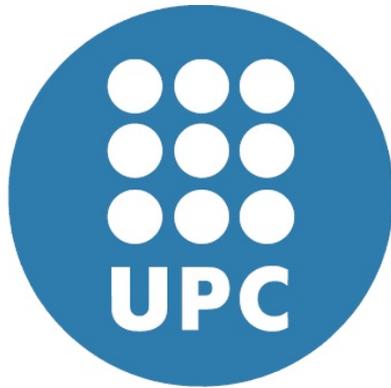


ADVERTIMENT. La consulta d'aquesta tesi queda condicionada a l'acceptació de les següents condicions d'ús: La difusió d'aquesta tesi per mitjà del servei TDX (www.tesisenxarxa.net) ha estat autoritzada pels titulars dels drets de propietat intel·lectual únicament per a usos privats emmarcats en activitats d'investigació i docència. No s'autoritza la seva reproducció amb finalitats de lucre ni la seva difusió i posada a disposició des d'un lloc aliè al servei TDX. No s'autoritza la presentació del seu contingut en una finestra o marc aliè a TDX (framing). Aquesta reserva de drets afecta tant al resum de presentació de la tesi com als seus continguts. En la utilització o cita de parts de la tesi és obligat indicar el nom de la persona autora.

ADVERTENCIA. La consulta de esta tesis queda condicionada a la aceptación de las siguientes condiciones de uso: La difusión de esta tesis por medio del servicio TDR (www.tesisenred.net) ha sido autorizada por los titulares de los derechos de propiedad intelectual únicamente para usos privados enmarcados en actividades de investigación y docencia. No se autoriza su reproducción con finalidades de lucro ni su difusión y puesta a disposición desde un sitio ajeno al servicio TDR. No se autoriza la presentación de su contenido en una ventana o marco ajeno a TDR (framing). Esta reserva de derechos afecta tanto al resumen de presentación de la tesis como a sus contenidos. En la utilización o cita de partes de la tesis es obligado indicar el nombre de la persona autora.

WARNING. On having consulted this thesis you're accepting the following use conditions: Spreading this thesis by the TDX (www.tesisenxarxa.net) service has been authorized by the titular of the intellectual property rights only for private uses placed in investigation and teaching activities. Reproduction with lucrative aims is not authorized neither its spreading and availability from a site foreign to the TDX service. Introducing its content in a window or frame foreign to the TDX service is not authorized (framing). This rights affect to the presentation summary of the thesis as well as to its contents. In the using or citation of parts of the thesis it's obliged to indicate the name of the author



Micromachined Polymer Based Components for Highly Integrated Millimeterwave Subsystems

Edith Aline Jaimes Vera

Tesis doctoral
Director: Ignacio Llamas Garro

Febrero de 2012

Subsistemas de Comunicaciones
Centro Tecnológico de Telecomunicaciones de Cataluña

*

Grupo de RF/Microondas
Departamento de Teoría de la Señal y Comunicaciones
Universidad Politécnica de Cataluña

*Señor delante de ti están todos mis deseos
y mi suspiro no te es oculto.*

Resumen

La región de microondas en el espectro electromagnético tiene propiedades únicas que le permiten a las señales propagarse a través de la atmósfera bajo casi cualquier condición climática, ésta es la razón por la cual los sistemas de microondas han tenido un enorme impacto sobre la sociedad. En los últimos años se ha presentado una importante expansión en las comunicaciones móviles y en las redes de área local, emergiendo nuevas aplicaciones a frecuencias micro/milimétricas, tales como: la transmisión satelital a 35 GHz, las redes de área local de banda ancha a 60 GHz, comunicación entre vehículos a 63 GHz o en radares para evitar colisiones entre vehículos a 77 GHz. A medida que estas aplicaciones han emigrado a frecuencias más elevadas, las limitaciones de las tecnologías convencionales han sido visibles. Por lo cual en los últimos años se ha presentado un creciente interés en el desarrollo de nuevas técnicas de fabricación para la implementación de dispositivos de microondas; las cuales ofrezcan un mejor rendimiento del dispositivo a la vez que una reducción en sus dimensiones y en los costos de fabricación.

El principal objetivo de este trabajo ha sido la implementación de dispositivos de filtrado en un amplio rango de frecuencias (banda X, U y V). Las topologías aquí presentadas son novedosas al introducir resonadores y líneas de alimentación suspendidas en aire, donde el uso de aire como dieléctrico permite obtener un factor de calidad mayor. Además el proceso de fabricación es relativamente simple y de bajo costo, ofreciendo estructuras compactas las cuales pueden ser altamente integradas.

En la implementación de los dispositivos se utilizaron técnicas de maquinado convencional para los diseños en la banda X y técnicas de micromaquinado en SU-8 en los dispositivos de las bandas U y V. Las estructuras para la banda X fabricadas mediante maquinado convencional sirvieron como validación de las topologías a frecuencias más elevadas. Las estructuras diseñadas han demostrado la viabilidad de las topologías para un amplio rango de frecuencias, obteniendo resultados satisfactorios en cuanto a las prestaciones del dispositivo.

Agradecimientos

A Dios gracias de todo corazón por permitirme estar aquí.

Al Dr. Ignacio Llamas por su apoyo incondicional y su amistad sincera a lo largo de estos años. Al Dr. Lluís Pradell Cara por haberme recibido en la UPC y proporcionarme los recursos necesarios para llevar a cabo este trabajo de tesis.

A mis padres . . . mi tierra firme . . . por su amor y apoyo incondicional, por apoyarme en todas mis decisiones aunque no siempre fueran las más acertadas. Gracias por permitirme soñar y volar, solo soy el reflejo de lo que ustedes sembraron en mí. A mi familia que desde lejos siempre creyó en mí.

Con amor a Luis Martínez por arriesgarse a recorrer este camino a mi lado, por su paciencia y amor. Sabes lo importante que eres para mí y lo mucho que agradezco tu apoyo en todo momento . . . gracias por nunca decir no.

A todos los que formaron parte de mi vida durante estos años, me brindaron su cariño y me dieron una familia, cuando más falta me hacía. En especial a Claudia Chackelson por estar a mi lado cuando más sola me sentía y a Cristina Iniesta por llenar de color mi vida, ustedes saben el lugar especial que tienen en mi corazón.

Financiación

Esta tesis se ha realizado dentro del marco de proyectos TEC2007-65705, TEC2010-20318-C02-01 y PIB2010BZ-00585 del Ministerio de educación y ciencia, y del proyecto 2006ITT-10005 de la Generalitat de Catalunya.

El autor ha tenido el apoyo económico del Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología de México (CONACYT) con la beca No. 198264 y del Programa de becas de estudio de alto nivel destinado a ciudadanos latinoamericanos (Alβan) con la beca E07D402796MX.

Índice general

Lista de acrónimos	XIX
1. Introducción	1
1.1. Introducción	1
1.2. Objetivos de la tesis	2
1.3. Organización de la tesis	2
2. Revisión Literaria	5
2.1. Introducción	5
2.2. Filtros combline, interdigitales y guías de onda coaxiales	6
2.2.1. Filtros combline	6
2.2.2. Filtros interdigitales	7
2.2.3. Filtros en guías de onda coaxiales	7
2.3. Filtros micromaquinados	8
2.3.1. Cavidades y guías de onda micromaquinadas	8
2.3.2. Líneas coplanares micromaquinadas	9
2.3.3. Tecnología LIGA	10
2.3.4. Diseños sobre membrana	12
2.3.5. Coaxiales y cavidades por superposición de capas	14
Referencias	19
3. Fabricación de líneas coaxiales usando SU-8	23
3.1. Introducción	23
3.2. Líneas Coaxiales	24
3.3. Introducción a la fotolitografía para la implementación de estructuras con alta relación de aspecto	26
3.4. Características químicas de la fotoresina SU-8	27
3.5. Proceso litográfico estándar para la resina SU-8	28
3.6. Particularidades del proceso litográfico con SU-8 para una estructura con alta relación de aspecto	31
3.6.1. Defectos de planarización	32
3.6.2. Estrés de la película y gradiente de solubilidad	34
3.6.3. Tiempos de revelado largos	35
3.6.4. Colapso de las estructuras durante el revelado	35
3.7. Metodología para la fabricación de los dispositivos de esta tesis	36
3.7.1. Fabricación de los dispositivos mecanizados	36
3.7.2. Fabricación de los dispositivos micromecanizados	37
Referencias	40

4. Filtros Coaxiales para la Banda-X Utilizando Técnicas de Mecanizado Convencional	43
4.1. Introducción	43
4.2. Línea de alimentación coaxial rectangular	44
4.2.1. Sección transversal del coaxial rectangular	44
4.2.2. Línea de alimentación coaxial suspendida	44
4.3. Resonador coaxial suspendido	46
4.4. Filtro Chebyshev de banda estrecha	51
4.4.1. Diseño del filtro Chebyshev	51
4.4.2. Ensamble del filtro Chebyshev	60
4.4.3. Resultados medidos y simulados del filtro Chebyshev	64
4.5. Filtro cuasi elíptico de banda estrecha	64
4.5.1. Diseño del filtro cuasi elíptico	66
4.5.2. Ensamble del filtro cuasi elíptico	68
4.5.3. Resultados medidos y simulados del filtro cuasi elíptico	70
4.6. Análisis de tolerancias	75
4.7. Conclusiones	76
Referencias	77
5. Filtro coaxial rectangular de banda estrecha para aplicaciones en la banda U	79
5.1. Introducción	79
5.2. Elección de la sección transversal	80
5.3. Resonador dual suspendido en una línea coaxial rectangular	81
5.4. Filtro Coaxial Micromecanizado para la banda U	85
5.4.1. Diseño del filtro	85
5.4.2. Línea de alimentación coplanar a coaxial	87
5.4.3. Ensamble del filtro	90
5.4.4. Resultados medidos y simulados	92
5.5. Conclusiones	92
Referencias	94
6. Filtro coaxial rectangular de banda estrecha para aplicaciones en la banda V	95
6.1. Introducción	95
6.2. Transición coplanar a coaxial (CPW-Coaxial) para la banda V	96
6.2.1. Diseño de la transición	96
6.2.2. Soporte de la transición	96
6.2.3. Ensamble de la transición	99
6.2.4. Resultados simulados y medidos	101
6.3. Filtro coaxial micromecanizado para la banda V	101
6.3.1. Diseño del filtro	101
6.3.2. Ensamble del filtro para la banda V	103
6.3.3. Resultados medidos y simulados del filtro Chebyshev para la banda V	105
6.4. Conclusiones	108
Referencias	108
7. Diplexor coaxial rectangular para aplicaciones en la banda U	109
7.1. Introducción	109
7.2. Diplexor coaxial micromecanizado para la banda U	109
7.2.1. Diseño del diplexor	110
7.2.2. Ensamble del diplexor	111
7.2.3. Resultados de simulación	115

7.3. Conclusiones	120
Referencias	120
8. Conclusiones y trabajo futuro	121
8.1. Conclusiones y trabajo futuro	121
A. Apendix A: Selected Publication	125
A.1. Introduction	126
A.2. Suspended Coaxial Resonator and Feed Line	126
A.3. Narrowband Chebyshev Coaxial Filter	128
A.4. Narrowband Quasi-elliptic Coaxial Filter Using Vertically Stacked Coaxial Lines	131
A.5. Tolerance Study	135
A.6. Conclusions	138
A.7. Acnowledgement	139
Referencias	139
B. Apendix B: Selected Publication	143
B.1. Introduction	144
B.2. Suspended Coaxial Line	144
B.3. Narrowband Rectangular Coaxial Filters.	146
B.3.1. U-band Filter.	146
B.3.2. V-band Filter.	150
B.4. Conclusions	150
B.5. Acnowledgement	150
Referencias	152
C. Lista de publicaciones	155

Índice de figuras

1.1.	<i>Diagrama organizacional de los dispositivos implementados</i>	3
2.1.	<i>Vista lateral de un filtro formado por tres cavidades superpuestas, estructura tomada de [13]</i>	9
2.2.	<i>Líneas coplanares micromaquinadas [19] (a) Línea de transmisión coplanar elevada ECPW (b) Línea de transmisión coplanar superpuesta (Dimensiones en μm)</i>	11
2.3.	<i>Fotografía del filtro pasabanda (a) Vista superior (b) Acercamiento de la estructura [22]</i>	12
2.4.	<i>Topología y estructura de un filtro cuasi elíptico de cuatro polos soportado sobre una membrana, tomado de [23], (a) Estructura del filtro micromaquinada, (b) Topología del filtro en microstrip</i>	13
2.5.	<i>Fotografía del filtro en [28] el cual ha sido implementado en una estructura de medio coaxial</i>	15
2.6.	<i>Logo AFRL fabricado mediante el proceso EFAB®[30], el logo tiene aproximadamente las siguientes dimensiones 500x40x110μm</i>	16
2.7.	<i>Línea de transmisión coaxial de 3,2mm implementada mediante el proceso EFAB®, la estructura ha sido doblada para reducir las dimensiones finales [30]</i>	16
2.8.	<i>Resonador fabricado mediante el proceso PolyStrata®[34] (a) Esquemático del resonador (b) Fotografía de dos cavidades resonantes a 36 GHz, el resonador de la derecha (R2) muestra una estructura optimizada al reducir sus dimensiones</i>	18
2.9.	<i>Configuración de un cable coaxial donde el conductor central se encuentra soportado por stubs (a) Esquemático de la estructura (b) Fotografía del cable [37]</i>	19
3.1.	<i>Secciones transversales de (a) La línea coaxial rectangular (b) Línea microstrip (c) Línea coplanar [1]</i>	25
3.2.	<i>Comparativa de diferentes líneas de transmisión, donde A y B son líneas microstrip, C es una línea coplanar con un plano de tierra finito, D es una línea coplanar con un plano de tierra infinito y E es una línea coaxial rectangular. (a) Comparativa de la impedancia característica (b) Comparativa de la atenuación (c) Comparativa del acoplamiento en líneas de 1 cm cuya separación entre líneas es de 700 μm [1]</i>	25
3.3.	<i>Fotografías de estructuras fabricadas en SU-8 [12, 13].</i>	28
3.4.	<i>Imagen SEM coloreada mostrando una microestructura con alta relación de aspecto, el poste central en (en color naranja) tiene pocas micras de diámetro en relación con los cientos de micras de altura [14].</i>	29
3.5.	<i>Molécula de SU-8, donde se muestran los 8 grupos epóxicos los cuales permiten un alto grado de enlaces después de la fotoactivación [15].</i>	29
3.6.	<i>Diagrama de flujo del proceso para la fabricación de estructuras 3D utilizando la resina SU-8</i>	30
3.7.	<i>Deposición de la resina SU-8 sobre una oblea de silicio, donde se observa la acumulación de material en los bordes de la oblea generando que la deposición no sea uniforme [19].</i>	32
3.8.	<i>Efecto de los espacios de aire entre la máscara y la resina durante la exposición, dando lugar a la aparición de los perfiles T [20]</i>	33
3.9.	<i>Tecnología de almohadillas blandas la cual permite mejorar el contacto de la máscara con la resina [21]</i>	33
3.10.	<i>Microcilindros con una altura de 1150 μm [17]</i>	36

3.11. Fotografía de un dispositivo ensamblado antes de agregar los conectores SMA en los puertos de entrada y salida	37
3.12. Diagrama de flujo utilizado para la fabricación de los dispositivos micromecanizados (a) Deposición de la resina SU-8 (b) Exposición y Revelado (c) Metalización (d) Empaquetado	38
3.13. Fotografía de un dispositivo micromecanizado, utilizando SU-8 como material estructural	39
4.1. Dimensiones de la sección transversal coaxial utilizada para el diseño de los filtros a 9 GHz	45
4.2. Línea de alimentación utilizada para los filtros a 9 GHz	45
4.3. Respuesta obtenida por simulación de la línea de alimentación a 9 GHz	46
4.4. Línea de alimentación a 9 GHz en configuración back-to-back	47
4.5. Esquemático de las capas que conforman la línea de alimentación a 9 GHz	47
4.6. Fotografía del interior de la línea de alimentación a 9 GHz	48
4.7. Dibujos técnicos de las capas que conforman la línea de alimentación a 9 GHz (a) Capa 1 (b) Capas 2 y 4 (c) Capa 3 (d) Capa 5 (Dimensiones en milímetros)	49
4.8. Respuesta simulada y medida de la línea de alimentación a 9 GHz	50
4.9. Esquemático del resonador a 9 GHz	50
4.10. Distribución de corriente del resonador para la frecuencia de resonancia de 9 GHz	51
4.11. Acoplamiento magnético entre resonadores (a) Disposición de los resonadores (b) Gráfica del acoplamiento	52
4.12. Acoplamiento eléctrico entre resonadores (a) Disposición de los resonadores (b) Gráfica del acoplamiento	53
4.13. Acoplamiento mixto entre resonadores (a) Disposición de los resonadores (b) Gráfica del acoplamiento	54
4.14. Vista 3D de la estructura para el cálculo del factor de calidad sin cargar Q_o	55
4.15. Fotografía del resonador a 9 GHz	55
4.16. Dibujos técnicos de las capas que conforman la estructura para el cálculo del factor de calidad sin cargar Q_o (a) Capa 1 (b) Capas 2 y 4 (c) Capa 3 (d) Capa 5 (Dimensiones en milímetros)	56
4.17. Estructura ideal del filtro Chebyshev utilizando resonadores metálicos suspendidos	57
4.18. Estructura del filtro para la extracción de Q_e	58
4.19. Factor de calidad externo (Q_e) para el filtro coaxial Chebyshev	59
4.20. Estructura del filtro para la extracción de $K_{C_{12}}$	59
4.21. Acoplamiento entre los resonadores 1 y 2 ($K_{C_{12}}$) para el filtro coaxial Chebyshev	60
4.22. Estructura del filtro para la extracción de $K_{C_{23}}$	61
4.23. Acoplamiento entre los resonadores 2 y 3 ($K_{C_{23}}$) para el filtro coaxial Chebyshev	61
4.24. Estructura del filtro Chebyshev utilizando resonadores metálicos suspendidos	62
4.25. Esquemático de las capas que conforman el filtro coaxial Chebyshev a 9 GHz	62
4.26. Dibujos técnicos de las capas que conforman el filtro coaxial Chebyshev a 9 GHz (a) Capa 1 (b) Capas 2 y 4 (c) Capa 3 (d) Capa 5 (Dimensiones en milímetros)	63
4.27. Fotografía del interior del filtro coaxial Chebyshev a 9 GHz	64
4.28. Representación esquemática de la distribución de los tornillos de sintonía	65
4.29. Respuesta simulada y medida del filtro coaxial Chebyshev a 9 GHz	65
4.30. Estructura ideal del filtro cuasi elíptico utilizando resonadores metálicos suspendidos	66
4.31. Estructura del filtro para la extracción de $K_{C_{12}}$	67
4.32. Acoplamiento entre los resonadores 1 y 2 ($K_{C_{12}}$) para el filtro cuasi elíptico	68
4.33. Estructura del filtro para la extracción de $K_{C_{23}}$	69
4.34. Acoplamiento entre los resonadores 2 y 3 ($K_{C_{23}}$) para el filtro cuasi elíptico	69
4.35. Acoplamiento entre los resonadores 1 y 4 ($K_{C_{14}}$) para el filtro cuasi elíptico	70
4.36. Estructura del filtro cuasi elíptico utilizando resonadores metálicos suspendidos	71
4.37. Esquemático de las capas que conforman el filtro coaxial cuasi elíptico a 9 GHz	71

4.38. Dibujos técnicos de las capas que conforman el filtro coaxial cuasi elíptico a 9 GHz (a) Capa 9 (b) Capas 8 y 6 (c) Capa 7 (d) Capa 5 (e) Capa 4 y 2 (f) Capa 3 (g) Capa 1 (Dimensiones en milímetros)	72
4.39. Fotografía del interior del filtro cuasi elíptico mostrando las capas 3 y 7	73
4.40. Representación esquemática de la distribución de los tornillos de sintonía	74
4.41. Respuesta simulada y medida del filtro coaxial cuasi elíptico a 9 GHz	75
4.42. Respuesta simulada del filtro coaxial cuasi elíptico a 9 GHz	76
4.43. Respuesta simulada del filtro coaxial cuasi elíptico a 9 GHz	77
5.1. Sección transversal de una línea coaxial rectangular	81
5.2. Constante de atenuación para la sección transversal A	82
5.3. Constante de fase para la sección transversal A	82
5.4. Comparativa del factor de calidad sin cargar para la secciones transversales A y D	83
5.5. Dimensiones de la sección transversal de la línea coaxial principal	83
5.6. Esquemático del resonador para frecuencias milimétricas	84
5.7. Distribución de corriente superficial	85
5.8. Estructura ideal del filtro para la banda U	86
5.9. Estructura del filtro utilizada para la extracción de Q_e	87
5.10. Factor de calidad externo (Q_e) para el filtro en la banda U	88
5.11. Estructura del filtro para la extracción de K_{c12}	88
5.12. Acoplamiento entre los resonadores 1 y 2 (K_{c12}) para el filtro en la banda U	89
5.13. Línea de alimentación CPW-Coaxial para la banda U en configuración back-to-back	89
5.14. Respuesta obtenida por simulación de la línea de alimentación CPW-Coaxial para la banda U	90
5.15. Estructura del filtro para la banda U dentro de una línea coaxial rectangular	91
5.16. Esquemático de las capas que conforman el filtro coaxial rectangular para la banda U	91
5.17. Esquemático de las capas 2 y 4, mostrando los links temporales para el ensamble de la estructura	92
5.18. Dibujos técnicos de las capas que conforman el filtro coaxial rectangular para la banda U (a) Capas 1 y 5 (b) Capas 2 y 4 (c) Capa 3 (Dimensiones en micras).	93
5.19. Respuesta simulada y medida del filtro coaxial Chebyshev para la banda U	94
6.1. Transición ideal CPW-Coaxial para la banda V	97
6.2. Transición CPW-Coaxial para la banda V suspendida mediante stubs	97
6.3. Transición CPW-Coaxial para la banda V en configuración back-to-back	98
6.4. Variación del ancho de banda simulado de la transición CPW-Coaxial para la banda V	98
6.5. Esquemático de las capas que conforman la transición CPW-Coaxial para la banda V	99
6.6. Dibujos técnicos de la transición CPW-Coaxial para la banda V (a) Capa 1 y 5 (b) Capas 2 y 4 (c) Capa 3 (Dimensiones en micras)	100
6.7. Resultados simulados y medidos de la transición CPW-Coaxial para la banda V	102
6.8. Estructura ideal del filtro para la banda V	102
6.9. Estructura utilizada para la extracción del factor de calidad externo(Q_e)	103
6.10. Factor de calidad externo (Q_e) para el filtro en la banda V	104
6.11. Acoplamiento entre los resonadores 1 y 2 (K_{c12}) para el filtro en la banda V	104
6.12. Estructura del filtro para la banda V dentro de una línea coaxial rectangular	105
6.13. Esquemático de las capas que conforman el filtro coaxial rectangular para la banda V	106
6.14. Dibujos técnicos de las capas que conforman el filtro coaxial rectangular para la banda V (a) Capas 1 y 5 (b) Capas 2 y 4 (c) Capa 3 (Dimensiones en micras)	107
6.15. Respuesta simulada del filtro coaxial Chebyshev para la banda V	108
7.1. Estructura ideal del diplexor para la banda U	111

7.2.	<i>Factor de calidad externo (Q_e) para ambos filtros (a) Filtro de la banda inferior (b) Filtro de la banda superior</i>	112
7.3.	<i>Acoplamiento entre los resonadores 1 y 2 (K_{c12}) (a) Filtro de la banda inferior (b) Filtro de la banda superior</i>	113
7.4.	<i>Vista 3D del diplexor para la banda U</i>	114
7.5.	<i>Vista superior del diplexor para la banda U</i>	114
7.6.	<i>Esquemático de las capas que conforman el diplexor para la banda U</i>	115
7.7.	<i>Esquemático de las capas 2 y 4, mostrando los links temporales que se han agregado para el ensamblaje de la estructura (a) Capa sin links (b) Capa con links</i>	116
7.8.	<i>Vista superior del ensamblaje de las capas 2, 3 y 4</i>	117
7.9.	<i>Vista superior mostrando la superposición de capas que integran el diplexor</i>	117
7.10.	<i>Dibujos técnicos de las capas que conforman el diplexor coaxial rectangular para la banda U (a) Capas 1 y 5 (b) Capas 2 y 4 (c) Capa 3 (Dimensiones en micras)</i>	118
7.11.	<i>Mascara utilizada para la fabricación del diplexor (a) Capas 1 y 5 (b) Capas 2 y 4 (c) Capa 3 (Dimensiones en micras)</i>	119
7.12.	<i>Respuesta simulada del diplexor para la banda U</i>	120
A.1.	<i>Suspended quarter wavelnegth resonator (a)Schematic of the quarter wavelength resonator (side and top walls removed for clarity) (b)Surface current distribution at a resonant frequency of 9.1 GHz</i>	128
A.2.	<i>Inter-resonator couplings, (a)Magnetic coupling (b)Electric coupling (c)Mixed coupling . .</i>	129
A.3.	<i>Coaxial feed line in a back-to-back configuration (a)Photograph of the coaxial feed line (b)Technical drawing of the coaxial feed line, layer 3 (dimensions in millimeters)</i>	130
A.4.	<i>Simulated and measured response of the coaxial feed line in a back-to-back configuration . .</i>	130
A.5.	<i>Photograph of the coaxial Chebyshev filter</i>	131
A.6.	<i>External quality factor Q_e for the coaxial filters</i>	132
A.7.	<i>Coupling coefficients for the Chebyshev filter (a)Coupling coefficient between resonators 1 and 2 (b)Coupling coefficient between resonators 2 and 3</i>	132
A.8.	<i>Equivalent circuit for the Chebyshev filter</i>	132
A.9.	<i>Technical drawing for layer 3 of the coaxial Chebyshev filter (dimensions in millimeters) . .</i>	133
A.10.	<i>Chebyshev filter simulated and measured results</i>	133
A.11.	<i>Exploted view of the quasi-elliptic filter (layers 1 and 9 omitted for clarity)</i>	134
A.12.	<i>Coupling coefficients for the quasi-elliptic filter (a)Coupling coefficient between resonators 1 and 2 (b)Coupling coefficient between resonators 2 and 3</i>	135
A.13.	<i>Equivalent circuit for the quasi-elliptic filter</i>	136
A.14.	<i>Quasi elliptic filter (a)Open view photographs of the quasi-elliptic filter (b)Technical drawings of layers 3 and 7 of the quasi-elliptic filter (dimensions in millimeters)</i>	137
A.15.	<i>Simulated and measured results for the quasi-elliptic filter implemented on stacked coaxial lines</i>	138
B.1.	<i>Top view of the CPW-to-coaxial transition.</i>	146
B.2.	<i>Cross section of a rectangular coaxial line.</i>	147
B.3.	<i>3D view of the CPW-to-coaxial line transition in a back-to-back configuration.</i>	147
B.4.	<i>Simulated and measured response of the suspended coaxial line.</i>	148
B.5.	<i>3D view of the U-band coaxial filter.</i>	149
B.6.	<i>External quality factor (Q_e) and coupling coefficient (K_{c12}) for the U-band coaxial filter. . .</i>	149
B.7.	<i>Simulated and measured response of the U-band coaxial filter.</i>	150
B.8.	<i>External quality factor (Q_e) and coupling coefficient (K_{c12}) for the V-band coaxial filter. . .</i>	151
B.9.	<i>Simulated and measured response for the V-band coaxial filter.</i>	151

Índice de Tablas

3.1. Dimensiones para las líneas de transmisión (Dimensiones en milímetros) [1]	26
4.1. Valores g del prototipo pasobajas	51
4.2. Factor de calidad externo y coeficientes de acoplamiento entre resonadores	57
4.3. Valores g del prototipo pasobajas	66
4.4. Factor de calidad externo y coeficientes de acoplamiento entre resonadores	67
5.1. Dimensiones de las secciones transversales	81
5.2. Comparación de secciones transversales de un coaxial rectangular con impedancia característica de 50Ω	81
5.3. Valores g del prototipo pasobajas	86
5.4. Factor de calidad externo y coeficientes de acoplamiento entre resonadores	86
6.1. Valores g del prototipo pasobajas	103
6.2. Factor de calidad externo y coeficientes de acoplamiento entre resonadores	103
7.1. Valores g del prototipo pasobajas	110
7.2. Factor de calidad externo y coeficientes de acoplamiento entre resonadores	110
8.1. Resumen de rendimiento de los filtros coaxial, comblines e interdigitales operando en un rango de frecuencias de 1 a 9 GHz (Referencias en el apéndice A).	123
8.2. Resumen de rendimiento de varios filtros micromecanizados implementados en diferentes tecnologías (Referencias en el apéndice B).	124
A.1. Performance summary of coaxial, comblines and interdigital filters operating in a frequency range from 1 to 9 GHz)	127
A.2. Chebyshev filter design parameters	131
A.3. Quasi-elliptic filter design parameters	135
B.1. Performance summary of several micromachined millimeter-wave filters implemented by different technologies)	145
B.2. CPW and rectangular coaxial section comparison	146

Lista de acrónimos

GPS	<i>Global Positioning System</i>
GSM	<i>Global System for Mobile Communications, originally Groupe Spécial Mobile</i>
DECT	<i>Digital Enhanced Cordless Telecommunications</i>
DBS	<i>Direct Broadcast Satellite</i>
PCS	<i>Personal Communication Systems</i>
WLAN	<i>Wireless Local Area Networks</i>
LMDS	<i>Local Multipoint Distribution System</i>
RF	<i>Radio Frequency</i>
CPW	<i>Coplanar Waveguide</i>
LTCC	<i>Low Temperature Cofired Ceramic</i>
ECPW	<i>Elevated Coplanar Waveguide</i>
OCPW	<i>Overlay Coplanar Waveguide</i>
LIGA	<i>A German acronym with an English translation of Lithography, Electroforming, and Molding</i>
MMIC	<i>Monolithic Microwave Integrated Circuits</i>
EBG	<i>Electromagnetic Band Gap</i>
BCB	<i>(Benzocyclobutene)</i>
CMOS	<i>Complementary metal-oxide-semiconductor</i>
IC	<i>Integrated Circuit</i>
TEM	<i>Transverse ElectroMagnetic</i>
HFSS	<i>High Frequency Structure Simulator</i>
ADS	<i>Advanced Design System</i>
MEMS	<i>Micro Electro Mechanical Systems</i>
PEB	<i>Post-Exposure Bake</i>
SMA	<i>SubMiniature version A connector</i>

1

Introducción

Contenido

1.1. Introducción	1
1.2. Objetivos de la tesis	2
1.3. Organización de la tesis	2

1.1. Introducción

La región de microondas en el espectro electromagnético tiene propiedades únicas, éstas le permiten a las señales de microondas propagarse a través de la atmósfera bajo casi cualquier condición climática, razón por la cual los sistemas de microondas han tenido un enorme impacto sobre la sociedad moderna. Las aplicaciones son diversas y van desde el entretenimiento por televisión vía satélite hasta sistemas de radares civiles y militares, y las comunicaciones inalámbricas.

En la actualidad con la demanda cada vez mayor de sistemas inalámbricos para comunicaciones móviles, los requerimientos de las estaciones transmisoras, así como de los equipos receptores se han incrementado. Las estaciones transmisoras demandan el uso de filtros de microondas de banda estrecha que permitan un mejor aprovechamiento del espectro asignado y que a la vez brinden un alto factor de calidad, garantizando un óptimo desempeño. Por otro lado, los equipos portátiles requieren un uso eficiente del espacio, por lo cual se requieren dispositivos de filtrado de bajo peso, compactos y con un alto desempeño, además de un costo de fabricación bajo.

Con la finalidad de afrontar los requerimientos cada vez más exigentes, la presente tesis expone ideas orientadas al desarrollo de dispositivos de filtrado para estaciones base así como equipos portátiles para las bandas de frecuencia X, U y V. Para esto se propone el uso de una estructura coaxial donde la interferencia entre líneas adyacentes sea mínima, permitiendo el diseño de circuitos complejos y compactos.

Las topologías aquí presentadas incluyen resonadores y líneas de alimentación suspendidas en aire, donde el uso de aire como dieléctrico permite obtener un factor de calidad mayor al evitar pérdidas por dieléctrico. El proceso de fabricación es relativamente simple y de bajo costo, ofreciendo

estructuras compactas las cuales pueden ser altamente integradas.

1.2. Objetivos de la tesis

El objetivo de esta tesis doctoral ha sido el diseño e implementación de topologías para dispositivos de filtrado en las bandas X, U y V, utilizando líneas coaxiales rectangulares con aire como medio de propagación. Este trabajo encuentra su motivación en la implementación de nuevas topologías de filtros para un amplio rango de frecuencias. Para cumplir dicho objetivo se han llevado a cabo las siguientes metas.

- * Diseño de filtros en la banda X (9 GHz)
- * Implementación y medición de los dispositivos a 9 GHz , estos diseños permitieron la validación de las topologías propuestas avalando su implementación a frecuencias más elevadas.
- * Diseño de filtros en la banda U (42 y 47 GHz)
- * Implementación y medición de los dispositivos en la banda U
- * Diseño de filtros en la banda V (63 GHz)
- * Implementación y medición de los dispositivos en la banda V

1.3. Organización de la tesis

La presente tesis está organizada en 8 capítulos. Empezando con el estado del arte y finalizando con las conclusiones y trabajo futuro.

El capítulo 2 presenta el estado del arte de los filtros para microondas. Empezando con los filtros a bajas frecuencias (comline, interdigitales y coaxiales) y siguiendo con los filtros que utilizan técnicas de micromecanizado.

El capítulo 3 expone las características principales de las líneas coaxiales, también describe el proceso litográfico y las características de la resina SU-8. Finalmente se expone la problemática que enfrenta la implementación de estructuras con alta relación de aspecto y la metodología utilizada para la implementación de los dispositivos de esta tesis.

El capítulo 4 contiene los primeros dispositivos a 9 GHz los cuales fueron implementados mediante mecanizado convencional. El diseño, desarrollo e implementación de un filtro y un diplexor para la banda U se presenta en los capítulos 5 y 7 respectivamente. En el capítulo 6 se describe el desarrollo de un filtro y una línea de transmisión a 63 GHz . En la figura 1.1 se muestra un diagrama con la organización de los diseños aquí presentados.

En el capítulo 8 se presentan las conclusiones generales sobre esta investigación así como el trabajo a futuro.

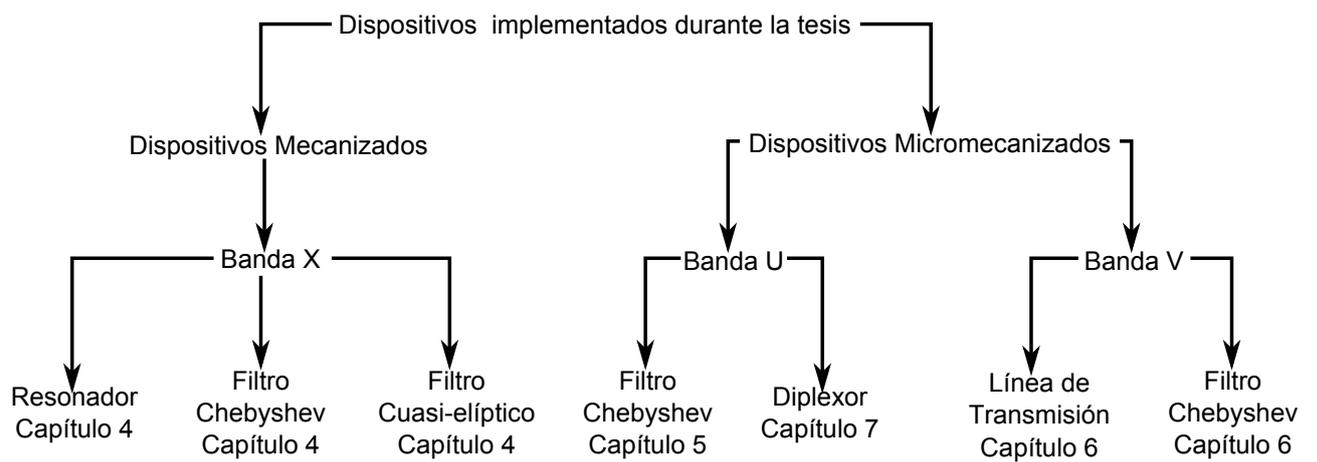


Figura 1.1: Diagrama organizacional de los dispositivos implementados

2

Revisión Literaria

Contenido

2.1. Introducción	5
2.2. Filtros combline, interdigitales y guías de onda coaxiales	6
2.2.1. Filtros combline	6
2.2.2. Filtros interdigitales	7
2.2.3. Filtros en guías de onda coaxiales	7
2.3. Filtros micromaquinados	8
2.3.1. Cavidades y guías de onda micromaquinadas	8
2.3.2. Líneas coplanares micromaquinadas	9
2.3.3. Tecnología LIGA	10
2.3.4. Diseños sobre membrana	12
2.3.5. Coaxiales y cavidades por superposición de capas	14
Referencias	19

2.1. Introducción

La definición del término microondas está relacionada con el espectro de frecuencias que abarca entre 300 *MHz* y 300 *GHz*, también es habitual encontrar esta definición en términos de longitudes de onda, de forma que la banda de microondas sería desde 1 metro hasta 1 milímetro, donde a las señales con longitudes de onda del orden de milímetros se les conocen como ondas milimétricas.

La ingeniería de microondas tiene que ver con todos aquellos dispositivos, componentes y sistemas que trabajan en este rango frecuencial. Debido a tan amplio margen de frecuencia, tales dispositivos encuentran su aplicación en diversos sistemas de comunicación. Ejemplo típico es un enlace de radiocomunicaciones terrestre, otros ejemplos los constituyen los sistemas de comunicación por satélite, los sistemas radar y los sistemas de comunicación móviles, muy en boga en nuestros días.

Hoy en día la mayoría de los sistemas de comunicaciones operan en la banda de microondas, por ejemplo GPS, GSM, DECT, DBS (Direct Broadcast Satellite), PCS (Personal Communication

Systems), WLAN (Wireless Local Area Networks), LMDS (Local Multipoint Distribution System). Las comunicaciones de RF/microondas se han vuelto omnipresentes, sobre todo con el surgimiento de la conectividad inalámbrica que se ha comprometido a proporcionar voz y datos a toda persona en cualquier lugar y en todo momento.

Desde las primeras etapas de la ingeniería, los filtros han desempeñado un papel muy importante en las aplicaciones de RF/microondas. Estos se utilizan para seleccionar, eliminar o para combinar diversas frecuencias. Los filtros fabricados con guías de onda cilíndricas o rectangulares han sido comúnmente utilizados en estaciones base ya que presentan un alto factor de calidad y un buen desempeño, sin embargo estos son de gran tamaño y elevado costo de fabricación. Otra alternativa en el diseño de filtros ha sido la tecnología planar (microstrip y guías de onda coplanares CPW) la cual es muy atractiva en cuestión de costos e integración, con la desventaja de tener grandes pérdidas por radiación y un bajo factor de calidad para el diseño de filtros.

Aplicaciones emergentes tales como comunicaciones inalámbricas continúan desafiando el diseño de los filtros de RF/microondas con requisitos de funcionamiento cada vez más rigurosos, mejores prestaciones, un tamaño más compacto, peso ligero además de un costo menor.

Para mejorar el desempeño de los filtros y las líneas de transmisión nuevas tecnologías han sido desarrolladas. Éstas utilizan técnicas de micromaquinado permitiendo el desarrollo de filtros de alto desempeño y la creación de nuevas y más complejas estructuras compatibles con circuitos monolíticos, resultando en una nueva generación de componentes y sistemas para microondas.

En las siguientes secciones se presenta una descripción de las tecnologías más utilizadas para el diseño de filtros de microondas a bajas frecuencias así como de los filtros micromaquinados utilizados a mayor frecuencia.

2.2. Filtros combline, interdigitales y guías de onda coaxiales

Los filtros combline e interdigitales son ampliamente utilizados en muchas aplicaciones tales como las comunicaciones móviles (en las estaciones base). Los requerimientos actuales han exigido un mayor rendimiento en estos dispositivos. Nuevas topologías han sido propuestas ofreciendo una mayor selectividad y una banda de rechazo más amplia, permitiendo obtener dispositivos más competitivos.

Los filtros combline están formados por un arreglo de resonadores paralelamente acoplados. Todos los resonadores se encuentra en corto circuito en un extremo y con una capacitancia en el otro. La disposición de este arreglo está dada de forma tal que el extremo corto circuitado este en el mismo sentido para todos los resonadores y lo mismo ocurre con el extremo capacitivo. La capacidad añadida permite reducir la dimension del resonador.

En contraste a los filtros combline, los filtros interdigitales están formados por un arreglo de resonadores cortocircuitados en un extremo y con un circuito abierto en el otro. Donde la disposición de los resonadores dentro del filtro se encuentra alternada.

2.2.1. Filtros combline

En [1] se presenta un filtro compacto de banda angosta. La configuración utiliza resonadores idénticos con una carga capacitiva añadida. Cada resonador esta corto circuitado en un extremo y abierto

en él otro. La capacitancia es añadida al extremo abierto y permite reducir las dimensiones del filtro. El filtro presentado es de quinto orden, centrado a la frecuencia de 2.0175 GHz y con un ancho de banda del 0.75% . Los resultados muestran una pérdida de inserción menor a 2 dB y una pérdida de retorno mayor a 18 dB . En [2] se presenta una estructura similar en la que la capacitancia concentrada (usual en los filtros combline) ha sido distribuida, permitiendo una estructura más fácil de implementar y de menor tamaño.

En [3] se muestra un filtro microstrip utilizando resonadores de impedancia escalonada. Este filtro presenta un muy buen desempeño al brindar una respuesta más simétrica en la banda de paso y una banda de rechazo más amplia en comparación con filtros convencionales. El filtro permite obtener una pérdida de retorno por encima de los 25 dB y una pérdida de inserción menor a 1.2 dB en toda la banda de paso (de 2400 a 2500 MHz), además en ambos lados de la banda de paso se han generado ceros de transmisión aumentando la selectividad del dispositivo.

En [4] se presenta un nuevo concepto para incrementar el número de ceros de transmisión en un filtro combline convencional basándose en la ecuación característica y en la gráfica correspondiente. Así mismo se presenta el diseño de un filtro de 2-polos aplicando este concepto.

En [5] presenta el diseño de una nueva clase de filtros microstrip, con una estructura más compacta al utilizar resonadores doblados de $\lambda/4$. En este trabajo se presentan varios filtros combline e interdigitales. Los resultados obtenidos muestran una buena concordancia con la predicción teórica.

2.2.2. Filtros interdigitales

En [6] se presenta un filtro compacto pasabanda. El filtro utiliza resonadores doblados de $\lambda/4$ en una estructura multicapa. El uso de resonadores doblados y una estructura multicapa permiten reducir las dimensiones del filtro, al mismo tiempo que se obtienen acoplamientos cruzados permitiendo la aparición de ceros de transmisión e incrementando la selectividad. El filtro diseñado es de 4-polos, con su frecuencia central en 2.25 GHz y un ancho de banda del 31% . Se obtuvo una pérdida de inserción de 1 dB y una pérdida de retorno mayor a los 15 dB .

En [7] se propone una nueva estructura para eliminar las respuestas espurias más allá del 3^{er} armónico mientras que la banda fundamental no se ve afectada. El filtro diseñado es de tercer orden tipo Butterworth, con una frecuencia central a 900 MHz y un ancho de banda del 15% . Los resultados obtenidos muestran una supresión mayor a 10 dB para toda la banda y de 32 dB para el 3^{er} armónico. Así mismo en [8] se presenta un filtro microstrip utilizando resonadores de impedancia escalonada. La estructura permite aumentar la banda de rechazo hasta $4f_0$.

2.2.3. Filtros en guías de onda coaxiales

En [9] se presenta un filtro coaxial compacto con muy baja pérdida de inserción. Esta estructura ofrece un ahorro de espacio del 75% , en comparación con su contraparte que utiliza el aire. Esta estructura utiliza resonadores coaxiales con anillos cilíndricos cerámicos de alta constante dieléctrica. Utilizando esta estructura se implementó un filtro elíptico de cuarto orden adecuado para las comunicaciones móviles. El filtro fue diseñado a una frecuencia central de 1.747 GHz y un ancho de banda de 75 MHz , obteniendo una pérdida de inserción de 0.5 dB , la cual es mucho menor que filtros combline comerciales del mismo orden.

En [10] se presenta un filtro de cavidades coaxiales con acoplamientos cruzados. La estructura ha sido implementada en una configuración en línea, obteniendo una estructura compacta y con un mejor

desempeño, ya que permite obtener acoplamientos cruzados sin la necesidad de añadir cavidades extras o sondas de acoplamiento. Los acoplamientos cruzados son obtenidos cambiando la orientación de los resonadores e insertando pequeñas placas metálicas. En [10] se presenta un filtro de 6-polos con dos ceros de transmisión, obteniendo una buena concordancia entre las simulaciones y los resultados medidos.

En [11] se presenta una nueva técnica para el diseño de filtros coaxiales, en la que las cavidades están acopladas a través de sus paredes laterales. La característica principal del modelo propuesto es la correspondencia uno a uno, que permite un diseño viable sin optimizaciones adicionales y ajustes costosos. Esta técnica ha sido aplicada en el diseño de un diplexor, obteniendo excelentes resultados.

2.3. Filtros micromaquinados

En los últimos años se ha presentado una importante expansión en las comunicaciones móviles y en las redes de área local, emergiendo nuevas aplicaciones a frecuencias milimétricas, tales como: la transmisión satelital a 35 GHz , las redes de área local de banda ancha a 60 GHz , comunicación entre vehículos a 63 GHz o radares para evitar colisiones entre vehículos a 77 GHz .

A medida que estas aplicaciones se han extendido a frecuencias más elevadas, las limitaciones de las tecnologías tradicionales de fresado han sido visibles. Por lo cual en los últimos años se ha presentado un creciente interés en el desarrollo de nuevas técnicas de fabricación para la implementación de dispositivos de microondas; las cuales ofrezcan un mejor rendimiento del dispositivo a la vez que una reducción en sus dimensiones y en los costos de fabricación, emergiendo las tecnologías de micromaquinado. Las técnicas de micromaquinado permiten la fabricación de dispositivos con alta precisión y alto desempeño, por lo cual han comenzado a ser utilizadas en los dispositivos de frecuencias milimétricas y sub-milimétricas ofreciendo sistemas más eficientes.

2.3.1. Cavidades y guías de onda micromaquinadas

En [12] se reporta una cavidad micromaquinada que actúa como resonador de media longitud de onda a una frecuencia alrededor de 10 GHz . La cavidad exhibe un factor de calidad sin cargar (Q_o) en la banda X de 506 y está acoplada a dos líneas de microstrip a través de dos ranuras; las ranuras tienen la función de acoplar electromagnéticamente la señal de la línea de alimentación al resonador. Las dos líneas de microstrip están metalizadas con oro con un grosor total de $7.5\mu\text{m}$, minimizando las pérdidas. La cavidad también se encuentra metalizada con un grosor de $2\mu\text{m}$. Esta estructura presenta un alto factor de calidad Q_o , la estructura se obtiene usando cavidades en obleas de silicio las cuales son metalizadas y después unidas para formar la estructura.

En la figura 2.1 [13] se presenta un filtro a 10 GHz fabricado con cavidades micromaquinadas sobre obleas de silicio y acopladas mediante ranuras. El modelo simulado tiene un ancho de banda del 4% con una pérdida de inserción de 0.9 dB a 10.02 GHz . El filtro medido tiene un ancho de banda del 3.7% con una pérdida por inserción, sin tomar en cuenta las pérdidas en las líneas de alimentación, de 2 dB a 10.01 GHz . Las dimensiones del filtro completo son aproximadamente 5 cm de longitud x 3 cm de ancho x $2600\mu\text{m}$ de alto. Este diseño es ligero, compacto y puede ser fácilmente integrado con circuitos monolíticos.

Estos diseños que utilizan cavidades resonantes tienen la ventaja de ofrecer una alta Q con respecto a otras tecnologías. Sin embargo, en comparación con la tecnología plana los procesos de fabricación son más complejos, ya que se deben micromaquinar y unir obleas de silicio, cuidando la

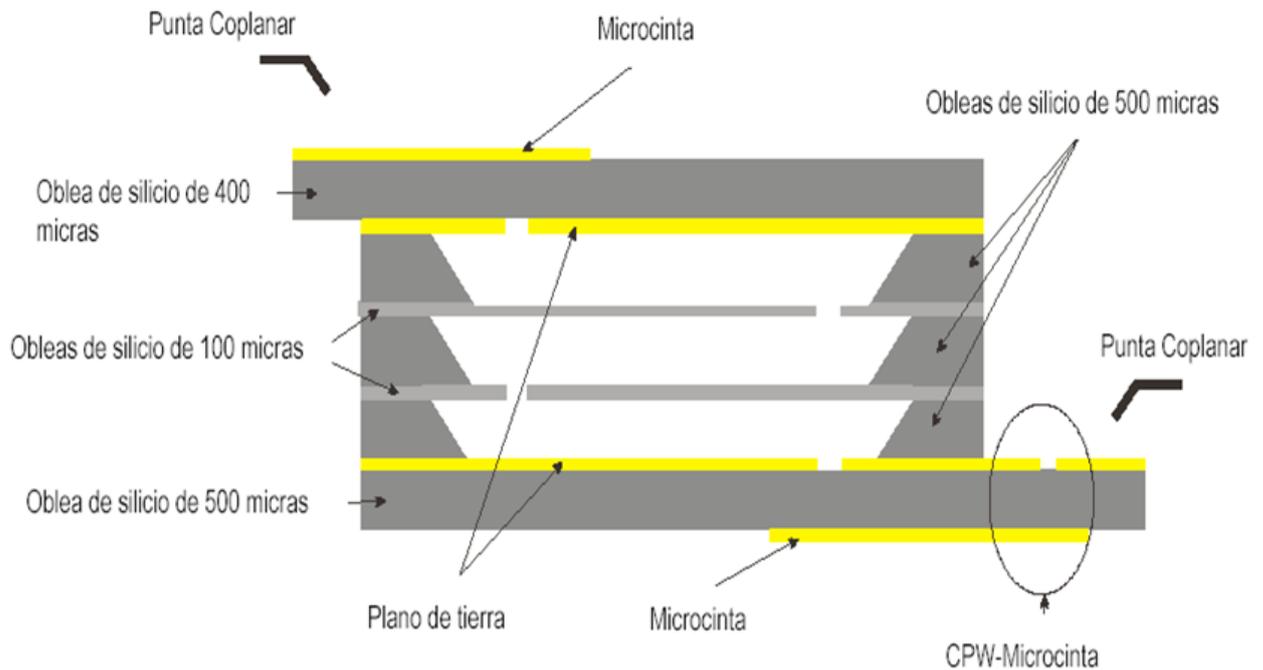


Figura 2.1: Vista lateral de un filtro formado por tres cavidades superpuestas, estructura tomada de [13]

alineación de la estructura.

Un filtro pasobanda de banda angosta es propuesto y demostrado para la banda V en [14]. El filtro ha sido implementado dentro de una guía de onda con alumina como sustrato, utilizando una transición microstrip-guía de onda. Las pérdidas de inserción debido a la transición son menores a 0.1 dB para un ancho de banda de 43 GHz a 73 GHz . El filtro fabricado es de 3-polos tipo Chebyshev con un ancho de banda del 3.3% y frecuencia central a 62 GHz . Las pérdidas de inserción son de 3 dB y las pérdidas de retorno menores a 15 dB para toda la banda de paso.

En [15] se presenta el diseño de dos filtros a 45 y 60 GHz . Los filtros han sido obtenidos por un arreglo periódico de microagujeros metalizados formando una cavidad resonante. El proceso de fabricación es de costo moderado y la estructura final presenta un tamaño compacto y un buen desempeño.

En [16] se presenta un filtro compacto para la banda V, este puede ser altamente integrado en *front-end WLAN*. El dispositivo fue fabricado utilizando tecnología LTCC (Low temperature cofired ceramic), éste presenta una respuesta cuasi elíptica y un excelente desempeño con bajas pérdidas de inserción ($<2.76 \text{ dB}$).

2.3.2. Líneas coplanares micromaquinadas

En [17] se presenta un filtro formado por una línea de transmisión a la cual se acoplan tres resonadores de un cuarto de longitud para obtener un filtro de banda ancha de tercer orden. La frecuencia central se ubica en 78 GHz y su ancho de banda es del 82% . Los puentes de aire presentados en la estructura son una técnica común en sistemas de microondas que utilizan líneas coplanares y permiten ecualizar el potencial entre los planos de tierra. Las pérdidas por inserción son de 0.53 dB a la frecuencia central y las pérdidas por retorno son menores a 20 dB sobre todo el ancho de banda. Además en [17] se presenta el diseño de un filtro de tercer orden, usando líneas acopladas con un ancho

de banda fraccional del 5 % y frecuencia central a 94 GHz. Las pérdidas por inserción y pérdidas por retorno son 4 y 20 dB respectivamente para una frecuencia central de 91.5 GHz. Los resultados muestran una buena concordancia sobre un amplio rango de frecuencia superior a los 110 GHz. El propósito de este trabajo es demostrar topologías de filtros a frecuencias elevadas, mediante líneas coplanares convencionales donde el puente de aire ha sido micromaquinado.

En [18] se muestran guías de onda coplanares sobre silicio, donde el silicio entre los conductores ha sido removido para reducir las pérdidas por sustrato, la dispersión y minimizar las pérdidas de propagación.

Las estructuras presentadas en [19] (figura 2.2), son guías de onda coplanares obtenidas por el realce del borde del conductor, permitiendo un amplio rango de impedancias características. En una guía de onda coplanar convencional llega un momento en el que debido al proceso de fabricación las líneas de transmisión no se pueden acercar más, pero si se eleva una sobre otra se puede obtener un mayor rango de impedancias. En [19] se comparan tres tipos de línea: una línea de transmisión coplanar convencional con una pérdida de 0.265 dB/mm a 50 GHz, una línea de transmisión coplanar elevada (por sus siglas en inglés ECPW), con pérdidas de 0.19 dB/mm a 50 GHz y finalmente una línea de transmisión coplanar superpuesta (por sus siglas en inglés OCPW) con una pérdida de 0.125 dB/mm a 50 GHz. Estas líneas de transmisión utilizan tecnología de micromaquinado para elevar las líneas metálicas del sustrato reduciendo las pérdidas por conductor y por dieléctrico y permitiendo diseños con valores de impedancia menor.

2.3.3. Tecnología LIGA

La tecnología LIGA es un proceso de fabricación para formar estructuras de alta relación de aspecto; la relación de aspecto se refiere a la altura de la estructura con relación al ancho de la misma. Esta tecnología consiste de tres pasos: litografía de rayos X, electroformado y moldeado.

En [20] se presentan diseños de filtros pasabajas y pasabanda en microstrip con tecnología LIGA los cuales poseen frecuencias de diseño de 10 y 14 GHz. Un filtro pasabajas de impedancia escalonada a 14 GHz con conductores de 200 μm de espesor fue diseñado con una frecuencia de corte de 13.4 GHz a 3 dB, y una atenuación de 20 dB a 17.1 GHz. La pérdida de inserción mínima para el filtro es de 0.15 dB a 8.07 GHz.

En [21] se presenta un filtro pasabanda utilizando tecnología LIGA. El filtro ha sido diseñado para la banda Ka con frecuencia central en 33.2 GHz. El filtro muestra un ancho de banda amplio del 39 %, con una pérdida de inserción de 1.7 dB. Este filtro permite un manejo elevado de potencia y es compatible con procesos MMIC.

En [22] se presenta un filtro pasabanda coplanar con celdas unitarias compactas las cuales se basan en el concepto de brecha electromagnética (EBG). El uso de este concepto así como de una estructura con alta relación de aspecto permiten la miniaturización del filtro, ya que la alta relación de aspecto de las estructuras CPW permite crear celdas más pequeñas. El filtro se muestra en la figura 2.3, éste ha sido diseñado con un ancho de banda del 47 % y permite una reducción del 73 % con respecto a topologías similares.

El uso de la tecnología LIGA permite crear conductores de gran espesor, obteniendo coeficientes de acoplamiento mayores entre los resonadores con respecto a los conductores planos, permitiendo la miniaturización de los dispositivos y un mayor manejo de potencia.

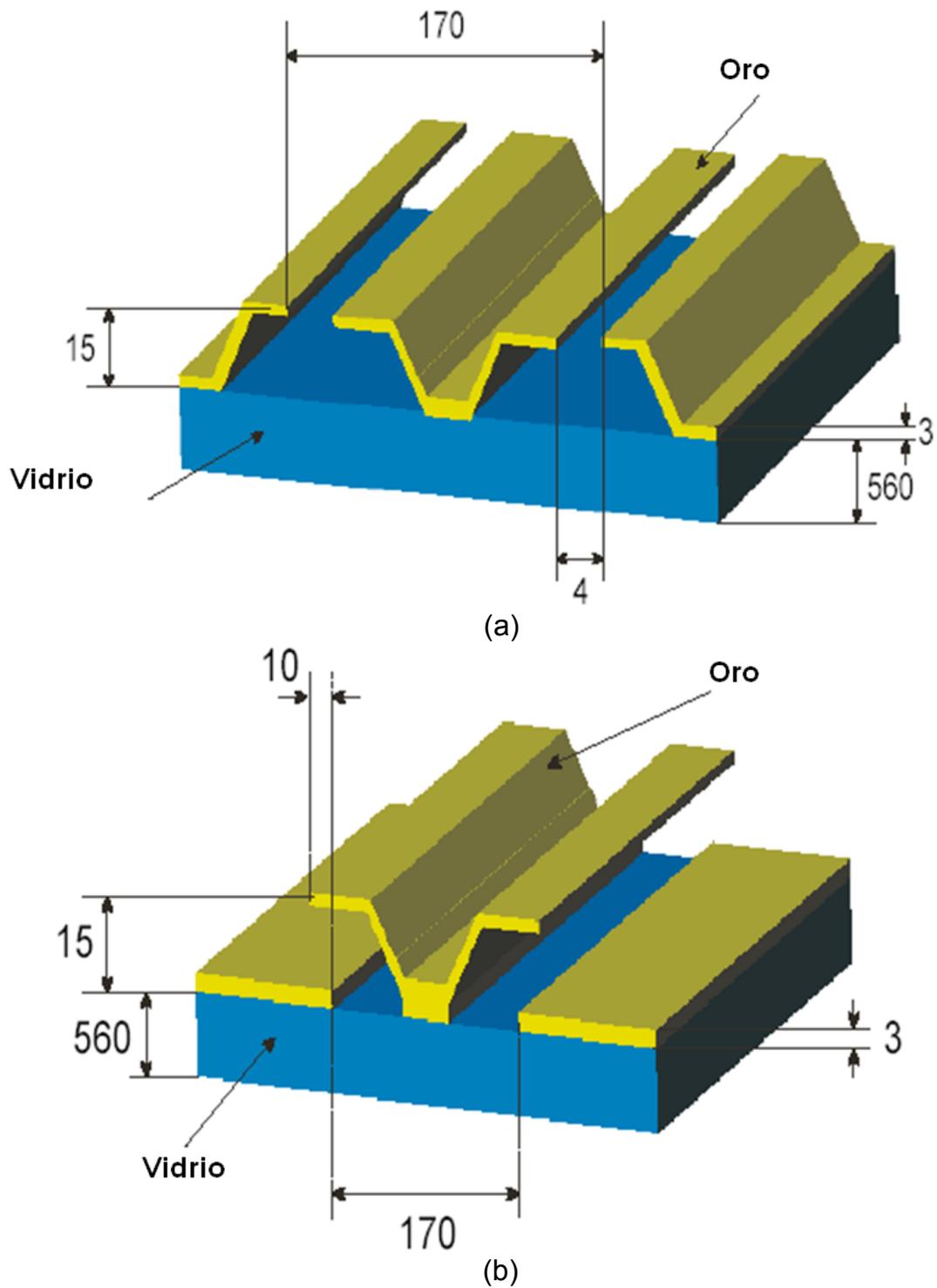


Figura 2.2: Líneas coplanares micromaquinadas [19] (a) Línea de transmisión coplanar elevada ECPW (b) Línea de transmisión coplanar superpuesta (Dimensiones en μm)

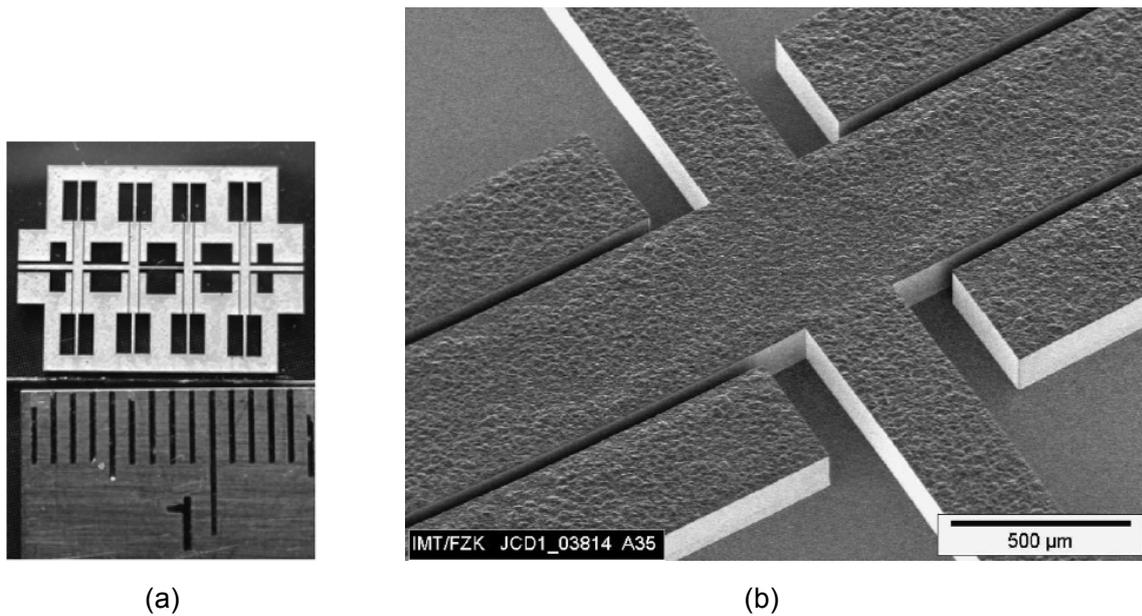


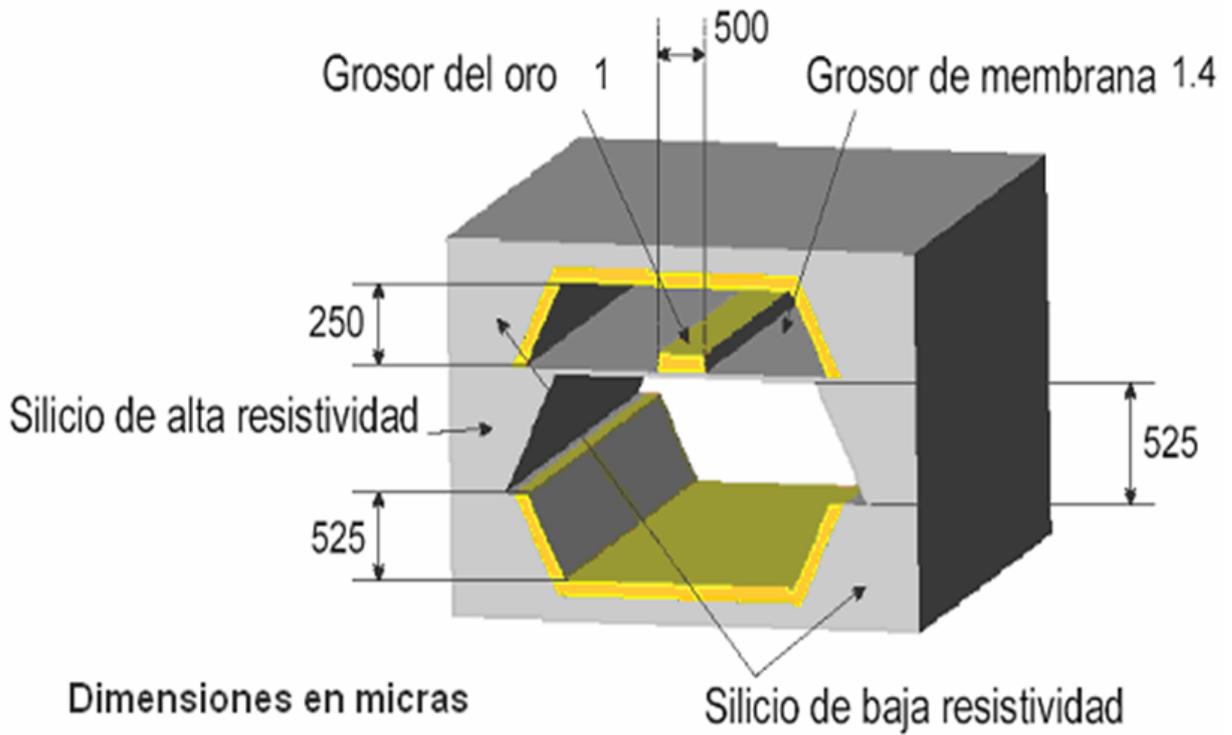
Figura 2.3: Fotografía del filtro pasabanda (a) Vista superior (b) Acercamiento de la estructura [22]

2.3.4. Diseños sobre membrana

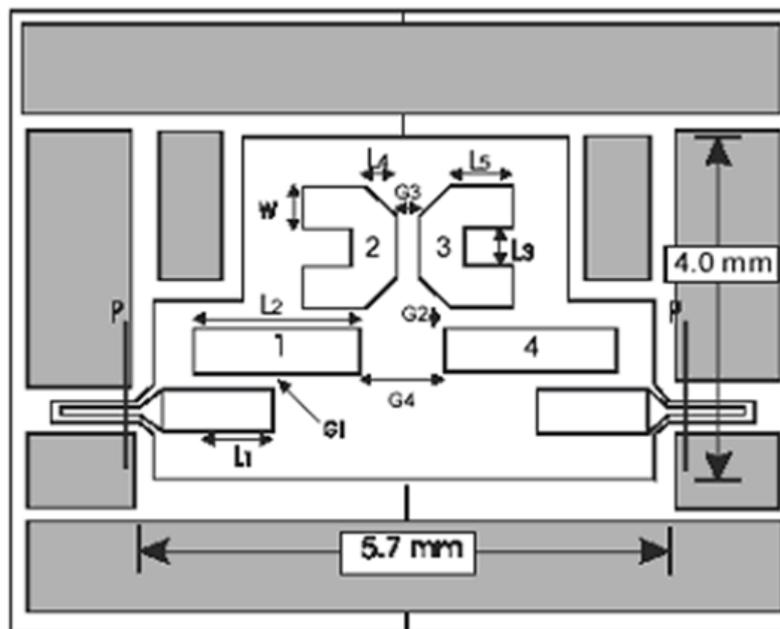
El uso de la tecnología de membrana permite una reducción significativa de las pérdidas resistivas debido al uso de líneas de microstrip anchas, además estos circuitos poseen un buen desempeño ya que se soportan sobre una delgada membrana que permite tener aire como medio de propagación dentro de una estructura totalmente blindada.

Filtros sobre membrana con un alto desempeño a 37 y 60 GHz son presentados en [23]. Los filtros son de 2-polos del tipo Chebyshev con un ancho de banda fraccional del 3.5 % y con ceros de transmisión, teniendo una pérdida de inserción puerto a puerto de 2.3 dB. Además en [23] se presentan otros dos filtros Chebyshev, uno de 4-polos con un ancho de banda fraccional del 2.7 % y otro de 5-polos con un ancho de banda fraccional del 4.3 % ambos a una frecuencia central de 60 GHz exhibiendo una pérdida de inserción de 2.8 y 3.4 dB respectivamente. Finalmente en [23] se muestra el diseño de un filtro cuasi elíptico con un ancho de banda fraccional del 8 % a una frecuencia central de 60 GHz, el cual presenta una pérdida por inserción de 1.5 dB. La medición del factor de calidad sin cargar (Q_o) de estos resonadores esta entre los 400 y 500 para las frecuencias de interés. La topología y la estructura del filtro cuasi elíptico con un ancho de banda fraccional del 8 % es presentado en la figura 2.4. La principal ventaja de esta estructura es la obtención de un alto factor de calidad sin cargar (Q_o), al evitar pérdidas por dieléctricos y tener una estructura totalmente cerrada evitando radiación. Sin embargo el proceso de fabricación es complejo, ya que se deben micromaquinar, unir y alinear varias capas.

En [24] se presenta un diplexor plano integrado sobre un sustrato simple de silicio, los canales del diplexor poseen una respuesta Chebyshev y tienen un ancho de banda relativo del 5 % y del 6.5 % a 28 y 31 GHz respectivamente. Este diseño está formado por dos filtros pasabanda acoplados capacitivamente, con un puerto compartido entre ambos filtros. El filtro receptor es de 4-polos mientras que el transmisor es de 3-polos, ambos con un rizo del 0.01 dB. La medición del factor de calidad sin cargar (Q_o) de uno de los resonadores es de 460 a 29 GHz. La estructura del diplexor posee las siguientes dimensiones 1.5 cm de largo x 1.6 cm de ancho por 1.4 mm de espesor. La pérdida por inserción es de 1.4 dB para la banda de los 28 GHz y de 0.9 dB para la banda de 31 GHz incluyendo



(a)



(b)

Figura 2.4: Topología y estructura de un filtro cuasi elíptico de cuatro polos soportado sobre una membrana, tomado de [23], (a) Estructura del filtro micromaquinada, (b) Topología del filtro en microstrip

todos los efectos de la transición. La medición de aislamiento entre canales es mayor a 35 dB a través de la banda del receptor, y mayor a 50 dB para la banda de transmisión.

Un filtro micromaquinado sobre silicio para montaje tipo *flip chip* usando una membrana BCB es presentado en [25], donde se muestran resultados experimentales de un filtro de 2-polos a 30 GHz , con un ancho de banda fraccional del 4 %. El factor de calidad sin cargar obtenido para un resonador es de 602 a 30 GHz . El filtro exhibe una pérdida por inserción de 1.8 dB . La principal aportación de esta estructura es el uso de una membrana orgánica en lugar del óxido o nitruro de silicio usados en [23, 24], otra contribución notable es el aumento del tamaño de la estructura lo cual permite valores de Q_o mayores a los reportados en [23, 24]. La desventaja principal es la complejidad en el proceso de fabricación.

En [26] se presenta una estructura similar a las mostradas en [23, 24], la diferencia es que se empleó SU-8 como sustrato. Las cavidades fueron metalizadas con un espesor de 2 a 3 μm y la membrana de polyimide tiene un grosor entre 2 y 3 μm . El resonador es de media longitud de onda para la frecuencia de 29 GHz , obteniendo un factor de calidad sin cargar de 130. El factor de calidad (Q_o) puede ser incrementado variando la altura de la cavidad. El proceso utilizado para fabricar esta estructura es más simple que el proceso en silicio y permite una mayor complejidad en las estructuras. Sin embargo, estructuras muy altas y largas pueden presentar estrés residual, deformando la estructura.

2.3.5. Coaxiales y cavidades por superposición de capas

Dentro de las técnicas de micromaquinado se encuentran las que utilizan superposición de capas, permitiendo el diseño de estructuras coaxiales con una alta relación de aspecto, estas técnicas presentan algunas variantes dependiendo del proceso para la deposición de las capas.

Coaxiales y cavidades utilizando múltiple deposición de capas

En [27] es presentada una línea de transmisión coaxial con probimide como dieléctrico. Esta línea coaxial tiene un potencial de operación en la región de los Terahertz, y es compatible con procesos MMIC. Esta línea de transmisión tiene una pérdida experimental de 1.5 dB/mm a 35 GHz , y una pérdida predecida de 6.4 dB/mm a 1 THz usando un conductor central de 4 μm de ancho y de 3 dB/mm a 1 THz usando un conductor central de 10 μm .

La estructura mostrada en la figura 2.5 [28], consiste de una línea de transmisión en forma de medio coaxial sobre un sustrato de cuarzo. Una capa de sacrificio es usada para formar la cavidad del medio coaxial y después es removida dejando una cavidad de 100 μm de altura la cual tiene aire como medio de propagación entre los conductores. El factor de calidad sin cargar para esta estructura es de 153 alrededor de los 32 GHz . La principal ventaja de esta línea de transmisión es la obtención de una línea coaxial plana para uso en circuitos integrados, que puede ser usada a frecuencias milimétricas. La desventaja es que requiere de metalizaciones gruesas para poder obtener la estructura lo cual resulta en un costo elevado.

En [29] se presenta una nueva tecnología de microfabricación que permite gruesas capas de metal y es compatible con la tecnología CMOS. Esta técnica permite la construcción arbitraria de estructuras metálicas 3D sobre un sustrato de silicio estándar en un proceso post-IC a baja temperatura. Varias estructuras 3D suspendidas han sido demostradas para aplicaciones en circuitos de RF/Microondas.

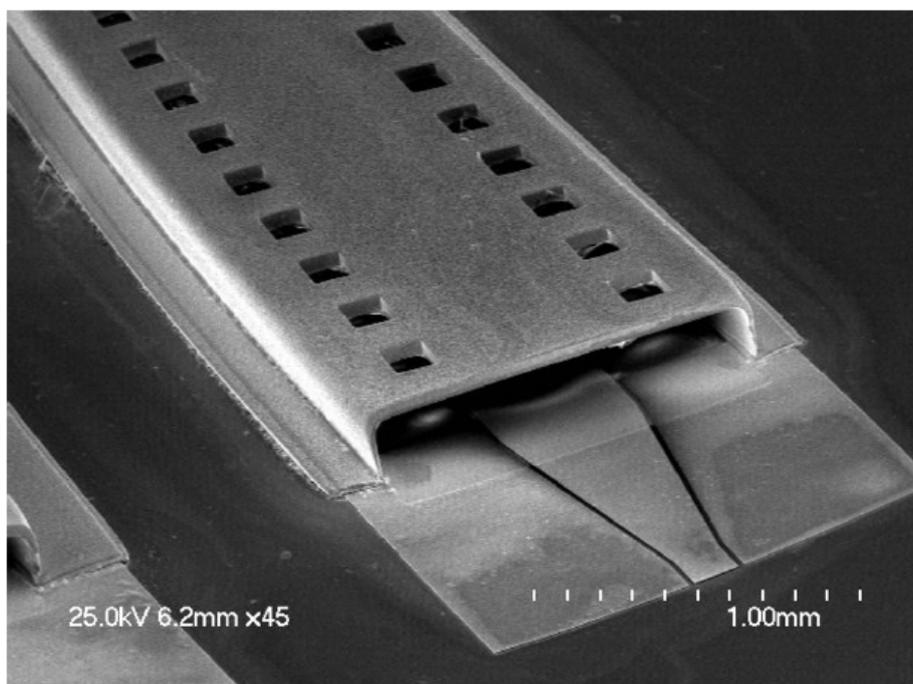


Figura 2.5: Fotografía del filtro en [28] el cual ha sido implementado en una estructura de medio coaxial

EFAB® y PolyStrata® son dos de las principales técnicas que consisten en una múltiple deposición de capas. El proceso desarrollado por EFAB® utiliza el níquel como elemento estructural y permite la deposición de hasta 30 capas con un grosor de capa de entre 5 y 25 μm [30]. La figura 2.6 permite observar la versatilidad de este proceso en la implementación de estructuras 3D.

En la literatura podemos encontrar una amplia variedad de dispositivos fabricados mediante este proceso. En [30] se presenta el diseño de varias estructuras 3D utilizando en proceso EFAB®. La figura 2.7 muestra la fotografía de una línea de transmisión coaxial obtenida mediante este proceso.

En [31] se presenta la fabricación de un resonador coaxial utilizando el proceso EFAB®. Como una técnica para mejorar el rendimiento se ha recubierto la estructura con una película delgada de oro. Este recubrimiento permitió obtener resonadores a 40 y 60 GHz con un factor de calidad (Q) de 213.1 y 242.3 respectivamente.

En [32] se presenta un filtro pasabanda para la banda V usando una línea coaxial rectangular. El uso de líneas coaxiales permite tener una estructura compacta con dimensiones de $6,5 \times 2,0 \times 0,1 \text{ mm}$. El filtro fue diseñado para una frecuencia central de 57.5 GHz y un ancho de banda de 2.5 GHz .

En [33] se muestra un filtro Butterworth de 3-polos operando en la banda Ka para una frecuencia central de 29 GHz . El filtro tiene una estructura compacta de 6 mm^2 y ha sido diseñado dentro de líneas coaxiales micromaquinadas. Las líneas coaxiales han sido obtenidas por la superposición de 41 capas de níquel utilizando el proceso EFAB®. Los resultados muestran una pérdida de inserción mínima de 1.74 dB y una pérdida de retorno de 24 dB , ambas a la frecuencia de 29 GHz .

Sin embargo uno de los principales inconvenientes de esta tecnología es el uso de níquel como material estructural, ya que presenta una baja conductividad, produciendo dispositivos de filtrado con un bajo factor de calidad.

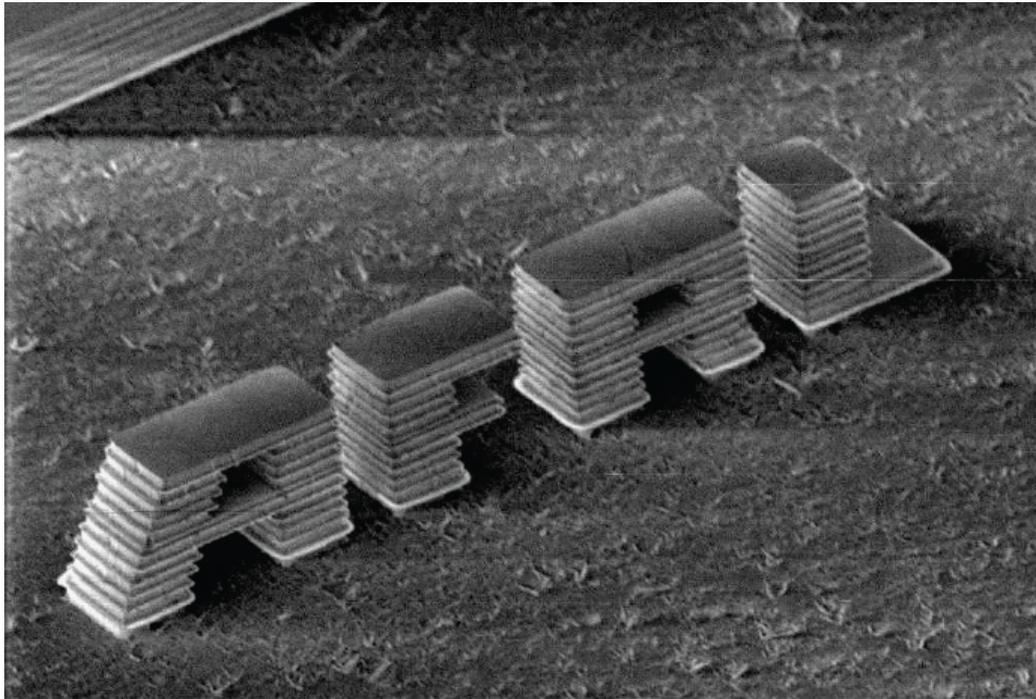


Figura 2.6: Logo AFRL fabricado mediante el proceso EFAB®[30], el logo tiene aproximadamente las siguientes dimensiones $500 \times 40 \times 110 \mu\text{m}$

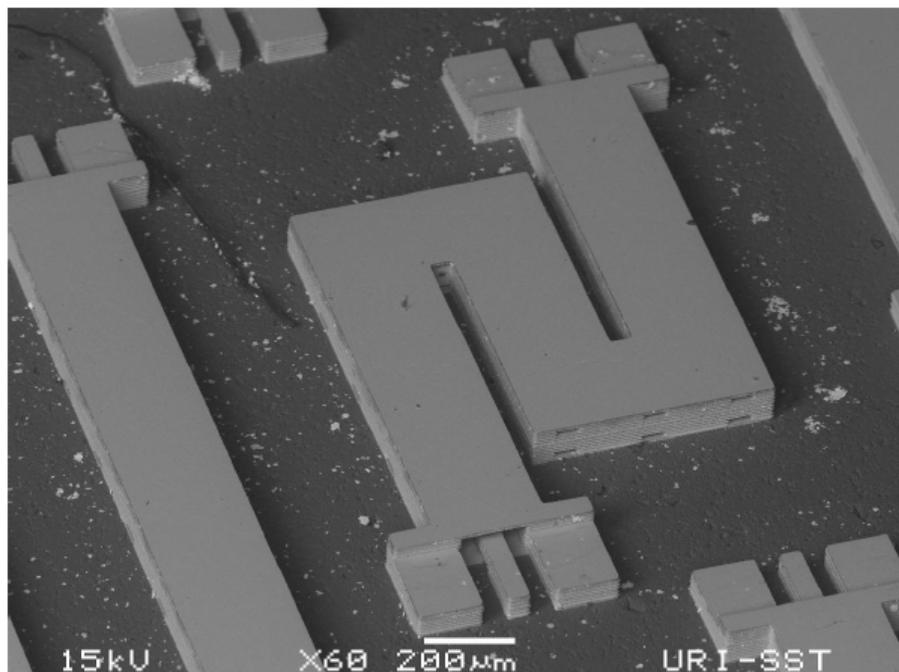


Figura 2.7: Línea de transmisión coaxial de 3,2mm implementada mediante el proceso EFAB®, la estructura ha sido doblada para reducir las dimensiones finales [30]

El proceso PolyStrata® es otro método de deposición de capas el cual permite apilar hasta 15 capas con un espesor de capa entre 20 y 100 μm [30]. Esta tecnología utiliza el cobre como material estructural y aire como principal dieléctrico.

En [34] se presentan dos cavidades resonantes de cobre con aire como dieléctrico para la banda Ka. Los resonadores tienen una altura de 250 y 700 μm y permiten obtener un factor de calidad de 440 y 829 respectivamente. Los resonadores se obtuvieron mediante un proceso de deposición secuencial (PolyStrata®). La estructura de estos resonadores así como una fotografía son presentadas en la figura 2.8.

Coaxiales por micromaquinado laser

En [35] se presenta un filtro coaxial rectangular con aire como dieléctrico, donde el conductor central del coaxial está soportado mediante *stubs* unidos al conductor exterior, evitando las pérdidas por dieléctrico y permitiendo obtener una estructura completamente blindada. Este diseño ha sido obtenido mediante la superposición de 5 capas de cobre micromaquinadas con láser.

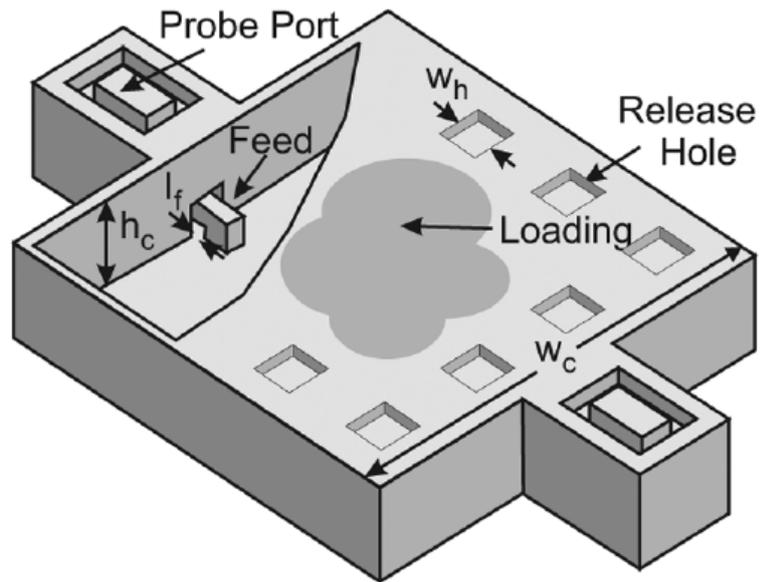
Coaxiales y cavidades utilizando SU-8

La tecnología basada en SU-8 consiste en la fabricación de capas gruesas usando la resina fotosensible SU-8, las cuales posteriormente son apiladas para construir dispositivos. Este proceso permite el grabado de gruesas capas de SU-8 mediante un proceso fotolitográfico, una vez que se tienen las capas estas son recubiertas con oro y unidas usando un *flip chip bonder*. Esta tecnología permite la fabricación de dispositivos con una alta relación de aspecto (40 : 1) y una verticalidad en las paredes de $90 \pm 0,1^\circ$ [36].

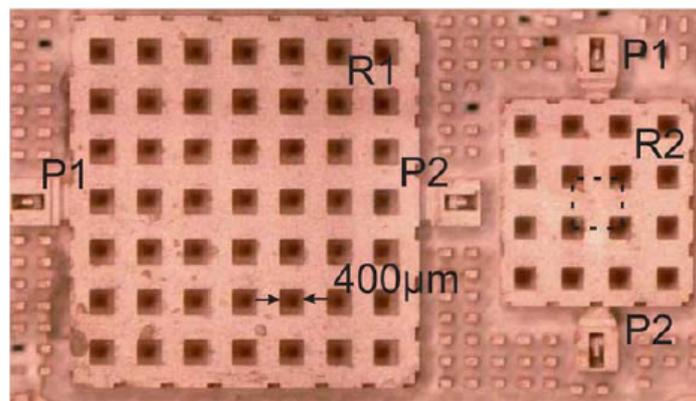
En [37] se presenta un cable coaxial rectangular obtenido mediante la unión de cinco capas de SU-8 recubiertas de oro. El cable ha sido diseñado para trabajar en un rango de frecuencia de 14 a 36 GHz , lo cual cubre toda la banda K. El tamaño del cable es de solo $8,9 \times 8,6 \times 1,5 mm$. Obteniendo una pérdida de inserción mínima de 0.6 dB y una pérdida de retorno mayor a los 15 dB para toda la banda de paso. En la figura 2.9 (a) se presenta un esquemático de la vista interna del cable coaxial y en la figura 2.9 (b) una fotografía del mismo.

En [36] se expone un proceso de fabricación alternativo para la estructura presentada en [35]. Donde el filtro ha sido fabricado con la fotoresina SU-8.

En [38] se presenta un novedoso filtro con cavidades micromaquinadas el cual presenta una respuesta con dos ceros de transmisión. El filtro ha sido diseñado a 60 GHz . La estructura propuesta elimina el uso del dieléctrico al elevar la base de la cavidad. Una entrada coplanar permite una fácil integración con otros sistemas. Los resultados presentan una pérdida de inserción de 1.92 dB a 60 GHz .



(a)



(b)

Figura 2.8: Resonador fabricado mediante el proceso PolyStrata®[34] (a) Esquemático del resonador (b) Fotografía de dos cavidades resonantes a 36 GHz, el resonador de la derecha (R2) muestra una estructura optimizada al reducir sus dimensiones

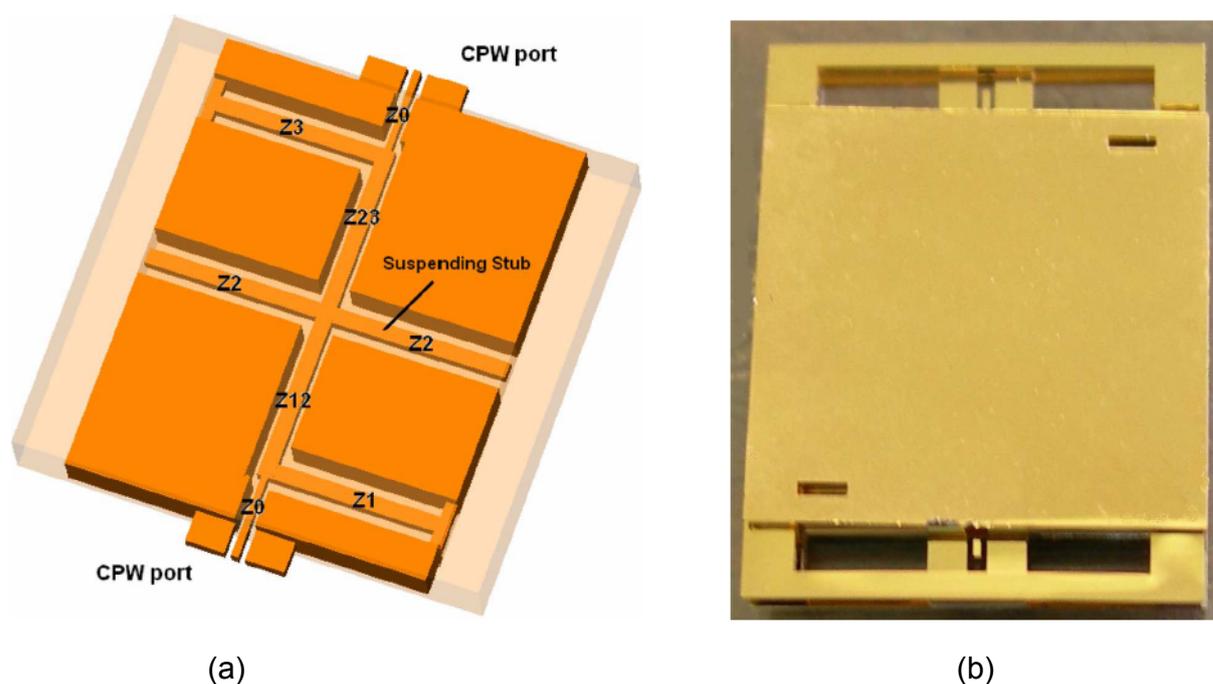


Figura 2.9: Configuración de un cable coaxial donde el conductor central se encuentra soportado por stubs (a) Esquemático de la estructura (b) Fotografía del cable [37]

Referencias

- [1] Zheyu Wang, Qingyuan Wang y Yanfen Zhai. “Design of an economical compact combline filter”. En *Microwave and Millimeter Wave Technology, 2008. ICMMT 2008. International Conference on*, tomo 1. 2008 april, páginas 308 –310. doi:10.1109/ICMMT.2008.4540370.
- [2] Tao Yang, Ruimin Xu y Lan Xiao. “Compact Combline Bandpass Filter Using LTCC Technology”. En *Microwave and Millimeter Wave Technology, 2007. ICMMT '07. International Conference on*. 2007 april, páginas 1 –4. doi:10.1109/ICMMT.2007.381402.
- [3] Yi-Ming Chen, Sheng-Fuh Chang, Chia-Chan Chang, Tin-Jae Hong y Wei-Cheng Lo. “A Compact Step-Impedance Combline Filter With Symmetric Insertion-Loss Response and Wide Stopband Range”. En *Microwave Symposium Digest, 2006. IEEE MTT-S International*. 2006 june. ISSN 0149-645X, páginas 1209 –1212. doi:10.1109/MWSYM.2006.249427.
- [4] Shih-Cheng Lin, Chi-Hsueh Wang, Yu-Wei Chen y Chun Hsiung Chen. “Improved Combline Bandpass Filter with Multiple Transmission Zeros”. En *Microwave Conference, 2007. APMC 2007. Asia-Pacific*. 2007 dec., páginas 1 –4. doi:10.1109/APMC.2007.4554864.
- [5] Chi-Yang Chang, Cheng-Chung Chen y Hong-Jie Huang. “Folded quarter-wave resonator filters with Chebyshev, flat group delay, or quasi-elliptical function response”. En *Microwave Symposium Digest, 2002 IEEE MTT-S International*, tomo 3. 2002. ISSN 0149-645X, páginas 1609 –1612. doi:10.1109/MWSYM.2002.1012165.
- [6] Yani Mu, Zhewang Ma y Deming Xu. “A novel compact interdigital bandpass filter using multilayer cross-coupled folded quarter-wavelength resonators”. *Microwave and Wireless Components Letters, IEEE*, tomo 15, n° 12, (2005), páginas 847 – 849. ISSN 1531-1309. doi:10.1109/LMWC.2005.860013.
- [7] S.W. Ting, K.W. Tam y R.P. Martins. “Novel interdigital microstrip bandpass filter with improved spurious response”. En *Circuits and Systems, 2004. ISCAS '04. Proceedings of the 2004 International Symposium on*, tomo 1. 2004 may, páginas I – 984–7 Vol.1. doi:10.1109/ISCAS.2004.1328362.

- [8] Hoi-Kai Pang, Ka-Meng Ho, Kam-Weng Tam y R.P. Martins. “A compact microstrip lambda/4-SIR interdigital bandpass filter with extended stopband”. En *Microwave Symposium Digest, 2004 IEEE MTT-S International*, tomo 3. 2004 june. ISSN 0149-645X, páginas 1621 – 1624 Vol.3. doi:10.1109/MWSYM.2004.1338893.
- [9] Joseph M Chuma y Dariush Mirshekar-Syahkal. “Compact Dielectric Loaded Compline Filter with Low Insertion-loss”. En *Microwave Conference, 2000. 30th European*. 2000 oct., páginas 1 –4. doi:10.1109/EUMA.2000.338724.
- [10] Ying Wang y Ming Yu. “True Inline Cross-Coupled Coaxial Cavity Filters”. *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, tomo 57, nº 12, (2009), páginas 2958 –2965. ISSN 0018-9480. doi:10.1109/TMTT.2009.2034221.
- [11] A. Morini, G. Venanzoni, T. Rozzi y M. Villa. “A new prototype for the design of side-coupled coaxial filters with close correspondence to the physical structure”. En *Microwave Conference, 2005 European*, tomo 1. 2005 oct., página 4 pp. doi:10.1109/EUMC.2005.1608881.
- [12] J. Papapolymerou, Jui-Ching Cheng, J. East y L.P.B. Katehi. “A micromachined high-Q X-band resonator”. *Microwave and Guided Wave Letters, IEEE*, tomo 7, nº 6, (1997), páginas 168 –170. ISSN 1051-8207. doi:10.1109/75.585207.
- [13] L. Harle y L.P.B. Katehi. “A vertically integrated micromachined filter”. *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, tomo 50, nº 9, (2002), páginas 2063 – 2068. ISSN 0018-9480. doi:10.1109/TMTT.2002.802317.
- [14] Sung Tae Choi, Ki Seok Yang, K. Tokuda y Yong Hoon Kim. “A V-band planar narrow bandpass filter using a new type integrated waveguide transition”. *Microwave and Wireless Components Letters, IEEE*, tomo 14, nº 12, (2004), páginas 545 – 547. ISSN 1531-1309. doi:10.1109/LMWC.2004.837386.
- [15] P. Ferrand, M. Chatras, D. Baillargeat, P. Blondy, S. Verdeyme, J. Puech, L. Lapierre, J. Galiere y E. Estebe. “Compact quasi planar silicon bandpass filters based on metallic periodic structure for Q and V band applications”. En *Microwave Symposium Digest, 2004 IEEE MTT-S International*, tomo 3. 2004 june. ISSN 0149-645X, páginas 1459 – 1462 Vol.3. doi:10.1109/MWSYM.2004.1338848.
- [16] J.-H. Lee, N. Kidera, S. Pinel, J. Laskar y M.M. Tentzeris. “A Compact Quasi-Elliptic Dual-Mode Cavity Filter Using LTCC Technology for V-band WLAN Gigabit Wireless Systems”. En *Microwave Conference, 2006. 36th European*. 2006 sept., páginas 1377 –1379. doi:10.1109/EUMC.2006.281274.
- [17] Eric Rius, G. Prigent, H. Happy, G. Dambrine, S. Boret y A. Cappy. “Wide- and narrow-band bandpass coplanar filters in the W-frequency band”. *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, tomo 51, nº 3, (2003), páginas 784 – 791. ISSN 0018-9480. doi:10.1109/TMTT.2003.808586.
- [18] K.J. Herrick, T.A. Schwarz y L.P.B. Katehi. “Si-micromachined coplanar waveguides for use in high-frequency circuits”. *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, tomo 46, nº 6, (1998), páginas 762 –768. ISSN 0018-9480. doi:10.1109/22.681198.
- [19] Jae-Hyoung Park, Chang-Wook Baek, Sanghwa-Jung, Hong-Teuk Kim, Youngwoo Kwon y Yong-Kweon Kim. “Novel micromachined CPW transmission lines for application in millimeter-wave circuits”. En *Microprocesses and Nanotechnology Conference, 2000 International*. 2000 jul, páginas 86 –87. doi:10.1109/IMNC.2000.872635.
- [20] T.L. Willke y S.S. Gearhart. “LIGA micromachined planar transmission lines and filters”. *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, tomo 45, nº 10, (1997), páginas 1681 –1688. ISSN 0018-9480. doi:10.1109/22.641711.
- [21] Lee J.-C. Kim J.-H. Lee B. Kim N.-Y. Park J.-Y. Kim G.-H. Bu J.-U. Park, K.-Y. y K.-W Chung. “A new three-dimensional 30 GHz bandpass filter using the LIGA micromachined process.” *Microwave and Optical Technology Letters*, tomo 30, (2001), páginas 199–201.

- [22] D.M. Klymyshyn, H.C. Jayatilaka, M. Borner y J. Mohr. “High Aspect-Ratio Coplanar Waveguide Wideband Bandpass Filter With Compact Unit Cells”. *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, tomo 57, n° 11, (2009), páginas 2753 –2760. ISSN 0018-9480. doi:10.1109/TMTT.2009.2032347.
- [23] P. Blondy, A.R. Brown, D. Cros y G.M. Rebeiz. “Low-loss micromachined filters for millimeter-wave communication systems”. *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, tomo 46, n° 12, (1998), páginas 2283 –2288. ISSN 0018-9480. doi:10.1109/22.739212.
- [24] A.R. Brown y G.M. Rebeiz. “A high-performance integrated K-band diplexer”. *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, tomo 47, n° 8, (1999), páginas 1477 –1481. ISSN 0018-9480. doi: 10.1109/22.780398.
- [25] M. Chatras, P. Blondy, D. Cros, O. Vendier y J.L. Cazaux. “A surface-mountable membrane supported filter”. *Microwave and Wireless Components Letters, IEEE*, tomo 13, n° 12, (2003), páginas 535 – 537. ISSN 1531-1309. doi:10.1109/LMWC.2003.818528.
- [26] K. Takahashi, U. Sangawa, S. Fujita, M. Matsuo, T. Urabe, H. Ogura y H. Yabuki. “Packaging using microelectromechanical technologies and planar components”. *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, tomo 49, n° 11, (2001), páginas 2099 –2104. ISSN 0018-9480. doi:10.1109/22.963143.
- [27] J.A. Bishop, M.M. Hashemi, K. Kiziloglu, L. Larson, N. Dagli y U. Mishra. “Monolithic coaxial transmission lines for mm-wave ICs”. En *High Speed Semiconductor Devices and Circuits, 1991., Proceedings IEEE/Cornell Conference on Advanced Concepts in*. 1991 aug, páginas 252 –260. doi: 10.1109/CORNEL.1991.169993.
- [28] I. Llamas-Garro, Yongsung Kim, Chang-Wook Baek y Yong-Kweon Kim. “A Planar High- Q Micromachined Monolithic Half-Coaxial Transmission-Line Filter”. *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, tomo 54, n° 12, (2006), páginas 4161 –4168. ISSN 0018-9480. doi:10.1109/TMTT.2006.886369.
- [29] Jun-Bo Yoon, Byeong-II Kim, Yun-Seok Choi y E. Yoon. “3-D construction of monolithic passive components for RF and microwave ICs using thick-metal surface micromachining technology”. *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, tomo 51, n° 1, (2003), páginas 279 – 288. ISSN 0018-9480. doi:10.1109/TMTT.2002.806511.
- [30] J.R. Reid, V. Vasilyev y R.T. Webster. “Three dimensional micromachining for millimeter-wave circuits”. En *Wireless and Microwave Technology Conference, 2009. WAMICON '09. IEEE 10th Annual*. 2009 april, páginas 1 –4. doi:10.1109/WAMICON.2009.5207246.
- [31] E. D. Marsh, J. R. Reid y V. S. Vasilyev. “Gold-Plated Micromachined Millimeter-Wave Resonators Based on Rectangular Coaxial Transmission Lines”. *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, tomo 55, n° 1, (2007), páginas 78 –84. ISSN 0018-9480. doi:10.1109/TMTT.2006.888947.
- [32] J.R. Reid y R.T. Webster. “A compact integrated coaxial V-band bandpass filter”. En *Antennas and Propagation Society International Symposium, 2004. IEEE*, tomo 1. 2004 june, páginas 990 – 993 Vol.1. doi:10.1109/APS.2004.1329839.
- [33] R.T. Chen, E.R. Brown y C.A. Bang. “A compact low-loss Ka-band filter using 3-dimensional micromachined integrated coax”. En *Micro Electro Mechanical Systems, 2004. 17th IEEE International Conference on. (MEMS)*. 2004, páginas 801 – 804. doi:10.1109/MEMS.2004.1290706.
- [34] K.J. Vanhille, D.L. Fontaine, C. Nichols, Z. Popovic y D.S. Filipovic. “Ka-Band Miniaturized Quasi-Planar High-Q Resonators”. *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, tomo 55, n° 6, (2007), páginas 1272 –1279. ISSN 0018-9480. doi:10.1109/TMTT.2007.895232.
- [35] I. Llamas-Garro, M.J. Lancaster y P.S. Hall. “Air-filled square coaxial transmission line and its use in microwave filters”. *Microwaves, Antennas and Propagation, IEE Proceedings -*, tomo 152, n° 3, (2005), páginas 155 – 159. ISSN 1350-2417. doi:10.1049/ip-map:20041159.

-
- [36] K Jiang, M J Lancaster, I Llamas-Garro y P Jin. “SU-8 Ka-band filter and its microfabrication”. *Journal of Micromechanics and Microengineering*, tomo 15, n° 8, (2005), páginas 1522–1526. [Enlace Web](#).
- [37] M.J. Lancaster, Jiafeng Zhou, Maolong Ke, Yi Wang y K. Jiang. “Design and High Performance of a Micromachined K -Band Rectangular Coaxial Cable”. *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, tomo 55, n° 7, (2007), páginas 1548 –1553. ISSN 0018-9480. doi:10.1109/TMTT.2007.900339.
- [38] Bo Pan, Yuan Li, M.M. Tentzeris y J. Papapolymerou. “A novel low-loss integrated 60 GHz cavity filter with source-load coupling using surface micromachining technology”. En *Microwave Symposium Digest, 2008 IEEE MTT-S International*. 2008 june. ISSN 0149-645X, páginas 639 –642. doi:10.1109/MWSYM.2008.4632913.

3

Fabricación de líneas coaxiales usando SU-8

Contenido

3.1. Introducción	23
3.2. Líneas Coaxiales	24
3.3. Introducción a la fotolitografía para la implementación de estructuras con alta relación de aspecto	26
3.4. Características químicas de la fotoresina SU-8	27
3.5. Proceso litográfico estándar para la resina SU-8	28
3.6. Particularidades del proceso litográfico con SU-8 para una estructura con alta relación de aspecto	31
3.6.1. Defectos de planarización	32
3.6.2. Estrés de la película y gradiente de solubilidad	34
3.6.3. Tiempos de revelado largos	35
3.6.4. Colapso de las estructuras durante el revelado	35
3.7. Metodología para la fabricación de los dispositivos de esta tesis	36
3.7.1. Fabricación de los dispositivos mecanizados	36
3.7.2. Fabricación de los dispositivos micromecanizados	37
Referencias	40

3.1. Introducción

En este capítulo se presenta una breve introducción a las líneas coaxiales rectangulares y las ventajas que estas ofrecen con respecto a las líneas de transmisión planas (microstrip y CPW). De igual manera hace un resumen sobre el proceso fotolitográfico y la fotoresina SU-8, presentando una visión general de la metodología a seguir y los principales problemas que se enfrentan en la obtención de estructuras con alta relación de aspecto. Finalmente se presentan las metodologías utilizadas para la fabricación de las estructuras mostradas en este trabajo.

3.2. Líneas Coaxiales

Las líneas coaxiales ofrecen ventajas significativas para el diseño de circuitos de microondas en comparación con las líneas coplanares (CPW) y microstrip. Estas están formadas por un conductor central rodeado por un dieléctrico y encerrado completamente por otro conductor que actúa como plano de tierra. Ya que las líneas coaxiales se encuentran blindadas, líneas de transmisión así como diferentes componentes pueden ser puestos muy próximos entre si, e incluso pasar por encima con una mínima interferencia, permitiendo el diseño de circuitos complejos y compactos. El blindaje de la línea coaxial también ofrece que el diseño de ésta sea independiente del sustrato, permitiendo escoger el sustrato en base al costo o al funcionamiento de los dispositivos que se fabriquen en él. Las líneas coaxiales han adquirido un reciente auge en el desarrollo de dispositivos de microondas, a continuación se enumeran sus las ventajas más sobresalientes:

- * Las líneas coaxiales presentan una baja pérdida así como baja dispersión en comparación con la tecnología planar.
- * Las estructuras coaxiales poseen dimensiones más compactas con respecto a los circuitos diseñados sobre membranas o utilizando cavidades.
- * La interferencia entre líneas adyacentes es insignificante, debido a que las estructuras coaxiales están completamente blindadas. Esto permite el diseño de circuitos y subsistemas de microondas compactos.
- * Las líneas coaxiales permiten un alto manejo de potencia ya que la corriente de superficie se distribuye sobre un área mayor en comparación con los circuitos en microstrip o CPW.
- * Las líneas de transmisión coaxiales pueden ser optimizadas para proporcionar una constante de atenuación baja, mediante el uso de un metal con alta conductividad y la elección adecuada de su sección transversal.
- * Las líneas coaxiales pueden operar en forma tal que solo el modo fundamental TEM es excitado, proporcionando una línea no dispersiva.
- * Resonadores con un alto factor de calidad sin cargar pueden ser obtenidos usando cortos circuitos dentro de líneas coaxiales, permitiendo el diseño de filtros compactos.

En la figura 3.1 [1] se presentan los esquemáticos de tres líneas de transmisión mostrando los parámetros de ajuste de cada una de ellas. Basándose en estos esquemáticos en la figura 3.2 [1] se muestra una comparativa entre cinco líneas de transmisión. Los parámetros a comparar son la impedancia característica, la atenuación, y el acoplamiento entre líneas adyacentes con respecto a la frecuencia. Las estructuras A y B son líneas microstrip, C es una línea coplanar con un plano de tierra finito, D es una línea coplanar con un plano de tierra infinito y E es una línea coaxial rectangular. Las dimensiones de cada línea así como el sustrato utilizado se presentan en la tabla 3.1 [1]. En la gráfica de la atenuación, figura 3.2 (b) no se han incluido las pérdidas por dieléctrico, el incluirlas debería aumentar las pérdidas para las líneas de transmisión A-D, mientras que esto no alteraría de manera significativa a la línea E. El acoplamiento en la figura 3.2 (c) es calculado mediante el método de momento en el diseñador Ansoft para las líneas A-D. Para la línea E se ha utilizado Ansoft HFSS. De la figura se puede observar que B es la única línea que tiene casi las mismas pérdidas que la línea coaxial rectangular, sin embargo su acoplamiento es inferior a los 10 dB después de los 30 GHz, de ahí que podamos concluir que la línea coaxial rectangular proporciona los mejores resultados.

Estas ventajas han sido la motivación para el uso de líneas coaxiales en el presente trabajo. Para los diseños aquí presentados se decidió utilizar líneas coaxiales rectangulares, ya que la fabricación

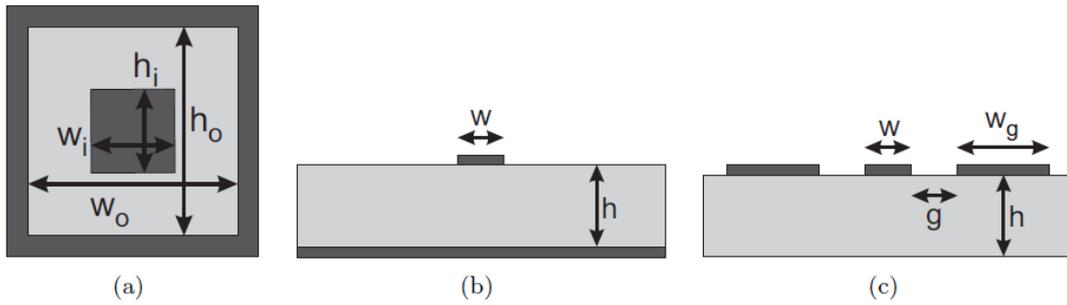


Figura 3.1: Secciones transversales de (a) La línea coaxial rectangular (b) Línea microstrip (c) Línea coplanar [1]

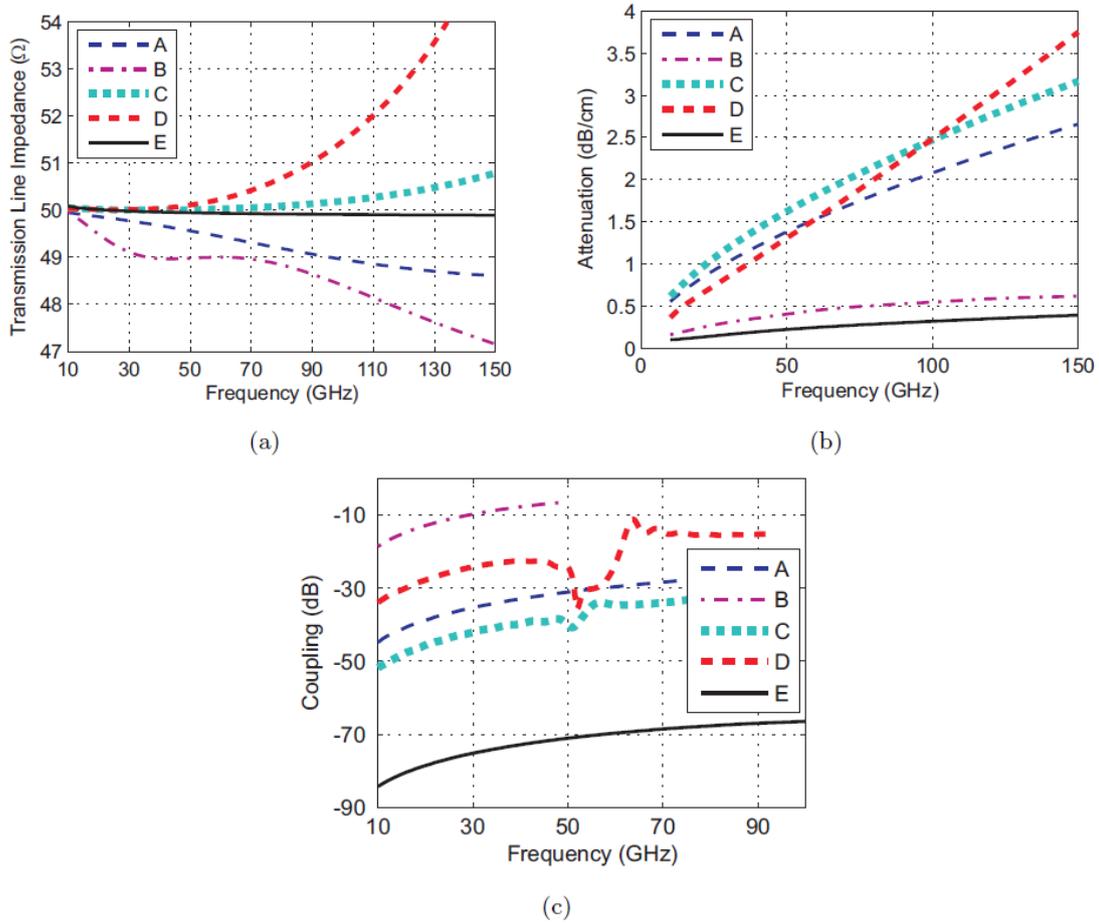


Figura 3.2: Comparativa de diferentes líneas de transmisión, donde A y B son líneas microstrip, C es una línea coplanar con un plano de tierra finito, D es una línea coplanar con un plano de tierra infinito y E es una línea coaxial rectangular. (a) Comparativa de la impedancia característica (b) Comparativa de la atenuación (c) Comparativa del acoplamiento en líneas de 1 cm cuya separación entre líneas es de 700 μm [1]

Tabla 3.1: Dimensiones para las líneas de transmisión (Dimensiones en milímetros) [1]

Microstrip					
A	w 34	-	-	h 50	GaAs
B	w 144	-	-	h 200	GaAs
CPW					
C	w 40	g 23	w_g 86	h 125	GaAs
D	w 140	g 60	w_g -	h 200	Alumina
Coaxial Rectangular					
E	w_i 100	w_o 250	h_i 100	h_o 250	Aire

de estructuras planas por el método de superposición de capas, es un proceso relativamente sencillo que permite la reducción de costos de fabricación. Así tenemos todas las ventajas de una línea coaxial con un proceso de fabricación simple.

3.3. Introducción a la fotolitografía para la implementación de estructuras con alta relación de aspecto

La fotolitografía es un proceso empleado en la fabricación de micro/nano estructuras y consiste en la transferencia de un patrón sobre un material fotosensitivo por medio de un proceso de grabado mediante la reacción química producida en el material debido a la presencia de los rayos empleados en el proceso litográfico.

La fotolitografía sobre una resina hace uso de una fuente de radiación y un material de polímero fotosensible para realizar la transferencia del patrón. La irradiación selectiva inicia una serie de procesos fotoquímicos en la resina que alteran las propiedades físicas y químicas de las zonas expuestas de forma tal que estas puedan ser diferenciadas en un paso posterior, el revelado. Por lo general lo que se modifica es la solubilidad de la película, ya sea aumentando la solubilidad de las zonas expuestas (que da una imagen positiva después del revelado) o disminuyendo la solubilidad para producir una imagen negativa. El revelado dejará ver un patrón en la capa de resina el cual corresponde con la geometría de la máscara.

Impulsados por la industria electrónica, la mayoría de los avances en litografía han estado dirigidos a la miniaturización de los componentes. La aplicación de mejores métodos y la elaboración de nuevos materiales fotosensibles han permitido una gran reducción de las dimensiones, permitiendo el diseño de estructuras con dimensiones mínimas de hasta 100 nm [2]. Sin embargo sólo recientemente se ha prestado atención a la extrapolación de las estructuras 2D a tres dimensiones. Donde las estructuras 3D y estructuras con alta relación de aspecto han encontrado un sinnúmero de aplicaciones como miniaturización de sistemas, biosensores, etc.

Actualmente las resinas utilizadas para la fotolitografía deben satisfacer mayores y más estrictos requerimientos conforme las dimensiones se reducen y la relación de aspecto se incrementa.

Una viscosidad adecuada es de particular importancia con el fin de equilibrar los requerimientos (a veces opuestos) en las diferentes etapas del proceso litográfico. Una baja viscosidad permite obtener una película con un recubrimiento uniforme, libre de defectos y de estrés, y más tarde permite la fácil eliminación de la resina no solidificada. Sin embargo una alta viscosidad es necesaria para reducir el flujo de la resina por las paredes laterales obteniendo un grosor estable en las películas el

cual es requerido en los diseños con una alta relación de aspecto.

Otros requerimientos importantes a la hora de elegir una resina son:

- * Una baja contracción de la resina durante la polimerización. Esto permite obtener diseños más precisos y evita el estrés en la película.
- * Buena adherencia de la resina en diferentes sustratos.
- * Buena solubilidad en los disolventes durante el revelado.
- * Alta estabilidad térmica.
- * Buena estabilidad al almacenarse.
- * Bajo costo.

Existe una serie de resinas fotosensibles disponibles en el mercado las cuales son adecuadas para aplicaciones de alta relación de aspecto. Entre ellas podemos mencionar: *Diaplate* y *Ordyl P-50100*, las cuales son fotoresinas negativas basadas en acrilato. Una variante positiva de este tipo de resinas es la *SPR 220-7*. Este tipo de resinas se comercializan en forma de solución para una aplicación mediante “*Spin coating*”. De manera alternativa, fotoresinas de espesor fijo están disponibles en formato “*Dry-film*”, tales como: *Riston®* [3], *Ordyl BF 410* [4], *Etertec®5600* [5], *DF 4615* [6] y *DFR-15* [7].

Una fotoresina popular para procesos litográficos con alta relación de aspecto es SU-8 [8]. Su composición química y estabilidad mecánica una vez finalizado el proceso de revelado, permiten la aplicación directa de SU-8 como material de molde para la fabricación de estructuras galvanizadas (Tecnología LIGA). La resina SU-8 también puede ser utilizada como una máscara para el grabado prolongado de una oblea de silicio, dando lugar a estructuras con mayor relación de aspecto y paredes más verticales [9].

El proceso litográfico para la fabricación de estructuras en SU-8 con una baja relación de aspecto y dimensiones en el rango de los cientos de micrómetros ha sido bien establecido. Sin embargo, los procesos de alta relación de aspecto aún enfrentan retos importantes, especialmente conforme las dimensiones laterales se reducen. Un buen número de trabajos han sido publicados recientemente con la finalidad de analizar los problemas del proceso y brindar soluciones, para las dificultades más comunes. Las siguientes secciones presentan una visión general de las características de la resina SU-8 así como del proceso de fabricación en general.

3.4. Características químicas de la fotoresina SU-8

SU-8 es una resina de tipo negativa a base de epóxico, ésta encuentra su mayor aplicación en la implementación de sistemas microelectromecánicos (MEMS) y en microestructuras tridimensionales [10], en particular cuando se requieren estructuras de alta duración y resistentes a sustancias químicas. Uno de los mayores atributos de la resina SU-8 es que es excepcionalmente adecuada para la construcción de microestructuras novedosas mediante un proceso litográfico convencional. En primer lugar debido a que la fotosensibilidad máxima de este material es alrededor de 365 nm, una región accesible con un equipo de litografía estándar, a la vez que la alta transparencia y el contraste de imagen de la resina a estas longitudes de onda permiten fabricar estructuras con una alta relación de aspecto y paredes casi verticales. En segundo lugar su alta solubilidad en solventes orgánicos, debido

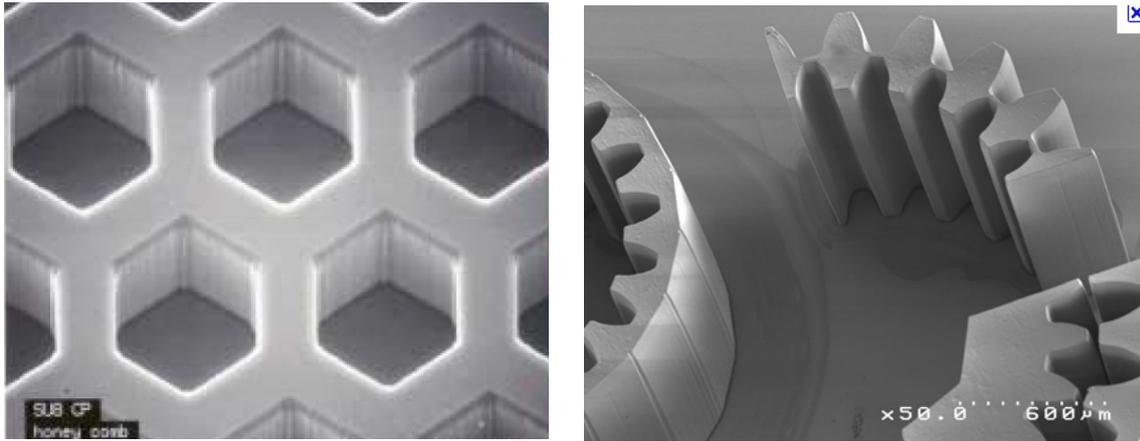


Figura 3.3: Fotografías de estructuras fabricadas en SU-8 [12, 13].

a su bajo peso molecular, lo cual permite la formulación de soluciones con alto contenido de sólidos, lo que significa que el sustrato puede ser recubierto con una película relativamente gruesa en un solo “*spin coat*”.

Entre las características de la resina SU-8 podemos enunciar las siguientes:

- * Permite espesores entre 2 y 300 μm en un proceso de recubrimiento simple y espesores de hasta 3 mm en un proceso de recubrimiento múltiple.
- * Posee una claridad óptica excepcional manteniendo una buena definición en la película a pesar de su grosor.
- * Permite la realización de formas más complicadas en comparación con el silicio, ver figura 3.3.
- * Posee excelentes propiedades mecánicas.
- * Permite obtener estructuras con una alta relación de aspecto 40:1 [11] (figura 3.4).

Debido a la alta concentración de enlaces cruzados después del proceso de curación (figura 3.5), el material presenta una alta resistencia química y térmica. SU-8 tiene una temperatura de vidrio alrededor de los 200° C, una temperatura de degradación después de los 380° C y un módulo de Young $E \sim 4 - 5 \text{ GPa}$.

3.5. Proceso litográfico estándar para la resina SU-8

En la figura 3.6 se presenta un diagrama de flujo con los pasos a seguir durante el grabado de la resina SU-8. El proceso litográfico empieza con la selección de la variante adecuada de SU-8 dependiendo del espesor que se desea obtener. Las formulaciones disponibles cubren un rango desde 2 a 250 μm . La resina puede ser depositada sobre el sustrato mediante centrifugación de 1000 a 3000 rpm dependiendo de la viscosidad de la fórmula. Para espesores por debajo de las 5 μm se requiere una disolución previa de la resina. Películas con un espesor entre 250 μm y 1 mm pueden ser obtenidas por la repetición de los pasos de centrifugación y horneado hasta alcanzar la altura deseada. Películas con un espesor mayor a 1 mm son usualmente obtenidas por moldeo [9].

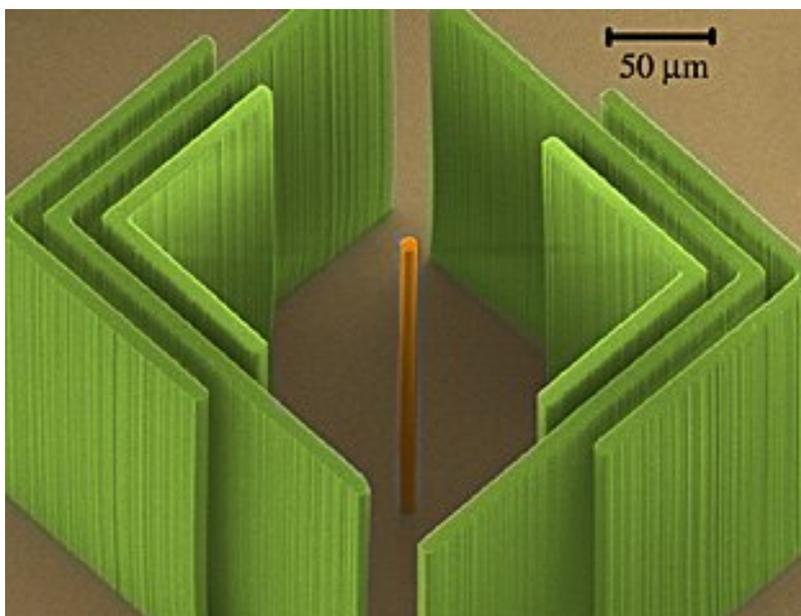


Figura 3.4: Imagen SEM coloreada mostrando una microestructura con alta relación de aspecto, el poste central en (en color naranja) tiene pocas micras de diámetro en relación con los cientos de micras de altura [14].

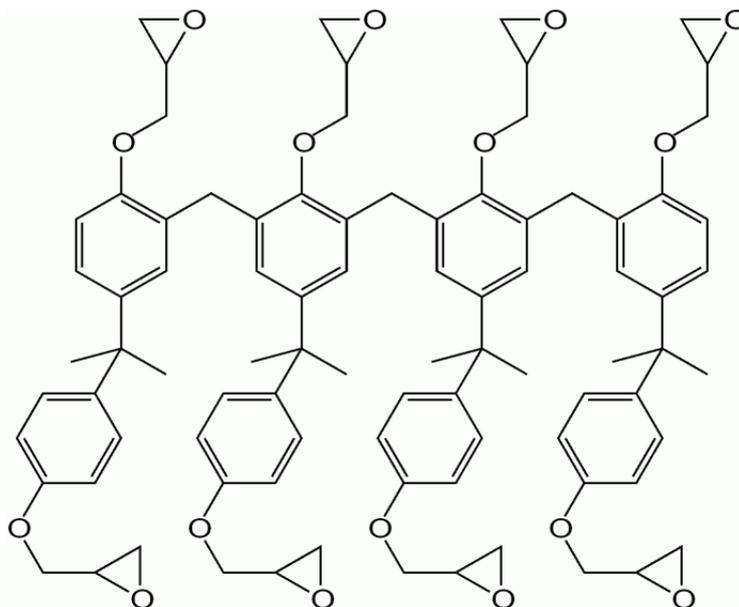


Figura 3.5: Molécula de SU-8, donde se muestran los 8 grupos epóxicos los cuales permiten un alto grado de enlaces después de la fotoactivación [15].

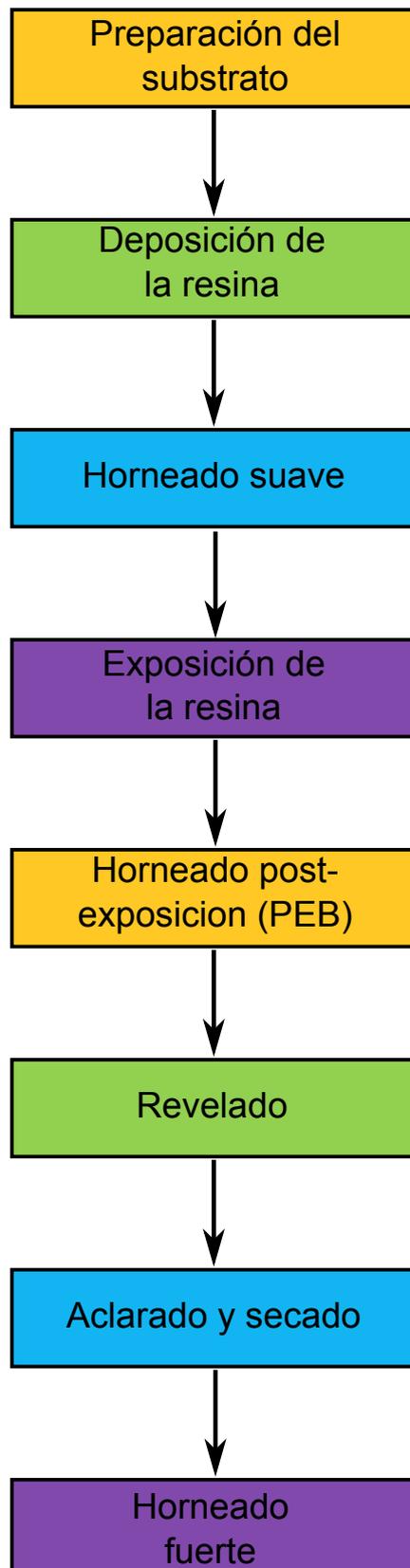


Figura 3.6: Diagrama de flujo del proceso para la fabricación de estructuras 3D utilizando la resina SU-8

La adecuada distribución de SU-8 sobre el sustrato es muy importante para garantizar un recubrimiento homogéneo y estable. Debido a que SU-8 es un material orgánico presenta problemas para brindar un recubrimiento adecuado en sustratos inorgánicos, como las obleas de silicio oxidadas.

La distribución de la resina SU-8 sobre un sustrato inorgánico puede ser mejorada mediante la aplicación de un sellador comercial sobre el sustrato antes del recubrimiento con SU-8. Algunos de estos selladores son: HMDS, MPTS, OmniCoat from Microchem Inc. Los selladores son sustancias orgánicas de bajo peso molecular, las cuales reaccionan con la superficie inorgánica formando una capa orgánica delgada, la cual puede ser fácilmente recubierta por la resina SU-8.

Después del depósito de la resina sobre el sustrato, éste se hornea suavemente con el fin de eliminar el solvente y mejorar la adherencia del sustrato con la resina. Sin embargo, este proceso está acompañado por la contracción de la película.

El horneado suave normalmente se realiza mediante el calentamiento progresivo de la resina SU-8 hasta los 95° C, mediante una placa de contacto caliente. Temperaturas para el horneado suave mayores a 137° C pueden propiciar rupturas en la película [16]. Por el contrario, temperaturas más bajas o tiempos de horneado cortos dejan a la resina con un alto contenido de solvente, el cual por lo tanto, se evaporará durante un horneado posterior de la resina generando estrés en la misma.

La exposición de la resina se realiza normalmente mediante la irradiación de una lámpara UV o mediante escaneo laser, utilizando una longitud de onda arriba de los 350 nm. La absorción UV de la resina a estas longitudes de onda causa una distribución no uniforme de la intensidad de los rayos a través de la película. Esto puede ser crítico en capas gruesas, como las utilizadas en patrones con alta relación de aspecto, resultando en grabados con pronunciados *perfiles T* y paredes no verticales. Este problema puede ser evitado mediante la utilización de otras fuentes de radicación tales como: rayos x, haz de electrones, haz de protones o escaneo mediante laser femto-pulsado, las cuales trabajan en longitudes de onda adecuadas para la excitación de dos fotones.

Después de la irradiación, un horneado posterior (PEB) incrementa la resistencia en las zonas irradiadas y estabiliza la resina contra la acción de solventes durante los pasos posteriores del proceso. El revelado es realizado mediante la inmersión del sustrato en propilenglicol metil éter acetato a temperatura ambiente, seguido por un lavado en agua o isopropanol. Para aplicaciones donde la imagen de la resina forma parte del dispositivo final se realizará un horneado posterior a temperaturas entre 150 y 200° C.

La eliminación de SU-8, en caso de ser necesario, se puede realizar usando *1-metil-2-pyrrolidón* caliente, seguido por una inmersión en HNO_3 por 10 min. Sin embargo la eliminación de SU-8 con este solvente después del horneado no funciona correctamente debido a la fuerza de los enlaces. En este caso la eliminación deberá realizarse mediante grabado iónico o micromecanizado laser [9].

3.6. Particularidades del proceso litográfico con SU-8 para una estructura con alta relación de aspecto

Los pasos del proceso descrito en la sección previa representan el procedimiento litográfico estándar para SU-8. Sin embargo el proceso para obtener películas gruesas de SU-8 tiene dificultades particulares las cuales son expuestas en esta sección.

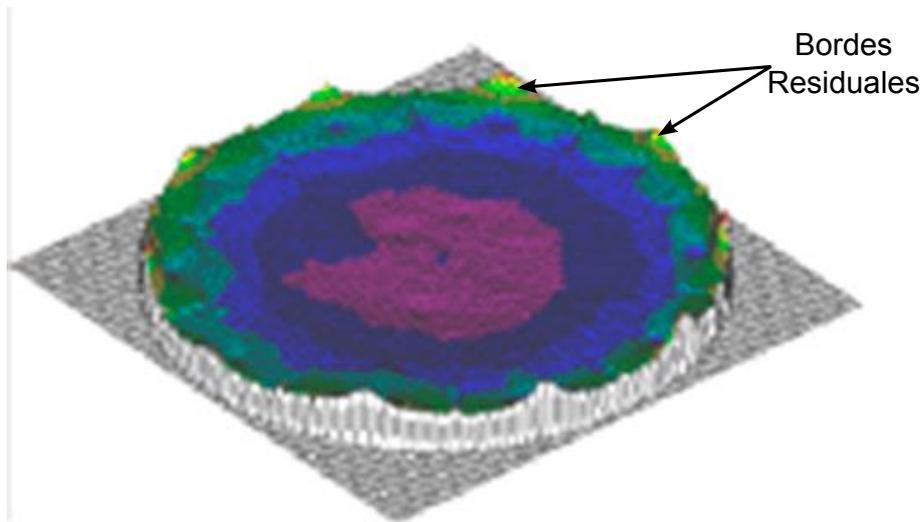


Figura 3.7: Depósito de la resina SU-8 sobre una oblea de silicio, donde se observa la acumulación de material en los bordes de la oblea generando que la deposición no sea uniforme [19].

3.6.1. Defectos de planarización

A pesar de que la resina SU-8 está especialmente diseñada para producir superficies planas, después del proceso de deposición, los defectos de planarización ocurren. Estos defectos son más notorios cuando la viscosidad de la resina se incrementa. Los errores típicos están entre las 10 y 100 μm para películas con un espesor de 1 mm [17, 18]. Otros factores tales como la velocidad de giro de la oblea durante la deposición, las inclinaciones no intencionales, partículas de polvo, curvaturas del sustrato o la máscara, también contribuyen a reducir la planicie de la superficie.

Para mejorar la planitud de la superficie se recomienda dejar que la película se relaje sobre un plano nivelado durante varios minutos u horas permitiendo el reflujo de la resina. El estrés mecánico generado durante el centrifugado puede ser también reducido durante este tiempo. La resina en las orillas del sustrato puede quedar con bordes los cuales pueden ser eliminados (figura 3.7), ya sea mediante el biselado de los mismos o esparciendo solvente en las orillas del sustrato para removerlos. Por otra parte el uso de nuevas tecnologías de recubrimiento puede minimizar los bordes en las orillas del sustrato mejorando la uniformidad de la película de SU-8. Como un ejemplo, el uso de una cámara cerrada alrededor del inyector de la resina permite eliminar turbulencias de aire obteniendo recubrimientos más uniformes.

Durante el proceso litográfico los errores en la planarización obstaculizan el contacto de la máscara y la resina durante la irradiación, estos espacios de aire provocan efectos de difracción (difracción de Fresnel), dando como resultado que algunos bordes del patrón se irradian con dosis más altas y por consecuencia el patrón se alargue en la parte superior de la película (*perfil-T*). El error de difracción se incrementa con el aumento en el grosor de la resina y la separación existente. La figura 3.8 muestra los efectos de la difracción de Fresnel para diferentes separaciones y tiempos de exposición [20]. En la figura se puede observar que las paredes verticales se obtienen cuando no existe aire entre máscara y resina. A medida que la separación entre estos se incrementa los *perfiles T* empiezan a aparecer. Separaciones de aire asimétricas, como las que pueden ser causadas por la inclinación de la máscara sobre la resina, causan *perfiles T* asimétricos con una mayor saliente en uno de los lados de la película.

Diferentes métodos han sido utilizados para reducir los efectos de difracción. Por ejemplo, colo-

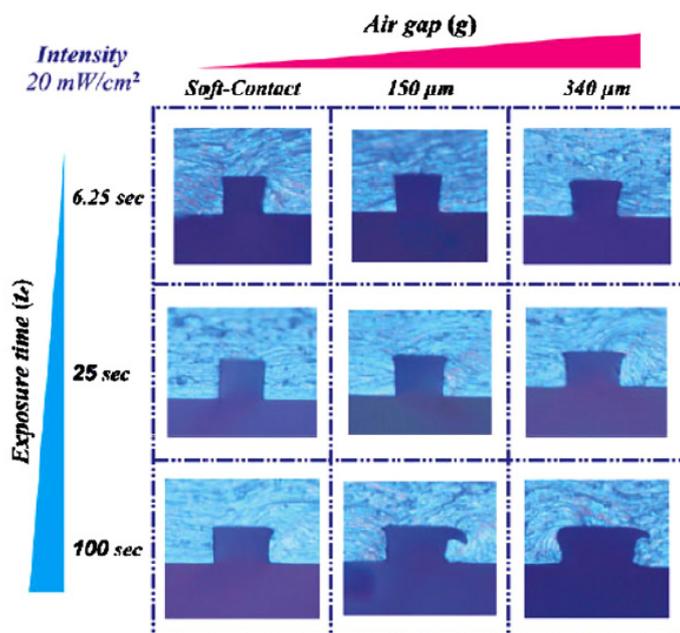


Figura 3.8: Efecto de los espacios de aire entre la máscara y la resina durante la exposición, dando lugar a la aparición de los perfiles T [20]

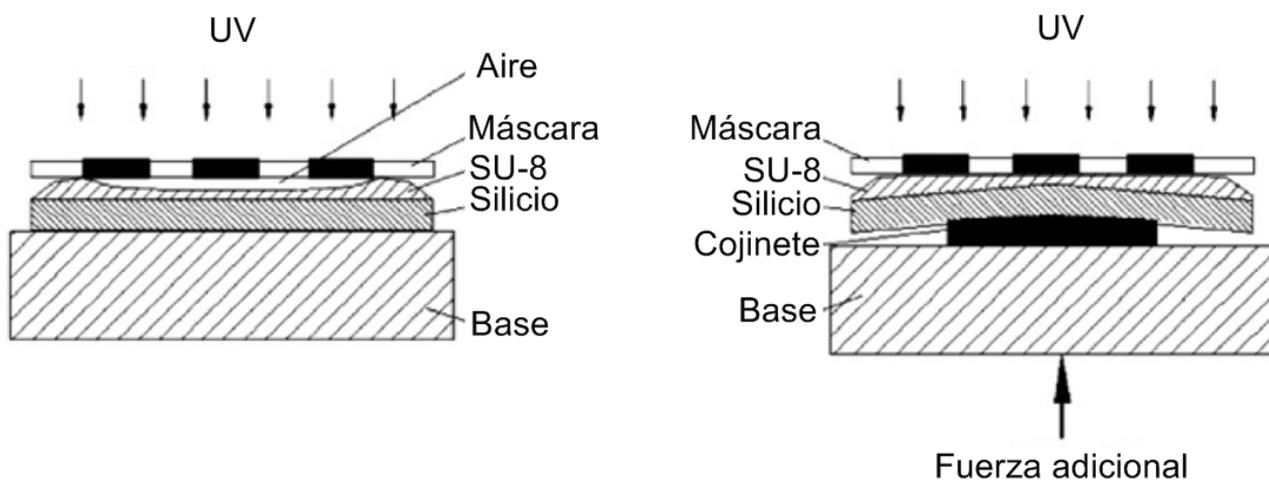


Figura 3.9: Tecnología de almohadillas blandas la cual permite mejorar el contacto de la máscara con la resina [21]

cando un cojinete suave por debajo del sustrato se obtiene un doblez convexo sobre la oblea mejorando el contacto, figura 3.9 [21].

El error por difracción también puede ser corregido rellenando la separación entre la máscara y la resina con un material cuyo índice refractivo coincida con el de la resina SU-8, por ejemplo: $n = 1,668$ para $\lambda = 365\text{nm}$ y $n = 1,650$ para $\lambda = 405\text{nm}$ [8]. El rellenado con glicerol, cuyo índice refractivo esta entre 1.470-1.475 ha demostrado mejorar la fidelidad en el grabado del patrón [18].

3.6.2. Estrés de la película y gradiente de solubilidad

La eliminación del solvente durante el horneado suave esta acompañada por la reducción del volumen y la aparición de estrés mecánico. El estrés acumulado se incrementa cuando aumenta el espesor de la película o las dimensiones laterales se reducen y puede resultar en un desprendimiento de la resina si la adherencia con la oblea es débil. Estudios recientes han demostrado que el tiempo para el horneado suave es el factor principal que contribuye a la tensión interna de la película durante todo el proceso (hasta un 50 %), seguido por la dosis de exposición, el tiempo de horneado después de la exposición y el tiempo de revelado, con contribuciones del 30, 15 y 5 % respectivamente [22].

El horneado suave determina el contenido final de solvente. Tiempos de horneado cortos dejan una película suave la cual es menos propensa a estrés interno durante los subsiguientes pasos del proceso. Sin embargo, un alto contenido de solvente después del horneado puede resultar en:

- * La formación de burbujas durante el horneado posterior a la exposición.
- * El colapso de la película debido a la baja estabilidad mecánica en la parte inferior producida por la alta concentración de solvente.
- * Menor contraste entre las áreas reticuladas y las no reticuladas

En consecuencia, el tiempo óptimo para el horneado suave necesita ser optimizado para cada espesor y aplicación en particular.

En películas de SU-8 con un espesor mayor a 1 *mm* el tiempo de horneado suave requiere de 10 a 30 horas dependiendo del grosor de la película. El solvente residual después del horneado en estas películas representa alrededor del 7 %, mientras que en una película con espesor de 3 *mm* representa el 12 % [23]. Para reducir el contenido de solvente en películas muy gruesas se han propuesto dos estrategias: Deposiciones múltiples y deposición en seco.

En el primer método se deposita una capa de SU-8 con 1 *mm* de espesor, la cual es horneada suavemente hasta que el contenido de solvente es alrededor del 7 %, dejándola reposar después del horneado. Una vez obtenida la película se procede a realizar otra deposición sobre ella, horneando nuevamente y dejando reposar. Este proceso es repetido de forma iterativa hasta alcanzar la altura requerida. Sin embargo, es de esperarse que exista una mínima penetración de solvente de la capa añadida a la capa ya existente. Resultados experimentales muestran una concentración del 9 % para una película de 3 *mm* de espesor obtenida después de 3 deposiciones y 45 horas de horneado [23].

En el método de deposición en seco se crea una película de 1 *mm* de espesor la cual es rota en pequeños trozos y reconstruida para formar una nueva película de 1 *mm* de espesor. La reconstrucción es realizada a una temperatura de 105° C, temperatura a la cual el SU-8 se derrite. Resultados experimentales muestran una concentración del 7 % para una película de 3 *mm* de espesor obtenida mediante esta técnica [23].

La distribución del solvente a través del espesor de la película es otro factor crucial [24]. En una deposición simple para una película de 2 *mm* de espesor, el contenido de solvente varía típicamente de 10.4 % en la parte inferior de la película a 5.4 % en la parte superior. La tasa de evaporación está controlada por el coeficiente de difusión del solvente en la resina, el cual se incrementa exponencialmente con el aumento de la temperatura y el volumen libre. El volumen libre está determinado por la cantidad de solvente retenido, el cual actúa como un plastificante. Al principio del horneado suave, el solvente se evapora rápidamente debido a su alta concentración. El coeficiente de difusión

es lo suficientemente grande como para evaporar el solvente de la parte inferior de la película, y por lo tanto, no hay gradiente de solubilidad significativo a través de la película. Sin embargo, la tasa de evaporación disminuye gradualmente a medida que disminuye el contenido de solvente, y en consecuencia un gradiente de solubilidad aparece en la película. Si la temperatura de horneado es alta, el solvente cerca de la superficie se evaporará completamente, mientras que la concentración de solvente en el interior de la película será todavía alta, a la vez que una capa delgada y cristalina aparecerá en la película impidiendo la evaporación del solvente en su interior.

El gradiente de solubilidad se vuelve más pronunciado a medida que el espesor de la película se incrementa. Además este problema no es necesariamente resuelto mediante la extensión indefinida del tiempo de horneado, ya que un tiempo demasiado largo impedirá el revelado de la película [25].

El contenido de solvente y el gradiente de solubilidad pueden variar dependiendo del equipo utilizado para el horneado suave [26, 27]. Durante el horneado suave existen dos métodos comúnmente utilizados: Horneado mediante una placa de contacto caliente o en horno. En el horno la resina se calienta uniformemente por todos lados mediante convección, sin embargo este proceso genera la formación de una película delgada en la superficie de la resina, la cual limita la evaporación del solvente. Este problema puede ser resuelto mediante el horneado con una placa de contacto caliente, en este caso la resina es calentada desde abajo mediante conducción, de forma tal que la temperatura más elevada se concentra en la parte inferior de la película. Este método tiene un efecto favorable en películas delgadas, ya que el solvente se evapora más rápidamente. Sin embargo cuando la película es gruesa el secado ya no es uniforme.

La radiación infrarroja es otro método utilizado en el horneado suave [26]. Este método produce un calentamiento más uniforme, permitiendo que las temperaturas de horneado sean más bajas y los tiempos más cortos, produciendo patrones con un estrés residual menor y en consecuencia permitiendo la obtención de una mayor relación de aspecto.

3.6.3. Tiempos de revelado largos

El revelado de los patrones envuelve la eliminación del SU-8 no reticulado mediante solvente. El tiempo necesario para el revelado está determinado por la dosis de exposición, el tiempo de horneado suave así como la temperatura y el grado de agitación necesaria durante el revelado. Patrones con una alta relación de aspecto, tales como tubos delgados (ver figura 3.10), agujeros profundos, etc. son más difíciles de revelar. Este proceso, de ser posible, puede tomar muchas horas y causar daños dramáticos en la fidelidad del patrón obtenido, como consecuencia de la pérdida de adherencia de la resina sobre la oblea.

3.6.4. Colapso de las estructuras durante el revelado

A medida que la relación de aspecto en los diseños se incrementa y sus dimensiones laterales decrecen, el colapso en los patrones de SU-8 se convierte en un problema importante. El colapso ocurre cuando la fuerza que dobla la estructura sobrepasa la fuerza de unión de sus componentes. Simples cálculos mecánicos han establecido la relación existente entre el colapso de la estructura respecto al módulo de Young del material, la energía superficial y la geometría del diseño (altura, anchura, etc) [28]. Una máxima relación de aspecto se logra incrementando la rigidez del SU-8, disminuyendo la energía superficial e incrementando los *gaps* en el diseño.

El aumento de la rigidez se puede realizar mediante la adición de partículas inorgánicas a la resina. Sin embargo, una composición de SU-8 que exhibe una alta viscosidad puede empeorar las propie-

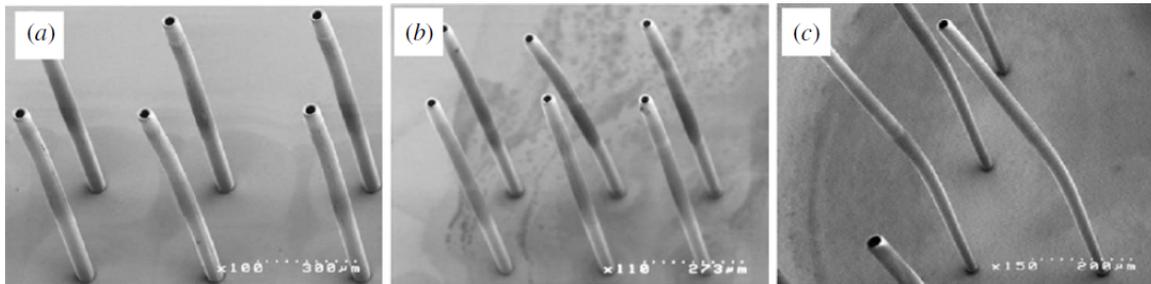


Figura 3.10: Microcilindros con una altura de $1150 \mu\text{m}$ [17]

dades de planarización. Por otra parte, el grado de reticulación también se puede aumentar, aunque esto puede dar lugar a una mayor reducción de la película durante el horneado suave incrementando el estrés de la misma. Recientemente, el colapso se ha evitado mediante el fortalecimiento de las estructuras utilizando *links o puentes* que impiden la flexión lateral [29].

En el proceso litográfico hay una razón más dramática para el colapso de la estructura, ésta ocurre durante el revelado y el enjuagado y es una consecuencia de las fuerzas capilares actuando sobre las paredes de la resina durante la evaporación del solvente, causando la flexión y la fricción de la estructura [30]. Las fuerzas capilares aumentan con el incremento de la tensión superficial del líquido utilizado para el enjuague, disminuyendo el ángulo de contacto entre el líquido y la resina [31]. El patrón colapsa debido a las fuerzas capilares durante el secado. Cuando una sustancia cruza la frontera de líquido a gas, el volumen del líquido decrece. Cuando esto ocurre la tensión superficial en la interface sólido-líquido tira en contra de cualquier estructura que se encuentre junto al líquido. En la literatura se han planteado varias alternativas de solución, sin embargo ninguna de ellas presenta un método simple y confiable [32–34].

3.7. Metodología para la fabricación de los dispositivos de esta tesis

Los diseños de esta tesis han sido implementados a diferentes frecuencias y su fabricación se ha llevado a cabo mediante mecanizado convencional y micromecanizado dependiendo de la frecuencia a la que operan. Los dispositivos a 9 GHz (Banda X) se han implementado mediante mecanizado convencional en placas de cobre, mientras que los dispositivos a mas alta frecuencia (Banda U y V) se han implementado mediante micromecanizado en SU-8. A continuación se explica un poco el proceso de fabricación para los diferentes dispositivos.

3.7.1. Fabricación de los dispositivos mecanizados

Los diseños para la banda X han sido obtenidos mediante el mecanizado de placas de cobre de diferente grosor, las cuales al ser apiladas y unidas permiten formar la estructura coaxial rectangular.

La mayoría los dispositivos coaxiales para la banda X fueron obtenidos mediante la superposición y unión de 5 capas de cobre (ver secciones 4.2, 4.3 y 4.4 del capítulo 4). Solo uno de los diseños ha requerido la utilización de 9 capas de cobre (ver capítulo 4 sección 4.5), al presentar una estructura que utiliza dos líneas coaxiales rectangulares superpuestas. Las capas utilizadas para la implementación de los diseños en la banda X presentan diferentes grosores, siendo la capa 3, la cual contiene el conductor central, de 1 mm de espesor. Las capas que forman la cavidad coaxial de la línea (capas 2 y 4) presentan un espesor de 2.25 mm y finalmente las capas que encierran la línea coaxial (capas 1

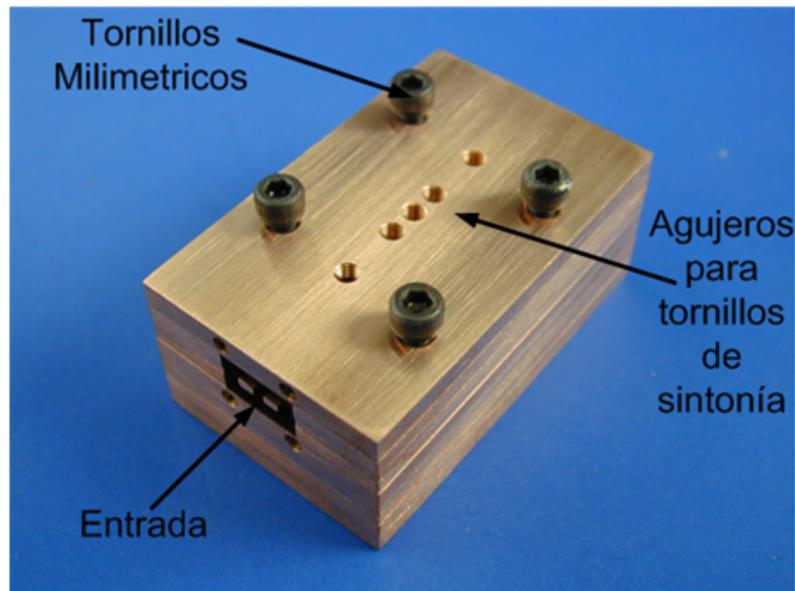


Figura 3.11: Fotografía de un dispositivo ensamblado antes de agregar los conectores SMA en los puertos de entrada y salida

y 5) tienen un espesor de 3.25 mm .

El primer paso es obtener el dibujo técnico de cada capa que conforma la estructura. Una vez que se tienen los dibujos técnicos cada patrón es grabado en una lámina de cobre hasta obtener las diferentes capas que conforman el dispositivo. El grabado se ha hecho utilizando una máquina de control numérico. La estructura coaxial se obtiene apilando las 5 capas y sujetándolas mediante tornillos ubicados en el conductor exterior de la línea coaxial.

Durante el desarrollo de estos dispositivos las tolerancias de fabricación llegan a ser críticas, especialmente en las dimensiones de los resonadores, ya que variaciones en sus dimensiones cambiarán la frecuencia de resonancia. Para compensar estas tolerancias se han insertado tornillos de sintonía en las tapas de los filtros que correspondan con la ubicación de los resonadores y de los acoplamientos, permitiendo compensar las variaciones causadas por las tolerancias de fabricación.

Una vez ensamblado el dispositivo se han añadido conectores SMA en la entrada y salida del mismo para permitir la conexión con el equipo de medición. En la figura 3.11 se presenta uno de los dispositivos mecanizados antes de añadir los conectores SMA.

3.7.2. Fabricación de los dispositivos micromecanizados

En este apartado se expone el proceso de fabricación de los dispositivos para la banda U y V, en la figura 3.12 se presenta un diagrama de flujo de dicho proceso. El proceso comienza con el depósito uniforme de fotoresina SU-8 sobre una oblea de silicio de 4 pulgadas mediante un centrifugado a 600 rpm durante 40 seg (ver figura 3.12(a)). Después del depósito, la resina es pre-horneada a 65° C durante 5 min y horneada a 95° C durante 2 horas. La exposición de la resina se realizó alineando la máscara con un equipo Canon PLA. El post-horneado (PEB) se realiza a una temperatura de 65° C durante 5 min y a 95° C durante 2 horas, y es utilizado para definir las estructuras. El revelado se hizo mediante un solvente EC, posteriormente la fotoresina es horneada a 150° C durante 30 min para reforzar la estructura (3.12(b)). Las piezas de SU-8 son removidas del sustrato de silicio utilizando

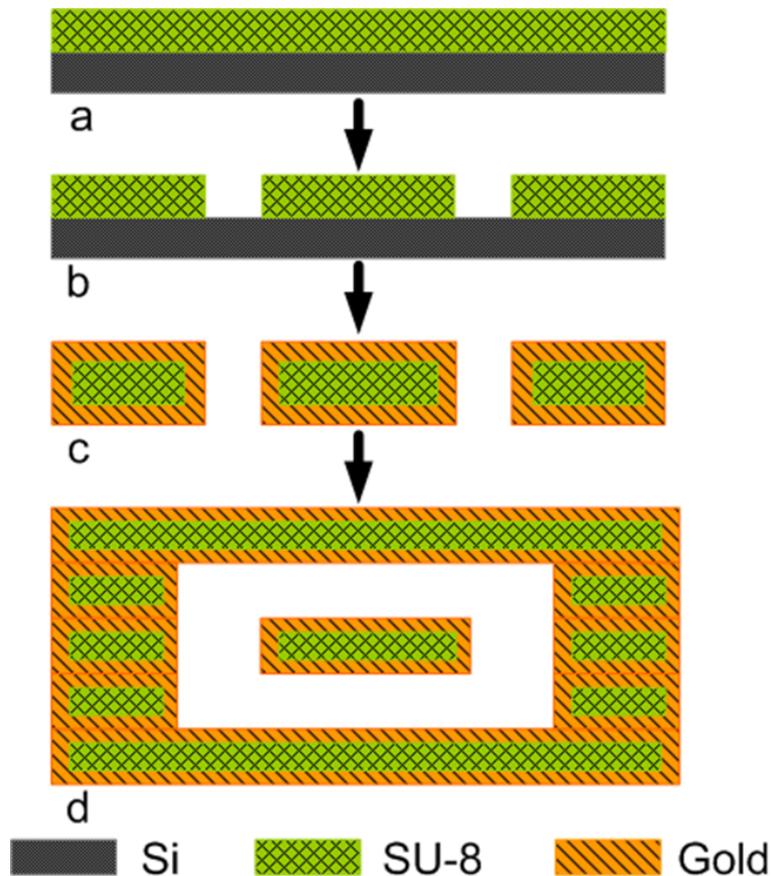


Figura 3.12: Diagrama de flujo utilizado para la fabricación de los dispositivos micromecanizados (a) Deposición de la resina SU-8 (b) Exposición y Revelado (c) Metalización (d) Empaquetado

una solución de hidróxido de sodio [35].

Todas las capas fueron fabricadas con $200\ \mu\text{m}$ de espesor y recubiertas con oro de $2\ \mu\text{m}$ sobre una capa delgada de semilla Cr/Au, incluyendo las paredes verticales del coaxial mediante un evaporador, al cambiar continuamente el ángulo de incidencia del sustrato (3.12(c)). Finalmente las 5 capas son alineadas y unidas usando un *flip chip bonder* (3.12(d)).

Las capas 2 y 4 de todos los diseños se encuentran unidas mediante *links* temporales en los extremos para facilitar un buen alineamiento de estas capas. Estos *links* pueden ser eliminados una vez que el proceso de fabricación ha sido terminado. En la figura 3.13 se muestra la fotografía de uno de los dispositivos terminados, ampliando una de las entradas coplanares del dispositivo y mostrando los *links* utilizados para el alineamiento de la estructura.

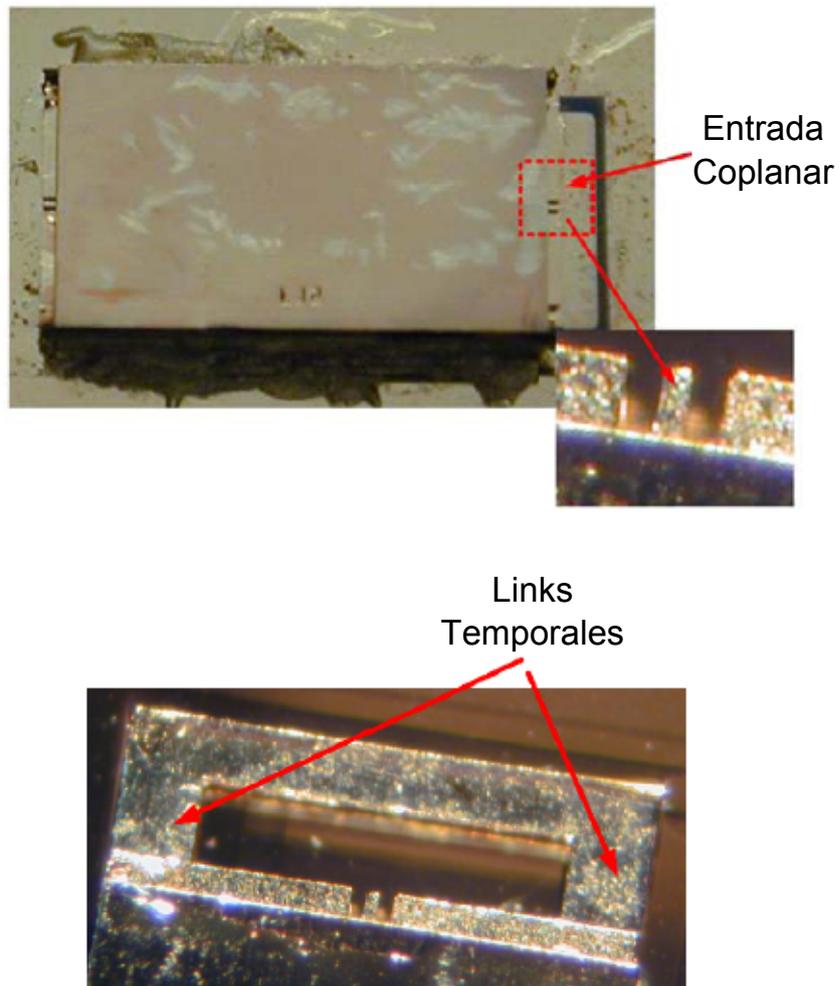


Figura 3.13: Fotografía de un dispositivo micromecanizado, utilizando SU-8 como material estructural

Referencias

- [1] Kenneth J. Vanhille. *Design and Characterization of Microfabricated Three-Dimensional Millimeter-Wave Components*. Tesis Doctoral, University of Colorado, 2007.
- [2] Michael Stewart Declan Ryan C. Grant Willson George M. Whitesides Byron D. Gates, Qiaobing Xu. “New Approaches to Nanofabrication: Molding, Printing, and Other Techniques”. *Chem. Rev. Washington D. C.*, tomo 105, (2005), páginas 1171–1196.
- [3] “<http://www.Dupont.com/pcm>”.
- [4] “<http://www.tok.co.jp/products/products-e2.htm>”.
- [5] “<http://www.insulectro.com/dryfilm.htm>”.
- [6] “<http://www.thinktink.com/stack/volumes/voli/store/specs/4615spec.htm>”.
- [7] “<http://www.jsits.com/kpr/facility.htm>”.
- [8] “http://www.microchem.com/products/su_eight.htm”.
- [9] A del Campo y C Greiner. “SU-8: A photoresist for high-aspect-ratio and 3D submicron lithography”. *Journal of Micromechanics and Microengineering*, tomo 17, (2007), páginas 81–95.
- [10] M. Fahrni N. LaBianca P. Vettiger H. Lorenz, M. Despont y P. Renaud. “SU-8: A low-cost negative resist for MEMS”. *J. Micromech. Microeng.*, tomo 7, (1997), páginas 121–124.
- [11] K Jiang, M J Lancaster, I Llamas-Garro y P Jin. “SU-8 Ka-band filter and its microfabrication”. *Journal of Micromechanics and Microengineering*, tomo 15, (2005), páginas 1522–1526.
- [12] “<http://www.camd.lsu.edu/microfabrication/cleanroomchemicals/SU850to100.pdf>”.
- [13] “<http://memscyclopedia.org/su8.html>”.
- [14] “<http://www.mems-exchange.org/gallery/>”.
- [15] “http://en.wikipedia.org/wiki/SU-8_photoresist”.
- [16] Shaohua Tao Biow Hiem Ong, Xiaocong Yuan y Swee Chuan Tjin. “Photothermally enabled lithography for refractive-index modulation in SU-8 photoresist”. *Opt. Lett.*, tomo 31, (2006), páginas 1367–1369.
- [17] Ren Yang y Wanjun Wang. “A numerical and experimental study on gap compensation and wavelength selection in UV-lithography of ultra-high aspect ratio SU-8 microstructures”. *Sensors and Actuators B: Chemical*, tomo 110, n° 2, (2005), páginas 279 – 288. ISSN 0925-4005. doi:10.1016/j.snb.2005.02.006. [Enlace Web](#).
- [18] Y.-J. Chuang, F.-G. Tseng y W.-K. Lin. “Reduction of diffraction effect of UV exposure on SU-8 negative thick photoresist by air gap elimination”. *Microsystem Technologies*, tomo 8, (2002), páginas 308–313. ISSN 0946-7076. 10.1007/s00542-002-0176-8. [Enlace Web](#).
- [19] “<http://www.suss.com/markets/wafer-level-packaging/wafer-bumping.html>”.
- [20] Stefan Kopetz Won-Jong Kang, Erik Rabe y Andreas Neyer. “Novel exposure methods based on reflection and refraction effects in the field of SU-8 lithography”. *J. Micromech. Microeng.*, tomo 16, (2006), páginas 821–831.
- [21] Jun Zhang, Mary B. Chan-Park, Jianmin Miao y Tie T Sun. “Reduction of diffraction effect for fabrication of very high aspect ratio microchannels in SU-8 over large area by soft cushion technology”. *Microsystem Technologies*, tomo 11, (2005), páginas 519–525. ISSN 0946-7076. 10.1007/s00542-005-0586-5. [Enlace Web](#).

- [22] R. L. Barber, M. K. Ghantasala, R. Divan, K. D. Vora, E. C. Harvey y D. C. Mancini. "Optimisation of SU-8 processing parameters for deep X-ray lithography". *Microsystem Technologies*, tomo 11, (2005), páginas 303–310. ISSN 0946-7076. 10.1007/s00542-004-0442-z. [Enlace Web](#).
- [23] Yohannes Desta Charles Becnel y Kevin Kelly. "Ultra-deep x-ray lithography of densely packed SU-8 features: I. An SU-8 casting procedure to obtain uniform solvent content with accompanying experimental results". *J. Micromech. Microeng.*, tomo 15, (2005), páginas 1242–1248.
- [24] G. Liu, Y. Tian y Y. Kan. "Fabrication of high-aspect-ratio microstructures using SU8 photoresist". *Microsystem Technologies*, tomo 11, (2005), páginas 343–346. ISSN 0946-7076. 10.1007/s00542-004-0452-x. [Enlace Web](#).
- [25] Yohannes Desta Charles Becnel y Kevin Kelly. "Ultra-deep x-ray lithography of densely packed SU-8 features: II. Process performance as a function of dose, feature height and post exposure bake temperature". *Micromech. Microeng.*, tomo 15, (2005), páginas 1249–1259.
- [26] Kubenz M. "Effective baking of thick and ultra-thick photoresist layers by infrared radiation". *Microelectron. Eng.*, tomo 67-68, (2003), páginas 495–501.
- [27] Chunlei Wang, Guangyao Jia, L.H. Taherabadi y M.J. Madou. "A novel method for the fabrication of high-aspect ratio C-MEMS structures". *Microelectromechanical Systems, Journal of*, tomo 14, nº 2, (2005), páginas 348 – 358. ISSN 1057-7157. doi:10.1109/JMEMS.2004.839312.
- [28] Lin Y. Hui C., Jagota A. y Kramer E. "Constraints on microcontact printing imposed by stamp deformation". *Langmuir*, tomo 18, (2002), páginas 1394–1407.
- [29] A. G. Peele, B. Y. Shew, K. D. Vora y H. C. Li. "Overcoming SU-8 stiction in high aspect ratio structures". *Microsystem Technologies*, tomo 11, (2005), páginas 221–224. ISSN 0946-7076. 10.1007/s00542-004-0488-y. [Enlace Web](#).
- [30] Toshihiko Tanaka, Mitsuki Morigami y Nobufumi Atoda. "Mechanism of Resist Pattern Collapse". *Journal of The Electrochemical Society*, tomo 140, nº 7, (1993), páginas L115–L116. doi:10.1149/1.2220782. [Enlace Web](#).
- [31] T. Kondo, S. Juodkazis y H. Misawa. "Reduction of capillary force for high-aspect ratio nanofabrication". *Applied Physics A: Materials Science & Processing*, tomo 81, (2005), páginas 1583–1586. ISSN 0947-8396. 10.1007/s00339-005-3337-7. [Enlace Web](#).
- [32] Toshihiko Tanaka, Mitsuki Morigami y Nobufumi Atoda. "Mechanism of resist pattern collapse during development process". *Japanese Journal of Applied Physics*, tomo 32, (1993), páginas 6059–6064.
- [33] Yoshio Yamashita. "Sub-0.1 μm Patterning with high aspect ratio of 5 achieved by preventing pattern collapse". *Japanese Journal of Applied Physics*, tomo 35, (1996), páginas 2385–2386.
- [34] Hideo Namatsu, Kenji Yamazaki y Kenji Kurihara. "Supercritical resist dryer". *Journal of vacuum science and technology B*, tomo 18, (2000), páginas 780–784.
- [35] M.J. Lancaster, Jiafeng Zhou, Maolong Ke, Yi Wang y K. Jiang. "Design and High Performance of a Micromachined K -Band Rectangular Coaxial Cable". *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, tomo 55, nº 7, (2007), páginas 1548 –1553. ISSN 0018-9480. doi:10.1109/TMTT.2007.900339.

4

Filtros Coaxiales para la Banda-X Utilizando Técnicas de Mecanizado Convencional

Contenido

4.1. Introducción	43
4.2. Línea de alimentación coaxial rectangular	44
4.2.1. Sección transversal del coaxial rectangular	44
4.2.2. Línea de alimentación coaxial suspendida	44
4.3. Resonador coaxial suspendido	46
4.4. Filtro Chebyshev de banda estrecha	51
4.4.1. Diseño del filtro Chebyshev	51
4.4.2. Ensamble del filtro Chebyshev	60
4.4.3. Resultados medidos y simulados del filtro Chebyshev	64
4.5. Filtro cuasi elíptico de banda estrecha	64
4.5.1. Diseño del filtro cuasi elíptico	66
4.5.2. Ensamble del filtro cuasi elíptico	68
4.5.3. Resultados medidos y simulados del filtro cuasi elíptico	70
4.6. Análisis de tolerancias	75
4.7. Conclusiones	76
Referencias	77

4.1. Introducción

En este capítulo se presenta el diseño e implementación de dos filtros de banda estrecha para la banda X con una frecuencia de operación de 9 GHz . Uno de los diseños es un filtro tipo Chebyshev y el otro es un filtro cuasi elíptico con dos ceros de transmisión. Ambos filtros fueron diseñados dentro de líneas coaxiales rectangulares que utilizan aire como medio de propagación.

Las estructuras coaxiales fueron obtenidas mediante la superposición y unión de capas de cobre de diferentes grosores. Las capas fueron maquinadas utilizando una maquina de control numérico

para el grabado del patrón, una vez obtenidas fueron unidas con la ayuda de tornillos procurando una adecuada alineación entre ellas.

El filtro Chebyshev esta formado por la superposición de 5 capas, siendo la capa 3 la línea coaxial central. El filtro cuasi elíptico es obtenido por la unión de 9 capas las cuales forman dos líneas coaxiales superpuestas que se interconectan mediante un plano de tierra común. Ambos diseños sirven como demostradores en la banda X, estos diseños se pueden escalar para operar en frecuencias milimétricas. En las siguientes secciones se presentará la metodología de diseño así como los resultados obtenidos para ambos casos.

4.2. Línea de alimentación coaxial rectangular

En esta sección se presenta el diseño de una línea coaxial rectangular para la banda X con frecuencia central a 9 GHz , la estructura ha sido implementada mediante técnicas de mecanizado utilizando cobre como material estructural y aire como medio de propagación.

4.2.1. Sección transversal del coaxial rectangular

El primer paso para el diseño de la línea de alimentación fue la elección de una sección transversal adecuada. El procedimiento debe tomar en cuenta la impedancia característica que se desea, la atenuación de la línea y la frecuencia a la cual los modos de orden superior empezarán a propagarse. Las dimensiones de la sección transversal coaxial son estimadas mediante formulas [1] y ajustadas en simulaciones. Para el diseño de esta línea coaxial se ha ajustado la impedancia característica a $50\ \Omega$.

El tamaño de la sección transversal esta ligado a la atenuación de la línea así como a la propagación de los modos de orden superior, siendo estos parámetros inversamente proporcionales. Por lo tanto, el incremento de las dimensiones en la sección transversal disminuye las pérdidas de la línea a la vez que reduce la frecuencia a la cual comienza la propagación de los modos de orden superior. En la figura 4.1 se presentan las dimensiones obtenidas para la sección transversal coaxial, estas dimensiones serán utilizadas para el diseño de la línea de alimentación y el resonador, y posteriormente para el diseño de los filtros. La línea coaxial elegida presenta una atenuación de 0.038 Np/m para la frecuencia de 9 GHz donde el primer modo de orden superior (TE_{10}) empieza a propagarse a partir de los 15 GHz , frecuencia que esta por encima de la banda de operación.

4.2.2. Línea de alimentación coaxial suspendida

Para alimentar los diferentes diseños a 9 GHz se diseño una línea de alimentación utilizando la sección transversal previamente mencionada. La estructura esta formada por una línea de transmisión a $50\ \Omega$ la cual se encuentra suspendida en el aire con la ayuda de dos *stubs* utilizando el método presentado en [2]. En la figura 4.2 se muestra una vista 3D de la estructura.

Los *stubs* son líneas de transmisión con una longitud de $\lambda/4$ para la frecuencia de diseño (9 GHz), los cuales se encuentran en corto circuito en uno de sus extremos presentando una respuesta de circuito abierto en el extremo opuesto. Ambos *stubs* fueron diseñados con una impedancia característica de $50\ \Omega$ dentro de una estructura coaxial y su disposición en la línea principal ha sido ajustada mediante simulaciones para ofrecer el mínimo de pérdidas. La línea de alimentación fue diseñada y simulada de manera independiente y posteriormente integrada en los dispositivos a 9 GHz . La respuesta simulada de la línea de alimentación se muestra en la figura 4.3.

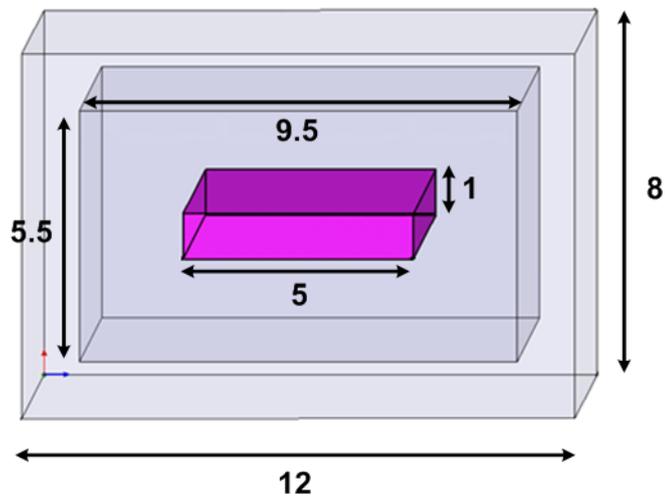


Figura 4.1: Dimensiones de la sección transversal coaxial utilizada para el diseño de los filtros a 9 GHz

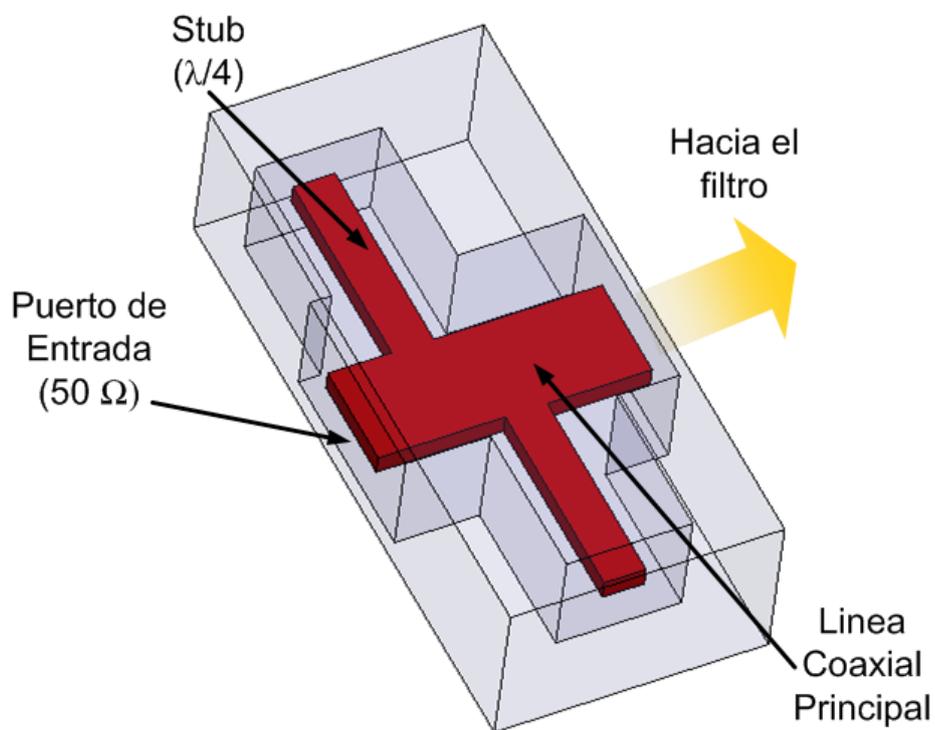


Figura 4.2: Línea de alimentación utilizada para los filtros a 9 GHz

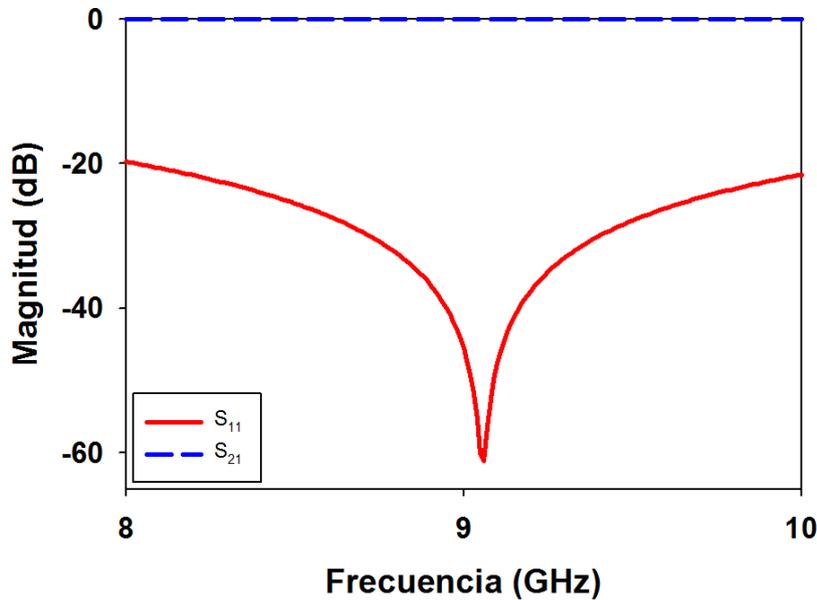


Figura 4.3: Respuesta obtenida por simulación de la línea de alimentación a 9 GHz

De manera similar se ha simulado e implementado una línea de alimentación en configuración *back-to-back* con la finalidad de caracterizar las pérdidas de la línea, donde la estructura se muestra en la figura 4.4. En la figura 4.5 se muestran las 5 capas que integran la estructura, éstas han sido unidas mediante tornillos. Las capas presentan diferentes grosores, siendo las capas 1 y 5 de 3.25 mm de espesor, las capas 2 y 4 de 2.25 mm y la capa 3 de 1 mm, es en esta capa donde se encuentra la línea de alimentación así como los *stubs* que la sostienen. En la figura 4.6 se presenta una fotografía de la línea de alimentación en configuración *back-to-back*, en donde se puede observar una ranura en ambos extremos de la línea la cual ha sido añadida con la finalidad de introducir un conector SMA que permita la transición del coaxial rectangular al coaxial redondo utilizado en los dispositivos de medición. Las dimensiones finales de la línea son 26 x 29.8 x 12 mm³. En la figura 4.7 se presentan los dibujos técnicos de las capas indicando las dimensiones y espesor de cada una de ellas, todas las dimensiones están dadas en milímetros. Los resultados simulados y medidos son comparados en la figura 4.8, donde se observa una pequeña desviación en la frecuencia la cual puede ser causada por las tolerancias de fabricación así como por el desalineamiento de las capas, pero en términos generales se observa una buena concordancia de los resultados medidos y simulados.

4.3. Resonador coaxial suspendido

Como se mencionó anteriormente los filtros aquí presentados utilizan aire como medio de propagación por lo cual es necesario que los resonadores se encuentren “suspendidos” en el aire. Una forma de obtener esto es mediante el uso de resonadores de $\lambda/4$, cuando una línea de transmisión de $\lambda/4$ se encuentra en corto en uno de sus extremos presenta la misma respuesta que un resonador de $\lambda/2$, por lo tanto este corto circuito nos permite soportar la estructura y al mismo tiempo reducir las dimensiones del filtro. En la figura 4.9 se muestra el esquemático del resonador suspendido utilizado.

El resonador es de una longitud aproximada de $\lambda/4$ para la frecuencia de 9 GHz, donde la máxima densidad de campo magnético se ubica en el extremo que se encuentra en corto con el conductor exterior, mientras que la máxima densidad de campo eléctrico se encuentra en el extremo opuesto. En

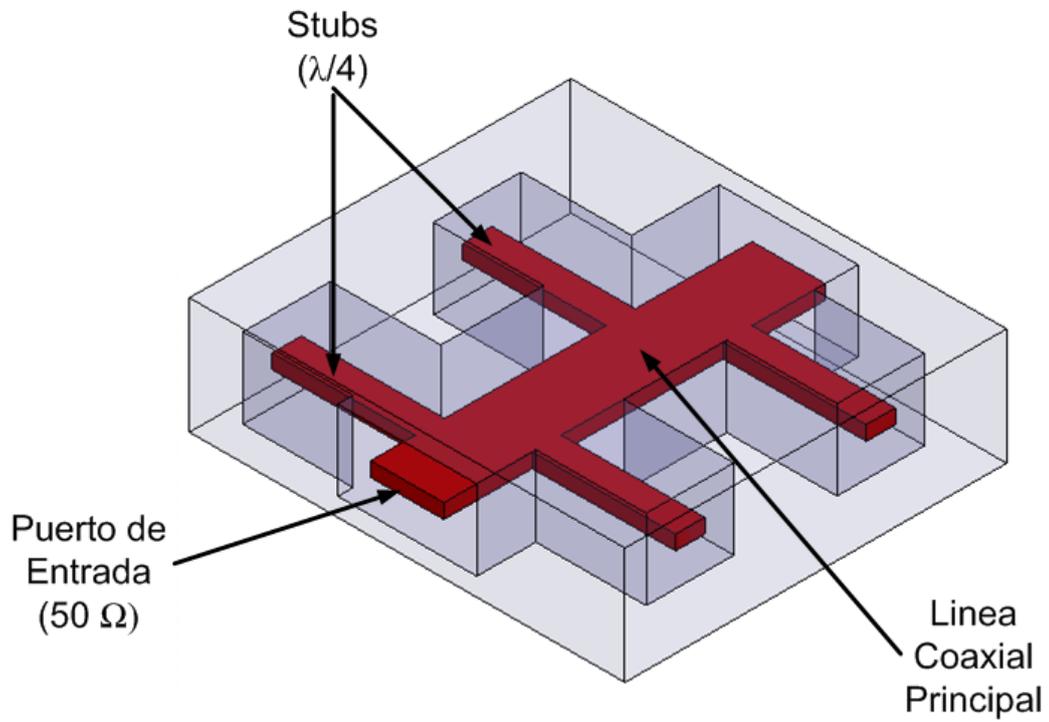


Figura 4.4: Línea de alimentación a 9 GHz en configuración back-to-back

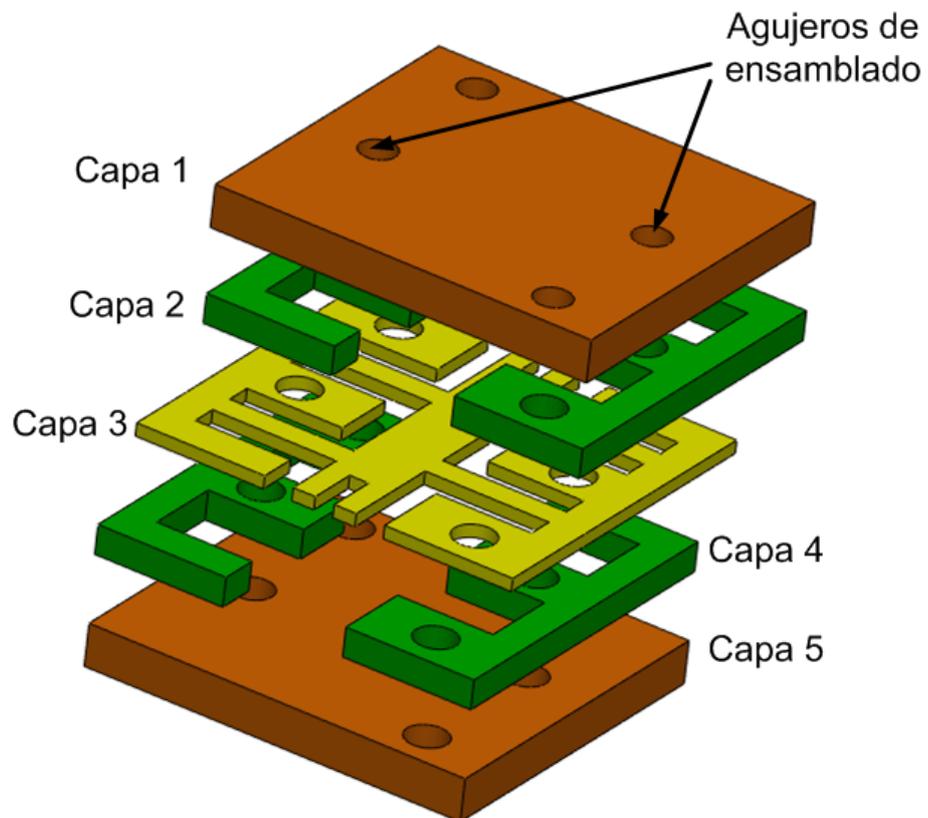


Figura 4.5: Esquemático de las capas que conforman la línea de alimentación a 9 GHz

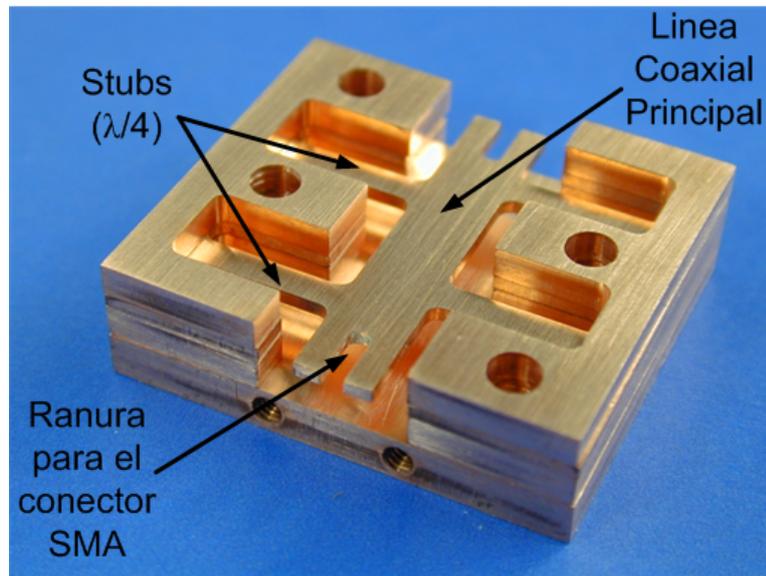


Figura 4.6: Fotografía del interior de la línea de alimentación a 9 GHz

la figura 4.10 se muestra la distribución de corriente del resonador a la frecuencia de 9 GHz.

Diferentes acoplamientos pueden ser obtenidos al acoplar de un par de resonadores, donde las diferentes configuraciones producirán acoplamientos de tipo eléctrico, magnético o mixto. En la figura 4.11(a) se muestra la disposición de dos resonadores de $\lambda/4$ la cual produce un acoplamiento de tipo magnético, los resonadores han sido colocados de forma tal que los extremos en corto circuito se encuentran enfrentados, la figura 4.11(b) presenta la respuesta simulada para este acoplamiento. Al enfrentar los resonadores de $\lambda/4$ por el extremo abierto se produce un acoplamiento de tipo eléctrico, en la figura 4.12 se muestra la disposición de los resonadores así como su respuesta simulada. Como se observa en las figuras 4.11(b) y 4.12(b) la diferente disposición del par de resonadores genera un cambio de fase de 180° uno con respecto al otro. En la figura 4.13 se muestra el arreglo vertical de un par de resonadores, donde los resonadores se encuentran dentro de líneas coaxiales superpuestas, el acoplamiento entre ellos se logra mediante una ranura en el plano de tierra común. Este tipo de disposición permite acoplamientos del tipo mixto. En la figura 4.13(a) se muestra la disposición de los resonadores y en la figura 4.13(b) se presenta la respuesta simulada para este acoplamiento. La disposición de resonadores fuera de fase y acoplamientos cruzados permite la aparición de ceros de transmisión en la respuesta de un filtro, ofreciendo una mayor selectividad. Así mismo el arreglo de resonadores con la misma fase y acoplamientos cruzados, da la posibilidad de obtener filtros con una fase lineal para la banda de paso.

Con la finalidad de obtener el valor del factor de calidad sin cargar se fabricó y midió un resonador de $\lambda/4$ a 9 GHz. En la figura 4.14 se muestra una vista ideal 3D de la estructura, esta contiene las líneas de entrada y salida así como el resonador de $\lambda/4$. Una fotografía de la estructura fabricada es mostrada en la figura 4.15. El resonador fue obtenido por la superposición de 5 capas de cobre con diferente grosor las cuales están unidas mediante tornillos que se localizan en la parte exterior del coaxial. La capa 3 es el conductor central de la línea coaxial y tiene un espesor de 1 mm, las capas 2 y 4 permiten formar la cavidad coaxial y su espesor es de 2.25 mm, finalmente las capas 1 y 5 son las tapas del coaxial y tienen un espesor de 3.25 mm. En la figura 4.16 se presentan los dibujos técnicos de cada capa, todas las dimensiones se encuentran en milímetros. Las dimensiones finales del resonador son 29.8 x 47.2 x 12 mm³. Las mediciones fueron realizadas después de una

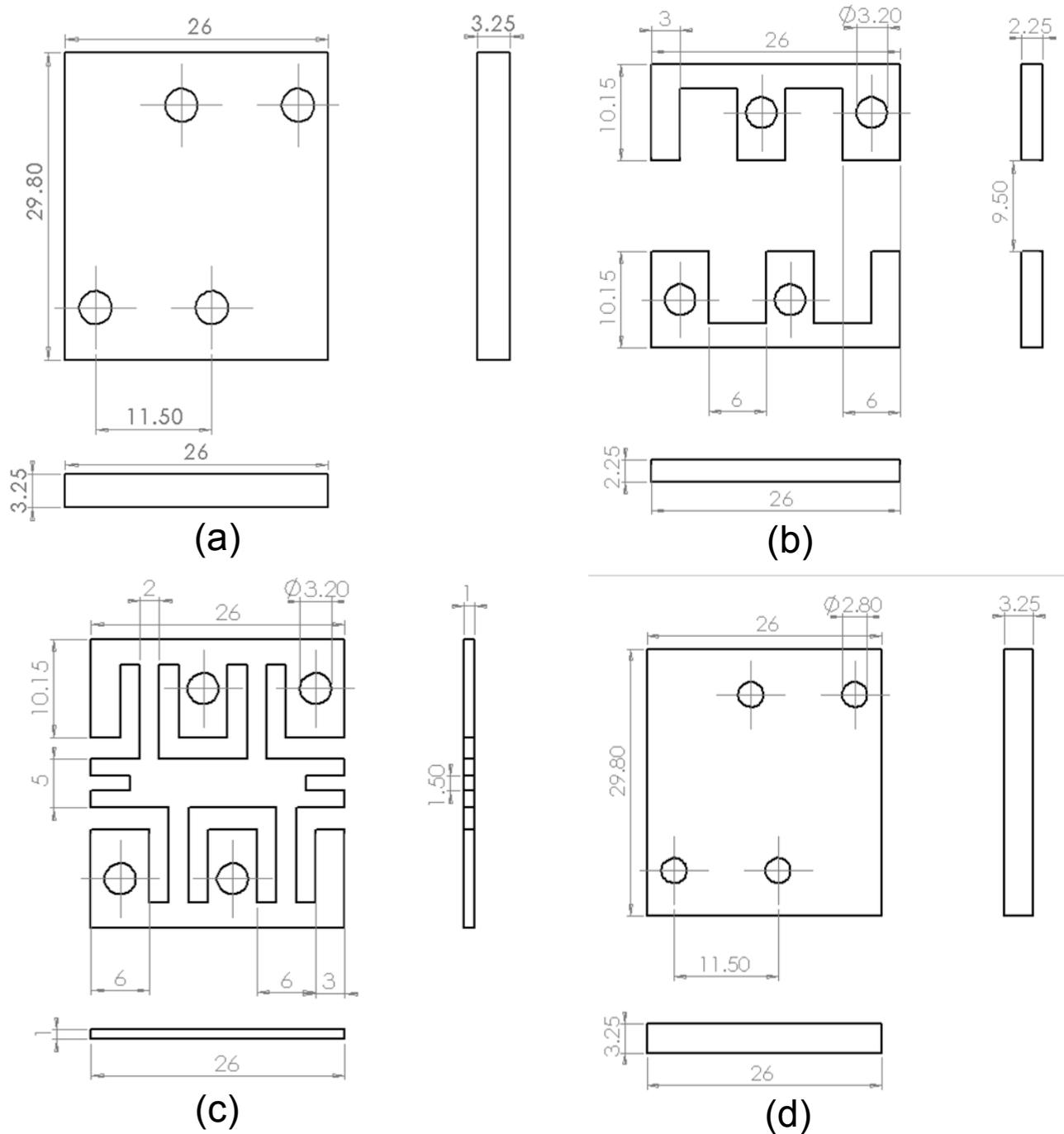


Figura 4.7: Dibujos técnicos de las capas que conforman la línea de alimentación a 9 GHz (a) Capa 1 (b) Capas 2 y 4 (c) Capa 3 (d) Capa 5 (Dimensiones en milímetros)

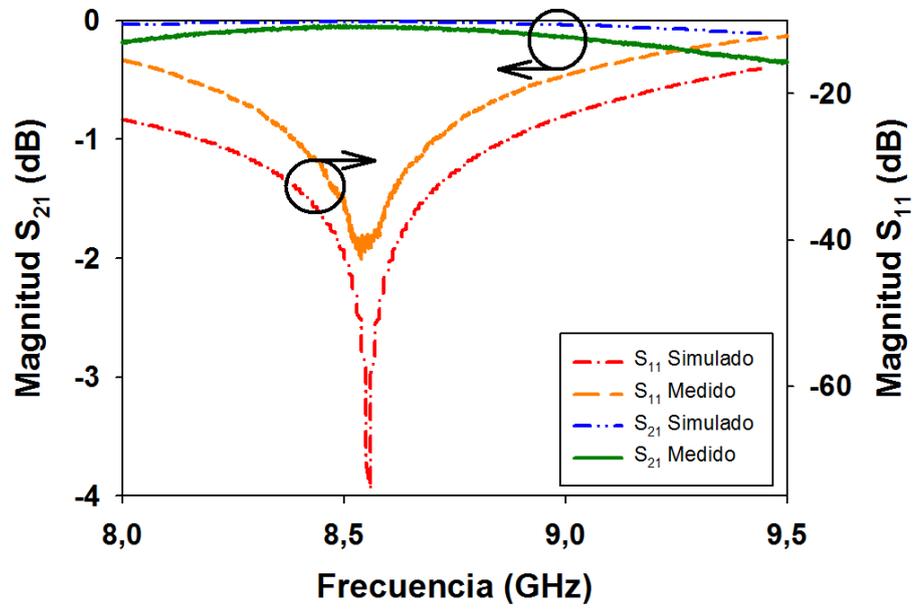


Figura 4.8: Respuesta simulada y medida de la línea de alimentación a 9 GHz

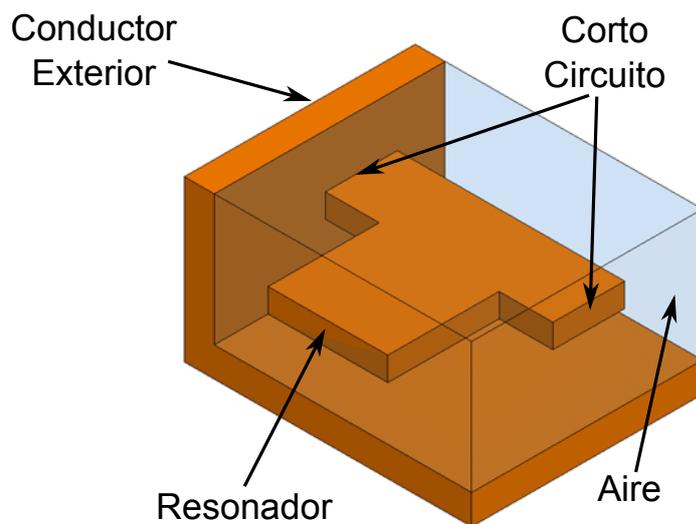


Figura 4.9: Esquemático del resonador a 9 GHz

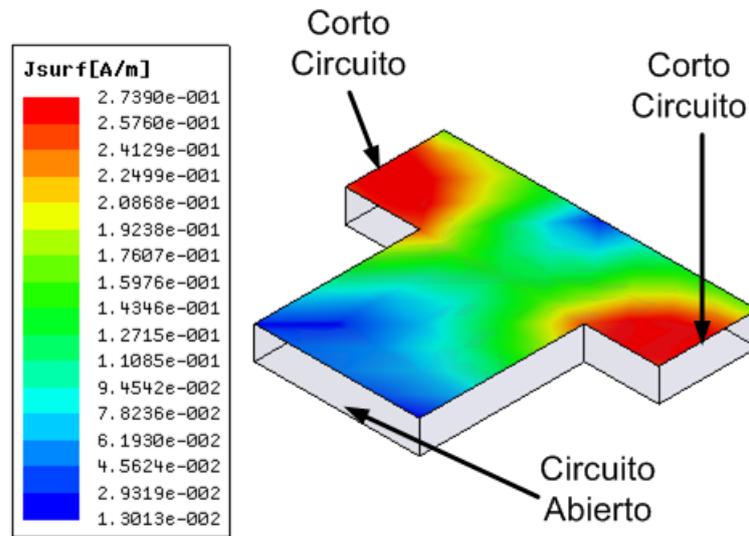


Figura 4.10: Distribución de corriente del resonador para la frecuencia de resonancia de 9 GHz

Tabla 4.1: Valores g del prototipo pasobajas

Valores g para el filtro prototipo pasobajas			
$g_1=0.7129$	$g_2=1.2004$	$g_3=1.3213$	$g_4=0.6476$

calibración tipo SOLT (*Short, Open, Load, Thru*) con el plano de referencia ubicado en el conector SMA. El factor de calidad sin cargar (Q_o) obtenido fue de 1765 en simulaciones, mientras que las mediciones arrojaron un valor de 1257, esta diferencia puede deberse a la conductividad del material, la oxidación del cobre, un contacto no ideal entre las capas y la rugosidad de la superficie. Además se ha visto que el simulador utilizado (HFSS [3]) tiende a sobre estimar el valor de Q_o [4–6].

4.4. Filtro Chebyshev de banda estrecha

En esta sección se presenta el diseño de un filtro de banda estrecha con una respuesta Chebyshev a 9 GHz. El filtro ha sido implementado dentro de una estructura coaxial rectangular obtenida mediante la superposición de capas de cobre mecanizadas utilizando el aire como medio de propagación.

4.4.1. Diseño del filtro Chebyshev

Esta sección presenta el diseño de un filtro de banda estrecha con una respuesta Chebyshev. El filtro es del tipo pasobanda diseñado para una frecuencia central de 9 GHz con un ancho de banda fraccional del 4% y un rizo en la banda de paso de 0.01 dB. Éste ha sido implementado usando la línea coaxial rectangular descrita en la sección 4.2, utilizando el cobre como material conductor y el aire como medio de propagación. La estructura formada por los 4 resonadores de $\lambda/4$ y las líneas de alimentación se muestran en la figura 4.17.

El procedimiento de diseño sigue el método convencional para diseño de filtros [7]. Los valores de g para el prototipo pasobajas fueron obtenidos mediante tablas [7] en base a las especificaciones de diseño expuestas previamente y se muestran en la tabla 4.1.

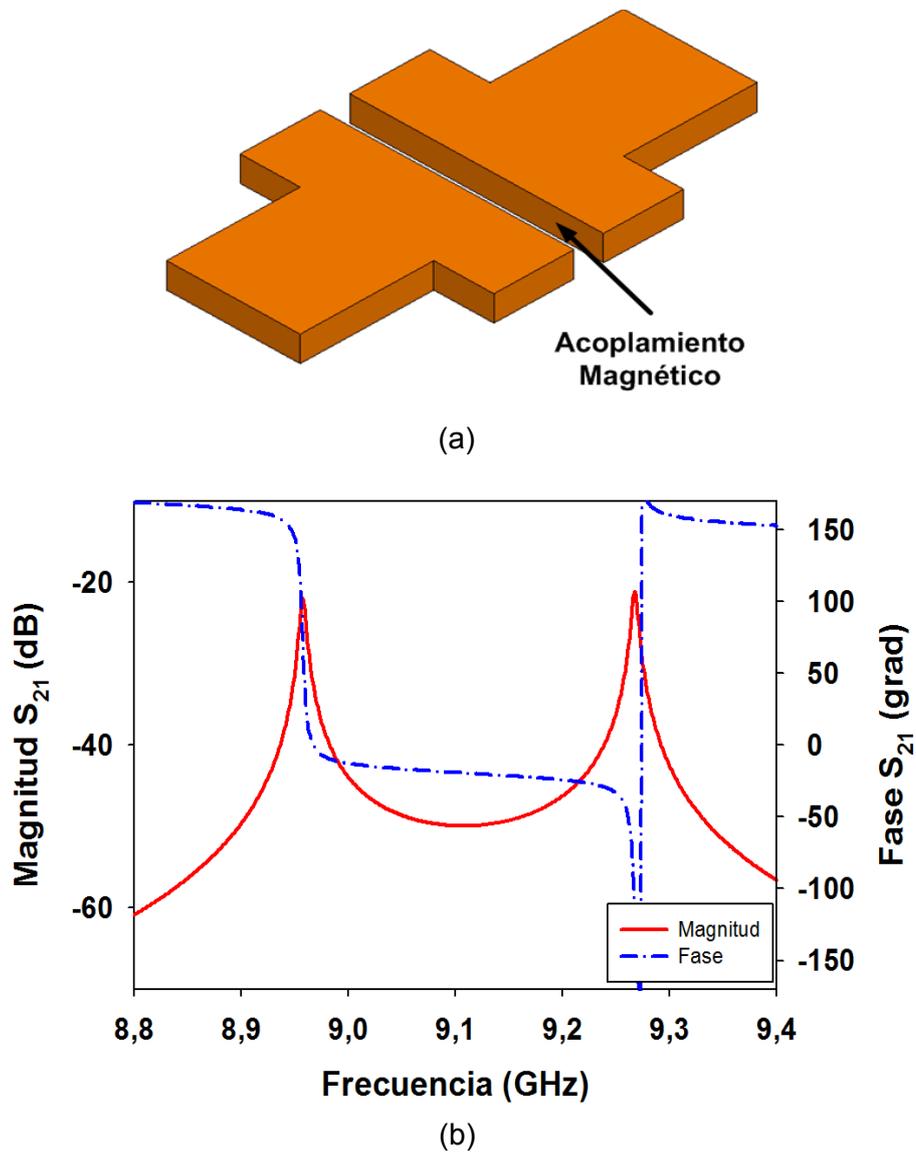


Figura 4.11: Acoplamiento magnético entre resonadores (a) Disposición de los resonadores (b) Gráfica del acoplamiento

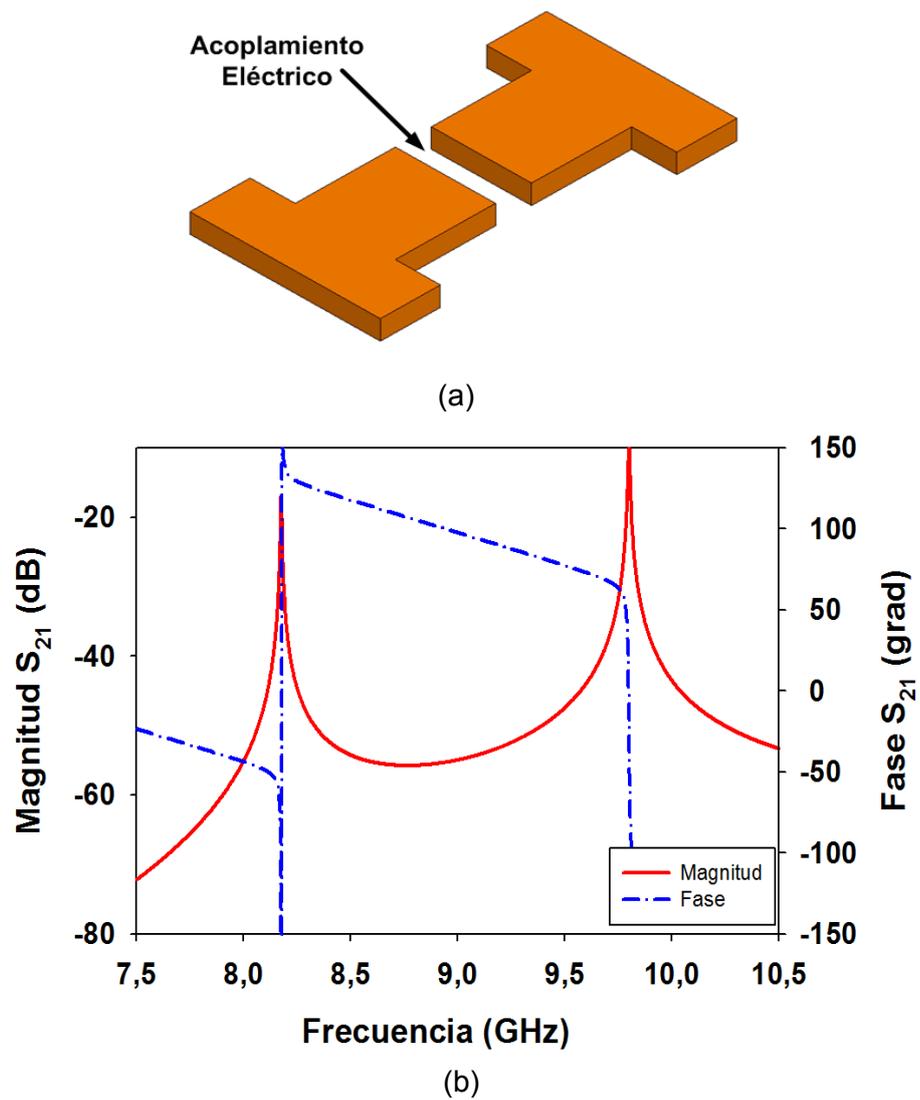


Figura 4.12: Acoplamiento eléctrico entre resonadores (a) Disposición de los resonadores (b) Gráfica del acoplamiento

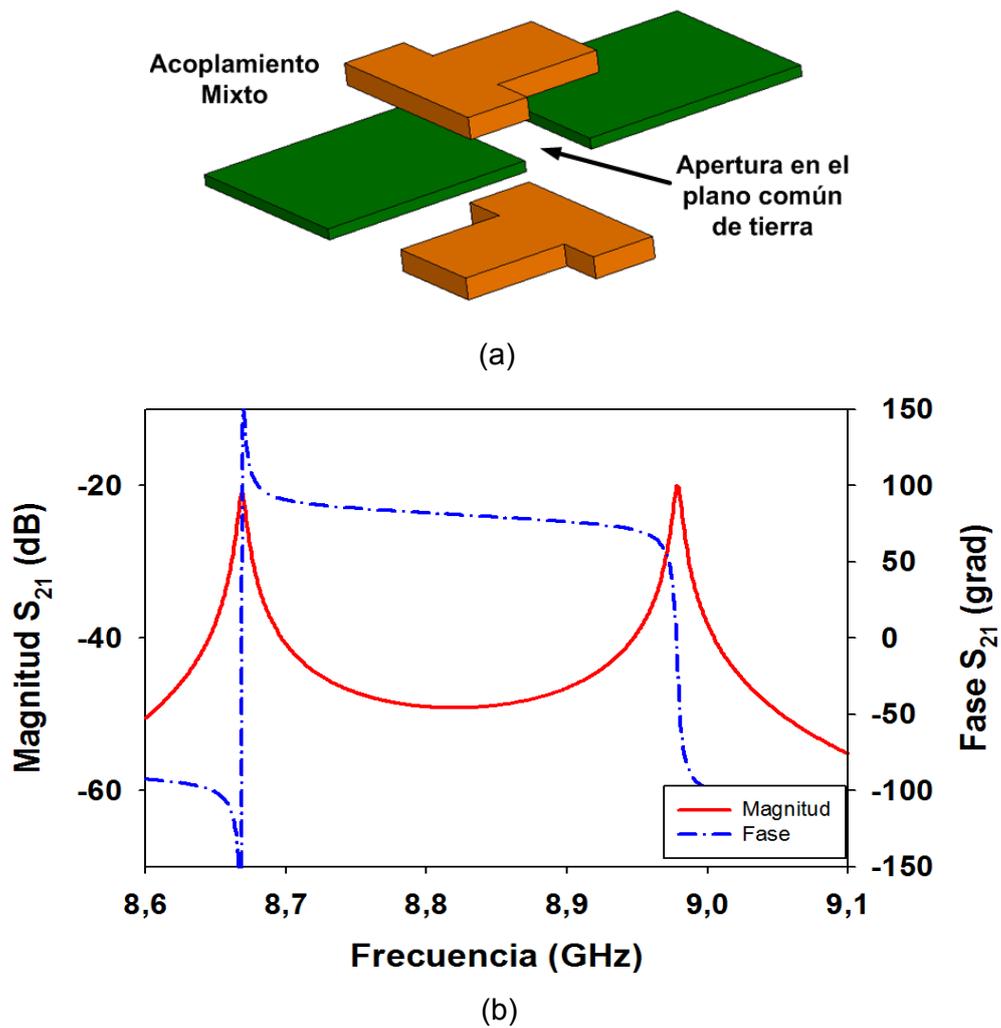


Figura 4.13: Acoplamiento mixto entre resonadores (a) Disposición de los resonadores (b) Gráfica del acoplamiento

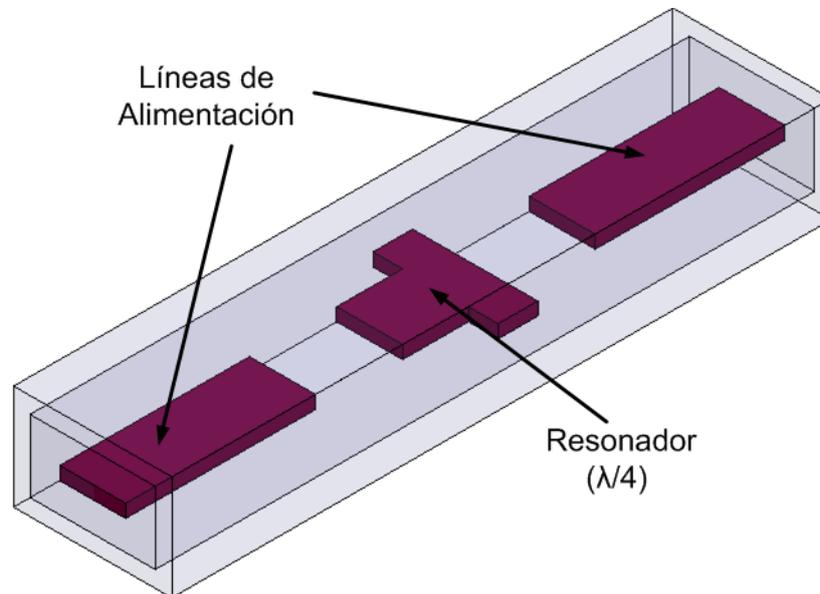


Figura 4.14: Vista 3D de la estructura para el cálculo del factor de calidad sin cargar Q_0 .

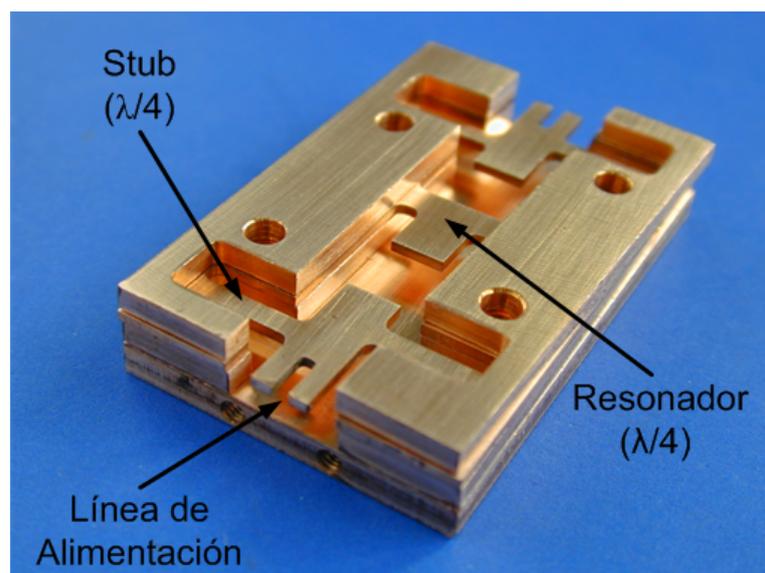


Figura 4.15: Fotografía del resonador a 9 GHz

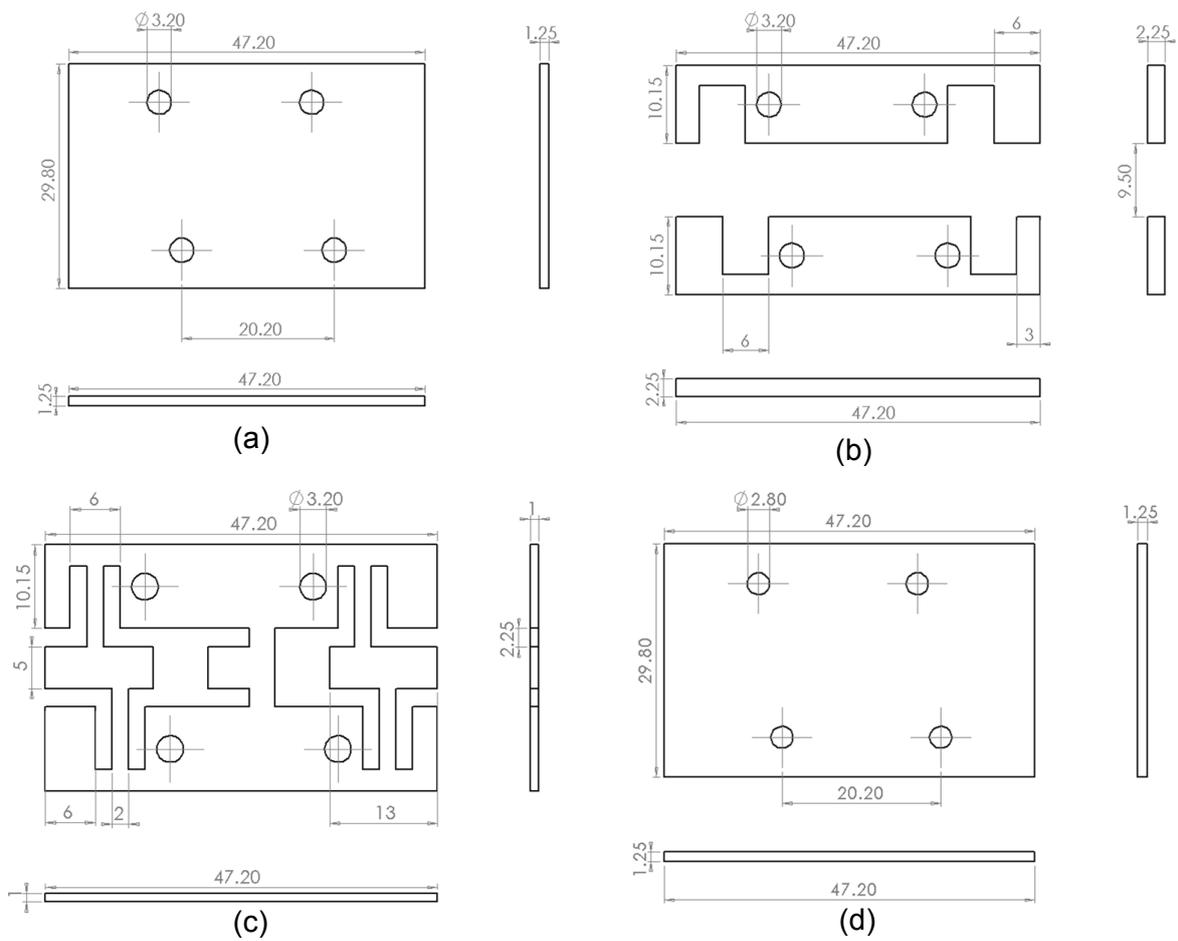


Figura 4.16: Dibujos técnicos de las capas que conforman la estructura para el cálculo del factor de calidad sin cargar Q_o (a) Capa 1 (b) Capas 2 y 4 (c) Capa 3 (d) Capa 5 (Dimensiones en milímetros)

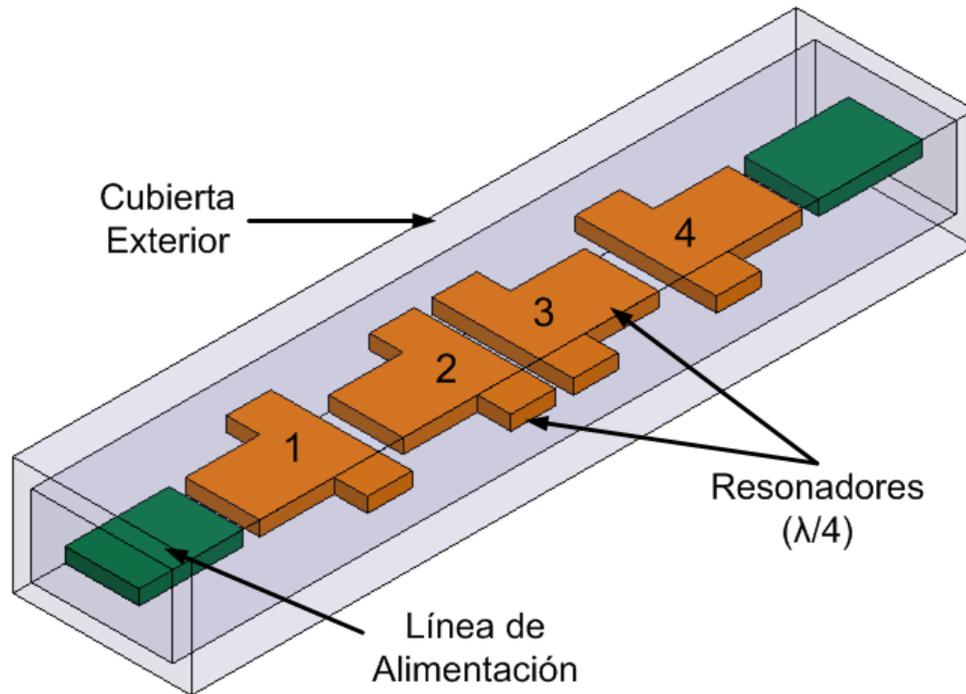


Figura 4.17: Estructura ideal del filtro Chebyshev utilizando resonadores metálicos suspendidos

Tabla 4.2: Factor de calidad externo y coeficientes de acoplamiento entre resonadores

Factor de calidad externo y coeficientes de acoplamiento			
$Q_{e_{in}}=17.82$	$Q_{e_{out}}=17.82$	$K_{12}=0.043$	$K_{23}=0.031$

Una vez obtenidos los valores g del prototipo pasobajas se aplica una transformación pasobanda y se procede al cálculo de los valores de acoplos teóricos. Los acoplamientos entre resonadores (K_{ij}) son calculados utilizando la formula 4.1. El factor de calidad externo (Q_e) relacionado con el acoplamiento de entrada y salida es calculado mediante las ecuaciones 4.2 y 4.3 respectivamente.

$$K_{i,i+1} = \frac{\Delta B}{\sqrt{g_i \cdot g_{i+1}}} \quad (4.1)$$

$$Q_{e_{in}} = \frac{g_1}{\Delta B} \quad (4.2)$$

$$Q_{e_{out}} = \frac{g_n \cdot g_{n+1}}{\Delta B} \quad (4.3)$$

En las ecuaciones 4.1 a 4.3 las g representan el valor de los elementos del prototipo pasobajas y ΔB el ancho de banda fraccional al cual se diseña el filtro. Los valores teóricos obtenidos para los acoplamientos entre resonadores (K_{ij}) y el factor de calidad externo (Q_e) están dados en la tabla 4.2.

Una vez que los valores teóricos son conocidos, el factor de calidad externo así como los acoplamientos entre resonadores son obtenidos mediante simulaciones.

El factor de calidad externo en la entrada ($Q_{e_{in}}$) se encuentra relacionado con el efecto de carga que se produce por el acoplamiento del primer resonador y la línea de alimentación en la entrada. Así mismo, el factor de calidad externo en la salida ($Q_{e_{out}}$) es la relación del último resonador y

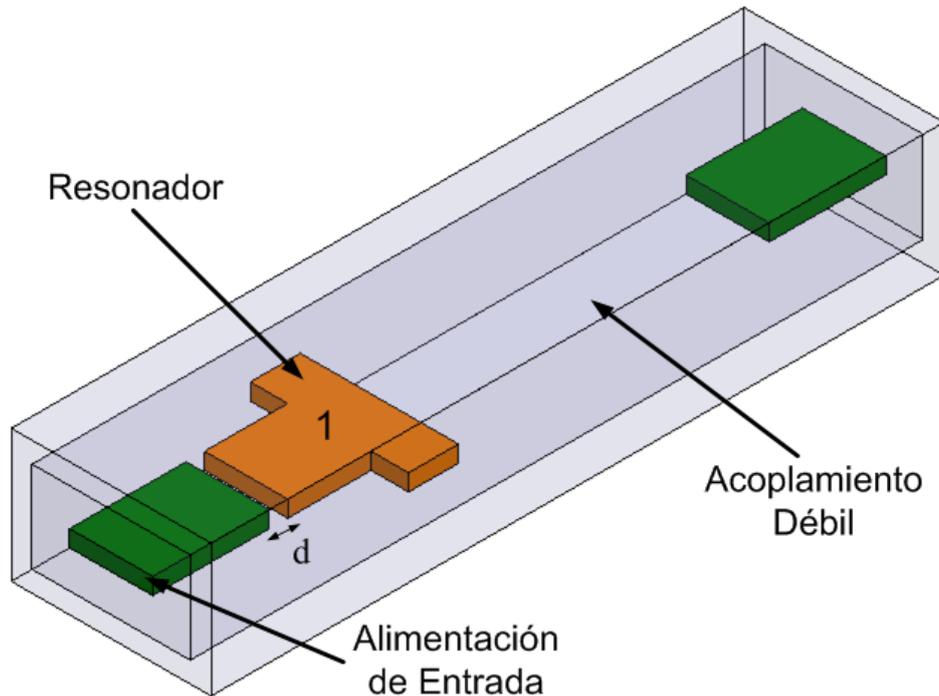


Figura 4.18: Estructura del filtro para la extracción de Q_e

la línea de alimentación respectiva. En la figura 4.18 se muestra la estructura 3D con la disposición de las líneas de alimentación y el resonador para extraer el factor de calidad mediante simulaciones electromagnéticas, en la figura se puede apreciar que el resonador se encuentra débilmente acoplado a la línea de salida para evitar su influencia en el valor del acoplamiento con la línea de entrada.

$Q_{e_{in}}$ es extraída de la respuesta simulada usando la ecuación 4.4. Donde f_o es la frecuencia central y BW_{3dB} es el ancho de banda tomado a -3 dB . Al variar la distancia (d) entre la línea de entrada y el resonador, el acoplamiento entre estos cambia y por lo tanto $Q_{e_{in}}$ varía. En la figura 4.19 se presenta una gráfica con la variación del factor de calidad externo respecto a la distancia. En este diseño por simplicidad se asume que la Q_e de entrada y salida es la misma.

$$Q_e = \frac{f_o}{BW_{3dB}} \quad (4.4)$$

En la figura 4.20 se presenta la estructura 3D a simular para encontrar el acoplamiento entre los resonadores 1 y 2 (K_{c12}). Los resonadores deben estar débilmente acoplados a las líneas de alimentación con la finalidad de obtener solamente el valor de acoplamiento entre ellos. K_{c12} es extraído de la respuesta simulada usando la ecuación 4.5. Donde f_1 y f_2 son los valores de frecuencia de los dos picos acoplados generados por la interacción electromagnética entre los resonadores. Al variar la distancia entre los resonadores (x) el valor del acoplamiento se ve afectado. Por lo tanto la distancia x se debe ajustar hasta hacer coincidir el valor obtenido en simulaciones con el valor del acoplamiento teórico. En la figura 4.21 se presenta la gráfica con la variación del acoplamiento entre los resonadores 1 y 2 (K_{c12}) con respecto a la distancia entre ellos.

$$K_{i,i+1} = \frac{f_2^2 - f_1^2}{f_2^2 + f_1^2} \quad (4.5)$$

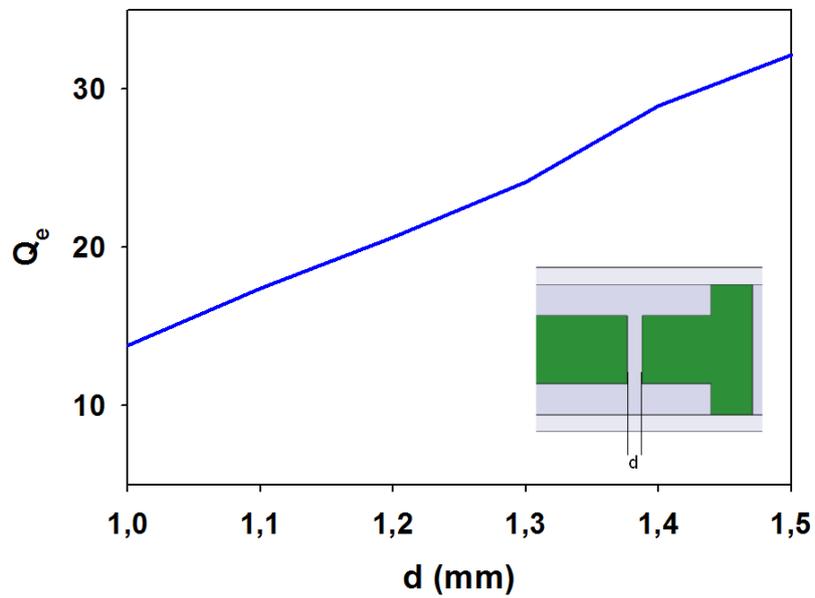


Figura 4.19: Factor de calidad externo (Q_e) para el filtro coaxial Chebyshev

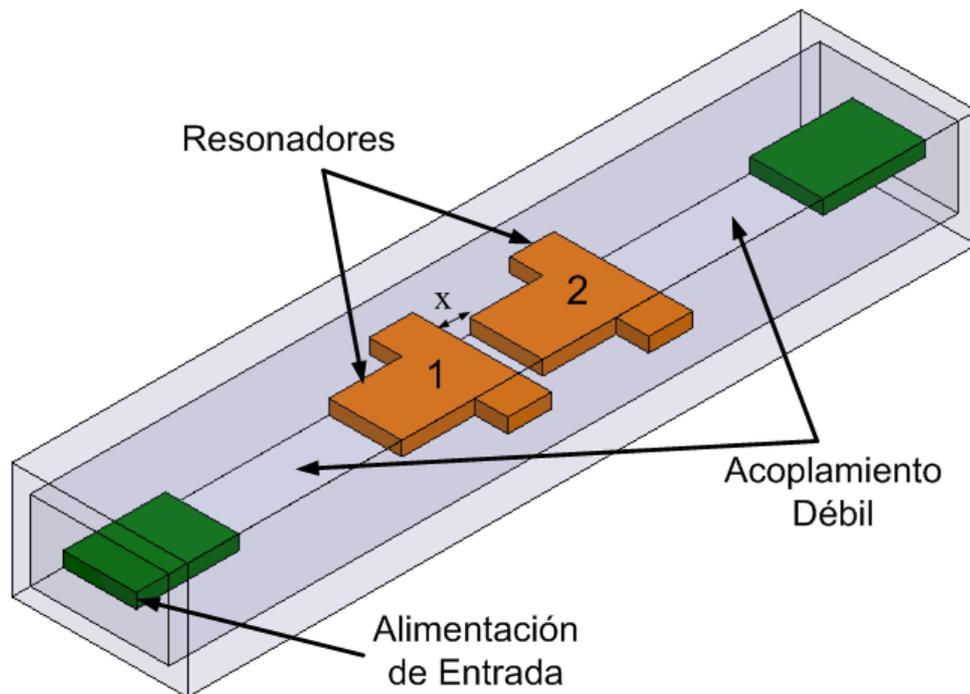


Figura 4.20: Estructura del filtro para la extracción de K_{C12}

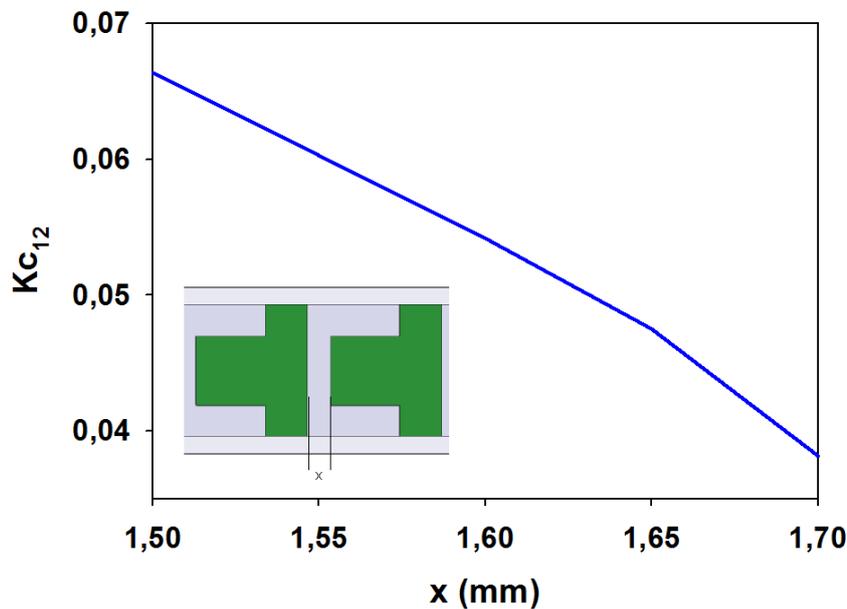


Figura 4.21: Acoplamiento entre los resonadores 1 y 2 (Kc_{12}) para el filtro coaxial Chebyshev

De manera similar en la figura 4.22 se presenta la estructura a simular para encontrar el acoplamiento entre los resonadores 2 y 3 (Kc_{23}). Kc_{23} es extraído de la respuesta simulada mediante la ecuación 4.5. Al variar la distancia (y) el valor del acoplamiento cambia, por lo tanto esta distancia (y) se ajusta hasta hacer coincidir el valor de simulaciones con el valor del acoplamiento teórico. En la figura 4.23 se presenta la gráfica con la variación del acoplamiento entre los resonadores 2 y 3 (Kc_{23}) respecto a la distancia y .

Dado que la estructura del filtro es simétrica, el valor del acoplamiento entre los resonadores 1 y 2 será el mismo para los resonadores 3 y 4 (Kc_{34}).

4.4.2. Ensamble del filtro Chebyshev

El filtro fue diseñado para una frecuencia central de 9 GHz con un ancho de banda fraccional del 4% y un rizo en la banda de paso de 0.01 dB. Después de obtener el espaciado óptimo entre los resonadores y las líneas de alimentación el filtro puede ser implementado. En la figura 4.24 se muestra una vista 3D del diseño completo.

En la figura 4.25 se muestra una vista explotada del filtro en la cual se puede apreciar cada una de las capas que lo integran. La capa 3 es la línea central del coaxial y es en ella donde se ubican las líneas de alimentación y los resonadores. Las capas 2 y 4 son utilizadas para formar la cavidad coaxial y las capas 1 y 5 son las tapas del coaxial. Cada capa posee un grosor diferente, siendo las capas 1 y 5 de 3.25 mm de espesor, las capas 2 y 4 son de 2.25 mm y la capa 3 de 1 mm de espesor. Finalmente las cinco capas son apiladas de manera consecutiva y sujetadas mediante tornillos que se ubican en el conductor externo del coaxial. Las dimensiones finales del filtro son 29.8 x 64.7 x 12 mm³. En la figura 4.26 se presentan los dibujos técnicos indicando las dimensiones y espesor de cada capa, las unidades están dadas en milímetros.

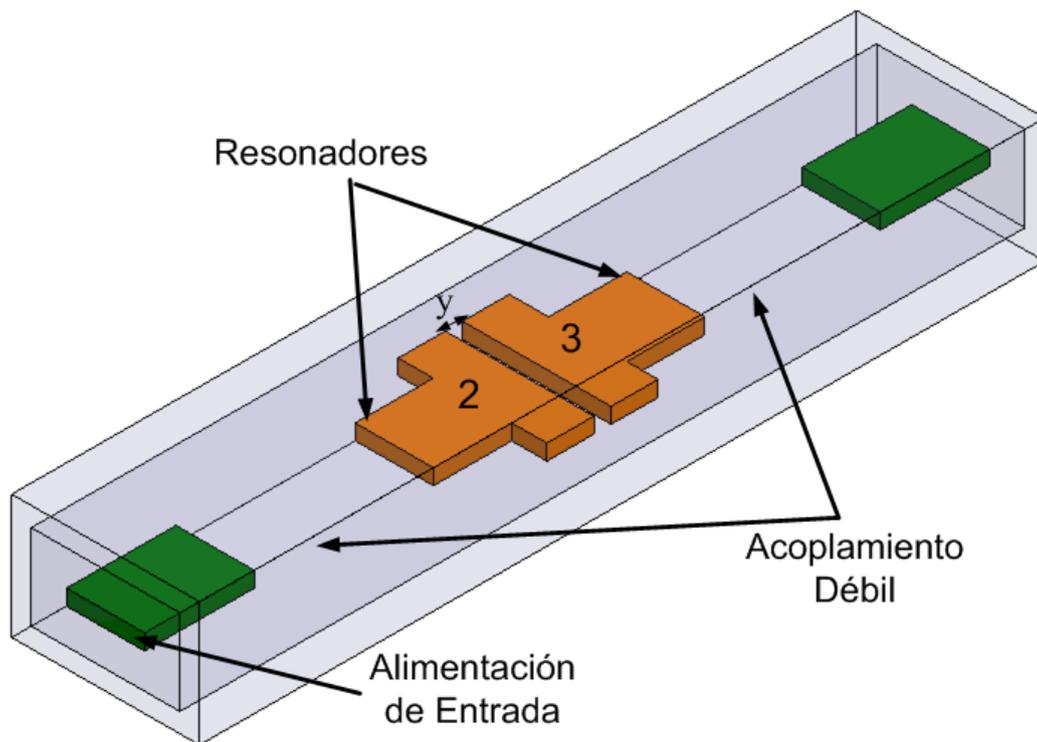


Figura 4.22: Estructura del filtro para la extracción de $K_{C_{23}}$

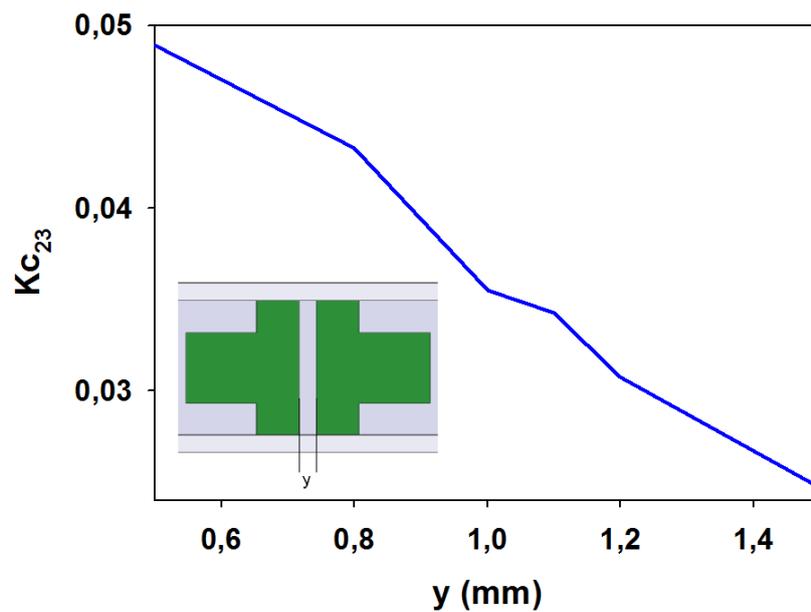


Figura 4.23: Acoplamiento entre los resonadores 2 y 3 ($K_{C_{23}}$) para el filtro coaxial Chebyshev

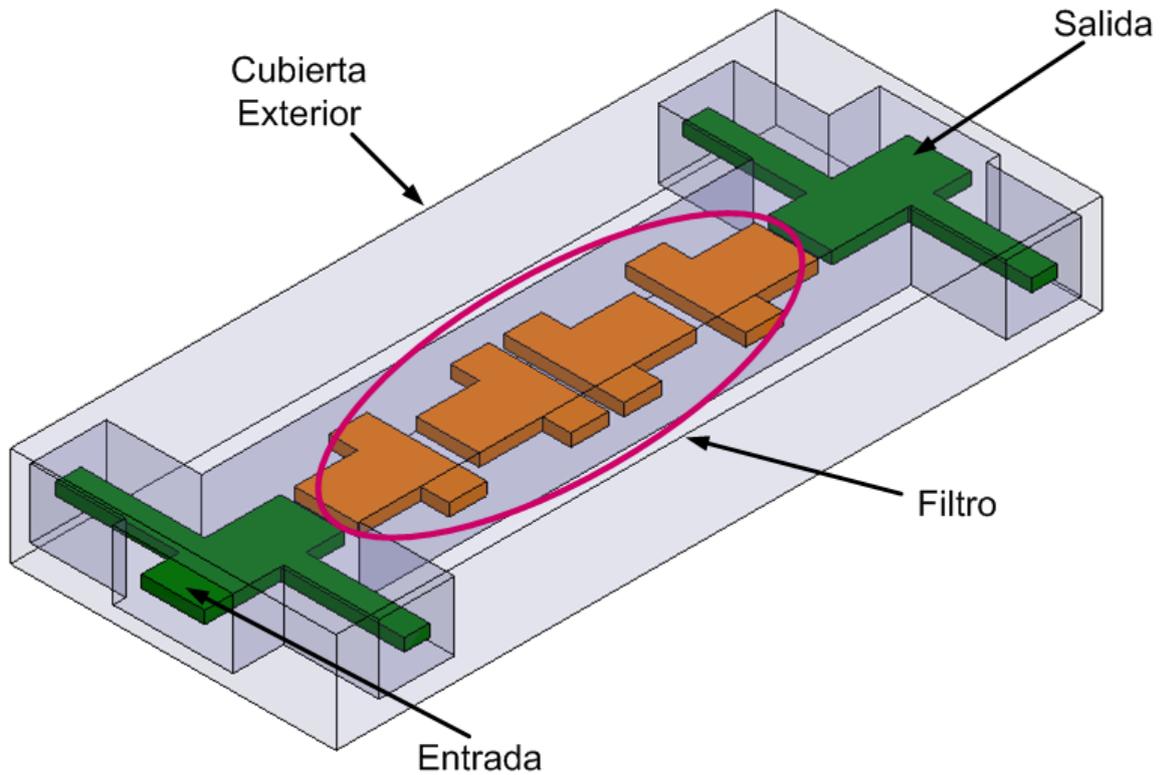


Figura 4.24: Estructura del filtro Chebyshev utilizando resonadores metálicos suspendidos

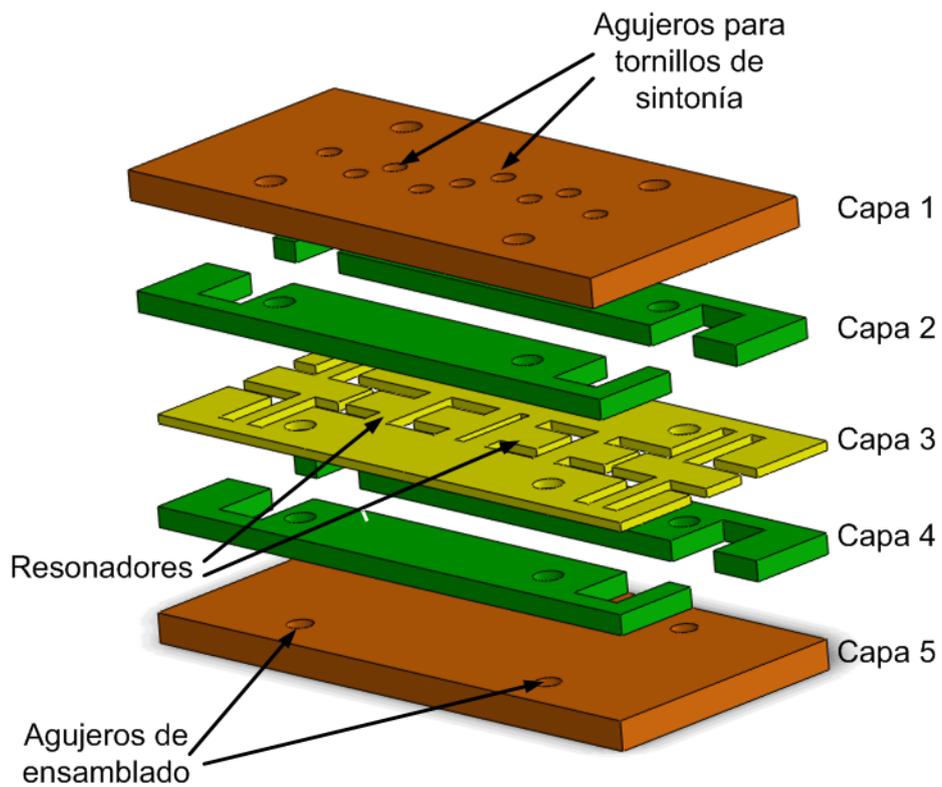


Figura 4.25: Esquemático de las capas que conforman el filtro coaxial Chebyshev a 9 GHz

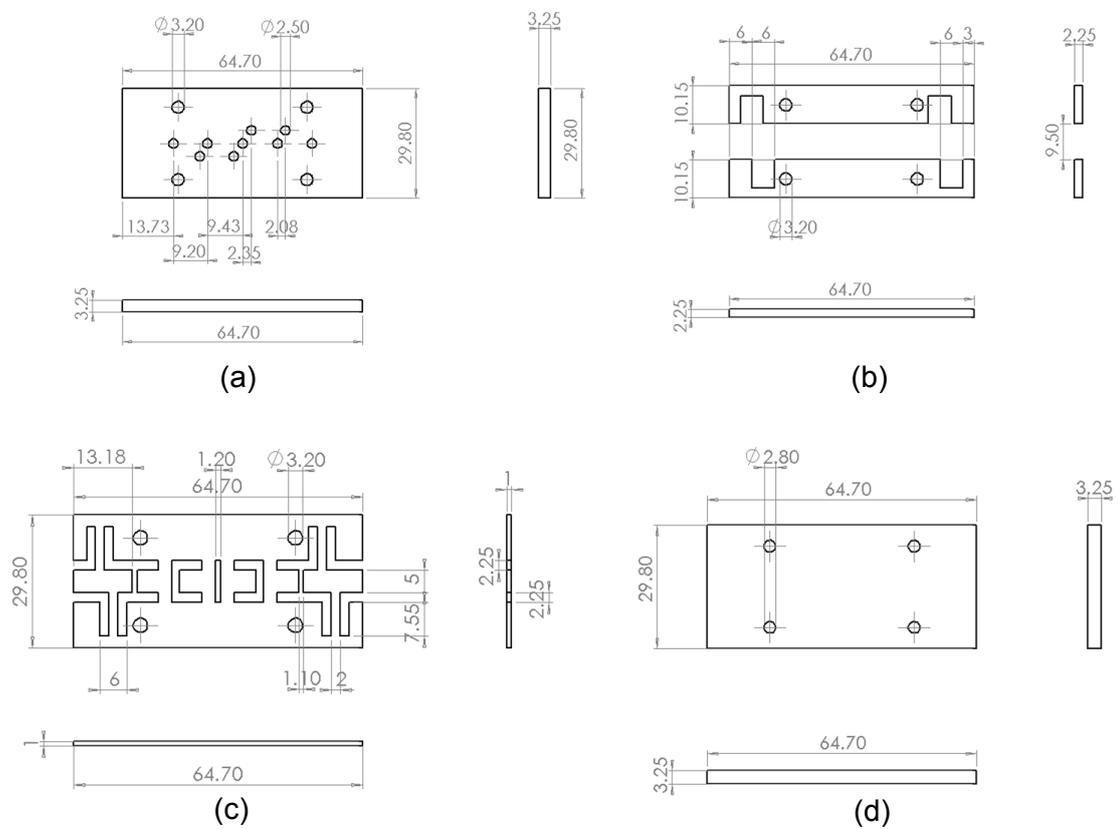


Figura 4.26: Dibujos técnicos de las capas que conforman el filtro coaxial Chebyshev a 9 GHz (a) Capa 1 (b) Capas 2 y 4 (c) Capa 3 (d) Capa 5 (Dimensiones en milímetros)

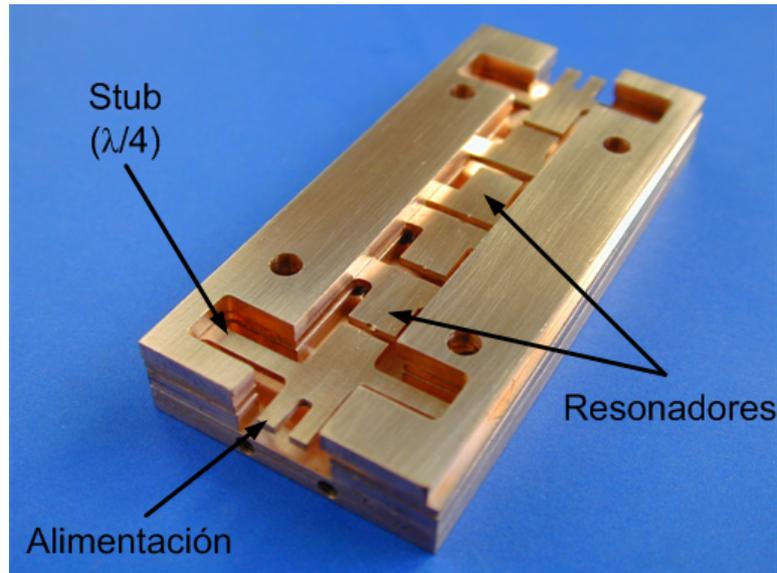


Figura 4.27: Fotografía del interior del filtro coaxial Chebyshev a 9 GHz

4.4.3. Resultados medidos y simulados del filtro Chebyshev

En la figura 4.27 se presenta una fotografía del filtro Chebyshev antes de terminar el ensamblaje donde se observan claramente los resonadores y las líneas de alimentación. Durante el desarrollo del filtro las tolerancias de fabricación son críticas, ya que pequeñas variaciones pueden afectar de manera significativa el valor de los acoplos así como la frecuencia de resonancia. Para compensar estas tolerancias se han insertado tornillos de sintonía en una de las tapas del filtro (capa 1). Todos los tornillos utilizados son metálicos. Cuatro tornillos han sido ubicados de forma tal que coincidan con la máxima densidad de campo magnético de los resonadores (para la frecuencia de resonancia), tres tornillos más fueron agregados entre los resonadores para variar el valor del acoplamiento (K_{ij}), finalmente se agregaron tornillos de sintonía entre la línea de entrada y el primer resonador y la línea de salida y el último resonador (ajustando el factor de calidad externo Q_e), dando un total de nueve tornillos que permiten sintonizar la respuesta del filtro. En la figura 4.28 se muestra el diagrama con la ubicación de estos tornillos.

La respuesta simulada y medida del filtro Chebyshev se presentan en la figura 4.29, la respuesta medida ha sido obtenida después de una calibración tipo SOLT (*Short, Open, Load, Thru*) ubicando el plano de referencia en los conectores SMA. En general los resultados experimentales coinciden adecuadamente con la respuesta simulada. En la gráfica se puede observar una ligera reducción del ancho de banda así como un incremento en las pérdidas de inserción. Estos efectos pueden ser atribuidos a las tolerancias de fabricación, el desalineamiento de capas y el uso de los tornillos de sintonía. La pérdida por inserción es de 1.07 dB para la frecuencia central de 9.2 GHz y la pérdida por retorno es superior a los 17 dB para toda la banda de paso.

4.5. Filtro cuasi elíptico de banda estrecha

En esta sección se presenta el diseño de un filtro de banda estrecha con una respuesta cuasi elíptica a 9 GHz. El filtro ha sido implementado dentro de dos líneas coaxiales superpuestas acopladas mediante unas ranuras en el plano de tierra común. Las líneas fueron fabricadas mediante técnicas de

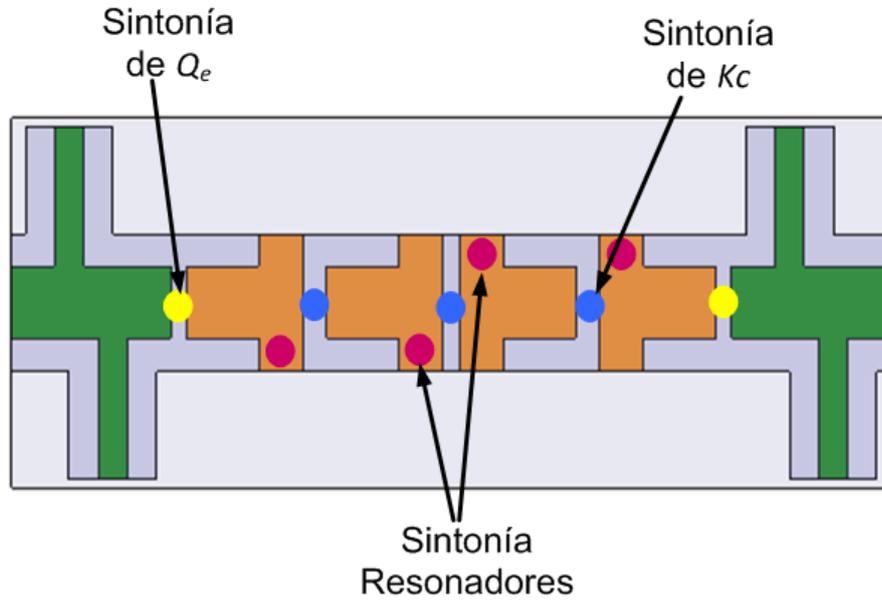


Figura 4.28: Representación esquemática de la distribución de los tornillos de sintonía

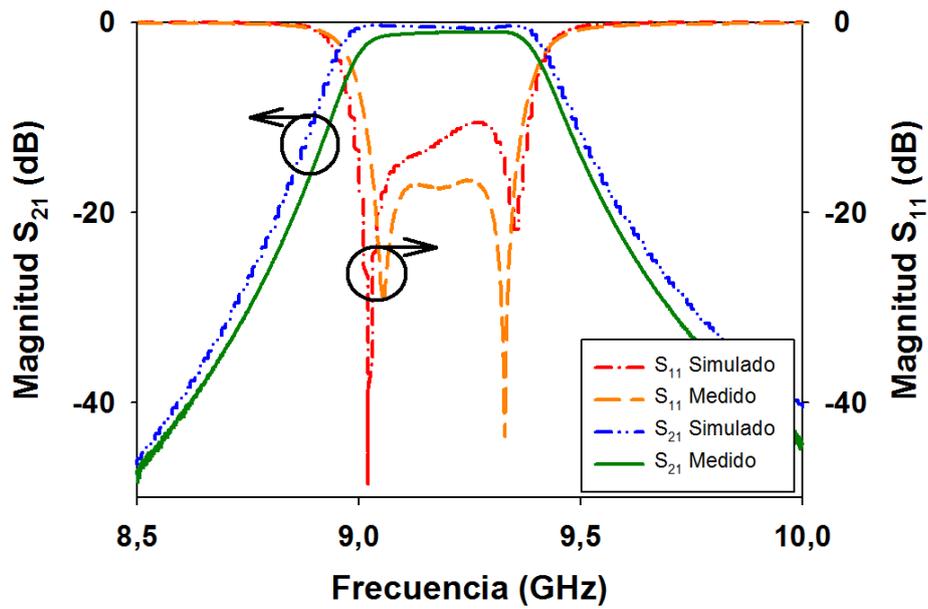


Figura 4.29: Respuesta simulada y medida del filtro coaxial Chebyshev a 9 GHz

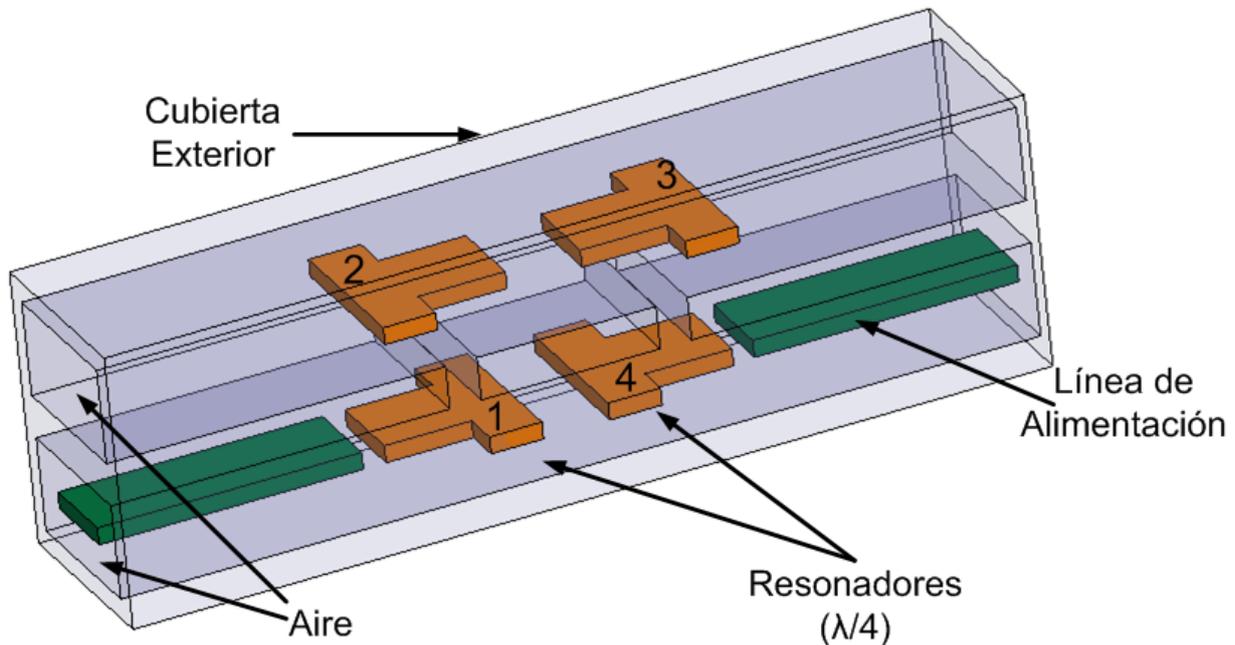


Figura 4.30: Estructura ideal del filtro cuasi elíptico utilizando resonadores metálicos suspendidos

Tabla 4.3: Valores g del prototipo pasobajas

Valores g y J del filtro prototipo para $\Omega_d = 2,00$			
$g_1=0.95449$	$g_2=1.38235$	$J_1=-0.16271$	$J_2=0.1.06062$

mecanizado y utilizan el aire como medio de propagación.

4.5.1. Diseño del filtro cuasi elíptico

Esta sección describe el diseño de un filtro pasobanda de banda estrecha para la banda X. El filtro es del tipo cuasi elíptico con dos ceros de transmisión y un ancho de banda fraccional de 4 %, a la frecuencia central de 9 GHz. El filtro ha sido implementado dentro de dos líneas coaxiales rectangulares superpuestas, las cuales han sido fabricadas en cobre y utilizan el aire como medio de propagación.

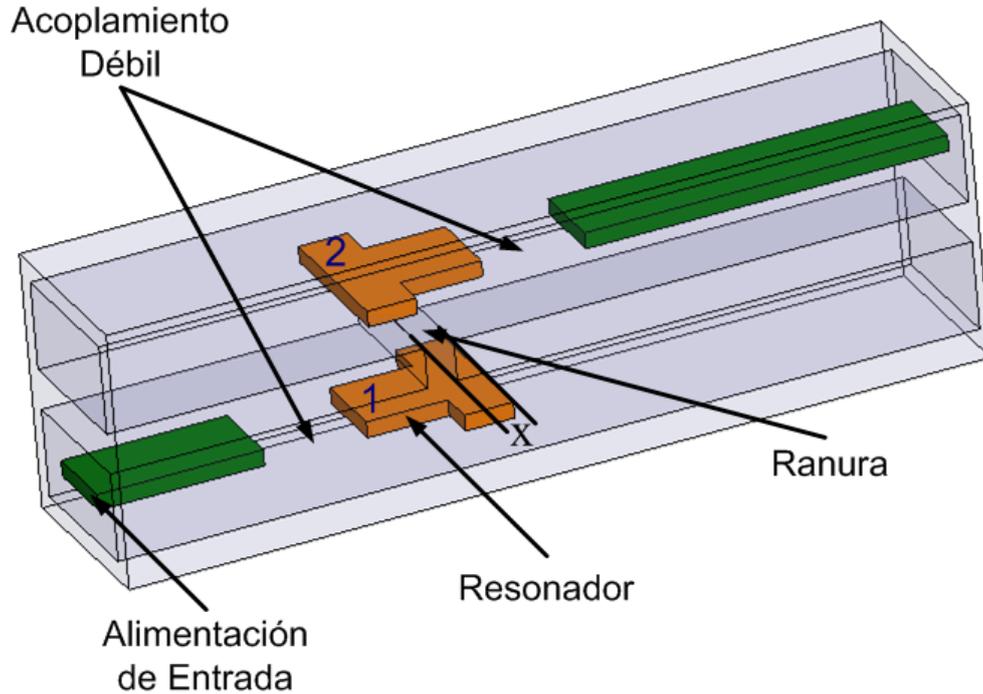
La estructura esta formada por 4 resonadores de $\lambda/4$ así como líneas de alimentación ubicadas en la entrada y salida del filtro. En la línea coaxial inferior se localizan las líneas de alimentación y dos de los resonadores y en la línea coaxial superior se localizan los otros dos. El acoplamiento entre los resonadores de la línea coaxial inferior y la superior se obtiene mediante ranuras de acoplamiento ubicadas en el plano de tierra común. En la figura 4.30 se presenta una vista 3D de la estructura ideal.

El procedimiento de diseño sigue un método tradicional similar al expuesto en la sección 4.4 para el diseño de filtros de banda estrecha. Los valores de g y J fueron obtenidos de tablas [7] de acuerdo a la especificaciones del filtro. En la tabla 4.3 se presentan los parámetros de diseño g y J para este filtro.

Conocidos los valores g y J del filtro prototipo se aplica una transformación pasobanda y se procede al cálculo de los coeficientes de acoplamiento entre resonadores (K_{ij}) y el factor de calidad externo (Q_e) utilizando las ecuaciones 4.1, 4.2 y 4.3 respectivamente. Los valores son presentados en

Tabla 4.4: Factor de calidad externo y coeficientes de acoplamiento entre resonadores

Factor de calidad externo y coeficientes de acoplamiento			
$Q_e=23.8622$	$K_{12}=0.03482$	$K_{23}=0.03069$	$K_{14}=-0.00681$

Figura 4.31: Estructura del filtro para la extracción de K_{c12}

la tabla 4.4.

Una vez que los valores teóricos son calculados, el factor de calidad externo (Q_e) así como los acoplamientos entre resonadores (K_{ij}) son obtenidos mediante simulaciones y las ecuaciones 4.4 y 4.5.

Para extraer el factor de calidad en la entrada $Q_{e_{in}}$ mediante simulaciones se utilizó la misma disposición presentada en la figura 4.18 y se aplicó la ecuación 4.4. Debido a la simetría de la estructura el valor obtenido es el mismo para el factor de calidad en la salida $Q_{e_{out}}$.

En la figura 4.31 se presenta la estructura a simular para encontrar el acoplamiento entre los resonadores 1 y 2 (K_{c12}), el cual es extraído de la respuesta simulada usando la ecuación 4.5. Al variar la dimensión de la ranura (x), en el plano de tierra común, el valor del acoplamiento entre resonadores se ve afectado, esta distancia será ajustada hasta encontrar el valor del acoplamiento teórico requerido. En la figura 4.32 se presenta una gráfica de la variación del acoplamiento entre los resonadores 1 y 2 (K_{c12}) con respecto a la anchura de la ranura. Dada la simetría del filtro el valor del acoplamiento K_{c34} es el mismo que K_{c12} .

De manera similar en la figura 4.33 se presenta la estructura a simular para encontrar el acoplamiento entre los resonadores 2 y 3 (K_{c23}), donde al variar la distancia entre resonadores (y), el valor de acoplamiento varía. La figura 4.34 presenta la variación del acoplamiento entre los resonadores 2 y 3 (K_{c23}) respecto a la distancia entre ellos.

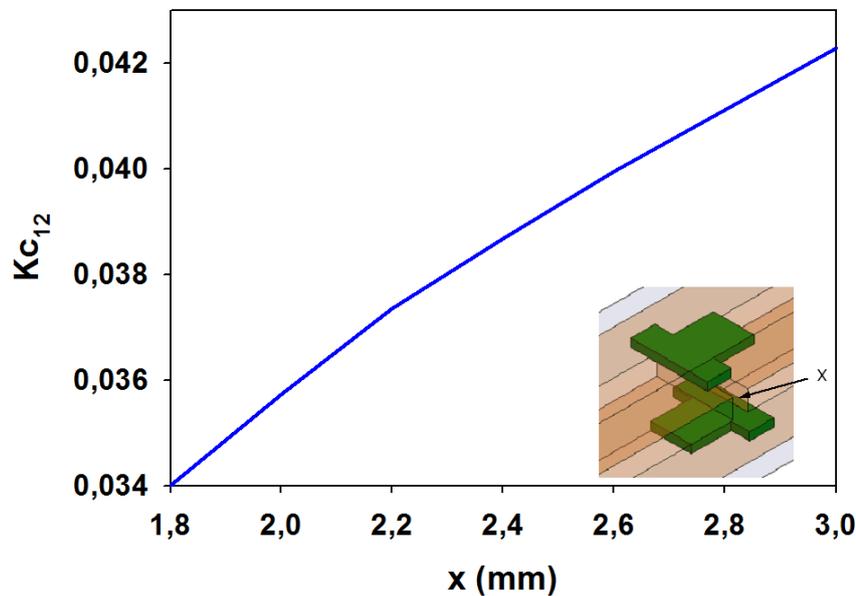


Figura 4.32: Acoplamiento entre los resonadores 1 y 2 (K_{c12}) para el filtro cuasi elíptico

Finalmente el acoplamiento entre los resonadores 1 y 4 (K_{c14}) es obtenido utilizando la estructura presentada en la figura 4.22. En la figura 4.35 se muestra la gráfica con los valores de acoplamiento obtenidos.

4.5.2. Ensamble del filtro cuasi elíptico

El filtro fue diseñado para una frecuencia central de 9 GHz con un ancho de banda fraccional del 4% y un rizo en la banda de paso de 0.01 dB. Después de obtener el espaciado entre los resonadores y las líneas de alimentación el filtro puede ser implementado. En la figura 4.36 se presenta la estructura simulada. El filtro está implementado dentro de dos líneas coaxiales, utilizando nueve capas de cobre superpuestas formando las dos líneas coaxiales.

En la figura 4.37 se presenta un esquemático con la superposición de cinco de las nueve capas que integran el diseño. La omisión de algunas capas permite una vista más clara en la que se resaltan los componentes principales. Las capas 1 y 9 del filtro son las tapas de las líneas coaxiales y han sido omitidas en la figura por simplicidad. Las capas 2, 4, 6 y 8 son las que forman las cavidades, siendo las capas 2 y 4 para la línea coaxial inferior y las capas 6 y 8 para la superior. Ya que las capas 2 y 4 así como 6 y 8 son iguales respectivamente se ha decidido representar solo una de ellas en el esquemático. Las capas 3 y 7 son los conductores centrales de las líneas coaxiales, y son las capas más importantes ya que contienen los resonadores suspendidos y las líneas de alimentación. La capa 5 es el plano de tierra común para ambas líneas coaxiales, la cual permite el acoplamiento de los resonadores mediante dos ranuras.

Las capas poseen diferentes espesores, siendo las capas 1 y 9 de 3.25 mm de espesor, las capas 2, 4, 6 y 8 son de 2.25 mm, la capa 5 tiene un espesor de 2.50 mm y las capas 3 y 7 tienen 1 mm de espesor. Para formar la estructura las nueve capas son apiladas de manera consecutiva y unidas mediante tornillos que se ubican en el conductor externo del coaxial. Las dimensiones finales del

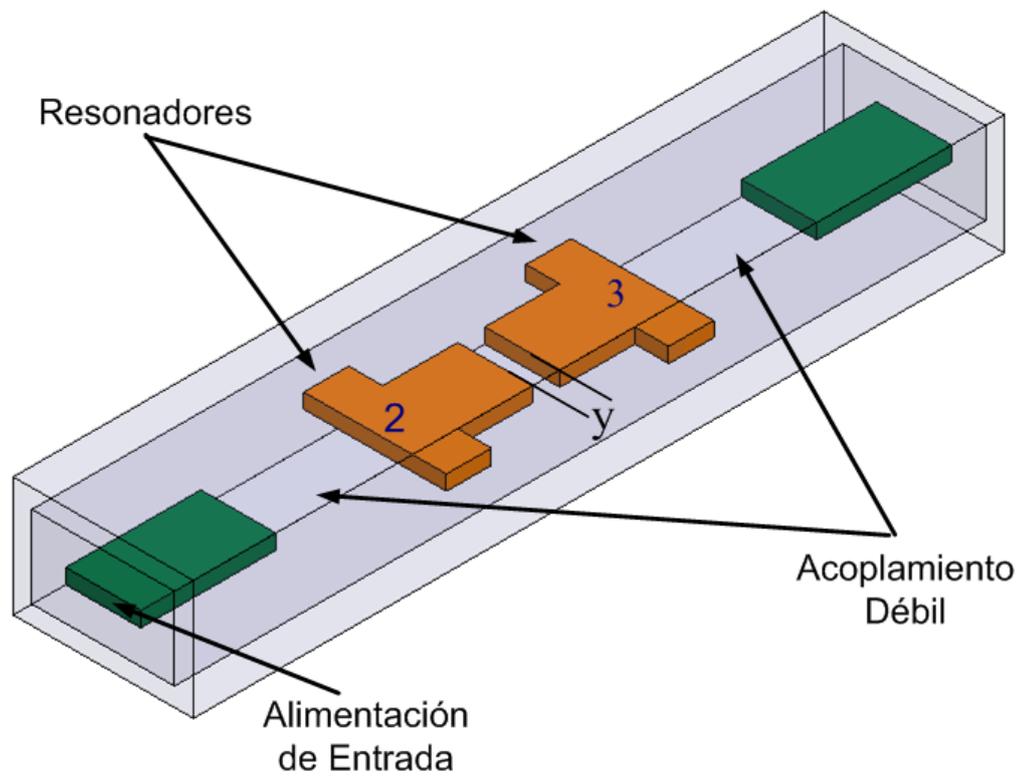


Figura 4.33: Estructura del filtro para la extracción de $K_{c_{23}}$

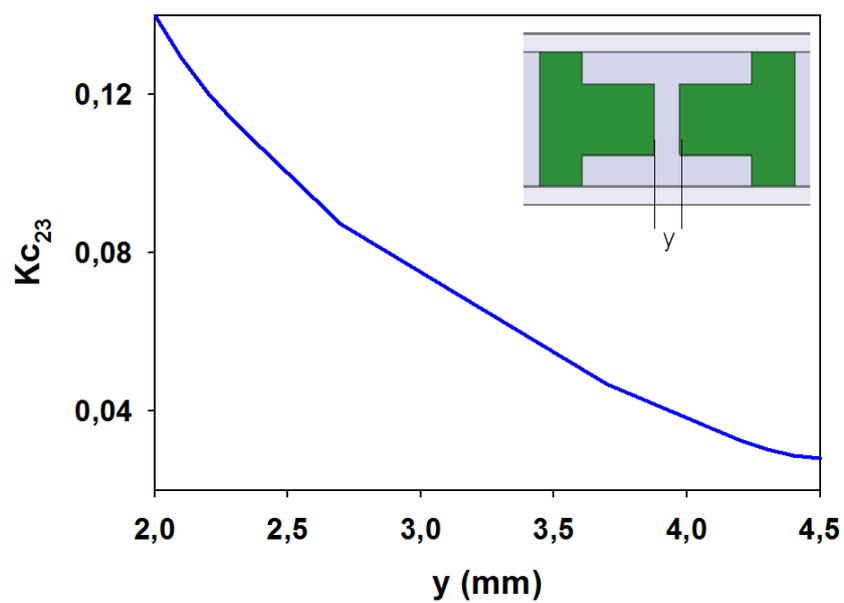


Figura 4.34: Acoplamiento entre los resonadores 2 y 3 ($K_{c_{23}}$) para el filtro cuasi elíptico

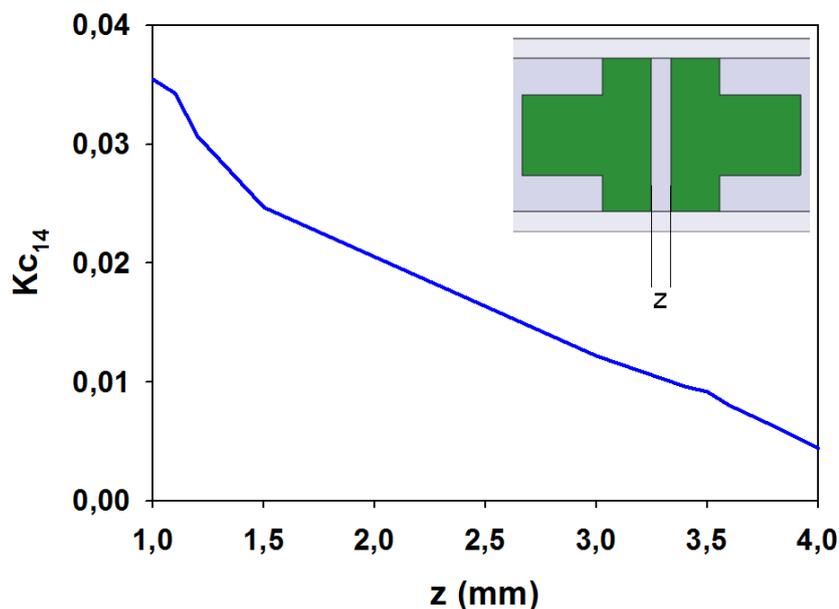


Figura 4.35: Acoplamiento entre los resonadores 1 y 4 (K_{c14}) para el filtro cuasi elíptico

filtro son $29.8 \times 48.7 \times 20 \text{ mm}^3$. En la figura 4.38 se presentan los dibujos técnicos de cada capa, todas las unidades están dadas en milímetros.

4.5.3. Resultados medidos y simulados del filtro cuasi elíptico

En la figura 4.39 se presenta dos fotografías del filtro cuasi elíptico antes de terminar el ensamble, mostrando las capas 3 y 7 que es donde se encuentran los resonadores y las líneas de alimentación. Durante el desarrollo del filtro las tolerancias de fabricación son críticas debido a que las variaciones en las dimensiones afectan la frecuencia de resonancia así como los valores de acoplamiento. Para compensar estas tolerancias se insertaron tornillos de sintonía en las tapas del filtro (capa 1 y 9), también se agregaron tornillos entre la línea de alimentación de entrada y el primer resonador, así como entre la línea de alimentación de salida y el último resonador, finalmente, dos tornillos más fueron agregados entre los resonadores 2-3 y 1-4 para ajustar el acoplamiento entre ellos. Por lo tanto se han agregado un total de 8 tornillos metálicos que permiten ajustar la respuesta del filtro, en la figura 4.40 se muestra un diagrama con la distribución de los tornillos.

En la figura 4.41 se muestran los resultados medidos y simulados. Los resultados de simulación fueron obtenidos considerando el desplazamiento entre capas. Mediante mediciones utilizando un microscopio óptico se extrajo el desplazamiento y tiene un rango entre 100 y $300 \mu\text{m}$. Varias simulaciones fueron realizadas para observar el efecto de este desalineamiento en la respuesta del filtro. Finalmente una de estas simulaciones fue tomada al azar y comparada con la respuesta medida. El efecto del desplazamiento en la respuesta del filtro será presentado con mayor detalle en la sección 4.6. La respuesta medida fue obtenida después de una calibración tipo SOLT (*Short, Open, Load, Thru*) ubicando el plano de referencia en los conectores SMA, comparando los resultados simulados y medidos se observa una adecuada concordancia entre ellos. Las variaciones en los resultados pueden ser atribuidas al desalineamiento de las capas, a las tolerancias de fabricación así como al efecto que causan los tornillos de sintonía usados para obtener la respuesta del filtro.

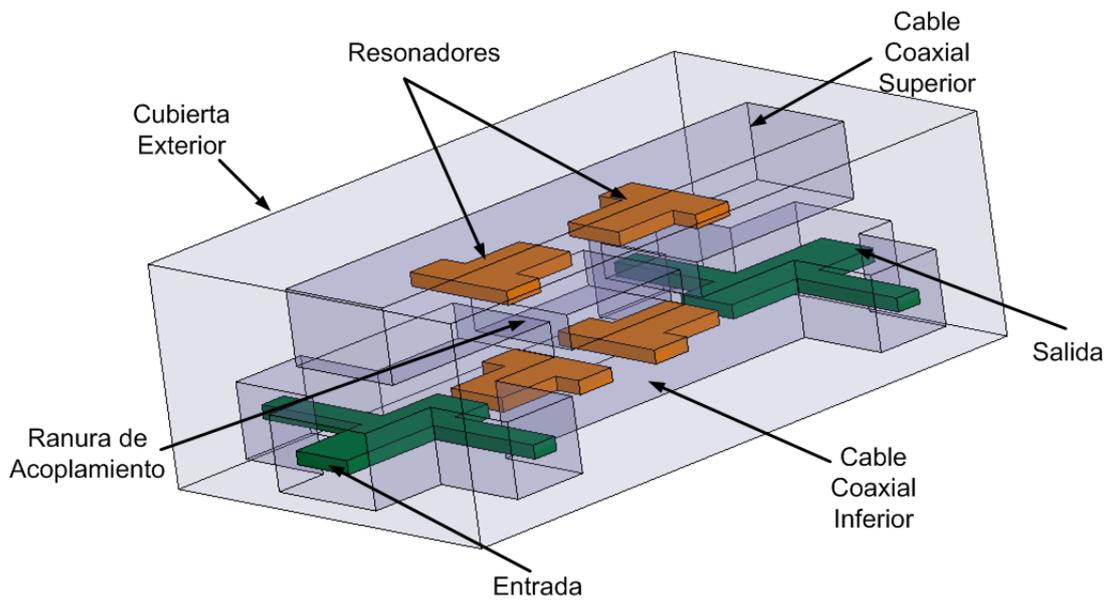


Figura 4.36: Estructura del filtro cuasi elíptico utilizando resonadores metálicos suspendidos

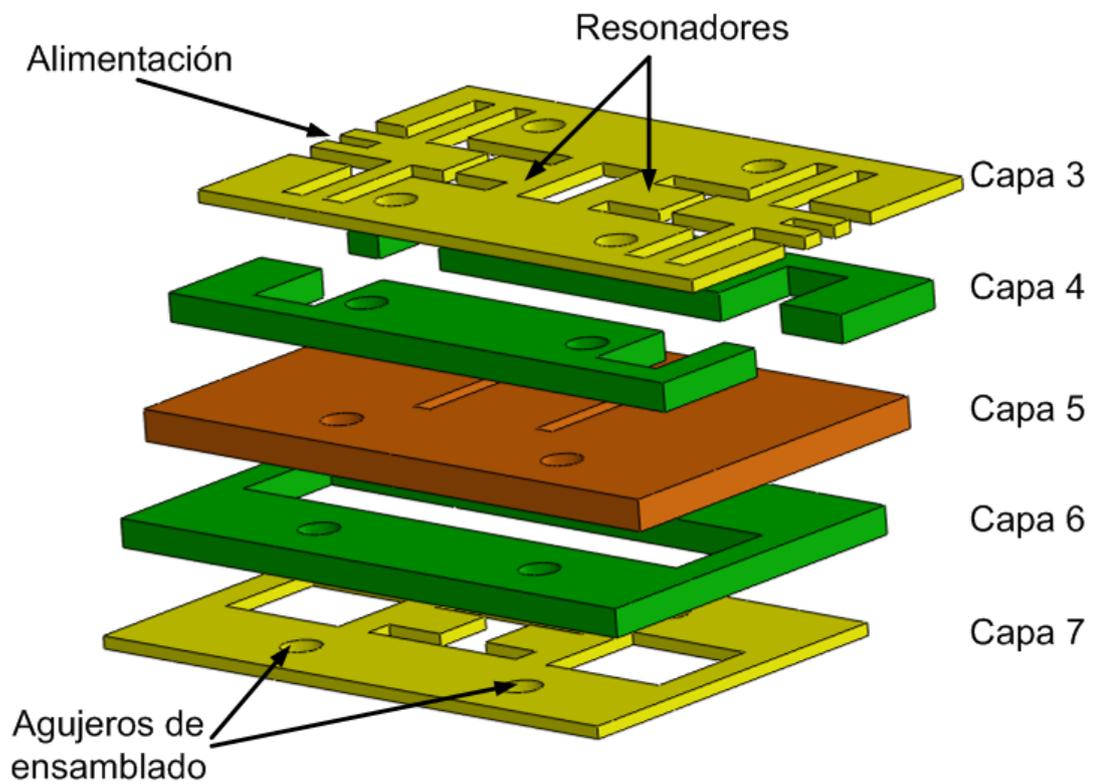


Figura 4.37: Esquemático de las capas que conforman el filtro coaxial cuasi elíptico a 9 GHz

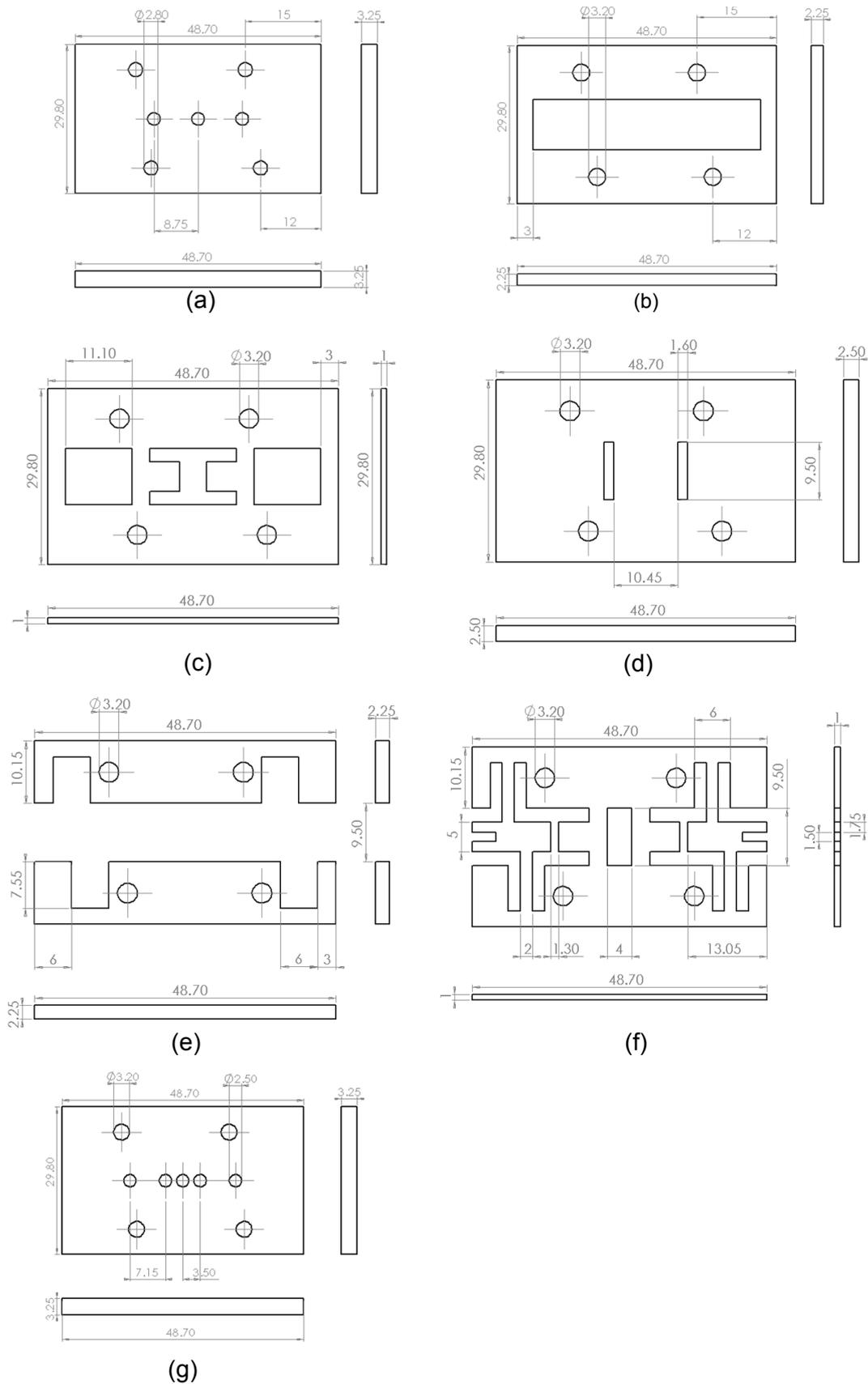
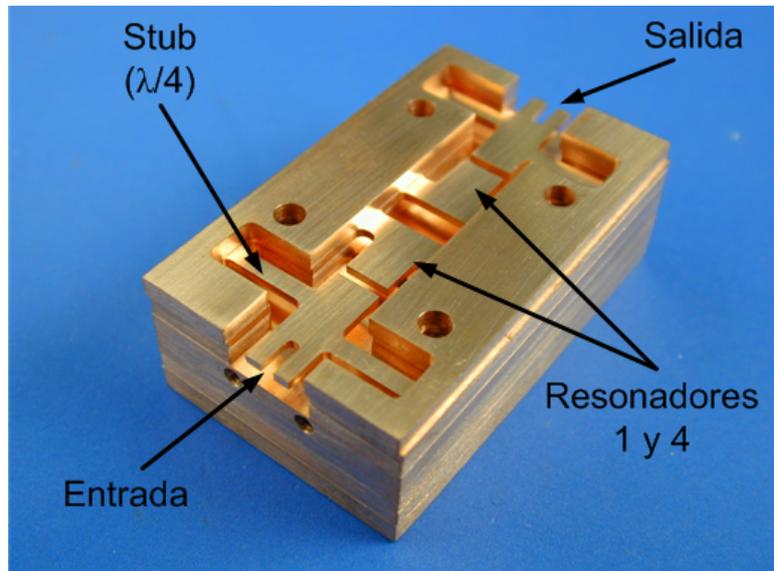
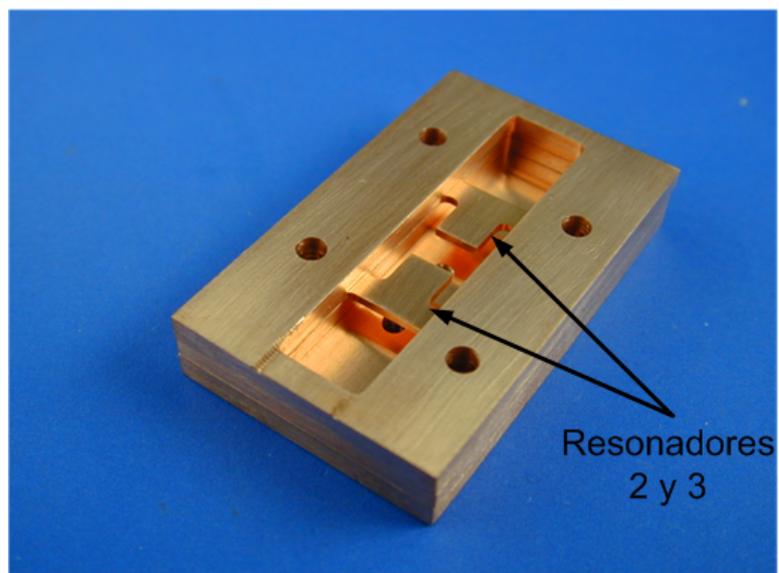


Figura 4.38: Dibujos técnicos de las capas que conforman el filtro coaxial cuasi elíptico a 9 GHz (a) Capa 9 (b) Capas 8 y 6 (c) Capa 7 (d) Capa 5 (e) Capa 4 y 2 (f) Capa 3 (g) Capa 1 (Dimensiones en milímetros)

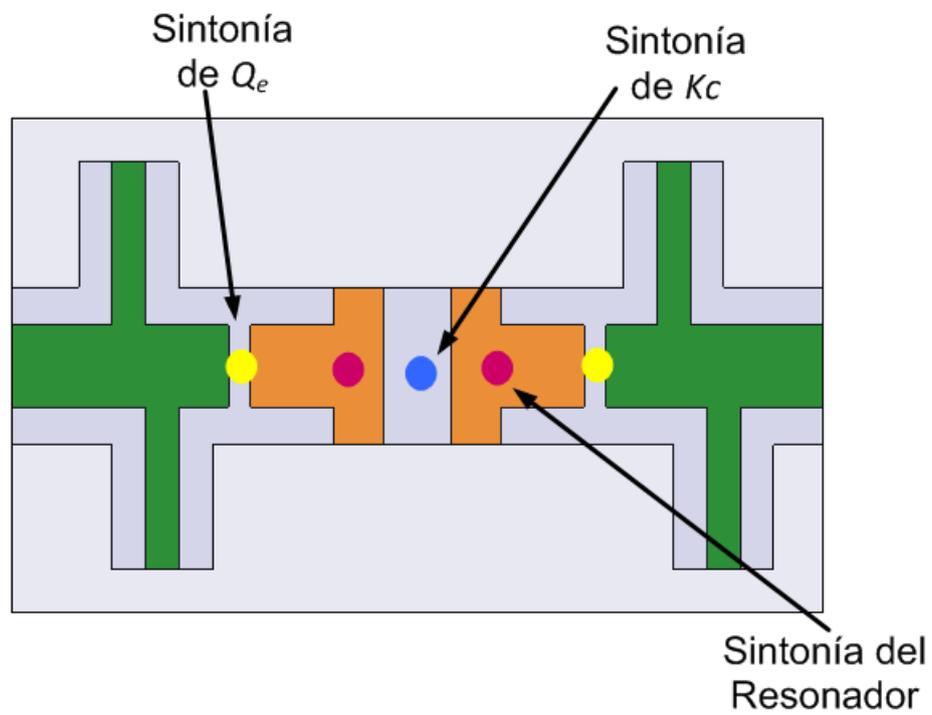


(a)

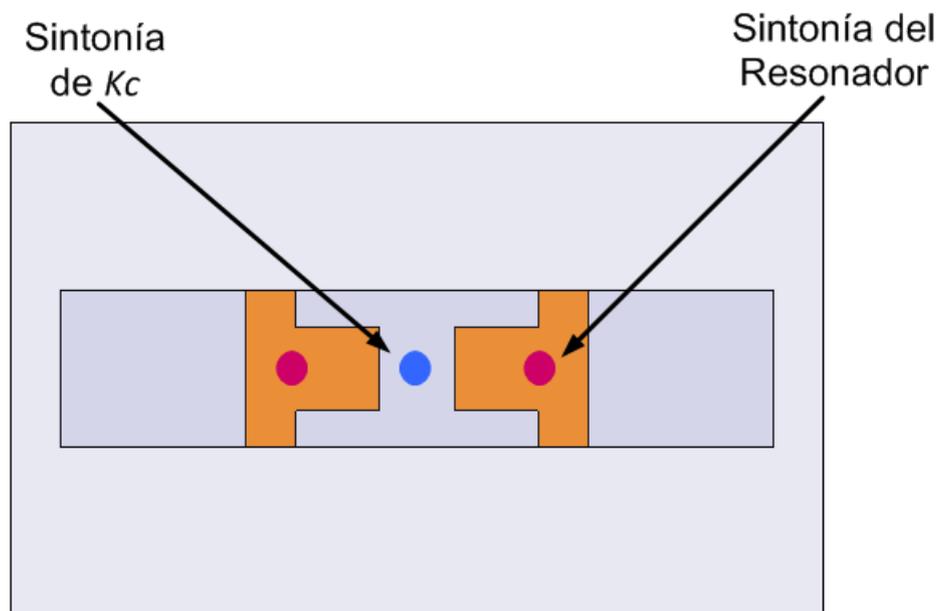


(b)

Figura 4.39: Fotografía del interior del filtro cuasi elíptico mostrando las capas 3 y 7



(a)



(b)

Figura 4.40: Representación esquemática de la distribución de los tornillos de sintonía

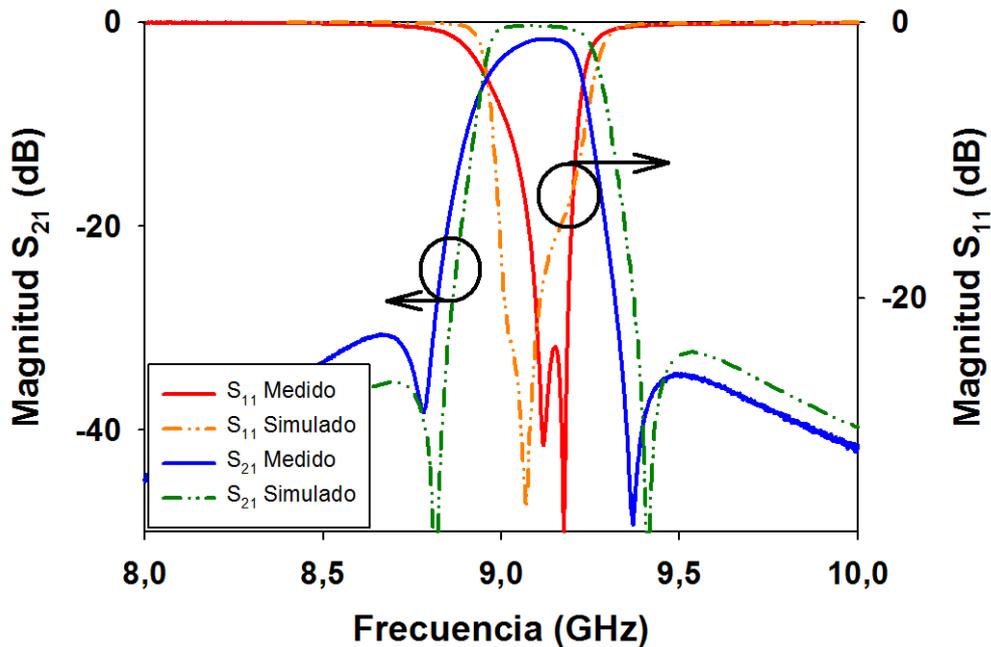


Figura 4.41: Respuesta simulada y medida del filtro coaxial cuasi elíptico a 9 GHz

El ancho de banda disminuye del 4 % considerado en el diseño al 2.88 % obtenido en las mediciones. La simulación con desalineamiento de capas presenta un ancho de banda del 3.44 %. La pérdida por inserción es de 1.7 dB para la frecuencia central de 9.1 GHz y la pérdida por retorno es superior a los 25 dB a la frecuencia de 9.1 GHz. Los ceros de transmisión en ambos lados de la banda de paso fueron satisfactoriamente realizados.

4.6. Análisis de tolerancias

Esta sección presenta un análisis de tolerancias en los dispositivos fabricados y como afectan a la respuesta final de los diseños. Las tolerancias de fabricación engloban la alineación de capas, las esquinas redondeadas y las inexactitudes en la fabricación. El problema de las esquinas redondeadas surge del uso de una herramienta de 2 milímetros de diámetro para la fabricación de los dispositivos. El desalineamiento de capas está asociado al desplazamiento no deseado de las capas a la hora de ensamblar el dispositivo. Las inexactitudes en la fabricación son causadas por los errores en las dimensiones de cada capa fabricada con respecto a los dibujos técnicos del dispositivo.

Para comprender el efecto de las inexactitudes en los dispositivos fabricados se ha llevado a cabo un análisis de tolerancias tomando el filtro cuasi elíptico como dispositivo de estudio. Mediante un microscopio óptico se midieron cada una de las capas que integran el filtro, comparando una a una las dimensiones con respecto al dibujo técnico. Al realizar esta comparación se encontró una imprecisión de fabricación de entre 40 y 100 μm . Nuevamente, utilizando el microscopio óptico se extrajeron los valores de desalineación entre las capas encontrando una desviación de entre 100 y 300 μm .

Las inexactitudes en los dispositivos así como el desalineamiento entre capas fueron simuladas para entender el efecto que producen en la respuesta del filtro. Estas simulaciones se hicieron utilizando el simulador HFSS. Es importante resaltar que la inexactitudes en la fabricación de la pieza

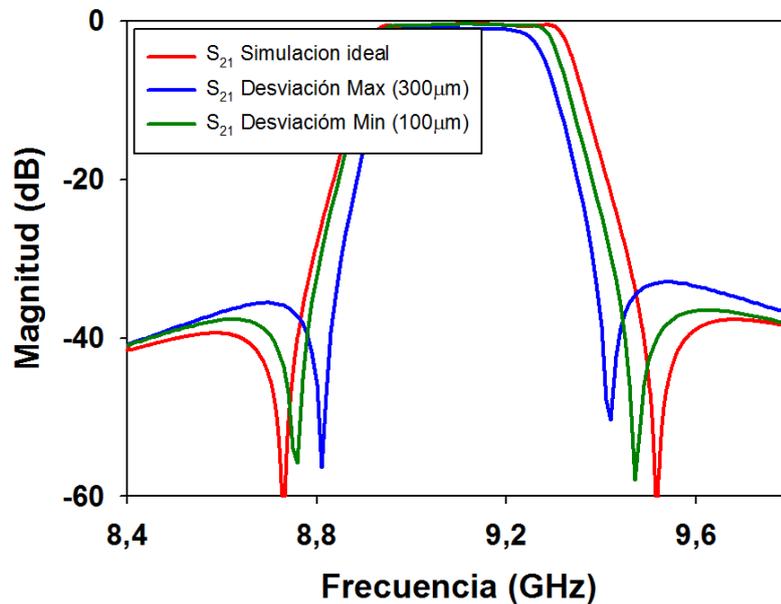


Figura 4.42: Respuesta simulada del filtro coaxial cuasi elíptico a 9 GHz

contribuyen al desalineamiento entre capas. Esta desalineación de capas produce un traslape entre ellas que da como resultado una reducción de los coeficientes de acoplamiento, provocando una reducción del ancho de banda entre el 7 y el 23,8 %. Este solapamiento también cambia ligeramente las dimensiones del resonador provocando una ligera desviación en la frecuencia central del filtro. La figura 4.42 presenta la reducción del ancho de banda para un desalineamiento de 100 y 300 μm comparado con la respuesta ideal del filtro.

Así mismo mediante simulaciones se analizó el efecto de las esquinas redondeadas en los dispositivos fabricados. La respuesta simulada del filtro con las esquinas redondeadas, solo considerando los resonadores, presenta una reducción del 13,5 % en el ancho de banda con respecto a un filtro con los bordes perfectamente rectos. Este redondeo también afecta las dimensiones de los resonadores provocando una desviación en la frecuencia central del filtro. Cabe mencionar que los efectos de redondez de las esquinas en otras partes del dispositivo son insignificantes. La figura 4.43 presenta la simulación con bordes redondeados respecto a la simulación con bordes rectos.

La combinación de estas tolerancias de fabricación provoca la degradación de la respuesta del filtro. En esta sección se analizó el efecto de cada una de ellas, sin embargo estos parámetros se analizaron de manera independiente para restar complejidad a las simulaciones.

4.7. Conclusiones

En este capítulo se han presentado dos filtros pasobanda para la banda X, así como el diseño de la línea de transmisión que permite la interconexión de los filtros con el equipo de medición. Uno de los diseños presentados es un filtro con respuesta Chebyshev con un ancho de banda fraccional del 4 %. El otro diseño es un filtro cuasi elíptico con dos ceros de transmisión, cuya estructura está formada por dos líneas coaxiales superpuestas, que se acoplan electromagnéticamente mediante ranuras ubicadas en el plano de tierra común. El diseño de estos dispositivos demuestra la posibilidad de obtener circuitos

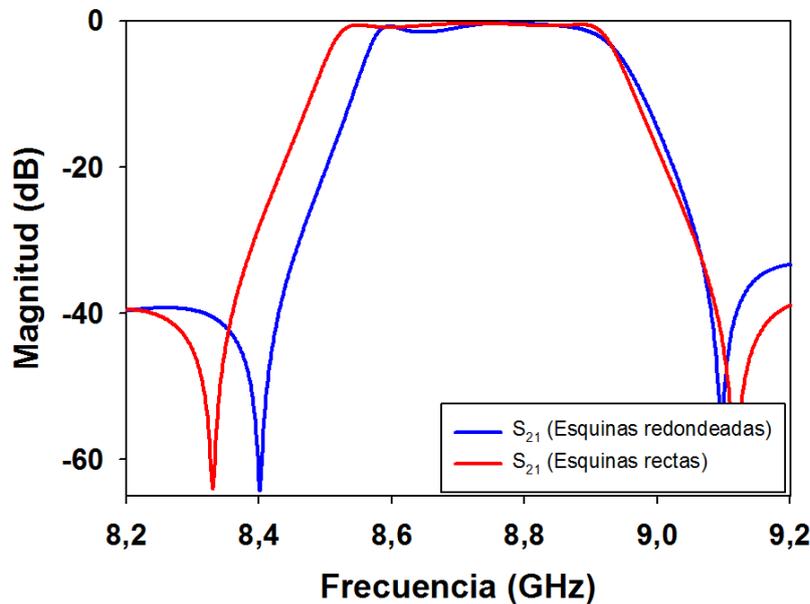


Figura 4.43: Respuesta simulada del filtro coaxial cuasi elíptico a 9 GHz

y subsistemas altamente integrados a frecuencias milimétricas, ofreciendo una solución a las pérdidas por radiación y por dieléctrico al tener una estructura totalmente blindada suspendida en el aire.

Referencias

- [1] I. Llamas-Garro, M.J. Lancaster y P.S. Hall. "Air-filled square coaxial transmission line and its use in microwave filters". *Microwaves, Antennas and Propagation, IEE Proceedings*, tomo 152, (2005), páginas 155 – 159.
- [2] I. Llamas-Garro, M.J. Lancaster y P.S. Hall. "A low-loss wideband suspended coaxial transmission line". *Microwave and Optical Technology Letters*, tomo 43, (2004), páginas 93 – 95.
- [3] "<http://www.ansoft.co.uk/products/hf/hfss/>".
- [4] Lee Harle y Linda P.B. Katehi. "A vertically integrated micromachined filter". *IEEE transactions on microwave theory and techniques*, tomo 50, (2002), páginas 2063 – 2068.
- [5] Dominique Cros Pierre Blondy, Andrew R. Brown y Gabriel M. Rebeiz. "Low loss micromachined filters for millimeter wave communication systems". *IEEE transactions on microwave theory and techniques*, tomo 46, (1998), páginas 2283 – 2288.
- [6] Chang-Wook Baek Ignacio Llamas-Garro, Yongsung Kim y Yong-Kweon Kim. "A Monolithic Surface Micromachined Half-Coaxial Transmission Line Filter". *IEEE transactions on microwave theory and techniques*, tomo 54, (2006), páginas 4161 – 4168.
- [7] Jia-Sheng Hong y M. J. Lancaster. *Microstrip filters for RF/Microwave applications*. John Wiley and Sons Inc., 2001.

