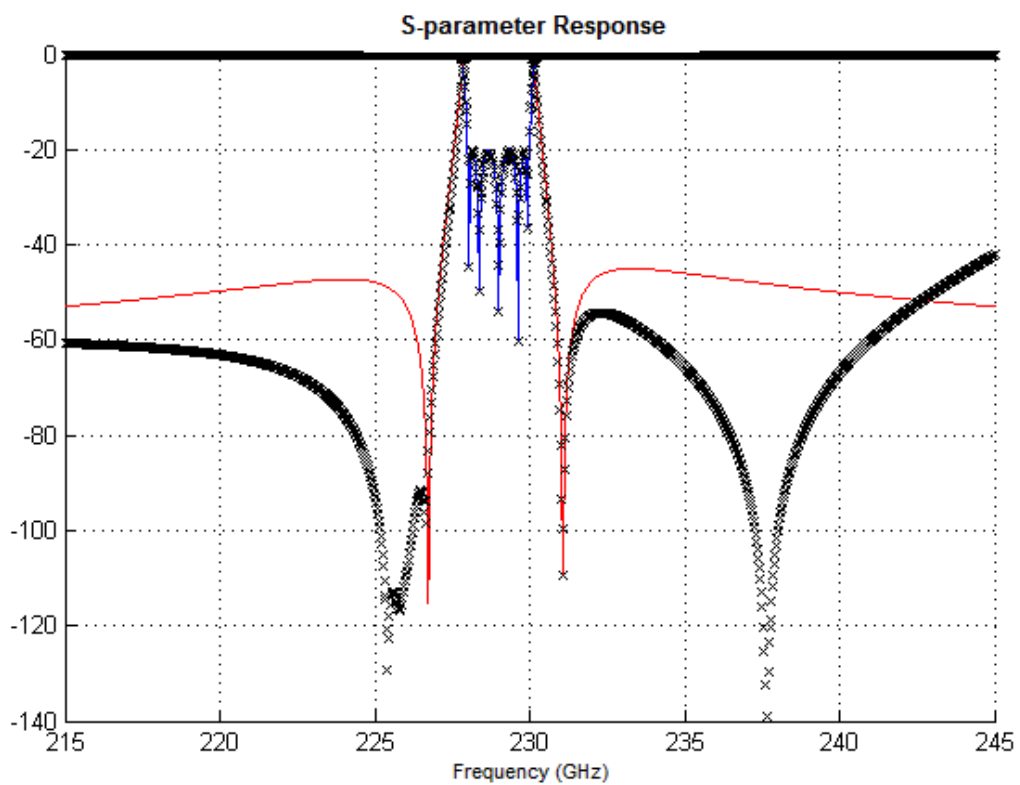


Figura 3.81: Dispositivo 6: comparación entre la respuesta en frecuencia del filtro (líneas punteadas) y la correspondiente a su matriz de acoplo (líneas sólidas).

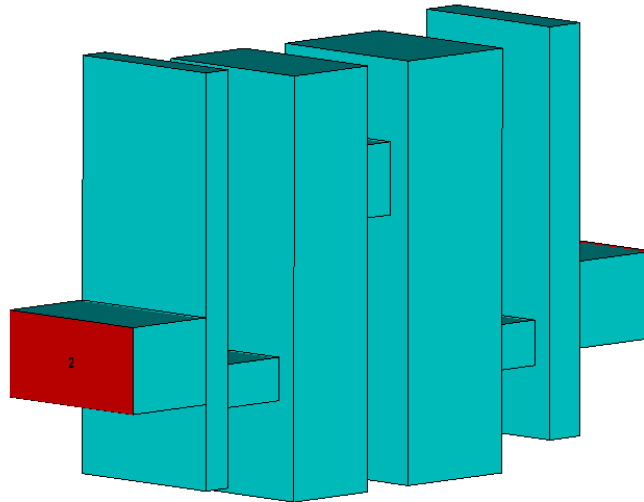
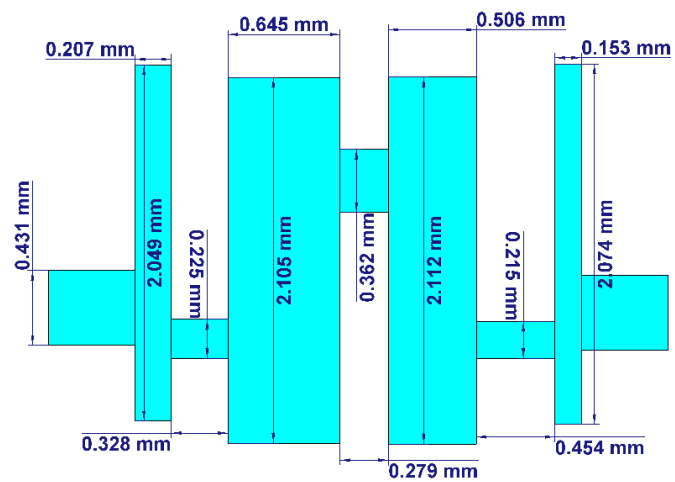
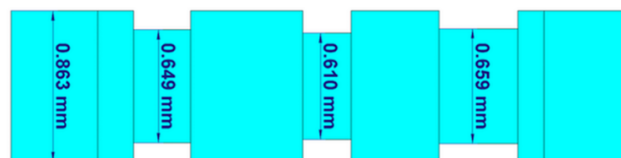


Figura 3.82: Dispositivo 7: estructura.



(a) Plano YZ.



(b) Plano XZ.

Figura 3.83: Dispositivo 7: dimensiones.

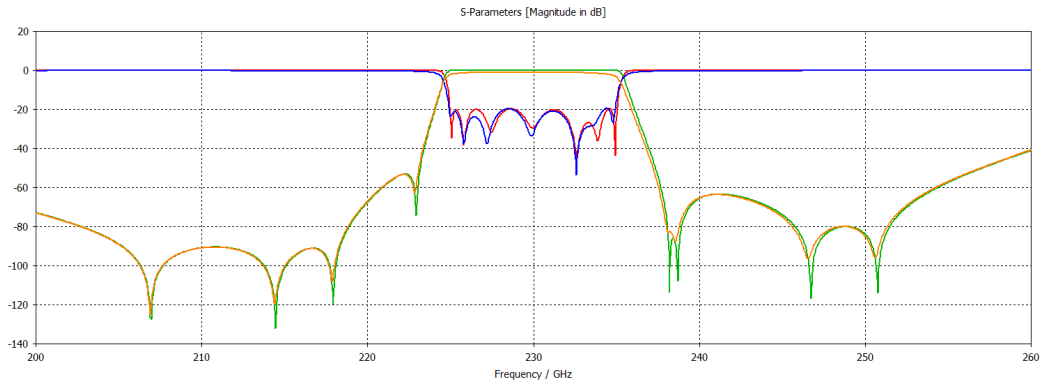
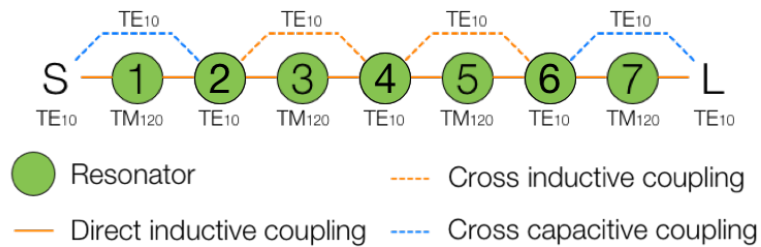


Figura 3.84: Dispositivo 7: respuesta en frecuencia. Sin pérdidas: S11 - Trazo rojo, S21 - Trazo verde. Con pérdidas (oro): S11 - Trazo azul, S21 - Trazo naranja. Obtenida con *CST Microwave Studio*.

	S	1	2	3	4	5	6	7	L
S	0	-0.8410	0.4931	0	0	0	0	0	0
1	-0.8410	-0.7606	-0.5575	0	0	0	0	0	0
2	0.4931	-0.5575	0.3520	-0.5915	-0.1551	0	0	0	0
3	0	0	-0.5915	0.3366	-0.5308	0	0	0	0
4	0	0	-0.1551	-0.5308	0.0101	-0.4627	-0.2882	0	0
5	0	0	0	0	-0.4627	0.5658	-0.5458	0	0
6	0	0	0	0	-0.2882	-0.5458	0.3430	-0.5173	0.5276
7	0	0	0	0	0	0	-0.5173	-0.8042	-0.8256
L	0	0	0	0	0	0	0.5276	-0.8256	0

(a) Matriz de acoplo.



(b) Esquema de los acoplos.

Figura 3.85: Dispositivo 7: matriz de acoplo y esquema de acoplos.

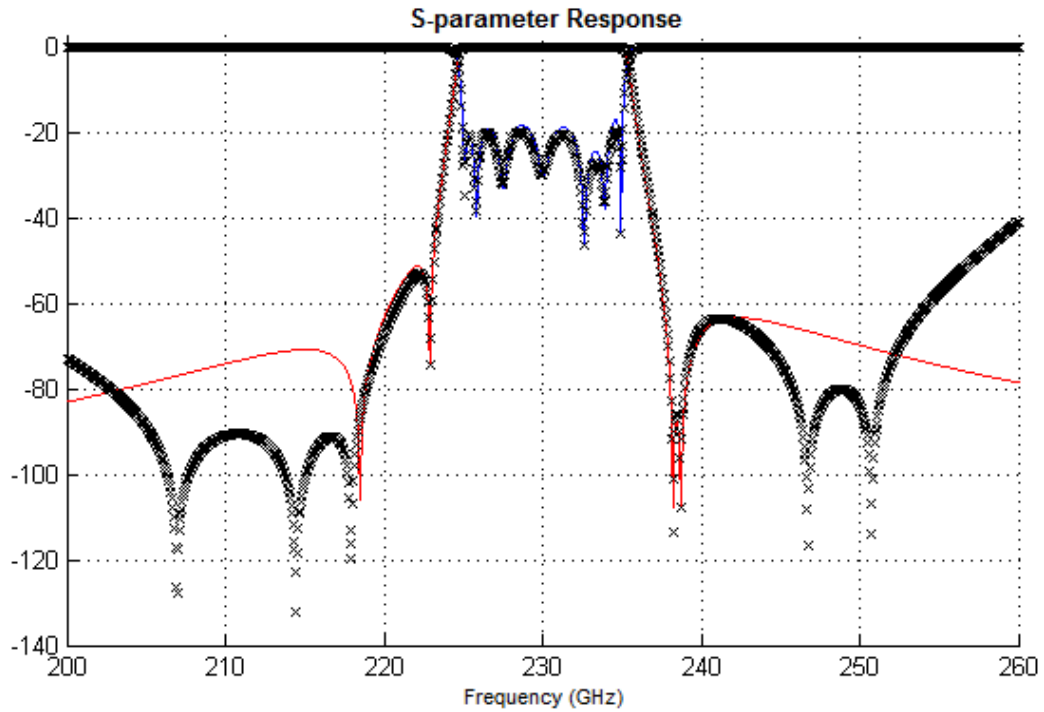


Figura 3.86: Dispositivo 7: comparación entre la respuesta en frecuencia del filtro (líneas punteadas) y la correspondiente a su matriz de acopló (líneas sólidas).

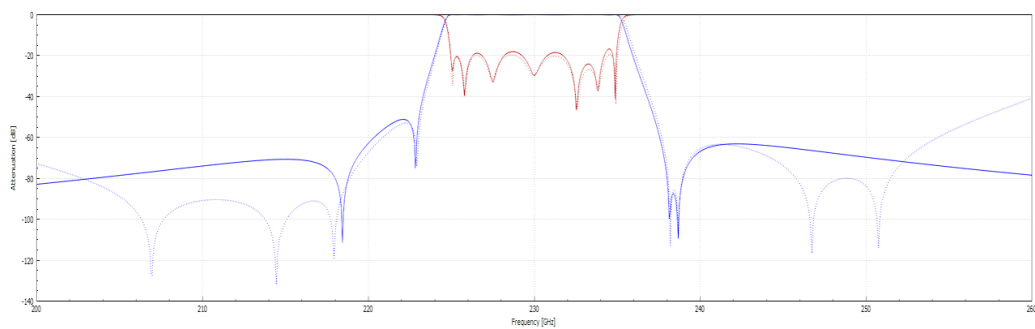


Figura 3.87: Dispositivo 7: comparación entre la respuesta en frecuencia del filtro (líneas punteadas) y la correspondiente a su matriz de acopló (líneas sólidas). Realizada con el módulo *Filter Designer 3D* de *CST Studio Suite 2017*.

Tabla 3.21: Dispositivo 7: características principales.

Parámetro	Valor
Estándar	WR-3
Orden	7
Simétrico	No
Nº resonadores	4
Nº iris resonantes	3
Nº ceros de transmisión	8
f_c (GHz)	230
BW (GHz)	10
BW (%)	4,35
BW _{-20dB} (GHz)	12,05
RL (dB)	20
IL _{oro} (dB)	0,85
Yield $\pm 1\mu m$ (%)	94

Tabla 3.22: Dispositivo 7: zonas de la cavidad en las que se sitúan las guías de onda de entrada y salida en cada resonador.

Resonador	In/Out
1	4/5
2	3/4
3	3/4
4	4/5

Dispositivo 8

Por último, la técnica de diseño propuesta se ha empleado para realizar un filtro paso-banda que forme parte de un *diplexor*, de forma que este dispositivo sea capaz de *multiplexar/demultiplexar* dos canales frecuenciales de una misma señal. El canal inferior está centrado en $183,3GHz$, con un ancho de banda de $16,2GHz$, mientras que la frecuencia central del canal superior es $229GHz$ y consta de un ancho de banda de $2,8GHz$. Las pérdidas de retorno en ambas bandas deberán ser superiores a $20dB$ y el aislamiento entre los puertos de, al menos, $80dB$.

Para realizar el dispositivo (*Dispositivo 8.cst*) se ha utilizado un filtro paso-bajo (*Dispositivo 8 - LPF.cst*) junto con un filtro paso-banda (*Dispositivo 8 - BPF.cst*), de forma que el *LPF* es el encargado de extraer el canal de baja frecuencia y el *BPF* hace lo propio con el canal superior. El *LPF* ha sido diseñado siguiendo la metodología explicada en la sección 2.3.1, mientras que el *BPF* se ha diseñado siguiendo la técnica propuesta en este trabajo. Una vez realizados ambos filtros, éstos se han unido empleando una *T-Junction* en plano E, formando así el dispositivo final. El estándar de guía de onda empleado es el WR-4, dado que cubre ambas bandas de funcionamiento. A continuación se muestran tanto los filtros por separado como el resultado final.

En primer lugar, en las Figuras 3.88 y 3.89 se muestra el BPF junto con sus dimensiones. Se trata de un filtro simétrico formado por cuatro resonadores, sin iris resonantes. La principal diferencia respecto a los diseños anteriores viene dada por el posicionamiento de los ceros de transmisión. En este caso, no hay el mismo número de ceros de transmisión en cada banda, sino que en la banda inferior hay seis (tres dobles) y en la superior hay solamente dos (uno doble). Se ha decidido situar los ceros de esta manera con el objetivo de mejorar el aislamiento entre los puertos del *diplexor*, ya que se trata de un parámetro de gran relevancia. Por ello, uno de los ceros de transmisión dobles se ha situado en la banda frecuencial correspondiente al canal inferior del *diplexor*, logrando un aislamiento de $80dB$. En la Figura 3.90 se muestra la respuesta en frecuencia del BPF, donde se puede apreciar cómo están posicionados los ceros de transmisión. De forma similar a como se ha hecho con los dispositivos anteriores, en las Tablas 3.23 y 3.24 se indican las principales características del BPF.

En cuanto al LPF, se muestra en la Figura 3.91, siendo sus dimensiones las indicadas en la Figura 3.92. Está formado por un total de once *stubs*, lo que permite obtener una buena selectividad y adaptar la banda de paso con

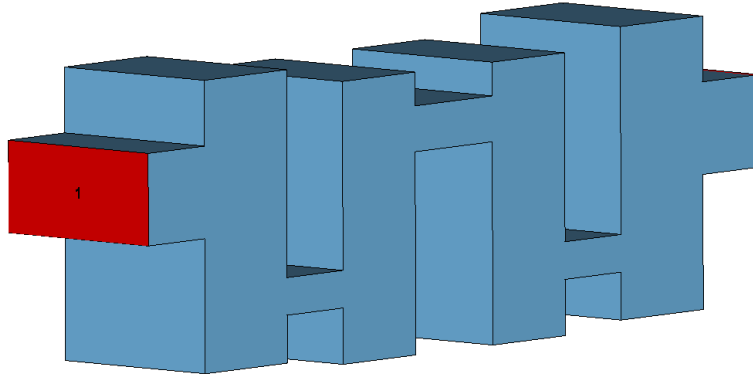
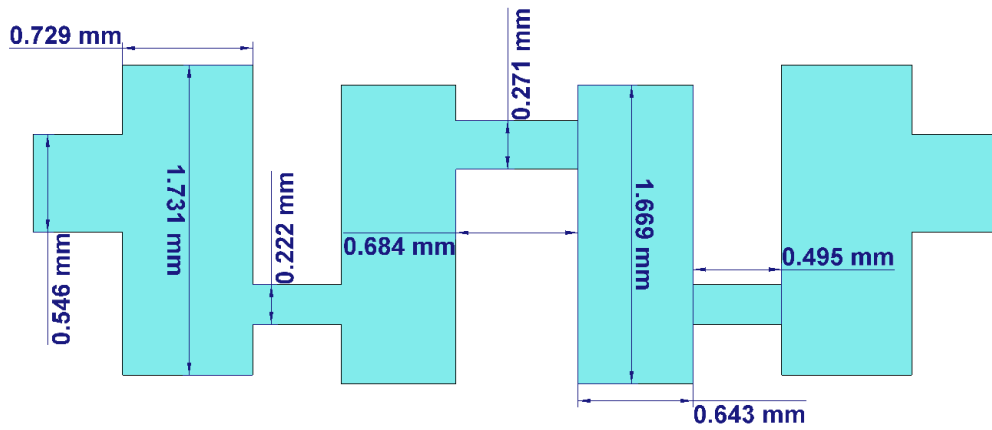
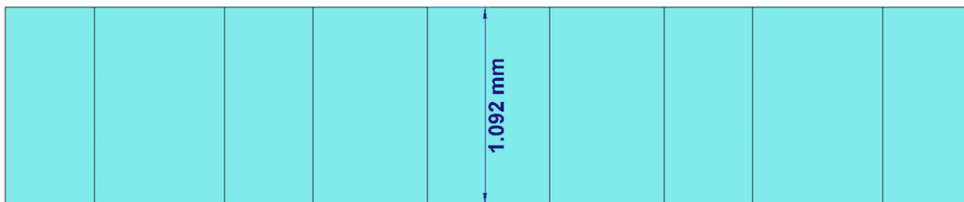


Figura 3.88: Dispositivo 8 - *BPF*: estructura.



(a) Plano YZ.



(b) Plano XZ.

Figura 3.89: Dispositivo 8 - *BPF*: dimensiones

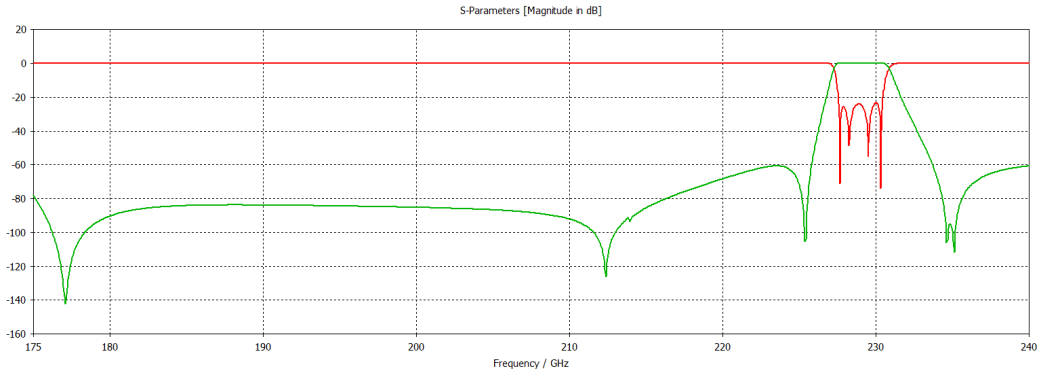


Figura 3.90: Dispositivo 8 - *BPF*: respuesta en frecuencia. S11 - Trazo rojo, S21 - Trazo verde. Obtenida con *CST Microwave Studio*.

Tabla 3.23: Dispositivo 8 - *BPF*: características principales.

Parámetro	Valor
Estándar	WR-4
Orden	4
Simétrico	Si
Nº resonadores	4
Nº irises resonantes	0
Nº ceros de transmisión	4 dobles
f_c (GHz)	229
BW (GHz)	2,8
BW (%)	1,22
BW_{-20dB} (GHz)	4,9
Atenuación @ 183,3GHz (dB)	80
RL (dB)	23
IL_{oro} @ 229GHz (dB)	1,05

Tabla 3.24: Dispositivo 8 - *BPF*: zonas de la cavidad en las que se sitúan las guías de onda de entrada y salida en cada resonador.

Resonador	In/Out
1	3/4
2	4/2
3	4/2
4	3/4

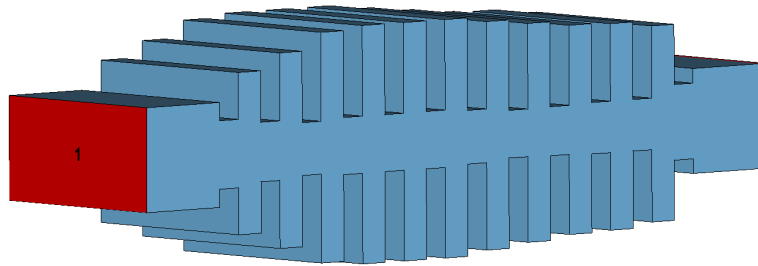
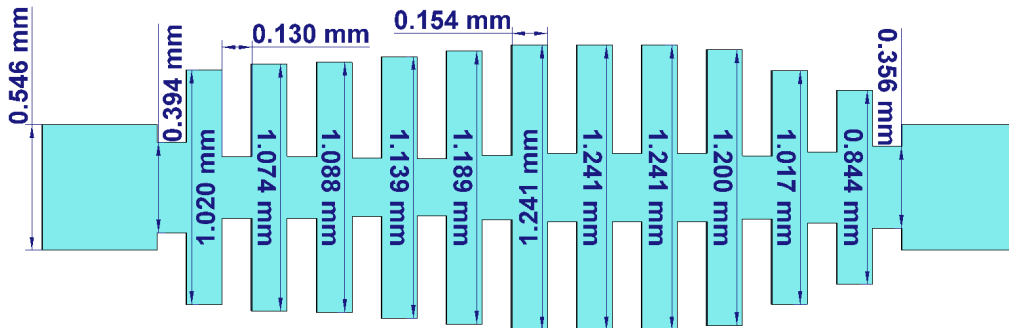


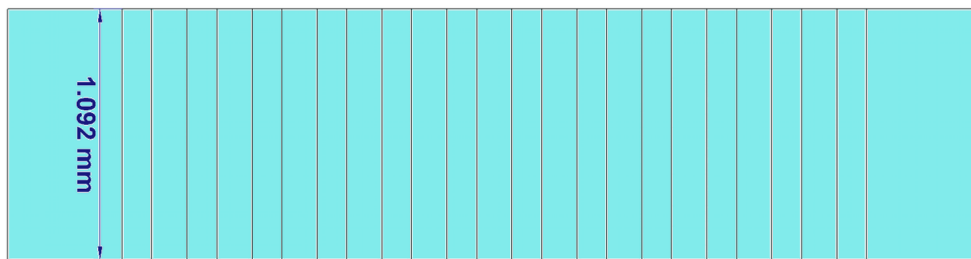
Figura 3.91: Dispositivo 8 - *LPF*: estructura.

facilidad. Además, el hecho de incluir ceros de transmisión en la respuesta en frecuencia hace que sea posible conseguir un aislamiento elevado en la banda frecuencial superior del *diplexor*, tal y como se puede comprobar en la Tabla 3.25, donde se muestran las características principales del dispositivo. En la Figura 3.93 se puede observar su respuesta en frecuencia.

Una vez diseñados ambos filtros, se han unido con una *T-Junction*, formando el dispositivo completo. Cabe destacar que, tras unir los componentes, ha sido necesario incluir redes de adaptación al comienzo de ambos filtros para lograr mantener unas buenas RL en ambas bandas de funcionamiento. En la Figura 3.94 se muestra el dispositivo final y en la Figura 3.95 se puede observar su respuesta en frecuencia.



(a) Plano YZ.



(b) Plano XZ.

Figura 3.92: Dispositivo 8 - *LPF*: dimensiones

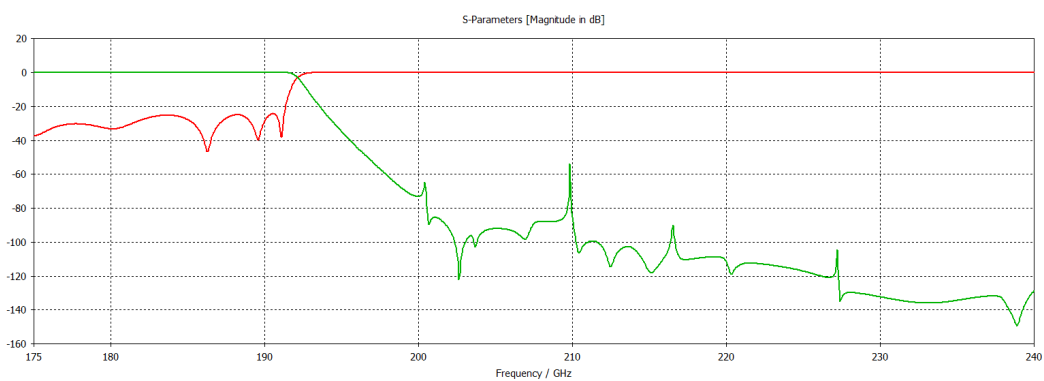


Figura 3.93: Dispositivo 8 - *LPF*: respuesta en frecuencia. S11 - Trazo rojo, S21 - Trazo verde. Obtenida con *CST Microwave Studio*.

Tabla 3.25: Dispositivo 8 - *LPF*: características principales.

Parámetro	Valor
Estándar	WR-4
f_c (GHz)	183,3
BW (GHz)	16,2
BW (%)	8,84
f_{-20dB} (GHz)	193,57
Atenuación @ 229GHz (dB)	120
RL (dB)	25
IL_{oro} @ 175,2GHz (dB)	0,36

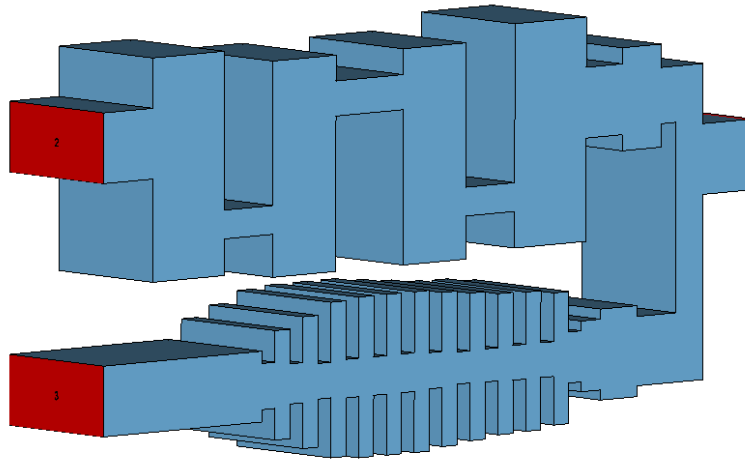
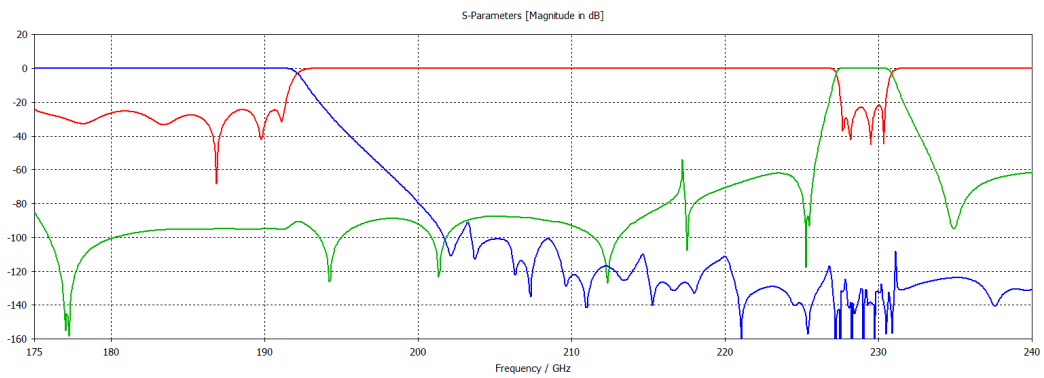
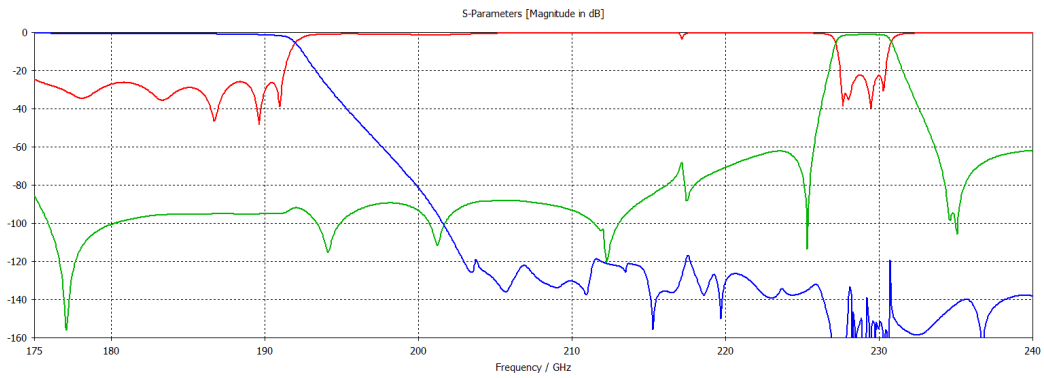


Figura 3.94: Dispositivo 8: estructura.



(a) Sin pérdidas.



(b) Con pérdidas. Oro.

Figura 3.95: Dispositivo 8: respuesta en frecuencia. S11 - Trazo rojo, S21 (*BPF*) - Trazo verde, S31 (*LPF*) - Trazo azul. Obtenida con *CST Microwave Studio*.

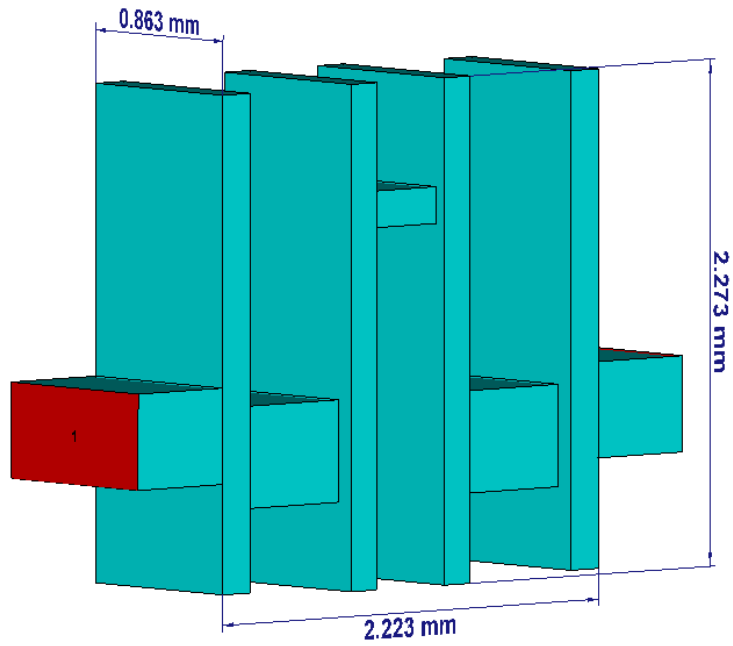
Capítulo 4

Comparación con otras técnicas de diseño

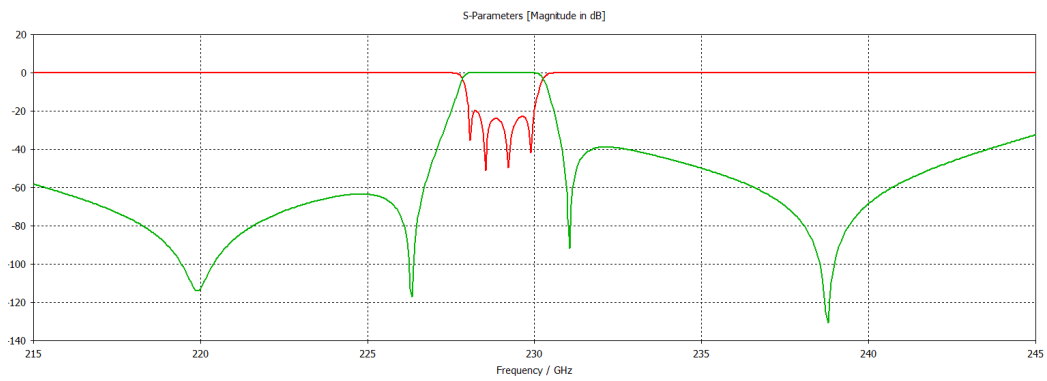
En este capítulo se compara la metodología de diseño propuesta con otras técnicas de diseño de filtros paso-banda. Más concretamente, la comparación se realiza con la metodología de diseño clásica, explicada en la sección 2.2.2, con la técnica que permite incorporar ceros de transmisión en base al modo TM_{110} , mostrada en la sección 2.3.2 y con los filtros paso-banda *dual mode*, los cuales se pueden encontrar en la sección 2.3.3. Se han comparado los aspectos más relevantes de los diseños, como las pérdidas de inserción, la selectividad, el nivel de rechazo o el tamaño. Cabe destacar que el valor de longitud mostrado en todas las tablas de este capítulo no incluye los tramos de guía de onda de entrada y salida de los dispositivos, con el fin de realizar una comparación lo más fiel posible.

Para llevar a cabo las comparaciones, se han escogido los **dispositivos 5 y 7** de la sección 3.6. El dispositivo 5 está formado por cuatro resonadores y no presenta iris resonantes, por lo que se trata de un filtro de orden cuatro. En cambio, el dispositivo 7, además de cuatro resonadores, tiene tres iris resonantes, por lo que se trata de un filtro de orden siete. En lo que se refiere a ancho de banda, el dispositivo 5 tiene un ancho de banda fraccional del 0,87%, mientras que el ancho de banda del dispositivo 7 es del 4,35%. De este modo, se compara tanto un dispositivo de banda estrecha como uno de banda ancha.

En las Figura 4.1 se muestra el dispositivo 5, indicando sus dimensiones generales, junto a su respuesta en frecuencia, mientras que en la Figura 4.2 se puede apreciar el dispositivo 7 y su respuesta en frecuencia.

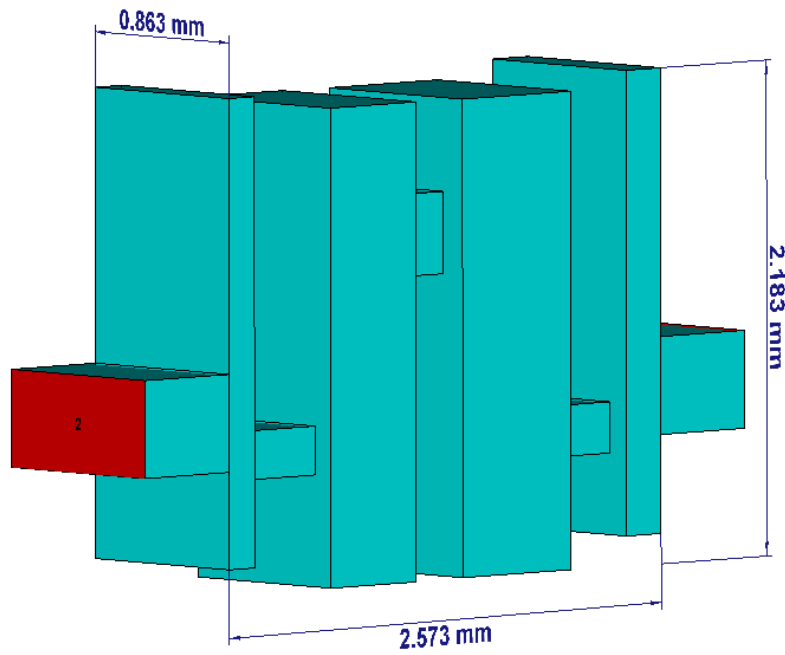


(a) Estructura y dimensiones.

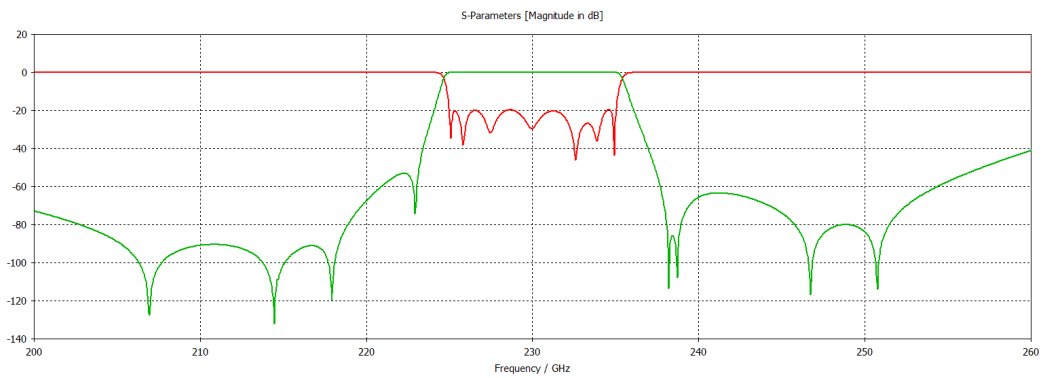


(b) Respuesta en frecuencia. S11 - Trazo rojo, S21 - Trazo verde. Obtenida con *CST Microwave Studio*.

Figura 4.1: Dispositivo 5.



(a) Estructura y dimensiones.



(b) Respuesta en frecuencia. S11 - Trazo rojo, S21 - Trazo verde. Obtenida con *CST Microwave Studio*.

Figura 4.2: Dispositivo 7.

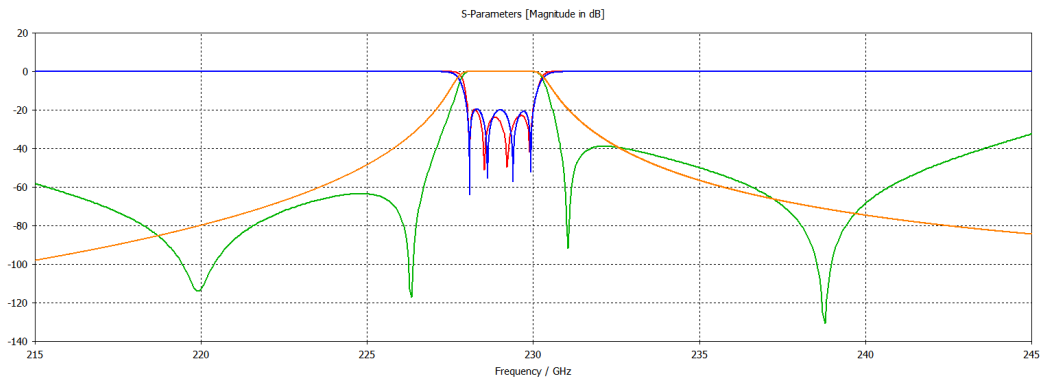


Figura 4.3: Comparación entre el dispositivo 5 y un filtro inductivo de orden cuatro: respuesta en frecuencia. Dispositivo 5 - Trazos rojo y verde, Filtro inductivo - Trazos azul y naranja.

4.1. Metodología de diseño clásica

En primer lugar, se muestra la comparación con la técnica de diseño clásica de filtros inductivos. Se ha realizado la comparación tanto con un filtro inductivo del mismo orden como con uno del orden necesario para que ambos tengan unas especificaciones similares.

Dispositivo 5

En la Figura 4.3 se muestran las respuestas en frecuencia del dispositivo 5 y de un filtro inductivo de orden cuatro. Como se puede apreciar, el filtro inductivo es menos selectivo, debido principalmente a que su respuesta en frecuencia no incluye ceros de transmisión.

Para obtener una selectividad comparable a la del dispositivo 5, es necesario un filtro inductivo de orden seis, el cual se muestra en la Figura 4.4, junto a sus dimensiones generales. En la Figura 4.5 se puede observar la comparación entre las respuestas en frecuencia de ambos dispositivos.

En la Tabla 4.1 se comparan los principales aspectos del diseño propuesto y del filtro inductivo equivalente. Se observa que las prestaciones de ambos filtros son similares. En cuanto a las dimensiones, el filtro inductivo es más largo, aunque la altura del diseño propuesto es mayor.

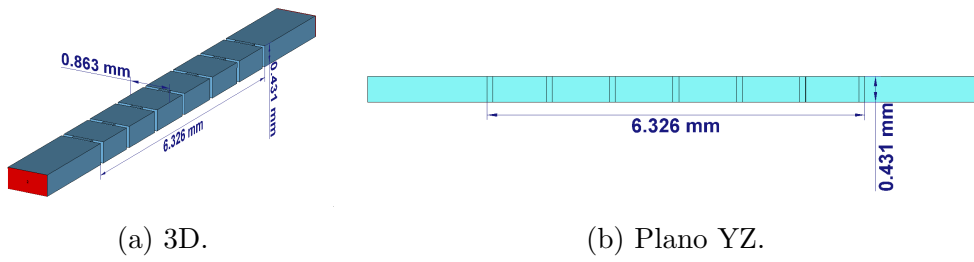


Figura 4.4: Filtro inductivo de orden seis. Estructura y dimensiones.

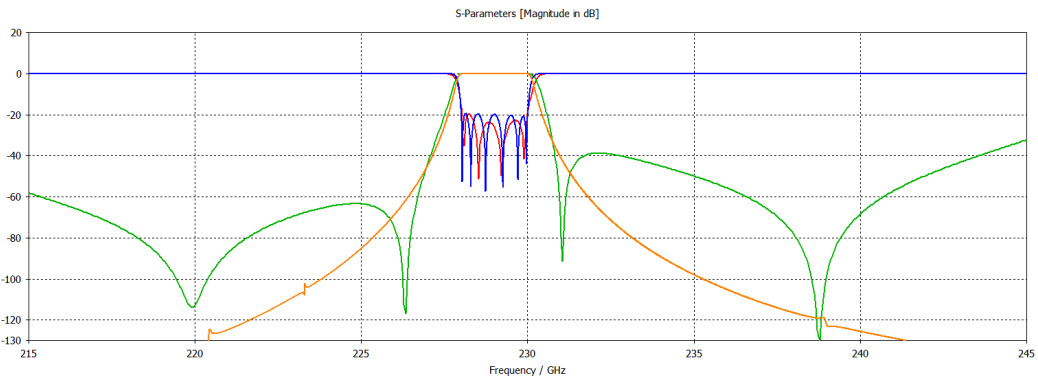


Figura 4.5: Comparación entre el dispositivo 5 y un filtro inductivo equivalente: respuesta en frecuencia. Dispositivo 5 - Trazos rojo y verde, Filtro inductivo - Trazos azul y naranja.

Tabla 4.1: Comparación entre el dispositivo 5 y un filtro inductivo equivalente: características.

Parámetro	Dispositivo 5	Filtro inductivo
Estándar	WR-3	WR-3
Orden	4	6
Nº ceros de transmisión	4 dobles	0
f_c (GHz)	229	229
BW (GHz)	2	2
BW (%)	0,87	0,87
BW_{-20dB} (GHz)	3,1	2,85
RL (dB)	20	20
IL_{oro} (dB)	3,3	3,25
Dimensiones (mm) (ancho x alto x largo)	0,863 x 2,273 x 2,223	0,863 x 0,431 x 6,326

Dispositivo 7

Siguiendo el mismo procedimiento con el dispositivo 7, en la Figura 4.6 se puede observar su respuesta en frecuencia y la de un filtro inductivo de orden siete. De forma similar a como sucede en el caso anterior, el filtro inductivo presenta una selectividad menor, al no tener ceros de transmisión.

En este caso, para obtener una selectividad similar, ha sido necesario emplear un filtro inductivo de orden nueve, el cual se puede apreciar en la Figura 4.7, junto a sus dimensiones generales. En la Figura 4.8 se puede observar la comparación entre las respuestas en frecuencia del dispositivo 7 y del filtro inductivo equivalente.

La comparación entre las características de ambos dispositivos se puede encontrar en la Tabla 4.2. Se aprecia que el filtro inductivo es mucho más largo, teniendo unas características similares a las del diseño propuesto.

Tras comparar ambos dispositivos con filtros inductivos equivalentes, se concluye que **la técnica de diseño propuesta permite obtener dispositivos más selectivos que la metodología de diseño clásica, dando**

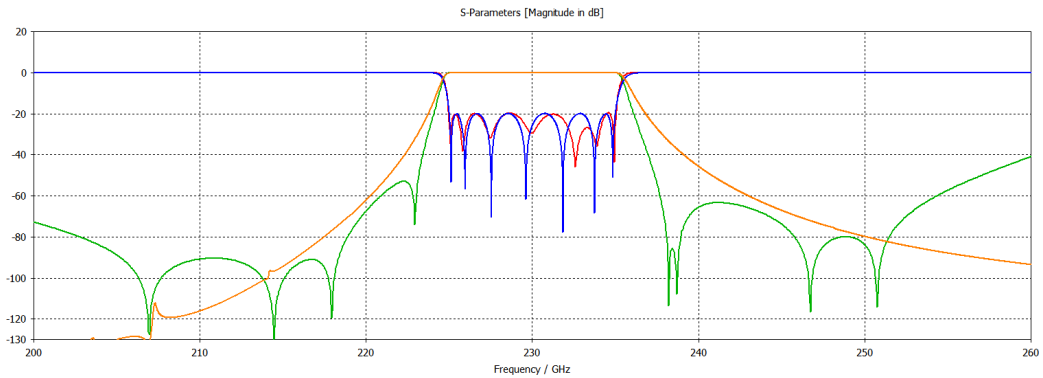


Figura 4.6: Comparación entre el dispositivo 7 y un filtro inductivo de orden siete: respuesta en frecuencia. Dispositivo 7 - Trazos rojo y verde, Filtro inductivo - Trazos azul y naranja.

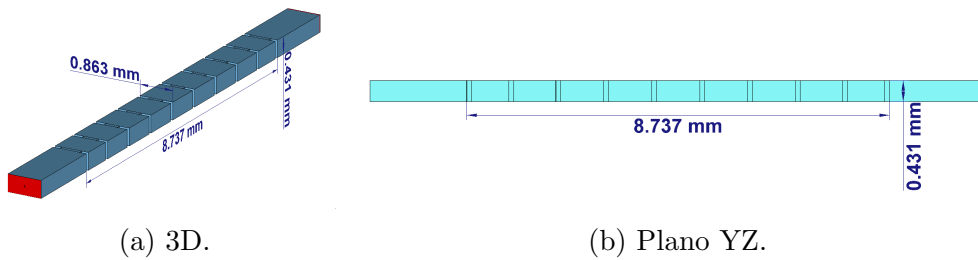


Figura 4.7: Filtro inductivo de orden nueve. Estructura y dimensiones.

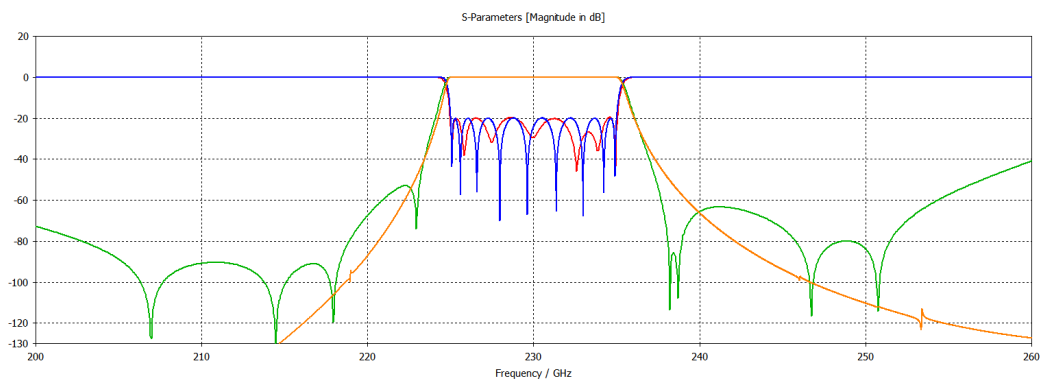


Figura 4.8: Comparación entre el dispositivo 7 y un filtro inductivo equivalente: respuesta en frecuencia. Dispositivo 7 - Trazos rojo y verde, Filtro inductivo - Trazos azul y naranja.

Tabla 4.2: Comparación entre el dispositivo 7 y un filtro inductivo equivalente: características.

Parámetro	Dispositivo 7	Filtro inductivo
Estándar	WR-3	WR-3
Orden	7	9
Nº ceros de transmisión	8	0
f_c (GHz)	230	230
BW (GHz)	10	10
BW (%)	4,35	4,35
BW_{-20dB} (GHz)	12,05	11,82
RL (dB)	20	20
IL_{oro} (dB)	0,85	1,19
Dimensiones (mm) (ancho x alto x largo)	0,863 x 2,183 x 2,573	0,863 x 0,431 x 8,737

lugar a filtros con mejores prestaciones. Esto se debe a la presencia de ceros de transmisión en la respuesta en frecuencia. Además, los dispositivos son más cortos, lo que favorece a que el tamaño de la cadena receptora completa sea menor. Como contrapartida, los dispositivos propuestos tienen una altura mayor. También cabe destacar que, cuando se emplean iris resonantes, las pérdidas de inserción son menores a las de un filtro inductivo de prestaciones similares, debido a que los iris resonantes permiten incrementar el orden del filtro sin aumentar su longitud.

4.2. Diseños basados en el modo TM_{110}

A continuación se realiza una comparación similar con la metodología basada en el modo TM_{110} , explicada en la sección 2.3.2. En esta ocasión, ambas técnicas de diseño son muy similares, con la salvedad de que la técnica propuesta permite obtener dos ceros de transmisión con cada resonador en lugar de uno. Además, con la técnica propuesta, los resonadores son más

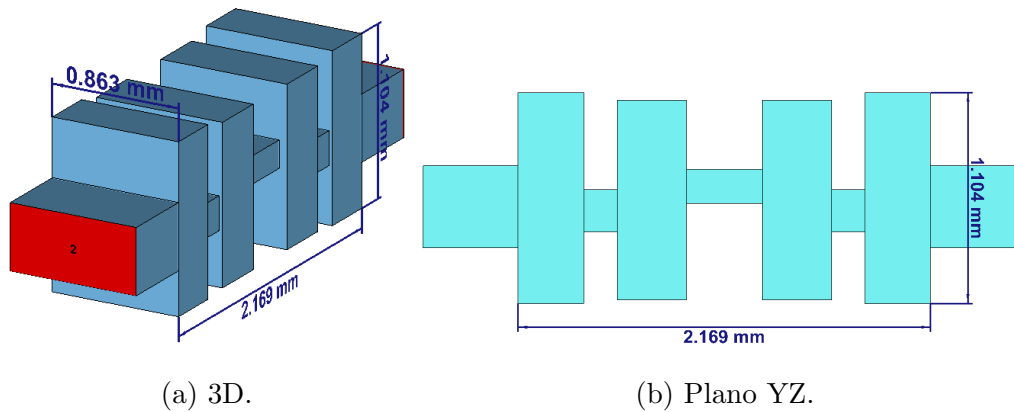


Figura 4.9: Filtro basado en el modo TM_{110} de orden cuatro. Estructura y dimensiones.

grandes, por lo que su factor de calidad es mayor.

Con el fin de poder apreciar las mejoras asociadas tanto al mayor número de ceros de transmisión como al mayor factor de calidad, se ha comparado el dispositivo 5 con un diseño basado en el modo TM_{110} del mismo orden (*Comparacion - TM110.cst*), el cual se muestra en la Figura 4.9. A la hora de realizar el diseño del filtro basado en el modo TM_{110} , se han acercado los ceros de transmisión a la banda de paso todo lo posible. En la Figura 4.10 se pueden observar las respuestas en frecuencia de ambos dispositivos. Tal y como se puede apreciar, el filtro basado en el modo TM_{110} es menos selectivo. Durante la realización de este trabajo, se ha observado que el hecho de que el factor de calidad de los resonadores sea mayor favorece a que se puedan acercar más los ceros de transmisión a la banda de paso. En este sentido, los resonadores del filtro basado en el modo TM_{110} , al tener un tamaño menor, presentan un factor de calidad menor, lo que hace que sea más complicado alcanzar la misma selectividad que con el filtro basado en el modo TM_{120} . Además, el dispositivo 5 tiene más ceros de transmisión, contribuyendo tanto a mejorar la banda de rechazo del filtro como a incrementar su selectividad.

De la misma forma que se ha hecho en los diseños anteriores, en la Tabla 4.3 se comparan los principales aspectos de ambos dispositivos. Tal y como es de esperar, la altura de los resonadores del filtro basado en el modo TM_{120} es aproximadamente el doble que la de los resonadores del filtro basado en el modo TM_{110} . Además, como ambos dispositivos son simétricos, sus ceros son dobles. Destaca el hecho de que las pérdidas de inserción del dispositivo 5 son mayores. Esto se debe principalmente a que sus ceros de transmisión

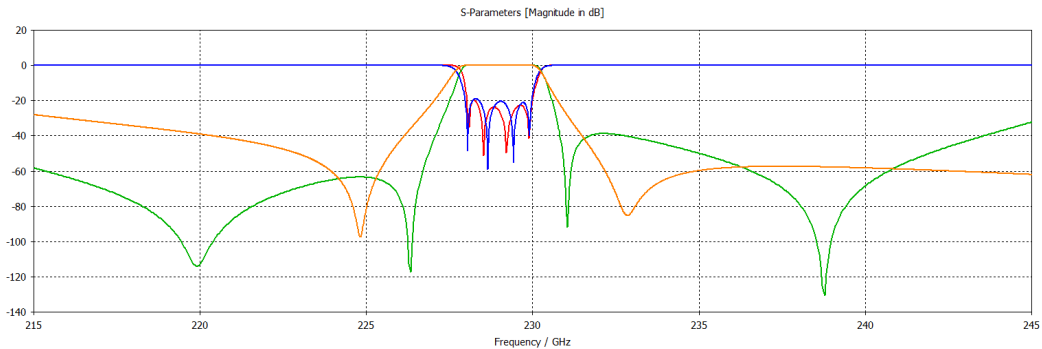


Figura 4.10: Comparación entre el dispositivo 5 y un filtro basado en el modo TM_{110} equivalente: respuesta en frecuencia. Dispositivo 5 - Trazos rojo y verde, Filtro TM_{110} - Trazos azul y naranja.

se encuentran más próximos a la banda de paso.

Por lo tanto, se verifica la mejora en las prestaciones del dispositivo al emplear el modo TM_{120} en lugar del TM_{110} , demostrando así la utilidad de la metodología propuesta.

4.3. Filtros paso-banda *dual mode*

Por último, la metodología propuesta se compara con los filtros *dual mode*, lo cuales se caracterizan por generar dos polos y dos ceros con cada resonador, tal y como se explica en la sección 2.3.3. De forma similar a como se ha hecho en los casos anteriores, ambos dispositivos se han comparado con filtros *dual mode* equivalentes. Cabe destacar que en los filtros *dual mode* se han aproximado los ceros de transmisión a la banda de paso todo lo posible, aunque la experiencia de diseño en este tipo de filtros es menor.

Dispositivo 5

Dado que el dispositivo 5 es de orden cuatro, se ha comparado con un filtro *dual mode* formado por dos resonadores (*Comparacion - Dual mode orden 4.cst*), dando lugar a cuatro polos en su respuesta en frecuencia. En la Figura 4.11 se puede observar el filtro *dual mode* junto a sus dimensiones, mientras que en la Figura 4.12 se muestran las respuestas en frecuencia de ambos dispositivos. Tal y como se puede apreciar, la banda de paso de ambos diseños

Tabla 4.3: Comparación entre el dispositivo 5 y un filtro basado en el modo TM_{110} equivalente: características.

Parámetro	Dispositivo 5	Filtro TM_{110}
Estándar	WR-3	WR-3
Orden	4	4
Nº ceros de transmisión	4 dobles	2 dobles
f_c (GHz)	229	229
BW (GHz)	2	2
BW (%)	0,87	0,87
BW_{-20dB} (GHz)	3,1	3,75
RL (dB)	20	20
IL_{oro} (dB)	3,3	1,8
Dimensiones (mm) (ancho x alto x largo)	0.863 x 2.273 x 2.223	0.863 x 1.104 x 2.169

es muy similar. Sin embargo, el dispositivo 5 tiene una mayor selectividad, al estar los ceros de transmisión más próximos a la banda de paso. Destaca el pico de transmisión presente a $211,5GHz$ en la respuesta en frecuencia del dispositivo 5, el cual es generado por un iris resonante, tal y como se explica en el anexo B. Sin embargo, dado que el rango frecuencial de funcionamiento recomendado para el estándar WR-3 es de 220 a $330GHz$, este fenómeno no afecta demasiado.

En la Tabla 4.4 se muestra la comparación de las principales características de ambos dispositivos. Se observa que las pérdidas de inserción son similares, incluso cuando el dispositivo 5 es más largo y más selectivo. El filtro *dual mode* es más compacto, al estar formado por un número de resonadores menor.

Dispositivo 7

En cuanto al dispositivo 7, se ha comparado con un filtro *dual mode* de orden ocho (*Comparacion - Dual mode orden 8.cst*). En la Figura 4.13 se muestra el filtro *dual mode* junto a sus dimensiones. Como se puede apreciar,

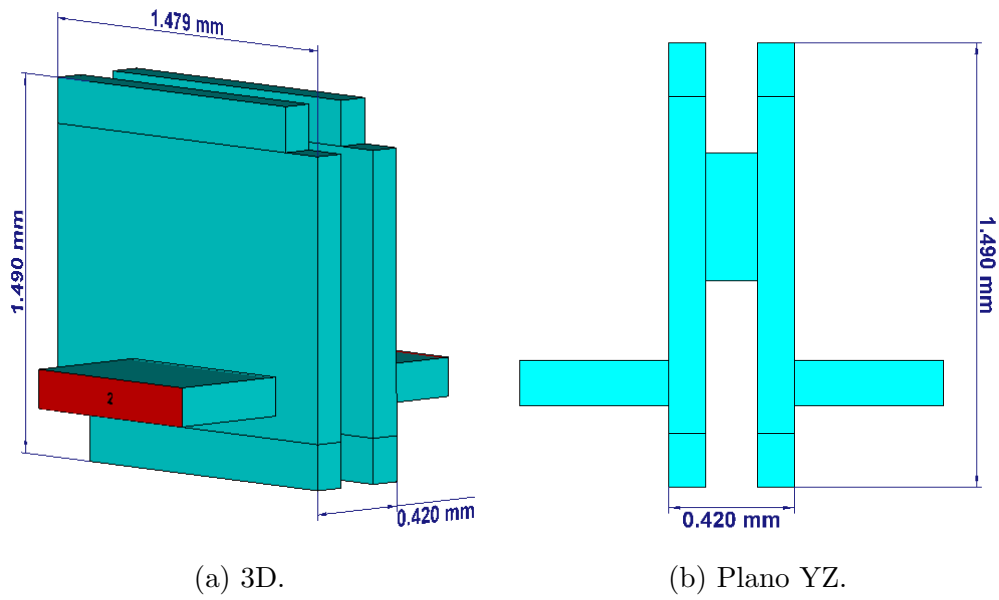


Figura 4.11: Filtro *dual mode* de orden cuatro. Estructura y dimensiones.

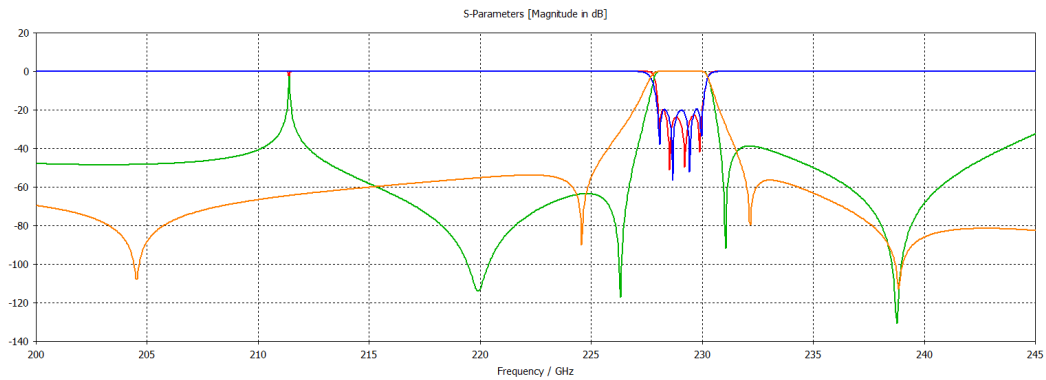


Figura 4.12: Comparación entre el dispositivo 5 y un filtro *dual mode* equivalente: respuesta en frecuencia. Dispositivo 5 - Trazos rojo y verde, Filtro *dual mode* - Trazos azul y naranja.

Tabla 4.4: Comparación entre el dispositivo 5 y un filtro *dual mode* equivalente: características.

Parámetro	Dispositivo 5	Filtro <i>dual mode</i>
Estándar	WR-3	-
Orden	4	4
Nº ceros de transmisión	4 dobles	4
f_c (GHz)	229	229
BW (GHz)	2	2
BW (%)	0,87	0,87
BW_{-20dB} (GHz)	3,1	3,85
RL (dB)	20	20
IL_{oro} (dB)	3,3	3,27
Dimensiones (mm) (ancho x alto x largo)	0,863 x 2,273 x 2,223	1,479 x 1,49 x 0,42

está formado por cuatro resonadores, dando lugar a ocho polos en su respuesta en frecuencia. La comparación entre las respuestas en frecuencia de ambos dispositivos se muestra en la Figura 4.14. Se observa que el filtro *dual mode* presenta una selectividad ligeramente superior, aunque cabe destacar que es de orden ocho, mientras que el dispositivo 7 es de orden siete.

En la Tabla 4.5 se comparan las principales características de ambos dispositivos. En esta ocasión, sus prestaciones son similares, con la salvedad de que el dispositivo 7 tiene unas pérdidas de inserción menores al filtro *dual mode*.

Por lo tanto, se observa que **empleando iris resonantes es posible crear dispositivos con prestaciones similares a las de un filtro *dual mode*, mejorando las pérdidas de inserción. En cuanto a la fabricación, la técnica de diseño propuesta hace posible fabricar los dispositivos en dos mitades, cortando por el plano E, mientras que los dispositivos diseñados siguiendo la metodología *dual mode* no pueden ser fabricados de esta forma. Además, la técnica propuesta ofrece la posibilidad de crear dispositivos de anchura constante, tal y como se muestra en la sección 3.6, lo que puede suponer una**

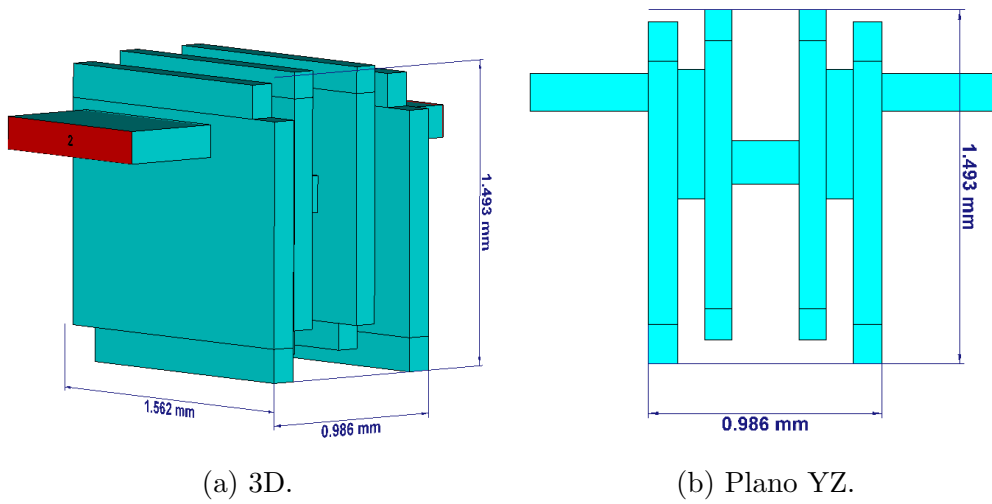


Figura 4.13: Filtro *dual mode* de orden ocho. Estructura y dimensiones.

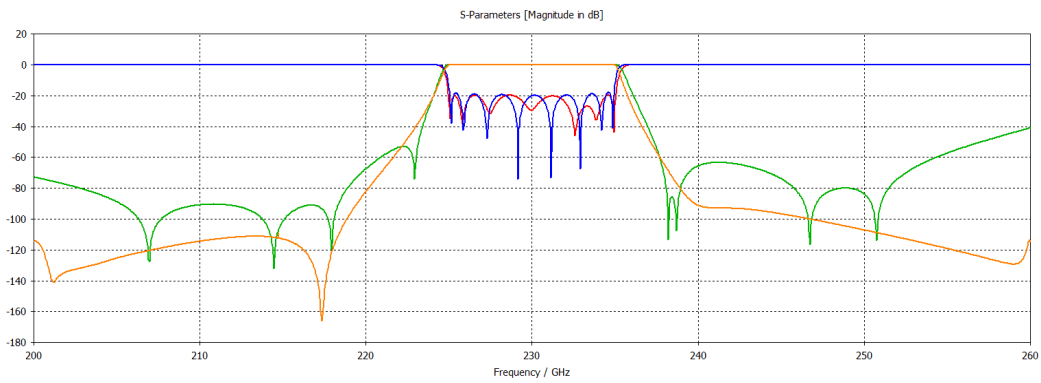


Figura 4.14: Comparación entre el dispositivo 7 y un filtro *dual mode* equivalente: respuesta en frecuencia. Dispositivo 7 - Trazos rojo y verde, Filtro *dual mode* - Trazos azul y naranja.

Tabla 4.5: Comparación entre el dispositivo 7 y un filtro *dual mode* equivalente: características.

Parámetro	Dispositivo 7	Filtro <i>dual mode</i>
Estándar	WR-3	-
Orden	7	8
Nº ceros de transmisión	8	4 dobles
f_c (GHz)	230	230
BW (GHz)	10	10
BW (%)	4,35	4,35
BW _{-20dB} (GHz)	12,05	11,7
RL (dB)	20	20
IL _{oro} (dB)	0,85	1,95
Dimensiones (mm) (ancho x alto x largo)	0,863 x 2,183 x 2,573	1,562 x 1,493 x 0,986

ventaja o incluso ser necesario en función de la tecnología de fabricación que se desee emplear.

Parte IV

Fabricación

Complemento al TFM

Esta parte se encuentra en el Complemento al Trabajo de Fin de Máster, el cual contiene los capítulos 5, 6 y 7 de este trabajo.

Parte V

Conclusiones

Capítulo 8

Conclusiones

En el este trabajo se ha presentado una nueva técnica de diseño de filtros paso-banda en guía de onda. Se han explicado los conceptos más básicos, como el funcionamiento de los resonadores y, a continuación, se ha indicado cómo es posible crear filtros de un orden dado en base varios resonadores. Del mismo modo, se han analizado los acoplos que se dan en las estructuras y se han obtenido las matrices de acoplo de los diseños mostrados a lo largo del documento. Posteriormente, se ha explicado cómo explotar el fenómeno del iris resonante para incrementar el orden de los diseños sin necesidad de emplear más cavidades, generando así dispositivos compactos con una elevada selectividad. Una vez explicada la metodología de diseño, se han mostrado múltiples filtros creados en base a la técnica propuesta, con el objetivo de demostrar las diferentes posibilidades que ofrece.

Por otra parte, se han demostrado las ventajas de la metodología propuesta frente a otras técnicas de diseño similares, comparando diseños creados siguiendo a la técnica propuesta con otros dispositivos basados en otras metodologías.

A continuación, se han analizado algunas de las técnicas de fabricación más empleadas en el ámbito de los dispositivos de microondas y se ha indicado cómo se deben adaptar los diseños para fabricarlos con dichas técnicas. Además, se ha propuesto fabricar dos filtros con el fin de validar la metodología de diseño con dispositivos reales.

Una vez realizado el trabajo, se puede concluir que la técnica de diseño propuesta presenta ventajas en cuanto a prestaciones frente a otras metodologías similares. Por un lado, el hecho de incrementar el número de ceros

de transmisión de la respuesta en frecuencia hace posible mejorar la banda de rechazo de los dispositivos y hacerlos más selectivos. Además, los resonadores son más grandes que los empleados en técnicas de diseño similares, lo que hace que su factor de calidad sea mayor y favorece a que se los ceros de transmisión se puedan acercar más a la banda de paso, mejorando así la selectividad de los filtros. Dado que los diseños están basados en el modo TM_{120} , la frecuencia de resonancia de los resonadores es independiente de su longitud en la dirección de propagación, por lo que se pueden crear filtros compactos. Por otra parte, la metodología propuesta ofrece flexibilidad para crear diseños adaptados a diferentes técnicas de fabricación. Permite crear dispositivos simétricos respecto al plano YZ, lo que hace posible fabricarlos en dos mitades, cortándolos por el plano E, así como hacer dispositivos de anchura constante, lo que puede ser necesario en función de la técnica de fabricación que se desee empelar.

De este modo, se ha presentado una nueva metodología de diseño que da lugar a filtros paso-banda en guía de onda compactos y de altas prestaciones, todo ello sin incrementar la complejidad de diseño frente a otras técnicas similares y ofreciendo flexibilidad en lo que a fabricación se refiere.

Anexos

Anexo A

Coupling Matrix Optimizer

Tal y como se ha mencionado en la sección 3.3, para modelar las matrices de acoplo de los dispositivos diseñados siguiendo la técnica propuesta en este documento es necesario emplear un *software* que soporte los *Non-Resonating Nodes* o NRNs. El *software* empleado ha sido **Coupling Matrix Optimizer**, un complemento de *MATLAB* que permite modelar las matrices de acoplo de los dispositivos, con soporte para NRNs. Este *software*, además, incluye un optimizador que ofrece la posibilidad de ajustar una matriz de acoplo a una respuesta en frecuencia dada, permitiendo generar la matriz de acoplo asociada a un dispositivo determinado. En este anexo se explica cómo funciona el programa.

Con el objetivo de mostrar el programa en funcionamiento, se ha representado la matriz de acoplo del dispositivo simétrico de la sección 3.2.1.

En primer lugar, en la Figura A.1 se muestra la interfaz del programa, la cual se encuentra dividida en nueve secciones. A continuación se explica la funcionalidad que ofrece cada sección.

Sección 1

En la Figura A.2 se puede apreciar la sección 1 con más detalle. El primer parámetro a configurar es el número de nodos que forman la matriz de acoplo, sin contar la fuente y la carga. Las capturas han sido realizadas con un filtro de orden cuatro, formado por cuatro resonadores y tres irisas, por lo que el número de nodos es de siete. El siguiente paso es indicar las especificaciones frecuenciales del dispositivo. En este caso, se trata de un filtro centrado en

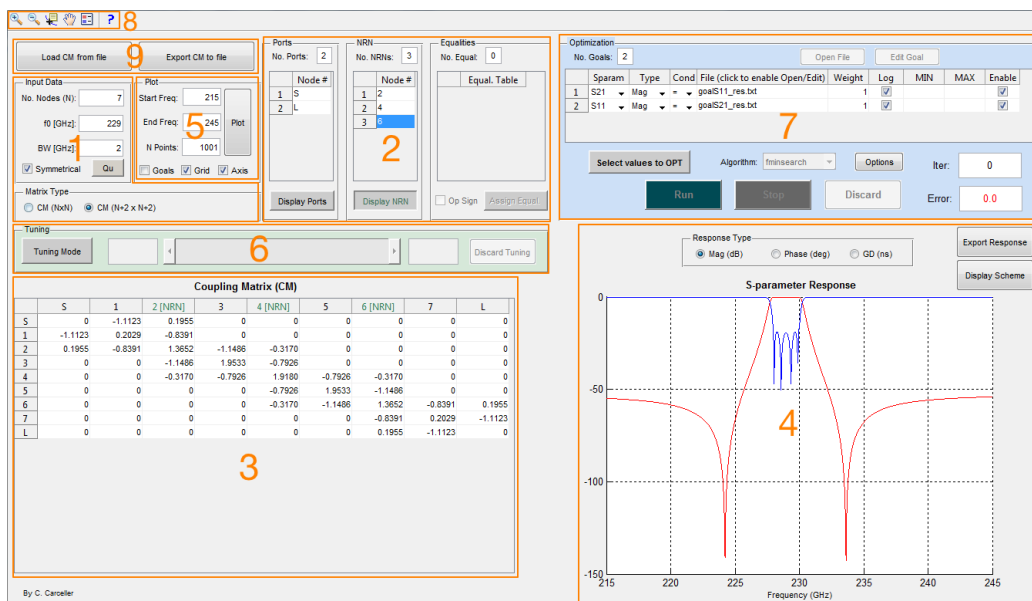


Figura A.1: Interfaz de *Coupling Matrix Optimizer*. Secciones separadas por recuadros.

229 GHz con un ancho de banda de 2 GHz. Además, si se da el caso de que el dispositivo es simétrico, se puede marcar la casilla correspondiente, forzando a que también lo sea la matriz de acoplo. De igual modo, el programa permite indicar el factor de calidad de cada resonador, pulsando el botón *Qu*. Esta funcionalidad hace posible modelar el efecto de las pérdidas de inserción en la respuesta en frecuencia del dispositivo. En la parte inferior se debe seleccionar qué tipo de matriz de acoplo se quiere modelar. La primera opción corresponde a una matriz en la que los puertos están conectados a unas cargas R_S y R_L , mientras que la segunda permite modelar los puertos del dispositivo a través de una fuente (S) y una carga (L). Para los diseños de este trabajo se debe seleccionar la segunda opción.

Sección 2

La segunda sección, mostrada en la Figura A.3, se emplea para configurar los nodos de la matriz de acoplo. Se deberán indicar qué nodos corresponden a los puertos del dispositivo, estando asignados por defecto a la fuente (S) y la carga (L). Además, es en esta sección donde se especifica cuáles son los NRNs de la matriz de acoplo. En el ejemplo mostrado, los nodos 1, 3, 5 y 7 corresponden a los resonadores y los nodos 2, 4 y 6 a los iris, los

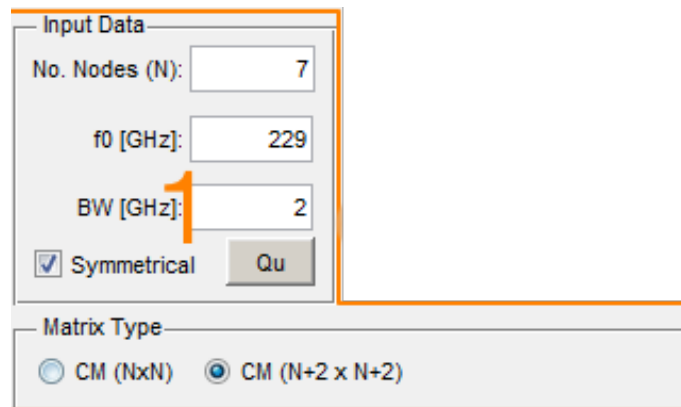


Figura A.2: *Coupling Matrix Optimizer*. Sección 1.

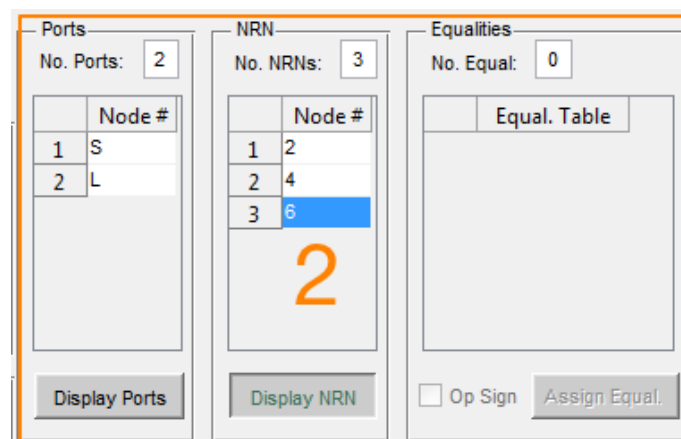


Figura A.3: *Coupling Matrix Optimizer*. Sección 2.

cuales están definidos como NRNs. Si se selecciona el botón *Display NRN*, estos nodos quedarán identificados en la matriz de acoplo, tal y como se aprecia en la sección 3. Por último, es posible forzar a que los valores de dos elementos diferentes de la matriz estén relacionados, lo que se hace añadiendo ecuaciones. Empleando esta funcionalidad también se podría indicar que la matriz es simétrica, aunque es más cómodo hacerlo con la casilla de la sección anterior.

Sección 3

Esta sección muestra la matriz de acoplo y permite editarla, asignando un valor a cada uno de sus elementos, tal y como se observa en la Figura A.4.

Coupling Matrix (CM)									
	S	1	2 [NRN]	3	4 [NRN]	5	6 [NRN]	7	L
S	0	-1.1123	0.1955	0	0	0	0	0	0
1	-1.1123	0.2029	-0.8391	0	0	0	0	0	0
2	0.1955	-0.8391	1.3652	-1.1486	-0.3170	0	0	0	0
3	0	0	-1.1486	1.9533	-0.7926	0	0	0	0
4	0	0	-0.3170	-0.7926	1.9180	-0.7926	-0.3170	0	0
5	0	0	0	0	-0.7926	1.9533	-1.1486	0	0
6	0	0	0	0	-0.3170	-1.1486	1.3652	-0.8391	0.1955
7	0	0	0	0	0	0	-0.8391	0.2029	-1.1123
L	0	0	0	0	0	0	0.1955	-1.1123	0

3

Figura A.4: *Coupling Matrix Optimizer*. Sección 3.

Se mostrará una matriz con tantos elementos como se haya configurado en la primera sección, donde el papel de cada nodo es el indicado en la sección dos. Para generar la matriz de acoplo de un dispositivo concreto es necesario conocer el esquema de los acoplos que se dan en la estructura, ya que la matriz se puede editar libremente, respetando la simetría y las relaciones entre elementos definidas en las secciones anteriores. En el ejemplo mostrado se pueden apreciar los acoplos directos entre los iris y los resonadores, así como los acoplos cruzados entre los iris. Con el fin de que el lector pueda comprobar que la topología definida en la matriz es correcta, en la Figura A.5 se muestra el esquema de los acoplos que se dan en el dispositivo representado en este ejemplo.

Sección 4

La cuarta sección muestra la respuesta en frecuencia asociada a la matriz definida en la sección tres, tal y como se puede apreciar en la Figura A.6. El programa permite mostrar la magnitud, la fase o el retardo de grupo, en función de la opción seleccionada en la parte superior. Además, utilizando el botón *Display Scheme* es posible generar el esquema de los acoplos asociado a la matriz, aunque es una representación que no ofrece demasiada flexibilidad, ya que únicamente permite modificar la forma del diagrama. Por último, el

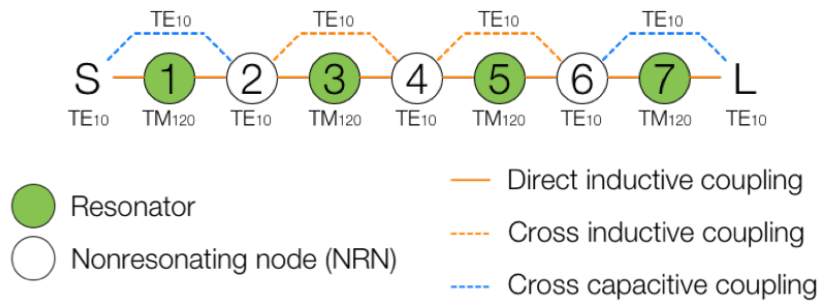


Figura A.5: Esquema de acoplos del dispositivo representado por la matriz de acoplo.

botón *Export Response*, en teoría, permite exportar los puntos de la respuesta en frecuencia a un fichero, aunque no se ha logrado que esta opción funcione.

Sección 5

La sección cinco se emplea para configurar la representación de la respuesta en frecuencia de la matriz de acoplo. Se debe indicar el rango de frecuencias y el número de puntos. De forma opcional, es posible mostrar los valores de los ejes y un *grid*. Además, en el caso en el que se incluyan metas de optimización en la sección 7, se pueden mostrar junto a la respuesta en frecuencia marcando la casilla *Goals*. Esta sección se puede observar en la Figura A.7.

Sección 6

La sexta sección es la herramienta de *Tuning*, mostrada en la Figura A.8. Esta herramienta permite variar el valor de un elemento de la matriz de acoplo y, simultáneamente, observar el efecto que tiene dicha variación en la respuesta en frecuencia, lo que permite conocer la influencia de cada acoplo sobre la respuesta en frecuencia. Para usarla, se debe seleccionar el botón *Tuning Mode* y elegir el elemento de la matriz que se desea variar. Una vez hecho esto, aparecerá una barra que permitirá incrementar o reducir el valor del elemento seleccionado.

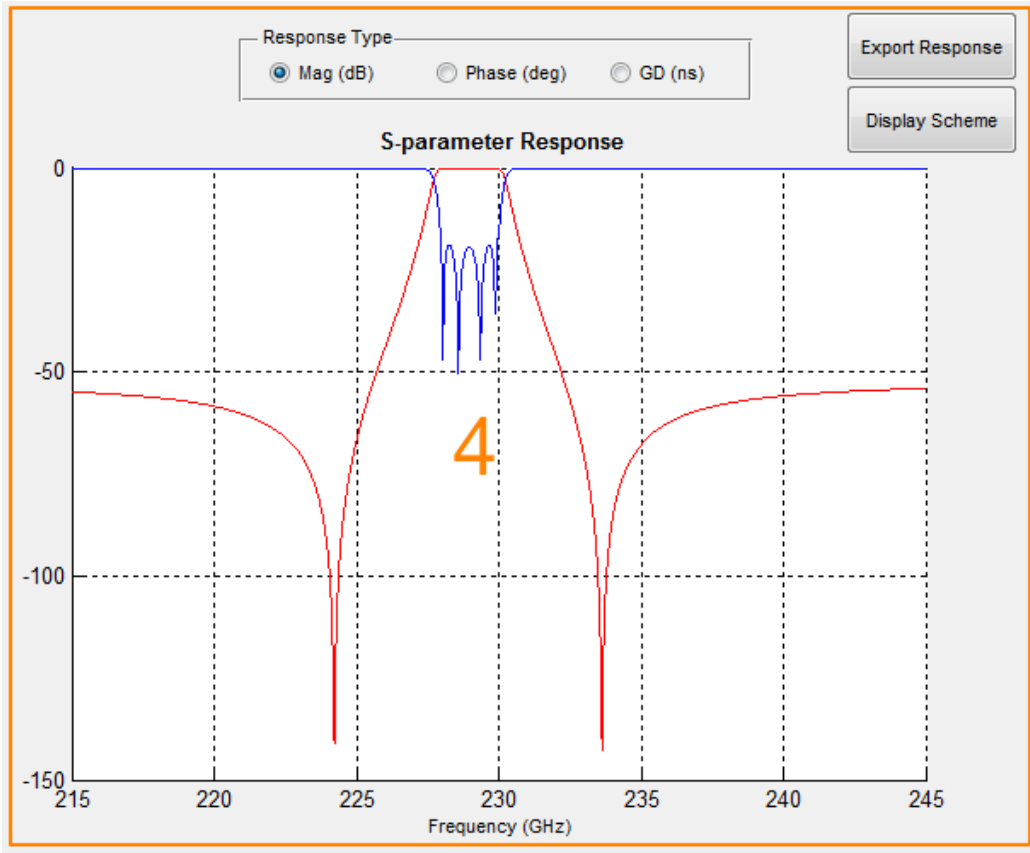


Figura A.6: *Coupling Matrix Optimizer*. Sección 4.

Figura A.7: *Coupling Matrix Optimizer*. Sección 5.

Figura A.8: *Coupling Matrix Optimizer*. Sección 6.

Sección 7

Esta sección, la cual se muestra en la Figura A.9, permite optimizar la matriz de acoplo para que su respuesta en frecuencia asociada cumpla unas especificaciones determinadas.

En primer lugar, se ha de indicar el número de metas que se desea incluir en la optimización, tras lo que aparecerán tantas filas como metas se hayan especificado. El siguiente paso es seleccionar una fila y pulsar *Open File*, lo que hará que aparezca una ventana del explorador de ficheros para cargar un archivo en el que se haya especificado una meta de optimización. Una vez se ha cargado un fichero, éste se podrá editar con la opción *Edit Goal*. Al editar un archivo, aparecerá una ventana como la mostrada en la Figura A.10, donde se deberá indicar qué valor se desea que tome la respuesta en frecuencia en cada rango frecuencial. En el ejemplo mostrado, se ha especificado un valor de $-20dB$ en la banda de paso del dispositivo, es decir, desde 228 a 230 GHz. En la descarga del *software* se incluyen dos ficheros de optimización como ejemplo, por lo que se recomienda cargar esos ficheros y editarlos para generar las metas de optimización que se desee implementar. Una vez se han cargado las metas de optimización, a continuación, se debe indicar a qué parámetro de la respuesta en frecuencia hacen referencia, seleccionando *S11* o *S21* del primer desplegable de cada fila. También es necesario especificar si el parámetro a optimizar es la magnitud, la fase o el retardo de grupo y si la condición que se debe cumplir es que dicho parámetro sea menor, igual o mayor a la meta de optimización. Una vez hecho esto, en la parte derecha se pueden asignar pesos a cada una de las metas, así como establecer límites frecuenciales dentro de los cuales dichas metas serán válidas.

El siguiente paso es seleccionar los elementos de la matriz de acoplo que se incluirán en la optimización. Para ello, se emplea el botón *Select values to OPT* y se escogen los elementos deseados en la sección tres.

Por último, se selecciona un algoritmo de la lista que ofrece el programa y se ejecuta la optimización empleando el botón *Run*. Durante la realización del trabajo se ha comprobado que los algoritmos que mejor funcionan para este tipo de dispositivos son el *fsolve* y el *fminsearch*.

Sección 8

La octava sección contiene una serie de herramientas para la representación de la respuesta en frecuencia de la sección cuatro. Permite hacer *zoom*,

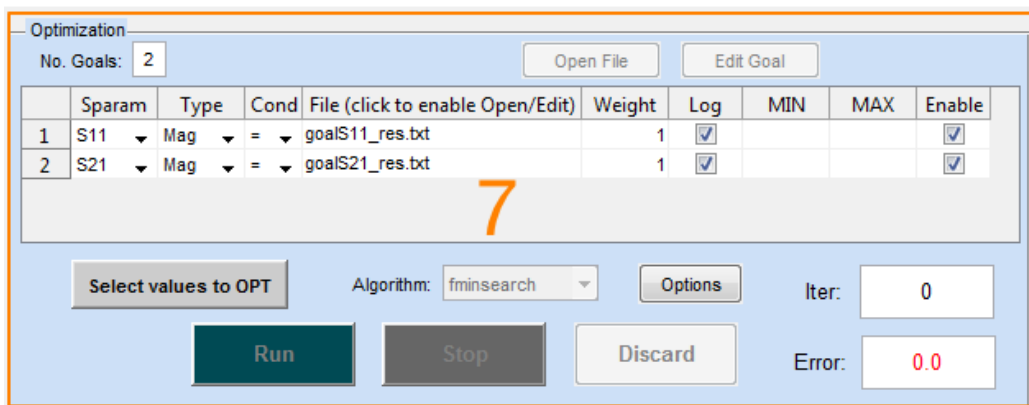


Figura A.9: *Coupling Matrix Optimizer*. Sección 7.

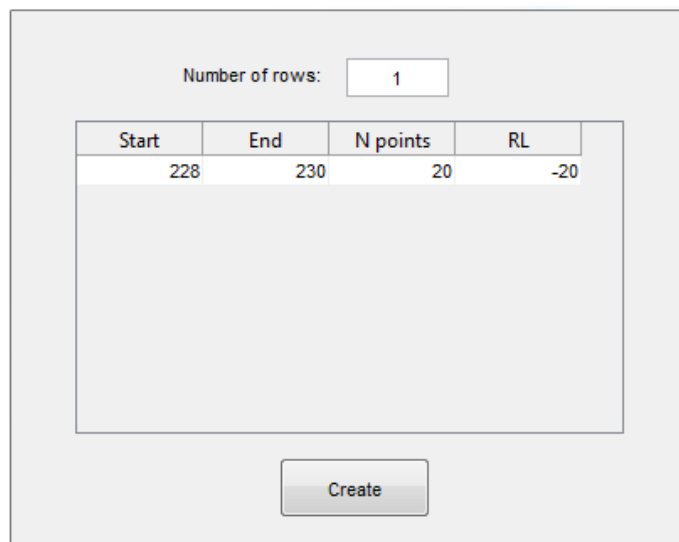


Figura A.10: *Coupling Matrix Optimizer*. Ventana de edición de metas de optimización.



Figura A.11: *Coupling Matrix Optimizer*. Sección 8.



Figura A.12: *Coupling Matrix Optimizer*. Sección 9.

seleccionar un punto para ver su valor y cambiar los colores de la gráfica. Estas herramientas se muestran en la Figura A.11.

Sección 9

Finalmente, la sección nueve incluye dos funcionalidades: por un lado permite exportar la matriz de acoplo a un fichero y, por otro, ofrece la posibilidad de importar una matriz que había sido exportada previamente. Esto resulta muy útil para almacenar las matrices de acoplo. Esta última sección se muestra en la Figura A.12.

Generación de metas de optimización

Una vez se han explicado las diferentes secciones de las que consta el programa, a continuación se indica cómo se ha logrado generar archivos que incluyen metas de optimización correspondientes a la respuesta en frecuencia real de un dispositivo concreto.

Dado que lo que se busca es hallar la matriz de acoplo que corresponde a un dispositivo determinado, es necesario crear una meta de optimización que represente la respuesta en frecuencia del mismo, de forma que sea posible optimizar los valores de la matriz para que se ajuste a dicha respuesta en frecuencia. Para ello, ha sido necesario crear un programa de *MATLAB* cuya función es convertir los archivos de simulación de *FEST3D* o *CST Microwave Studio*, los cuales contienen los valores de la respuesta en frecuencia de los dispositivos, en archivos que puedan ser cargados como metas de optimización en *Coupling Matrix Optimizer*. Se trata de un programa que lee los ficheros de simulación y genera un nuevo fichero con los mismos datos, pero con el formato correspondiente a las metas de optimización. Una vez generado un

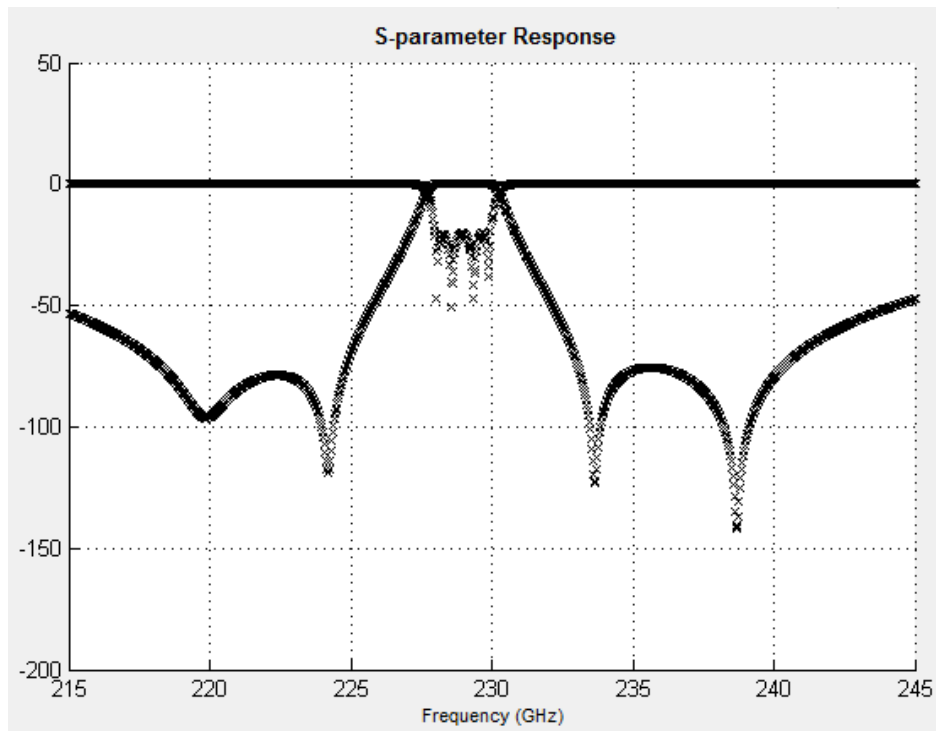


Figura A.13: *Coupling Matrix Optimizer*. Meta de optimización generada a partir de un archivo de simulación.

archivo, es posible cargarlo en el programa, obteniendo metas de optimización como las mostradas en la Figura A.13, donde hay cargadas dos metas: una correspondiente al S11 y otra al S21.

Anexo B

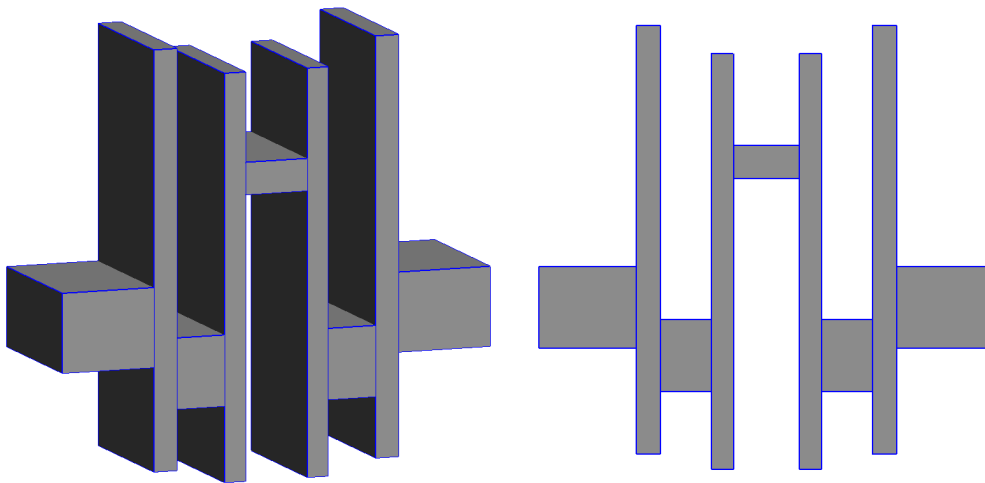
Efecto de los iris resonantes en los ceros de transmisión

Tal y como se ha mostrado en la sección 3.4.6, hay ocasiones en las que uno de los ceros de transmisión desaparece o está menos definido que el resto. Este fenómeno está causado por la resonancia de uno de los iris del filtro, la cual genera un acoplo energético a la frecuencia del cero de transmisión lo suficientemente grande como para que éste no sea apreciable, tal y como se demuestra en el presente anexo.

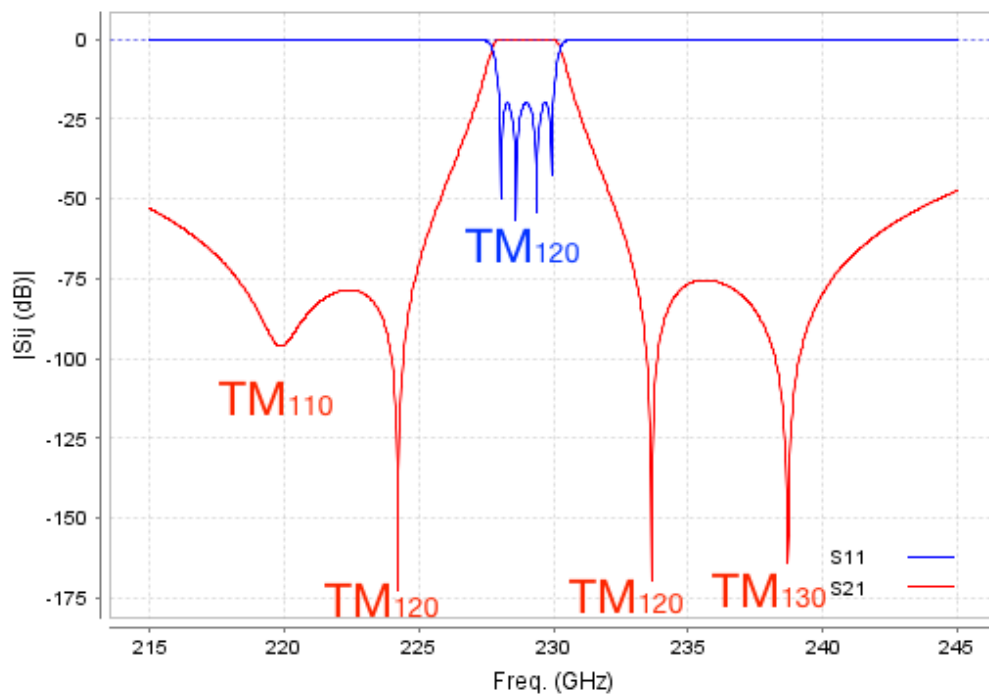
Con el objetivo de encontrar una explicación para dicho comportamiento, se han estudiado varios diseños, algunos de ellos con el cero de transmisión presente y otros en los que el cero no es apreciable.

En primer lugar, se ha analizado el diseño simétrico presentado en la sección 3.2. En la Figura B.1 se muestra el dispositivo y su respuesta en frecuencia, donde se aprecia que el cero de transmisión situado a $220GHz$ está algo menos definido que el resto. Además, en la Figura B.2 se puede observar la respuesta en frecuencia del dispositivo en un ancho de banda mayor, donde se aprecia que a $204GHz$ hay un polo que genera un acoplo energético adicional. Este comportamiento no se había observado hasta ahora debido a que dicho polo queda lejos de la banda de paso del dispositivo.

Con el objetivo de comprender cómo se generan los acoplos en la estructura, se ha analizado la distribución de los campos eléctrico y magnético en varias frecuencias, empleando *CST Microwave Studio*. En la Figura B.3 se muestra la distribución del campo eléctrico y magnético a $229GHz$, es decir, en la banda de paso del filtro. Se puede apreciar que los campos corresponden



(a) Filtro.



(b) Respuesta en frecuencia. S11 - Trazo azul, S21 - Trazo rojo. Obtenida con FEST3D.

Figura B.1: Dispositivo bajo estudio 1. Cero de transmisión menos definido.

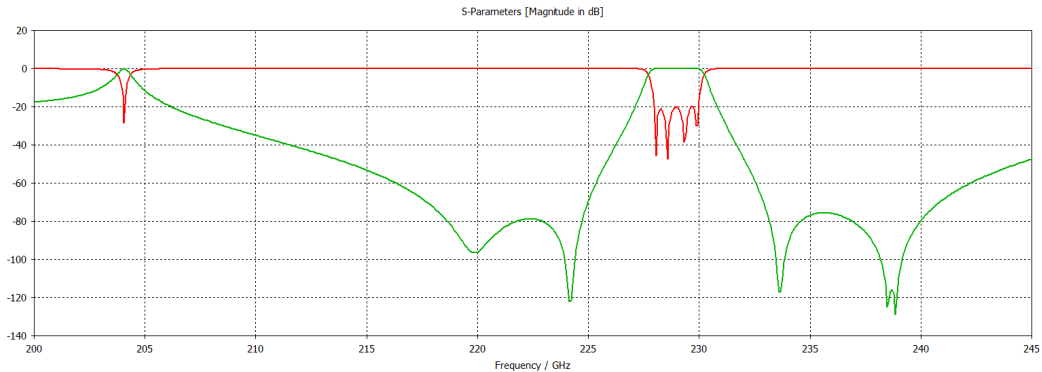
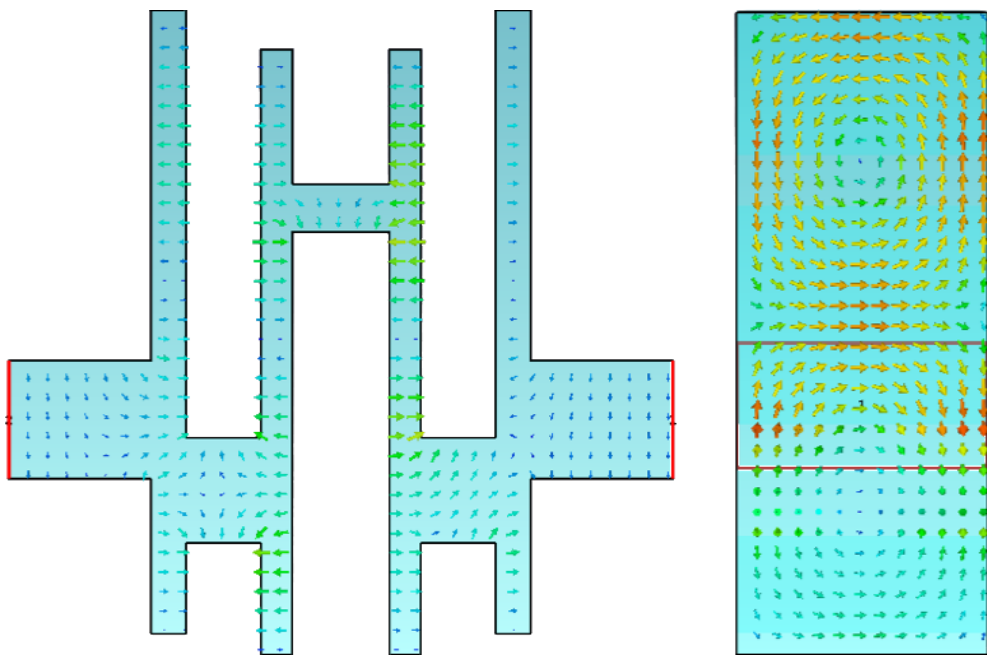


Figura B.2: Dispositivo bajo estudio 1: respuesta en frecuencia en un ancho de banda mayor. S11 - Trazo rojo, S21 - Trazo verde. Obtenida con *CST Microwave Studio*.

a los del modo TM_{120} , tal y como era de esperar. Por lo tanto, se concluye que la banda de paso está formada por las resonancias del modo TM_{120} en las cavidades.

Resulta más interesante el análisis del polo situado a $204GHz$. Este acoplo no puede estar generado ni por el modo TM_{120} ni por el TM_{110} , ya que estos modos resuenan a 229 y $180GHz$, respectivamente. En la Figura B.4a se muestra la distribución del campo eléctrico a dicha frecuencia, donde se observa cómo la magnitud del campo es mayor en el iris central que en el resto de la estructura. Si se analiza el dispositivo con el *Eigenmode Solver* de *CST Microwave Studio*, se obtiene que existe una resonancia en el iris central a $205GHz$, tal y como se muestra en la Figura B.4b. Por lo tanto, este acoplo energético adicional está causado por el fenómeno del iris resonante, explicado en la sección 3.5, siendo dicha resonancia la que provoca que, a la frecuencia del cero de transmisión, exista un pequeño acoplo energético, el cual evita que el cero esté totalmente definido.

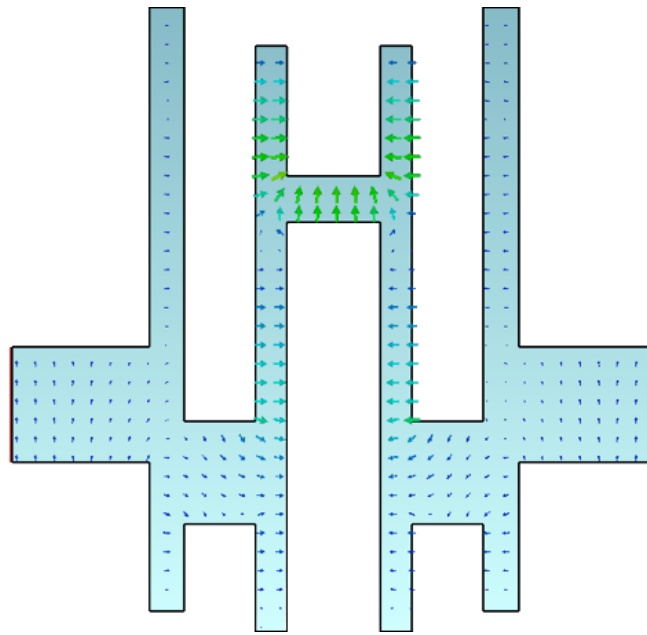
Con el fin de reforzar la hipótesis anterior, se han estudiado otros dispositivos en los que el cero de transmisión no es apreciable. En la Figura B.5a se muestra la respuesta en frecuencia de uno de los diseños de la sección 3.4.6, donde se observa un polo adicional en $213,5GHz$. En esta ocasión, un análisis con el *Eigenmode Solver* revela una resonancia del iris central a $213,25GHz$, tal y como se muestra en la Figura B.5b. Por lo tanto, de nuevo, este acoplo adicional está causado por el fenómeno del iris resonante. Sin embargo, en este diseño, al ser la frecuencia de resonancia del iris más próxima a la del cero de transmisión, el cero no es apreciable, ya que el acoplo generado por



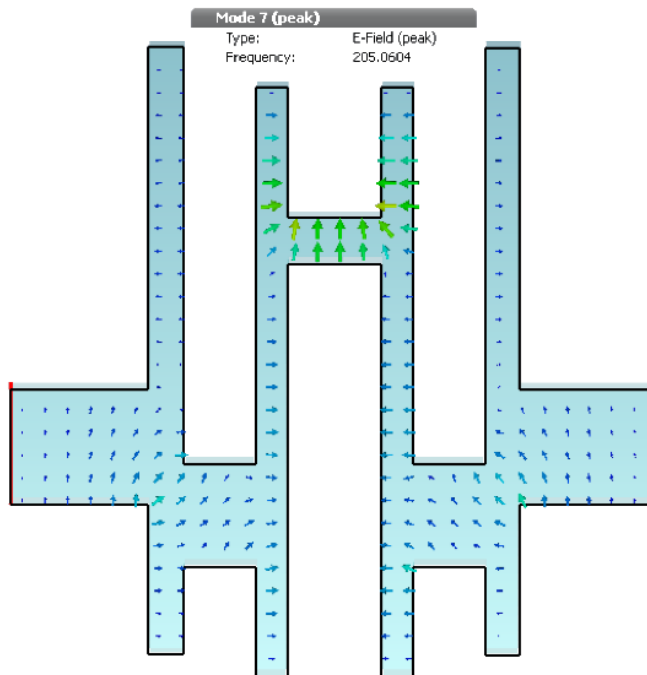
(a) Campo eléctrico. Plano YZ.

(b) Campo magnético. Plano XY.

Figura B.3: Dispositivo bajo estudio 1: líneas de campo eléctrico y magnético en la banda de paso.



(a) Campo eléctrico a $204GHz$. Plano YZ.



(b) *Eigenmode Solver*. Campo eléctrico a $205GHz$. Plano YZ.

Figura B.4: Dispositivo bajo estudio 1: análisis del polo situado a $204GHz$.

el polo adicional en la frecuencia a la que debería estar el cero, es mayor.

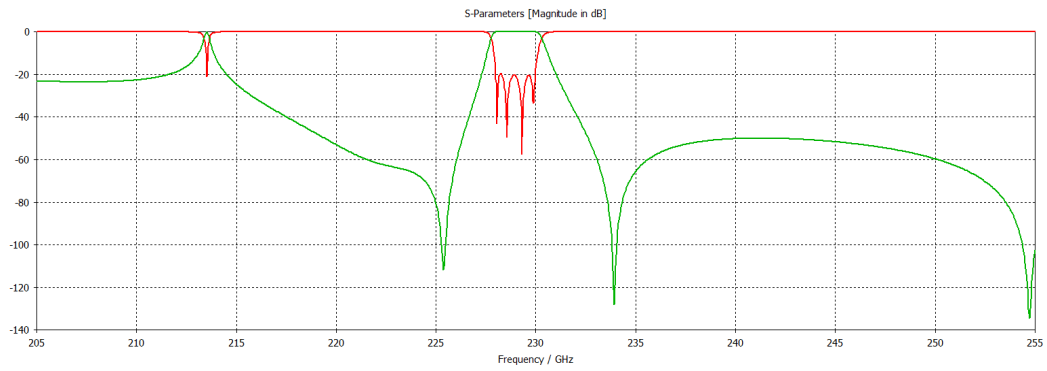
Por último, se ha realizado el mismo análisis con otro de los diseños de la sección 3.4.6, en el que el cero tampoco está presente. De forma similar al dispositivo anterior, el polo se encuentra en $210GHz$ y el *Eigenmode Solver* detecta la resonancia del iris central a $210,25GHz$, tal y como se puede apreciar en la Figura B.6.

Por lo tanto, se puede concluir que **es el iris central el que, al entrar en resonancia, genera un polo que hace que haya un pequeño acoplo energético a la frecuencia del cero de transmisión, dando lugar a que éste esté menos definido o directamente sea imperceptible.** Además, este fenómeno también favorece a que la banda de rechazo del filtro sea menor.

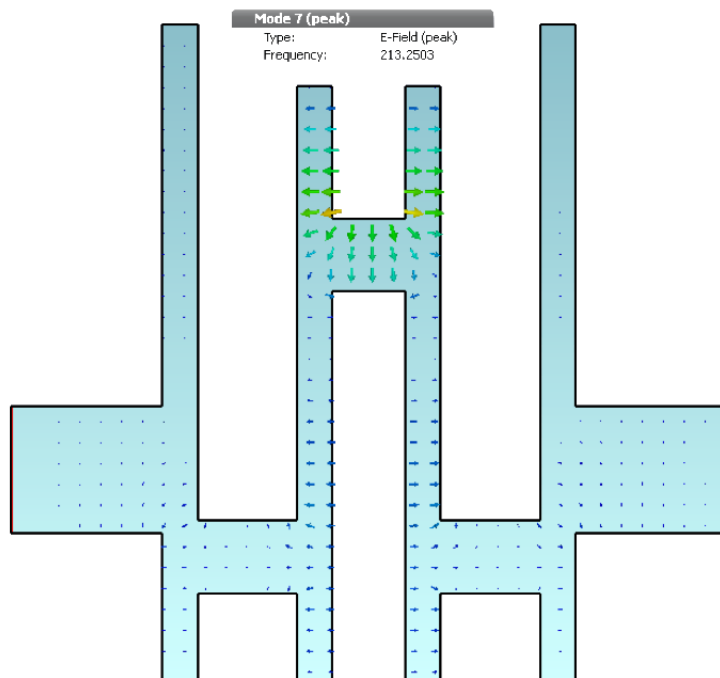
Una vez identificado el problema, cabe preguntarse si existe una solución que evite que desaparezca uno de los ceros de transmisión. Una forma de evitarlo es hacer que el iris resuene a una frecuencia que se encuentre dentro de la banda de paso del dispositivo, utilizando este fenómeno para introducir un polo adicional e incrementando así el orden del filtro. En la sección 3.5 se muestran algunos diseños que siguen esta metodología. Tal y como se puede apreciar en sus respuestas en frecuencia, la banda de rechazo mejora y todos los ceros de transmisión están bien definidos.

Otra opción es hacer que la frecuencia de resonancia del iris esté más alejada de la banda frecuencial de interés del filtro, reduciendo así su efecto. Para ello, se podrían modificar las dimensiones de los iris, especialmente su anchura. En los casos mostrados en este anexo, habría que incrementar la anchura de los iris, reduciendo así su frecuencia de resonancia. Sin embargo, modificar las dimensiones de un iris supone cambiar el acoplo existente entre los resonadores, lo que puede llevar a estropear la banda de paso del dispositivo. Además, dependiendo de la técnica de fabricación que se vaya a emplear, puede que la anchura del dispositivo deba ser constante. Por lo tanto, esta opción es más limitada y puede no ser viable en algunos diseños. Una alternativa consiste realizar los filtros en un estándar de guía de onda diferente. Los dispositivos mostrados en la sección 3.2 están realizados empleando el estándar WR-3, cuya banda de funcionamiento recomendada comprende desde 220 a $330GHz$. Si se empleara el estándar WR-4, cuya banda de funcionamiento comprende desde 170 a $260GHz$, la frecuencia de resonancia de los iris sería menor, al ser éstos más anchos, y su efecto no sería tan relevante.

En los casos en los que los métodos anteriores no se apliquen, hay que

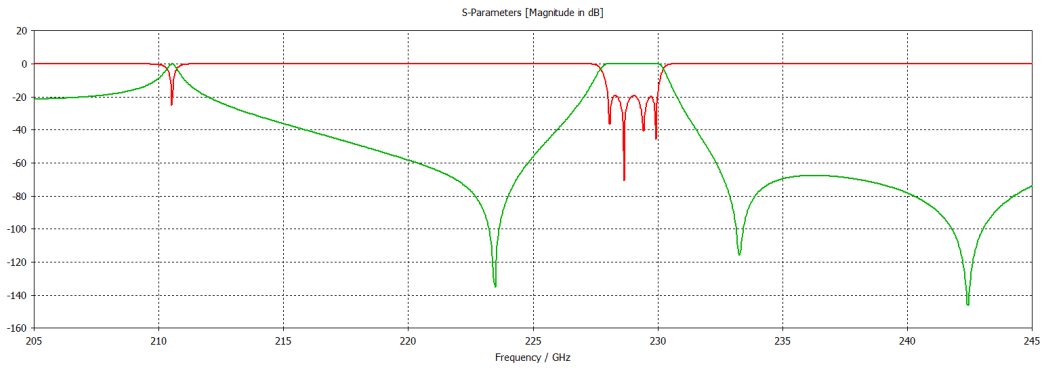


(a) Respuesta en frecuencia. S11 - Trazo rojo, S21 - Trazo verde. Obtenida con *CST Microwave Studio*.

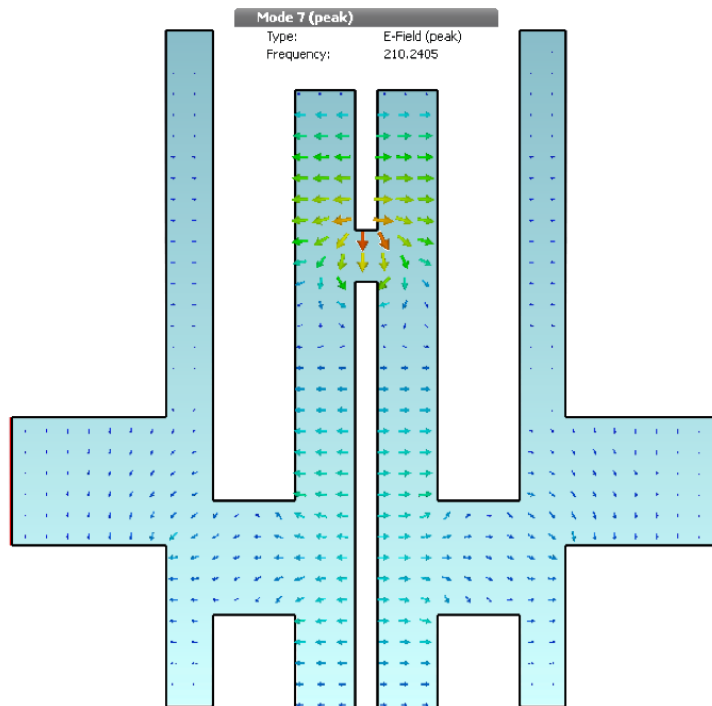


(b) *Eigenmode Solver*. Campo eléctrico a 213,25GHz. Plano YZ.

Figura B.5: Dispositivo bajo estudio 2. Cero de transmisión no apreciable.



(a) Respuesta en frecuencia. S11 - Trazo rojo, S21 - Trazo verde. Obtenida con *CST Microwave Studio*.



(b) *Eigenmode Solver*. Campo eléctrico a 210,25GHz. Plano YZ.

Figura B.6: Dispositivo bajo estudio 3. Cero de transmisión no apreciable.

tener en cuenta que este fenómeno estará presente, por lo que los dispositivos deben ser diseñados con este comportamiento en mente. Aunque es un efecto no deseado, se puede controlar en cierta medida durante la realización de los diseños, por lo que no imposibilita que la técnica de diseño presentada en este documento sea viable.

Bibliografía

- [1] D. M. Pozar, *Microwave Engineering Fourth Edition*. John Wiley and Sons Inc., 2005.
- [2] I. Ederra, J. M. Lopetegui, J. C. Iriarte, I. Arnedo, and I. Arregui, *Apuntes de Tecnologías de Alta Frecuencia*, Departamento de Ingeniería Eléctrica y Electrónica de la Universidad Pública de Navarra, 2017.
- [3] W. contributors, “Distributed element filter — Wikipedia, The Free Encyclopedia,” 2017, accessed 9-February-2018. [Online]. Available: https://en.wikipedia.org/w/index.php?title=Distributed_element_filter&oldid=806845678
- [4] F. Teberio, I. Arregui, A. Gomez-Torrent, E. Menargues, I. Arnedo, M. Chudzik, M. Zedler, F. J. Görtz, R. Jost, T. Lopetegi, and M. A. G. Laso, “Low-loss compact Ku-band waveguide low-pass filter,” in *2015 IEEE MTT-S International Microwave Symposium*, May 2015, pp. 1–4.
- [5] F. Teberio, I. Arregui, A. Gomez-Torrent, E. Menargues, I. Arnedo, M. Chudzik, M. Zedler, F. J. Görtz, R. Jost, T. Lopetegi, and M. A. G. Laso, “High-power waveguide low-pass filter with all-higher-order mode suppression over a wide-band for Ka-band satellite applications,” *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 25, no. 8, pp. 511–513, Aug 2015.
- [6] U. Rosenberg, S. Amari, and J. Bornemann, “Inline TM_{110} -mode filters with high-design flexibility by utilizing bypass couplings of nonresonating $TE_{10/01}$ modes,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 51, no. 6, pp. 1735–1742, June 2003.
- [7] R. J. Cameron, R. Mansour, and C. M. Kudsia, *Microwave Filters for Communication Systems: Fundamentals, Design and Applications*. Wiley-Interscience, 2007.

- [8] S. Amari, U. Rosenberg, and J. Bornemann, "Singlets, cascaded singlets, and the nonresonating node model for advanced modular design of elliptic filters," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 14, no. 5, pp. 237–239, May 2004.
- [9] S. Amari, U. Rosenberg, and J. Bornemann, "Adaptive synthesis and design of resonator filters with source/load-multiresonator coupling," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 50, no. 8, pp. 1969–1978, Aug 2002.
- [10] S. Bastioli, "Nonresonating mode waveguide filters," *IEEE Microwave Magazine*, vol. 12, no. 6, pp. 77–86, Oct 2011.
- [11] G. Iguchi, M. Tsuji, and H. Shigesawa, "Negative coupling between TE_{10} and TE_{20} modes for use in evanescent-mode bandpass filters and their field-theoretic CAD," in *1994 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest (Cat. No.94CH3389-4)*, May 1994, pp. 727–730 vol.2.
- [12] S. Amari and U. Rosenberg, "Characteristics of cross (bypass) coupling through higher/lower order modes and their applications in elliptic filter design," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 53, no. 10, pp. 3135–3141, Oct 2005.
- [13] S. Bastioli, C. Tomassoni, and R. Sorrentino, "A new class of waveguide dual-mode filters using TM and nonresonating modes," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 58, no. 12, pp. 3909–3917, Dec 2010.
- [14] S. Bastioli, C. Tomassoni, and R. Sorrentino, "TM dual-mode pseudo-elliptic filters using nonresonating modes," in *2010 IEEE MTT-S International Microwave Symposium*, May 2010, pp. 880–883.
- [15] S. Bastioli, L. Marcaccioli, C. Tomassoni, and R. Sorrentino, "Ultra-compact highly-selective dual-mode pseudoelliptic filters," *Electronics Letters*, vol. 46, no. 2, pp. 147–149, January 2010.
- [16] C. Carceller, "Coupling matrix optimizer," 2017. [Online]. Available: <https://es.mathworks.com/matlabcentral/fileexchange/53672-coupling-matrix-optimizer>
- [17] U. Rosenberg, S. Amari, and J. Bornemann, "Mixed-resonance compact in-line pseudo-elliptic filters," in *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, 2003*, vol. 1, June 2003, pp. 479–482 vol.1.

- [18] J. Uher, J. Bornemann, and U. Rosenberg, *Waveguide Components for Antenna Feed Systems: Theory and CAD*. Boston: Artech House, 1993.

Glosario

Acoplo capacitivo Acoplo de energía electromagnética que se da principalmente a través del campo eléctrico.

Acoplo inductivo Acoplo de energía electromagnética que se da principalmente a través del campo magnético.

Cero Raíz del numerador de la función de transferencia de un filtro. En aquellas frecuencias en las que hay un cero, el módulo de la función de transferencia es nulo, dando lugar a que la transmisión de energía de la entrada a la salida sea mínima (idealmente nula).

Deep Reactive Ion Etching Proceso de fabricación basado en realizar un grabado o excavado sobre una oblea de silicio. Proporciona precisiones superiores a las de otras técnicas de fabricación, aunque resulta más complicado de realizar.

Filtro de microondas Red de dos puertos empleada para controlar la respuesta en frecuencia en un sistema de RF, dejando pasar las frecuencias que se encuentran dentro de la banda de paso y rechazando aquellas situadas fuera de ésta, es decir, en la banda de rechazo.

Filtro paso-bajo Filtro que se caracteriza por dejar pasar las componentes de baja frecuencia de la señal de entrada y rechazar el resto.

Filtro paso-banda Filtro que se caracteriza por dejar pasar únicamente un rango determinado de frecuencias de la señal de entrada, rechazando el resto.

Frecuencia de resonancia Frecuencia a la que entra en resonancia un resonador. Normalmente, un resonador tiene varias frecuencias de resonancia.

- Función de transferencia** Función que expresa el comportamiento de un filtro analizando la relación existente entre la transformada de *Laplace* de las tensiones de entrada y salida, en base a la variable $s = j\omega$.
- Guía de onda** Medio de transmisión formado por un “tubo” de metal relleno con un dieléctrico. Puede ser rectangular o circular. El dieléctrico típicamente es aire.
- Iris** Elemento empleado en los filtros paso-banda para acoplar la energía electromagnética de un resonador a otro, permitiendo que ésta fluya entre la entrada y la salida.
- Iris resonante** Iris que, además de emplearse para acoplar energía entre los resonadores, entra en resonancia dentro de la banda de paso del filtro, generando un polo adicional en la respuesta en frecuencia del dispositivo. Es al mismo tiempo un iris y un resonador.
- Matriz de acoplo** Matriz que representa todos los acoplos energéticos que se dan entre los distintos elementos de un filtro. El valor de la celda i, j representa el acoplo existente entre el elemento i y el j . Su tamaño está relacionado directamente con el número de elementos que forman el filtro.
- Mecanizado** Técnica de fabricación basada en eliminar las partes sobrantes de un bloque de material empleando una herramienta cortante rotatoria que avanza por dicho material. En el caso de los dispositivos de microondas, el material es típicamente metálico.
- Nivel de rechazo** Propiedad de los filtros que hace referencia a la atenuación que sufre la señal de entrada en el rango frecuencial correspondiente a la banda de rechazo. Normalmente, interesa que sea lo mayor posible.
- Nodo no resonante (NRN)** Elemento de un filtro paso-banda empleado para modelar los acoplos que se dan en la estructura, pero que no contribuye con un polo a la respuesta en frecuencia, ya que no entra en resonancia. Estos nodos son necesarios para modelar los acoplos que se dan en los filtros basados en la metodología propuesta.
- Polo** Raíz del denominador de la función de transferencia de un filtro. En aquellas frecuencias en las que hay un polo, el módulo de la función de transferencia es máximo, dando lugar a que la transmisión de energía de la entrada a la salida se maximice.

Pérdidas de inserción (IL) Atenuación que sufre la señal de entrada en el rango frecuencial correspondiente a la banda de paso del filtro. Normalmente, interesa que sean lo más bajas posible.

Pérdidas de retorno (RL) Atenuación que sufre la señal reflejada en el filtro en el rango frecuencial correspondiente a su banda de paso. Normalmente, se busca que sean lo más altas posible.

Resonador de microondas Dispositivo que presenta un comportamiento resonante a unas frecuencias determinadas, de modo que, a dichas frecuencias, las ondas electromagnéticas oscilan de forma natural en su interior con mayor amplitud.

Respuesta Chebyshev Respuesta en frecuencia caracterizada por incluir únicamente polos, sin ceros de transmisión, y por presentar un rizado en la banda de paso..

Respuesta elíptica Respuesta en frecuencia caracterizada por incluir ceros de transmisión, además de polos, y por presentar un rizado tanto en la banda de paso como en la banda de rechazo.

Respuesta en frecuencia Función que expresa el comportamiento de un filtro analizando la relación existente entre las señales de entrada y salida, en base a la variable $\omega = 2\pi f$.

Rizado Diferencia entre valor máximo y el mínimo del módulo de la respuesta en frecuencia en un rango frecuencial determinado. Normalmente, se habla de rizado en la banda de paso y en la banda de rechazo.

Selectividad Propiedad de los filtros que hace referencia a la capacidad de dejar pasar únicamente aquellas frecuencias comprendidas en la banda de paso del mismo, rechazando las que se encuentren cerca de la banda de paso, pero fuera de ella.

Tolerancias de fabricación Desviaciones dimensionales que se pueden producir durante el proceso de fabricación de un dispositivo. También se emplea para hacer referencia a la capacidad de un dispositivo para mantener su correcto funcionamiento pese a las diferencias dimensionales existentes entre el dispositivo fabricado y el diseño original.

Acrónimos

AMF Additive Manufacturing File

BJ Binder Jetting

BPF Band-Pass Filter

BW Bandwidth

CAD Computer-Aided Design

CAM Computer-Aided Manufacturing

CNC Computer Numerical Control

DRIE Deep Reactive Ion Etching

FDM Fused Deposition Modeling

HPF High Pass Filter

IL Insertion Losses

LPF Low Pass Filter

NRN Non-Resonating Node

RL Return Losses

SLA Stereolithography

SLM Selective Laser Melting

TE Transversal Eléctrico

TEM Transversal Electromagnético

TM Transversal Magnético

WR Waveguide Rectangular