

UNIVERSIDAD MIGUEL HERNÁNDEZ DE ELCHE



CIRCUITOS DE MICROONDAS MEDIANTE
TÉCNICAS DE FABRICACIÓN ADITIVA

TESIS DOCTORAL

Programa de Doctorado en Tecnologías Industriales y de
Telecomunicación

Héctor García Martínez

Director:

Germán Torregrosa Penalva

Codirector:

Ernesto Ávila Navarro

Enero 2021

La presente Tesis Doctoral está basada en un compendio de trabajos que han sido publicados en revistas científicas internacionales de impacto, incluidas en el JCR (*Journal Citation Reports*) *Science Edition*. Las principales novedades y conclusiones de dicha tesis quedan constituidas por los siguientes artículos, que se enumeran a continuación:

- *Design and Fabrication of a Band-Pass Filter With EBG Single-Ridge Waveguide Using Additive Manufacturing Techniques*
H. García-Martínez, E. Ávila-Navarro, G. Torregrosa-Penalva, N. Delmonte, L. Silvestri, S. Marconi, G. Alaimo, F. Auricchio, and M. Bozzi.
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 68, no. 10, pp. 4361-4368, October 2020.
ISSN: 0018-9480 (print); 1557-9670 (electronic). Publisher: IEEE.
JCR-SCI Impact Factor: 3.413, Quartile **Q2**
Web: <https://doi.org/10.1109/TMTT.2020.3006836>
DOI: 10.1109/TMTT.2020.3006836
- *Low-Cost Additive Manufacturing Techniques Applied to the Design of Planar Microwave Circuits by Fused Deposition Modeling*
H. García-Martínez, E. Ávila-Navarro, G. Torregrosa-Penalva, A. Rodríguez-Martínez, C. Blanco-Angulo, and M. A. de la Casa-Lillo.
Polymers, vol. 12, no. 9, pp. 1946, August 2020.
ISSN: 2073-4360 (electronic). Publisher: MDPI.
JCR-SCI Impact Factor: 3.426, Quartile **Q1**
Web: <https://doi.org/10.3390/polym12091946>
DOI: 10.3390/polym12091946

- *Multilayered additive-manufactured half-wavelength coupled line filters*
 H. García-Martínez, E. Ávila-Navarro, G. Torregrosa-Penalva, E. Bronchalo, C. Blanco-Angulo, and M. Bozzi.
AEU - International Journal of Electronics and Communications, vol. 123, no. 153320, June 2020.
 ISSN: 1434-8411 (electronic). Publisher: Elsevier.
JCR-SCI Impact Factor: 2.924, Quartile Q2
 Web: <https://doi.org/10.1016/j.aeue.2020.153320>
 DOI: 10.1016/j.aeue.2020.153320
- *Analysis of Microwave Passive Circuits Designed Using 3D Printing Techniques*
 H. García-Martínez, E. Ávila-Navarro, A. Rodríguez-Martínez, M. A. de la Casa-Lillo, and G. Torregrosa-Penalva.
Elektronika Ir Elektrotechnika, vol. 125, no. 2, pp. 36-39, April 2019.
 ISSN: 1392-1215 (print); 2029-5731 (electronic). Publisher: Kaunas University of Technology.
JCR-SCI Impact Factor: 0.707, Quartile Q4
 Web: <https://doi.org/10.5755/j01.eie.25.2.23202>
 DOI: 10.5755/j01.eie.25.2.23202



AUTORIZACIÓN DE PRESENTACIÓN DE TESIS DOCTORAL POR UN CONJUNTO DE PUBLICACIONES

Director: Dr. Germán Torregrosa Penalva

Codirector: Dr. Ernesto Ávila Navarro

Título de la Tesis Doctoral: **Circuitos de microondas mediante técnicas de fabricación aditiva**

Autor: Héctor García Martínez

Departamento de Ciencia de Materiales, Óptica y Tecnología Electrónica, Universidad Miguel Hernández de Elche.

El director y codirector de la Tesis Doctoral reseñada autorizan su publicación en la modalidad de conjunto de publicaciones.

En Elche, a 3 de febrero de 2021

Fdo: Dr. Germán Torregrosa Penalva Fdo: Dr. Ernesto Ávila Navarro



PROGRAMA DE DOCTORADO EN TECNOLOGÍAS INDUSTRIALES Y DE TELECOMUNICACIÓN

Dr. Óscar Reinoso García, Coordinador del Programa de Doctorado en Tecnologías Industriales y de Telecomunicación de la Universidad Miguel Hernández de Elche.

CERTIFICA

Que el trabajo realizado por D. Héctor García Martínez titulado **Circuitos de microondas mediante técnicas de fabricación aditiva** ha sido dirigido por el Dr. Germán Torregrosa Penalva y codirigido por el Dr. Ernesto Ávila Navarro y se encuentra en condiciones de ser leído y defendido como Tesis Doctoral ante el correspondiente tribunal en la Universidad Miguel Hernández de Elche.

Lo que firmo para los efectos oportunos en Elche, a 3 de febrero de 2021

Fdo: Dr. Óscar Reinoso García
Coordinador del Programa de Doctorado en Tecnologías Industriales
y de Telecomunicación.

Financiación

El desarrollo y la realización de la presente Tesis Doctoral ha sido financiada por los siguientes proyectos de investigación:

- **Proyecto (AICO/2020/218):** Fabricación de circuitos de microondas en diferentes tecnologías (microstrip, multicapa, guía de onda...) mediante el uso de técnicas aditivas de impresión 3D. Titulado: Técnicas disruptivas de diseño y fabricación de circuitos de microondas mediante impresión aditiva 3D, financiado por la Conselleria de Innovación, Universidades, Ciencia y Sociedad Digital de la Comunidad Valenciana.
- **Proyecto (INNVA1/2020/49):** Caracterización de tejidos biológicos mediante el uso de diferentes resonadores de microondas fabricados mediante técnicas aditivas de impresión 3D. Titulado: Sistema no invasivo para la caracterización bioquímica, detección de componentes y reconstrucción biomédica 3D de tejidos biológicos, financiado por la Agencia Valenciana de la Innovación.
- **Proyecto (DPI2016-80391-C3-2-R):** Sistema de imagen médica basado en la medición de distancias entre tejidos biológicos mediante el uso de la tecnología de microondas. Titulado: Sistema predictivo del brain-shift basado en mediciones de distancia no invasivas, financiado por el Ministerio de Economía, Industria y Competitividad.

Además, las estancias internacionales realizadas durante el período de la Tesis Doctoral en el laboratorio de microondas de la Universidad de Pavía han sido financiadas con las siguientes ayudas:

- **Ayuda (UMH/2426/18):** Ayuda y bolsa de viaje para la difusión de los resultados de investigación en el marco del programa de doctorado de Tecnologías Industriales y de Telecomunicación, financiada por la Universidad Miguel Hernández de Elche dentro del Programa de Doctorado de Tecnologías Industriales y de Telecomunicación.
- **Ayuda (UMH/0762/19):** Ayuda a la investigación, innovación y movilidad internacional del Vicerrectorado de Investigación, financiada por la Universidad Miguel Hernández de Elche dentro del Vicerrectorado de Investigación e Innovación.

Agradecimientos

A lo largo de todo el desarrollo de esta Tesis Doctoral he contado con la ayuda de mucha gente, a las que les estoy sinceramente agradecido.

En primer lugar, me gustaría agradecer a mis directores Ernesto Ávila y Germán Torregrosa todo el tiempo y esfuerzo que han dedicado en este trabajo. Gracias por todo el apoyo y la confianza que he recibido de vosotros.

En segundo lugar, quiero agradecer a mis compañeros del área de Tecnología Electrónica por el magnífico ambiente de trabajo y por las distintas ayudas que he recibido de todos vosotros. Por orden alfabético: Ausias, Blanes, David, Ernesto, Higinio, Javier, José Antonio Carrasco, José Antonio Palazón, Julia, Moisés, Paco.

En tercer lugar, quiero agradecer a los miembros del departamento de Ingeniería de Comunicaciones en especial a Alberto, Enrique y Roberto y a los miembros del departamento de Ingeniería de Sistemas y Automatización en especial a Sabater, por toda la ayuda y consejos que he recibido de vosotros durante toda la Tesis Doctoral.

Quiero agradecer también al profesor Maurizio Bozzi y al resto de miembros del laboratorio de microondas de la universidad de Pavía, por toda la amabilidad, ayuda y conocimientos que he recibido de vosotros durante toda mi estancia.

Asimismo, me gustaría agradecer a todas aquellas personas que me apoyan día a día, sin las cuales no hubiera tenido la fuerza y energía para poder finalizar esta Tesis Doctoral.

Gracias a toda mi familia, en especial a mis padres Jose María y Mari Carmen y a mis hermanos Fernando y Carmen María por todo el apoyo, el ánimo que he recibido de vosotros y por enseñarme a valorar todas las cosas que nos ofrece la vida.

Gracias a todos mis amigos en especial a Panadero, Poveda, Rosky, Adrian, Javi, Manu..., por toda la fuerza que he recibido de vosotros en los momentos difíciles de este trabajo.

Pero, sobre todo, me gustaría agradecer a Cristina toda su ayuda, paciencia, comprensión y por el tiempo que me ha concedido (los fines de semana, las estancias y alguna que otra noche escribiendo...) en el desarrollo de este trabajo. Gracias por todo el apoyo y energía que he recibido de ti durante todo este tiempo, esta Tesis Doctoral es también tuya.

A mi familia,

Resumen

En la actualidad, las técnicas fabricación aditiva y la impresión 3D están despertando un gran interés en una amplia variedad de sectores industriales como la medicina, la ciencia y la tecnología. A lo largo de los últimos años, la reducción de costes de las impresoras 3D comerciales ha hecho que la fabricación aditiva ya no se utilice solamente para realizar prototipos rápidos, si no también para fabricar componentes que pueda utilizar el usuario final. Además, las ventajas que se obtienen utilizando esta tecnología (posibilidad de realizar estructuras complejas en muy poco tiempo, eficiencia del material utilizado, combinación de materiales y bajo coste), han atraído también a los científicos, que han empleado en muchas de sus investigaciones esta tecnología. Recientemente, las técnicas de fabricación aditiva han aparecido en el desarrollo de dispositivos de microondas y el número de investigaciones sobre esta temática crece cada año más.

Es dentro de este tema donde ha contribuido esta Tesis Doctoral, que se ha dedicado completamente al desarrollo y la fabricación de dispositivos de alta frecuencia utilizando las técnicas de impresión 3D. En particular, este trabajo se centra en la realización de circuitos de microondas en diferentes tecnologías (microstrip, stripline, multicapa y guía de onda), mediante la utilización de una impresora 3D de bajo coste. Los circuitos fueron diseñados, fabricados y caracterizados experimentalmente, demostrando el gran potencial y la flexibilidad que tiene la fabricación aditiva en la implementación de dispositivos de alta frecuencia.

La Tesis Doctoral está organizada en seis capítulos, donde se recogen los avances más significativos y resultados obtenidos de este

trabajo, que han dado lugar a cuatro publicaciones incluidas en el *Journal Citation Reports*.

En el primer capítulo se realiza una introducción del panorama en el que se sitúa la Tesis Doctoral, junto con el estado del arte de la fabricación aditiva y se presentan los objetivos que se proponen alcanzar durante el desarrollo de este trabajo.

El segundo capítulo presenta la puesta en marcha de la impresora 3D de bajo coste y la tecnología de fabricación aditiva que se utiliza en este trabajo, describiendo el proceso de fabricación de un sustrato para aplicaciones de alta frecuencia y analizando las propiedades eléctricas y mecánicas de distintos materiales de impresión 3D.

En el tercer capítulo se describe la implementación de diferentes circuitos planares de alta frecuencia en tecnología microstrip y stripline, modificando las características del material y la geometría del sustrato con el fin de conseguir mejorar las prestaciones de los circuitos.

El cuarto capítulo expone el diseño y el método de fabricación de distintos filtros paso banda en estructura multicapa y la implementación de un diplexor utilizando esta tecnología, con la finalidad de obtener mejores prestaciones en comparación con las tecnologías de realización de estos circuitos tradicionales.

En el quinto capítulo se presenta el proceso de diseño y fabricación de un novedoso filtro paso banda en guía de onda mediante la utilización de estructuras periódicas.

El sexto capítulo describe las conclusiones globales que se han alcanzado en esta Tesis Doctoral y se proponen diferentes líneas de investigación para desarrollar nuevas aportaciones futuras.

Finalmente, la Tesis Doctoral se cierra con un anexo donde se incluyen los principales artículos realizados durante este trabajo.

Abstract

Additive manufacturing techniques and 3D printing are currently generating great interest in a wide variety of industrial sectors – such as medicine, science and technology. Over the past few years, the cost reduction of commercial 3D printers has meant that additive manufacturing is no longer used solely for rapid prototyping, but also for making components that can be used by the end user. In addition, the advantages gained by using this technology (complex structures can be produced in a very short time, the efficiency of the material used, materials can be combined and the low-cost) have also attracted research scientists, who have used the technology in many of their research studies. Recently, additive manufacturing techniques have appeared in the development of microwave devices and the number of research studies on this subject is growing year on year.

This doctoral thesis, which has been dedicated to the development and manufacture of high-frequency devices using 3D printing techniques, has contributed to this research field. In particular, it focuses on the production of microwave circuits in various different technologies (microstrip, stripline, multilayer and waveguide), using a low-cost 3D printer. The circuits were designed, manufactured and characterized experimentally, demonstrating the great potential and flexibility that additive manufacturing has in the implementation of high-frequency devices.

The doctoral thesis is organized into six chapters, in which the most significant advances and results achieved are presented. They have led to four publications, which are included in Journal Citation Reports.

The first chapter gives an introduction to the field in which the thesis is situated, together with the state of the art of additive manufacturing. Here, the objectives to be achieved during the development of this work are presented.

The second chapter presents the implementation of the low-cost 3D printer and the additive manufacturing technology used in this work, describing the manufacturing process of a substrate for high-frequency applications and analysing the electrical and mechanical properties of various different 3D printing materials.

The third chapter describes the implementation of various high-frequency planar circuits in microstrip and stripline technology, modifying the characteristics of the material and the geometry of the substrate in order to improve the performance of the circuits.

The fourth chapter presents the design and the manufacturing method of various band-pass filters in a multilayer structure and the implementation of a diplexer using this technology, in order to achieve better performance, compared to traditional circuits manufacturing technologies.

In the fifth chapter, the design and manufacturing process of a novel waveguide band-pass filter is presented using periodic structures.

The sixth chapter describes the overall conclusions that have been reached in this doctoral thesis and several research directions are proposed to develop new projects and future contributions.

Finally, the doctoral thesis concludes with an annex that includes the main articles written during this project.

Listado de abreviaturas

ABS	Acilonitrilo butadieno estireno (<i>Acrylonitrile Butadiene Styrene</i>)
ADS	<i>Advanced Design System</i>
ASA	Acilonitrilo estireno acrilato (<i>Acrylonitrile Styrene Acrylate</i>)
BJ	Inyección de aglutinante (<i>Binder Jetting</i>)
CAD	Diseño asistido por ordenador (<i>Computer Aided Design</i>)
CNC	Control numérico por ordenador (<i>Computer Numerical Control</i>)
DIY	Hazlo tú mismo (<i>Do It Yourself</i>)
DMLS	Sinterización de metal directo por láser (<i>Direct Metal Laser Sintering</i>)
DLP	Procesamiento digital por luz (<i>Digital Light Processing</i>)
EBG	Banda prohibida electromagnética (<i>Electromagnetic Band Gap</i>)
EBM	Fusión por haz de electrones (<i>Electron-Beam Melting</i>)
EM	Electromagnética (<i>Electromagnetic</i>)
EMPRO	<i>Electromagnetic Professional Software</i>
FBW	Ancho de banda fraccional (<i>Fractional Bandwidth</i>)
FDM	Modelado por deposición fundida (<i>Fused Deposition Modeling</i>)
FFF	Fabricación de filamentos fundidos (<i>Fused Filament Fabrication</i>)
HDPE	Polietileno de alta densidad (<i>High Density Polyethylene</i>)
HFSS	<i>High-Frequency Structure Simulator</i>
LMD	Deposición directa de metal por láser (<i>Laser Metal Deposition</i>)
LOM	Fabricación de objetos laminados (<i>Laminated object manufacturing</i>)
LTCC	Material cerámico de baja temperatura de co-sinterización (<i>Low Temperature Cofired Ceramic</i>)
MJM	Modelado de inyección múltiple (<i>MultiJet Modeling</i>)
PC	Policarbonato (<i>PolyCarbonate</i>)

PCB	Tarjeta de circuito impreso (<i>Printed Circuit Board</i>)
PLA	Ácido poliláctico (<i>Polylactic Acid</i>)
SIR	Resonador de salto de impedancia (<i>Stepped Impedance Resonator</i>)
SIW	Guía de onda integrada en sustrato (<i>Substrate Integrated Waveguide</i>)
SLA	Estereolitografía (<i>Stereo Lithography Apparatus</i>)
SLS	Sinterización selectiva por láser (<i>Selective Laser Sintering</i>)
SMA	<i>SubMiniature version A</i>
SRW	Guía de onda con ridge simple (<i>Single Ridge Waveguide</i>)
TEM	Modo transversal electromagnético (<i>Transverse Electromagnetic Mode</i>)
VNA	Analizador vectorial de redes (<i>Vector Network Analyzer</i>)

Listado de símbolos

s	Segundo
°C	Grado Celsius
mm	Milímetro
μm	Micrómetro
ϵ_r	Permitividad relativa
<i>tan δ</i>	Tangente de pérdidas
MHz	Megahercio
λ	Longitud de onda
Z	Impedancia
f	Frecuencia
β	Constante de fase
l	Longitud
°	Grados
GHz	Gigahercio
dB	Decibelio
Ω	Ohmio
K	Coefficiente de acoplamiento
Q_e	Factor de calidad externo (<i>External Quality Factor</i>)
K_M	Factor de acoplamiento magnético
K_E	Factor de acoplamiento eléctrico
L_m	Inductancia mutua
C_m	Capacidad mutua
V	Voltaje
I	Intensidad
c	Velocidad de la luz en el vacío
T	Período
σ	Conductividad eléctrica
B	Factor de ancho de banda monomodo
η_0	Impedancia característica del vacío

Índice general

Financiación	ix
Agradecimientos	xi
Resumen	xv
Abstract	xvii
Listado de abreviaturas	xix
Listado de símbolos	xxi
Capítulo 1: Introducción	39
1.1 La fabricación aditiva.....	40
1.1.1 Ventajas e inconvenientes de utilizar la impresión 3D	42
1.1.2 Aplicaciones de la fabricación aditiva	44
1.1.3 Estado del arte de la impresión 3D en la tecnología de microondas	46
1.2 Motivación	48
1.3 Objetivos	48
1.4 Materiales y métodos	50
1.4.1 Equipamiento	50
1.4.2 Métodos.....	51
1.5 Organización de la Tesis Doctoral.....	53
1.6 Referencias.....	55

Capítulo 2: Caracterización de materiales de impresión 3D y proceso de fabricación de un circuito de microondas	61
2.1 Tecnologías de fabricación aditiva	62
2.1.1 Extrusión de material	65
2.1.2 Ventajas y desventajas de la tecnología FDM.....	67
2.2 Puesta en marcha de la impresora 3D	68
2.2.1 Proceso de fabricación.....	69
2.2.2 Metalización	72
2.3 Caracterización dieléctrica de los materiales.....	73
2.3.1 Técnicas de caracterización de materiales	74
2.4 Análisis estructural del proceso de fabricación.....	81
2.5 Resumen del capítulo.....	85
2.6 Referencias.....	87
Capítulo 3: Implementación de circuitos planares de microondas mediante técnicas de impresión 3D	93
3.1 Diseño de filtros en tecnología microstrip	93
3.1.1 Filtro de salto de impedancia microstrip con material homogéneo	95
3.1.2 Filtro de salto de impedancia microstrip con material heterogéneo	97
3.2 Diseño de filtros en tecnología stripline.....	100
3.2.1 Filtro de salto de impedancia stripline con material homogéneo	101

3.2.2 Filtro de salto de impedancia stripline con material heterogéneo	103
3.3 Diseño de filtros con geometría compleja	106
3.4 Resumen del capítulo.....	111
3.5 Referencias.....	113
Capítulo 4: Circuitos de microondas en estructura multicapa utilizando técnicas aditivas	115
4.1 Filtros multicapa de media longitud de onda.....	115
4.1.1 Análisis del coeficiente de acoplamiento en una estructura multicapa	116
4.1.2 Diseño de filtros paso banda con diferentes configuraciones	119
4.2 Diseño de un diplexor multicapa utilizando un enfoque de acoplamiento energético.....	131
4.2.1 Distribuciones de voltaje y corriente en un resonador con salto de impedancia.....	132
4.2.2 Factores de acoplamiento eléctrico y magnético para un resonador de salto de impedancia	135
4.2.3 Implementación del diplexor en estructura multicapa.....	137
4.3 Resumen del capítulo.....	143
4.4 Referencias.....	145

Capítulo 5: Implementación de circuitos de microondas en guía de onda utilizando técnicas aditivas de impresión 3D.....	149
5.1 Diseño de un filtro paso banda en guía de onda ridge mediante estructuras periódicas	149
5.1.1 Estudio de la celda unitaria en una estructura periódica EBG	151
5.1.2 Diseño de la estructura SRW finita	158
5.1.3 Validación experimental y proceso de fabricación del filtro SRW	166
5.2 Resumen del capítulo.....	171
5.3 Referencias.....	173
Capítulo 6: Conclusiones y líneas futuras	179
6.1 Conclusiones	179
6.2 Líneas futuras.....	181
6.3 Referencias.....	187
Chapter 6: Conclusions and future works	191
6.1 Conclusions	191
6.2 Future works	193
6.3 References.....	199

ANEXO Publicaciones y contribuciones.....	203
A. Publicaciones en el Journal Citation Report (JCR).....	203
A.1 Artículo en la revista IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques	205
A.2 Artículo en la revista Polymers	213
A.3 Artículo en la revista AEU - International Journal of Electronics and Communications.....	231
A.4 Artículo en la revista Elektronika Ir Elektrotechnika.....	239

Índice de figuras

Figura 1.1 Línea temporal de los momentos más importantes de la historia de la impresión 3D.	41
Figura 1.2 Primeras casas fabricadas en España con una impresora 3D.	44
Figura 1.3 Ejemplos de piezas biomédicas fabricadas en una impresora 3D. (a) vertebra; (b) prótesis dental.....	45
Figura 1.4 Ejemplos de piezas electrónicas fabricadas en una impresora 3D. (a) electrónica 3D; (b) electrónica flexible.	45
Figura 1.5 Ejemplos más recientes de dispositivos de microondas fabricados mediante técnicas de impresión 3D.....	47
Figura 2.1 Proceso de impresión 3D.	62
Figura 2.2 Clasificación de las tecnologías de fabricación aditiva.	65
Figura 2.3 Proceso de impresión 3D de la tecnología FDM.	66
Figura 2.4 Imagen de objetos impresos en tecnología FDM.	68
Figura 2.5 Impresora 3D BQ Hephestos.....	69
Figura 2.6 Estructura de las capas impresas de una pieza 3D.	70
Figura 2.7 Fabricación de piezas 3D con diferentes densidades de relleno.....	71
Figura 2.8 Proceso de metalización de una estructura de impresión 3D.	72
Figura 2.9 Caracterización de materiales con métodos resonantes. (a) método del resonador; (b) método de la perturbación resonante.	75
Figura 2.10 Caracterización del material mediante un método no resonante.....	76
Figura 2.11 (a) resonador en T microstrip; (b) línea de transmisión microstrip.....	77

Figura 2.12 (a) resonador y líneas de transmisión en diferentes materiales; (b) proceso de medida de la permitividad relativa y la tangente de pérdidas; (c) características eléctricas de los diferentes filamentos.....	79
Figura 2.13 (a) resonador y líneas de transmisión del PLA con diferentes densidades de relleno; (b) características eléctricas de diferentes densidades de relleno del PLA.	80
Figura 2.14 Ejemplos del escaneado C para: (a) superficie inferior; (b) superficie superior; (c) espesor.	82
Figura 2.15 Capas sucesivas dentro del circuito utilizando C-scan. ..	83
Figura 2.16 Ejemplos de imperfecciones del pegado del cobre mediante. (a) espectroscopía resonante; (b) análisis en el tiempo.....	84
Figura 3.1 Filtro de salto de impedancia microstrip con un material homogéneo. (a) layout; (b) fotografía del filtro fabricado.	96
Figura 3.2 Simulación y medida de los parámetros S del filtro de salto de impedancia microstrip con material homogéneo.....	97
Figura 3.3 Filtro de salto de impedancia con un material heterogéneo. (a) layout; (b) fotografía del filtro fabricado.	98
Figura 3.4 Simulación y medida de los parámetros S del filtro de salto de impedancia microstrip con material heterogéneo.	99
Figura 3.5 Comparación de las medidas de los parámetros S de los filtros de salto de impedancia.....	100
Figura 3.6 Layout del filtro de salto de impedancia con material homogéneo.	101
Figura 3.7 Proceso de fabricación del filtro de salto de impedancia en tecnología stripline.	102
Figura 3.8 Simulación y medida de los parámetros S del filtro de salto de impedancia stripline con material homogéneo.....	103

Figura 3.9 Filtro de salto de impedancia con un material heterogéneo. (a) layout; (b) fotografía del filtro con la primera capa de material; (c) filtro final fabricado.....	104
Figura 3.10 Simulación y medida de los parámetros S del filtro de salto de impedancia stripline con material heterogéneo.....	105
Figura 3.11 Comparación de las medidas de los parámetros S de los filtros de salto de impedancia en tecnología stripline.....	106
Figura 3.12 Layout y vista lateral del filtro de salto de impedancia con geometría compleja.	107
Figura 3.13 Proceso de fabricación del filtro de salto de impedancia con geometría compleja.	108
Figura 3.14 Simulación y medida de los parámetros S del filtro de salto de impedancia con geometría compleja.	109
Figura 3.15 Comparación de las medidas de los parámetros S de los filtros de salto de impedancia con geometría compleja y en la tecnología microstrip.....	110
Figura 4.1 (a) configuración del acoplamiento entre dos resonadores; Sección transversal de la estructura multicapa; (b) estructura de dos resonadores; (c) línea de transmisión de 50.0 Ω	117
Figura 4.2 Coeficiente de acoplamiento entre dos resonadores acoplados para diferentes longitudes l_c y separaciones s , con una capa intermedia (PLA – 2) de 0.4 mm.....	118
Figura 4.3 Coeficiente de acoplamiento de dos resonadores acoplados para diferentes longitudes l_c y separaciones s con una capa intermedia (PLA – 2) de 0.2 mm.	119
Figura 4.4 Control del factor de calidad externo de entrada y salida. (a) layout; (b) curva de diseño.	120
Figura 4.5 Layout y diagrama de la sección transversal del filtro. ..	121
Figura 4.6 Proceso de fabricación del filtro multicapa.....	122

Figura 4.7 Simulación y medida de los parámetros S del filtro multicapa convencional.....	123
Figura 4.8 Coeficiente de acoplamiento de dos resonadores acoplados con diferentes alturas h de la capa intermedia (PLA – 2) y diferentes longitudes l_c	124
Figura 4.9 (a) layout y diagrama de la sección transversal del filtro; (b) simulación y medida de los parámetros S del filtro multicapa con supresión del primer armónico.....	125
Figura 4.10 Coeficiente de acoplamiento de dos resonadores acoplados en la misma capa con diferentes longitudes l_c y separaciones s	126
Figura 4.11 (a) layout y diagrama de la sección transversal del filtro; (b) fotografía del filtro fabricado antes de finalizar el proceso de fabricación.....	127
Figura 4.12 Simulación y medida de los parámetros S del filtro multicapa con introducción de ceros de transmisión.....	128
Figura 4.13 Medida de los tres filtros implementados con diferentes configuraciones.....	129
Figura 4.14 Layout y diagrama de la sección transversal del filtro.....	130
Figura 4.15 Simulación y medida de los parámetros S del filtro multicapa con el máximo ancho de banda.....	131
Figura 4.16 Estructura SIR formada por tres secciones de línea de transmisión.....	132
Figura 4.17 Origen de coordenadas utilizado para obtener las ecuaciones de tensión y corriente en la estructura SIR.....	133
Figura 4.18 Distribuciones de voltaje y corriente del SIR y el resonador ($\lambda/2$) acoplados, identificando la sección de acoplamiento l_{cSIR}	136
Figura 4.19 Acoplamiento entre un resonador de media longitud de onda y el SIR. (a) acoplamiento eléctrico; (b) acoplamiento magnético.....	137

Figura 4.20 Distribución del voltaje normalizado en la estructura SIR para una $f_o = 1.80$ GHz (modo impar) y $f_e = 2.45$ GHz (modo par). ..	138
Figura 4.21 Distribución de la intensidad normalizada en la estructura SIR para una $f_o = 1.80$ GHz (modo impar) y $f_e = 2.45$ GHz (modo par).	139
Figura 4.22 Layout y diagrama de la sección transversal del diplexor.	139
Figura 4.23 Fotografía del diplexor multicapa fabricado. (a) antes de incluir las vías y los conectores SMA; (b) después de finalizar el proceso de fabricación.....	141
Figura 4.24 Simulación y medida de los parámetros S del diplexor multicapa. (a) pérdidas de retorno en el puerto de entrada y pérdidas de inserción en los puertos de salida. (b) pérdidas de retorno en los puertos de salida y aislamiento entre los puertos de salida.....	142
Figura 5.1 Sección transversal de la SRW con los parámetros de diseño.	152
Figura 5.2 Simulación de la constante de propagación de los dos primeros modos de la SRW.....	152
Figura 5.3 Celda unitaria de la SRW EBG con los parámetros de diseño.	153
Figura 5.4 Diagrama de dispersión de la estructura periódica para una $H = 3.15$ mm y una $T = 15.0$ mm.	154
Figura 5.5 Diagrama de dispersión de la SRW periódica para una $H = 3.15$ mm y diferentes períodos T de la celda unitaria.	155
Figura 5.6 Distribución del campo eléctrico de los tres primeros modos de Floquet para una altura $H = 3.15$ mm y diferentes períodos de la celda unitaria.....	156
Figura 5.7 Diagrama de dispersión de la SRW periódica para una $T = 7.50$ mm y diferentes alturas H de la celda unitaria.....	157

Figura 5.8 Sección transversal de la SRW con los parámetros de diseño.	158
Figura 5.9 Simulación de los parámetros S de dos implementaciones finitas de la estructura periódica con diferente número de celdas unitarias y las frecuencias de corte del modo fundamental de la estructura periódica (líneas rojas).	159
Figura 5.10 Filtro paso banda SRW con los parámetros de diseño y diferentes vistas de la estructura.	160
Figura 5.11 Simulación de los parámetros S del filtro con un ancho de banda fraccional $\Delta = 27\%$	162
Figura 5.12 Sección transversal de la SRW con los parámetros de diseño.	163
Figura 5.13 Transformador de Chebyshev SRW con diferentes vistas (a) vista lateral; (b) vista frontal.	164
Figura 5.14 Simulación de los parámetros S del filtro con un ancho de banda fraccional de $\Delta = 54\%$	165
Figura 5.15 Máquina galvánica para metalizar las piezas de impresión 3D.	167
Figura 5.16 Proceso de metalización del filtro SRW.	168
Figura 5.17 Proceso de medida del filtro SRW.	169
Figura 5.18 Simulación y medida de los parámetros S del filtro con un ancho de banda fraccional de $\Delta = 54\%$	170
Figura 6.1 Filtro paso banda en guía de onda vacía mediante estructuras periódicas EBG con la incorporación de la tecnología microstrip invertida.	182
Figura 6.2 Puesta en marcha de una impresora 3D de bajo coste con dos extrusores.	183
Figure 6.1 Bandpass filter in empty waveguide using periodic EBG structures with the incorporation of inverted microstrip technology.	194

Figure 6.2 Implementation of a low-cost 3D printer with two extruders.195

Índice de tablas

Tabla 2.1 Parámetros de impresión de diferentes filamentos 3D en la impresora BQ Hephestos.....	70
Tabla 3.1 Parámetros de diseño del filtro microstrip con material homogéneo.	95
Tabla 3.2 Parámetros de diseño del filtro microstrip con material heterogéneo.	98
Tabla 3.3 Parámetros de diseño del filtro stripline con material homogéneo.	101
Tabla 3.4 Parámetros de diseño del filtro stripline con material heterogéneo.	104
Tabla 3.5 Parámetros de diseño del filtro con geometría compleja.	107
Tabla 4.1 Parámetros de diseño del diplexor en estructura multicapa.	140
Tabla 5.1 Frecuencias de corte y anchos de banda de los dos primeros modos de Floquet para una altura $H = 3.15$ mm y diferentes períodos T	157
Tabla 5.2 Frecuencias de corte y anchos de banda de los dos primeros modos de Floquet para un período $T = 7.50$ mm y diferentes alturas H	158

Capítulo 1

“Nunca consideres el estudio como una obligación, sino como una oportunidad para penetrar en el bello y maravilloso mundo del saber.”

Albert Einstein

Introducción

En los últimos años, la fabricación aditiva está cambiando el mundo tal y como lo conocemos, transformando los procesos de mecanizado tradicionales en nuevos métodos de fabricación digital que proporcionan grandes beneficios en cuanto al coste final de los dispositivos, así como distintos grados de libertad adicionales en el diseño de prototipos [1], [2]. Muchos sectores industriales están incorporando la impresión 3D en sus procedimientos de fabricación en un intento por encontrar nuevas formas de poder beneficiarse empleando esta tecnología [3], [4]. Una de las principales industrias de interés para la incorporación de las técnicas aditivas es el área de diseño de circuitos electrónicos de microondas, donde las ventajas que ofrece la introducción de estas técnicas puede producir dispositivos más flexibles. La explotación de estas características puede dar lugar a un mejor rendimiento eléctrico y mecánico que no se obtiene cuando se utilizan los procesos tradicionales y abre la puerta a crear todo tipo de dispositivos en diferentes escalas, materiales, colores, con diseños mucho más complejos y eficientes, ahorrando costes de implementación y tiempo en pequeñas y medianas empresas [5], [6], [7].

En esta Tesis Doctoral, se estudia la viabilidad de fabricar y mejorar el rendimiento de diferentes circuitos de microondas, que sólo es posible realizar con la flexibilidad que ofrece la tecnología de impresión 3D. Este trabajo demuestra que los nuevos diseños realizados, y la metodología de fabricación propuesta en los distintos prototipos, puede llevar a las técnicas aditivas a obtener un beneficio sin precedentes en el diseño de dispositivos de alta frecuencia complejos, que son muy difíciles o imposibles de conseguir con los métodos de mecanizado tradicionales.

En este capítulo se presenta una breve reseña histórica de la fabricación aditiva en la sección 1.1. A continuación, en el apartado 1.1.1 se analizan los beneficios e inconvenientes de usar estas técnicas, junto con el estado del arte de la tecnología aditiva y de los dispositivos de alta frecuencia utilizando la impresión 3D, que se muestran en las secciones 1.1.2 y 1.1.3. El análisis de las ventajas que ofrece la fabricación aditiva conduce a la motivación y los objetivos de esta Tesis Doctoral que se presentan en las secciones 1.2 y 1.3. En la sección 1.4, se muestran los materiales y métodos utilizados en esta Tesis Doctoral. Finalmente, se describe un esquema completo de los diferentes capítulos que forman este trabajo en la sección 1.5.

1.1 La fabricación aditiva

En la actualidad, la tecnología de impresión 3D es conocida por la mayoría de personas o al menos una vez han escuchado sobre este tipo de técnica. Sin embargo, la historia de este avance tecnológico, aún en proceso de expansión, es desconocida por mucha gente. De hecho, la mayoría piensa que la fabricación aditiva es un fenómeno reciente, pero en realidad la aparición de esta tecnología se remonta a principios de los años 80, creada por el investigador Dr. Hideo Kodama del instituto municipal de investigaciones industriales de la ciudad de Nagoya (Japón) [8], [9], [10].

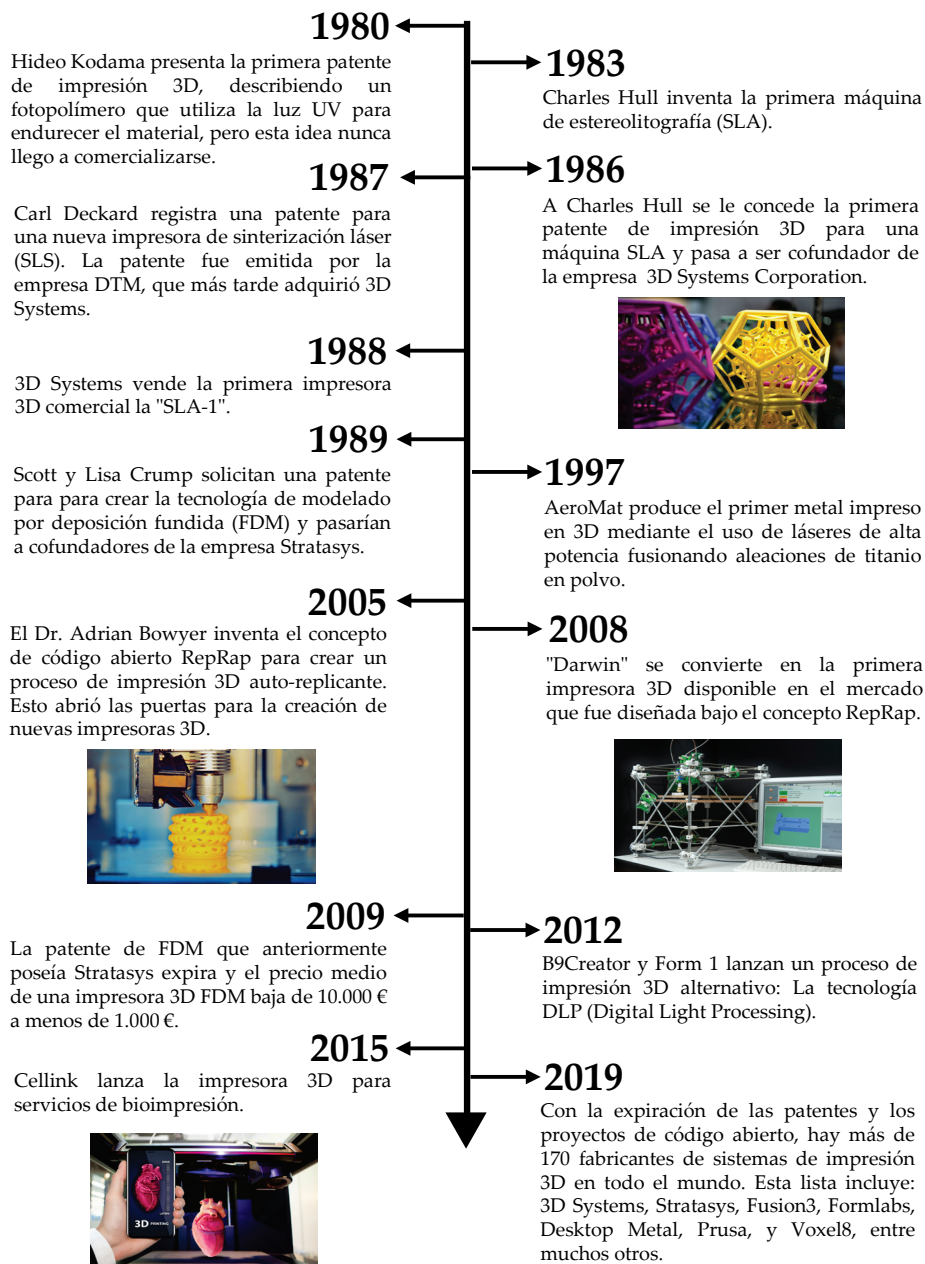


Figura 1.1 Línea temporal de los momentos más importantes de la historia de la impresión 3D.

En la figura 1.1 se muestra una línea temporal de los momentos más importantes de la historia de la impresión 3D, desde su primera patente hasta la actualidad [10], [11], [12], [13].

La línea temporal de la historia de la impresión 3D nos muestra que la tecnología de fabricación aditiva avanza muy rápidamente y las impresoras 3D cada día son más baratas y pronto todos los hogares y pequeñas empresas podrán disponer de una.

1.1.1 Ventajas e inconvenientes de utilizar la impresión 3D

Después de realizar la introducción de la fabricación aditiva surgen las primeras preguntas sobre los beneficios que puede aportar esta tecnología para distintas aplicaciones en el futuro [14], [15]. A continuación, se enumeran las más importantes:

1. Esta tecnología permite imprimir fácilmente objetos en un solo proceso y con geometría compleja. Las limitaciones que se tienen actualmente por el método de fabricación tradicional se eliminan.
2. Las piezas de impresión 3D pueden ser enviadas digitalmente a cualquier lugar e impresas en lugares cercanos a los usuarios finales, reduciendo el tiempo y la dependencia del transporte.
3. En comparación con las técnicas de mecanizado tradicionales con más limitaciones geométricas, la tecnología de fabricación aditiva puede producir prototipos en unas horas.
4. Las piezas fabricadas con tecnología aditiva pueden ser personalizadas y adaptarse a las necesidades individuales de cada paciente en el sector médico.
5. Al utilizar la impresión 3D tenemos una eficiencia del material que se utiliza, ya que al realizar un objeto el material que se emplea coincide con el requerido, no se desperdicia material.

6. Se reducen los costes de producción de un objeto 3D, al disminuir el tiempo de desarrollo del producto, desde la idea del dispositivo hasta la fabricación del prototipo.
7. Se pueden combinar materiales con diferentes características para crear objetos con propiedades únicas.

Sin embargo, como toda tecnología de fabricación, la impresión 3D también tiene una serie de desventajas que se numeran a continuación [14], [15].

1. La fabricación aditiva sigue siendo relativamente cara cuando se trata de fabricar los objetos a gran escala, en la que el mecanizado tradicional todavía conlleva costes más bajos.
2. La superficie final y la precisión de la pieza impresa pueden presentar una calidad inferior respecto a los métodos tradicionales.
3. La superposición de capas y las múltiples interfaces pueden presentar defectos en los componentes fabricados.
4. Se requiere un amplio conocimiento del diseño de los materiales y de la propia máquina de impresión 3D para fabricar piezas con una calidad aceptable.

Aunque las técnicas aditivas aún no son la forma más efectiva de producir objetos en grandes cantidades, la tecnología está avanzando muy rápidamente y a medida que aumenta el número de impresoras 3D, estas se van convirtiendo cada vez más en un proceso accesible y económico, mientras que los métodos de fresado tradicionales siguen siendo relativamente caros e inaccesibles para pequeñas empresas o grupos de investigación.

1.1.2 Aplicaciones de la fabricación aditiva

Las aplicaciones que puede ofrecer la impresión 3D en los distintos sectores industriales son ilimitadas. Anteriormente la fabricación aditiva sólo se centró en la creación rápida de prototipos, pero hoy en día la tecnología aditiva se utiliza para diferentes aplicaciones como los aviones, automóviles, biomedicina, satélites, la construcción, el arte e incluso piezas de joyería.

Si se quisiera describir el estado del arte de la impresión 3D en todas las aplicaciones o industrias que la utilizan actualmente, daría para escribir más de un libro. Por lo tanto, en esta Tesis Doctoral sólo se dan algunos ejemplos de las aplicaciones más interesantes de las técnicas aditivas en los sectores de la construcción, biomédico y de la electrónica.

En lo que respecta al sector de la construcción, la impresión 3D puede ser explotada para fabricar casas o estructuras de una manera rápida y económica. La empresa BE MORE 3D ha construido la primera casa en España utilizando la técnica de impresión 3D como se muestra en la figura 1.2, financiado por el programa Operatiu FEDER de la Comunidad Valenciana [16], [17].



Figura 1.2 Primeras casas fabricadas en España con una impresora 3D.

En lo que respecta al sector biomédico, la impresión 3D puede ser explotada con el fin de fabricar de una manera precisa estructuras anatómicas (en la educación de los estudiantes y para realizar un estudio de los órganos antes de implementar una operación quirúrgica), prótesis o piezas dentales y en medicina regenerativa, tal y como se observan en la figura 1.3 [18], [19].

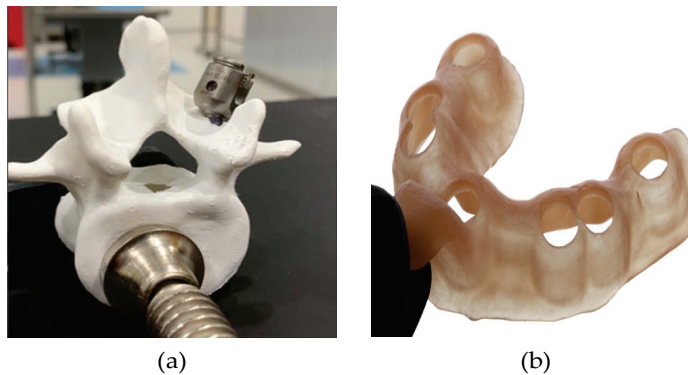


Figura 1.3 Ejemplos de piezas biomédicas fabricadas en una impresora 3D.
(a) vertebra; (b) prótesis dental.

En el campo de la electrónica, aunque aún está en una fase inicial, la tecnología de impresión 3D se utiliza en la mayoría de los casos para fabricar sensores y electrónica flexible, como se muestra en la figura 1.4 [20], [21], [22], [23], [24], [25].

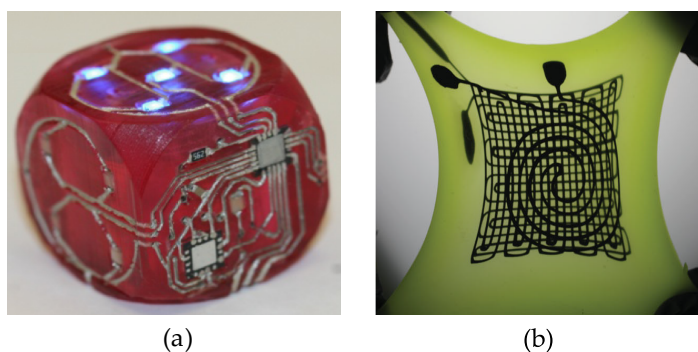


Figura 1.4 Ejemplos de piezas electrónicas fabricadas en una impresora 3D.
(a) electrónica 3D; (b) electrónica flexible.

1.1.3 Estado del arte de la impresión 3D en la tecnología de microondas

En los últimos años, también se está explorando la posibilidad de realizar mediante la impresión 3D circuitos de microondas, debido a los enormes beneficios que se pueden conseguir utilizando esta tecnología. A continuación se presentan algunos de los resultados más importantes obtenidos en el diseño de dispositivos de alta frecuencia:

- En [26], se implementa un filtro paso banda que funciona a 11.45 GHz, donde se utilizan resonadores de alúmina implementados en una impresora 3D para conseguir aumentar el factor de calidad del dispositivo (figura 1.5 (a)).
- En [27], se modifican las propiedades de relleno en una estructura SIW (*Substrate Integrate Waveguide*) utilizando la impresión 3D, para aumentar el ancho de banda monomodo (figura 1.5 (b)).
- En [28], se realizan antenas planas de Fresnel modificando las propiedades dieléctricas del material, con el fin de conseguir aumentar la ganancia de la antena (figura 1.5 (c)).
- En [29], se diseña un sensor en tecnología SIW mediante las técnicas aditivas para medir las propiedades del líquido que se inyecta en el tubo (figura 1.5 (d)).
- En [30], se implementa un filtro paso banda incluyendo postes cónicos entrelazados mediante la utilización de la impresión 3D (figura 1.5 (e)).
- En [31], se realiza el diseño de un *array* de antenas en guía onda a una frecuencia de 20.0 GHz, donde se implementan transiciones suaves en el *array* de antenas mediante la impresora 3D para conseguir aumentar la eficiencia y el ancho de banda (figura 1.5 (f)).

- En [32], se utiliza la tecnología aditiva para realizar materiales absorbentes en el rango de frecuencias de 2.0 GHz a 18.0 GHz (figura 1.5 (g)).
- En [33], se implementan antenas de bocina piramidales de una manera rápida, sencilla y económica mediante los métodos de impresión 3D (figura 1.5 (h)).

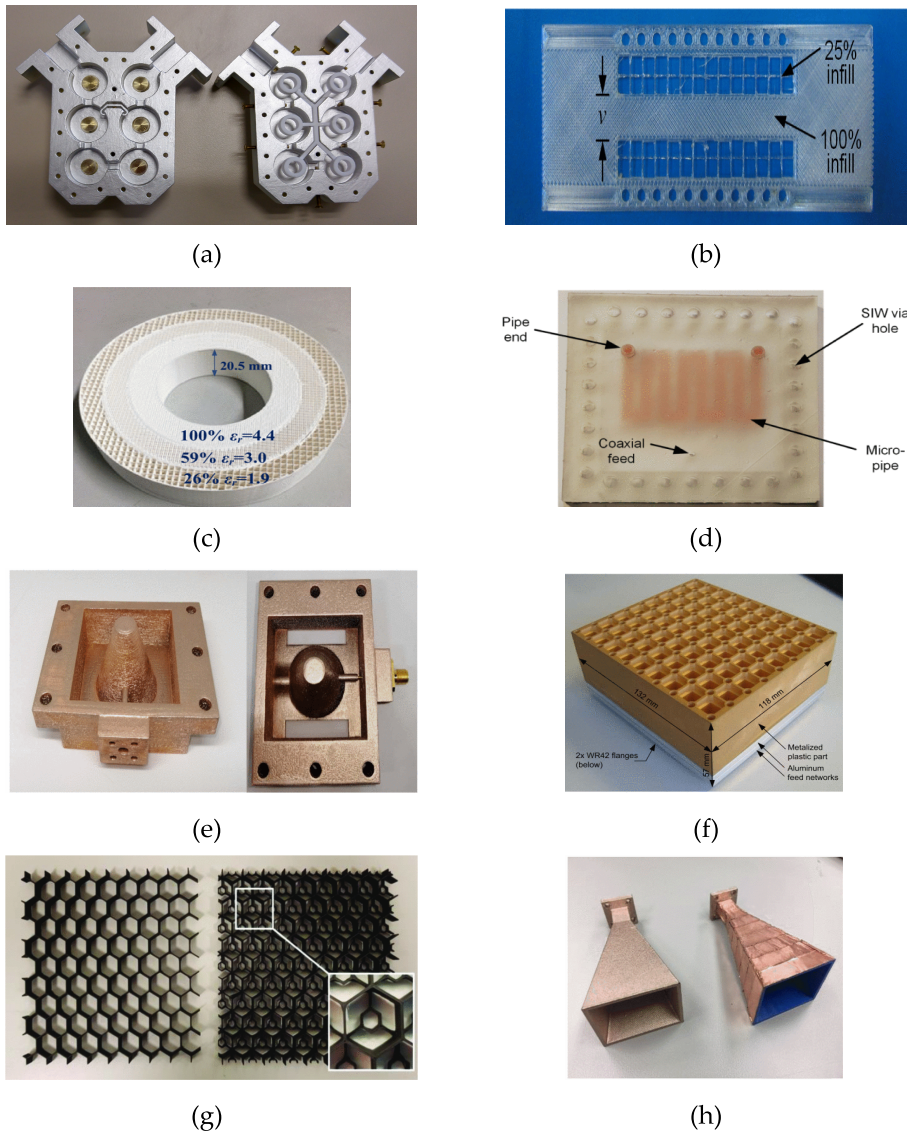


Figura 1.5 Ejemplos más recientes de dispositivos de microondas fabricados mediante técnicas de impresión 3D.

Todos estos circuitos de microondas impresos mediante las técnicas aditivas de impresión 3D, están destinados a reducir el coste de fabricación y aumentar la eficiencia de los dispositivos fabricados respecto a tecnologías tradicionales de mecanizado.

1.2 Motivación

La tecnología de fabricación aditiva ha experimentado en los últimos años un crecimiento sin precedentes en casi cualquier sector industrial, a causa de los enormes beneficios que puede aportar esta metodología. De hecho, debido a las ventajas que se han mencionado en la sección 1.1.1 sobre esta tecnología, los ingenieros e investigadores de electrónica de microondas han utilizado la impresión 3D para realizar diferentes dispositivos de alta frecuencia, tal y como se describe en el estado del arte de la sección 1.1.3.

La motivación de esta Tesis Doctoral consiste en utilizar la tecnología de impresión 3D para implementar dispositivos de alta frecuencia simples, complejos y de bajo coste de una manera rápida y que permitan mejorar las prestaciones de los circuitos de microondas tradicionales. En particular, se pretende realizar el diseño, desarrollo y fabricación de dispositivos de microondas en diferentes tecnologías (microstrip, stripline, multicapa, guía de onda) adaptando la forma y las dimensiones del circuito al tipo de aplicación que se quiera implementar.

1.3 Objetivos

Basándose en los beneficios que se muestran en el apartado 1.1.1, en el análisis del estado del arte de la sección 1.1.3 y la motivación presentada anteriormente, se establecen los siguientes objetivos que se pretenden abordar en esta Tesis Doctoral:

1. Puesta en marcha de una impresora 3D de bajo coste e investigación de diferentes materiales que se utilizarán en el desarrollo de circuitos de microondas, así como la exploración de distintas técnicas de metalización que se aplicarán al diseño de circuitos de microondas planares.
2. Caracterización eléctrica de materiales de impresión 3D para poder implementar los circuitos de alta frecuencia.
3. Simulación y validación de las estructuras 3D en un software electromagnético.
4. El diseño y la fabricación de circuitos planares de microondas en diferentes tecnologías mediante el uso de una impresora 3D.
5. Consecución de propiedades eléctricas distintas variando las propiedades del material.
6. Implementación de circuitos multicapa utilizando técnicas aditivas de impresión 3D.
7. Desarrollo de dispositivos en guía de onda con geometría compleja fabricados mediante las técnicas aditivas y la investigación de nuevos métodos de metalización de piezas 3D complejas.

El **primer y segundo objetivo** se refiere a la puesta en marcha de una impresora 3D de bajo coste, al proceso de fabricación de los materiales de impresión 3D y la caracterización eléctrica y mecánica de los diferentes filamentos de impresión 3D. La determinación de las propiedades eléctricas y mecánicas de cada material viene determinada por la impresora 3D y el tipo de filamento que se esté utilizando. Parte de estos objetivos es también la exploración de diferentes técnicas de metalización de las piezas de impresión 3D.

El **tercer objetivo** consiste en la simulación y validación de los diferentes dispositivos de microondas que se diseñan teóricamente en

diferentes programas de simulación electromagnéticos, con el fin de comprobar las características de los circuitos de alta frecuencia antes de realizar el proceso de fabricación.

El **cuarto y quinto objetivo** se refiere al diseño y la fabricación mediante las técnicas aditivas de diferentes circuitos de alta frecuencia en tecnología microstrip y stripline, desarrollando dispositivos típicos de microondas y mejorando sus características por medio de las ventajas que puede aportar la impresión 3D, como la modificación de las propiedades eléctricas en un mismo circuito.

El **sexto objetivo** aborda la implementación de distintos circuitos de microondas en estructura multicapa mediante la utilización de la impresora 3D, con el fin de mejorar las características de los dispositivos de alta frecuencia, comparándolos con los tradicionales utilizando sustratos comerciales.

El **septimo objetivo** consiste en el desarrollo de dispositivos de alta frecuencia en guía de onda mediante la utilización de las técnicas aditivas y la investigación de nuevos métodos de metalización de piezas impresas 3D con geometría compleja.

1.4 Materiales y métodos

En este apartado se especifican de forma resumida los dispositivos/materiales y métodos utilizados para poder implementar esta Tesis Doctoral.

1.4.1 Equipamiento

Una lista resumida de los principales equipos utilizados en este trabajo se describe a continuación.

- Grupo de Sistemas de Radiofrecuencia (GSR)- Universidad Miguel Hernández de Elche.
 - Analizador vectorial de Redes Agilent/Keysight E8363B.

- Analizador vectorial de Redes Rohde & Schwarz ZNLE6.
- Impresora 3D BQ Hephestos.
- Fresadora de control numérico Protomat S42 de LPKF.
- Metalizadora MiniContact RS de LPKF.
- *Microwave laboratory (MWLab)* – Universidad de Pavía.
 - Analizador vectorial de Redes Hewlett-Packard 8516A.
 - Analizador vectorial de Redes Agilent/Keysight E8361C.
 - Universal Test Fixture 3680 de Anritsu.
 - Equipo de galvanoplastia Robotfactory Copperface.
 - Fresadora de control numérico Protomat E33 de LPKF.

1.4.2 Métodos

En esta sección se describen los métodos más importantes utilizados para implementar esta Tesis Doctoral.

- **Diseño teórico:** A través del uso de las ecuaciones fundamentales de las diferentes tecnologías de los circuitos de microondas (microstrip, stripline y guía de onda), se generan los diseños necesarios para poder implementar los dispositivos finales de alta frecuencia.
- **Simulación:** Las herramientas de simulación electromagnética ADS (*Advanced Design System*) [34] y EMPRO (*Electromagnetic Profesional*) [35] de la empresa Keysight y HFSS (*High Frequency Structure Simulator*) [36] de Ansys, permiten obtener el funcionamiento del circuito de microondas de forma simulada mediante la simulación circuital de estructuras planares (ADS) y 3D (EMPRO y HFSS), resultando especialmente útil para

conseguir de una manera precisa el comportamiento final que va a tener el dispositivo de alta frecuencia.

- **Fabricación de los circuitos de microondas:** Una vez realizado el diseño del dispositivo y comprobado su correcto funcionamiento se lleva a cabo la implementación del mismo para que pueda ser utilizado en una aplicación real.
- **Validación experimental:** Tras implementar el circuito, se debe verificar su correcto funcionamiento experimental. Para ello, empleando el equipamiento que se describe en la sección 1.4.1, se realiza la medida del dispositivo, a fin de comparar si la simulación realizada y la fabricación se han elaborado correctamente. La validación experimental, además de comprobar el diseño del circuito propuesto, permite recalcular las dimensiones y características de los dispositivos en simulación para que se ajusten a las medidas reales.
- **Divulgación y transferencia de la tecnología:** Una vez que el circuito se ha validado correctamente, se genera un trabajo científico de alto impacto en una revista o congreso internacional en el sector de la electrónica de microondas, de la investigación que se ha realizado y englobe toda la metodología que se propone. Este documento científico, consiste en redactar, justificar el diseño propuesto y el grado de madurez de la tecnología puntualizando sus puntos fuertes y compararlos con otros circuitos actuales.

1.5 Organización de la Tesis Doctoral

La Tesis Doctoral está estructurada de la siguiente manera.

El **capítulo 2** resume la puesta en marcha de la impresora 3D y el proceso de fabricación para llevar a cabo la investigación sobre diferentes filamentos de impresión 3D. En primer lugar, se realiza una clasificación de las distintas tecnologías de fabricación aditiva y se hace especial hincapié en el modelado por deposición fundida, que representa la técnica adoptada para implementar los dispositivos de microondas que son objeto de la Tesis Doctoral. Dado que los materiales impresos no están destinados para su uso en aplicaciones de alta frecuencia, es necesario evaluar sus características electromagnéticas. Por esta razón se describen las técnicas utilizadas para caracterizar los filamentos empleados en el desarrollo de los circuitos de microondas. Finalmente, se implementa un análisis estructural por ultrasonidos a fin de comprobar las propiedades mecánicas de los materiales y de todo el método de fabricación. Este capítulo presenta los resultados del primer y segundo objetivo.

El **capítulo 3** está dedicado a la implementación de circuitos planares de microondas en diferentes tecnologías mediante la utilización de una impresora 3D, empleando las ventajas que pueden ofrecer las técnicas aditivas. En esta tesis, se diseñan distintos filtros paso bajo de salto de impedancia en las tecnologías microstrip y stripline, modificando las propiedades del material para conseguir mejorar el rendimiento del filtro. Se describe el proceso de fabricación en las diferentes tecnologías y, finalmente, se presentan los resultados obtenidos de las medidas en comparación con las simulaciones de los dispositivos fabricados. Este capítulo muestra los resultados del tercer, cuarto y quinto objetivo de la Tesis Doctoral.

En el **capítulo 4** se describe el proceso de diseño y fabricación de distintos circuitos de microondas en estructura multicapa. En este

trabajo se presentan diferentes filtros paso banda utilizando tres resonadores convencionales de media longitud de onda y se detalla el método de diseño de un diplexor multicapa mediante un enfoque de acoplamiento energético. Se informa del proceso de implementación de los diferentes circuitos y, finalmente, se muestra la comparación de las medidas y simulaciones de los dispositivos fabricados. Este capítulo presenta los resultados del sexto objetivo de la Tesis Doctoral.

En el **capítulo 5** se presenta el proceso de implementación de dispositivos en guía de onda utilizando la impresión 3D. En particular, se describe el método de diseño de un novedoso filtro paso banda en una guía de onda, empleando la teoría de las estructuras periódicas. Se detalla el método de metalización del filtro 3D en guía de onda mediante la técnica de galvanoplastia y, finalmente, se presenta la comparación de la medida y simulación del dispositivo fabricado. Este capítulo muestra los resultados del séptimo objetivo de la Tesis Doctoral.

El **capítulo 6** describe las conclusiones y las líneas futuras de esta Tesis Doctoral, que están basadas en los resultados obtenidos de este trabajo.

En el **Anexo** se incluyen los artículos más importantes que sustentan esta Tesis Doctoral.

1.6 Referencias

- [1] L. J. Kumar, P. M. Pandey, and D. I. Wimpenny, *3D Printing and Additive Manufacturing Technologies*, Singapore, Asia, Springer, 2019.
- [2] H. Lipson and M. Kurman, *Fabricated: The New World of 3D Printing*, New York, USA, John Wiley & Sons, 2013.
- [3] I. Gibson, D.W. Rosen, and B. Stucker, *Additive manufacturing technologies: 3D Printing, Rapid Prototyping, and Direct Digital Manufacturing*, Boston, USA, Springer, 2015.
- [4] T. Srivatsan and T. Sudarshan, *Additive Manufacturing: Innovations, Advances, and Applications*, Florida, USA, CRC Press: Boca Raton, 2015.
- [5] D. Cadman, S. Zhang, and Y. Vardaxoglou, "Fused deposition modelling for microwave circuits & antennas," in *International Symposium on Antennas and Propagation (ISAP)*, Okinawa, Japan, pp. 418-419, October 2016.
- [6] A. Gomez-Torrent et al., "A study of the additive manufacturing technology for RF/microwave components," in *11th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP)*, Paris, France, pp. 567-571, March 2017.
- [7] K. Y. You, *Emerging Microwave Technologies in Industrial, Agricultural, Medical and Food Processing*, London, UK, IntechOpen, 2018.

[8] *History of Additive Manufacturing Through the Years*, [Online]. Disponible: <https://www.wazp.io/2018/07/25/history-of-additive-manufacturing-through-the-years/>, [Acceso el 15 octubre 2020].

[9] *History of 3D Printing: It's Older Than You Are (that is, if You're Under 30)*, [Online]. Disponible: <https://www.autodesk.com/redshift/history-of-3d-printing/>, [Acceso el 15 octubre 2020].

[10] *Historia de la impresión 3D* [Online]. Disponible: <https://all3dp.com/es/2/impresion-3d-historia-fechas-clave/>, [Acceso el 15 octubre 2020].

[11] *FDM o modelado por deposición fundida*, [Online]. Disponible: <https://www.3dnatives.com/es/modelado-por-deposicion-fundida29072015/> [Acceso el 15 octubre 2020].

[12] *Introducción a la impresión 3D*, [Online]. Disponible: <https://d0ke.wordpress.com/impresora-3d/introduccion/>, [Acceso el 15 octubre 2020].

[13] *La bioimpresión podría tener aplicaciones en medicina regenerativa y trasplantes en un futuro*, [Online]. Disponible: https://www.65ymas.com/salud/avances/bioimpresion-aplicaciones-medicina-regenerativa-trasplantes-futuro_8381_102.html, [Acceso el 15 octubre 2020].

[14] B. Redwood, F. Schöffner, and B. Garret, *The 3D printing Handbook*, Amsterdam, Netherlands, Coers & Roest, 2017.

- [15] K. Roebuck, *3D Printing: High-impact Emerging Technology - What You Need to Know Definitions, Adoptions, Impact, Benefits, Maturity, Vendors*, New York, USA, Emereo Publishing, 2012.
- [16] *Be more 3D*, [Online]. Disponible: <https://bemore3d.com/vivienda-s-3d/>, [Acceso el 23 octubre 2020].
- [17] I. Hager, A. Golonka, and R. Putanowicz, "3D Printing of Buildings and Building Components as the Future of Sustainable Construction?," in *Procedia Engineering*, vol. 151, pp. 292-299, January 2016.
- [18] M. Revilla-León, M. Sadeghpour, and M. Özcan, "An update on applications of 3D printing technologies used for processing polymers used in implant dentistry," in *Odontology*, vol. 108, pp. 331–338, July 2019.
- [19] W. Clifton, M. Pichelmann, A. Vlasak, A. Damon, K. Refaey, and E. Nottmeier, "Investigation and Feasibility of Combined 3D Printed Thermoplastic Filament and Polymeric Foam to Simulate the Corticocancellous Interface of Human Vertebrae," in *Scientific Reports*, vol. 10, no. 2912, February 2020.
- [20] R. B. Wicker, and E. W MacDonal, "Multi-material, multi-technology stereolithography," in *Virtual and Physical Prototyping*, vol. 7, no. 3, pp. 181–194, September 2012.

- [21] J. T. Muth, D. M. Vogt, R. L. Truby, Y. Mengüç, D. B. Kolesky, R. J. Wood, and J. A. Lewis, "Embedded 3D Printing of Strain Sensors within Highly Stretchable Elastomers," in *Advanced Materials*, vol. 26, no. 36, pp. 6307–6312, June 2014.
- [22] S.J. Leigh, R.J. Bradley, C.P. Purssell, D.R. Billson, and D.A. Hutchins, "A simple, low-cost conductive composite material for 3D printing of electronic sensors," in *PLoS ONE*, vol. 7, January 2012.
- [23] Y. Huang, H. Wu, L. Xiao, Y. Duan, H. Zhu, J. Bian, D. Ye, Z. Yin, "Assembly and application of 3D conformal electronics on curvilinear surface," in *Materials Horizons*, vol. 6, pp. 642–683, January 2019.
- [24] K. Kim, J. Park, J. Suh, M. Kim, Y. Jeong, and I. Park, "3D printing of multiaxial force sensors using carbon nanotube (CNT)/thermoplastic polyurethane (TPU) filaments," in *Sensors and Actuators A: Physical*, vol. 263, pp. 493–500, July 2017.
- [25] E. Macdonald, R. Salas, D. Espalin, M. Perez, E. Aguilera, D. Muse, and R.B. Wicker, "3D printing for the rapid prototyping of structural electronics," in *IEEE Access*, vol. 2, pp. 234–242, December 2014.
- [26] A. Perigaud, O. Tantot, N. Delhote, S. Verdeyme, S. Bila, and D. Baillargeat, "Bandpass Filter Based on Skeleton-like Monobloc Dielectric Pucks Made by Additive Manufacturing," in *European Microwave Conference (EuMC)*, Madrid, Spain, pp. 296–299, September 2018.

- [27] E. Massoni et al., "3-D Printed Substrate Integrated Slab Waveguide for Single-Mode Bandwidth Enhancement," in *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 27, no. 6, pp. 536-538, June 2017.
- [28] S. Zhang, D. Cadman, J. C. Vardaxoglou, R. Mittra and W. Whittow, "Enabling Additive Manufacturing for Microwave and Mm-wave Components Fabrication," in *International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology (ICMMT)*, Guangzhou, China, pp. 1-3, June 2018.
- [29] G. M. Rocco et al., "3-D Printed Microfluidic Sensor in SIW Technology for Liquids' Characterization," in *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 68, no. 3, pp. 1175-1184, March 2020.
- [30] E. López-Oliver et al., "3-D Printed Bandpass Filter Using Conical Posts Interlaced Vertically," in *IEEE/MTT-S International Microwave Symposium (IMS)*, Los Angeles, USA, 2020, pp. 580-582, August 2020.
- [31] F. Bongard, M. Gimersky, S. Doherty, X. Aubry, and M. Krummen, "3D-printed Ka-band waveguide array antenna for mobile SATCOM applications," in *European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP)*, Paris, France, pp. 579-583, May 2017.
- [32] L. Vincent, M. Azar, C. Alexis, and C. Frabrice, "Study of 3D printed HoneyComb Microwave Absorbers," in *IEEE International Symposium on Antennas and Propagation and USNC-URSI Radio Science Meeting*, Atlanta, USA, pp. 1981-1982, July 2019.

[33] H. Yao, S. Sharma, R. Henderson, S. Ashrafi and D. MacFarlane, "Ka band 3D printed horn antennas," in *Texas Symposium on Wireless and Microwave Circuits and Systems (WMCS)*, Waco, USA, pp. 1-4, March 2017.

[34] ADS, [Online]. Disponible: <https://www.keysight.com/es/en/products/software/pathwave-design-software/pathwave-advanced-design-system.html>, [Acceso el 23 octubre 2020].

[35] EMPRO, [Online]. Disponible: <https://www.keysight.com/es/en/products/software/pathwave-design-software/pathwave-em-design-software.html> [Acceso el 23 octubre 2020].

[36] HFSS, [Online]. Disponible: <https://www.ansys.com/products/electronics/ansys-hfss>, [Acceso el 23 octubre 2020].

Capítulo **2**

Caracterización de materiales de impresión 3D y proceso de fabricación de un circuito de microondas

En este capítulo se muestran los conceptos más relevantes de la impresión 3D utilizados en el desarrollo de dispositivos de microondas que se presentan más adelante en esta Tesis Doctoral. En particular, en la sección 2.1 se explican las distintas tecnologías de fabricación aditiva que existen actualmente, centrándonos particularmente en los métodos que se utilizan para imprimir los circuitos de alta frecuencia que se especifican en los siguientes capítulos. La puesta en marcha de la impresora 3D se muestra en la sección 2.2, donde se lleva a cabo la fabricación de diferentes materiales y su proceso de metalización. En la sección 2.3 se describen las técnicas utilizadas para caracterizar eléctricamente los filamentos impresos, dentro del rango de las microondas. Finalmente, en la sección 2.4 se realiza un análisis estructural mediante ultrasonidos

para comprobar la homogeneidad del proceso de fabricación y la correcta metalización de los materiales.

2.1 Tecnologías de fabricación aditiva

La fabricación aditiva es un término que se utiliza para describir el proceso de unión de un material capa por capa para realizar objetos o estructuras 3D [1]. Esta técnica también se conoce como impresión 3D, fabricación por adición de capas o fabricación digital directa [2]. Cada proceso de impresión 3D está constituido por cuatro pasos, tal y como se muestra en la figura 2.1.

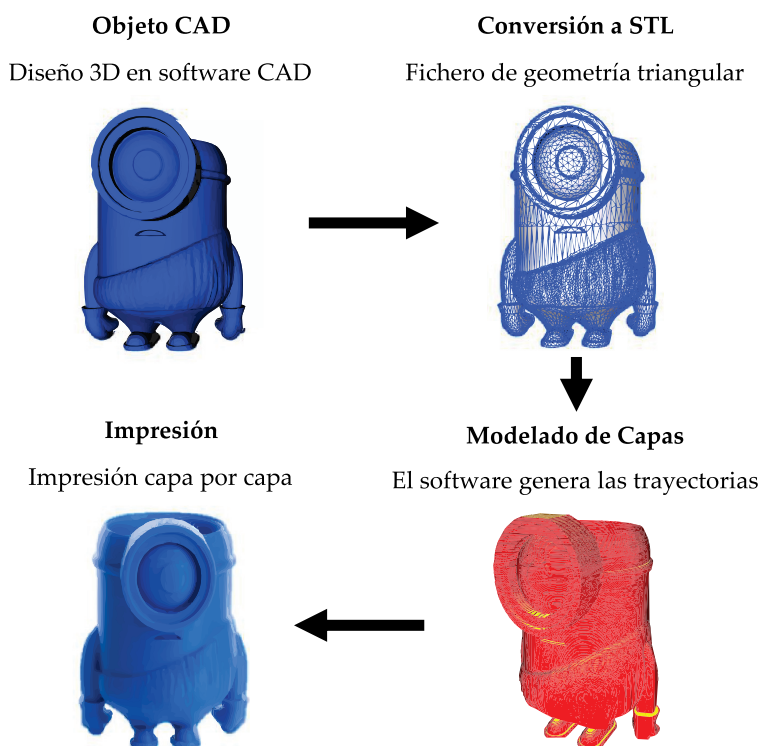


Figura 2.1 Proceso de impresión 3D.

En primer lugar, se utiliza un programa por ordenador (herramienta de diseño asistido por ordenador (CAD)) para diseñar e implementar la estructura 3D. Una vez que se produce el boceto, la información del prototipo se convierte en formato *.stl*, que describe

una pieza 3D mediante la sucesión de triángulos de diferentes formas y tamaños. Un corte virtual se realiza sucesivamente sobre el modelo 3D a través de un programa específico de impresión 3D (Cura, Slic3r, Simplify 3D o Repetier Host) [3] y finalmente se envía a la impresora 3D, donde se depositan capas sucesivas de líquido, polvo o material laminado, creando el objeto 3D. Dependiendo del tipo de tecnología de fabricación aditiva, puede ser necesario realizar un postprocesamiento antes de que las piezas estén listas para ser utilizadas en la aplicación final [4], [5].

Aunque el término de impresión 3D engloba todos los métodos de fabricación aditiva, existen en realidad varias técnicas individuales que varían dependiendo del material utilizado, la forma de implementación y el procedimiento final de curado de la pieza 3D. Por lo tanto, en 2010, la Sociedad Americana de Pruebas y Materiales formuló un conjunto de normas que clasifican los procesos de fabricación aditiva en 7 categorías [1], [3], [6]:

- **Extrusión de material:** El modelado por deposición fundida (FDM) es un proceso de extrusión de material común que consiste en depositar un polímero fundido sobre una base plana. El material se extrae a través de una boquilla, donde se calienta y luego se deposita capa por capa. La boquilla puede moverse horizontalmente, mientras que la plataforma se mueve verticalmente después de depositar cada capa del objeto 3D.
- **Deposición de energía directa:** A esta tecnología a menudo se le puede denominar como deposición directa de metal (LMD). Es un proceso de impresión 3D más complejo, que utiliza una fuente de energía enfocada, como un láser, para fundir el material y generalmente se usa para reparar o agregar material adicional a componentes existentes.

- **Fusión por lecho de polvo:** Esta tecnología utiliza una fuente de calor, un láser o un haz de electrones que permite unir partículas de polvo metálico y formar una pieza que puede llegar a tener cierta complejidad geométrica. Este proceso incluye las siguientes técnicas de impresión 3D: sinterización de metal directo por láser (DMLS), fusión por haz de electrones (EBM), sinterización selectiva por láser (SLS).
- **Fotopolimerización:** Este método consiste en un fotopolímero en estado líquido que se deposita en un recipiente y se endurece selectivamente capa a capa utilizando la polimerización activada por luz. Existen dos métodos que utilizan este tipo de tecnología como la estereolitografía (SLA) y el procesamiento digital por luz (DLP).
- **Inyección de material:** Esta tecnología de impresión 3D se parece al proceso de una impresora de chorro de tinta, donde se utiliza un cabezal que se desplaza depositando un fotopolímero (polímero reactivo a la luz), en lugar de tinta como las impresoras convencionales. El proceso que utiliza esta tecnología se conoce como modelado de inyección múltiple (MJM).
- **Inyección de aglutinante:** Este proceso utiliza la pulverización de un aglutinante líquido sobre una base de polvo, que luego permite solidificarse. Cada lámina de la estructura se imprime de manera similar a las impresoras de chorro de tinta convencionales, en las que la tinta se aplica en la parte superior de la lámina de papel. La tecnología de inyección de aglutinante (BJ) trabaja de una manera similar, pero en lugar de utilizar una hoja de papel se emplean resinas y una capa de polvo.

- **Laminación de hojas:** Esta tecnología de fabricación aditiva se basa en ir colocando finas láminas de material (plástico o metal), que posteriormente son recortadas con la forma del objeto 3D por una fresadora de control numérico por ordenador (CNC) o un láser de CO₂. La fabricación de objetos laminados (LOM) es el proceso que utiliza esta tecnología.

La figura 2.2 muestra una clasificación de las tecnologías de fabricación aditiva, basadas en el material utilizado en la implementación del objeto 3D [7].

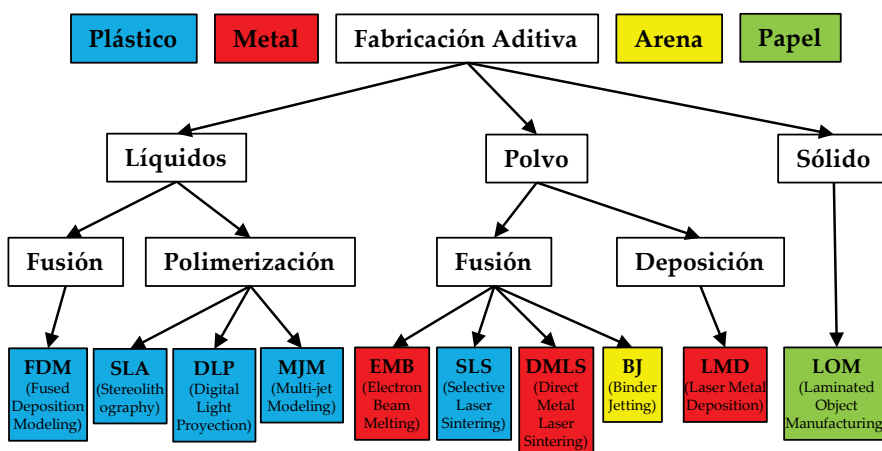


Figura 2.2 Clasificación de las tecnologías de fabricación aditiva.

En el siguiente apartado se presenta en detalle una de estas técnicas, el modelado de deposición fundida (FDM). Esta tecnología es la que se utiliza para imprimir los diferentes dispositivos de microondas que se describen en los siguientes capítulos de la Tesis Doctoral.

2.1.1 Extrusión de material

El proceso de extrusión de material consiste en dispensar selectivamente un filamento a través de un tubo caliente y una

boquilla u orificio, que lo va depositando capa por capa. El modelado de deposición fundida (FDM), es un proceso de extrusión de material registrado por la empresa Stratasys [8] y es la tecnología más popular de impresión 3D. La tecnología FDM fue patentada por Scott Crump en la década de 1980, después de lo cual fundó la empresa Stratasys en 1988. Tecnologías similares han sido adoptadas por otras compañías de impresión 3D bajo diferentes nombres. Por ejemplo, la fabricación de filamentos fundidos (FFF) que fue desarrollada por los miembros del proyecto RepRap para proporcionar una tecnología sin restricciones en su uso [9]. Por lo tanto, la tecnología FFF es esencialmente FDM.

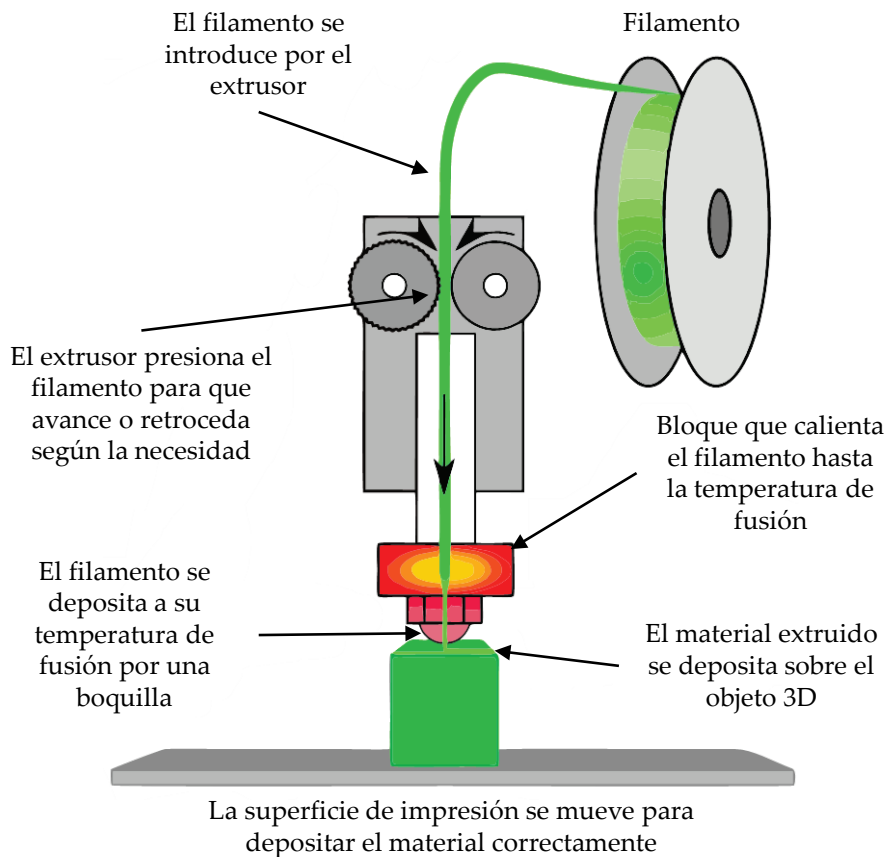


Figura 2.3 Proceso de impresión 3D de la tecnología FDM.

La figura 2.3 muestran los diferentes pasos del proceso de fabricación de un objeto 3D utilizando la tecnología FDM. En primer lugar, el filamento de plástico se desenrolla de una bobina y se introduce en un extrusor, donde una rueda de tracción se encarga de arrastrar y empujar el filamento dentro del fusor. En consecuencia, se aplica una cierta presión en el material para controlar la rapidez con la que sale el filamento de la boquilla. En la boquilla hay un bloque calentador que se encarga de fundir el filamento y pasarlo a un estado semisólido cuando sale de la boquilla. Una vez que el material es extruido, debe solidificarse y permanecer de la misma forma y tamaño, para lograr una estructura sólida y consistente. El cabezal de la impresora 3D se desplaza horizontalmente imprimiendo una nueva capa del modelo 3D. Finalmente, la plataforma se mueve hacia arriba y se deposita una nueva lámina de material, hasta formar la estructura 3D.

2.1.2 Ventajas y desventajas de la tecnología FDM

La tecnología FDM tiene tanto éxito porque satisface las demandas de muchos usuarios industriales y grupos de investigación. La ventaja más significativa es el uso de termoplásticos laminados como el Ácido Poliláctico (PLA) y el Acrilonitrilo Butadieno Estireno (ABS), que son materiales fáciles de conseguir y permiten producir modelos 3D con buenas propiedades estructurales [10]. Además, se pueden imprimir otro tipo de filamentos como el Nylon, el polietileno de alta densidad (HDPE), el policarbonato (PC) y metales de bajo punto de fusión [11], [12]. Todos estos beneficios contribuyen a hacer de la tecnología FDM el proceso más generalizado y económico, utilizado en impresoras 3D de bajo coste y domésticas.

Sin embargo, este procedimiento incluye algunas limitaciones. En primer lugar, este proceso tiene la resolución y precisión más baja

(± 0.15 mm) de todas las tecnologías de fabricación aditiva. El radio de la boquilla suele ser 0.2 mm, lo que limita y reduce la calidad final del objeto impreso [13]. La figura 2.4 muestra varias piezas impresas con la tecnología FDM, donde se observa la superficie rugosa del material [10].

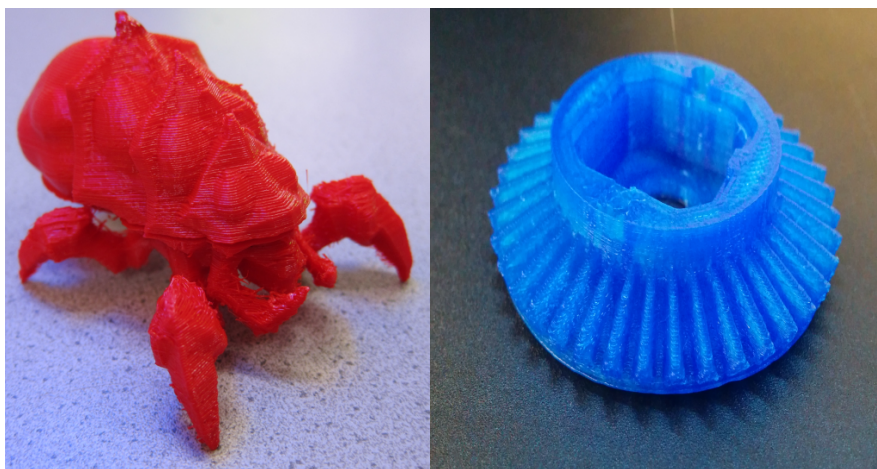


Figura 2.4 Imagen de objetos impresos en tecnología FDM.

En segundo lugar, la velocidad de impresión es relativamente baja en comparación con otros procesos de impresión 3D, debido a que esta técnica se basa en el calentamiento del filamento y las fluctuaciones de temperatura durante la fabricación pueden conducir a la delaminación de la estructura. Además, este proceso requiere un posprocesamiento que consiste en el tratamiento térmico, lijado y eliminación del material de soporte.

2.2 Puesta en marcha de la impresora 3D

La impresora 3D utilizada en esta Tesis Doctoral es la Prusa i3 Hephestos de la empresa BQ [14], tal y como se muestra en la figura 2.5. Este tipo de impresora sigue la filosofía “hazlo tú mismo” (DIY), en el que el usuario final mediante un kit de montaje, se encarga de montarla y calibrarla [15].

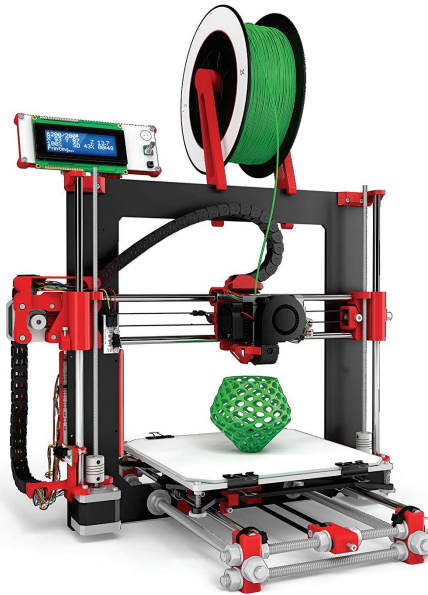


Figura 2.5 Impresora 3D BQ Hephestos.

Esta impresora 3D permite imprimir un volumen máximo de $225 \times 210 \times 280 \text{ mm}^3$ con una resolución vertical y horizontal de hasta $60 \mu\text{m}$ [14]. Además, funciona con una amplia variedad de materiales y emplea muchas opciones ajustables que afectan a las propiedades finales de los objetos impresos incluyendo: velocidad de impresión, temperatura de extrusión, espesor de la capa inicial, así como la densidad del material o el patrón de relleno. Para ajustar estos parámetros de control del proceso de fabricación, se ha utilizado el programa Cura de la empresa Ultimaker [16].

2.2.1 Proceso de fabricación

A fin de verificar el correcto funcionamiento de la impresora 3D y ajustar los parámetros de impresión, se analizaron diferentes filamentos con distintas características. Los materiales utilizados fueron: PLA, ABS, Tribo, Acrilonitrilo Estireno Acrilato (ASA),

Laybrick, Nylon, LayWoo-D3 y Smartfil EP. La tabla 2.1 muestra las propiedades más importantes de control del proceso de fabricación para cada material, una vez optimizados en la impresora 3D utilizada en esta Tesis Doctoral y en el programa de impresión 3D Cura. Para optimizar todos los parámetros de cada material en la impresora 3D, se han utilizado en una primera aproximación las características de impresión que proporciona cada fabricante del filamento.

Material	Parámetros de Impresión 3D		
	Temperatura de Extrusión (°C)	Temperatura de la cama caliente (°C)	Velocidad de Extrusión (mm/s)
PLA	217	48	40
ABS	242	95	15
Tribo	256	100	20
ASA	255	100	20
Laybrick	200	45	20
Nylon	237	50	15
LayWoo-D3	220	45	20
Smartfil EP	202	40	30

Tabla 2.1 Parámetros de impresión de diferentes filamentos 3D en la impresora BQ Hephestos.

Las diferentes láminas que forman la estructura de impresión 3D pueden clasificarse en capas externas y capas internas como se puede observar en la figura 2.6.



Figura 2.6 Estructura de las capas impresas de una pieza 3D.

Las capas externas afectan especialmente a la rigidez mecánica de la pieza 3D. Por lo tanto, deberán ser sólidas y con un porcentaje de densidad de relleno del 100 %. El patrón adoptado en estas láminas, tras realizar varias pruebas de impresión, es rectilíneo, ya que evita la porosidad y reduce la rugosidad de las superficies, mientras que en las capas internas se puede utilizar cualquier patrón o densidad. La lamina inferior tiene una altura de 200 μm y una densidad del 100 %, impidiendo que la primera capa se despegue y se produzca la deformación de la pieza (efecto *warping*). Se apilan diferentes capas internas (N) de 100 μm de grosor hasta formar la altura deseada, donde se pueden considerar distintos porcentajes de densidad (100 % - 15 %), con el fin de modificar selectivamente las características de las piezas 3D, como se aprecia en la figura 2.7. La parte superior está formada por dos láminas de 100 μm de espesor, con una densidad del 100 %.

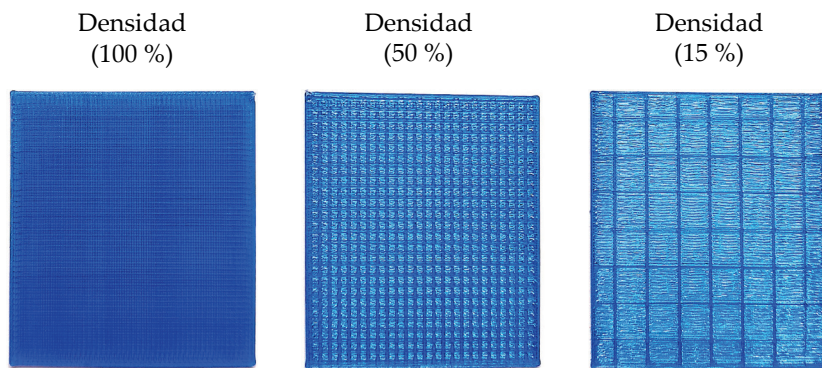


Figura 2.7 Fabricación de piezas 3D con diferentes densidades de relleno.

Después de realizar diferentes pruebas de impresión 3D y analizar distintas alternativas de patrones de relleno, se seleccionó el modelo rectilíneo en todas las capas de la estructura 3D, porque proporciona el patrón más fiable para densidades de relleno muy bajas y permite llevar a cabo todo el proceso de fabricación con mayor

simplicidad. Las densidades inferiores al 15 % producen objetos que carecen de rigidez, pueden romperse con facilidad y se necesitan soportes internos para poder realizar el sustrato.

2.2.2 Metalización

En la actualidad, la tecnología FDM no permite la impresión de materiales metálicos y los filamentos conductores disponibles no tienen una alta conductividad para poder desarrollar circuitos electrónicos de microondas [17]. Por lo tanto, se ha desarrollado una técnica de metalización de las piezas 3D, utilizando láminas de cobre adheridas directamente al material, como se implementan las tarjetas de circuito impreso (PCB) convencionales [18].

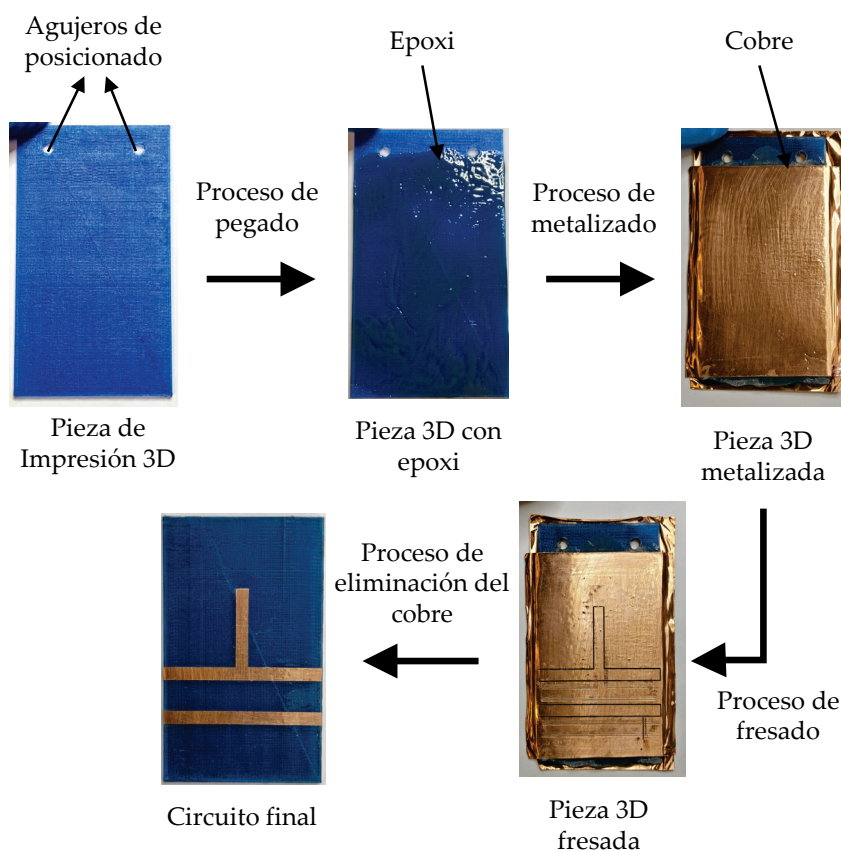


Figura 2.8 Proceso de metalización de una estructura de impresión 3D.

Una vez fabricada la pieza de impresión 3D, se metaliza pegando dos láminas de cobre de 35 μm por ambas caras de la estructura, utilizando una fina capa de epoxi no conductor (2216 B/A GRAY 3M) aplicada mediante una brocha. Para un correcto pegado se ejerce una presión aproximada de 15.3 kgf/cm^2 en las dos hojas de cobre y se deja curar a temperatura ambiente durante una hora. Una vez que el epoxi se ha solidificado, la PCB ya puede ser utilizada para implementar circuitos electrónicos de alta frecuencia. Para poder fabricar los dispositivos se utiliza una fresadora de control numérico (Protomat S42 de LPKF), que permite grabar cualquier layout sobre una PCB. La figura 2.8 describe el proceso de metalización y fresado de un circuito impreso.

2.3 Caracterización dieléctrica de los materiales

Hoy en día, la fabricación aditiva se está explotando cada vez más para la implementación de diferentes componentes de alta frecuencia [19], [20], [21]. El diseño y el modelado de estos dispositivos requieren que el material empleado se caracterice con precisión para poder utilizarlo en el rango de las microondas.

Por lo tanto, como los filamentos de impresión 3D no están específicamente destinados al diseño de circuitos de microondas, cada vez que se utiliza un nuevo material, es necesario realizar una caracterización electromagnética (EM) de sus propiedades eléctricas.

Dado que los filamentos utilizados para fabricar los dispositivos de microondas descritos en esta Tesis Doctoral son no magnéticos, para ser caracterizados eléctricamente, sólo se requiere extraer la permitividad relativa ϵ_r y la tangente de pérdidas $\tan \delta$.

2.3.1 Técnicas de caracterización de materiales

Para la caracterización eléctrica de los filamentos de impresión 3D, existen diferentes técnicas, que permiten obtener las propiedades dieléctricas de un material dependiendo del rango de frecuencias de la aplicación. Normalmente, se dividen en dos grandes categorías: técnicas resonantes y técnicas no resonantes. Los métodos resonantes proporcionan información precisa sobre las propiedades eléctricas de un dieléctrico a una determinada frecuencia, mientras que los métodos no resonantes, calculan las características electromagnéticas en un determinado rango de frecuencias [22].

2.3.1.1 Método resonante

Los métodos de caracterización de materiales resonantes se basan en obtener la permitividad y la permeabilidad de un determinado dieléctrico mediante la frecuencia de resonancia y el factor de calidad de una cavidad [23].

De entre todas las técnicas resonantes que hay para caracterizar materiales, se utilizan generalmente el método del resonador y el método de la perturbación resonante. Ambos métodos explotan la capacidad de extraer las propiedades del material midiendo la frecuencia de resonancia y el factor de calidad de una cavidad resonante. La diferencia entre ellas es que en la primera el diseño del resonador debe estar constituido por el dieléctrico que se va a caracterizar, como se observa en la figura 2.9 (a), mientras que, en el método de la perturbación resonante, la muestra se inserta en el interior de un resonador con unas condiciones de contorno determinadas, tal y como se puede contemplar en la figura 2.9 (b). En este segundo caso, si el material se introduce en la posición A de la cavidad se puede obtener la permitividad dieléctrica, mientras que si

la muestra se inserta en la posición B de la cavidad se consigue obtener la permeabilidad del material.

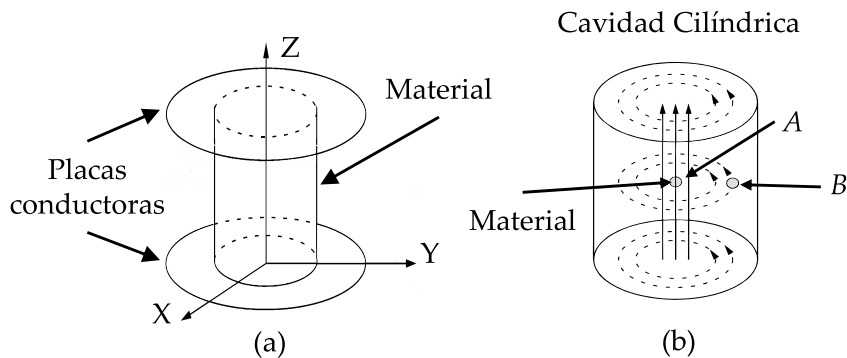


Figura 2.9 Caracterización de materiales con métodos resonantes. (a) método del resonador; (b) método de la perturbación resonante.

Los métodos resonantes se utilizan en la mayoría de los casos para la caracterización de materiales, debido a su gran precisión y sensibilidad [22].

2.3.1.2 Método no resonante

En los métodos no resonantes las propiedades de los materiales se deducen fundamentalmente de su impedancia y de las velocidades de onda en el dieléctrico. Como se muestra en la figura 2.10, cuando una onda electromagnética se propaga en el espacio libre y choca con la interfaz de otro material, la impedancia y la velocidad característica de la onda se modifican, debido a la presencia de dos dieléctricos. Al analizar la comparación a través de las ondas transmitidas y reflejadas es posible obtener la relación de permitividad entre los materiales [23].

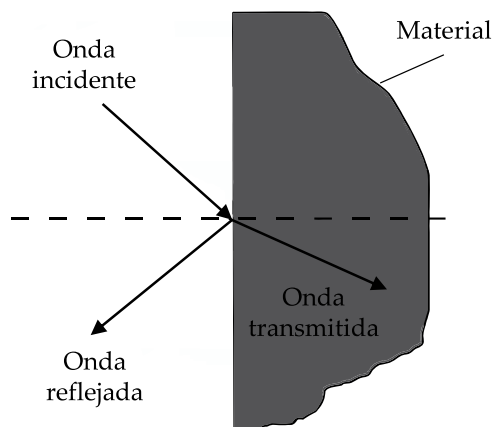


Figura 2.10 Caracterización del material mediante un método no resonante.

Dado que los métodos no resonantes consisten en transmitir una onda electromagnética hacia un material y medir lo que se refleja y transmite a través del dieléctrico, se puede utilizar cualquier línea de transmisión para caracterizar los materiales: líneas coaxiales, guías de onda metálicas y líneas microstrip planares.

En la próxima sección se presentan las dos técnicas utilizadas para caracterizar los filamentos de impresión 3D: la técnica de la línea microstrip y la técnica del resonador en T.

2.3.1.3 Métodos utilizados para extraer la permitividad relativa y la tangente de pérdidas

De todas las técnicas disponibles para caracterizar materiales 3D, se ha seleccionado el método del resonador en T ($\lambda/4$) a fin de calcular la permitividad dieléctrica del material y el método de la línea de transmisión para determinar la tangente de pérdidas del mismo. Se han elegido estos métodos porque se tiene en cuenta todo el proceso de fabricación y metalización de la pieza de impresión 3D y puede proporcionar resultados razonablemente precisos en el rango de las microondas.

El método del resonador en T consiste en obtener la permitividad dieléctrica del filamento, utilizando la frecuencia de resonancia del resonador ($\lambda/4$), tal y como se muestra en la figura 2.11 (a) [23]. Para ello, se diseñan las dimensiones del resonador en un software de microondas a una frecuencia determinada, tomando una permitividad dieléctrica aproximada del material. Una vez implementado el resonador, se fabrica y se mide la respuesta de los parámetros S en un analizador vectorial de redes (VNA), y finalmente, la frecuencia de resonancia de la simulación se iguala a la medida mediante la modificación de la permitividad relativa en el simulador.

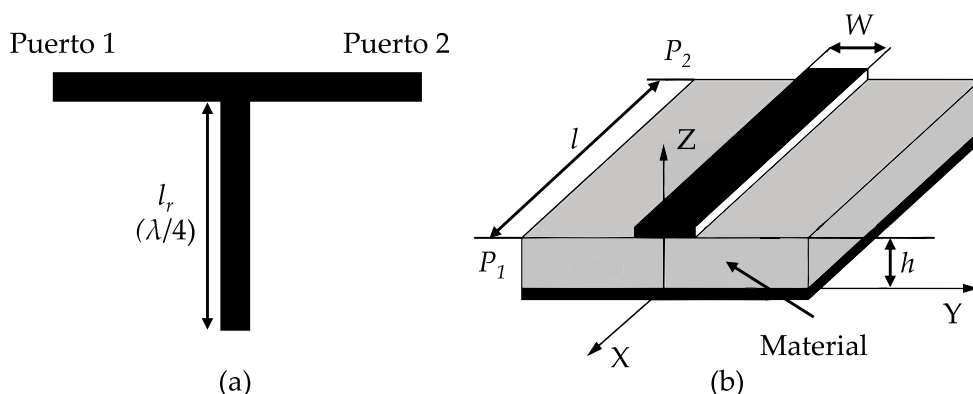


Figura 2.11 (a) resonador en T microstrip; (b) línea de transmisión microstrip.

El método de la línea microstrip, se basa en obtener la tangente de pérdidas de un determinado material mediante las propiedades de transmisión de una línea, midiendo los parámetros S a una determinada frecuencia en sus planos de acceso (P_1 y P_2), tal y como se observa en la figura 2.11 (b) [23], una vez obtenida la permitividad dieléctrica de la técnica del resonador en T. Esta técnica consiste en utilizar dos líneas microstrip con diferentes longitudes eléctricas y adaptadas a 50.0Ω , para poder eliminar la atenuación ocasionada por la transición de los conectores coaxiales del VNA.

Una vez implementadas las líneas microstrip, se fabrica y se mide la respuesta de los parámetros S en el VNA, y finalmente, la atenuación ocasionada por la diferencia de las dos líneas microstrip medidas se iguala a la simulación de la línea de transmisión mediante la modificación de la tangente de pérdidas en el simulador.

En primer lugar, se implementa el resonador en T ($\lambda/4$) para una frecuencia de resonancia $f = 2.50$ GHz, una altura $h = 1.60$ mm y una permitividad dieléctrica del filamento estimada alrededor de $\epsilon_r = 3.0$, dando lugar a una $l_r = 19.20$ mm y una $W_l = 3.97$ mm. Una vez fabricado el resonador en T, como se muestra en la figura 2.12 (a), se mide la respuesta de los parámetros S en el VNA E8363B de Keysight Technologies (figura 2.12 (b)) y se optimiza la frecuencia de resonancia en ADS hasta conseguir que la frecuencia sea la misma que la simulada, modificando la permitividad relativa.

En segundo lugar, una vez obtenida la permitividad relativa del material, se fabrican las dos líneas microstrip con diferente longitud ($l_1 = 50.0$ mm y $l_2 = 130.0$ mm) y con una impedancia de línea de 50.0Ω (W_2). Una vez fabricadas las líneas microstrip, como se muestra en la figura 2.12 (a), se mide la respuesta de los parámetros S (figura 2.12 (b)) y se optimizan las pérdidas a una frecuencia en ADS (modificando la tangente de pérdidas) hasta conseguir que la atenuación sea la misma.

Para cada material, se realiza el mismo proceso de caracterización modificando la permitividad relativa para el método del resonador en T y la tangente de pérdidas para la línea de transmisión, de tal manera que para una determinada frecuencia las medidas se ajustan a las simulaciones. En la figura 2.12 (c) se pueden apreciar las características eléctricas de todos los materiales analizados.

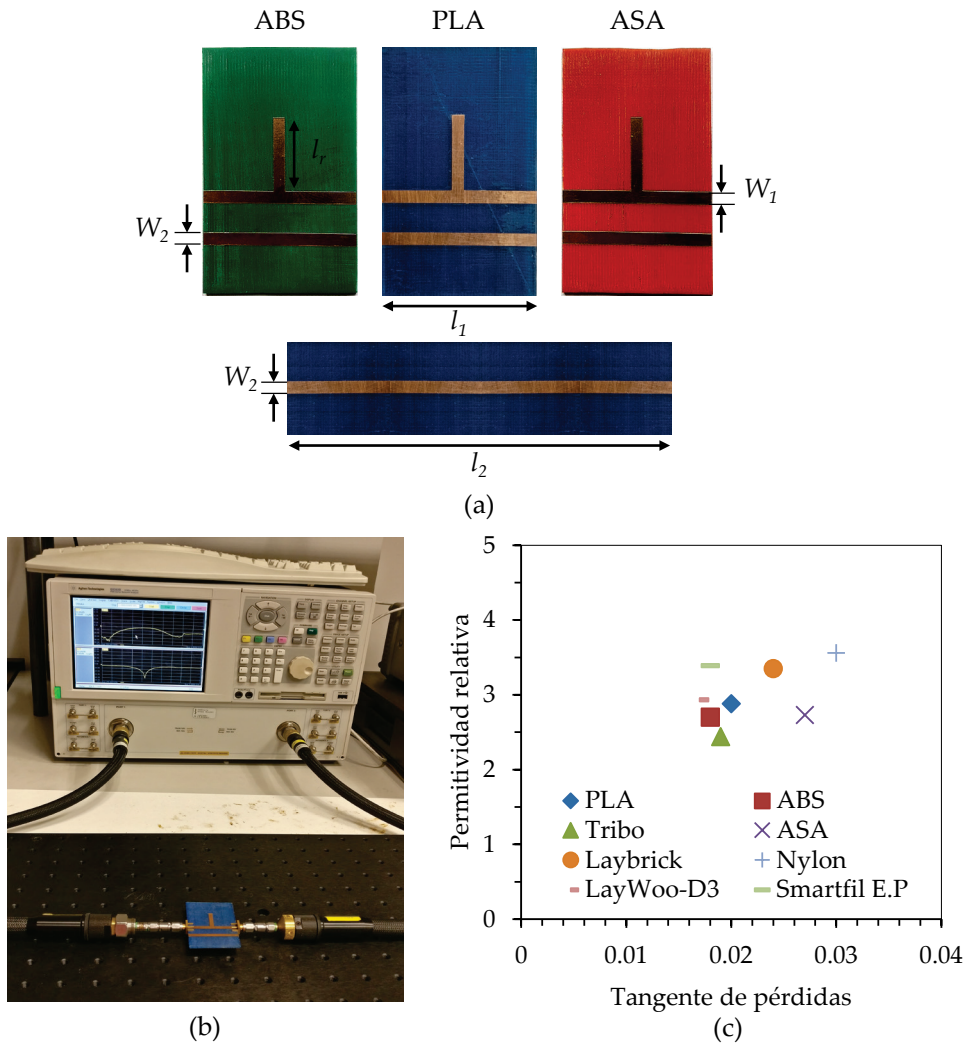


Figura 2.12 (a) resonador y líneas de transmisión en diferentes materiales;
 (b) proceso de medida de la permitividad relativa y la tangente de pérdidas;
 (c) características eléctricas de los diferentes filamentos.

Otra de las propiedades que se puede conseguir, utilizando la impresión 3D, es variar la permitividad relativa y la tangente de pérdidas de un material, modificando el porcentaje de relleno de las capas internas del objeto 3D. Para ello, se han fabricado diferentes muestras utilizando el filamento PLA con una altura $h = 1.60$ mm,

variando la densidad del dieléctrico en las capas internas y manteniendo en todas las capas externas una densidad del 100%, tal y como se observa en la figura 2.13 (a). En la figura 2.13 (b) se pueden apreciar las características eléctricas del PLA para distintas densidades de relleno, una vez optimizadas mediante el simulador electromagnético. En esta figura se observa que para una menor densidad de relleno del material se consigue reducir la permitividad relativa y la tangente de pérdidas.

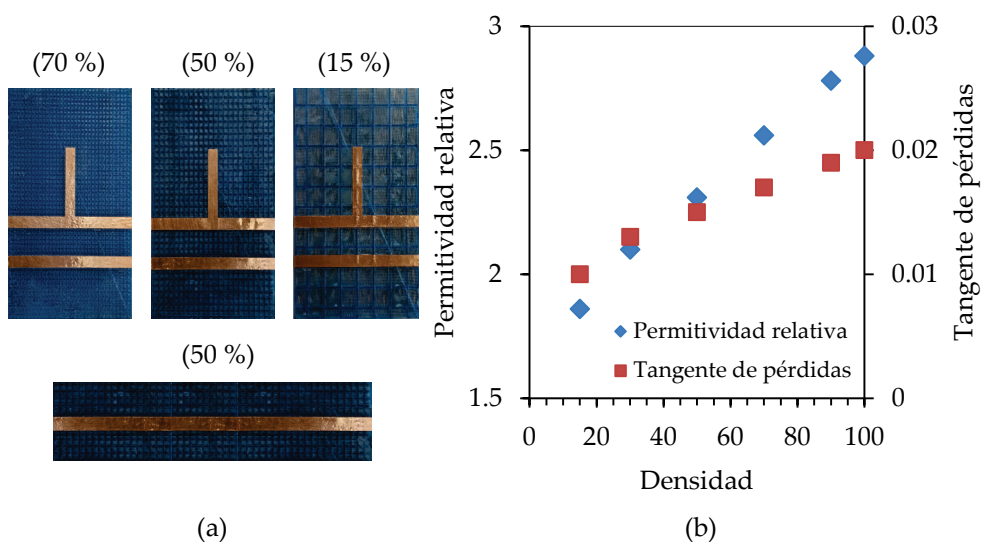


Figura 2.13 (a) resonador y líneas de transmisión del PLA con diferentes densidades de relleno; (b) características eléctricas de diferentes densidades de relleno del PLA.

De todos los filamentos de impresión 3D analizados previamente, se ha seleccionado el PLA, porque es un material de bajo coste, fácil de fabricar y puede dar lugar a la implementación de dispositivos de microondas complejos muy económicos, como se presentará en los siguientes capítulos de esta Tesis Doctoral. Además, el PLA es un material rígido, simple de implementar en cualquier impresora 3D de bajo coste, ya que no requiere de una cama caliente y

es el filamento que mayor velocidad de impresión tiene de todos los materiales seleccionados.

2.4 Análisis estructural del proceso de fabricación

Debido al proceso de fabricación de los circuitos, que comprende, por un lado, la utilización de un filamento basado en una estructura de capas termofundidas de plástico y, por otro, el uso de adhesivos para pegar las láminas de cobre, es necesario comprobar si hay alguna imperfección en toda la implementación del sustrato. Los errores en las etapas de impresión, así como las burbujas de aire entre las capas termoplásticas, el exceso de pegamento o la falta de homogeneidad en la densidad de las capas de material, comprometerían el rendimiento esperado del circuito y su integridad estructural [24].

El análisis estructural de los circuitos se realiza utilizando técnicas no destructivas por ultrasonidos, ya que son rápidas, económicas y pueden utilizarse sin dañar los materiales. Los sustratos son escaneados en un recipiente con agua destilada, empleando un transductor enfocado Olympus de 5.0 MHz como pulso eco y señal de excitación. Para cada circuito el escáner XYZ realizó dos C-scan (escaneo 2D en toda la superficie), uno de cada parte de la estructura, superior e inferior, tomando A-scan (una sola medición en un punto específico del área del sustrato) cada 200 μm . El emisor/receptor utilizado a modo de generador y equipo de adquisición es un ST-TX06-00 de la empresa KTU ELECTRONICS que tiene una frecuencia de muestreo de 100 MHz.

El A-scan del proceso de fabricación del PLA que es el filamento seleccionado en esta Tesis Doctoral, se ha procesado utilizando técnicas sencillas en el dominio del tiempo y de la frecuencia. En el dominio del tiempo, los C-scan de magnitud se producen a diferentes

profundidades en los circuitos, mostrando la forma interna del sustrato. Si aparecen diferencias significativas de magnitud y nuevos ecos en la estructura, la impedancia acústica cambia debido especialmente a los huecos, burbujas o interfaces entre materiales, es decir en las interfaces PLA-epoxi-cobre. La figura 2.14 muestra ejemplos de escaneo C de magnitudes procesadas desde la superficie superior (figura 2.14 (a)) e inferior (figura 2.14 (b)), así como un mapa de los espesores (figura 2.14 (c)) del circuito.

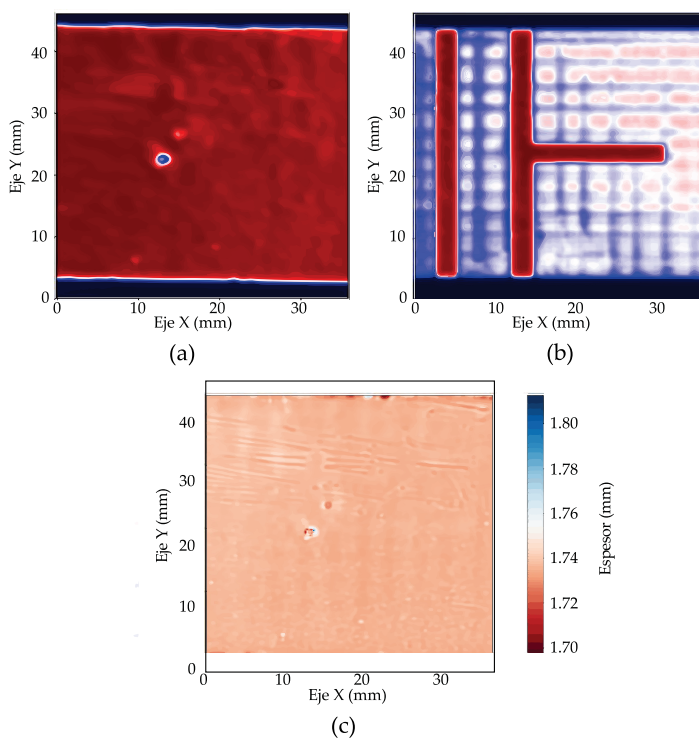


Figura 2.14 Ejemplos del escaneo C para: (a) superficie inferior; (b) superficie superior; (c) espesor.

Además, se pueden analizar los C-scan de la estructura, proporcionando información sobre las capas más internas, al igual que la desalineación o los huecos entre los filamentos, que podrían ser causados por cambios en las temperaturas de extrusión. En la figura 2.15 se muestran ejemplos de C-scan adquiridos a distintas

profundidades del circuito (cada 150 μm aproximadamente), en los que se pueden observar algunas irregularidades en la adhesión de la superficie superior del PLA-cobre (figura 2.15 (h) y figura 2.15 (i)), así como la configuración de las diferentes capas del sustrato.

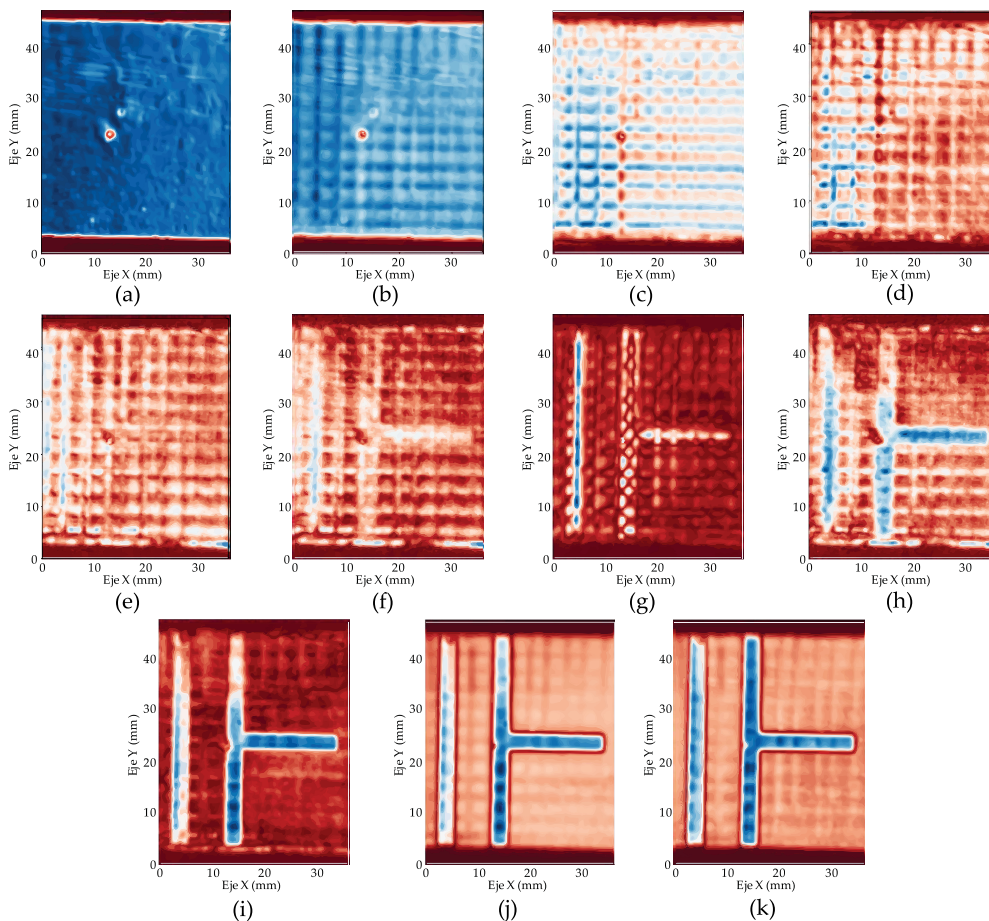


Figura 2.15 Capas sucesivas dentro del circuito utilizando C-scan.

Respecto al análisis en frecuencia, las imágenes de los circuitos se obtienen mediante resonancia ultrasónica [25], [26], [27]. Utilizando esta técnica, las burbujas, los ecos de los vacíos y cualquier otro cambio significativo en la impedancia acústica de la estructura resonarán, produciendo máximos en el espectro de la función de transferencia.

Este método, en combinación con el C-scan de la magnitud, puede utilizarse para discriminar los falsos defectos o inhomogeneidades en el circuito, ya que es menos sensible a la desalineación de la superficie. La figura 2.16 muestra un ejemplo del C-scan del circuito mediante espectroscopía resonante (figura 2.16 (a)) y análisis en el tiempo (figura 2.16 (b)), en el que las imperfecciones del pegado de la capa inferior son visibles.

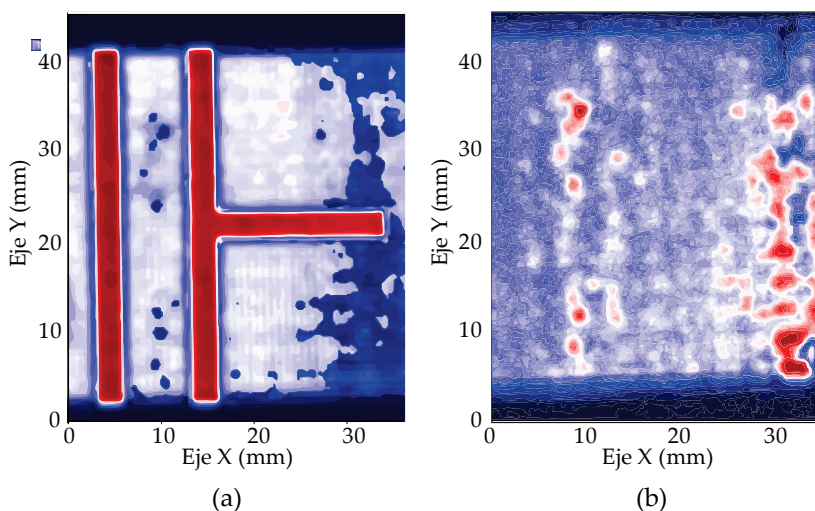


Figura 2.16 Ejemplos de imperfecciones del pegado del cobre mediante.
(a) espectroscopía resonante; (b) análisis en el tiempo.

Las muestras de PLA analizadas mediante ultrasonidos no mostraron imperfecciones relevantes de pegado del cobre ni en la impresión de la estructura 3D, demostrando que la técnica utilizada para el diseño y el montaje de circuitos de microondas es consistente.

2.5 Resumen del capítulo

En este capítulo se ofrece una introducción a las tecnologías y estructuras de impresión 3D adoptadas para fabricar los dispositivos de alta frecuencia que se verán en los siguientes capítulos de esta Tesis Doctoral. Se presentan las diferentes tecnologías de fabricación aditiva y se describe en detalle la técnica de extrusión de material (FDM), que es el método que se emplea en este trabajo. A continuación, se describe la puesta en marcha de la impresora 3D, las características de impresión de los distintos filamentos y la técnica de metalización de los materiales. Posteriormente, se discuten los métodos para caracterizar las propiedades eléctricas en el rango de las microondas las diferentes muestras impresas y, finalmente, se realiza un análisis estructural mediante ultrasonidos de todo el proceso de fabricación, a fin de comprobar la viabilidad de utilizar esta tecnología para implementar circuitos de alta frecuencia.

2.6 Referencias

[1] *Standard Terminology for Additive Manufacturing - General Principles – Terminology* ASTM International, [Online]. Disponible: <https://www.iso.org/obp/ui/#iso:std:iso-astm:52900:ed1:v1:en>, [Acceso el 10 septiembre 2020].

[2] *AM Basics Additive Manufacturing*, [Online]. Disponible: <http://additivemanufacturing.com/basics/>, [Acceso el 10 septiembre 2020].

[3] *An Overview Of The Best 3D Printing Software Tools*, [Online]. Disponible: <https://3dprinting.com/software/>, [Acceso el 10 septiembre 2020].

[4] I. Gibson, D. W. Rosen, and B. Stucker, *Additive Manufacturing Technologies: Rapid Prototyping to Direct Digital Manufacturing*, Boston, USA, Springer, 2010.

[5] *Proceso de Impresión 3D*, [Online]. Disponible: <https://of3lia.com/software-para-impresora-3d/>, [Acceso el 10 septiembre 2020].

[6] *Impresión 3d industrial*, [Online]. Disponible: <http://hxx.es/tag/impression-3d-industrial/>, [Acceso el 10 septiembre 2020].

[7] *Processes and Materials Involved in 3D Printing*, [Online]. Disponible: <https://www.cimdata.com/zh/resources/complimentary-reports-research/commentaries/item/10580-a-21st-century-supply-chain-commentary/10580-a-21st-century-supply-chain-commentary>, [Acceso el 11 septiembre 2020].

- [8] *Stratasys, 3D Printing & Additive Manufacturing*, [Online]. Disponible: <http://www.stratasys.com/>, [Acceso el 12 septiembre 2020].
- [9] *Fused filament fabrication - RepRapWiki*, [Online]. Disponible: http://reprap.org/wiki/Fused_filament_fabrication, [Acceso el 12 septiembre 2020].
- [10] M. A. Pop, C. Croitoru, T. Bedó, et al. "Structural changes during 3D printing of bioderived and synthetic thermoplastic materials," in *Journal Applied Polymer Science*, vol. 136, no. 17, pp. 47382, December 2018.
- [11] J. Mireles, D. Espalin, D. Roberson, B. Zinniel, F. Medina, and R. Wicker, "Fused deposition modeling of metals," in *International Solid Freeform Fabrication Symposium (FFF)*, Texas, EEUU, 2012, pp. 6-8.
- [12] P. C. Hsieh, C. H. Tsai, B. H. Liu, W. C. J. Wei, A. B. Wang, and R. C. Luo, "3D printing of low melting temperature alloys by fused deposition modeling," in *IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)*, Taiwan, China, 2016, pp. 1138-1142.
- [13] M. Fernandez-Vicente, M. Canyada, and A. Conejero, "Identifying limitations for design for manufacturing with desktop FFF 3D printers," in *International Journal of Rapid Manufacturing*, vol. 5, no. 1, pp. 116-128, December 2015.
- [14] *Mundo Reader S.L. BQ Hephestos*, [Online]. Disponible: <https://www.bq.com/en/support/hephestos/support-sheet>, [Acceso el 12 septiembre 2020].

- [15] *Impresora 3D: Guía completa para empezar*, [Online]. Disponible: <https://3dwork.io/impresora-3d-empezar-desde-cero/>, [Acceso el 12 septiembre 2020].
- [16] *Ultimaker USA Inc. Software Ultimaker Cura*, [Online]. Disponible: <https://ultimaker.com/es/software/ultimaker-cura>, [Acceso el 12 septiembre 2020].
- [17] P. F. Flowers, C. Reyes, S. Ye, M.J. Kim, and B.J. Wiley, "3D printing electronic components and circuits with conductive thermoplastic filament", in *Additive Manufacturing*, vol. 18, pp. 156–163, October 2017.
- [18] *Rogers Corporation. Processing Guidelines for RO4400™ Bonding Layers*. [Online]. Disponible: <https://rogerscorp.com/-/media/project/rogerscorp/documents/advanced-connectivity-solutions/english/fabrication-information/fabrication-guidelines-ro4400-bonding-layers.pdf>, [Acceso el 13 septiembre 2020].
- [19] K. Lomakin et al., "3D Printed E-Band Hybrid Coupler," in *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 29, no. 9, pp. 580-582, September 2019.
- [20] M. Ranjbar Naeini, and D. van der Weide, "Cascaded 3-D-Printed X-Band Components for Subsystems," in *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 29, no. 5, pp. 333-335, May 2019.

- [21] G. Venanzoni, C. Tomassoni, M. Dionigi, M. Mongiardo and R. Sorrentino, "Design and Fabrication of 3-D Printed Inline Coaxial Filters With Improved Stopband," in *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 68, no. 7, pp. 2633-2643, July 2020.
- [22] J. B. Jarvis, M. D. Janeciz, B. F. Riddle, R. T. Johnk, C. L. Holloway, R. G. Geyer, and C. A. Grosvenor, "Measuring the Permittivity and Permeability of Lossy Materials: Solids, Liquids, Metals, Building Materials, and Negative-Index Materials," in *Technical Note (NIST TN)*, 2005.
- [23] L. F. Chen, C. K. Ong, C. P. Neo, V. V. Varadan, and V. K. Varadan, *Microwave Electronics: Measurement and Materials Characterization*, Hoboken, New York, USA, Wiley, 2004.
- [24] T. Kerekes, H. Lim, W. Yeol, and G. Jin, "Characterization of process–deformation/damage property relationship of fused deposition modeling (FDM) 3D-printed specimens," in *Additive Manufacturing*, vol. 25, pp. 532–544, January 2019.
- [25] R. Livings, V. Dayal, and D. Barnard, "Damage detection in a multi-layered, multi-material composite using air-coupled ultrasonic resonance imaging," in *Journal of Nondestructive Evaluation*, 2016, vol. 35, no. 55, September 2016.
- [26] J. Hettler, M. Tabatabaeipour, S. Delrue, and K.V.D. Abeele, "Detection and characterization of local defect resonances arising from delaminations and flat bottom holes," in *Journal of Nondestructive Evaluation*. 2016, vol. 36, no. 2, November 2016.

[27] M. Castaings, E. Siryabe, M. Renier, and A. Meziane, "Ultrasonic characterization of cohesive and adhesive properties of adhesive bonds", in *Journal Acoustical Society of America*, vol. 138, no. 1766, September 2015.

Capítulo 3

Implementación de circuitos planares de microondas mediante técnicas de impresión 3D

Este capítulo presenta el diseño de diferentes circuitos planares de microondas, demostrando la viabilidad de utilizar las técnicas de impresión 3D. En particular, en la sección 3.1 se explica el proceso de fabricación de distintos filtros de salto de impedancia en tecnología microstrip. La implementación de filtros en tecnología stripline se muestra en la sección 3.2, donde se lleva a cabo la elaboración de diversos filtros de salto de impedancia. Finalmente, en la sección 3.3 se introduce el diseño y la fabricación de un filtro de salto de impedancia utilizando una geometría compleja.

3.1 Diseño de filtros en tecnología microstrip

Para realizar una prueba de concepto de la técnica de impresión 3D utilizada en el capítulo 2, se diseñan y fabrican dos filtros paso bajo de salto de impedancia en tecnología microstrip, ya que son sencillos de

implementar y permiten una fácil comparación con las tecnologías tradicionales [1], [2], [3], [4], [5]. En particular, los filtros presentan una respuesta de tipo Butterworth de orden 5 con una frecuencia de corte (f_c) de 2.0 GHz. Los elementos del modelo paso bajo son: $g_0 = g_6 = 1$, $g_1 = g_5 = 0.6180$, $g_2 = g_4 = 1.6180$ y finalmente $g_3 = 2.0$ [6]. Cada inductancia (L) en serie del prototipo paso bajo se sintetiza utilizando una sección de línea de transmisión de alta impedancia característica (Z_h) cuya longitud eléctrica está determinada por la siguiente expresión [7]:

$$\beta l_i = \frac{LZ_0}{Z_h} \quad (3.1)$$

mientras que la capacidad (C) en paralelo del prototipo paso bajo se sintetiza utilizando una sección de línea de transmisión de baja impedancia característica (Z_l) cuya longitud viene determinada por la siguiente expresión [7]:

$$\beta l_i = \frac{CZ_l}{Z_0} \quad (3.2)$$

donde Z_0 es la impedancia de referencia del filtro y $\beta = 2\pi/\lambda$ es la constante de fase, siendo λ la longitud de onda a la frecuencia de corte del filtro. Uno de los filtros diseñados emplea el filamento PLA con una densidad de relleno constante en todo el dieléctrico (material homogéneo), mientras que otro de los filtros se implementa específicamente para esta aplicación, cambiando la densidad del dieléctrico en algunas secciones del circuito (material heterogéneo), permitiendo mejorar las prestaciones del filtro de salto de impedancia.

En los dos circuitos implementados la anchura de las líneas de alta impedancia (Z_h) es de 0.75 mm, mientras que en las secciones de baja impedancia (Z_l) el ancho es de 10.0 mm.

3.1.1 Filtro de salto de impedancia microstrip con material homogéneo

El diseño de un filtro paso bajo convencional de salto de impedancia se lleva a la práctica utilizando un material homogéneo, con una altura ($h = 1.60$ mm) y un patrón de relleno de densidad constante del 100 %. Las propiedades del material PLA se obtienen del capítulo 2, con una $\epsilon_r = 2.80$ y una $\tan \delta = 0.02$. Para este tipo de filamento las impedancias de las líneas de transmisión en tecnología microstrip son, $Z_h = 114.40 \Omega$ (0.75 mm) y $Z_l = 26.50 \Omega$ (10.0 mm), mientras que la impedancia de referencia del filtro es $Z_0 = 50.0 \Omega$, con un ancho de línea de 4.10 mm. La tabla 3.1 describe las longitudes eléctricas (βl_i) del filtro empleando las ecuaciones 3.1 y 3.2, junto con las dimensiones físicas de las líneas microstrip.

Sección	$Z_i = Z_h \text{ o } Z_l (\Omega)$	$\beta l_i (^\circ)$	$W_i (\text{mm})$	$l_i (\text{mm})$
1	26.50	18.77	10.00	4.63
2	114.40	40.51	0.75	11.77
3	26.50	60.73	10.00	14.67
4	114.40	40.51	0.75	11.77
5	26.50	18.77	10.00	4.63

Tabla 3.1 Parámetros de diseño del filtro microstrip con material homogéneo.

El layout del filtro con sus características físicas se observa en la figura 3.1 (a), y la figura 3.1 (b) muestra una fotografía del mismo fabricado incluyendo los conectores SMA (*SubMiniature version A*), siguiendo el proceso de fabricación y metalización del capítulo 2. Los conectores SMA se sueldan al circuito utilizando un epoxi conductor de plata de RS Pro para mejorar la conexión eléctrica y fijarlos a las líneas de entrada del filtro, ya que los conectores SMA no pueden ser

soldados por las técnicas tradicionales, porque la temperatura requerida excede de la temperatura de fusión del PLA.

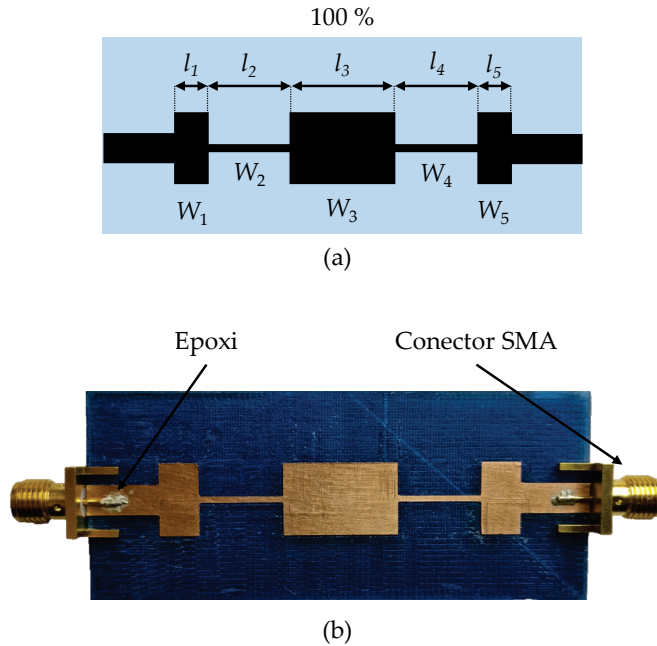


Figura 3.1 Filtro de salto de impedancia microstrip con un material homogéneo.
(a) layout; (b) fotografía del filtro fabricado.

Los parámetros S medidos se comparan en la figura 3.2 con la respuesta del filtro simulado en ADS. La frecuencia de corte del filtro medido es $f_c = 2.01$ GHz, que es muy similar a la simulada $f_c = 2.0$ GHz (la pequeña desviación de la f_c es debida a las variaciones de las dimensiones del circuito). Las pérdidas de inserción dentro de la banda de paso a la frecuencia de 1.90 GHz son de 0.80 dB, muy cercanas a las pérdidas de 0.91 dB obtenidas en la medida (esta variación es producida por los conectores SMA que no se incluyen en la simulación de ADS). Las pérdidas de retorno son menores que 18.0 dB en toda la banda de paso, lo que verifica la buena adaptación del filtro. En todo caso, las medidas y simulaciones están en muy buen

acuerdo en toda la banda de frecuencias, lo que demuestra la validez de la caracterización de los filamentos de impresión 3D del capítulo 2.

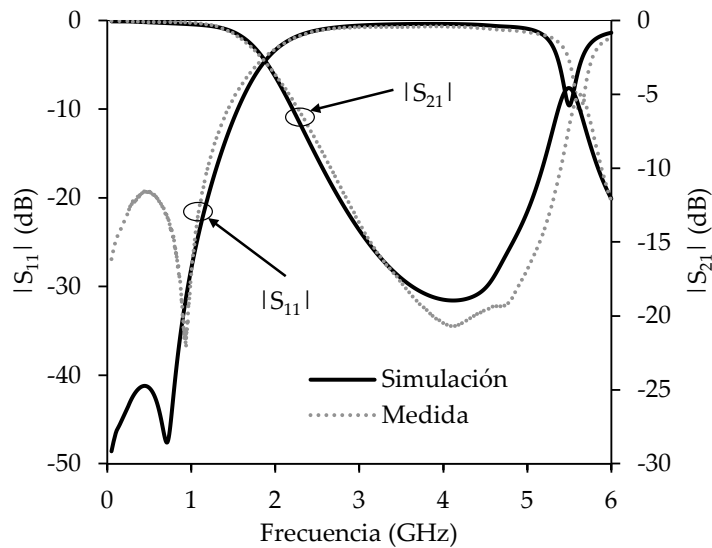


Figura 3.2 Simulación y medida de los parámetros S del filtro de salto de impedancia microstrip con material homogéneo.

3.1.2 Filtro de salto de impedancia microstrip con material heterogéneo

El segundo filtro paso bajo diseñado consiste en un novedoso dispositivo de microondas que utiliza un material heterogéneo con una altura ($h = 1.60$ mm) y dos densidades de relleno (100 % y 30 %), para aumentar la variación de la impedancia del filtro en Z_h y conseguir unas mejores prestaciones. Las propiedades del filamento (PLA) utilizando estas densidades, se obtienen del capítulo 2, con una $\epsilon_r = 2.80$ y $\tan \delta = 0.02$ para una densidad del 100 % y una $\epsilon_r = 2.10$ y $\tan \delta = 0.013$ para el 30 % de densidad del material. Para este tipo de configuración las impedancias de las líneas de transmisión en tecnología microstrip son, $Z_h = 129.10 \Omega$ (0.75 mm) y $Z_l = 26.50 \Omega$ (10.0 mm), proporcionando un aumento de 14.0Ω de la impedancia Z_h en comparación con el filtro anterior. La impedancia de referencia del

filtro es $Z_0 = 50.0 \Omega$, con un ancho de línea microstrip de 4.10 mm. La tabla 3.2 recoge las longitudes eléctricas (βl_i) empleando las ecuaciones 3.1 y 3.2, junto con el cálculo de las dimensiones físicas de las líneas microstrip.

Sección	$Z_i = Z_h$ o Z_l (Ω)	βl_i ($^\circ$)	W_i (mm)	l_i (mm)
1	26.50	18.77	10.00	4.63
2	129.10	35.90	0.75	11.60
3	26.50	60.73	10.00	14.67
4	129.10	35.90	0.75	11.60
5	26.50	18.77	10.00	4.63

Tabla 3.2 Parámetros de diseño del filtro microstrip con material heterogéneo.

El layout del filtro con sus características físicas se observa en la figura 3.3 (a), y la figura 3.3 (b) muestra una fotografía del filtro fabricado, incluyendo los conectores SMA.

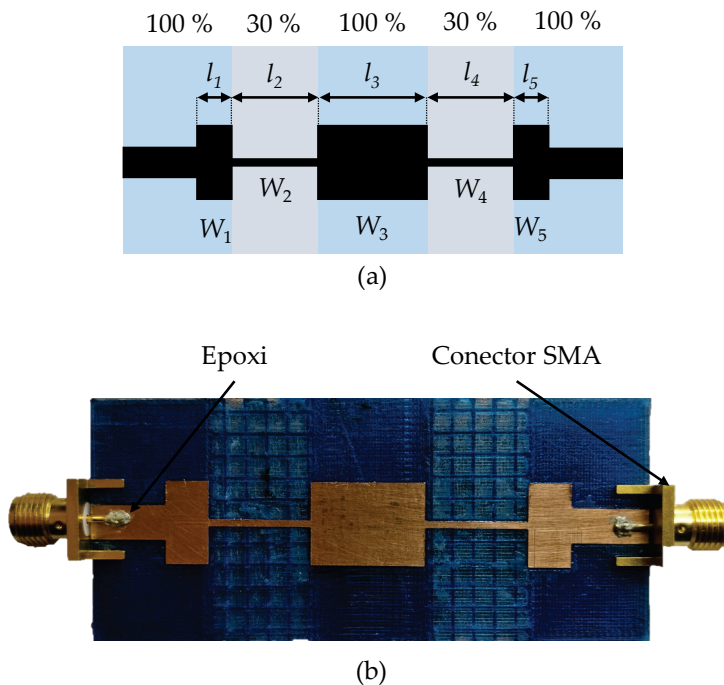


Figura 3.3 Filtro de salto de impedancia con un material heterogéneo. (a) layout; (b) fotografía del filtro fabricado.

En la figura 3.4 se observan los parámetros S medidos y simulados de la respuesta del filtro. La frecuencia de corte del filtro medido es $f_c = 2.02$ GHz, que es muy similar a la simulada $f_c = 2.0$ GHz. Las pérdidas de inserción dentro de la banda de paso a la frecuencia de 1.90 GHz son de 0.81 dB, muy cercanas a las pérdidas de 0.88 dB obtenidas en la medida. Las pérdidas de retorno son menores que 15.0 dB en la banda de paso, lo que demuestra la buena adaptación del filtro. En todo caso, las medidas y simulaciones son similares en toda la banda de frecuencias.

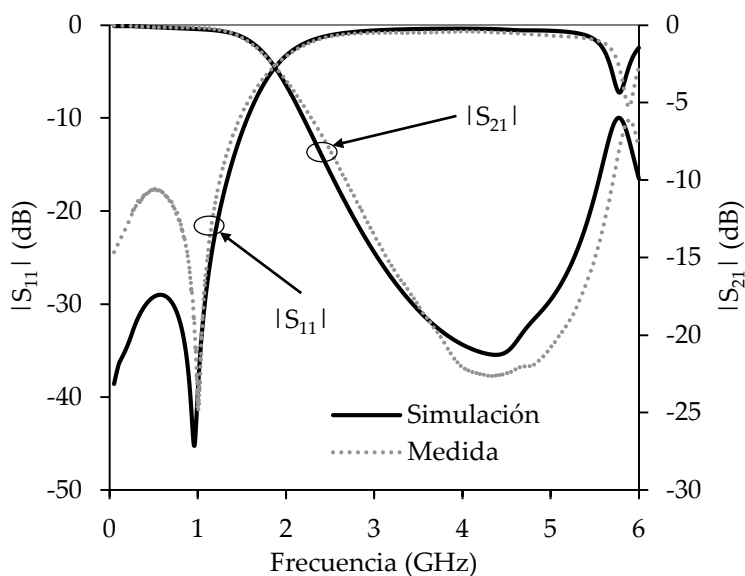


Figura 3.4 Simulación y medida de los parámetros S del filtro de salto de impedancia microstrip con material heterogéneo.

En la figura 3.5 se muestra una comparación de los dos filtros de salto de impedancia fabricados, donde utilizando un material heterogéneo se consigue un aumento de 4.0 dB en la banda de rechazo del filtro, debido a la modificación del material.

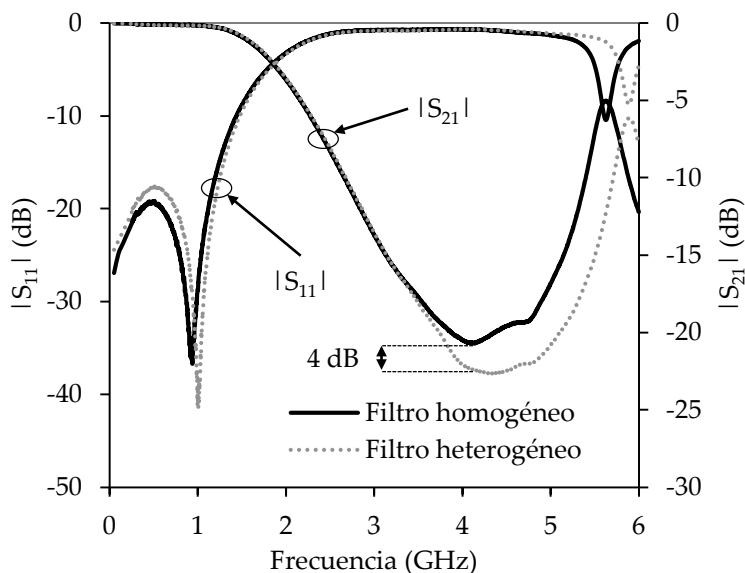


Figura 3.5 Comparación de las medidas de los parámetros S de los filtros de salto de impedancia.

3.2 Diseño de filtros en tecnología stripline

Otra de las características que ofrece la impresión 3D, es la facilidad de fabricar dispositivos de microondas en tecnología stripline, en comparación con los métodos tradicionales de mecanizado [8],[9],[10],[11]. El proceso de fabricación de estos circuitos es similar al de los filtros microstrip, pero en este caso, el filamento se tiene que volver a crecer después de grabar el circuito en la fresadora de control numérico, por lo que el correcto posicionamiento del material tanto en la fresadora como en la impresora 3D es fundamental. Para ello, se realizan unos taladros en dieléctrico de unos 3.0 mm de diámetro, para posicionar la estructura 3D, tal y como se puede observar en la figura 3.7.

Para realizar una prueba de concepto de la tecnología stripline, se realiza el diseño y la fabricación de dos filtros de salto de impedancia con las mismas características de los filtros microstrip descritos en la sección 3.1.

3.2.1 Filtro de salto de impedancia stripline con material homogéneo

El primer filtro diseñado tiene como objetivo demostrar la viabilidad de utilizar este tipo de tecnología mediante la implementación de un filtro convencional paso bajo en tecnología stripline, utilizando un material homogéneo con una altura ($h = 3.20$ mm) y una densidad constante del 100 %. El material utilizado es el PLA con una $\epsilon_r = 2.80$ y una $\tan \delta = 0.02$. Para este tipo de topología las impedancias características de las líneas de transmisión son, $Z_h = 83.02 \Omega$ (0.75 mm) y $Z_l = 15.58 \Omega$ (10.0 mm), mientras que la impedancia de referencia del filtro es $Z_0 = 50.0 \Omega$, con un ancho de línea de 2.10 mm. La tabla 3.3 describe los parámetros físicos del filtro, calculados utilizando las ecuaciones 3.1 y 3.2.

Sección	$Z_i = Z_h \text{ o } Z_l (\Omega)$	$\beta l_i (^\circ)$	W_i (mm)	l_i (mm)
1	15.58	11.03	10.00	2.21
2	83.02	55.83	0.75	11.18
3	15.58	35.71	10.00	7.15
4	83.02	55.83	0.75	11.18
5	15.58	11.03	10.00	2.21

Tabla 3.3 Parámetros de diseño del filtro stripline con material homogéneo.

El layout del filtro con sus características físicas se puede observar en la figura 3.6, donde se ha incluido una transición de microstrip a stripline con una altura ($h = 1.60$ mm), para poder introducir los conectores SMA.

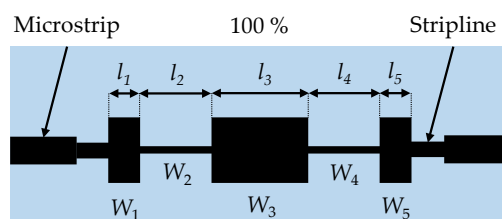


Figura 3.6 Layout del filtro de salto de impedancia con material homogéneo.

En la figura 3.7 se muestran los diferentes pasos del proceso de fabricación del filtro de salto de impedancia stripline en la impresora 3D.

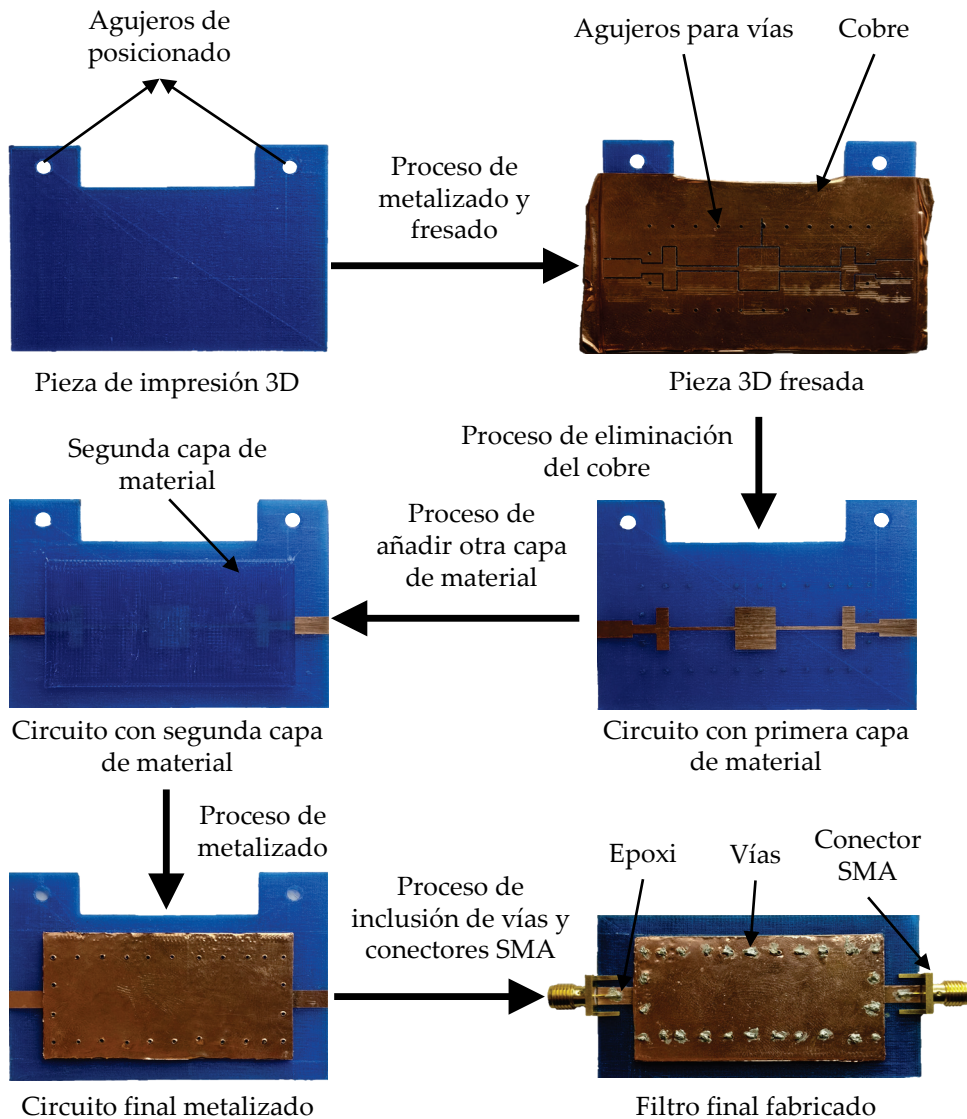


Figura 3.7 Proceso de fabricación del filtro de salto de impedancia en tecnología stripline.

Los parámetros S medidos se comparan en la figura 3.8 con la respuesta del filtro simulado en ADS. La frecuencia de corte del filtro

medido es $f_c = 2.01$ GHz, que es muy similar a la simulada $f_c = 2.0$ GHz. Las pérdidas de inserción dentro de la banda de paso a la frecuencia de 1.90 GHz son de 0.84 dB, muy cercanas a las pérdidas de 0.93 dB obtenidas en la medida. Las pérdidas de retorno son menores que 14.0 dB en la banda de paso, lo que demuestra la buena adaptación del filtro. En todo caso, las medidas y simulaciones son similares en toda la banda de frecuencias.

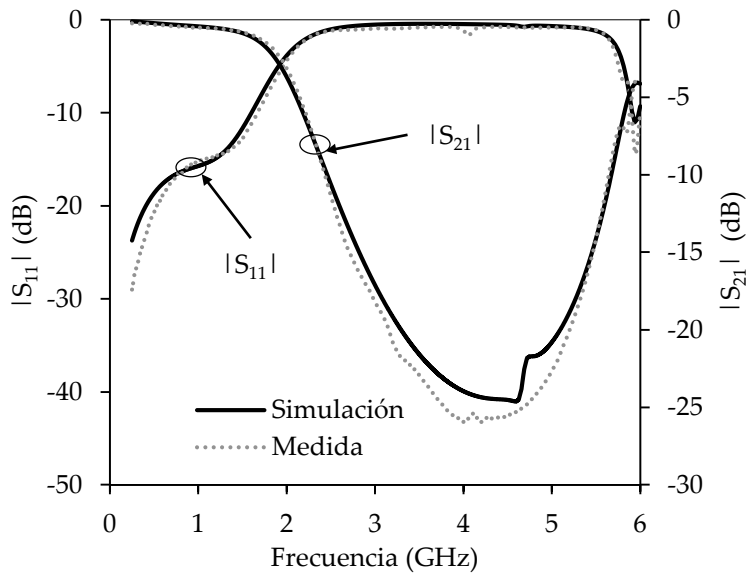


Figura 3.8 Simulación y medida de los parámetros S del filtro de salto de impedancia stripline con material homogéneo.

3.2.2 Filtro de salto de impedancia stripline con material heterogéneo

El segundo prototipo consiste en un novedoso filtro de microondas que utiliza un material heterogéneo con una altura ($h = 3.20$ mm) y dos densidades de relleno (100 % y 30 %), consiguiendo aumentar la variación de la impedancia Z_h del filtro y obtener unas mejores prestaciones fuera de la banda de paso. Las propiedades eléctricas del PLA para una densidad del 100 % son $\epsilon_r = 2.80$ y $\tan \delta = 0.02$, y para

una densidad del 30 % $\epsilon_r = 2.10$ y $\tan \delta = 0.013$. Las impedancias características de las líneas de transmisión para este tipo de configuración del material, en tecnología stripline son, $Z_h = 95.73 \Omega$ (0.75 mm) y $Z_l = 15.58 \Omega$ (10.0 mm), proporcionando un aumento de 12.50Ω de la impedancia Z_h en comparación con el filtro anterior. La impedancia de referencia del filtro es $Z_0 = 50.0 \Omega$, con un ancho de línea de 2.10 mm. La tabla 3.4 recoge los parámetros físicos del filtro diseñado, utilizando las ecuaciones 3.1 y 3.2.

Sección	$Z_i = Z_h \text{ o } Z_l (\Omega)$	$\beta l_i (\circ)$	$W_i (\text{mm})$	$l_i (\text{mm})$
1	15.58	11.03	10.00	2.21
2	95.73	48.42	0.75	13.97
3	15.58	35.71	10.00	7.15
4	95.73	48.42	0.75	13.97
5	15.58	11.03	10.00	2.21

Tabla 3.4 Parámetros de diseño del filtro stripline con material heterogéneo.

El layout del filtro con sus características físicas se observa en la figura 3.9 (a), y las figuras 3.9 (b) y (c) muestran una fotografía del filtro fabricado.

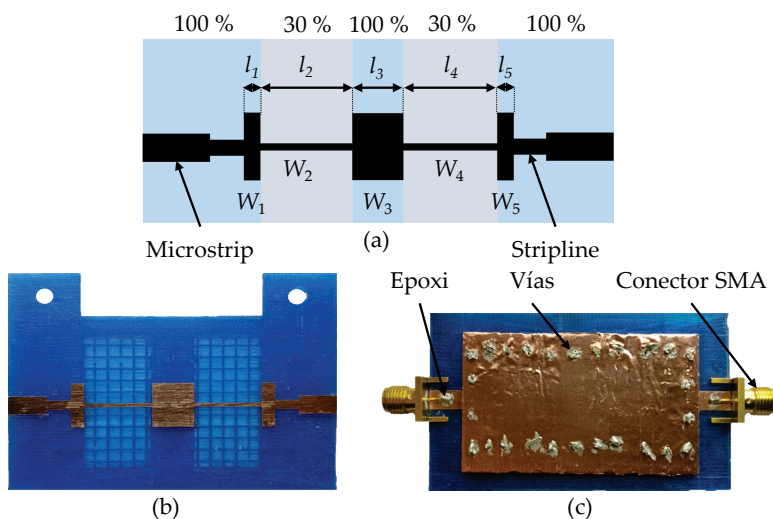


Figura 3.9 Filtro de salto de impedancia con un material heterogéneo. (a) layout; (b) fotografía del filtro con la primera capa de material; (c) filtro final fabricado.

En la figura 3.10 se observan los parámetros S medidos y simulados de la respuesta del filtro. La frecuencia de corte del filtro medido es $f_c = 2.02$ GHz, que es muy similar a la simulada $f_c = 2.0$ GHz. Las pérdidas de inserción dentro de la banda de paso a la frecuencia de 1.90 GHz son de 0.81 dB, muy cercanas a las pérdidas de 0.88 dB obtenidas en la medida. Las pérdidas de retorno son menores que 16.0 dB en toda la banda de paso, lo que demuestra la buena adaptación del filtro. En todo caso, las medidas y simulaciones son similares en toda la banda de frecuencias.

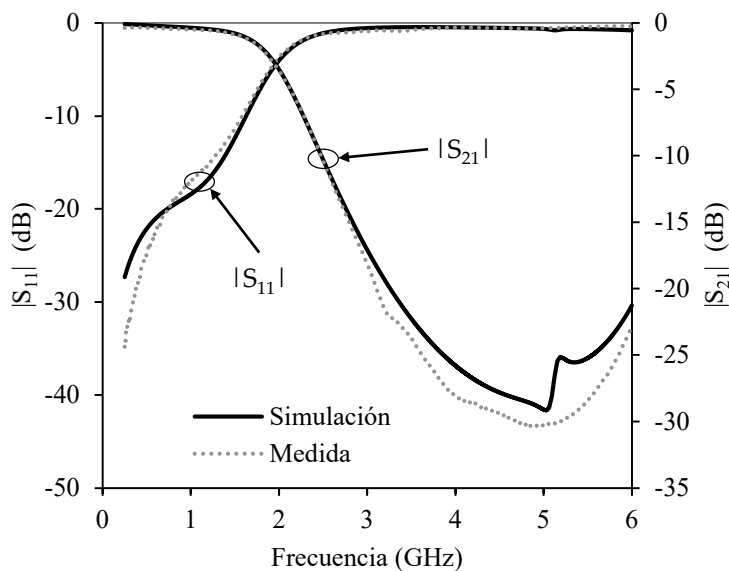


Figura 3.10 Simulación y medida de los parámetros S del filtro de salto de impedancia stripline con material heterogéneo.

En la figura 3.11 se muestra una comparación de los dos filtros de salto de impedancia fabricados, donde utilizando un material heterogéneo se consigue un aumento de 5.0 dB de atenuación respecto del filtro anterior y un incremento del ancho de banda de rechazo hasta 6.0 GHz de 20.0 dB, debido a la utilización de una Z_h más alta.

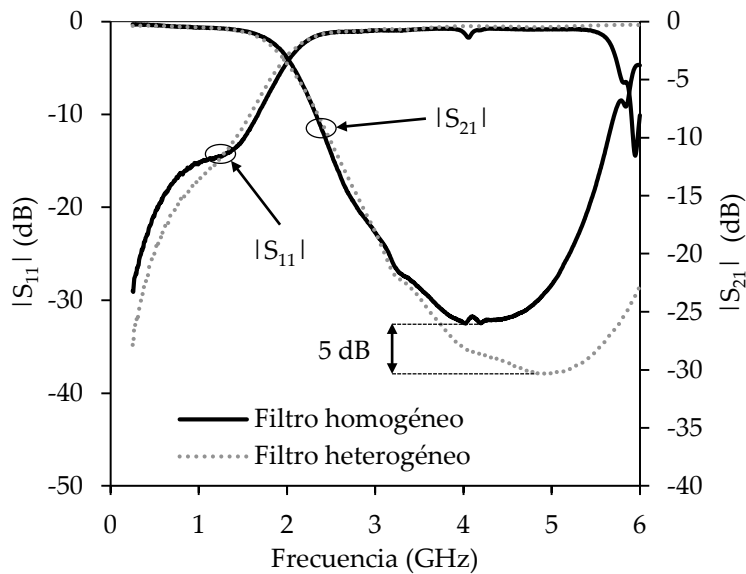


Figura 3.11 Comparación de las medidas de los parámetros S de los filtros de salto de impedancia en tecnología stripline.

3.3 Diseño de filtros con geometría compleja

Otra de las posibilidades que ofrecen las técnicas aditivas, es la fabricación de circuitos planares de microondas con geometría compleja, que utilizando los métodos tradicionales sería muy costoso implementar. Utilizando esta técnica, es posible realizar una superficie plana donde esté grabado el circuito de microondas a realizar y en la parte inferior del plano de masa se puede tener una superficie no plana. El proceso de fabricación de estos dispositivos es similar al de los filtros microstrip, pero en este caso, se vuelve a crecer el dieléctrico en la parte inferior después de grabar el circuito en la fresadora de control numérico, y por último se realiza un pegado especial de la lámina de cobre en la superficie no plana. Para realizar el pegado en la superficie no plana, se realiza otra pieza de impresión 3D (un “negativo” de la geometría) para ejercer presión en la lámina de cobre de la superficie, tal y como se muestra en la figura 3.13.

Para realizar una prueba de concepto de la topología se realiza el diseño y la fabricación de un filtro de salto de impedancia con las mismas características de los filtros microstrip de la sección 3.1 pero, en esta configuración la altura de las secciones de mayor impedancia es $h_h = 1.60$ mm y para las secciones de menor impedancia es de $h_l = 0.60$ mm, consiguiendo aumentar la variación de la impedancia Z_h y Z_l del filtro y lograr mejorar sus propiedades. El filamento utilizado es el PLA con una $\epsilon_r = 2.80$ y una $\tan \delta = 0.02$. Para este tipo de distribución las impedancias características de las líneas de transmisión son, $Z_h = 145.7 \Omega$ ($W_h = 0.75$ mm y $h_h = 1.60$ mm) y $Z_l = 11.71 \Omega$ ($W_l = 10.0$ mm y $h_l = 0.60$ mm), mientras que la impedancia de referencia del filtro es $Z_0 = 50.0 \Omega$, con un ancho de línea de 4.10 mm para una altura de $h = 1.60$ mm. La tabla 3.5 recoge los parámetros físicos del circuito, calculados mediante las ecuaciones 3.1 y 3.2.

Sección	$Z_i = Z_h \text{ o } Z_l (\Omega)$	$\beta l_i (\circ)$	$W_i (\text{mm})$	$l_i (\text{mm})$
1	11.71	8.29	10.00	2.14
2	115.24	31.93	0.75	9.31
3	11.71	26.84	10.00	6.93
4	115.24	31.93	0.75	9.31
5	11.71	8.29	10.00	2.14

Tabla 3.5 Parámetros de diseño del filtro con geometría compleja.

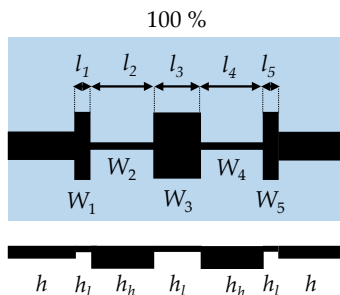


Figura 3.12 Layout y vista lateral del filtro de salto de impedancia con geometría compleja.

El layout y la estructura lateral del filtro con sus características físicas se observa en la figura 3.12.

En la figura 3.13 se muestran los diferentes pasos del proceso de fabricación y pegado del filtro de salto de impedancia complejo, utilizando la impresora 3D.

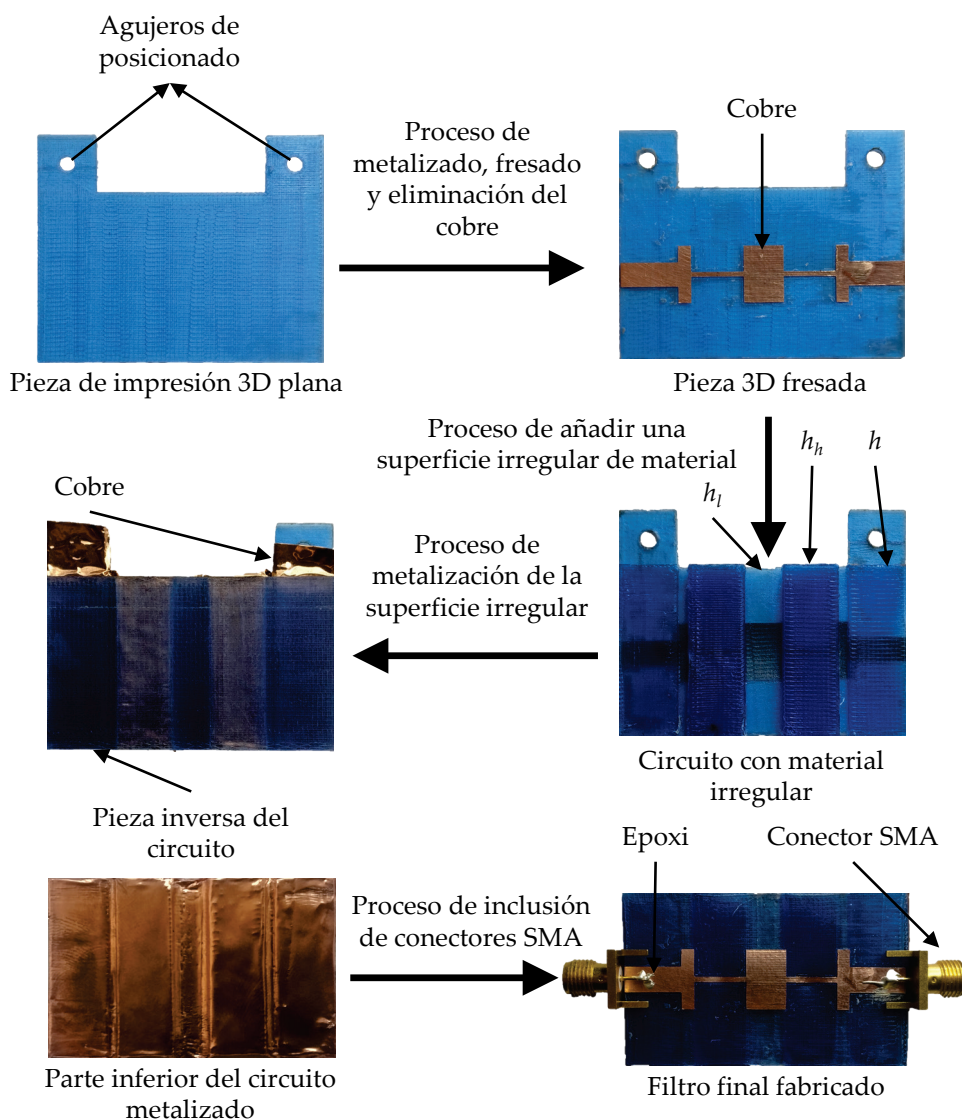


Figura 3.13 Proceso de fabricación del filtro de salto de impedancia con geometría compleja.

Los parámetros S medidos se comparan en la figura 3.14 con la respuesta del filtro simulado en EMPRO. La frecuencia de corte del filtro medido es $f_c = 2.01$ GHz, que es muy similar a la simulada $f_c = 2.0$ GHz. Las pérdidas de inserción dentro de la banda de paso a una frecuencia de 1.90 GHz son de 0.84 dB, muy cercanas a las pérdidas de 0.93 dB obtenidas en la medida. Las pérdidas de retorno son menores que 20.0 dB en la banda de paso, lo que demuestra la buena adaptación del filtro. En todo caso, las medidas y simulaciones son similares en toda la banda de frecuencias.

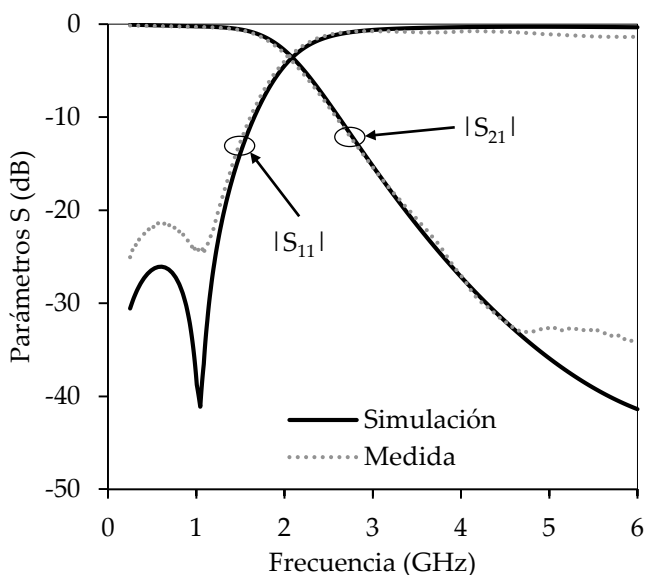


Figura 3.14 Simulación y medida de los parámetros S del filtro de salto de impedancia con geometría compleja.

Finalmente, la figura 3.15 muestra una comparación de los filtros de salto de impedancia fabricados con geometría compleja y con la tecnología microstrip tradicional, donde modificando la altura del material se consigue aumentar en 14.0 dB de atenuación respecto del filtro microstrip, un incremento del ancho de banda de rechazo hasta 6.0 GHz de 34.0 dB y una reducción del 48 % de la longitud

total del filtro en comparación con la tecnología microstrip.

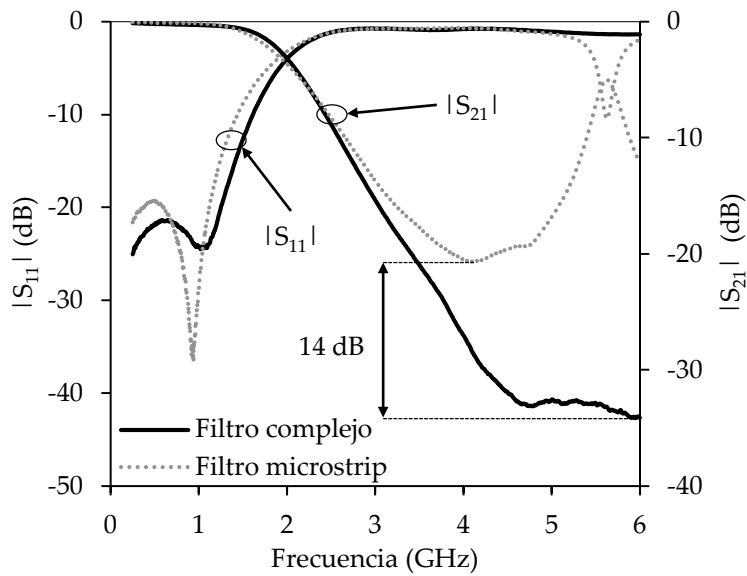


Figura 3.15 Comparación de las medidas de los parámetros S de los filtros de salto de impedancia con geometría compleja y en la tecnología microstrip.

3.4 Resumen del capítulo

En este capítulo se realiza una prueba de concepto de las técnicas aditivas para fabricar diferentes circuitos planares de microondas simples y complejos en distintas tecnologías, empleando las propiedades de fabricación y caracterización eléctrica del capítulo 2. En la primera sección, se presenta la descripción de dos filtros de salto de impedancia con una frecuencia de corte de 2.0 GHz utilizando la tecnología microstrip, donde el primero de ellos se diseña con un material homogéneo y el otro se implementa cambiando el porcentaje de relleno del substrato, consiguiendo mejorar las prestaciones del filtro en la banda de rechazo y aumentando la atenuación en 4.0 dB. A continuación, se muestra la implementación de dos filtros de salto de impedancia a la misma frecuencia de corte en tecnología stripline, realizando por un lado el diseño de un filtro convencional para demostrar la validez del proceso de impresión 3D, mientras que el otro diseño se efectúa modificando las características del substrato, aumentando las prestaciones del filtro en la banda de rechazo e incrementando la atenuación en 5.0 dB. Finalmente, en la última sección, se realiza el diseño de un filtro de salto de impedancia con geometría compleja, en el que se modifican las alturas del dieléctrico para obtener un aumento de 14.0 dB en la atenuación del filtro, un incremento de la banda de rechazo y una reducción de la longitud total del dispositivo en comparación con la tecnología microstrip. Además, se describe el método de construcción y metalización de una superficie no plana.

3.5 Referencias

- [1] Y. Kyung-Whan, *Microwave Circuit Design: A Practical Approach Using ADS*, New Jersey, USA, Prentice Hall Press, 2015.
- [2] W. Zhou, W. Xia, J. Zhang, D. He, C. Liu, and Z. Wu, "Flexible Graphene Based Films for Stepped Impedance Lowpass Microstrip Filter," in *IEEE International Conference on Computational Electromagnetics (ICCEM)*, Chengdu, China, pp. 1-3, March 2018.
- [3] S. A. Jadhav, S. B. Misal, A. Mishra, and A. Murugkar, "Designing of stepped impedance Butterworth and Chebyshev filters for wireless communication," in *IEEE Applied Electromagnetics Conference (AEMC)*, Aurangabad, India, pp. 1-2, December 2017.
- [4] C. Yang and E. S. Li, "Miniaturization of stepped-impedance low-pass filters using periodical structures," in *IEEE International Workshop on Electromagnetics: Applications and Student Innovation Competition (iWEM)*, Nanjing, China, pp. 1-3, May 2016.
- [5] H. El-Halabi and H. Issa, "A compact stepped impedance 7th order microstrip filter," in *International Conference on Electrical and Electronic Engineering (ICEEE)*, Istanbul, Turkey, pp. 52-55, May 2018.
- [6] D. Pozar, *Microwave Engineering*, Hoboken, USA, John Wiley & Sons, 1998.
- [7] J. S. Hong and M. J. Lancaster, *Microstrip Filters for RF/microwave Applications*, New York, USA, John Wiley & Sons, 2001.

- [8] B. Maity and H. Srivastava, "Design and improving the transition-band characteristic of a stepped impedance low pass filter for communication systems," in *International Conference on Communication and Signal Processing (ICCSP)*, Melmaruvathur, India, pp. 2232-2235, April 2016.
- [9] H. Howe, *Stripline Circuit Design*, Michigan, USA, Artech House Publishers, 1974.
- [10] A. Gomez-Torrent et al., "A low-loss compact stripline low-pass filter for millimeter-wave applications," in *European Microwave Conference (EuMC)*, London, United Kingdom, pp. 886-889, October 2016.
- [11] N. Yang, C. Caloz, and K. Wu, "Lowpass filter with slow-wave rail coplanar stripline (R-CPS)," in *Electronics Letters*, vol. 45, no. 17, pp. 895-897, August 2009.

Capítulo **4**

Circuitos de microondas en estructura multicapa utilizando técnicas aditivas

En este capítulo se presenta el diseño de diferentes circuitos de microondas en estructura multicapa, demostrando la multitud de posibilidades que ofrecen las técnicas aditivas en la implementación de dispositivos de alta frecuencia. En particular, en la sección 4.1 se explica el proceso de desarrollo y fabricación de distintos filtros paso banda en estructura multicapa, empleando tres resonadores acoplados. Finalmente, en la sección 4.2 se realiza la descripción y elaboración de un diplexor multicapa utilizando una aproximación por acoplamiento energético.

4.1 Filtros multicapa de media longitud de onda

Las técnicas de fabricación aditiva permiten que las características geométricas y eléctricas del material puedan ser optimizadas y se conviertan en parte del proceso de diseño de los dispositivos de microondas, como se ha mostrado en el capítulo 3. La impresión 3D se puede utilizar para obtener topologías de circuitos de alta frecuencia

más complejos que no se pueden lograr cuando se utilizan substratos comerciales estándar. Además, el método que se propone en esta sección consigue ser una alternativa muy económica a la tecnología LTCC [1], [2], [3], [4], [5]. Por ejemplo, en [6] se fabrican diferentes configuraciones de filtros multicapa utilizando este tipo de tecnología.

Con el fin de demostrar las ventajas que pueden ofrecer las técnicas aditivas, en esta sección se presenta el diseño de varios filtros paso banda en estructura multicapa. Estos circuitos se implementan mediante tres resonadores convencionales de media longitud de onda, para lograr unas mejores prestaciones en comparación con los mismos diseños fabricados en tecnología microstrip sobre un substrato comercial [7]. En particular, en la presente Tesis Doctoral se realiza un estudio de tres características diferentes: máximo ancho de banda, supresión del primer armónico e introducción de ceros de transmisión adicionales en la respuesta del filtro.

4.1.1 Análisis del coeficiente de acoplamiento en una estructura multicapa

La figura 4.1 (a) muestra la configuración tradicional de dos resonadores $\lambda/2$ acoplados en paralelo a la frecuencia f_0 , donde l_c es la sección de acoplamiento de los dos resonadores y s la separación entre ellos. En la figura 4.1 (b) se puede observar la estructura multicapa, en el que la lámina superior (PLA - 1) e inferior (PLA - 3) del PLA (que es el material utilizado en esta Tesis Doctoral con una $\epsilon_r = 2.80$ y $\tan \delta = 0.02$), tienen una altura de 0.4 mm, mientras que la capa intermedia (PLA - 2) tiene una espesor de $n \times 0.1$ mm, siendo la densidad de relleno en todas las capas del 100 %. Las dimensiones físicas para obtener el coeficiente de acoplamiento K son s (distancia entre dos resonadores), W (ancho de la línea de transmisión), l_c y n (número de capas intermedias de la estructura). En todos los casos el ancho de las líneas de los resonadores es $W = 0.63$ mm, que

corresponde con una línea de transmisión de 50.0Ω como se observa en la figura 4.1 (c).

En este trabajo, se propone usar los parámetros n , l_c y s para controlar el coeficiente de acoplamiento entre los dos resonadores, de tal manera que se pueda mejorar la respuesta de los filtros respecto al método de diseño tradicional. Como se mostrará más adelante, es posible aumentar la banda de rechazo del filtro y el ancho de banda máximo.

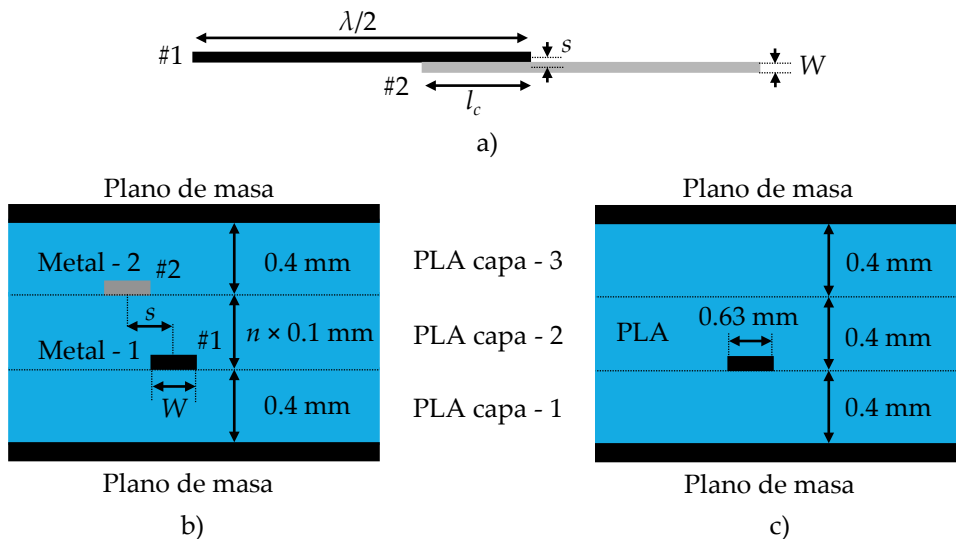


Figura 4.1 (a) Configuración del acoplamiento entre dos resonadores; Sección transversal de la estructura multicapa; (b) estructura de dos resonadores; (c) línea de transmisión de 50.0Ω .

El coeficiente de acoplamiento de dos resonadores iguales se puede calcular utilizando la siguiente expresión [8]

$$K = \frac{f_{p1}^2 - f_{p2}^2}{f_{p1}^2 + f_{p2}^2} \quad (4.2)$$

donde f_{p1} y f_{p2} son las frecuencias resonantes naturales de la configuración del acoplamiento. Estas frecuencias se determinan usando el simulador electromagnético de ADS para un acoplamiento débil de entrada y salida de la estructura multicapa. El coeficiente de acoplamiento de los dos resonadores que se muestran en la figura 4.1 (a) y (b), se ha calculado para diferentes valores de s en función de la longitud de la sección de acoplamiento l_c , tal y como se observa en la figura 4.2.

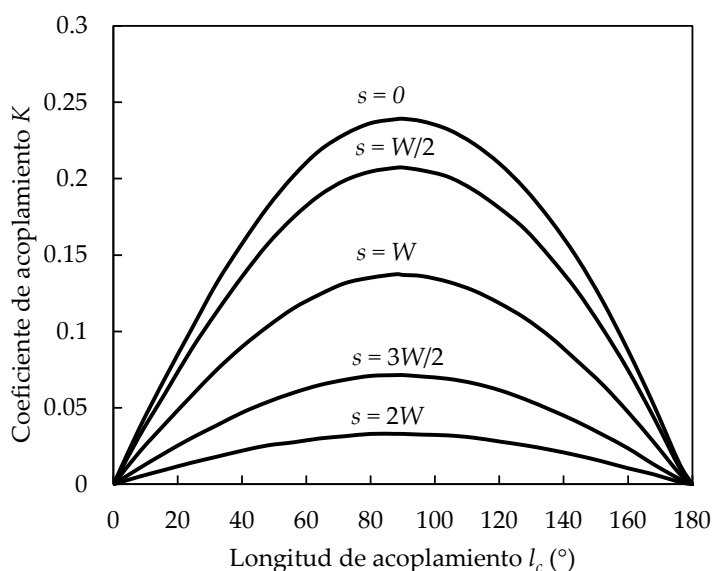


Figura 4.2 Coeficiente de acoplamiento entre dos resonadores acoplados para diferentes longitudes l_c y separaciones s , con una capa intermedia (PLA – 2) de 0.4 mm.

En la figura 4.3 se muestra el coeficiente de acoplamiento de dos resonadores acoplados con una capa intermedia (PLA – 2) de 0.2 mm, que es la altura mínima que se puede conseguir entre capas, utilizando la impresora 3D que se describe en el capítulo 2. El máximo K que se obtiene es aproximadamente el doble del alcanzado para dos resonadores de línea acopladas separados 0.2 mm en tecnología microstrip [7]. Este hecho se aprovechará a fin de lograr mejorar

la respuesta de los filtros de banda ancha. Otro aspecto considerable a señalar, es que el perfil de estos coeficientes sigue un comportamiento sinusoidal de la forma $K(l_c) \propto \sin l_c$, que corresponde a la naturaleza TEM de la estructura de la figura 4.1 (b) [7].

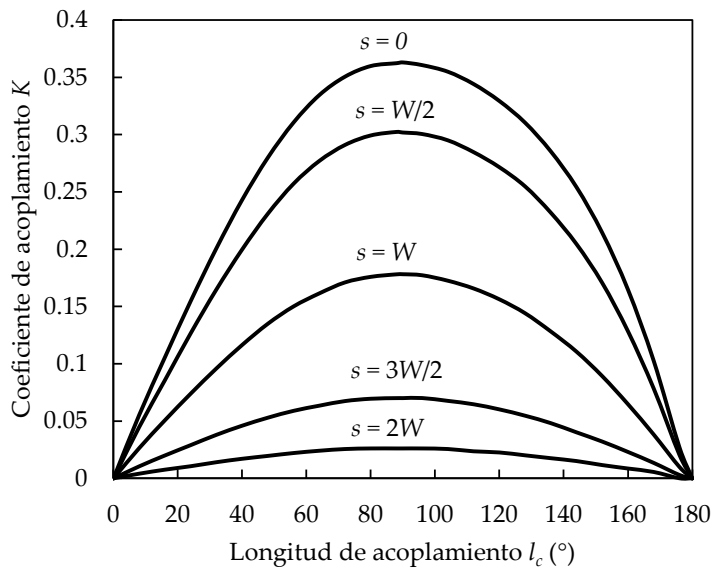


Figura 4.3 Coeficiente de acoplamiento de dos resonadores acoplados para diferentes longitudes l_c y separaciones s con una capa intermedia (PLA – 2) de 0.2 mm.

4.1.2 Diseño de filtros paso banda con diferentes configuraciones

El análisis propuesto de la estructura multicapa descrito en la sección anterior, se utiliza para diseñar varios filtros de líneas acopladas con características mejoradas. Todos los filtros se fabrican utilizando el filamento PLA y con una $W = 0.63$ mm, que corresponde a una impedancia de 50.0Ω en la estructura multicapa.

Los filtros tienen una respuesta de tipo Chebyshev de tercer orden, están centrados en 2.0 GHz y poseen un ancho de banda fraccional (FBW) del 10 %, con un rizado de 0.10 dB en la banda de

paso. Los elementos del prototipo paso bajo son: $g_0 = g_4 = 1.0$, $g_1 = g_3 = 1.0316$ y finalmente $g_2 = 1.1474$. Los parámetros de diseño de los filtros se calculan utilizando las siguientes ecuaciones [8]

$$Q_{ei} = Q_{eo} = \frac{g_0 g_1}{FBW} \quad (4.2)$$

$$K_{12} = K_{23} = \frac{FBW}{\sqrt{g_1 g_2}} \quad (4.3)$$

donde Q_{ei} y Q_{eo} son los factores de calidad externos de entrada y salida al filtro y $K_{i\ i+1}$ es el coeficiente de acoplamiento entre los resonadores i e $i+1$. El factor de calidad externo está controlado por la posición de la línea de alimentación t , como se muestra en la figura 4.4 (a).

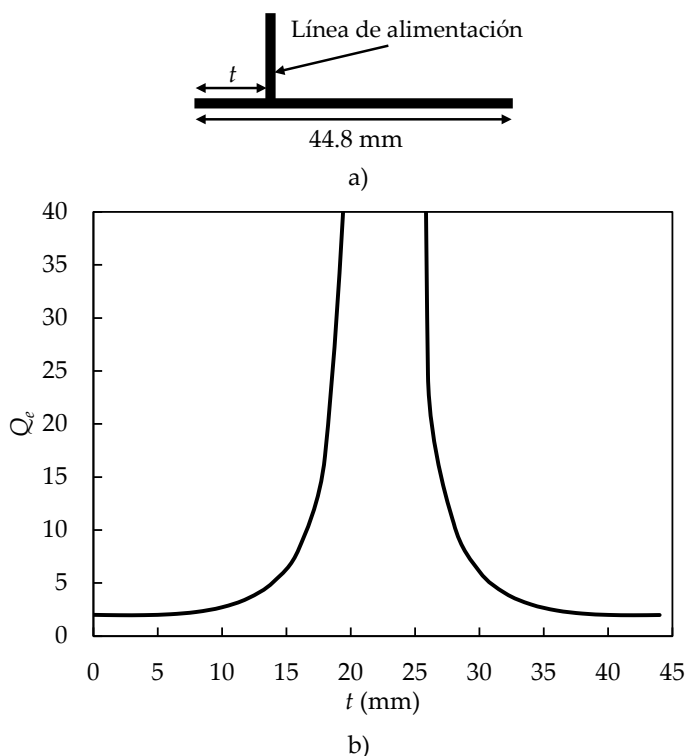


Figura 4.4 Control del factor de calidad externo de entrada y salida. (a) layout; (b) curva de diseño.

El valor de Q_e se extrae como se indica en [8], mediante la simulación electromagnética de la figura 4.1 (c). En la figura 4.4 se puede apreciar que a medida que t aumenta, la posición de alimentación está más cerca de la tierra virtual del resonador, lo que proporciona un acoplamiento más débil, y por lo tanto, un mayor Q_e .

4.1.2.1 Filtro paso banda convencional

El primer filtro diseñado tiene como objetivo demostrar la viabilidad de la tecnología de impresión 3D en este tipo de estructuras, mediante un filtro paso banda con un ancho de banda fraccional de $FBW = 10.0\%$. Para este diseño, se utilizan las ecuaciones 4.2 y 4.3 para calcular $Q_{ei} = Q_{eo} = 10.316$ y $K_{12} = K_{23} = 0.092$. El filtro está formado por tres resonadores, donde el resonador de entrada (#1) y el resonador de salida (#3) están en la misma capa (PLA - 1). El resonador #2 se encuentra en la capa intermedia (PLA - 2), tal y como se muestra en la figura 4.5. Las dimensiones del filtro se pueden observar también en la figura 4.5, donde la capa intermedia (PLA - 2) tiene una altura de 0.4 mm y se ha seleccionado una separación $s = W$. El coeficiente de acoplamiento l_c necesario para poder implementar el filtro se ha obtenido de la figura 4.2, con una $l_c = 138^\circ$.

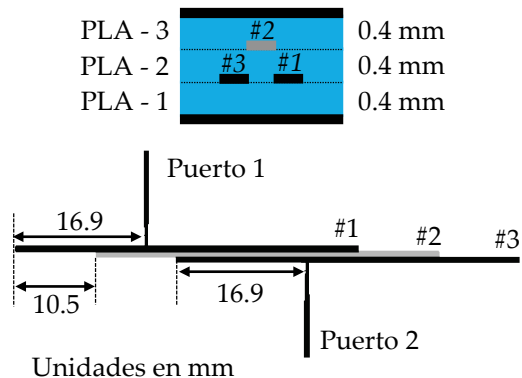


Figura 4.5 Layout y diagrama de la sección transversal del filtro.

El método de fabricación del filtro es similar al visto en la tecnología stripline del capítulo 3, pero en este caso, una vez que se añade la lámina intermedia (PLA - 2), se vuelve a incluir una lámina de cobre y se vuelve a fresar y, finalmente, se imprime la capa superior (PLA - 3) y se incluyen los planos de masa de cobre superior e inferior.

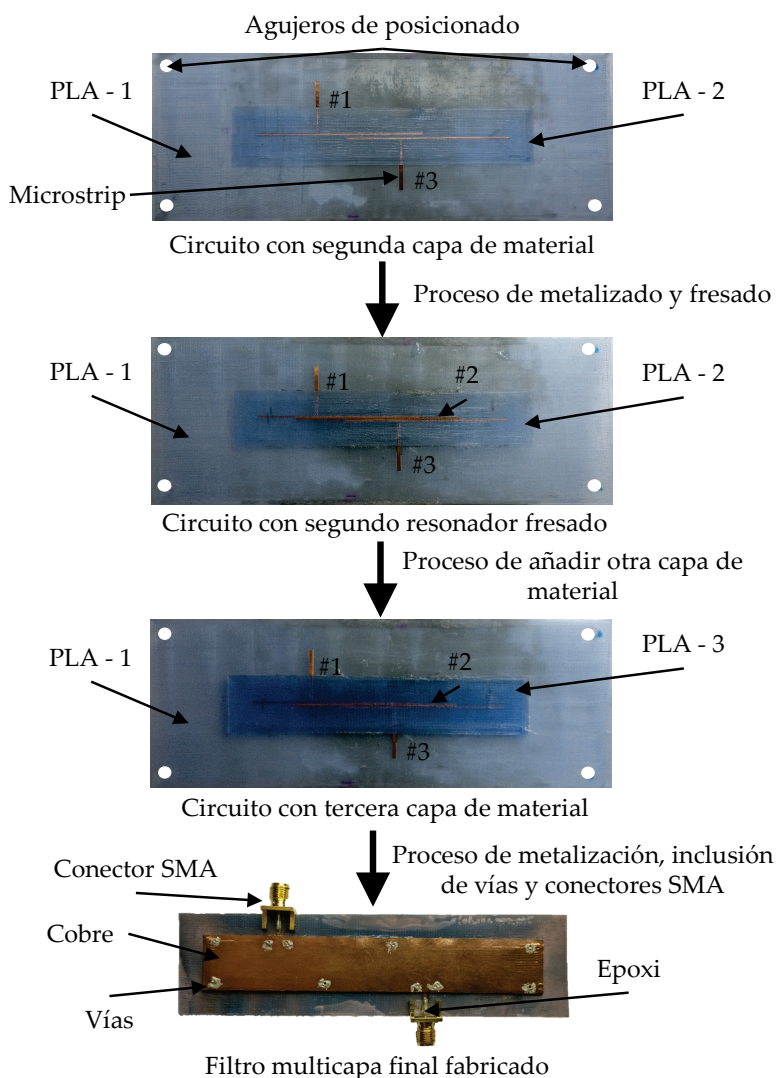


Figura 4.6 Proceso de fabricación del filtro multicapa.

En la figura 4.6 se muestran los diferentes pasos del proceso de fabricación del filtro multicapa en la impresora 3D, donde se han

incluido unas transiciones microstrip de entrada y salida para poder ensamblar los conectores SMA.

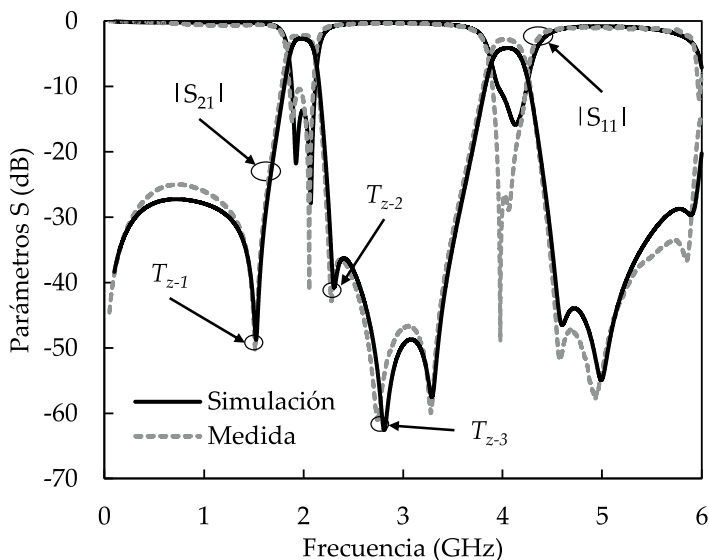


Figura 4.7 Simulación y medida de los parámetros S del filtro multicapa convencional.

Los parámetros S medidos se comparan en la figura 4.7 con la respuesta del filtro simulado en ADS. La frecuencia central del filtro medido es $f_0 = 2.01$ GHz, que es similar a la simulada $f_0 = 2.0$ GHz. Las pérdidas de inserción simuladas dentro de la banda de paso son de 1.38 dB, muy cercanas a las obtenidas en la medida de 1.30 dB. Las pérdidas de retorno son menores que 12.0 dB en la banda de paso a una frecuencia de 2.0 GHz, lo que verifica la buena adaptación del filtro. En todo caso, las medidas y simulaciones alcanzan un buen acuerdo en toda la banda de frecuencias. En la figura 4.7 también se pueden apreciar tres ceros de transmisión que están cerca de la banda de paso, proporcionando una mejor selectividad del filtro. El primer cero (T_{z-1}) está a una frecuencia de 1.51 GHz y se ocasiona por la posición de alimentación en el puerto #3, donde aparece una tierra virtual en el resonador con $t \approx \lambda/4$. El segundo cero de transmisión

(T_{z-2}) se produce a 2.28 GHz debido al efecto del acoplamiento cruzado entre los resonadores #1 y #3. El tercer cero transmisión (T_{z-3}) se encuentra en 2.80 GHz y se origina por la posición de alimentación (t) en el resonador #1, en el que aparece una tierra virtual cuando $t \approx \lambda/4$.

4.1.2.2 Filtro paso banda con supresión del primer armónico

El segundo filtro implementado tiene el objetivo de aumentar el rechazo fuera de banda, suprimiendo la banda de paso en $2f_0$. Para mejorar las prestaciones del filtro anterior, en este diseño se ha mantenido la misma separación entre los resonadores $s = W$, y se ha modificado la altura de la capa intermedia (PLA - 2) a $h = 0.8$ mm, para obtener $K_{12} = K_{23} = 0.092$, con una longitud de acoplamiento $l_c = 90^\circ$, tal y como se muestra en la figura 4.8.

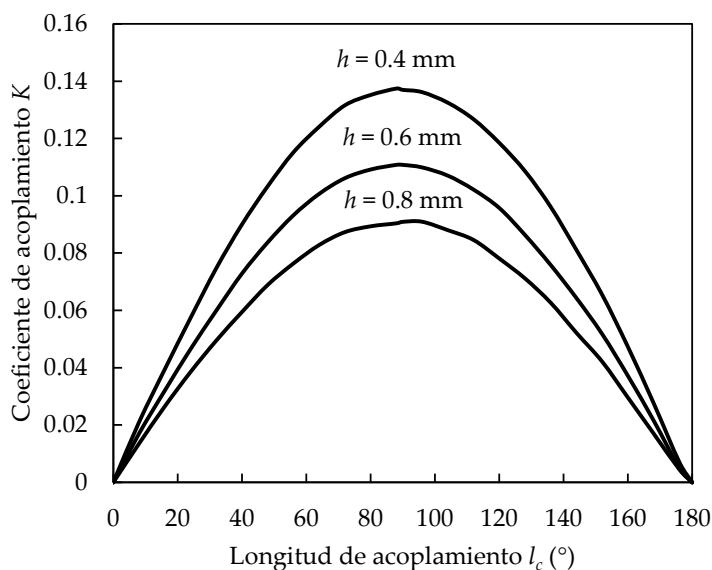


Figura 4.8 Coeficiente de acoplamiento de dos resonadores acoplados con diferentes alturas h de la capa intermedia (PLA - 2) y diferentes longitudes l_c .

Esta longitud de acoplo garantiza un coeficiente de acoplamiento nulo entre los resonadores a $2f_0$, debido al

comportamiento TEM de la estructura multicapa. Por lo tanto, la banda de paso del primer armónico que aparece alrededor de 4.0 GHz en la figura 4.7 puede ser suprimida.

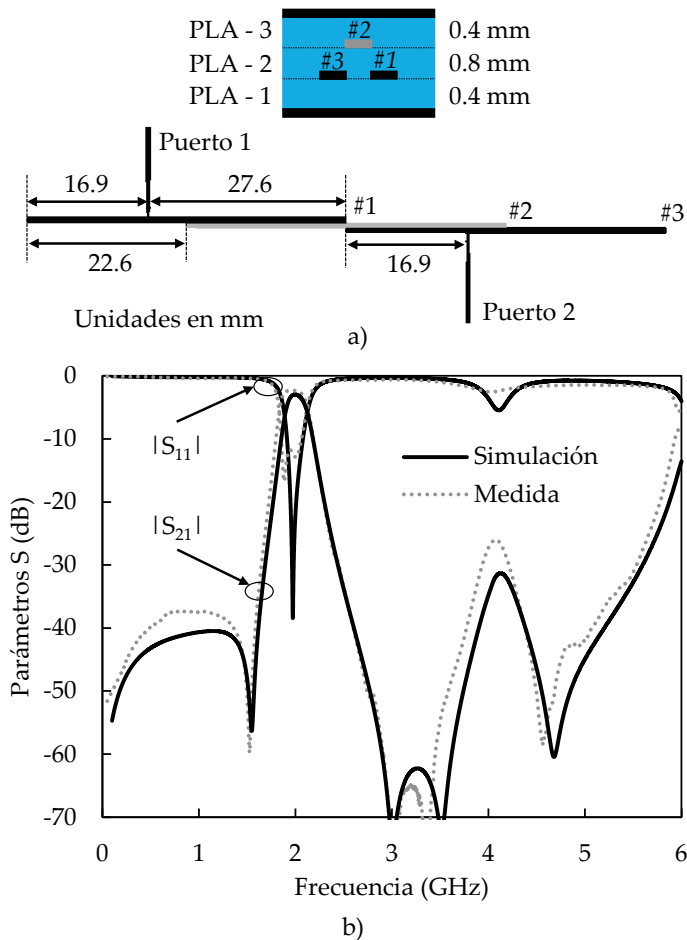


Figura 4.9 (a) layout y diagrama de la sección transversal del filtro; (b) simulación y medida de los parámetros S del filtro multicapa con supresión del primer armónico.

Las dimensiones y la configuración de los resonadores del filtro se muestran en la figura 4.9 (a). En la figura 4.9 (b) se observan los parámetros S medidos y simulados de la respuesta del filtro. La frecuencia central del filtro medido es $f_0 = 2.03$ GHz, que es muy

similar a la simulada $f_0 = 2.0$ GHz. Las pérdidas de inserción dentro de la banda de paso simuladas son de 2.40 dB, muy cercanas a las obtenidas en la medida de 2.30 dB, y además utilizando esta topología se consigue suprimir en más de 25.0 dB el primer armónico a 4.0 GHz. Como se puede observar, las medidas y simulaciones son similares en toda la banda de frecuencias.

4.1.2.3 Filtro paso banda con introducción de ceros de transmisión

El tercer filtro implementado adopta una topología modificada de los dos filtros anteriores, con el objetivo de introducir ceros de transmisión adicionales. La respuesta del filtro presentada en la sección anterior, puede mejorarse modificando la distribución de los tres resonadores, colocando los resonadores #1 y #2 en la misma capa y el resonador #3 en una capa distinta, tal y como se observa en la figura 4.11.

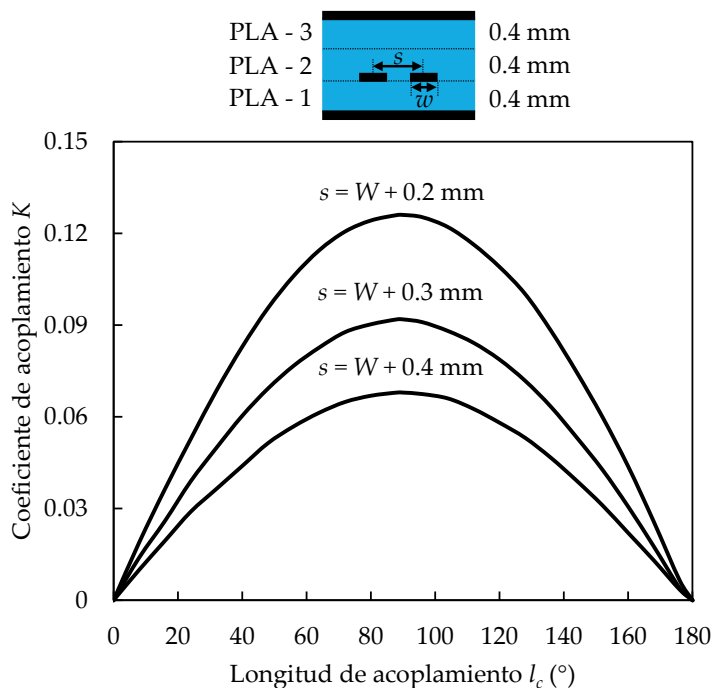


Figura 4.10 Coeficiente de acoplamiento de dos resonadores acoplados en la misma capa con diferentes longitudes l_c y separaciones s .

En la figura 4.10 se muestra el coeficiente de acoplamiento K de dos resonadores cuando ambos están en la misma capa, en función de la longitud de acoplo l_c . La magnitud de los valores obtenidos se asemeja a los de dos resonadores acoplados de media longitud de onda en la tecnología microstrip [7]. Los parámetros de diseño del filtro son similares a los calculados en la sección 4.1.2.1. Los tres resonadores tienen un ancho de $W = 0.63$ mm y se ha seleccionado una $s = W + 0.3$ mm para los resonadores #1 y #2 (lo que lleva a una sección de longitud de acoplamiento entre estos dos resonadores de $l_c = 90^\circ$), mientras que entre los resonadores #2 y #3 se ha elegido una $s = 0$ mm (para una sección de longitud de acoplamiento de $l_c = 44^\circ$). En la figura 4.11 se muestran las dimensiones y una fotografía del filtro multicapa antes de finalizar el proceso de fabricación.

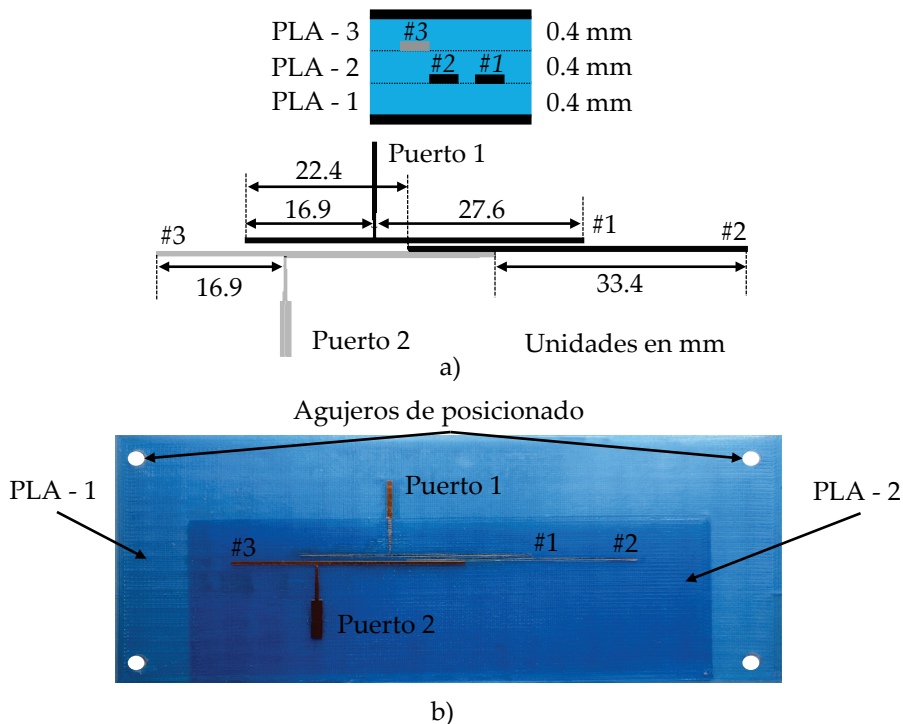


Figura 4.11 (a) layout y diagrama de la sección transversal del filtro; (b) fotografía del filtro fabricado antes de finalizar el proceso de fabricación.

En la figura 4.12 se presentan los parámetros S medidos y simulados en ADS, donde las pérdidas de inserción dentro de la banda de paso a una frecuencia de 2.0 GHz son de 2.50 dB y las pérdidas de retorno son menores que 13.0 dB. Las medidas y simulaciones muestran una buena similitud en toda la banda de frecuencias. El coeficiente de acoplamiento en el segundo armónico ($2f_0$) es $K = 0$, debido a que $l_c = 180^\circ$ a $2f_0$ ($l_c = 90^\circ$ a f_0). Por lo tanto, la respuesta del primer armónico a 4.0 GHz se atenúa 15.0 dB producido por el acoplamiento nulo. En este diseño se obtiene una respuesta más selectiva del filtro mediante la introducción de un cero de transmisión adicional a 2.30 GHz debido al acoplamiento cruzado entre los resonadores #1 y #3, tal y como se muestra en la figura 4.12.

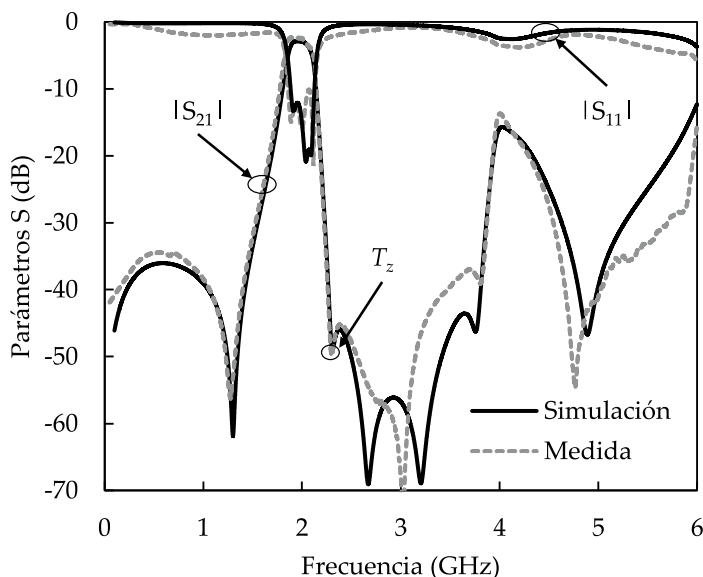


Figura 4.12 Simulación y medida de los parámetros S del filtro multicapa con introducción de ceros de transmisión.

En la figura 4.13 se muestra la comparación de la respuesta medida de los tres filtros implementados para diferentes configuraciones de los resonadores: filtro convencional (filtro 1), filtro con supresión de armónico (filtro 2) y filtro con introducción de ceros

de transmisión (filtro 3). En el caso del tercer filtro hay un cero de transmisión adicional producido por el acoplamiento cruzado entre el resonador #1 y el resonador #3.

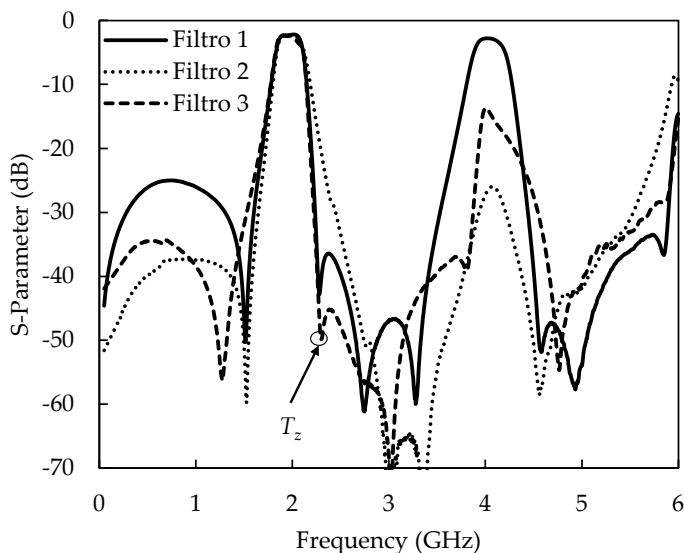


Figura 4.13 Medida de los tres filtros implementados con diferentes configuraciones.

4.1.2.4 Filtro paso banda con el máximo ancho de banda

El último filtro implementado tiene como objetivo principal conseguir el mayor ancho de banda posible, utilizando este tipo de impresora 3D, a la frecuencia de $f_0 = 2.0$ GHz. Los coeficientes del prototipo de filtro paso bajo son los mismos que se dan en la sección 4.1.2.1. El factor de acoplamiento máximo que se alcanza en la estructura multicapa propuesta de la figura 4.1, es $K = 0.36$ como se observar en la figura 4.3, donde se utiliza la ecuación 4.3 para conseguir una $FBW = 39\%$ y la ecuación 4.2 para $Q_e = 2.62$. La capa intermedia (PLA - 2) tiene una altura de 0.2 mm, tal y como se puede observar en la figura 4.14.

Este tipo de topología multicapa proporciona un ancho de banda fraccional máximo del 39 %, siendo del 23 % utilizando substratos comerciales en tecnología microstrip [7]. Para obtener el coeficiente de acoplamiento $K = 0.36$, la longitud de acoplamiento (l_c) entre los dos resonadores es de $l_c = 96^\circ$ con una $s = 0$, tal y como se muestra en la figura 4.3, mientras que los factores de calidad externos apropiados se obtienen de la figura 4.5, para una $t \approx 9.0$ mm. Las dimensiones y la configuración de los resonadores del filtro se muestran en la figura 4.14.

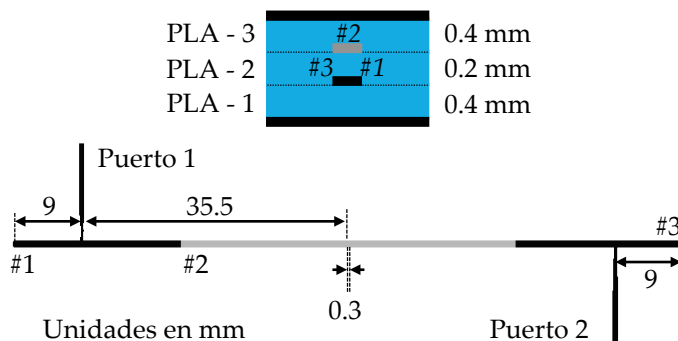


Figura 4.14 Layout y diagrama de la sección transversal del filtro.

En la figura 4.15 se observan los parámetros S medidos y simulados de la respuesta del filtro, donde las pérdidas de inserción dentro de la banda de paso a una frecuencia de 2.0 GHz son de 0.90 dB, muy cercanas a las pérdidas de 0.85 dB obtenidas en la medida. Las medidas y simulaciones son muy similares en toda la banda de frecuencias. El coeficiente de acoplamiento en el primer armónico ($2f_0$) es $K = 0$, debido a que $l_c = 180^\circ$ a $2f_0$ ($l_c = 90^\circ$ a f_0). Por lo tanto, se suprime el primer armónico a $2f_0$ ya que dicha respuesta es cancelada por el cero de transmisión producido por el acoplamiento nulo.

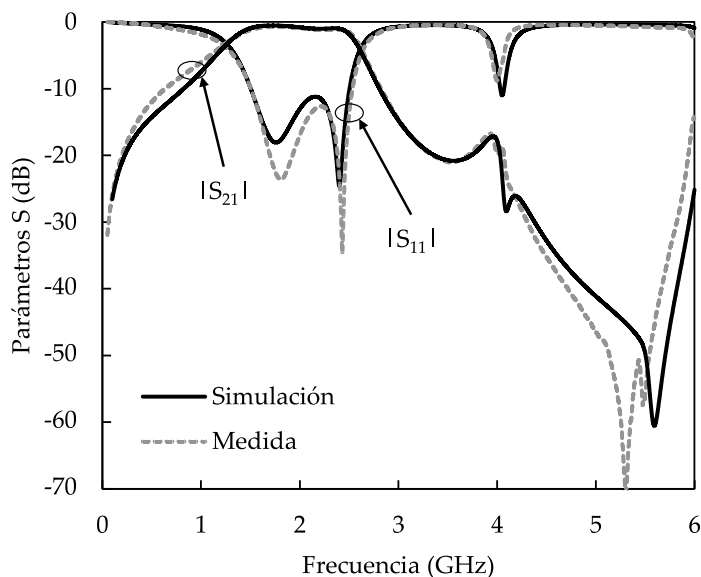


Figura 4.15 Simulación y medida de los parámetros S del filtro multicapa con el máximo ancho de banda.

4.2 Diseño de un diplexor multicapa utilizando un enfoque de acoplamiento energético

La siguiente ventaja que puede ofrecer la impresión 3D, es el diseño e implementación de diplexores con características mejoradas utilizando estructuras multicapa. Los diplexores son dispositivos que permiten reducir la complejidad de los sistemas de comunicación multibanda, ya que pueden aislar diferentes bandas de frecuencias [9]. Normalmente, los diplexores se diseñan considerando dos filtros paso banda conectados mediante una unión en T, donde se proporciona el puerto común de entrada y salida [10], [11], [12]. Un enfoque diferente consiste en emplear un resonador común de modo dual con frecuencias centradas en las bandas deseadas [13], [14], [15], [16].

En esta sección se presenta un método simple de diseño de diplexores multicapa para frecuencias arbitrarias no relacionadas entre sí, mediante la utilización de un resonador de salto de

impedancia (SIR), siguiendo un enfoque de acoplamiento energético [17].

4.2.1 Distribuciones de voltaje y corriente en un resonador con salto de impedancia.

La estructura SIR que se muestra en la figura 4.16, se utiliza para obtener las dos frecuencias de resonancia no relacionadas armónicamente para esta determinada aplicación $f_o = 1.8$ GHz y $f_e = 2.45$ GHz que corresponden a las frecuencias más bajas que cumplen las características de resonancia en los modos impar (ecuación 4.4) y par (ecuación 4.5), imponiendo las condiciones de continuidad de voltaje y corriente en los dos cambios de impedancia [13]:

$$\tan(\beta^o l_1) \tan(\beta^o l_2) = r \quad (4.4)$$

$$\frac{\tan(\beta^e l_1)}{\tan(\beta^e l_2)} = -r \quad (4.5)$$

donde $r = Z_2/Z_1$ es la relación de impedancias características de la estructura SIR, β^o es la constante de fase a la frecuencia f_o y β^e es la constante de fase a la frecuencia f_e . Empleando las ecuaciones 4.4 y 4.5 es posible obtener un conjunto amplio de soluciones que cumplan los requisitos de diseño del diplexor utilizando los parámetros l_1 , l_2 , Z_1 y Z_2 .

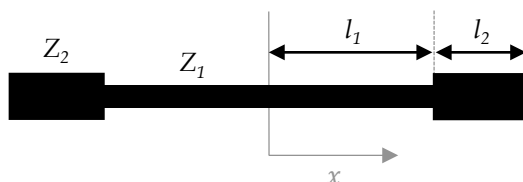


Figura 4.16 Estructura SIR formada por tres secciones de línea de transmisión.

El siguiente paso es obtener las expresiones de voltaje y corriente en el SIR para las distintas frecuencias de resonancia. Para ello, se establecen las siguientes condiciones de contorno en las diferentes secciones de la estructura SIR, mostradas en la figura 4.17:

- Continuidad de corriente y voltaje en el origen y en los saltos de impedancia del SIR.
- Exigir un valor de corriente nulo en los extremos de la estructura, ya que el SIR mantendrá sus terminaciones en circuito abierto.

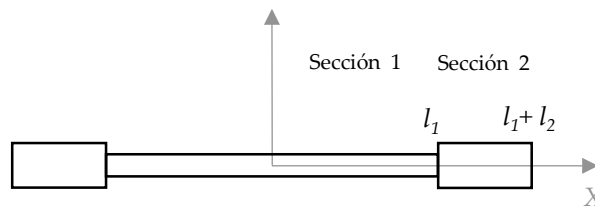


Figura 4.17 Origen de coordenadas utilizado para obtener las ecuaciones de tensión y corriente en la estructura SIR.

Además, dada la simetría del SIR (figura 4.17), se estudian separadamente dos posibilidades: simetría par de voltaje y corriente (ecuaciones 4.6 y 4.7) y simetría impar (ecuaciones 4.8 y 4.9), en el que V_0^o y V_0^o son constantes arbitrarias con unidades de voltio.

$$V_1^o(x) = V_0^o \frac{\sin(\beta^o x)}{\sin(\beta^o l_1)} \quad (4.6)$$

$$I_1^o(x) = j \frac{V_0^o \cos(\beta^o x)}{Z_1 \sin(\beta^o l_1)} \quad (4.7)$$

$$V_1^e(x) = V_0^e \frac{\cos(\beta^e x)}{\cos(\beta^e l_1)} \quad (4.8)$$

$$I_1^e(x) = j \frac{V_0^e \sin(\beta^e x)}{Z_1 \cos(\beta^e l_1)} \quad (4.9)$$

Para las secciones abiertas del SIR (sección 2), las distribuciones de voltaje y corriente para los modos par e impar son:

$$V_2^o(x) = V_0^o \frac{\cos(\beta^o(x - l_1 - l_2))}{\cos(\beta^o l_2)} \quad (4.10)$$

$$I_2^o(x) = -j \frac{V_0^o \sin(\beta^o(x - l_1 - l_2))}{Z_2 \cos(\beta^o l_2)} \quad (4.11)$$

$$V_2^e(x) = V_0^e \frac{\cos(\beta^e(x - l_1 - l_2))}{\cos(\beta^e l_2)} \quad (4.12)$$

$$I_2^e(x) = -j \frac{V_0^e \sin(\beta^e(x - l_1 - l_2))}{Z_2 \cos(\beta^e l_2)} \quad (4.13)$$

Todas estas ecuaciones permiten estudiar las distribuciones de voltaje y corriente en una mitad del resonador, donde los subíndices 1 y 2 determinan la sección en la que nos encontramos de la estructura SIR (figura 4.16).

Finalmente, el último paso sería estudiar los puntos de la estructura SIR en las que el voltaje o la corriente es cero para una de las frecuencias de diseño del diplexor. Ese punto se utiliza a fin de implementar el acoplamiento a la otra frecuencia de trabajo del

diplexor, asegurando un buen aislamiento a la frecuencia donde se obtiene el nulo.

4.2.2 Factores de acoplamiento eléctrico y magnético para un resonador de salto de impedancia

Los factores de acoplamiento magnético (K_M) y eléctrico (K_E) están relacionados con las distribuciones de voltaje y corriente, en el caso de dos resonadores acoplados con una impedancia característica uniforme y una determinada región de acoplamiento, tal y como se demostró en [17]. Las expresiones para los factores de acoplamiento en un resonador SIR, con una impedancia no uniforme y acoplado a un resonador convencional de media longitud de onda se pueden relacionar con las distribuciones de corriente y voltaje para una determinada región de acoplamiento (l_{cSIR}) de la siguiente forma y como se muestra en la figura 4.18:

$$K_M(x) = \int_0^{l_{cSIR}} L_m(x) I_{SIR}(x) I_{\lambda/2}(x) dx \quad (4.14)$$

$$K_E(x) = - \int_0^{l_{cSIR}} C_m(x) V_{SIR}(x) V_{\lambda/2}(x) dx \quad (4.15)$$

donde $L_m(x)$ es la inductancia mutua por unidad de longitud entre los resonadores, $C_m(x)$ la capacidad mutua por unidad de longitud y l_{cSIR} es la longitud de la sección de acoplo. En este caso, sólo uno de los resonadores de la estructura SIR forma parte del factor de acoplamiento, pero $L_m(x)$ y $C_m(x)$ podrían ser funciones escalonadas si la región de acoplamiento de los resonadores l_{cSIR} incluye la discontinuidad de salto de impedancia en el resonador SIR. Además, el factor de acoplamiento K determina el ancho de banda de cada

frecuencia del diplexor, obteniendo mayores anchos de banda para acoplamientos más fuertes.

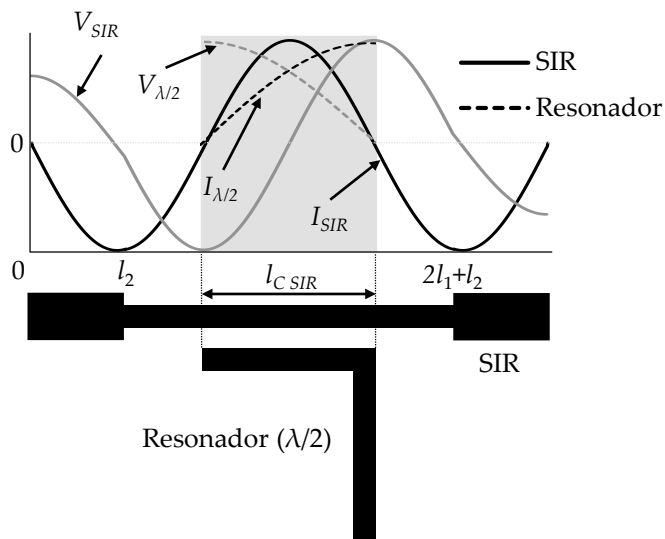


Figura 4.18 Distribuciones de voltaje y corriente del SIR y el resonador ($\lambda/2$) acoplados, identificando la sección de acoplamiento $l_{C SIR}$.

En el diseño del diplexor que se planteará más adelante, el SIR se acopla por simplicidad a dos resonadores de media longitud de onda siguiendo la aproximación de Butterworth y de la siguiente manera: el resonador de media longitud de onda de la figura 4.19 (a) está acoplado al SIR (acoplamiento eléctrico) con un factor de acoplamiento $K = 0.04$ (para un del 5.50 %) a la frecuencia f_e , mientras que el factor de acoplamiento en f_o es $K = 0$ y el resonador de media longitud de onda de la figura 4.19 (b) se acopla al SIR (acoplamiento magnético) con un factor de acoplamiento $K = 0.03$ (para un FBW del 4.20 %) a la frecuencia f_o , mientras que el factor de acoplamiento en f_e es $K = 0$. Las ondas de voltaje y corriente dadas en las ecuaciones 4.6 - 4.13 y las expresiones 4.14 y 4.15 se utilizan para garantizar estas condiciones.

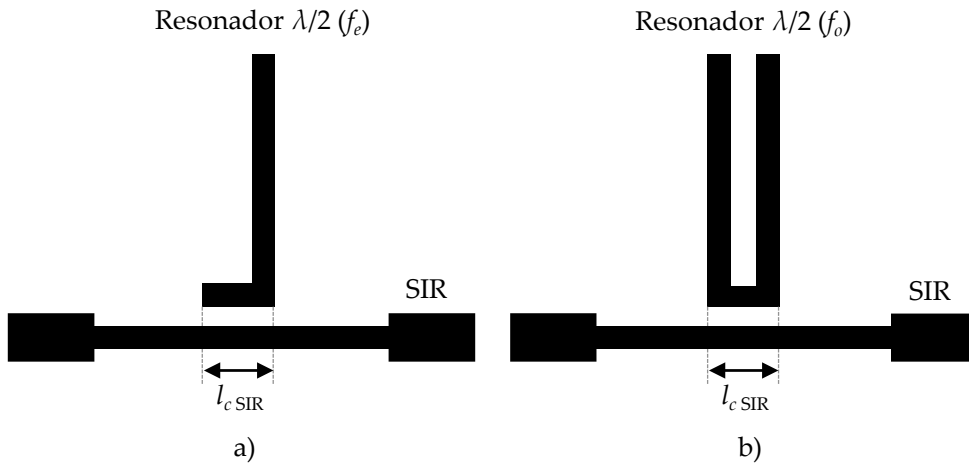


Figura 4.19 Acoplamiento entre un resonador de media longitud de onda y el SIR.
(a) acoplamiento eléctrico; (b) acoplamiento magnético.

4.2.3 Implementación del diplexor en estructura multicapa

Para el diseño del diplexor multicapa a las frecuencias $f_o = 1.80$ GHz y $f_e = 2.45$ GHz, se utiliza el filamento de impresión 3D PLA con una $\epsilon_r = 2.8$ y una $\tan \delta = 0.02$. Se han seleccionado los siguientes parámetros de impedancia $Z_1 = 57.0 \Omega$ (que corresponde con un ancho de línea de $W_1 = 1.40$ mm), $Z_2 = 38.0 \Omega$ (con un ancho de línea de $W_2 = 2.0$ mm), $l_1 = 48.40$ mm y $l_2 = 27.70$ mm a fin de que utilizando las ecuaciones 4.4 y 4.5 se obtengan las frecuencias de resonancia en la estructura SIR. Las ecuaciones 4.6 - 4.13 se usan para obtener las formas de onda de voltaje y corriente del resonador SIR, con el objetivo de encontrar dos zonas del resonador SIR donde el voltaje es máximo y la corriente nula o viceversa.

La distribución de voltaje en la estructura SIR se muestra en la figura 4.20, donde se consigue un máximo de voltaje a la frecuencia f_e en el centro del SIR, mientras que la distribución de voltaje a f_o es cero en esa posición. Esto sugiere, que utilizando la ecuación 4.15 se puede elegir un acoplamiento eléctrico en el centro del resonador SIR con un

resonador de media longitud de onda en f_e , con el fin de asegurar un buen aislamiento de f_o en el puerto de salida f_e .

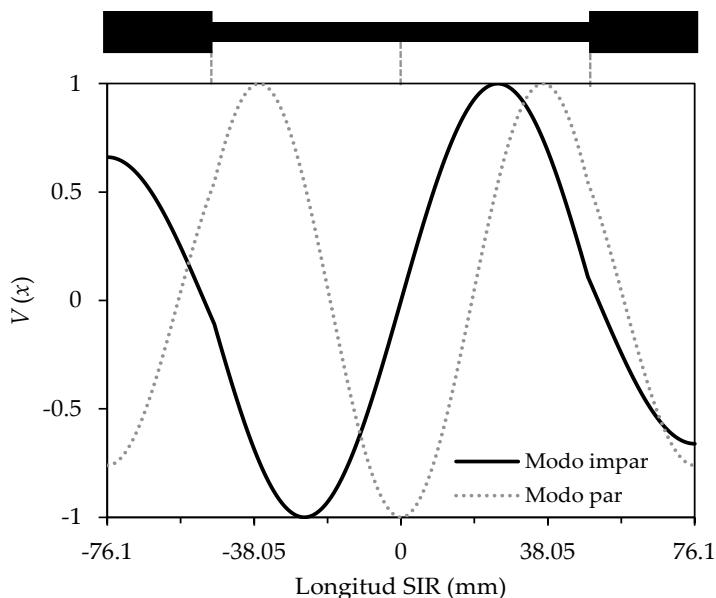


Figura 4.20 Distribución del voltaje normalizado en la estructura SIR para una $f_o = 1.8$ GHz (modo impar) y $f_e = 2.45$ GHz (modo par).

De manera similar, en la figura 4.21 se observa que en el centro del resonador SIR hay un máximo de corriente a la frecuencia f_o , mientras que para f_e se obtiene un valor nulo. Esto sugiere que utilizando la ecuación 4.14, se puede seleccionar un acoplamiento magnético entre la estructura SIR (en la sección central) y un resonador de media longitud de onda a la frecuencia f_o , garantizando un buen aislamiento con la frecuencia f_e .

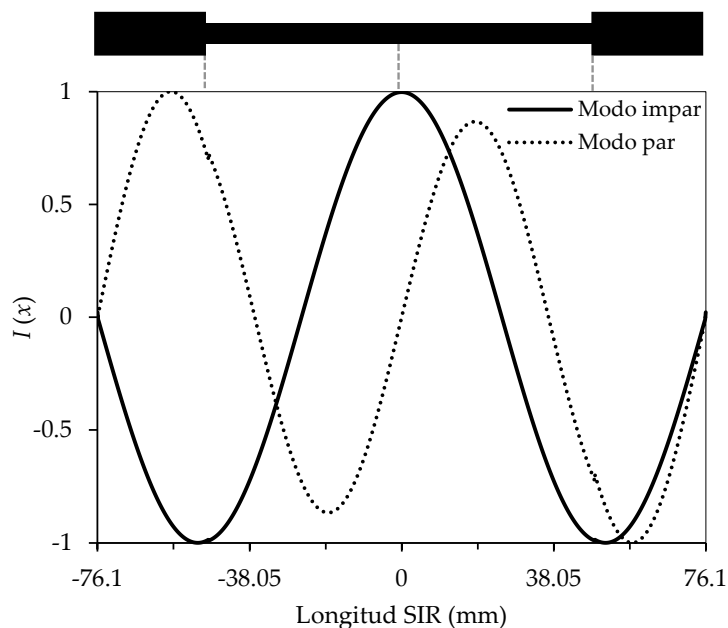


Figura 4.21 Distribución de la intensidad normalizada en la estructura SIR para una $f_o = 1.8$ GHz (modo impar) y $f_e = 2.45$ GHz (modo par).

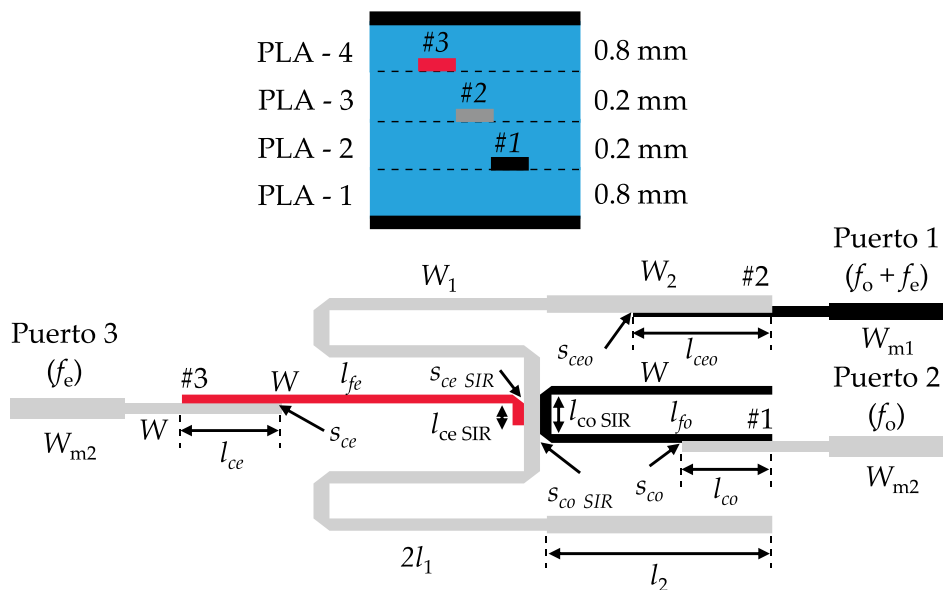


Figura 4.22 Layout y diagrama de la sección transversal del diplexor.

El layout y la sección transversal del diplexor multicapa con sus parámetros de diseño se muestran en la figura 4.22, donde se realiza un acoplamiento magnético entre la estructura SIR y el resonador de media longitud onda a la frecuencia f_o , mientras que para la frecuencia f_e se emplea un acoplamiento eléctrico. Se utilizan líneas acopladas de 50.0Ω ($W = 1.16$ mm) de entrada y salida al diplexor (con superposición), a fin de conseguir obtener una buena adaptación y no modificar su comportamiento. Por otro lado, las longitudes l_{co} y l_{ce} se optimizan para proporcionar unos anchos de banda similares en cada banda de frecuencias del diplexor. Las dimensiones finales del diplexor se muestran en la tabla 4.1.

Parámetro	Tamaño (mm)	Parámetro	Tamaño (mm)
$2l_1$	96.80	S_{ce}	0.38
l_2	27.70	S_{co}	0.48
l_{f_o}	45.50	$S_{ce SIR}$	0.70
l_{f_e}	33.20	$S_{co SIR}$	0.70
l_{ce}	4.30	W_1	1.40
l_{co}	8.10	W_2	2.00
l_{ceo}	0.70	W	1.16
$l_{ce SIR}$	2.50	W_{m1}	1.89
$l_{co SIR}$	4.50	W_{m2}	2.38
S_{ceo}	0.30		

Tabla 4.1 Parámetros de diseño del diplexor en estructura multicapa.

El diplexor fabricado se puede observar en la figura 4.23, donde se ha seguido el mismo proceso de fabricación de la figura 4.3.

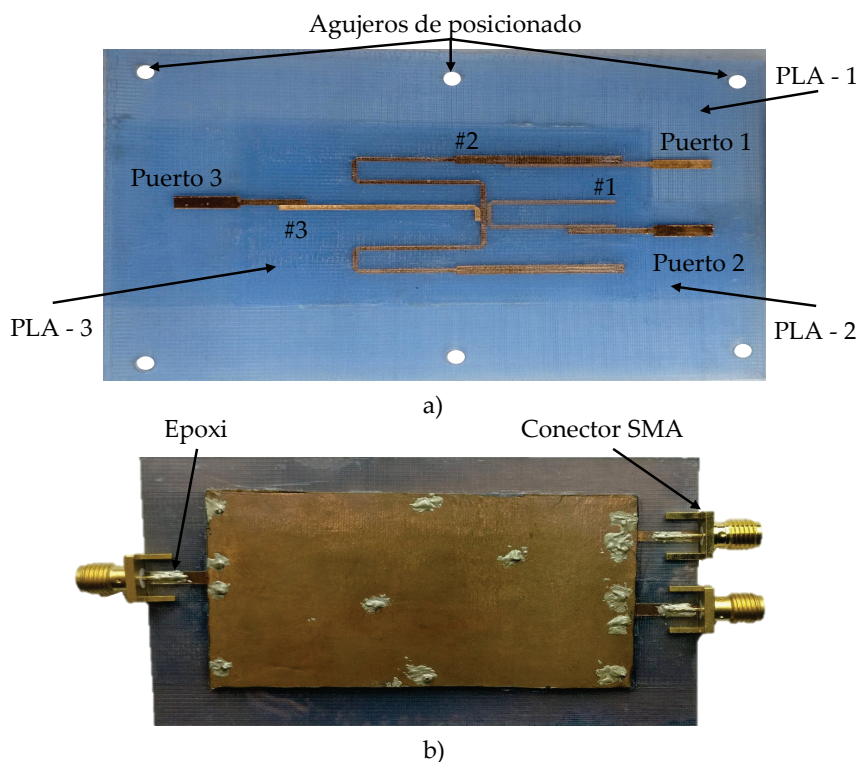


Figura 4.23 Fotografía del diplexor multicapa fabricado. (a) antes de incluir las vías y los conectores SMA; (b) después de finalizar el proceso de fabricación.

Las medidas y simulaciones (utilizando el software de simulación EMPRO) de los parámetros S del diplexor se comparan en la figura 4.24. Las pérdidas de retorno en los puertos de entrada y salida son menores que -13.0 dB, el aislamiento entre los dos puertos de salida son mejores que -25.0 dB y las pérdidas de inserción son de 3.50 dB a las frecuencias de diseño del diplexor. En todo caso, los parámetros del diplexor son similares en toda la banda de frecuencias.

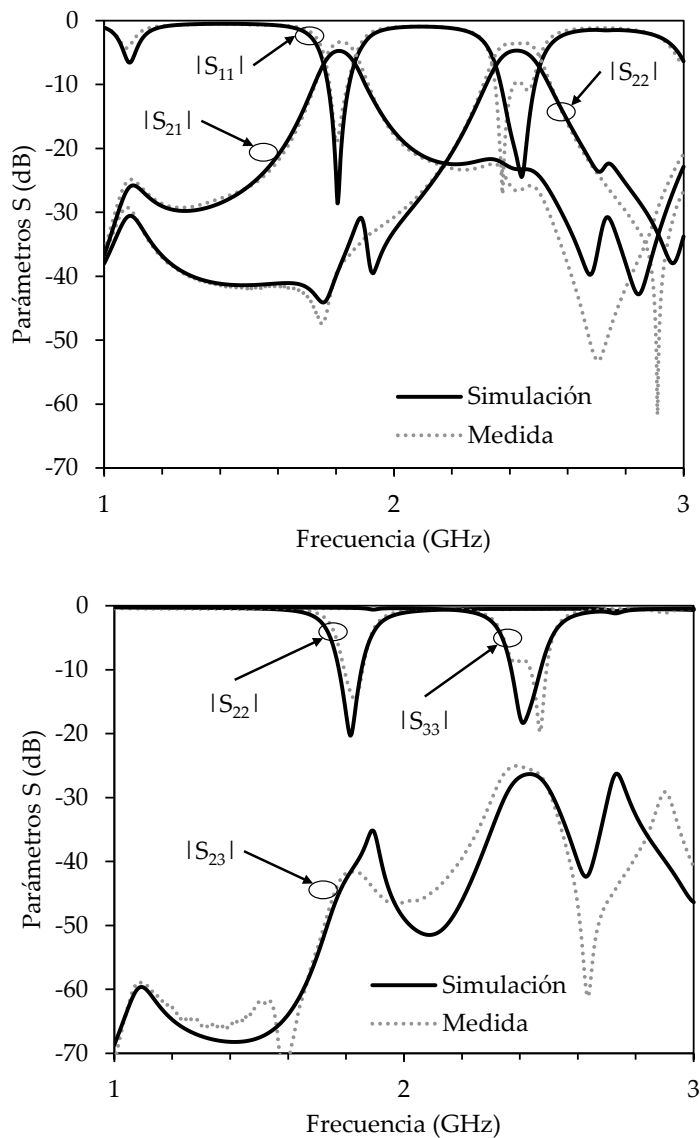


Figura 4.24 Simulación y medida de los parámetros S del diplexor multicapa. (a) pérdidas de retorno en el puerto de entrada y pérdidas de inserción en los puertos de salida. (b) pérdidas de retorno en los puertos de salida y aislamiento entre los puertos de salida.

4.3 Resumen del capítulo

En este capítulo se utilizan las técnicas aditivas para diseñar y fabricar diferentes circuitos de microondas en tecnología multicapa, empleando las propiedades de caracterización eléctrica y el proceso de fabricación del capítulo 2. En la primera sección, se presenta el análisis de la estructura multicapa y el diseño de distintos filtros paso banda usando resonadores convencionales de media longitud de onda. Los filtros implementados, tienen la finalidad de proporcionar una fabricación rápida y obtener unas mejores prestaciones en comparación con los filtros en tecnología microstrip utilizando substratos comerciales. Finalmente, en la última sección, se desarrolla un procedimiento sencillo para implementar diplexores en tecnología multicapa aplicando un enfoque de acoplo energético, donde se utiliza un resonador de salto de impedancia para generar dos frecuencias resonantes. Además, se emplea la teoría de acoplamiento energético a fin de conseguir valores de acoplo adecuados entre el resonador SIR y las salidas de cada frecuencia del diplexor.

4.4 Referencias

- [1] A. Périgaud, S. Bila, S. Verdeyme, D. Baillargeat, and D. Kaminsky, "Multilayered Coupled Interdigital Resonator Filters for General Chebyshev Filtering Functions," in *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 64, no. 5, pp. 1465-1475, May 2016.
- [2] M. K. Khalid, N. Othman, and M. K. Mohd Salleh, "Multilayer dual-path broadside coupled-line bandpass filter design in LTCC technology," in *IEEE Symposium on Computers and Informatics (ISCI)*, Langkawi, pp. 181-183, April 2013.
- [3] G. Shen, W. Che, Q. Xue and H. Chen, "A Miniaturized Ku-Band LTCC Bandpass Filter for System-in-Package Applications," in *IEEE Asia-Pacific Microwave Conference (APMC)*, Singapore, Singapore, pp. 947-949, December 2019.
- [4] Q. Zhang, Y. Guan and W. Luo, "Compact LTCC Bandpass Filter (BPF) with High Frequency Selectivity Based on Mixed Electric and Magnetic Coupling," in *International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology (ICMMT)*, Guangzhou, China, pp. 1-3, May 2019.
- [5] Y. Zheng and W. Sheng, "Compact Lumped-Element LTCC Bandpass Filter for Low-Loss VHF-Band Applications," in *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 27, no. 12, pp. 1074-1076, December 2017.

- [6] W. Feng, X. Gao, W. Che, W. Yang and Q. Xue, "LTCC Wideband Bandpass Filters With High Performance Using Coupled Lines With Open/Shorted Stubs," in *IEEE Transactions on Components, Packaging and Manufacturing Technology*, vol. 7, no. 4, pp. 602-609, April 2017.
- [7] M. Angel Sanchez-Soriano, E. Bronchalo, and G. Torregrosa-Penalva, "Parallel coupled line filter design from an energetic coupling approach," in *IET Microwaves, Antennas and Propagation*, vol. 5, pp. 568–575, May 2011.
- [8] J. S. Hong and M. J. Lancaster, *Microstrip Filters for RF/microwave Applications*, New York, USA, John Wiley & Sons, 2001.
- [9] T. F. C. Leao, V. M. Chopin, C. W. Trueman, and S. Gleason, "Design and implementation of a diplexer and a dual-band vhf/uhf antenna for nanosatellites," in *IEEE Antennas Propagation Letter*, vol. 12, pp. 1098-1101, September 2013.
- [10] A. Reseat, and L. Noori, "Compact low-loss microstrip diplexer using novel engraved semi-patch cells for GSM and WLAN applications," in *AEU International Journal of Electronics and Communications*, vol. 87, pp. 158–163, April 2018.
- [11] J. K. Xiao, M. Zhang, and J.-G. Ma, "A compact and high-isolated multiresonator-coupled diplexer," in *IEEE Microwave Wireless Component Letter*, vol. 28, no. 11, pp. 999–1001, November 2018.

- [12] C. F. Chen, C. Y. Lin, B. H. Tseng, and S. F. Chang, "High-isolation and high-rejection microstrip diplexer with independently controllable transmission zeros," in *IEEE Microwave Wireless Component Letter*, vol. 24, no. 12, pp. 851–853, December 2014.
- [13] X. Guan, F. Yang, H. Liu, and L. Zhu, "Compact and high-isolation diplexer using dual-mode stub-loaded resonators," in *IEEE Microwave Wireless Component Letter*, vol. 24, no. 6, pp. 385–387, June 2014.
- [14] C. F. Chen, T. Y. Huang, C. P. Chou, and R. B. Wu, "Microstrip diplexers design with common resonator sections for compact size, but high isolation," in *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 54, no. 5, pp. 1945–1952, May 2006.
- [15] A. Chinig, J. Zbitou, A. Errkik, A. Tajmouati, L. Abdellaoui, and M. Latrach, "A New Microstrip Diplexer Using Coupled Stepped Impedance Resonators," in *International Journal of Electronics and Communication Engineering*, vol. 9, no. 1, pp. 41-44, January 2015.
- [16] C. Chen, B. Tseng, B. Su, X. Li, G. Wang, and J. Li, "Compact and high isolation microstrip six-channel diplexer using multi-mode stepped-impedance resonators," in *Asia-Pacific Microwave Conference (APMC)*, Kyoto, Japan, pp. 16-18, November 2018.
- [17] M. Á. Sanchez-Soriano, G. Torregrosa-Penalva, and E. Bronchalo, "Multispurious suppression in parallel-coupled line filters by means of coupling control," in *IET Microwave Antennas Propagation*, vol. 6, no. 11, pp. 1269–1276, August 2012.

[18] D. Pozar, *Microwave Engineering*, Hoboken, NJ, USA, John Wiley & Sons, 1998.

Capítulo 5

Implementación de circuitos de microondas en guía de onda utilizando técnicas aditivas de impresión 3D

En este capítulo se presenta el proceso de fabricación de circuitos de microondas en estructuras 3D, demostrando la idoneidad de utilizar las técnicas aditivas en la implementación de dispositivos de alta frecuencia complejos, que no son factibles de realizar utilizando las tecnologías tradicionales. En particular, se explica el método de diseño y elaboración de un novedoso filtro paso banda en SRW (*Single Ridge Waveguide*), empleando la teoría de las estructuras periódicas.

5.1 Diseño de un filtro paso banda en guía de onda ridge mediante estructuras periódicas

La impresión 3D también se puede utilizar para desarrollar dispositivos de alta frecuencia en guía de onda, más rápidamente y realizar geometrías mucho más complejas que no se pueden lograr cuando se emplean las tecnologías tradicionales de mecanizado [1],

[2], [3]. Además, el método que se propone en esta sección consigue ser una alternativa muy económica a las tecnología de fabricación sustractiva [4], que se utilizan actualmente en la elaboración de las guías de onda.

Con el fin de demostrar las ventajas que pueden ofrecer las técnicas aditivas en la implementación de circuitos de microondas en guía de onda, en esta sección se presenta el diseño y el proceso fabricación en la impresora 3D de un novedoso filtro paso banda en SRW utilizando la teoría de las estructuras periódicas EBG (*Electromagnetic Band Gap*). La principal característica de estos dispositivos es que muestran un diagrama de dispersión con diferentes bandas prohibidas y bandas de paso, que pueden permitir realizar filtros de microondas con unas dimensiones reducidas, obteniendo una respuesta más selectiva respecto a otros circuitos que no son periódicos y una menor tolerancia a errores de fabricación [5].

En particular, en esta Tesis Doctoral se presenta una nueva topología de filtro paso banda, donde se utiliza la tecnología SRW para aplicar las características de las estructuras periódicas EBG, siguiendo un concepto similar realizado en las tecnologías SIW (*Substrate Integrate Waveguide*) [6], [7], [8], [9], microstrip [10], [11] o coplanar [12], [13]. Las estructuras SRW se usan normalmente con el fin de aumentar la frecuencia de corte del segundo modo de una guía de onda rectangular [14], [15], [16], obteniendo mayores anchos de banda monomodo, que en nuestro caso permiten obtener filtros paso banda con un ancho de banda fraccional más amplio. Esto se logra añadiendo una variación de impedancia (estructura periódica EBG) en la sección central de propagación del modo fundamental en la SRW.

5.1.1 Estudio de la celda unitaria en una estructura periódica EBG

Las guías de onda periódicas presentan bandas de paso y bandas prohibidas en el dominio de la frecuencia asociadas a la dispersión de los modos de Floquet [17], [18], que son las soluciones de Maxwell en este tipo de dispositivos. Las bandas de frecuencia donde se transmite la señal viene determinada por la propagación de uno de los modos de Floquet, mientras que las bandas prohibidas se caracterizan por la ausencia de transmisión de estos modos. Por lo tanto, para describir el comportamiento de una estructura periódica en un rango de frecuencias determinado, se calcula el diagrama de dispersión o de *Brillouin* de los diferentes modos de Floquet [19]. Los diagramas se pueden calcular de distintas maneras, dependiendo de la geometría de la guía de onda. En esta Tesis Doctoral, se utiliza el modelo del software de simulación HFSS (*eigenmode solver*) [20], [21], [22], a fin de obtener el diagrama de dispersión de una celda unitaria de la guía de onda periódica.

5.1.1.1 Diseño y simulación de una guía de onda ridge simple

Para realizar el diseño de la SRW a una frecuencia de corte del modo fundamental $f_c = 4.0$ GHz, se ha utilizado la ecuación 5.1 [14], [23]:

$$\frac{a}{\lambda_c} = \frac{a}{2(a-s)} \left[1 + \frac{4}{\pi} \left(1 + 0.2 \sqrt{\frac{b}{a-s}} \right) \left(\frac{2b}{a-s} \right) \ln \csc \left(\frac{\pi d}{2b} \right) + \left(2.45 + 0.2 \frac{s}{a} \right) \left(\frac{sb}{d(a-s)} \right) \right] \quad (5.3)$$

donde $f_c = c / \lambda_c$ es la frecuencia de corte del modo fundamental de la SRW y c es la velocidad de la luz en el vacío. Los parámetros de diseño de la estructura se muestran en la figura 5.1.

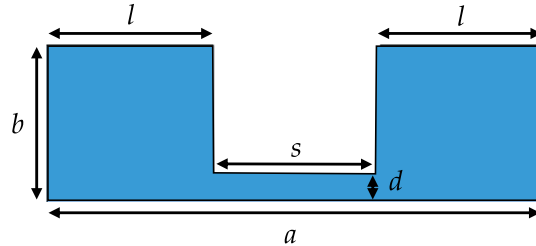


Figura 5.1 Sección transversal de la SRW con los parámetros de diseño.

El material utilizado para realizar la implementación de la SRW es el filamento PLA, con unos parámetros eléctricos de $\epsilon_r = 2.80$ y $\tan \delta = 0.02$ que se extraen del proceso de caracterización del capítulo 2. Las dimensiones finales de la SRW son: $a = 10.0$ mm, $b = 3.78$ mm, $d = 0.63$ mm, $l = 3.33$ mm y $s = 3.33$ mm.

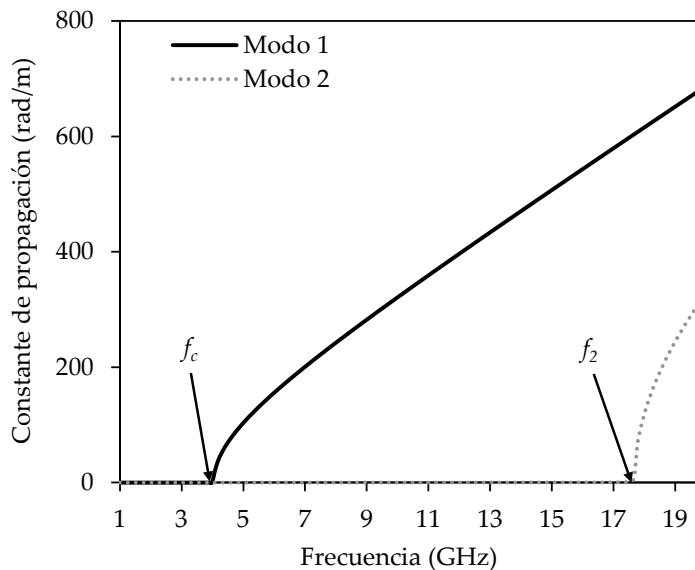


Figura 5.2 Simulación de la constante de propagación de los dos primeros modos de la SRW.

La figura 5.2 muestra la constante de propagación de los dos primeros modos en la SRW diseñada, donde en las capas metálicas de la estructura se ha utilizado cobre, con una conductividad eléctrica $\sigma = 5.813 \times 10^7$ S/m [24]. Las frecuencias de corte de la SRW son $f_c = 4.0$ GHz y $f_2 = 17.50$ GHz, que conduce a un factor de ancho de banda monomodo $B = 3$, extraído de la ecuación 5.2 [25]:

$$B = \frac{f_2 - f_c}{f_c} \quad (5.2)$$

5.1.1.2 Análisis de la celda unitaria en la SRW

En esta sección se realiza el análisis de la celda unitaria de la SRW diseñada previamente, incluyendo en la parte central de la guía de onda una variación en altura como se muestra en la figura 5.3. Las constantes de propagación de los diferentes modos de la estructura se modifican con la introducción de este elemento central, dependiendo ahora no sólo de los parámetros de diseño de la SRW, sino también de las dimensiones de la sección central. Para mantener la frecuencia de corte del modo fundamental a $f_c = 4.0$ GHz, se recalculan y optimizan las dimensiones transversales a la dirección de propagación utilizando el software electromagnético HFSS, incrementando estas variables una vez optimizadas en un factor de 1.16.

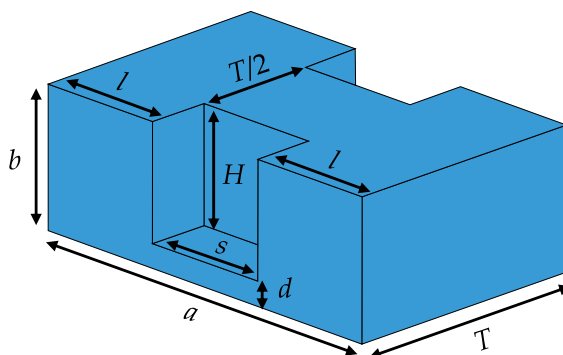


Figura 5.3 Celda unitaria de la SRW EBG con los parámetros de diseño.

El período de la celda unitaria puede determinarse utilizando la ecuación 5.3 [5]:

$$T = \frac{\lambda_{EBG}}{4} \quad (5.3)$$

siendo λ_{EBG} la longitud de onda a la frecuencia central de la estructura periódica EBG. En este caso, se ha seleccionado una $f_{EBG} = 7.0$ GHz para que actúe directamente sobre el modo fundamental.

Las dimensiones finales de la celda unitaria son: $a = 11.65$ mm, $b = 3.78$ mm, $d = 0.63$ mm, $l = 3.88$ mm, $s = 3.88$ mm, $H = 3.15$ mm y $T = 15.0$ mm. La figura 5.4 muestra el diagrama de dispersión de los cinco primeros modos de Floquet de la estructura periódica, siendo las frecuencias de corte de los modos $f_c = 4.0$ GHz, $f_2 = 9.80$ GHz y $f_3 = 13.8$ GHz, mientras que en la banda prohibida la $f_{EBG} = 7.0$ GHz, dando un factor de ancho de banda monomodo de $B = 1.42$.

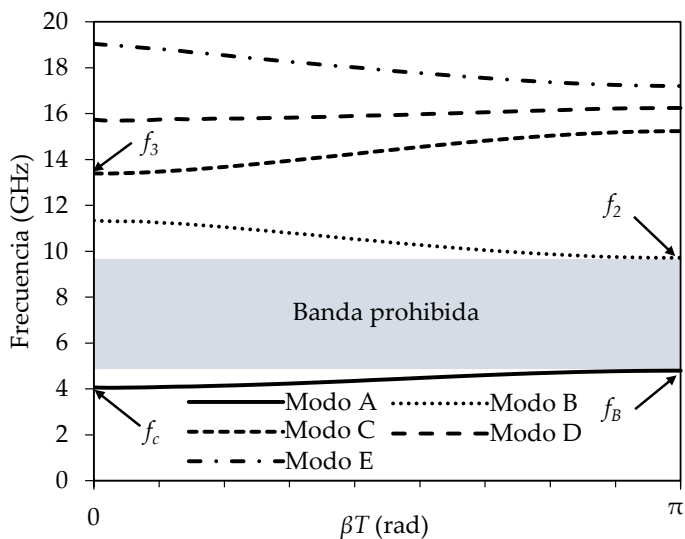


Figura 5.4 Diagrama de dispersión de la estructura periódica para una $H = 3.15$ mm y una $T = 15.0$ mm.

El ancho de banda fraccional entre la frecuencia de corte del modo fundamental f_c y la frecuencia más baja de la banda prohibida f_B , se calcula utilizando la ecuación 5.4 [24], dando lugar a un ancho de banda fraccional de $\Delta = 17.8 \%$.

$$\Delta = \frac{f_B - f_c}{\sqrt{(f_B \times f_c)}} \quad (5.4)$$

5.1.1.3 Estudio de los parámetros de diseño de la estructura periódica

La modificación del período T de la celda unitaria tiene un impacto directo en el comportamiento del diagrama de dispersión de la SRW, en términos de la frecuencia de corte de los diferentes modos de Floquet y en el ancho de banda monomodo y fraccional. La figura 5.5 muestra el diagrama de dispersión de los modos de Floquet para distintas longitudes del período T de la celda unitaria.

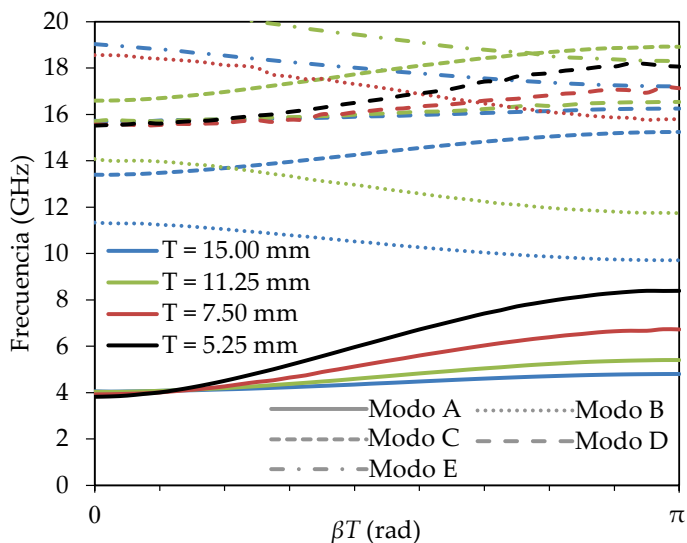


Figura 5.5 Diagrama de dispersión de la SRW periódica para una $H = 3.15$ mm y diferentes períodos T de la celda unitaria.

Como se puede observar en la figura 5.5, para una altura constante $H = 3.15$ mm, el ancho de banda fraccional Δ aumenta significativamente al reducirse el período T . Esto se debe al hecho de que al reducir el período de la celda unitaria la banda prohibida se desplaza hacia frecuencias superiores.

En la figura 5.5 también se muestra que el ancho de banda monomodo aumenta significativamente al reducir el parámetro T , obteniéndose el máximo ancho de banda con una $T = 7.50$ mm. Esto se debe a que el segundo modo de Floquet comienza a propagarse a frecuencias más altas cuando se utiliza ese período. En la figura 5.6 se observa la distribución del campo eléctrico en la sección transversal de la celda unitaria correspondiente a los tres primeros modos de Floquet para diferentes longitudes T de la celda unitaria. En la figura se puede destacar que los modos B y C de la celda unitaria modifican su posición en cuanto a la frecuencia a la que comienzan a propagarse en función de la longitud del período T , mientras que el modo fundamental sigue en el mismo lugar.

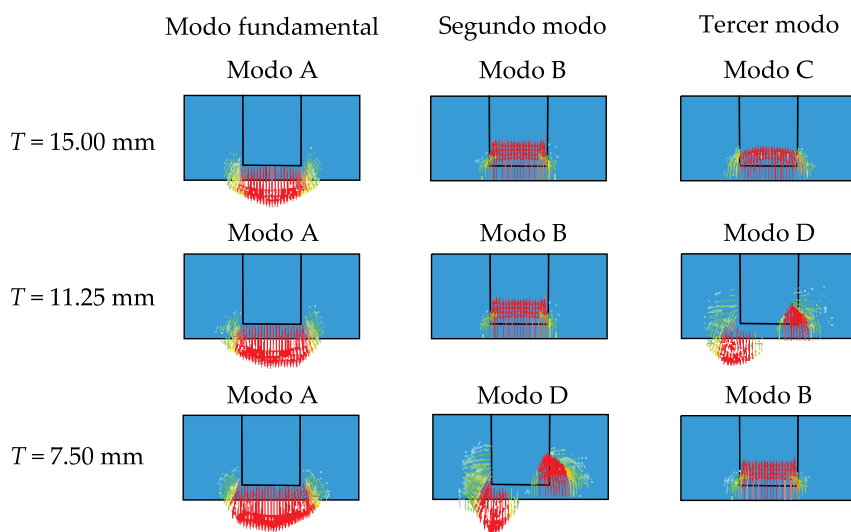


Figura 5.6 Distribución del campo eléctrico de los tres primeros modos de Floquet para una altura $H = 3.15$ mm y diferentes períodos de la celda unitaria.

Como resumen del estudio del parámetro T , en la tabla 5.1 se recogen las diferentes frecuencias de corte de los modos de Floquet de la estructura periódica y los anchos de banda fraccional y el factor de ancho de banda monomodo para distintos períodos de la celda unitaria.

Longitud del período T	f_c (GHz)	f_B (GHz)	f_2 (GHz)	Δ (%)	B
$T = 15.00$ mm	4.0	4.78	9.69	17.8	1.42
$T = 11.25$ mm	4.0	5.43	11.70	30.7	1.93
$T = 7.50$ mm	4.0	6.80	15.60	54.0	2.90
$T = 5.25$ mm	4.0	8.43	15.60	76.3	2.90

Tabla 5.1 Frecuencias de corte y anchos de banda de los dos primeros modos de Floquet para una altura $H = 3.15$ mm y diferentes períodos T .

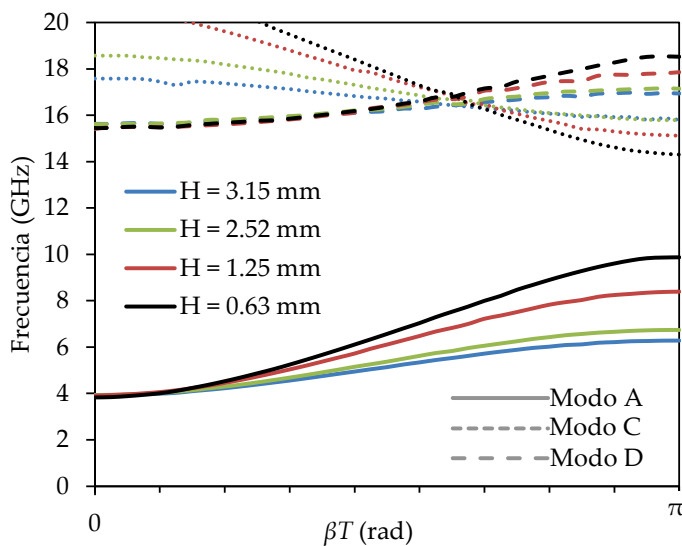


Figura 5.7 Diagrama de dispersión de la SRW periódica para una $T = 7.50$ mm y diferentes alturas H de la celda unitaria.

Por otro lado, la modificación de la altura H de la sección central también repercute directamente en la distribución de los modos de Floquet de la SRW periódica en lo que respecta al ancho de banda

fraccional y monomodo. La figura 5.7 muestra el diagrama de dispersión para diferentes valores de H , destacando que con un período de $T = 7.50$ mm el ancho de banda fraccional aumenta a medida que H se reduce.

En la tabla 5.2 se muestran las frecuencias de corte de los diferentes modos de Floquet de la estructura periódica y el ancho de banda fraccional y el factor de ancho de banda monomodo para los diferentes valores de la altura H en la celda unitaria.

Altura H	f_c (GHz)	f_B (GHz)	f_2 (GHz)	Δ (%)	B
$H = 3.15$ mm	4.0	6.28	15.60	45.50	2.90
$H = 2.52$ mm	4.0	6.80	15.60	54.00	2.90
$H = 1.26$ mm	4.0	8.40	15.10	75.90	2.80
$H = 0.63$ mm	4.0	9.88	14.30	93.50	2.58

Tabla 5.2 Frecuencias de corte y anchos de banda de los dos primeros modos para un período $T = 7.5$ mm y diferentes alturas H .

5.1.2 Diseño de la estructura SRW finita

Una vez se ha realizado el análisis de la estructura SRW periódica y se han determinado los efectos producidos por los parámetros de diseño T y H en relación con f_c , f_B , f_l , B y Δ , se estudia la implementación de la SRW finita.

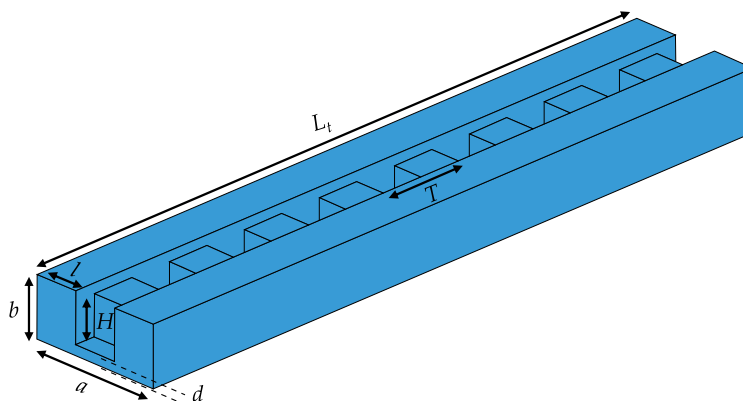


Figura 5.8 Sección transversal de la SRW con los parámetros de diseño.

En estos diseños hay que tener en cuenta dos características principales. Por un lado, para obtener un nivel alto de atenuación en la banda prohibida como se observa en la figura 5.4, se debe considerar un gran número de celdas unitarias (períodos) [5]. Sin embargo, cuanto mayor es el número de períodos en la SRW, más larga es la longitud del filtro. La figura 5.8 muestra la implementación finita de la SRW con 8 celdas unitarias (con una $H = 2.52$ mm y una $T = 7.50$ mm) y se comparan los parámetros S de dos estructuras finitas con 8 celdas unitarias ($L_t = 60.0$ mm) y 4 celdas unitarias ($L_t = 30.0$ mm).

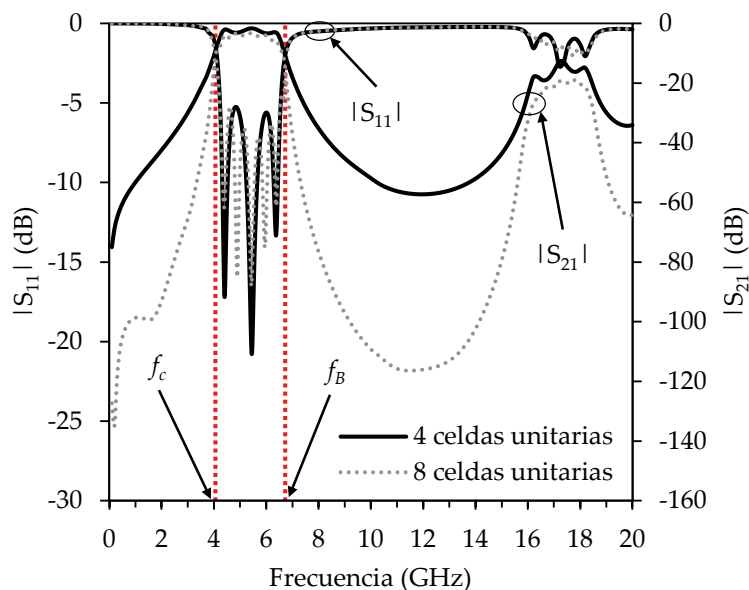


Figura 5.9 Simulación de los parámetros S de dos implementaciones finitas de la estructura periódica con diferente número de celdas unitarias y las frecuencias de corte del modo fundamental de la estructura periódica (líneas rojas).

Por otro lado, al realizar el truncamiento de la estructura periódica infinita también se degrada el rendimiento de la banda de paso del filtro, debido a la falta de coincidencia de la impedancia de Bloch $Z_{0\infty}$ (impedancia de la estructura periódica) y la impedancia de referencia de los puertos de entrada y salida, dando lugar a pérdidas

de retorno elevadas como se muestra en la figura 5.9 [26]. Para superar este problema, después de realizar el truncamiento de la estructura periódica es necesario determinar la impedancia del modo fundamental y realizar la adaptación necesaria para conseguir las pérdidas de retorno en la banda de paso.

5.1.2.1 Diseño de un filtro paso banda con un ancho de banda fraccional de $\Delta = 27\%$

El primer filtro implementado consiste en un SRW de 8 celdas unitarias, con un ancho de banda fraccional de $\Delta = 27\%$ y una frecuencia central de $f = 4.60$ GHz como se puede observar en la figura 5.10.

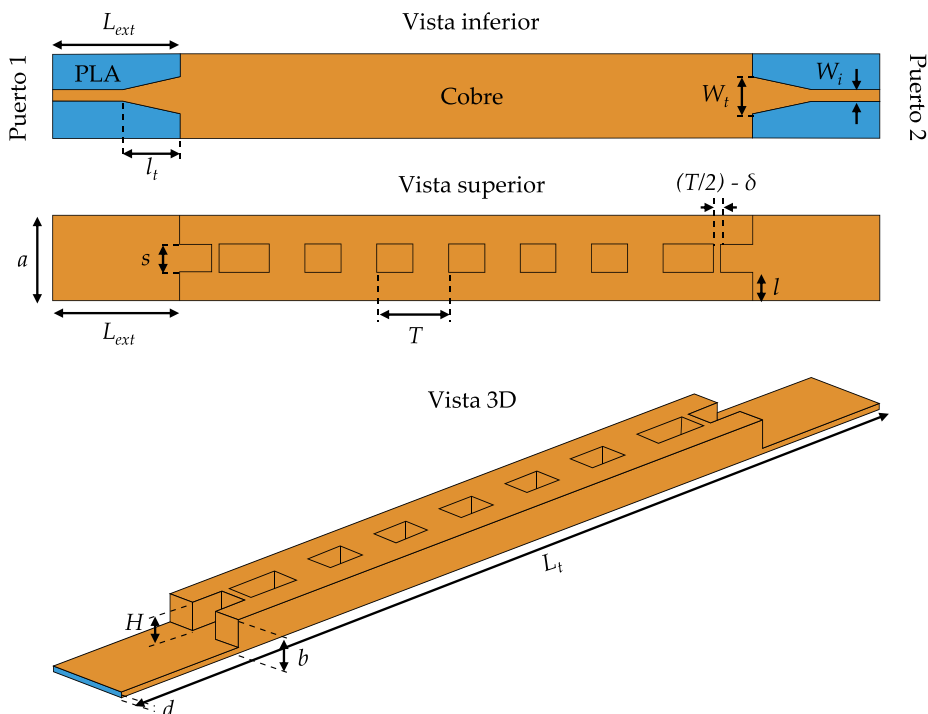


Figura 5.10 Filtro paso banda SRW con los parámetros de diseño y diferentes vistas de la estructura.

Los parámetros de diseño se pueden extraer directamente de las figuras 5.5 y 5.7, para un período de $T = 11.25$ mm y una altura de la sección central $H = 3.15$ mm. En esta estructura se utiliza un *taper* a fin de realizar la adaptación de la SRW del modo fundamental a la línea microstrip de entrada y salida con una impedancia característica de 50.0Ω , tal y como se puede observar en la vista inferior de la figura 5.10. Para obtener el ancho de la línea W_t en el extremo de la SRW, se calcula la impedancia del modo fundamental utilizando la ecuación 5.5 [26]:

$$Z_{0f} = Z_{0\infty} \frac{1}{\sqrt{1 - \left(\frac{f_c}{f}\right)^2}} \quad (5.5)$$

siendo $f = 4.60$ GHz la frecuencia central de diseño del filtro [26]. Además, para mejorar las pérdidas de retorno en la banda de paso, se modifica la longitud de la sección central del primer y último período de la SRW con un valor de $T/2 - \delta$ [8], como se puede observar en la figura 5.10.

Las dimensiones finales optimizadas del filtro SRW son $a = 11.65$ mm, $b = 3.78$ mm, $d = 0.63$ mm, $l = 3.88$ mm, $\delta = 4.08$ mm, $L_{ext} = 14.0$ mm, $l_t = 3.88$ mm, $W_t = 5.05$ mm, $W_i = 1.60$ mm y $L_t = 130.0$ mm. Estas dimensiones se optimizan en el software de simulación HFSS modificando los parámetros de adaptación del *taper* (W_t y l_t) y la variable δ del primer y último período de la SRW finita con el fin de conseguir una buena adaptación en la banda de paso del filtro.

La respuesta de la simulación del filtro se muestra en la figura 5.11, junto con las frecuencias de corte del modo fundamental de la estructura periódica.

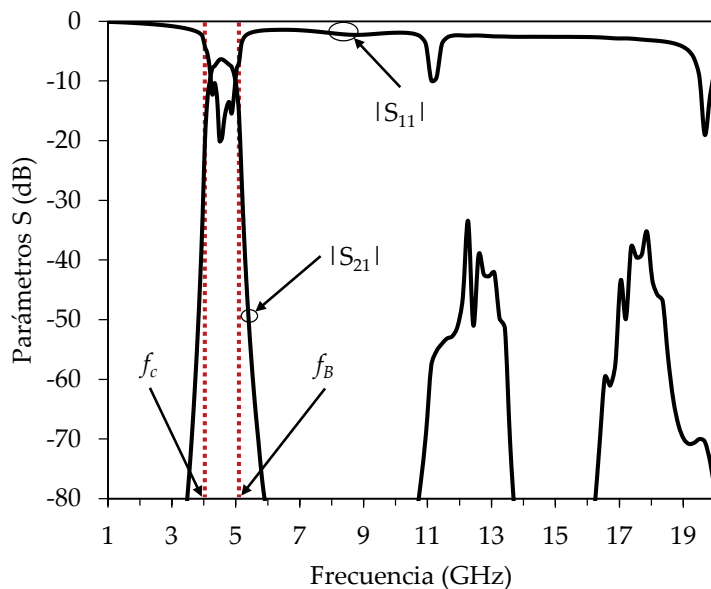


Figura 5.11 Simulación de los parámetros S del filtro con un ancho de banda fraccional $\Delta = 27\%$.

5.1.2.2 Diseño de un filtro paso banda con un ancho de banda fraccional de $\Delta = 54\%$.

El segundo filtro paso banda SRW implementado tiene el mismo número de celdas unitarias que el anterior, tal y como se puede observar en la figura 5.12, pero en este caso el ancho de banda fraccional se incrementa hasta $\Delta = 54\%$ para una frecuencia central de $f = 5.40$ GHz.

Los parámetros de diseño se han determinado de los diagramas de dispersión de las figuras 5.5 y 5.7, donde la longitud del período de la celda unitaria es de $T = 7.50$ mm, mientras que la altura de la sección central es $H = 2.52$ mm. Las demás dimensiones del filtro son $a = 11.65$ mm, $b = 3.78$ mm, $d = 0.63$ mm, $l = 3.88$ mm, $L_{ext} = 12.26$ mm, $W_i = 1.60$ mm y $L_t = 96.4$ mm.

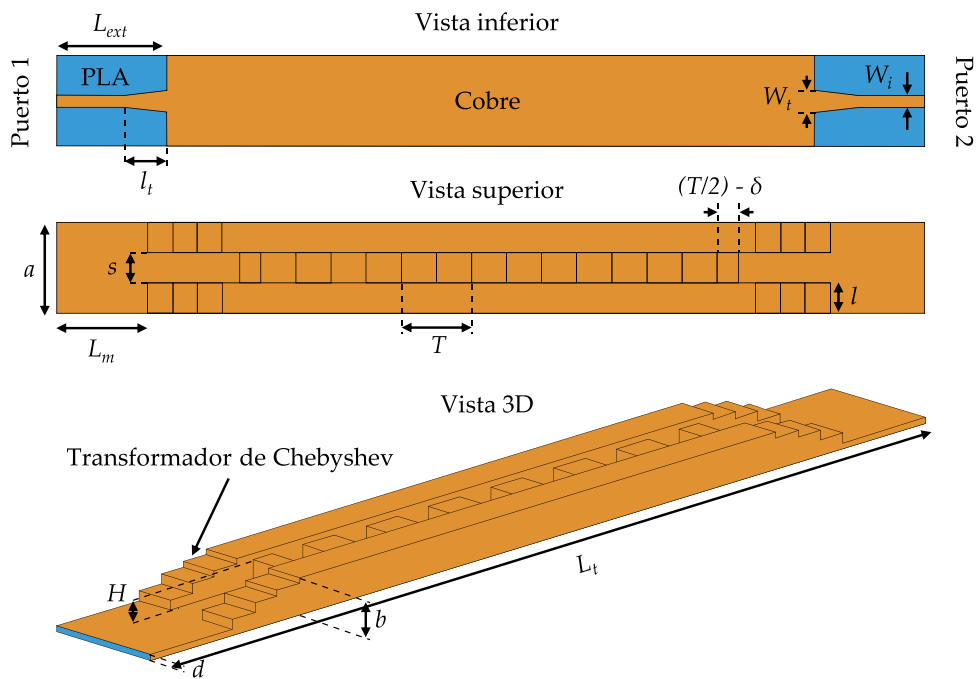


Figura 5.12 Sección transversal de la SRW con los parámetros de diseño.

Como en el segundo diseño se presenta un ancho de banda más amplio, utilizar un único elemento de adaptación para reducir las pérdidas por desadaptación en toda la banda de paso no es posible, por lo que es necesario incluir una red de adaptación más compleja. En este caso, se emplea un transformador de Chebyshev SRW multisección de un cuarto de longitud de onda por sección para que la impedancia del modo fundamental del filtro SRW (Z_{of}) coincida con la impedancia característica de 50.0Ω de la línea microstrip. Con el fin de poder realizar la implementación del transformador de Chebyshev, se ha seleccionado una magnitud máxima del coeficiente de reflexión de $\Gamma_m = 0.05$ [24]. La impedancia de Bloch $Z_{0\infty}$ de la estructura periódica se determina mediante el software HFSS de Ansys y la impedancia del modo fundamental se obtiene utilizando la ecuación 5.4, para una frecuencia central de $f = 5.40$ GHz.

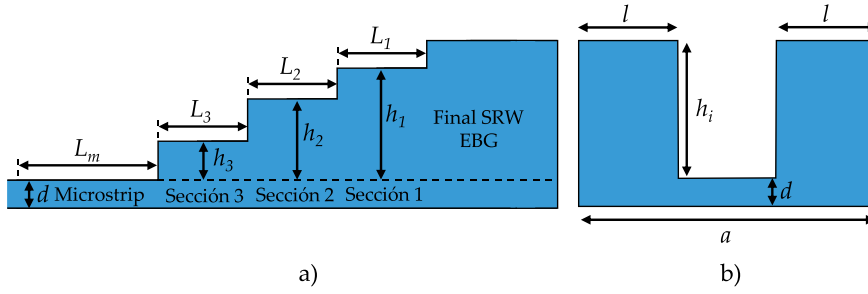


Figura 5.13 Transformador de Chebyshev SRW con diferentes vistas (a) vista lateral; (b) vista frontal.

Las diferentes impedancias del modo fundamental de las tres secciones del transformador de Chebyshev se han sintetizado cambiando las alturas h_i de la SRW como se muestra en la figura 5.13, utilizando la ecuación 5.6 [26] a fin de calcular la impedancia de Bloch de la SRW y la ecuación 5.5 para la impedancia del modo fundamental, donde $f_c = c / \lambda_c$ es la frecuencia de corte del modo fundamental de la SRW y c es la velocidad de la luz en el vacío.

$$Z_{0\infty SRW} = \frac{\pi \eta_0 \left(\frac{d}{\lambda_c} \right)}{X1 + X2}$$

$$X1 = \frac{4d}{\lambda_c} \ln \left(\operatorname{cosec} \left(\frac{\pi d}{2b} \right) \right) \cos^2(\theta_2) + \frac{\theta_2}{2} + \frac{\sin(2\theta_2)}{4}$$

$$X2 = \frac{d}{b} \left(\frac{\cos(\theta_2)}{\sin(\theta_1)} \right)^2 \left[\frac{\theta_1}{2} + \frac{\sin(2\theta_2)}{4} \right]$$

$$\theta_1 = \frac{\pi(a-s)}{\lambda_c}$$

$$\theta_2 = \frac{\pi s}{\lambda_c} \quad (5.6)$$

Para mejorar aún más el parámetro de reflexión del filtro, se modifica la longitud del primer y último período de la SRW finita y se incluye el *taper* entre la sección 3 del transformador y la línea microstrip, con una impedancia característica de 50.0Ω . Las dimensiones finales optimizadas de las secciones del transformador de Chebyshev y de los demás elementos de adaptación son: $h_1 = 3.23 \text{ mm}$, $h_2 = 2.63 \text{ mm}$, $h_3 = 1.63 \text{ mm}$, $L_1 = 2.98 \text{ mm}$, $L_2 = 2.89 \text{ mm}$ y $L_3 = 2.88 \text{ mm}$, $\delta = 1.41 \text{ mm}$, $l_m = 10.26 \text{ mm}$, $l_t = 4.80 \text{ mm}$ y $W_t = 2.85 \text{ mm}$. Estos parámetros se optimizan en HFSS hasta conseguir una buena adaptación en la banda de paso del filtro.

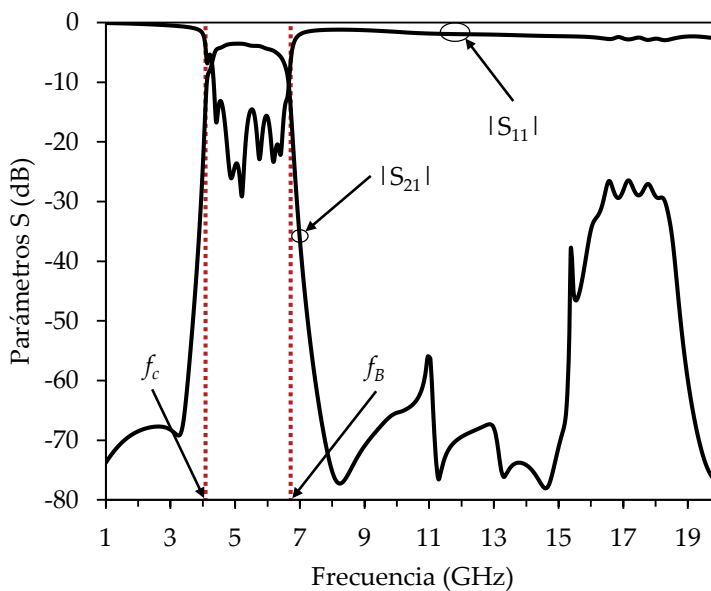


Figura 5.14 Simulación de los parámetros S del filtro con un ancho de banda fraccional de $\Delta = 54 \%$.

La respuesta de los parámetros S simulados se muestran en la figura 5.14, incluyendo las frecuencias de corte del primer modo de Floquet de la estructura periódica.

5.1.3 Validación experimental y proceso de fabricación del filtro SRW

A fin de validar el análisis realizado de la SRW periódica y los diseños de los filtros SRW, en esta sección se describe el proceso de fabricación y medida del filtro paso banda SRW con un ancho de banda fraccional del 54 % que se muestra en la figura 5.12.

La estructura del filtro se fabrica utilizando la impresora 3D que se describe en el capítulo 2, mediante el uso del filamento PLA como se muestra en la figura 5.16. Para realizar el proceso de metalización, se ha utilizado la técnica de la galvanoplastia [27], que es un método que garantiza una deposición uniforme de cobre en la superficie de la pieza.

5.1.3.1 Metalización de una pieza de impresión 3D

Para poder metalizar este tipo de estructura compleja es evidente, por su geometría, que ya no es posible utilizar láminas de cobre como se realizó en los capítulos anteriores de esta Tesis Doctoral, por lo que en este diseño se utiliza una maquina galvánica (CopperFace) de la empresa RobotFactory, que se emplea para metalizar la estructura 3D con el proceso de galvanoplastia, tal y como se puede observar en la figura 5.15.

La metalización de la pieza de impresión 3D se produce gracias a la diferencia de tensión que se genera en el interior del recipiente de cristal que contiene el sulfato de cobre [27], [28], entre el cátodo (objeto 3D) y los ánodos (lámina de cobre). Esta diferencia de tensión que se origina permite la deposición del cobre uniforme en la superficie del objeto de impresión 3D que se sumerge en el baño electrolítico.

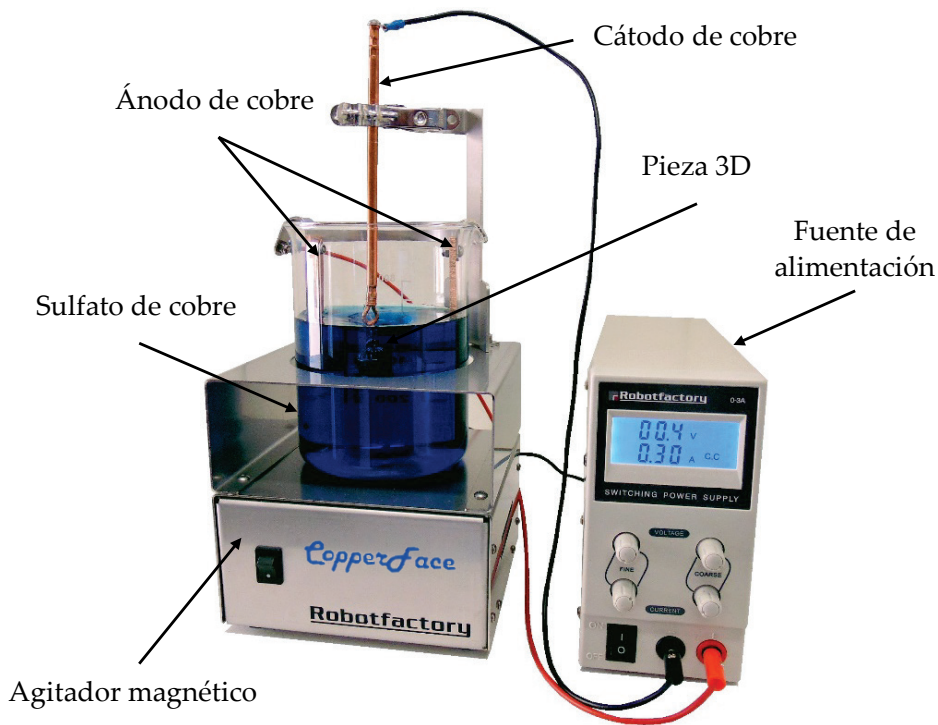


Figura 5.15 Máquina galvánica para metalizar las piezas de impresión 3D.

El proceso que se utiliza para metalizar el filtro SRW implementado o cualquier pieza de impresión 3D se muestra en la figura 5.16 y sigue los siguientes pasos:

1. Se metaliza la pieza de impresión 3D mediante la pulverización de un aerosol de cobre-plata para formar una capa uniforme de metal.
2. El objeto 3D se deja secar a temperatura ambiente durante una hora y se repiten los pasos 1 y 2 hasta que se crea una capa uniforme conductora.
3. Una vez que se ha secado la pieza de impresión 3D, se utiliza la fresadora de control numérico para eliminar las zonas

conductoras que no son necesarias en la estructura. En el caso del filtro SRW, se emplea para realizar las transiciones de la SRW a la tecnología microstrip.

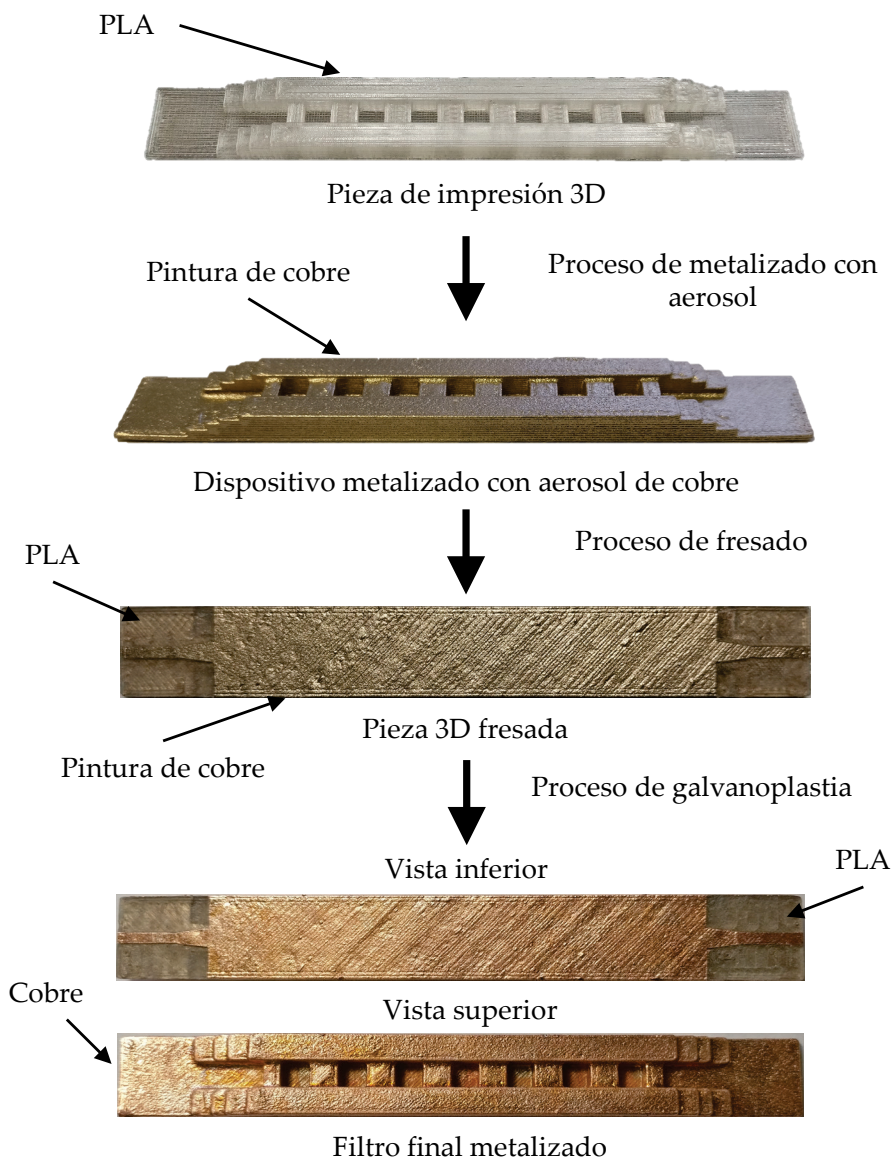


Figura 5.16 Proceso de metalización del filtro SRW.

4. El objeto de impresión 3D se conecta al cátodo de la máquina de galvanoplastia y se sumerge en el sulfato de cobre.
5. Se enciende el agitador magnético para que el cobre se deposite uniformemente en la pieza 3D y se conecta la fuente de alimentación, ajustando la tensión y corriente en función de las dimensiones del objeto (RobotFactory proporciona estos datos en su documentación).
6. Una vez que la pieza de impresión 3D termina de metalizarse se limpia con agua destilada y se seca con un ventilador a temperatura ambiente.

5.1.3.2 Medida del filtro SRW fabricado

Para realizar la caracterización del filtro SRW implementado se utiliza el *text fixture* de la empresa Anritsu, tal y como se muestra en la figura 5.17.

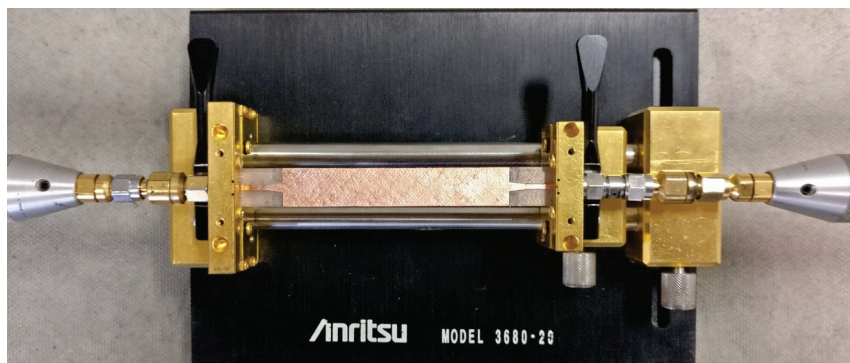


Figura 5.17 Proceso de medida del filtro SRW.

Los parámetros S medidos se comparan con los simulados en la figura 5.18, donde las frecuencias medidas de la banda de paso del filtro son $f_c = 4.03$ GHz y $f_B = 6.80$ GHz, que son muy similares a las simuladas $f_c = 4.0$ GHz y $f_B = 6.80$ GHz (esta pequeña variación de la frecuencia de corte del modo fundamental es debida a variaciones en

la permitividad dieléctrica del material y a las dimensiones finales del filtro).

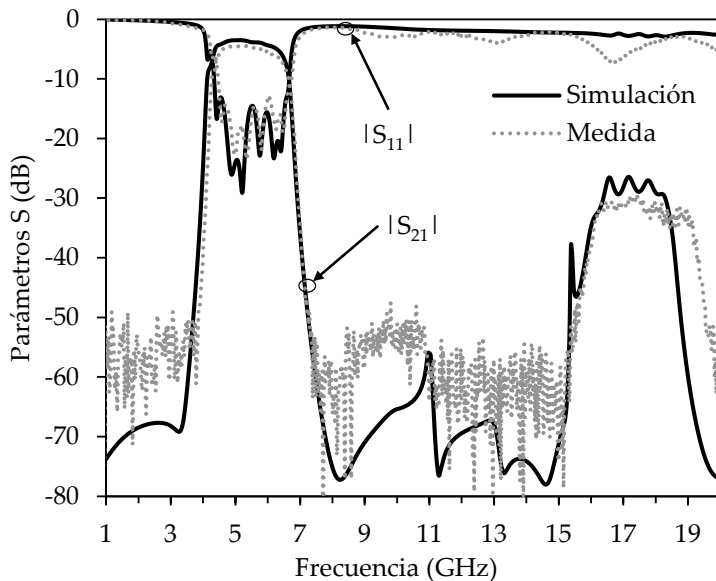


Figura 5.18 Simulación y medida de los parámetros S del filtro con un ancho de banda fraccional de $\Delta = 54\%$.

Las pérdidas de inserción simuladas en la banda de paso del filtro a la frecuencia central $f = 4.0$ GHz son de 3.50 dB, que son muy cercanas a las pérdidas obtenidas de 4.40 dB en la medida (esta desviación es debida a que en la simulación no se incluyen las pérdidas del *test fixture*). Las pérdidas de retorno en la banda de paso son mayores que 10.0 dB, lo que demuestra la buena adaptación del filtro.

5.2 Resumen del capítulo

En este capítulo se utilizan las técnicas aditivas para diseñar y fabricar una novedosa topología de filtro paso banda en guía de onda, empleando una nueva técnica de metalización de las piezas de impresión 3D. El diseño del filtro propuesto se basa en incluir en una SRW una estructura periódica, modificando la altura de la sección central con el fin de producir la respuesta deseada. El EBG periódico se incluye en la parte central de la SRW utilizando dos alturas distintas, que proporcionan unos parámetros de diseño sencillos para lograr las características necesarias de un filtro paso banda. La configuración y el método de diseño sugeridos se usan con el fin de desarrollar filtros paso banda con diferentes anchos de banda fraccional y monomodo. Finalmente, se fabrica el filtro con un ancho de banda fraccional del 54 % empleando un nuevo procedimiento de metalización de piezas de impresión 3D, que consiste en pulverizar el objeto 3D mediante un aerosol metálico y posteriormente realizar proceso de galvanoplastia.

5.3 Referencias

- [1] J. W. Digby, et al., "Fabrication and characterization of micromachined rectangular waveguide components for use at millimeter-wave and terahertz frequencies," in *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 48, no. 8, pp. 1293-1302, August 2000.
- [2] X. H. Zhao et al., "D-Band Micromachined Silicon Rectangular Waveguide Filter," in *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 22, no. 5, pp. 230-232, May 2012.
- [3] M. S. Aftanasar, P. R. Young, I. D. Robertson and S. Lucyszyn, "Fabrication of dielectric-filled rectangular waveguide using thick-film processing," in *IEEE High Frequency Postgraduate Colloquium*, Cardiff, United Kingdom, pp. 82-87, September 2001.
- [4] J. Hu, S. Xie and Y. Zhang, "Micromachined Terahertz Rectangular Waveguide Bandpass Filter on Silicon-Substrate," in *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 22, no. 12, pp. 636-638, December 2012.
- [5] F. Martin, *Artificial Transmission Lines for RF and Microwave Applications*, New Jersey, USA, Wiley, 2015.
- [6] S. Moscato, R. Moro, M. Pasian, M. Bozzi and L. Perregrini, "Two-Material Ridge Substrate Integrated Waveguide for Ultra-Wideband Applications," in *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 63, no. 10, pp. 3175-3182, October 2015.

- [7] L. Silvestri, E. Massoni, C. Tomassoni, A. Coves, M. Bozzi and L. Perregrini, "Substrate Integrated Waveguide Filters Based on a Dielectric Layer With Periodic Perforations," in *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 65, no. 8, pp. 2687-2697, August. 2017.
- [8] D. Lopez, A. Coves, E. Bronchalo, G. Torregrosa, M. Bozzi. "Practical design of a band-pass filter using EBG SIW technology," in *European Microwave Conference (EuMC)*, Madrid, Spain, pp. 77-80, September 2018.
- [9] J. de Dios Ruiz, F. L. Martínez-Viviente, A. Alvarez-Melcon and J. Hinojosa, "Substrate Integrated Waveguide (SIW) With Koch Fractal Electromagnetic Bandgap Structures (KFEBG) for Bandpass Filter Design," in *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 25, no. 3, pp. 160-162, March 2015.
- [10] T. Lopetegi et al., "Microstrip "wiggly-line" bandpass filters with multispurious rejection," in *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 14, no. 11, pp. 531-533, November 2004.
- [11] D. Jung and K. Chang, "Low-Pass Filter Design Through the Accurate Analysis of Electromagnetic-Bandgap Geometry on the Ground Plane," in *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 57, no. 7, pp. 1798-1805, July 2009.

- [12] F. Martin, F. Falcone, J. Bonache, T. Lopetegui, M. A. G. Laso and M. Sorolla, "New periodic-loaded electromagnetic bandgap coplanar waveguide with complete spurious passband suppression," in *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 12, no. 11, pp. 435-437, November 2002.
- [13] F. Martin, F. Falcone, J. Bonache, T. Lopetegui, M. A. G. Laso and M. Sorolla, "Dual electromagnetic bandgap CPW structures for filter applications," in *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 13, no. 9, pp. 393-395, September 2003.
- [14] J. Helszajn, *Ridge Waveguides and Passive Microwave Components*, London, United Kingdom, British Library, 2000.
- [15] R. Beyer, F. Arndt and W. Hauth, "Modal block-LU-decomposition technique for the efficient CAD of ridged waveguide filters," in *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, Denver, USA, pp. 1235-1238, June 1997.
- [16] S. Li, J. Fu, and X. Wu, "Double-ridged waveguide low-pass filters for satellite application," in *IEEE International Symposium Microwave, Antennas, Propagation and EMC for Wireless Communications*, Hangzhou, China, pp. 408-410, August 2007.
- [17] A. Coves, S. Marini, B. Gimeno, and V. Boria, "Full-wave analysis of periodic dielectric frequency-selective surfaces under plane wave excitation," in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 60, no. 6, pp. 2760-2769, June 2012.

- [18] M. Bozzi, S. Germani, L. Minelli, L. Perregrini and P. de Maagt, "Efficient calculation of the dispersion diagram of planar electromagnetic band-gap structures by the MoM/BI-RME method," in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 53, no. 1, pp. 29-35, January 2005.
- [19] Y. Toyota, A. E. Engin, T. H. Kim and M. Swaminathan, "Stopband Analysis Using Dispersion Diagram for Two-Dimensional Electromagnetic Bandgap Structures in Printed Circuit Boards," in *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 16, no. 12, pp. 645-647, December 2006.
- [20] S. J. Lavdas, C. S. Lavranos and G. A. Kyriacou, "Periodic structures eigenanalysis incorporating the Floquet Field Expansion," in *International Conference on Electromagnetics in Advanced Applications*, Torino, 2011, pp. 1253-1256, September 2011.
- [21] T. K. Mealy, I. A. Eshrah and T. M. Abuelfadl, "Solution of periodically loaded waveguides using the eigenmode projection technique," in *IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS)*, San Francisco, CA, pp. 1-4, May 2016.
- [22] P. Kovacs and Z. Raida, "Dispersion analysis of planar metallo-dielectric EBG structures in Ansoft HFSS," in *International Conference on Microwaves, Radar and Wireless Communications (MIKON)*, Wroclaw, Poland, pp. 1-4, May 2008.
- [23] S. Hopfer, "The Design of Ridged Waveguides," in *IRE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 3, no. 5, pp. 20-29, October 1955.

[24] D. Pozar, *Microwave Engineering*, Hoboken, NJ, USA, John Wiley & Sons, 1998.

[25] M. Bozzi, S. A. Winkler, and K. Wu, "Broadband and compact ridge substrate-integrated waveguides," in *IET Microwave, Antennas, Propagation*, vol. 4, no. 11, pp. 1965–1973, November 2010.

[26] W. J. R. Hoefer and M. N. Burton, "Closed-Form Expressions for the Parameters of Finned and Ridged Waveguides," in *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 30, no. 12, pp. 2190-2194, December 1982.

[27] D. Chung, J. Korejwa, E. Walton and P. Locke, "Introduction of copper electroplating into a manufacturing fabricator," in *Advanced Semiconductor Manufacturing Conference and Workshop ASMC 99 Proceedings*, Boston, Massachusetts, USA, pp. 282-289, September 1999.

[28] C. Lu, Y. Yang, C. Chen, B. Tsai and K. Chen, "Adhesion Properties of Electroplating Process Between Polyimide and Metal Layer for Polymer/Metal Hybrid Bonding," in *IEEE Transactions on Components, Packaging and Manufacturing Technology*, vol. 10, no. 1, pp. 168-175, January 2020.

Capítulo 6

*“Los árboles más fuertes crecen
en los lugares más oscuros.”*

*George R.R Martin, Canción de
hielo y fuego*

Conclusiones y líneas futuras

6.1 Conclusiones

En estos últimos años, la fabricación aditiva ha realizado grandes progresos para ofrecer a los usuarios finales soluciones a la hora de crear prototipos rápidos de todo tipo objetos. Las tecnologías de fabricación aditiva son más fáciles de usar y más rápidas que las metodologías de mecanizado tradicionales. Los investigadores y varios sectores industriales han definido a la impresión 3D como la nueva revolución industrial del siglo XXI [1], [2], [3], [4]. Desde hace poco tiempo, ha comenzado la era de la fabricación personal, en el que cualquier objeto se puede realizar utilizando una impresora 3D de bajo coste. En particular, las técnicas aditivas están demostrando ser de gran interés en la implementación de dispositivos de microondas [5], [6], [7], [8], y es dentro de este escenario donde ha contribuido mi Tesis Doctoral, estando dedicada principalmente al desarrollo de circuitos de microondas en diferentes tecnologías y aplicaciones mediante el uso de los métodos de impresión 3D.

Los principales logros [9], [10], [11] que se han conseguido durante esta Tesis Doctoral se pueden resumir en tres puntos que se presentan a continuación:

1. Se han desarrollado novedosos circuitos de microondas en diferentes tecnologías utilizando las técnicas de impresión 3D. Los prototipos propuestos presentan dos grandes beneficios respecto a los dispositivos de alta frecuencia realizados con un proceso de fabricación tradicional. La primera ventaja es que se pueden controlar las características del filamento en función de la aplicación que se quiera implementar, pudiendo seleccionar que el material sea heterogéneo en distintas regiones de la estructura. El segundo beneficio es la posibilidad de crear circuitos de microondas de forma rápida y con geometrías complejas. Además, el rendimiento de los circuitos fabricados no alcanza los resultados que se obtienen en empresas especializadas, pero el bajo coste y la rápida creación de los prototipos, junto con la mejora de las prestaciones y la aparición de nuevos filamentos de impresión 3D, representa un paso muy significativo para la implementación competitiva de este tipo de dispositivos en el futuro.
2. Se presenta una nueva metodología de fabricación y metalización de dispositivos de microondas en tecnología planar. En particular, el método desarrollado se puede aplicar a cualquier circuito planar de microondas. El gran potencial de esta técnica es que permite obtener circuitos de alta frecuencia más rápidos, con mejores características que los tradicionales y más complejos obteniendo unos resultados satisfactorios, como los filtros paso bajo de salto de impedancia o los filtros paso

banda en estructura multicapa que se han desarrollado en esta Tesis Doctoral.

3. Se ha propuesto una nueva técnica de metalización con el fin de desarrollar e implementar dispositivos de microondas en tecnología de guía de onda, de una manera rápida, sencilla y económica, que puede utilizarse para fabricar cualquier circuito de microondas. La gran ventaja y la principal novedad de este método consiste en la alta flexibilidad que proporciona para realizar dispositivos de alta frecuencia en guía de onda con una gran variedad de geometrías, dimensiones y materiales de impresión 3D. Además, permite combinar las tecnologías de microondas en un solo componente.

Los resultados que se han obtenido en esta Tesis Doctoral están enmarcados en la creciente expansión e investigación de las técnicas aditivas de impresión 3D. Todos los objetivos iniciales que se establecieron al principio de la tesis se han cumplido, diseñando diferentes circuitos de alta frecuencia que han logrado realizar aportaciones significativas al avance de los métodos de fabricación aditiva en el desarrollo de dispositivos de alta frecuencia. Además, el diseño y la implementación del filtro paso banda en guía de onda, constituye un primer paso para realizar prototipos complejos de una manera rápida, económica y contribuye a crear nuevos circuitos de microondas con mejores prestaciones.

6.2 Líneas futuras

Esta Tesis Doctoral ha sido desarrollada para dar un paso adelante en la fabricación de dispositivos de microondas de una manera rápida y económica mediante la tecnología de impresión 3D. Este tema tiene múltiples líneas de investigación futuras, que pueden resumirse de la siguiente manera:

1. **Guías de onda vacías mediante técnicas de impresión 3D.** Una primera línea futura que se puede realizar a corto plazo sería la implementación de dispositivos de microondas en guía de onda vacía, donde las pérdidas ocasionadas por el dieléctrico se reducirían. Por ejemplo, se podría realizar el filtro paso banda diseñado en el capítulo 5 para disminuir sus pérdidas, tal y como se observa en la figura 6.1, o diseñar otro tipo de estructuras.

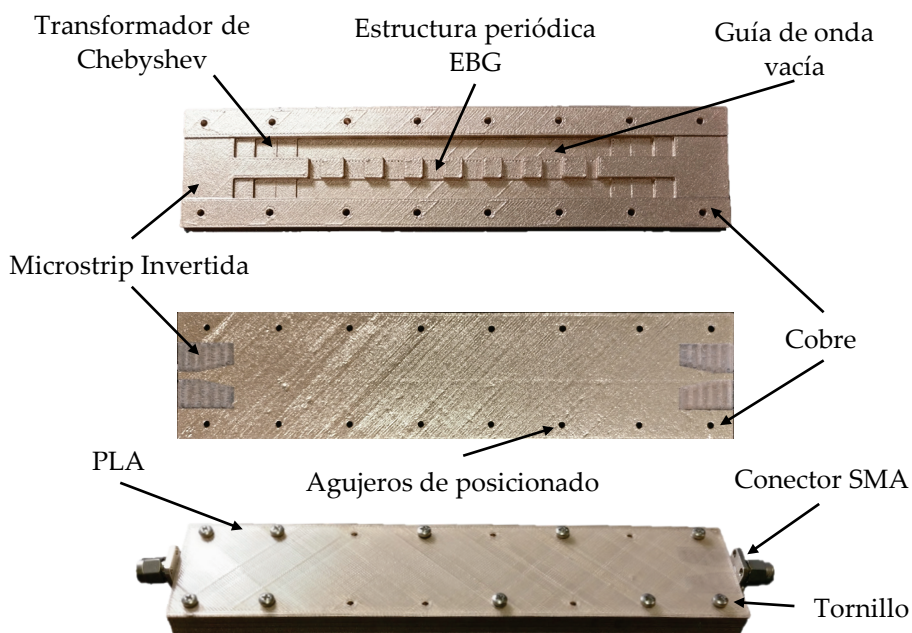


Figura 6.1 Filtro paso banda en guía de onda vacía mediante estructuras periódicas EBG con la incorporación de la tecnología microstrip invertida.

2. **Implementación de circuitos de microondas en tecnología microstrip invertida mediante técnicas aditivas.** El segundo paso que se puede realizar también a corto plazo es la implementación de dispositivos de microondas mediante esta tecnología, para conseguir reducir las pérdidas producidas por

el dieléctrico. Por ejemplo, se podría unir esta tecnología con la guía de onda vacía para implementar el filtro paso banda del capítulo 5 tal y como se muestra en la figura 6.1, o realizar diferentes circuitos de microondas en esta tecnología.

3. **Fabricación de circuitos de microondas utilizando diferentes materiales.** Uno de los trabajos futuros que se puede desarrollar, sería la combinación de materiales con distintas características dieléctricas en un mismo dispositivo, para conseguir aumentar las prestaciones de los circuitos de microondas. Por ejemplo, en los filtros multicapa, se podría modificar la constante dieléctrica de una de las capas de la estructura, tal y como se describe en el capítulo 4, con el fin de mejorar las propiedades de los filtros paso banda.

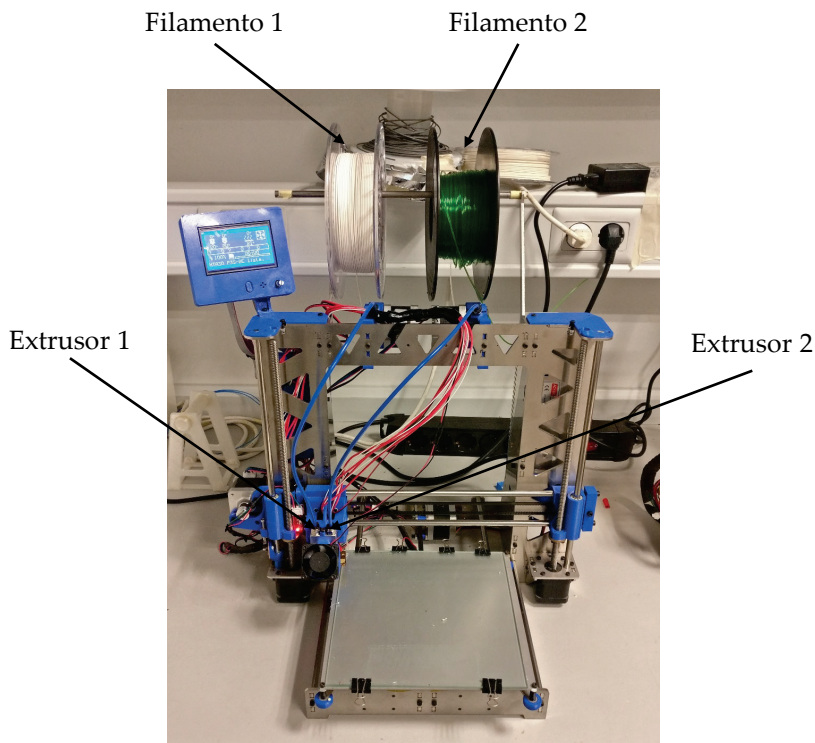


Figura 6.2 Puesta en marcha de una impresora 3D de bajo coste con dos extrusores.

4. **Puesta en marcha de una impresora 3D de doble extrusor para fabricar dispositivos de microondas con dos filamentos en un mismo proceso de impresión.** Otro de los trabajos futuros que se puede realizar a largo plazo, podría ser la combinación de dos filamentos con diferente constante dieléctrica en un mismo proceso de impresión 3D como se muestra en la figura 6.2, de tal manera que se puedan crear circuitos de alta frecuencia mucho más complejos y con mejores características. En particular, se podrían implementar estructuras EBG con diferentes materiales o utilizar materiales conductores para desarrollar el circuito de microondas en un solo proceso [12], [13], [14].

5. **Dispositivos de microondas flexibles mediante técnicas de impresión 3D.** Otra de las investigaciones que se puede realizar en el futuro, es la caracterización de nuevos materiales de impresión 3D que puedan utilizarse para implementar circuitos de microondas flexibles. Por ejemplo, existen filamentos flexibles que se utilizan para modificar la respuesta en frecuencia de los dispositivos de microondas, como antenas o sensores de microondas [15], [16].

6. **Utilizar otras tecnologías de impresión 3D para implementar circuitos de microondas.** Otro aspecto que se puede estudiar en el futuro, es la utilización de otras tecnologías de impresión 3D para aumentar la complejidad de los dispositivos de microondas. En particular, existe otra técnica de fabricación aditiva como la SLA, que utiliza resinas fotosensibles a la luz ultravioleta y permitiría crear circuitos de microondas mucho

más complejos, tales como cavidades internas en una misma impresión [17], [18].

7. **Fabricación de sensores de microondas de bajo coste empleando técnicas de impresión 3D.** Una línea de investigación a largo plazo, sería la implementación de diferentes sensores de microondas mediante la tecnología de impresión 3D, para medir las propiedades de sustancias químicas o variables biológicas, que utilizando los métodos de mecanizado tradicionales son difíciles de conseguir y muy costosas. Por ejemplo, ya hay algunos estudios recientes donde se utiliza esta metodología con el fin de realizar sensores de microondas [19], [20], [21].

Al final de todas las líneas futuras que se han podido extraer de esta Tesis Doctoral, es posible concluir que las técnicas aditivas de impresión 3D combinadas con la implementación de dispositivos de microondas, tienen un gran potencial e interés en diferentes aplicaciones de la electrónica de alta frecuencia.

6.3 Referencias

[1] C. Barnatt, *3D Printing: The Next Industrial Revolutions*, California, USA, CreateSpace Independent Publishing Platform, 2013.

[2] D. Cadman, S. Zhang and Y. Vardaxoglou, " The Role of Additive Manufacturing in the Era of Industry 4.0," in *Procedia Manufacturing*, vol. 11, pp. 545-554, September 2017.

[3] L. M. Galantucci, M.G. Guerra, M. Dassisti, F. Lavecchia, " Additive Manufacturing: New Trends in the 4th Industrial Revolution," in *4th International Conference on the Industry 4.0 Model for Advanced Manufacturing (AMP)*, Belgrade, Serbia, pp. 296-299, June 2019.

[4] *3d printing experts predict the future of 3d printing*, [Online]. Disponible: <https://3dprintingindustry.com/news/100-3d-printing-experts-predict-the-future-of-3d-printing-in-2030-167623/>, [Acceso el 2 Noviembre 2020].

[5] B. D. Wiltshire and M. H. Zarifi, "3-D Printing Microfluidic Channels With Embedded Planar Microwave Resonators for RFID and Liquid Detection," in *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 29, no. 1, pp. 65-67, January 2019.

[6] M. A. Belen, P. Mahouti, "Design of nonuniform substrate dielectric lens antennas using 3D printing technology," in *Microwave Optical and Technology Letters*, vol. 62 pp. 756-762, October 2019.

- [7] J. Shen and D. S. Ricketts, "3D Printing of Complex, High-Performance Millimeter-Wave Components," in *IEEE Radio and Wireless Symposium (RWS)*, San Antonio, USA, pp. 27-30, January 2020.
- [8] S. Shin et al., "Fully 3-D Printed Tunable Microwave Subsystem," in *IEEE MTT-S International Microwave Workshop Series on Advanced Materials and Processes for RF and THz Applications (IMWS-AMP)*, Bochum, Germany, 2019, pp. 43-45, July 2019.
- [9] H. García-Martínez, E. Ávila-Navarro, G. Torregrosa-Penalva, A. Rodríguez-Martínez, C. Blanco-Angulo, and M. A. de la Casa-Lillo., "Low-Cost Additive Manufacturing Techniques Applied to the Design of Planar Microwave Circuits by Fused Deposition Modeling," in *Polymers*, vol. 12, no. 9, pp. 1946, August 2020.
- [10] H. García-Martínez, E. Ávila-Navarro, G. Torregrosa-Penalva, E. Bronchalo, C. Blanco-Angulo, and M. Bozzi, "Multilayered additive-manufactured half-wavelength coupled line filters," in *AEU - International Journal of Electronics and Communications*, vol. 123, no. 153320, June 2020.
- [11] H. García-Martínez, E. Ávila-Navarro, G. Torregrosa-Penalva, N. Delmonte, L. Silvestri, S. Marconi, G. Alaimo, F. Auricchio, and M. Bozzi, "Design and Fabrication of a Band-Pass Filter With EBG Single-Ridge Waveguide Using Additive Manufacturing Techniques," in *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 68, no. 10, pp. 4361–4368, October 2020.

- [12] S. Roy, M. B. Qureshi, S. Asif and B. D. Braaten, "A model for 3D-printed microstrip transmission lines using conductive electrified filament," in *IEEE International Symposium on Antennas and Propagation and USNC/URSI National Radio Science Meeting*, San Diego, USA, July 2017.
- [13] O. Yurduseven et al., "Computational microwave imaging using 3D printed conductive polymer frequency-diverse metasurface antennas," in *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, vol. 11, no. 14, pp. 1962-1969, October 2017.
- [14] A. C. Tasolamprou, D. Mentzaki, Z. Viskadourakis, E.N Economou, M. Kafesaki, G. Kenanakis, "Flexible 3D Printed Conductive Metamaterial Units for Electromagnetic Applications in Microwaves," in *Materials*, vol. 13, no. 3879, September 2020.
- [15] L. Catarinucci, F. P. Chietera and R. Colella, "Permittivity-Customizable Ceramic-Doped Silicone Substrates Shaped With 3-D-Printed Molds to Design Flexible and Conformal Antennas," in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 68, no. 6, pp. 4967-4972, June 2020.
- [16] M. Ramadan and R. Dahle, "A flexible 2.4 GHz microstrip patch antenna using a 3-D printed tile array design," in *IEEE MTT-S International Microwave Workshop Series on Advanced Materials and Processes for RF and THz Applications (IMWS-AMP)*, Pavia, Italy, pp. 1-3, September 2017.

- [17] R. Colella, F. P. Chietera, and L. Catarinucci, "Digital Light Processing as One of the Promising 3D-Printing Technologies in Electromagnetics: Application on RFID," in *International Conference on Smart and Sustainable Technologies (SpliTech)*, Split, Croatia, pp. 1-4, September 2020.
- [18] K. Lomakin, M. Sippel, K. Helmreich and G. Gold, "Design and Analysis of 3D Printed Slotted Waveguides for D-Band using Stereolithographic and Electroless Silver Plating," in *IEEE/MTT-S International Microwave Symposium (IMS)*, Los Angeles, USA, 2020, pp. 177-180, August 2020.
- [19] A. M. Mohammed, Y. Wang, M. J. Lancaster, "3D printed coaxial microwave resonator sensor for dielectric measurements of liquid," in *Microwave Optical Technology Letter*, pp. 1– 6, September 2020.
- [20] J. Sorocki, I. Piekarz, K. Wincza, S. Gruszczynski and J. Papapolymerou, "Broadband Microwave Microfluidic Coupled-Line Sensor With 3-D-Printed Channel for Industrial Applications," in *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 68, no. 7, pp. 2808-2822, July 2020.
- [21] M. A. Rafi, B. D. Wiltshire and M. H. Zarifi, "Wideband Tunable Modified Split Ring Resonator Structure Using Liquid Metal and 3-D Printing," in *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 30, no. 5, pp. 469-472, May 2020.

Chapter 6

*"The strongest trees are rooted
in the dark places of the earth."*

George R.R Martin, *A Song
of Ice and Fire*

Conclusions and future works

6.1 Conclusions

In the last few years, additive manufacturing has made great strides in offering end-users solutions to create prototypes of all kinds of objects. Additive manufacturing technologies are easier to use and faster than conventional machining methods. Both researchers and several industrial sectors have defined 3D printing as the new industrial revolution of the 21st century [1], [2], [3], [4]. The era of personal fabrication has begun, in which any object can be made using a low-cost 3D printer. In particular, additive techniques are proving to be of great interest in the implementation of microwave devices [5], [6], [7], [8], and it is in this area that my doctoral thesis has contributed. The main focus of the thesis is the development of microwave circuits in various technologies and applications, through the use of 3D printing methods.

The main achievements [9], [10], [11] that have been reached in this doctoral thesis can be summarized in three points, as presented below:

1. Novel microwave circuits designs have been developed in various technologies using 3D printing techniques. The proposed prototypes present two great benefits compared to high-frequency devices produced using a conventional manufacturing process. The first advantage is that, because the material can be selected to be heterogeneous in different regions of the structure, one can control the characteristics of the filament, depending on the application you want to implement. The second benefit is the ability to create microwave circuits quickly and with complex geometries. In addition, although the performance of the manufactured circuits does not match the results obtained by specialized companies, the low cost and rapid creation of prototypes, together with the improvement in performance and the appearance of new 3D printing filaments, represent a very significant step for the future competitive implementation of this type of device.
2. A new methodology for the manufacture and metallization of microwave devices in planar technology is presented. In particular, the developed method can be applied to any planar microwave circuit. The great potential of this technique is that it allows for faster high-frequency circuits, with better characteristics than the traditional and more complex ones. This leads to satisfactory results, such as stepped impedance low-pass filters or band-pass filters in a multilayer structure that have been developed in this doctoral thesis.

3. A new metallization technique has been proposed in order to develop and implement microwave devices in waveguide technology, in a fast, simple and inexpensive way. It can be used to manufacture any microwave circuit. The aspect of the new method that is novel is the high flexibility it provides in producing high-frequency waveguide devices with a wide variety of 3D printing geometries, dimensions and materials. In addition, it allows microwave technologies to be combined in a single component.

The results obtained in this doctoral thesis are framed within the growing expansion and research of additive 3D printing techniques. All the initial objectives set out at the beginning of the thesis have been achieved. Various high-frequency circuits have been designed, which have made significant contributions to the advancement of additive manufacturing methods in the development of high-frequency devices. In addition, the design and implementation of the waveguide band-pass filter is a first step in producing complex prototypes in a fast, economical way. Also, it contributes to creating new microwave circuits with improved performance.

6.2 Future works

This doctoral thesis has been developed to take a step forward in the manufacture of microwave devices in a fast and economical way through 3D printing technology. There are multiple directions for this topic in future research, which can be summarized as follows:

1. **Empty waveguides using 3D printing techniques.** The first possible future direction in the short term would be the implementation of microwave devices in an empty waveguide, where the losses caused by the dielectric would be reduced. For

example, the band-pass filter designed in Chapter 5 could be made to reduce its losses, as shown in figure 6.1, or other types of structures could be designed.

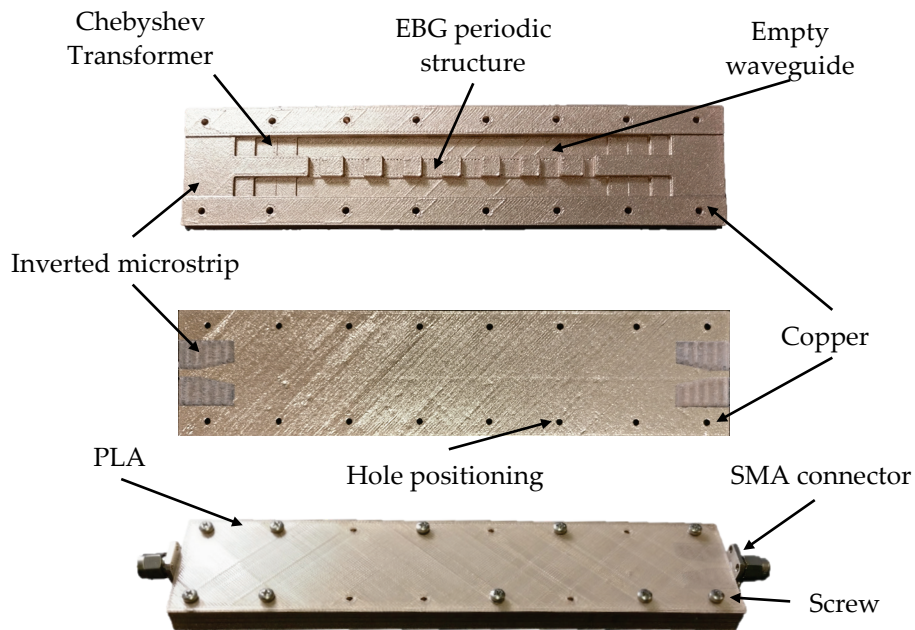


Figure 6.1 Bandpass filter in empty waveguide using periodic EBG structures with the incorporation of inverted microstrip technology.

2. **Implementation of microwave circuits in inverted microstrip technology using additive techniques.** The second step that could be taken in the short term is the implementation of microwave devices using this technology, in order to reduce the losses produced by the dielectric. For example, this technology could be combined with the empty waveguide to implement the band-pass filter designed in Chapter 5, as shown in figure 6.1, or make various different microwave circuits in this technology.
3. **Manufacture of microwave circuits using various materials.** One of the future projects that could be developed would be the

combination of materials with various dielectric characteristics in the same device, in order to increase the performance of microwave circuits. For example, in multilayer filters, the dielectric constant of one of the layers of the structure could be modified, as described in Chapter 4, in order to improve the properties of band-pass filters.

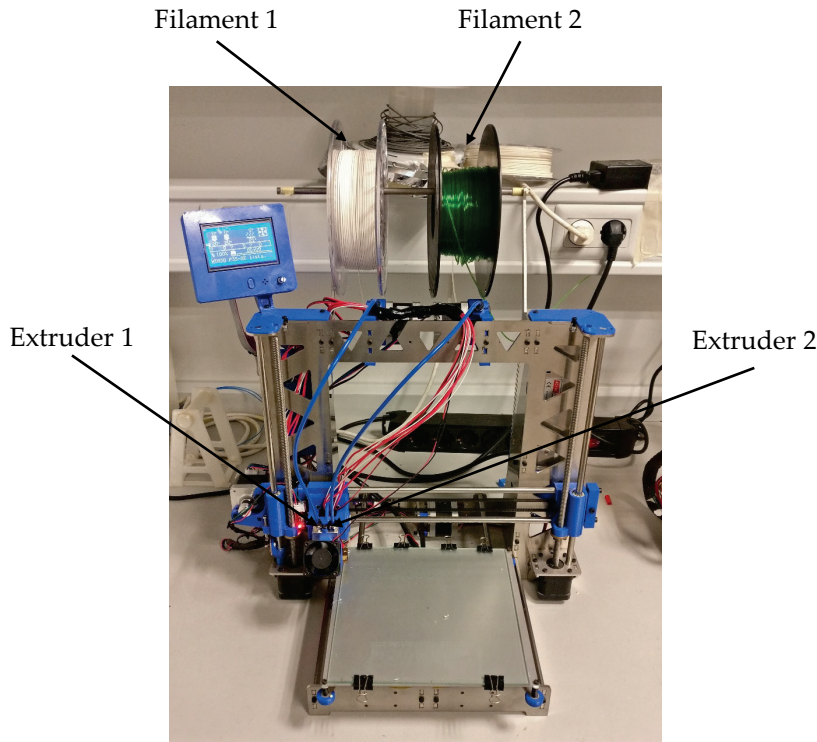


Figure 6.2 Implementation of a low-cost 3D printer with two extruders.

- 4. Launch a double extruder 3D printer to manufacture microwave devices with two filaments in the same printing process.** Another future project, for the longer term, could be the combination of two filaments with different dielectric constants in the same 3D printing process, as shown in figure 6.2, in such a way that high frequency circuits can be created to be much more complex and with better features. In particular,

EBG structures could be implemented with various different materials or using conductive materials, to develop the microwave circuit in a single process [12], [13], [14].

5. **Flexible microwave devices using 3D printing techniques.**

Another research project that could be carried out in the future is the characterization of new 3D printing materials that can be used to implement flexible microwave circuits. For example, there are flexible filaments that can be stretched and compressed to allow the frequency response of microwave devices, such as antennas or microwave sensors [15], [16].

6. **The use of other 3D printing technologies to implement microwave circuits.**

Another aspect that can be studied in the future is the use of other 3D printing technologies to increase the complexity of microwave devices. In particular, there is another additive manufacturing technique – SLA, which uses resins that are photosensitive to ultraviolet light; it would allow the creation of much more complex microwave circuits, such as internal cavities in the same impression [17], [18].

7. **Manufacture of low-cost microwave sensors using 3D printing techniques.**

A long-term research direction would be the implementation of different microwave sensors using 3D printing technology, to measure the properties of chemical substances or biological variables. Using traditional machining methods this is difficult to achieve and very expensive. For example, there are already some recent studies where this methodology is used in order to make microwave sensors [19], [20], [21].

After presenting all the possible future directions, based on the results of this doctoral thesis, it can be concluded that additive 3D printing techniques – combined with the implementation of microwave devices – have great potential and interest in several different high-frequency electronics applications.

6.3 References

- [1] C. Barnatt, *3D Printing: The Next Industrial Revolutions*, California, USA, CreateSpace Independent Publishing Platform, 2013.
- [2] D. Cadman, S. Zhang and Y. Vardaxoglou, " The Role of Additive Manufacturing in the Era of Industry 4.0," in *Procedia Manufacturing*, vol. 11, pp. 545-554, September 2017.
- [3] L. M. Galantucci, M.G. Guerra, M. Dassisti, F. Lavecchia, " Additive Manufacturing: New Trends in the 4th Industrial Revolution," in *4th International Conference on the Industry 4.0 Model for Advanced Manufacturing (AMP)*, Belgrade, Serbia, pp. 296-299, June 2019.
- [4] *3d printing experts predict the future of 3d printing*, [Online]. Disponible: <https://3dprintingindustry.com/news/100-3d-printing-experts-predict-the-future-of-3d-printing-in-2030-167623/>, [Access 2 November 2020].
- [5] B. D. Wiltshire and M. H. Zarifi, "3-D Printing Microfluidic Channels With Embedded Planar Microwave Resonators for RFID and Liquid Detection," in *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 29, no. 1, pp. 65-67, January 2019.
- [6] M. A. Belen, P. Mahouti, "Design of nonuniform substrate dielectric lens antennas using 3D printing technology," in *Microwave Optical and Technology Letters*, vol. 62 pp. 756-762, October 2019.

- [7] J. Shen and D. S. Ricketts, "3D Printing of Complex, High-Performance Millimeter-Wave Components," in *IEEE Radio and Wireless Symposium (RWS)*, San Antonio, USA, pp. 27-30, January 2020.
- [8] S. Shin et al., "Fully 3-D Printed Tunable Microwave Subsystem," in *IEEE MTT-S International Microwave Workshop Series on Advanced Materials and Processes for RF and THz Applications (IMWS-AMP)*, Bochum, Germany, 2019, pp. 43-45, July 2019.
- [9] H. García-Martínez, E. Ávila-Navarro, G. Torregrosa-Penalva, A. Rodríguez-Martínez, C. Blanco-Angulo, and M. A. de la Casa-Lillo., "Low-Cost Additive Manufacturing Techniques Applied to the Design of Planar Microwave Circuits by Fused Deposition Modeling," in *Polymers*, vol. 12, no. 9, pp. 1946, August 2020.
- [10] H. García-Martínez, E. Ávila-Navarro, G. Torregrosa-Penalva, E. Bronchalo, C. Blanco-Angulo, and M. Bozzi, "Multilayered additive-manufactured half-wavelength coupled line filters," in *AEU - International Journal of Electronics and Communications*, vol. 123, no. 153320, June 2020.
- [11] H. García-Martínez, E. Ávila-Navarro, G. Torregrosa-Penalva, N. Delmonte, L. Silvestri, S. Marconi, G. Alaimo, F. Auricchio, and M. Bozzi, "Design and Fabrication of a Band-Pass Filter With EBG Single-Ridge Waveguide Using Additive Manufacturing Techniques," in *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 68, no. 10, pp. 4361–4368, October 2020.

- [12] S. Roy, M. B. Qureshi, S. Asif and B. D. Braaten, "A model for 3D-printed microstrip transmission lines using conductive electrifi filament," in *IEEE International Symposium on Antennas and Propagation and USNC/URSI National Radio Science Meeting*, San Diego, USA, July 2017.
- [13] O. Yurduseven et al., "Computational microwave imaging using 3D printed conductive polymer frequency-diverse metasurface antennas," in *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, vol. 11, no. 14, pp. 1962-1969, October 2017.
- [14] A. C. Tasolamprou, D. Mentzaki, Z. Viskadourakis,; E.N Economou, M. Kafesaki, G. Kenanakis, "Flexible 3D Printed Conductive Metamaterial Units for Electromagnetic Applications in Microwaves," in *Materials*, vol. 13, no. 3879, September 2020.
- [15] L. Catarinucci, F. P. Chietera and R. Colella, "Permittivity-Customizable Ceramic-Doped Silicone Substrates Shaped With 3-D-Printed Molds to Design Flexible and Conformal Antennas," in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 68, no. 6, pp. 4967-4972, June 2020.
- [16] M. Ramadan and R. Dahle, "A flexible 2.4 GHz microstrip patch antenna using a 3-D printed tile array design," in *IEEE MTT-S International Microwave Workshop Series on Advanced Materials and Processes for RF and THz Applications (IMWS-AMP)*, Pavia, Italy, pp. 1-3, September 2017.

- [17] R. Colella, F. P. Chietera, and L. Catarinucci, "Digital Light Processing as One of the Promising 3D-Printing Technologies in Electromagnetics: Application on RFID," in *5th International Conference on Smart and Sustainable Technologies (SpliTech)*, Split, Croatia, pp. 1-4, September 2020.
- [18] K. Lomakin, M. Sippel, K. Helmreich and G. Gold, "Design and Analysis of 3D Printed Slotted Waveguides for D-Band using Stereolithographic and Electroless Silver Plating," in *IEEE/MTT-S International Microwave Symposium (IMS)*, Los Angeles, USA, 2020, pp. 177-180, August 2020.
- [19] A. M. Mohammed, Y. Wang, M. J. Lancaster, "3D printed coaxial microwave resonator sensor for dielectric measurements of liquid," in *Microwave Optical Technology Letter*, pp. 1– 6, September 2020.
- [20] J. Sorocki, I. Piekarz, K. Wincza, S. Gruszczynski and J. Papapolymerou, "Broadband Microwave Microfluidic Coupled-Line Sensor With 3-D-Printed Channel for Industrial Applications," in *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 68, no. 7, pp. 2808-2822, July 2020.
- [21] M. A. Rafi, B. D. Wiltshire and M. H. Zarifi, "Wideband Tunable Modified Split Ring Resonator Structure Using Liquid Metal and 3-D Printing," in *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 30, no. 5, pp. 469-472, May 2020.

ANEXO

Publicaciones y contribuciones

A. Publicaciones en el Journal Citation Report (JCR)

Las próximas secciones muestran las publicaciones realizadas en las revistas incluidas en el Journal Citation Reports de los resultados obtenidos durante la realización de esta Tesis Doctoral. Estas publicaciones se enumeran a continuación:

A.1 Artículo en la revista IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques

H. García-Martínez, E. Ávila-Navarro, G. Torregrosa-Penalva, N. Delmonte, L. Silvestri, S. Marconi, G. Alaimo, F. Auricchio, and M. Bozzi, "Design and Fabrication of a Band-Pass Filter With EBG Single-Ridge Waveguide Using Additive Manufacturing Techniques," in *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 68, no. 10, pp. 4361–4368, October 2020.

A.2 Artículo en la revista *Polymers*

H. García-Martínez, E. Ávila-Navarro, G. Torregrosa-Penalva, A. Rodríguez-Martínez, C. Blanco-Angulo, and M. A. de la Casa-Lillo., "Low-Cost Additive Manufacturing Techniques Applied to the Design of Planar Microwave Circuits by Fused Deposition Modeling," in *Polymers*, vol. 12, no. 9, pp. 1946, August 2020.

A.3 Artículo en la revista *AEU - International Journal of Electronics and Communications*

H. García-Martínez, E. Ávila-Navarro, G. Torregrosa-Penalva, E. Bronchalo, C. Blanco-Angulo, and M. Bozzi, "Multilayered additive-manufactured half-wavelength coupled line filters," in *AEU - International Journal of Electronics and Communications*, vol. 123, no. 153320, June 2020.

A.4 Artículo en la revista *Elektronika Ir Elektrotehnika*

H. García-Martínez, E. Ávila-Navarro, A. Rodríguez-Martínez, M. A. de la Casa-Lillo, and G. Torregrosa-Penalva, "Multilayered additive-manufactured half-wavelength coupled line filters," in *Elektronika Ir Elektrotehnika*, vol. 125, no. 2, pp. 36-39, April 2019.

A.1 Artículo en la revista IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques

4361

Design and Fabrication of a Band-Pass Filter With EBG Single-Ridge Waveguide Using Additive Manufacturing Techniques

Héctor García-Martínez¹, Ernesto Ávila-Navarro¹, Germán Torregrosa-Penalva², *Member, IEEE*, Nicolò Delmonte³, *Student Member, IEEE*, Lorenzo Silvestri, *Member, IEEE*, Stefania Marconi, Gianluca Alaïmo, Ferdinando Auricchio, and Maurizio Bozzi⁴, *Fellow, IEEE*

Abstract—A novel band-pass filter topology in waveguide technology is presented in this work. The proposed filter design is based on a periodic structure that uses modified sections of a single-ridge waveguide (SRW) as the unit cell to produce the desired frequency response. Two-step height profiles are included in the central part of the SRW, which provide useful parameters to yield a simple design method to achieve the required filtering characteristics. The suggested topology and design process are used to achieve band-pass filter responses with different fractional bandwidth and rejection characteristics. A 54% fractional bandwidth band-pass filter centered at 5.4 GHz is implemented using low cost 3-D additive manufacturing techniques, which allow fast prototyping and the fabrication of complex geometries. Experimental measurements are in agreement with the expected simulated response of the designed band-pass filter.

Index Terms—3-D printing, additive manufacturing, bandgap, microwave filter, single-ridge waveguide (SRW).

I. INTRODUCTION

ADDITIVE manufacturing techniques and 3-D printers are currently arousing great interest in a wide variety of fields such as medicine and science and technology [1]. Nowadays, commercial 3-D printers combine low cost with high precision, allowing a large number of degrees of freedom

Héctor García-Martínez and Ernesto Ávila-Navarro are with the Department of Materials Science, Optical and Electronic Technology, University Miguel Hernández of Elche, 03202 Elche, Spain (e-mail: mhector@umh.es; eavila@umh.es).

Germán Torregrosa-Penalva is with the Communication Engineering Department, University Miguel Hernández of Elche, 03202 Elche, Spain (e-mail: gtorregrosa@umh.es).

Nicolò Delmonte, Lorenzo Silvestri, and Maurizio Bozzi, are with the Department of Electrical, Computer, and Biomedical Engineering, University of Pavia, 27100 Pavia, Italy (e-mail: nicolo.delmonte01@universitadipavia.it; lorenzo.silvestri01@universitadipavia.it; maurizio.bozzi@unipv.it).

Stefania Marconi, Gianluca Alaïmo, and Ferdinando Auricchio are with the Department of Civil Engineering and Architecture, University of Pavia, 27100 Pavia, Italy (e-mail: stefaniamarconi@unipv.it; gianluca.alaimo01@universitadipavia.it; auricchio@unipv.it).

for the end user. One of the most interesting features of 3-D printing is the suitability to perform devices with complex geometries [2], [3], which are not feasible with current milling machines, based on subtractive material technologies. Due to these characteristics, 3-D printing techniques are being widely used in recent years to develop microwave devices in different technologies such as waveguide technology, substrate integrated waveguide (SIW), and planar circuits [4]–[8].

On the other hand, periodic structures show very attractive properties in the frequency domain associated with their electromagnetic bandgap (EBG) characteristics, such as greater out-of-band rejection and reduced size, which makes them possible candidates for being used in filtering applications at microwave and millimeter-wave frequencies [9]. Recently, a new filter topology in rectangular waveguide technology has been introduced [10], where variations in the height of the rectangular waveguide allow to modify the impedance of the waveguide, thus creating sections with different wave impedance values. Similar developments of this kind of filters have been reported in [11]–[13], adding flexibility to the design and extending this concept to SIW structures.

In this work, a new band-pass filter topology is presented, where single-ridge waveguide (SRW) technology is used, following a similar concept as in [10], to implement periodic structures and achieve EBG characteristics. The SRW technology is used to move the cutoff frequency of the second mode of the waveguide to higher frequencies [14]–[16], so that wider single-mode bandwidths are obtained allowing the design of wider fractional bandwidth band-pass filters. This is accomplished by adding impedance variations in the central section in the direction of propagation of the SRW waveguide. The implementation of the proposed filter topology is not evident making use of conventional fabrication techniques, which is why, in our work, this implementation is done by means of 3-D additive manufacturing techniques.

This article is organized as follows. In Section II, the electromagnetic analysis of the SRW waveguide is carried out through the dispersion diagram of the Floquet modes of the infinite periodic structure, providing the allowed and prohibited frequency bands of the structure for different design parameters. Section III is first dedicated to the study of the finite EBG waveguide. In this section, two filter designs with

4362

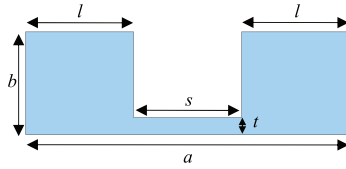


Fig. 1. Cross section of the SRW with design parameters.

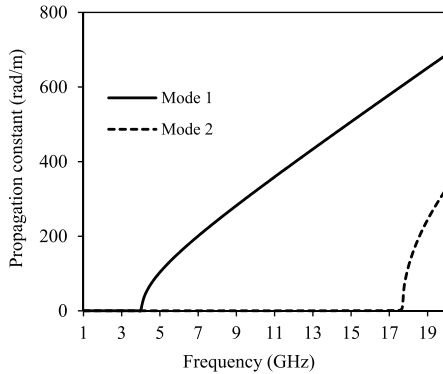


Fig. 2. Simulated propagation constants of the first two modes in the SRW.

different fractional bandwidths are presented, and finally one of them is fabricated. Section IV describes the manufacturing and measurement process of the implemented filter, and some final conclusions of this work are given in Section V.

II. STUDY OF THE UNIT CELL

Periodic waveguides are a particular case of EBG structures, which have a unidimensional periodic pattern in the direction of the signal propagation [9]. Then, it is possible to obtain bandgap frequencies where the signal cannot propagate. In this section, an SRW structure as a periodic unit cell is studied. The unit cell includes in the middle of the waveguide a step to achieve a prohibited bandgap for the fundamental mode.

It is well-known that a periodic waveguide structure presents pass bands and rejection bands in the frequency domain associated with the dispersion of the Floquet modes [17], [18], which are the solutions of Maxwell's equations in this type of periodic structure. The frequency bands in which at least one Floquet mode is propagated provide the different pass bands of the periodic structure. On the contrary, the rejection bands are characterized by the absence of propagation of the Floquet modes. Therefore, to characterize the behavior of the periodic structure in a given frequency range, the dispersion or Brillouin diagram of the different Floquet modes in the periodic structure must be calculated. This can be achieved in different ways, depending on the dimensions of the waveguide under study. In this work, the eigenmode solver of the commercial electromagnetic software Ansys HFSS [19], [20] has been used.

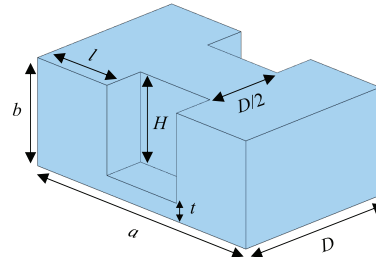


Fig. 3. EBG SRW unit cell.

A. Design and Simulation of the SRW

To design the SRW shown in Fig. 1, a cutoff frequency of $f_1 = 4$ GHz has been selected [14], [21]. The optimized final dimensions of the SRW are $a = 10$ mm, $b = 3.78$ mm, $t = 0.63$ mm, and $l = s = 3.33$ mm. The material used to implement the waveguide is a low-cost 3-D printing filament of natural polylactic acid (PLA) with a diameter of 1.75 mm, and its measured characteristics are as follows: relative dielectric permittivity constant $\epsilon_r = 2.8$ and loss tangent $\tan \delta = 0.02$, [10], [22]. The metallic layers are implemented using copper. Fig. 2 shows the propagation constant for the first two modes of the designed SRW. The respective cutoff frequencies are $f_1 = 4$ GHz and $f_2 = 17.5$ GHz, leading to a single-mode bandwidth factor of $B = 3$, where B is defined in [17] as

$$B = \frac{f_2 - f_1}{f_1}. \quad (1)$$

B. Analysis of the Unit Cell in the Periodic Structure

Hereafter, a unit periodic cell of the previously designed SRW is studied, including in the central waveguide part a two-step section as shown in Fig. 3. The propagation constants of the modes in the structure are modified by the inclusion of this step, depending not only on the SRW design parameters but also on the step dimensions. To maintain a cutoff frequency of $f_1 = 4$ GHz for the first mode, the dimensions transversal to the direction of propagation are recalculated using the electromagnetic software HFSS increased by a factor of 1.16.

The period of the unit cell can be determined as in [9] and [10] by

$$D = \frac{\lambda_g}{4} \quad (2)$$

where λ_g is the guided wavelength at the central frequency of the bandgap. In this case, the bandgap has been selected at a central frequency of 7 GHz to act directly on the fundamental mode.

The final dimensions of the designed unit cell are as follows: $a = 11.65$ mm, $b = 3.78$ mm, $t = 0.63$ mm, $l = s = 3.88$ mm, $H = 3.15$ mm, and $D = 15$ mm. Fig. 4 shows the dispersion diagram of the first five Floquet modes of the structure. Their cutoff frequencies are $f_1 = 4$ GHz,

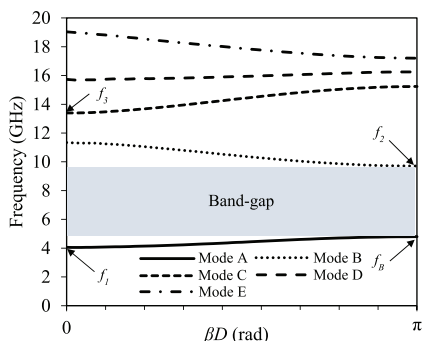


Fig. 4. Dispersion diagram of the periodic structure.

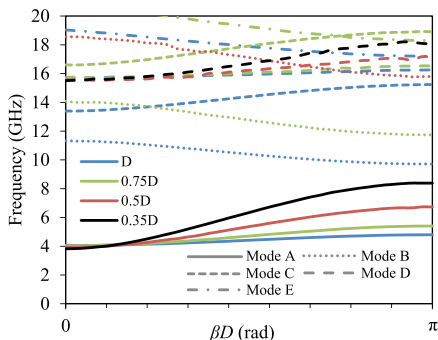


Fig. 5. Dispersion diagram of the EBG SRW for a step height H and different period lengths of the unit cell.

$f_2 = 9.8$ GHz, and $f_3 = 13.8$ GHz, while the designed bandgap is as desired centered around 7 GHz, which yields $B = 1.42$. A passband bandwidth is defined between the cutoff frequency of the fundamental mode f_1 and the lowest frequency of the band-gap f_B , which allows to calculate a fractional passband bandwidth of $\Delta = 17.8\%$ using

$$\Delta = \frac{f_B - f_1}{\sqrt{(f_B \cdot f_1)}} \quad (3)$$

C. Study of the Design Parameters in the Periodic Structure

The modification of the length D in the unit cell has a direct impact on the behavior of the waveguide dispersion diagram, in terms of the different modes' cutoff frequency, on one hand, and in terms of the single-mode bandwidth and prohibited bandgap position, on the other. Fig. 5 shows the dispersion diagram of the Floquet modes for different period lengths of the unit cell. As can be seen, for a step height equal to H , the fractional bandwidth Δ increases significantly by reducing the period D . This is due to the fact that by reducing D , the bandgap moves toward higher frequencies.

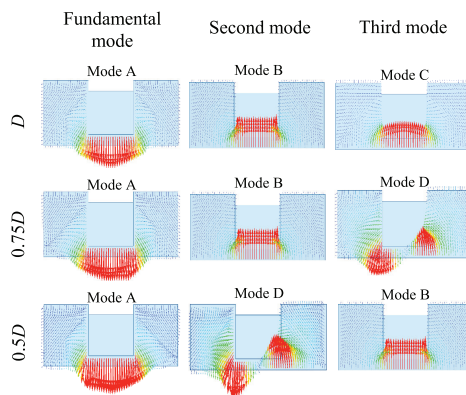


Fig. 6. Electric field distribution of the first three Floquet modes for a step height H and different period lengths of the unit cell.

TABLE I
CUTOFF FREQUENCIES OF THE FIRST TWO MODES AND BANDWIDTHS FOR A STEP HEIGHT H AND DIFFERENT PERIOD VALUES

Period length	f_1 (GHz)	f_B (GHz)	f_2 (GHz)	Δ (%)	B
D	4	4.78	9.69	17.8	1.42
$0.75D$	4	5.43	11.7	30.7	1.93
$0.5D$	4	6.8	15.6	54	2.9
$0.35D$	4	8.43	15.6	76.3	2.9

It can also be noted in Fig. 5 that the rejection bandwidth increases significantly as the parameter D is reduced, obtaining the maximum rejection bandwidth for $\sim 0.5D$. This is due to the fact that the first upper Floquet mode propagates at higher frequencies when the period is $0.5D$. Fig. 6 shows the electric field distribution in the central cross section of the unit cell corresponding to the first three Floquet modes for different unit cell lengths. It can be seen that the unit cell modes B and C change positions depending on the unit cell length, while the fundamental mode remains the same.

As a summary, Table I collects the cutoff frequencies of the different Floquet modes and the passband and rejection-band bandwidths for different periods of the unit cell.

On the other hand, the modification of the central section step height H also impacts directly on the Floquet modes in the structure in terms of the passband and rejection-band bandwidths. Fig. 7 shows the dispersion diagram for different values of H . It is worth mentioning that for a period $0.5D$, the passband bandwidth increases as H gets smaller.

This behavior was already explained in [10] where it was shown that when increasing the step section height in a rectangular waveguide periodic structure, the passband bandwidth increases due to a lower mode impedance contrast within the periodic cell. With regard to the rejection bandwidth (prohibited bandgap bandwidth), it gets wider as H increases. Table II shows the cutoff frequencies of the different Floquet

4364

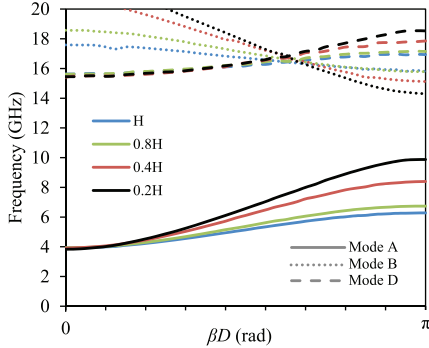


Fig. 7. Dispersion diagram of the EBG SRW for $0.5D$ and different step heights in the unit cell.

TABLE II
CUTOFF FREQUENCIES OF THE FIRST TWO MODES AND BANDWIDTHS FOR A PERIOD $0.5D$ AND DIFFERENT STEP HEIGHTS

Step height	f_1 (GHz)	f_b (GHz)	f_2 (GHz)	Δ (%)	B
H	4	6.28	15.6	45.5	2.9
0.8H	4	6.8	15.6	54	2.9
0.4H	4	8.4	15.1	75.9	2.8
0.2H	4	9.88	14.3	93.5	2.575

modes and the passband and rejection-band bandwidths for different step height H values in the unit cell.

III. FINITE SRW STRUCTURE DESIGN

Once the infinite periodic SRW structure has been studied and the effects of the design parameters (D and H) have been determined regarding f_1 , B , and Δ , the finite implementation of the structure is analyzed. In this section, two filter designs with different pass-band bandwidth specifications are presented.

In these designs, two main aspects have to be accounted for. On one hand, to obtain a high rejection level in the prohibited bandgap shown in Fig. 4, a large number of unit cells (periods) must be considered [9]. However, the larger the number of periods, the longer the filter implementation. On the other hand, the Bloch impedance $Z_{0\infty}$ of the ideal periodic structure [9] differs from the fundamental mode impedance of its finite implementation [23].

It is necessary to determine the fundamental mode impedance and perform the required matching solutions to have good filter return losses in the pass-band. Fig. 8 shows an eight-unit cell finite implementation of the periodic structure of Fig. 3, where no matching element is introduced.

A. Design of a Band-Pass Filter With a Fractional Bandwidth of $\Delta = 27\%$

An SRW periodic filter with eight unit cells and $\Delta = 27\%$ at a central frequency of 4.6 GHz as shown in Fig. 9 is designed.

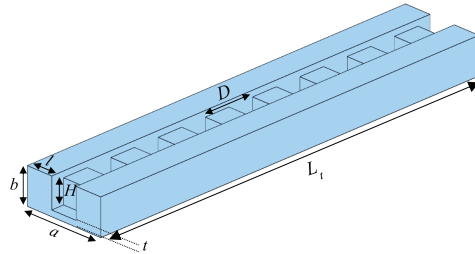


Fig. 8. Finite implementation of the EBG SRW with eight periodic cells. The dimensions indicated are as follows: $D = 7.5$ mm, $H = 2.52$ mm, $a = 11.65$ mm, $b = 3.78$ mm, $t = 0.63$ mm, $l = 3.88$ mm, and $L_t = 60$ mm.

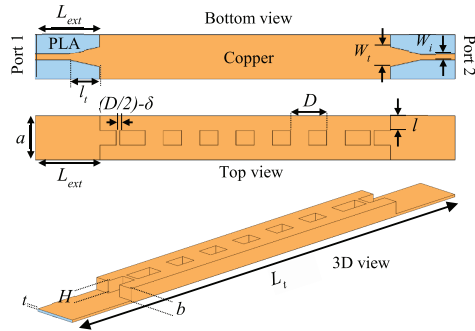


Fig. 9. Bottom view, top view, and 3-D view of the EBG SRW band-pass filter for $\Delta = 27\%$. EBG SRW filter dimensions are as follows: $D = 11.25$ mm, $H = 3.15$ mm, $a = 11.65$ mm, $b = 3.78$ mm, $t = 0.63$ mm, $l = 3.88$ mm, $\delta = 4.08$ mm, $L_{ext} = 14$ mm, $l_t = 3.88$ mm, $W_t = 5.05$ mm, $W_l = 1.6$ mm, and $L_t = 130$ mm.

The design parameters are the period length $0.75D$ (11.25 mm) and the central section step height H (3.15 mm), and they have been obtained directly using Figs. 5 and 7. A taper element is used to proceed with the matching of the structure to the $50\text{-}\Omega$ characteristic impedance input and output microstrip lines. To calculate the width of the taper W_t on the SRW end, the fundamental mode impedance is calculated using

$$Z_0 = Z_{0\infty} \frac{1}{\sqrt{1 - \left(\frac{f_1}{f}\right)^2}} \quad (4)$$

where $f = 4.6$ GHz is the design central frequency [21].

In addition, to further improve the return losses in the passband, the first and the last periods in the finite periodic structure are modified so that their central step length measures $D/2 - \delta$ instead of $D/2$ [10]. The simulated filter response is shown in Fig. 10 together with the cutoff frequencies of the first Floquet mode in the periodic structure.

B. Design of a Bandpass Filter With a Fractional Bandwidth of $\Delta = 54\%$

A second SRW filter, as shown in Fig. 11, is designed next with the same number of eight periodic unit cells. In this case,

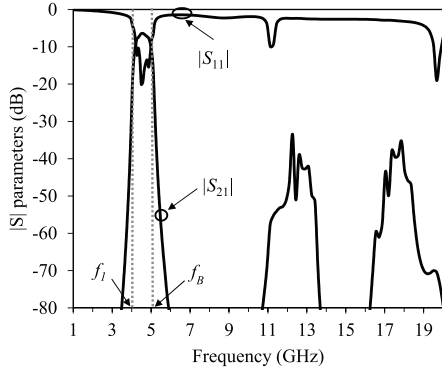


Fig. 10. Simulated scattering parameters of the $\Delta = 27\%$ filter (black lines). Also shown are the cutoff frequency of the fundamental mode and the lowest frequency of the bandgap.

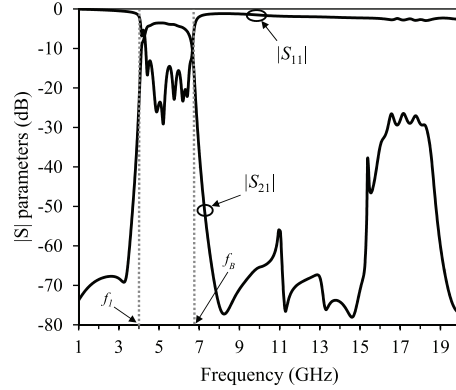


Fig. 13. Simulated scattering parameters of the $\Delta = 54\%$ filter (black lines). Also shown are the cutoff frequency of the fundamental mode and the lowest frequency of the bandgap.

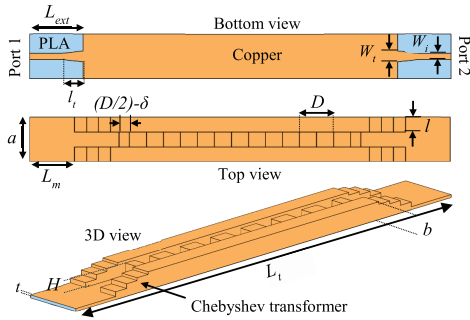


Fig. 11. Bottom view, top view, and 3D view of the EBG SRW band-pass filter for $\Delta = 54\%$. EBG SRW filter dimensions are as follows: $D = 7.5$ mm, $H = 2.52$ mm, $a = 11.65$ mm, $b = 3.78$ mm, $t = 0.63$ mm, $l = 3.88$ mm, $\delta = 1.41$ mm, $l_m = 10.26$ mm, $L_{ext} = 12.26$ mm, $l_i = 4.8$ mm, $W_i = 2.85$ mm, $W_r = 1.6$ mm, and $L_1 = 96.4$ mm.

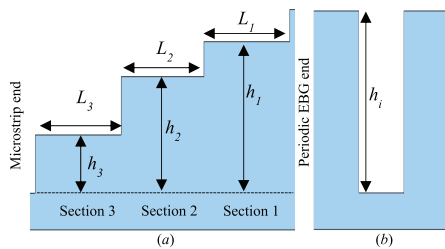


Fig. 12. Side view (a) and front view (b) of the SRW Chebyshev transformer.

the passband bandwidth has been increased up to $\Delta = 54\%$ for a central frequency of 5.4 GHz. Again, the design parameters have been determined using Figs. 5 and 7. The length of the periodic unit cell is $0.5D$ (7.5 mm), while the height of the central section step is $0.8H$ (2.52 mm).

As this second design presents a wider band-pass bandwidth, a single taper element is not suitable for matching purposes, so it is necessary to include a more elaborate matching solution. A three-quarter wavelength section SRW Chebyshev transformer is used to match the filter to the 50- Ω microstrip transmission lines [24]. A maximum allowable reflection coefficient magnitude of $\Gamma_m = 0.05$ is chosen for the transformer. The Bloch impedance $Z_{0\infty}$ of the infinite periodic structure is determined by means of Ansys HFSS, and the fundamental mode impedance is obtained using (4) at a central frequency of $f = 5.4$ GHz. The different fundamental mode impedances in the three sections have been synthesized changing their heights h_i as shown in Fig. 12, using the expressions [21], [23] given next

$$Z_{0\infty SRW} = \frac{\pi \eta_0 \left(\frac{t}{\lambda_{cr}}\right)}{X1 + X2}$$

$$X1 = \frac{4t}{\lambda_{cr}} \ln \left(\operatorname{cosec} \left(\frac{\pi t}{2b} \right) \right) \cos^2(\theta_2) + \frac{\theta_2}{2} + \frac{\sin(2\theta_2)}{4}$$

$$X2 = \frac{t}{b} \left(\frac{\cos(\theta_2)}{\sin(\theta_1)} \right)^2 \left[\frac{\theta_1}{2} + \frac{\sin(2\theta_2)}{4} \right]$$

$$\theta_1 = \frac{\pi(a-s)}{\lambda_{cr}}$$

$$\theta_2 = \frac{\pi s}{\lambda_{cr}} \quad (5)$$

where $f_{cr} = c/\lambda_{cr}$ is the cutoff frequency of the SRW and c is the speed of light [23].

To further improve the matching of the structure, a final taper is included between the last section of the transformer and the 50- Ω microstrip transmission lines, while the length of the first and the last periods in the finite periodic structure is also modified.

Once the response of the filter is optimized, the final dimensions of the transformer sections are those as given in Table III. The simulated filter response is shown in Fig. 13 with the

4366

TABLE III
FINAL DIMENSIONS OF THE MATCHING
NETWORK SECTIONS

Section i	h_i (mm)	L_i (mm)
1	3.23	2.98
2	2.63	2.89
3	1.63	2.88

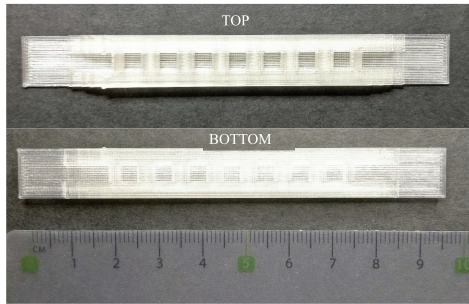


Fig. 14. Photograph of the filter printed in 3-D using PLA before the metallization process.

cutoff frequencies of the first Floquet mode in the periodic structure.

IV. EXPERIMENTAL VALIDATION

To validate the theoretical analysis given in previous sections, the 54% fractional bandwidth band-pass filter shown in Fig. 11 was fabricated and measured. A 3-D printer (3NTR A4V3) with a resolution of $15 \mu\text{m}$ in the XY -axis and a nozzle diameter of $300 \mu\text{m}$ along with 3-D PLA filament were used to yield the prototype as shown in Fig. 14.

The 3-D PLA filter structure produced is metallized following a two-step process. First, a conductive paint is applied to the whole surface of the structure, and second, a conventional electroplating procedure is carried out to grow the thickness of the deposited copper up to $\sim 35 \mu\text{m}$. Finally, an LPKF Protomat E44 milling machine is used to implement the SRW to microstrip transitions on the bottom side of the filter. Fig. 15 shows the fabricated final prototype and the Anritsu test fixture used to characterize it. Fabricated physical dimensions are within a 1% error margin from the simulated structure. The fabrication process proved to be precise and reliable. The high flexibility of 3-D printing can be exploited to improve the power handling of the component by rounding the corners of the structure.

Scattering parameter filter measurements were carried out using a Hewlett-Packard 8516A vector network analyzer. The measured S-parameters are compared with the simulated filter response in Fig. 16. The measured filter passband frequencies are $f_1 = 4.03 \text{ GHz}$ and $f_B = 6.8 \text{ GHz}$, which are very similar to the simulated $f_1 = 4 \text{ GHz}$ and $f_B = 6.8 \text{ GHz}$ (this small deviation of the fundamental mode cutoff frequency might be due to small variations in the relative permittivity

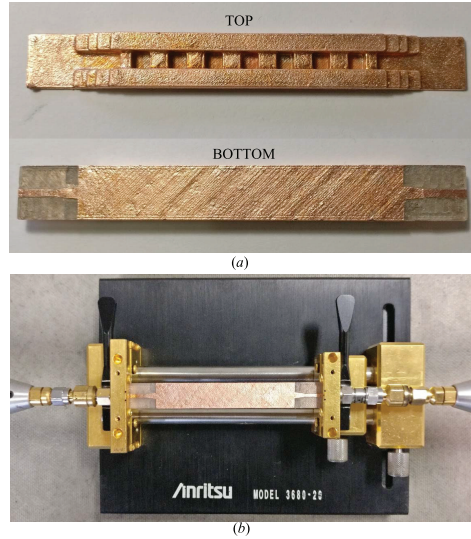


Fig. 15. (a) Photograph of the final filter prototype after the manufacturing process. (b) Measurement setup.

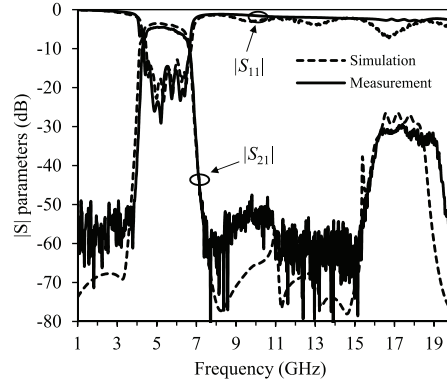


Fig. 16. Simulated and measured scattering parameters of the eight-unit cell $\Delta = 54\%$ filter as a function of frequency.

of the material and in the final filter dimensions). Simulated insertion losses within the passband are 3.5 dB, close to the 4.4-dB insertion losses obtained in measurements (this deviation might be due to the test fixture not included in the simulation). Return losses within the passband are better than 10 dB except for low frequencies, as predicted by simulations.

V. CONCLUSION

In this work, a new band-pass filter topology in waveguide technology is presented. It is based on a modified SRW structure where a periodic step height change is included in

the central section of the waveguide. A band-pass filter design process is discussed making use of the proposed topology, where the dispersion diagram of the periodic structure sets the characteristics of the filter frequency response. This process allows the full and separate control of the different filter design parameters by specific geometrical dimensions. The dispersion diagram of the periodic structure unit cell has been obtained for different design parameters, showing the ability of the designing process to provide the required passband and prohibited band frequency specifications.

To validate the proposed filter topology and designing process, two band-pass filter responses with different fractional bandwidth requirements are studied. Finally, a 54% fractional bandwidth band-pass filter prototype is fabricated using a 3-D additive manufacturing process, demonstrating the suitability and simplicity of using this type of 3-D printing implementation techniques for the proposed novel filter topology. The measured filter response is in good agreement with electromagnetic simulations and shows good passband and rejection-band performances.

The main advantages of the proposed solution are the following: The basic features of the filter frequency response (like passband and the rejection band) are defined by the simple and fast analysis of the periodic structure. The unit cell of the SRW exhibits a sufficient number of degrees of freedom, to guarantee full and separate control of the different filter design parameters by specific geometrical dimensions. The use of additive manufacturing offers large design flexibility and simple fabrication of the prototypes.

REFERENCES

[1] W. W. Gao *et al.*, "The status, challenges, and future of additive manufacturing in engineering," *Comput.-Aided Des.*, vol. 69, pp. 65–89, Dec. 2015.

[2] R. Bahr, B. Tehrani, and M. M. Tentzeris, "Exploring 3-D printing for new applications: Novel Inkjet-and 3-D-printed millimeter-wave components, interconnects, and systems," *IEEE Microw. Mag.*, vol. 19, no. 1, pp. 57–66, Jan. 2018.

[3] J. G. Hester *et al.*, "Additively manufactured nanotechnology and origami-enabled flexible microwave electronics," *Proc. IEEE*, vol. 103, no. 4, pp. 583–606, Apr. 2015.

[4] E. Massoni *et al.*, "3-D printed substrate integrated slab waveguide for single-mode bandwidth enhancement," *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 27, no. 6, pp. 536–538, Jun. 2017.

[5] F. Distler, M. Sippel, J. Schur, G. Gold, K. Helmreich, and M. Vossiek, "Additively manufactured dielectric waveguides for advanced concepts for millimeter-wave interconnects," *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, vol. 67, no. 11, pp. 4298–4307, Nov. 2019.

[6] A. Vallecchi, D. Cadman, W. G. Whitton, J. Vardaxoglou, E. Shamonina, and C. J. Stevens, "3-D printed bandpass filters with coupled vertically extruded split ring resonators," *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, vol. 67, no. 11, pp. 4341–4352, Nov. 2019.

[7] F. Cai, Y.-H. Chang, K. Wang, C. Zhang, B. Wang, and J. Papapolymerou, "Low-loss 3-D multilayer transmission lines and interconnects fabricated by additive manufacturing technologies," *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, vol. 64, no. 10, pp. 3208–3216, Oct. 2016.

[8] G. Addamo *et al.*, "Additive manufacturing of ka-band dual-polarization waveguide components," *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, vol. 66, no. 8, pp. 3589–3596, Aug. 2018.

[9] F. Martin, *Artificial Transmission Lines for RF and Microwave Applications*. Hoboken, NJ, USA: Wiley, 2015.

[10] H. García-Martínez, G. Torregrosa-Penalva, E. Ávila-Navarro, A. Coves-Soler, and E. Bronchalo, "Complex structures in microwave circuits by using additive manufacturing techniques," in *Proc. 49th Eur. Microw. Conf. (EuMC)*, Paris, France, Oct. 2019, pp. 782–785.

[11] L. Silvestri, E. Massoni, C. Tomassoni, A. Coves, M. Bozzi, and L. Perregini, "Substrate integrated waveguide filters based on a dielectric layer with periodic perforations," *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, vol. 65, no. 8, pp. 2687–2697, Aug. 2017.

[12] S. Moscato, R. Moro, M. Pasian, M. Bozzi, and L. Perregini, "Two-material ridge substrate integrated waveguide for ultra-wideband applications," *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, vol. 63, no. 10, pp. 3175–3182, Oct. 2015.

[13] D. Lopez, A. Coves, E. Bronchalo, G. Torregrosa, and M. Bozzi, "Practical design of a band-pass filter using EBG SIW technology," in *Proc. 48th Eur. Microw. Conf. (EuMC)*, Madrid, Spain, Sep. 2018, pp. 77–80.

[14] J. Helszajn, *Ridge Waveguides and Passive Microwave Components*. London, U.K.: British Library, 2000.

[15] R. Beyer, F. Arndt, and W. Hauth, "Modal block LU-decomposition technique for the efficient CAD of ridged waveguide filters," in *IEEE MTT-S Int. Microw. Symp. Dig.*, Jun. 1997, pp. 1235–1238.

[16] S. Li, J. Fu, and X. Wu, "Double-ridged waveguide low-pass filters for satellite application," in *Proc. IEEE Int. Symp. Microw. Antennas, Propag. (EMC)*, Aug. 2007, pp. 408–410.

[17] M. Bozzi, S. A. Winkler, and K. Wu, "Broadband and compact ridge substrate-integrated waveguides," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 4, no. 11, pp. 1965–1973, Nov. 2010.

[18] Á. Coves, S. Marini, B. Gimeno, and V. Boria, "Full-wave analysis of periodic dielectric frequency-selective surfaces under plane wave excitation," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 60, no. 6, pp. 2760–2769, Jun. 2012.

[19] S. J. Lavdas, C. S. Lavranos, and G. A. Kyriacou, "Periodic structures eigenanalysis incorporating the floquet field expansion," in *Proc. Int. Conf. Electromagn. Adv. Appl.*, Turin, Italy, Sep. 2011, pp. 1253–1256.

[20] T. K. Mealy, I. A. Eshrah, and T. M. Abueffadi, "Solution of periodically loaded waveguides using the eigenmode projection technique," in *IEEE MTT-S Int. Microw. Symp. Dig.*, San Francisco, CA, USA, May 2016, pp. 1–4.

[21] S. Hopfer, "The design of ridged waveguides," *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, vol. MTT-3, no. 5, pp. 20–29, Oct. 1955.

[22] H. García-Martínez, E. Ávila-Navarro, G. Torregrosa-Penalva, A. Rodríguez-Martínez, and M. de la Casa-Lillo, "Analysis of microwave passive circuits designed using 3D printing techniques," *Elektronika Elektrotehnika*, vol. 25, no. 2, pp. 36–39, Apr. 2019.

[23] W. J. R. Hoefler and M. N. Burton, "Closed-form expressions for the parameters of finned and ridged waveguides," *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, vol. 30, no. 12, pp. 2190–2194, Dec. 1982.

[24] D. M. Pozar, *Microwave Engineering*. New York, NY, USA: Wiley, 1998.



Héctor García-Martínez was born in Albalera, Spain, in 1991. He received the master's degree in telecommunication engineering from the University Miguel Hernández of Elche, Elche, Spain, in 2016.

He was a Visiting Scholar with the University of Pavia, Pavia, Italy, in 2019. He is currently an Associate Professor at the Department of Materials Science, Optics and Electronic Technology, and a Researcher with the Radiofrequency System Group, University Miguel Hernández of Elche. His research interests include the design of passive and active microwave circuits in complex structures through 3-D additive manufacturing techniques and the analysis of biological materials using microwave devices.



Ernesto Ávila-Navarro received the M.Sc. degree in telecommunication engineering from the Polytechnic University of Valencia, Valencia, Spain, in 1998, and the Ph.D. degree from the Miguel Hernández University of Elche, Elche, Spain, in 2008, for a work on planar antennas for specific personal wireless applications.

In 2000, he joined the University Miguel Hernández of Elche, where he is currently an Associate Professor with the Electronic Technology Department. Currently, he is a Vice Dean of the High Polytechnic School of Engineering of Elche, Elche. His current research interest includes printed antennas, passive and active microwave devices, bioelectronics, and microwave imaging systems for cancer detection.

4368



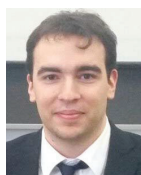
Germán Torregrosa-Penalva (Member, IEEE) received the telecommunications engineering and Ph.D. degrees from the Universidad Politécnica de Madrid (UPM), Madrid, Spain, in 1999 and 2004, respectively.

In October 2002, he joined the Signal Theory and Communications Division, Miguel Hernández University of Elche, Elche, Spain, where he is currently an Associate Professor. His research interests include the study of electron discharges in microwave components, sensor networks using microwave photonics, thermal and electrical characterization of microwave power amplifiers, additive manufacturing of high-frequency devices, and the design of microwave circuits and subsystems.



Ferdinando Auricchio is currently a Professor of solids and structural mechanics with the Department of Civil Engineering and Architecture, University of Pavia, Pavia, Italy, and a Research Associate at Institute for Applied Mathematics and Information Technologies of the National Research Council (IMATI-CNR), Pavia.

Mr. Auricchio received the Euler Medal by European Community of Computational Methods in Applied Sciences (ECCOMAS) in 2016 and the Fellow Award by International Association for Computational Mechanics (IACM) since 2012. From 2013 to 2019, he served as a Vice President of ECCOMAS. In 2018, he was appointed as a member of the Italian National Academy of Science, known also as Accademia dei XL.



Nicolò Delmonte (Student Member, IEEE) was born in Broni, Italy, in 1992. He received the B.S. degree in electronics and computer engineering and the M.S. degree in electronic engineering from the University of Pavia, Pavia, Italy, in 2015 and 2017, respectively, where he is currently pursuing the Ph.D. degree in electronic engineering at the Microwave Laboratory.

His research interests include passive microwave components, substrate integrated waveguide (SIW) structures, and phased array design. Mr. Delmonte was a recipient of the IEEE MTT-S undergraduate scholarship in 2015.



Lorenzo Silvestri (Member, IEEE) was born in Novara, Italy, in 1987. He received the master's degree in electronic engineering and the Ph.D. degree in electronics, computer science, and electrical engineering from the University of Pavia, Pavia, Italy, in 2014 and 2019, respectively.

In 2014, he was recipient of a one-year post-graduate scholarship at the University of Pavia, working on passive substrate integrated waveguide (SIW) components. He was a Visiting Scientist at Ghent University, Ghent, Belgium, and Université de Bordeaux, Bordeaux, France. He currently holds a post-doctoral position at the Microwave Laboratory, University of Pavia, where his main research interests are related to the development of new components based on SIW technology on innovative substrate materials.

Dr. Silvestri was a recipient of the Best Paper Award at the 15th Mediterranean Microwave Symposium (MMS2015).



Maurizio Bozzi (Fellow, IEEE) received the Ph.D. degree in electronics and computer science from the University of Pavia, Pavia, Italy, in 2000.

In 2002, he joined the Department of Electronics, University of Pavia, where he is currently a Full Professor of electromagnetic fields. He held research positions with various universities worldwide, including the Technische Universität Darmstadt, Darmstadt, Germany; the Universität de Valencia, Valencia, Spain; and the École Polytechnique de Montréal, Montréal, QC, Canada. He was also a Guest Professor at Tianjin University, Tianjin, China, from 2015 to 2017, and a Visiting Professor at Gdansk University of Technology, Gdansk, Poland, from 2017 to 2018. He has authored or coauthored more than 140 journal articles and 330 conference articles. He co-edited the book *Periodic Structures* (Research Signpost, 2006) and coauthored the book *Microstrip Lines and Slotlines* (Artech House, 2013). His main research interests concern the computational electromagnetics, the substrate integrated waveguide technology, and the use of novel materials and fabrication technologies for microwave circuits.

Dr. Bozzi is an Elected Member of the Administrative Committee of the IEEE Microwave Theory and Techniques Society (MTT-S) from 2017 to 2022 and the MTT-S Treasurer in 2020. He was the Chair of the Meetings and Symposia Committee of MTT-S AdCom from 2018 to 2019, the Secretary of IEEE MTT-S in 2016, and a member of the General Assembly (GA) of the European Microwave Association (EuMA) from 2014 to 2016. He is a Track Editor of the IEEE TRANSACTIONS ON MICROWAVE THEORY AND TECHNIQUES. He was an Associate Editor of the IEEE MICROWAVE AND WIRELESS COMPONENTS LETTERS, the *IET Electronics Letters*, and the *IET Microwaves, Antennas and Propagation*. He was the Guest Editor of special issues in the IEEE TRANSACTIONS ON MICROWAVE THEORY AND TECHNIQUES, *IEEE Microwave Magazine*, and the *IET Microwaves, Antennas and Propagation*. He was the General Chair of the IEEE MTT-S International Microwave Workshop Series-Advanced Materials and Processes (IMWS-AMP 2017), in Pavia, Italy, 2017, the inaugural edition of the IEEE International Conference on Numerical Electromagnetic Modeling and Optimization (NEMO2014), in Pavia, Italy, 2014, and the IEEE MTT-S International Microwave Workshop Series on Millimeter Wave Integration Technologies, in Sitges, Spain, 2011. He received several awards, including the 2015 Premium Award for Best Paper in *IET Microwaves, Antennas and Propagation*, the 2014 Premium Award for the Best Paper in *Electronics Letters*, the Best Student Paper Award at the 2016 IEEE Topical Conference on Wireless Sensors and Sensor Networks (WiSNet2016), the Best Paper Award at the 15th Mediterranean Microwave Symposium (MMS2015), the Best Student Award at the 4th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP 2010), the Best Young Scientist Paper Award of the XXVII General Assembly of URSI in 2002, and the MECSA Prize of the Italian Conference on Electromagnetics (XIII RiNEm), in 2000.



Stefania Marconi received the master's degree in biomedical engineering and the Ph.D. degree in experimental surgery and microsurgery from the University of Pavia, Pavia, Italy, in 2011 and 2015, respectively.

She is currently an Assistant Professor at the University of Pavia and she coordinates the research activity of 3D4Med (www.3d4med.eu), the Clinical 3-D printing laboratory of IRCCS Policlinico San Matteo, Pavia. She has authored about 50 works on referred international journals and 2 patents. Her research activity is focused on 3-D printing technologies and materials, especially for medical application.



Gianluca Alaimo was born in Palermo, Italy, in 1976. He received the master's degree in mechanical engineering, the master's degree in bio-mechanical engineering, and the Ph.D. degree in civil engineering from the University of Palermo, Pavia, Italy, in 2012, 2013, and 2018, respectively.




He is currently a Post-Doctoral Fellow at the University of Pavia, Pavia, where he is also jointly responsible of the 3-D printing laboratory. His research interest actually covers additive manufacturing with the related new materials and printing technologies, optimization techniques, and numerical simulation of manufacturing processes.

A.2 Artículo en la revista Polymers



Article

Low-Cost Additive Manufacturing Techniques Applied to the Design of Planar Microwave Circuits by Fused Deposition Modeling

Héctor García-Martínez ^{1,*} , Ernesto Ávila-Navarro ¹ , Germán Torregrosa-Penalva ² ,
Alberto Rodríguez-Martínez ², Carolina Blanco-Angulo ¹ and Miguel A. de la Casa-Lillo ³

¹ Materials Science, Optical and Electronic Technology Department, Miguel Hernández University of Elche, 03202 Elche, Spain; eavila@umh.es (E.Á.-N.); cblanco@umh.es (C.B.-A.)

² Communication Engineering Department, Miguel Hernández University of Elche, 03202 Elche, Spain; gtorregrosa@umh.es (G.T.-P.); arodriguez@umh.es (A.R.-M.)

³ Bioengineering Institute, Miguel Hernandez University of Elche, 03202 Elche, Spain; mcasa@umh.es

* Correspondence: mhector@umh.es; Tel.: +34-965222096

Received: 16 July 2020; Accepted: 27 August 2020; Published: 28 August 2020



Abstract: This work presents a study on the implementation and manufacturing of low-cost microwave electronic circuits, made with additive manufacturing techniques using fused deposition modeling (FDM) technology. First, the manufacturing process of substrates with different filaments, using various options offered by additive techniques in the manufacture of 3D printing parts, is described. The implemented substrates are structurally analyzed by ultrasound techniques to verify the correct metallization and fabrication of the substrate, and the characterization of the electrical properties in the microwave frequency range of each filament is performed. Finally, standard and novel microwave filters in microstrip and stripline technology are implemented, making use of the possibilities offered by additive techniques in the manufacturing process. The designed devices were manufactured and measured with good results, which demonstrates the possibility of using low-cost 3D printers in the design process of planar microwave circuits.

Keywords: high-frequency circuits; material characterization high-frequency; rapid prototyping; ultrasonic characterization; 3D printing

1. Introduction

Additive manufacturing techniques and 3D printers have evolved in recent years as an essential technology that provides different solutions in a wide variety of industries, such as construction, medicine, aerospace, foods and education [1–7]. Three-dimensional (3D) printing is obtaining a significant interest in overcoming the challenges associated with traditional manufacturing processes, such as micromachining, due to its ease of manufacture, low production costs, and minimal waste of materials [8]. Recently, although it is still in the initial phase, additive technology is also exploring the possibility of making electronic and electromagnetic devices, thanks to the emergence of promising new materials, along with the possibility of implementing complex structures and geometries. For example, in electronics, 3D printers are being used for the manufacture of printed sensors, conformal electronics, and stretchable electronics [9–15]. For microwave devices, additive technology is primarily focused on the design of 3D structures, such as waveguide devices, antennas, and sensors [16–22].

Other features that 3D printing can offer are the use of different material densities, the use of multilayer devices with multiple dielectric layers, each with the necessary height, the design of the dielectric substrate for a specific application and even the use of different materials [23]. Of all the

technologies in additive manufacturing today, fused deposition modeling (FDM) technology is used in this work because it allows the utilization of very low-cost 3D printers and a wide variety of conventional plastic-based filaments and the combination of plastics with other materials (Nylon, ceramic, wood, metals, conductors, etc.) that can be of great interest in the design of microwave planar circuits. Since all commercial filaments available for this type of 3D printer are not intended to implement microwave devices, it is necessary to obtain the electrical parameters of each material (dielectric constant and loss tangent). Additionally, since FDM does not allow the printing of metallic materials and the conductive filaments currently available do not have high conductivity [24], for microwave circuits it is necessary to develop a technique for the metallization of 3D printing parts, using copper plates attached directly to the substrate, as it is done with conventional high-frequency substrates [25,26].

Additionally, due to the fabrication process of the circuit, which comprises, on the one hand, the fabrication of a substrate based on a plastic pseudo-thermofused layered structure, and for the other, the use of epoxy adhesives to glue the copper boards, it is necessary to check if the whole process results in a reliable structure. Errors in any of the fabrication stages, such as voids or bubbles in between the thermoplastic layers or in the substrate–adhesive–copper interfaces, excess of adhesive, or lack of homogeneity in the density of the material layers, would compromise both the expected performance and the structural integrity of the resulting circuit [27,28]. The structural analysis is conducted using ultrasonic nondestructive techniques, as it is fast, inexpensive, and very accurate, and can be used without damaging the materials for their future use. The circuits are evaluated using both time and frequency domain analysis techniques based on deconvolution [29] and spectroscopy [30–34] respectively, applied to C-scans of the circuits to reveal any defect or structural problem.

This study shows the possibility of using low-cost additive techniques in the design of dielectric substrates with different materials, for its use in the manufacturing of typical and complex microwave circuits. For this purpose, it is shown the electrical performance of different filaments and the structural performance of the whole manufacturing process, and finally, to validate the 3D printing technology, a proof of concept is made, implementing simple microwave planar circuits in different microwave technologies. Following this manufacturing methodology, it is possible to implement more complex and specific structures of microwave circuits such as multilayer filters where the coupling factor of the different filter sections can be designed by properly configuring the 3D printer [35], obtaining higher bandwidths and increasing the rejection band in the undesired frequencies, or the design of waveguide filters by means of periodic structures where the additive techniques allow the design of the waveguide sections to obtain a higher rejection bandwidth [36].

This work is organized as follows: Section 2 describes the different materials used in this study, the characteristics of the printer and the manufacturing process of the microwave substrates; Section 3 presents the electrical characterization of any 3D print filament, the structural analysis of the different circuits and a proof of concept of the process of designing, manufacturing and measuring different stepped impedance filters in different microwave technologies using as a novelty the design of the dielectric properties; finally, the conclusions of this work is shown in Section 4.

2. Materials and Methods

2.1. Materials

In this work, various 1.75 mm diameter standard filaments were analyzed, seeking to obtain different electrical properties for the design of microwave circuits. The materials used were: PolyLactic Acid (PLA) filament from German RepRap Gmh, which is a polymer consisting of lactic acid molecules; Acrylonitrile Butadiene Styrene (ABS) filament from Fillamentum, which is an amorphous thermoplastic material very resistant to impact that is mainly employed for the development of industrial and automotive parts; Iglidur I180-PF (Tribo) filament from Igus, which is a friction resistant material up to 50 times more resistant than other materials such as ABS or PLA, since it offers a great response to wear degradation; Acrylonitrile Styrene Acrylate (ASA) filament from Fillamentum,

which is a thermoplastic filament similar to ABS that combines mechanical robustness, resistance to ultraviolet rays and water; PLA Stainless Steel filament from Protopasta, which is made of a PLA polymer and a grinded filament from pulverized stainless steel and offers an appearance and density more similar to stainless steel; Laybrick filament from CC-PRODUCTS, which is a filament made of sandstone and a bonding polymer that recreates a surface finish similar to ceramic or stone objects; Nylon 230 filament from Taulman, which is a synthetic polymer from the group of polyamides; LayWoo-D3 filament from CC-PRODUCTS, which is a filament manufactured from wood fibers (40%), PLA (50%) and a bonding polymer, and recreates a surface finish and texture similar to wood; and finally, Smartfil EP filament from Fillamentum, which is a material composed of PLA (70%) and Calcium Carbonate (30%), and presents a surface finish similar to limestone.

2.2. D Printer

For the use of the different filaments presented in the previous section, a low-cost 3D printer Prusa i3 Hephestos (from BQ) model was used, as shown in Figure 1. This type of 3D printer allows printing a maximum volume of $225 \times 210 \times 280 \text{ mm}^3$ with $60 \text{ }\mu\text{m}$ of horizontal and vertical resolutions [37].

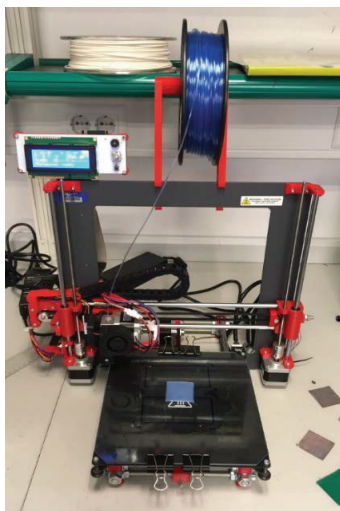


Figure 1. Prusa i3 BQ Hephestos 3D Printer used in this work. (Photo from BQ Hephestos).

This 3D printer uses the FDM technology, which allows printing a wide variety of materials and to employ many adjustable options that affect the final properties of the 3D printed objects (substrate laminates for microwave circuits implementation in our case) including: extruder speed, extrusion temperature, thickness, height of the initial layer, as well as the filling pattern density. Three-dimensional (3D) printer Cura software from Ultimaker [38] was used to adjust the different 3D printing control parameters for each material employed, as it is given in Table 1.

Table 1. Printing parameters of the used materials in the BQ Hephestos printer.

3D Printing Settings			
Material	Extruder Temperature (°C)	Bed Temperature (°C)	Extruder Speed (mm/s)
PLA	217	48	40
ABS	242	95	15
Tribo	256	100	20
ASA	255	100	20
PLA Stainless Steel	217	48	25
Laybrick	200	45	20
Nylon	237	50	15
LayWoo-D3	220	45	20
Smartfil EP	202	40	30

2.3. Manufacturing Process

The different sheets that form the 3D printed object (microwave circuit substrates) can be classified into outer layers and inner layers, as shown in Figure 2a. The thickness of the outer layers especially affects the mechanical stiffness of the substrate. Therefore, the outer layers should be solid with a filling pattern density percentage of 100%. The pattern adopted in the design of these layers is usually rectilinear, to avoid porosity and reduce the roughness of the surfaces, while in the inner layers any pattern and filling density can be used. The bottom sheet has a thickness of 200 μm with a filling density of 100%. Different N sheets of internal 100 μm thick layers are stacked until the desired height is produced, where different filling density percentages, from 100% to 15%, can be considered with the aim of modifying selectively the electrical (and mechanical) characteristics of the substrate, as can be seen in Figure 2b. The upper part of the substrate consists of two solid 100 μm thick sheets (also with a filling density of 100%). After analyzing different filling pattern alternatives, the rectilinear pattern was used for all layers because it provides the most reliable pattern for substrate manufacturing, and allows carrying out the printing process more easily. Filling densities lower than 15% produce substrate laminates that lack the required rigidity.

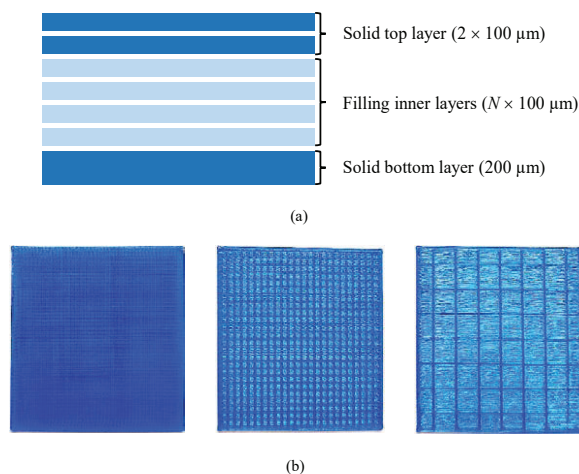


Figure 2. (a) Structure of the printed layers of the substrates. (b) Linear printing pattern of 3D material with different filling densities, 100%, 50% and 15%.

Once the 3D printing substrate was manufactured, it is metalized by gluing two 35 μm copper sheets from Basic Copper on both sides, using a thin layer of nonconductive 2216 B/A epoxy glue GRAY

from 3 M applied manually with a brush. For a correct bonding, the pressure of 15.3 kgf/cm^2 is applied by means of a hydraulic press to the two copper sheets for one hour, with a room temperature of $23 \text{ }^\circ\text{C}$ and a humidity of 30%. Once the epoxy glue solidifies, the substrate is ready to be used. A Protomat S42 from LPKF numerical control milling machine is used in the fabrication of the microwave circuits. Figure 3a describes the manufacturing process of the printed circuit and Figure 3b shows the different layers of the implemented substrate.

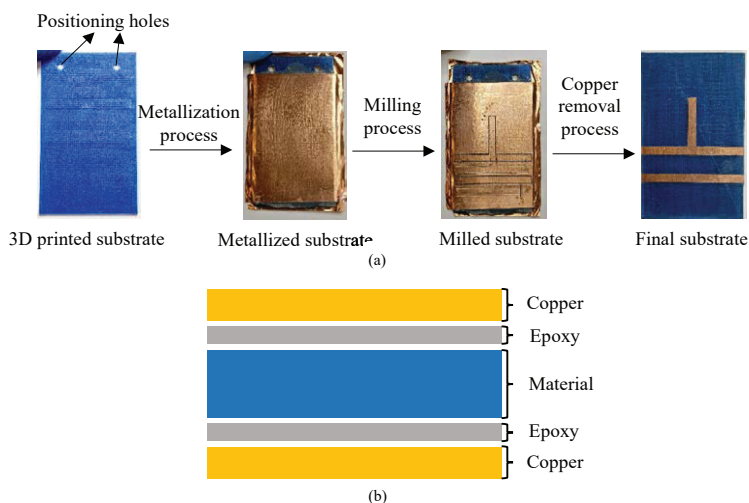


Figure 3. (a) Printed circuit board manufacturing process. (b) Printed circuit structure of the different materials.

3. Results and Discussion

Once the different filaments were presented and the manufacturing method in the 3D printer explained, this section describes the electrical characterization of the different materials, the structural analysis of the manufacturing process and the joining of the different copper sheets, and finally, a proof of concept is made by designing and manufacturing simple planar microwave circuits that demonstrate the feasibility of using this technology.

3.1. Electrical Characterization at Microwave Frequencies

Low-cost 3D printing filaments are not specifically intended for the design of microwave circuits, therefore printed materials require the characterization of their electrical properties, in terms of relative permittivity and loss tangent. The electrical characteristics of the substrate depend on the material used, the height of the substrate layers and the configuration of the printer, mainly the density of the layers. For the electrical characterization of materials at high frequencies, different techniques can be used, including cavity resonators and coaxial probes [39,40]. In this work, we use a quarter wavelength resonator based on an open-ended transmission line to calculate the relative permittivity, and a transmission line to determine the losses of the material, as shown in Figure 4a because it takes into account the entire substrate manufacturing process and provides reasonably accurate results in the microwave range. Both the resonator and the transmission line were designed using the EMPRO commercial electromagnetic simulator and the Advanced Design System (ADS) circuit simulation software (both from Keysight Technologies, Santa Rosa, CA, USA). The length of the resonator ($l_r = 19.2 \text{ mm}$) was selected to provide a resonant frequency around 2.5 GHz, for a dielectric

height of 1.6 mm and an estimated substrate dielectric permittivity around 3.0, while the transmission line length ($l_t = 50$ mm) is designed to have significant transmission losses to allow the extraction of the material loss tangent. In both cases, the width of the microstrip lines ($W_r = 4$ mm) was selected to present a characteristic impedance of 50Ω so that the mismatch losses are minimal. Several circuits made with different filaments for 3D-printing are shown in Figure 4b. Once all the testing circuits with the different substrate materials were manufactured, the response of both circuits, the resonator and the transmission line, is measured using the vector network analyzer (VNA) E8363B (from Keysight Technologies, Santa Rosa, California, USA), as shown in Figure 4a. For each material, the dielectric permittivity and the loss tangent are optimized with ADS and EMPro simulators so that simulations fit the measured responses. Figure 4c shows the electrical characteristics of all the materials used.

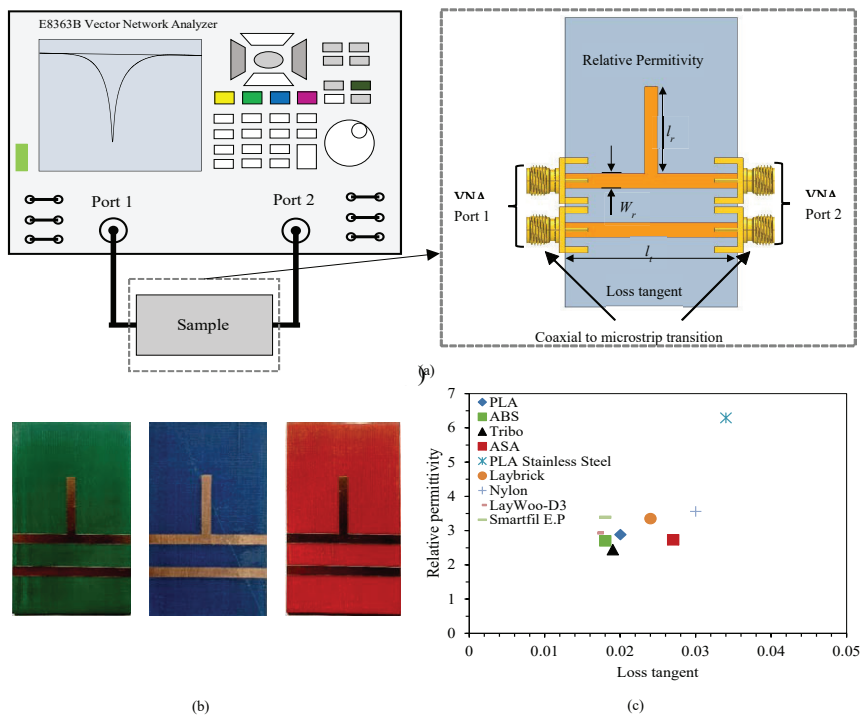


Figure 4. (a) Setup for the dielectric permittivity and loss tangent measurements. (b) Resonator and transmission line on different materials: Acrylonitrile Butadiene Styrene (ABS), PolyLactic Acid (PLA) and Acrylonitrile Styrene Acrylate (ASA). (c) Electrical characteristics calculated for different substrates.

Additionally, the electrical performance of different PLA substrates was carried out by varying the filling percentage of the inner layers, as shown in Figure 5a. The total height for each substrate is 1.6 mm while maintaining in all cases a filling density pattern of 100% for the outer layers. By modifying the filling percentage of the inner layers, it is possible to vary the relative permittivity of the substrate as well as its loss tangent [41]. Figure 5b shows the electrical characteristics of the PLA for different filling densities. As expected, lower filling density leads to a reduced relative permittivity and loss tangent of the material.

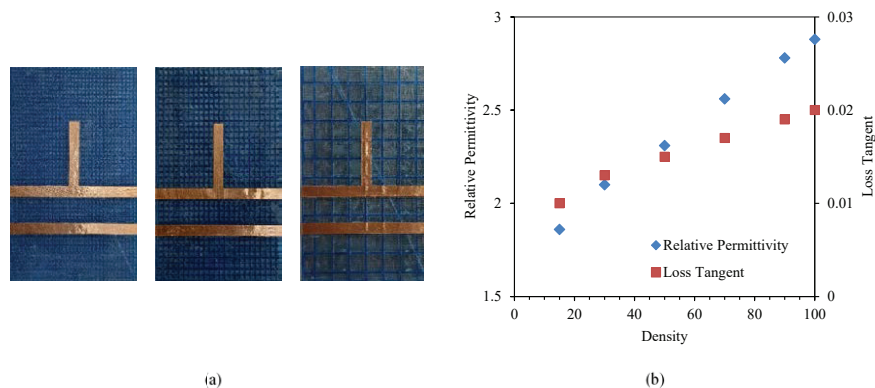


Figure 5. (a) Resonator and transmission line for PLA with 70%, 50% and 15% densities. (b) Electrical characteristics for different filling densities of the PLA substrate.

From the 3D printing filament previously characterized, PLA was finally chosen to perform a structural analysis of the manufacturing process and a proof of concept with different substrate geometries, to design and implement various microwave circuits because this material is relatively inexpensive, has similar electrical characteristics to FR4 (which is a low-cost material widely used in microwave circuits) and can result in the implementation of very economical microwave circuits. In addition, PLA is a rigid material, easy to manufacture in any low-cost printer (no heated bed required), has the highest printing speed of all the filaments used, and is a material that any small research laboratory can easily dispose of.

3.2. Structural Analysis

The structural analysis of the manufacturing process was conducted using simple pulse-echo ultrasonic nondestructive testing techniques. The circuits were scanned in an immersion basin in distilled water, using a 5 MHz focused transducer from OLYMPUS as pulse-echo transducer and 5 MHz pulses as excitation signals. For each circuit, the XYZ scanner performed two C-scans (2D scans along all the surface), one from each surface, top and bottom, taking A-scans (single measurement at a specific point on the surface of the circuit) every 200 μm . The pulser/receiver used as generator and acquisition equipment was an SE-TX06-00 from KTU electronics with a sampling rate of 100 MHz.

The resulting A-scans (Figure 6a for copper–copper, Figure 6b for PLA–copper and Figure 6c for copper–PLA interfaces) were processed using simple time domain and frequency domain techniques. In time domain, magnitude C-scans were produced at different depths in the circuits by showing the magnitude at successive times of processed A-scans, which reveal the inner structure of the circuits, assuming that significant differences in magnitude and new echoes appear where the acoustic impedance changes, which happen especially with voids, bubbles and interfaces between materials, that is, at PLA–adhesive–copper interfaces. Because of possible bending of the circuits due to the manufacturing and curing process, which cause a misalignment in the echoes even if they come from the same structure, C-scans were first aligned to the bottom surface using a single A-scan as reference for the correlation and shifting, as described in [29], which includes a two-step deconvolution that also provides time-of-flight maps from the top and bottom surfaces. Resulting time-of-flight difference C-scans or B-scans (scans along one line in the surface), can be useful also to obtain the final dimensions of the structure with very high resolution ($\pm 1 \mu\text{m}$), which is of interest to analyze the curing process of the different 3D printed substrates.

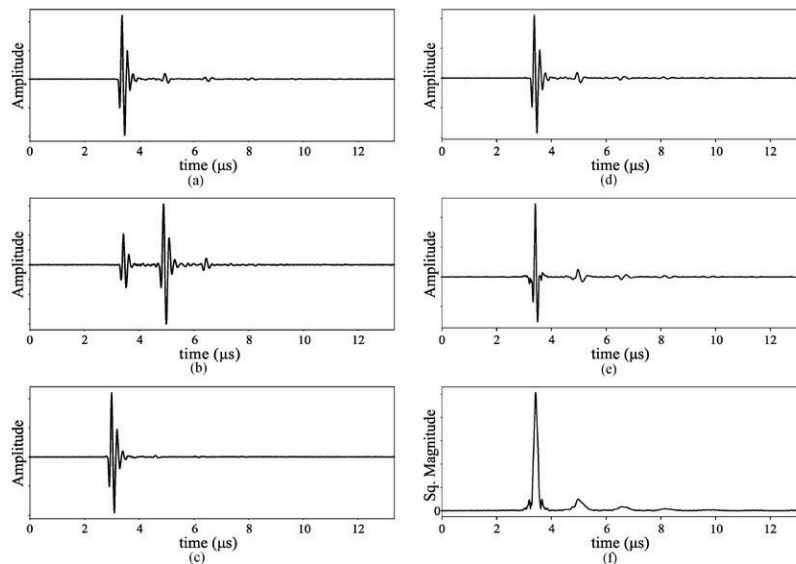


Figure 6. Examples of A-scans for different interfaces: (a) copper–copper, (b) PLA–copper and (c) copper–PLA. (d) Unprocessed A-scan, (e) compressed A-scan after Wiener filter and (f) its envelope.

After alignment, to reduce the grain noise and enhance the resolution, A-scans are compressed using a reference A-scan as Wiener filter, obtained from a copper reference reflector. Then, the envelope of each compressed A-scan is calculated as the absolute value of its Hilbert Transform, whose magnitude is used to produce the final C-scans for both sides of the circuits. Figure 6 shows examples of the different stages of the process, with the original A-scan (Figure 6d), the compressed signal (Figure 6e) and the resulting envelope magnitude (Figure 6f). Figure 7 shows examples of processed magnitude C-scans from the top (Figure 7a) and bottom (Figure 7b) surfaces, as well as a thickness map (Figure 7c) obtained using deconvolution. These images are a clear example of the information that this simple analysis can provide to the circuit designer, that includes the thickness map, whose variations can affect the resulting dielectric properties of the substrate, and the state of the surfaces, including small scratches in the copper (below 1 μm) or adhesive excesses.

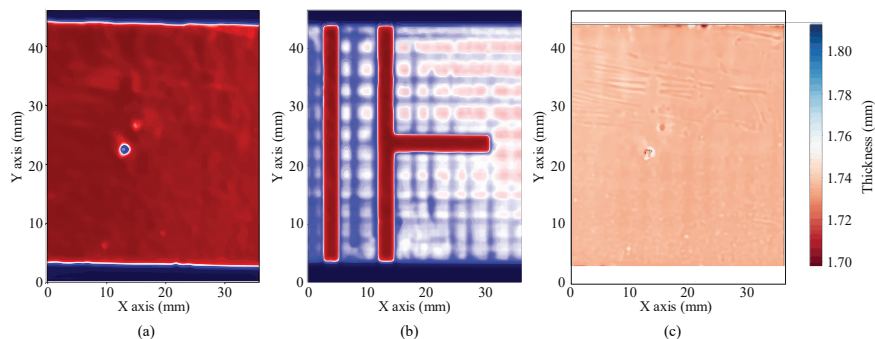


Figure 7. Examples of C-scan for (a) bottom surface, (b) top surface and (c) thickness map.

Additionally, C-scans of the inner structure can be analyzed, providing information about the immediate area below the copper sheets and deeper layers, as well as filament misalignment, bubbles or voids in between filaments, changes in the density of some filaments, which could be caused by changes in the curing or extrusion temperatures, etc. Next figures (Figure 8) show examples of C-scans acquired at different depths (every 150 μm approx.), where the latticed structure of the different layers of the substrate can be seen, as well as some irregularities in the adhesion of the top surface (see the upper part of Figure 8h,i).

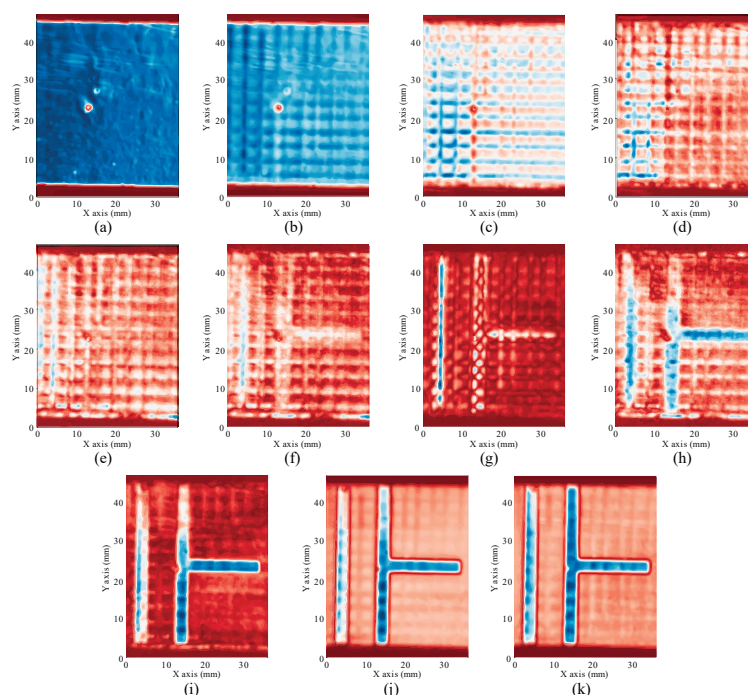


Figure 8. From left to right and top to bottom, successive layers inside the circuit in steps of 150 μm approximately.

Regarding the frequency analysis, ultrasonic resonance imaging C-scans of the circuits were obtained [30–34]. Resonant spectrums were calculated as the transfer function between the A-scans obtained from the circuit and the aforementioned reference A-scan.

Echoes from voids, bubbles and any other significant change in the acoustic impedance will resonate in such structures, producing local maxima in the transfer function spectrum (Figure 9a,b for the spectrums and resonant spectrums respectively), which can be explored in successive C-scans obtained along the frequency axis of the transfer function spectrum of all the A-scans. Combined with the magnitude C-scans, this analysis can be used to discriminate false defects or inhomogeneities, as it is less sensitive to the misalignment of the surfaces.

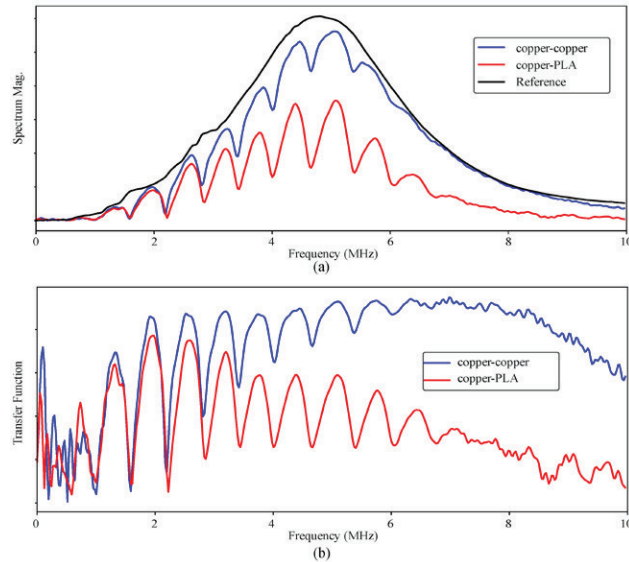


Figure 9. (a) Examples of spectrums of A-scans at different interfaces compared with the spectrum of the reference (copper) A-scan. (b) Examples of resulting resonant transfer functions.

Figure 10 shows an example of a C-scan obtained using resonant spectroscopy (Figure 10a) and time analysis (Figure 10b) for the same circuit, in which the errors in the adhesion of the bottom layer are clearly visible, which were not noticed in the visual analysis.

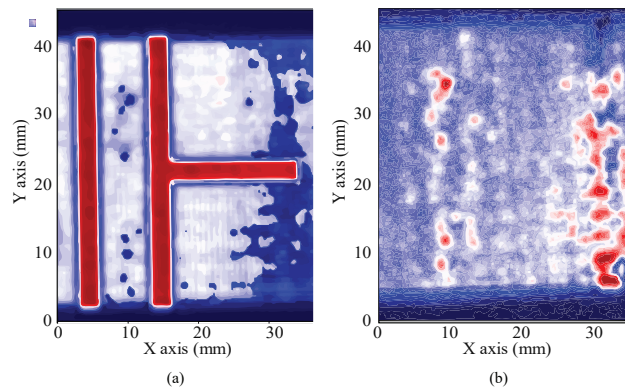


Figure 10. Examples of adhesion errors seen using resonant spectroscopy (a) and time analysis (b).

The aforementioned methods, despite being quite simple, are very reliable and can be used without any experience in NDT evaluation by the circuit designers, therefore providing a valuable tool in the design stages at the laboratory. Additionally, as most of the specimens did not show relevant errors in the adhesion nor in the different materials' structure, it proves that the method used for the design and assembly of the circuits is consistent, although a more detailed study of the proposed

inspection methods, especially spectroscopy imaging, should be conducted in order to establish the relation between the resonant frequencies and the depth of the reflections.

3.3. Microwave Circuits Proof of Concept

To provide a proof of concept of the results obtained in the previous sections, stepped impedance filters are designed and manufactured in microstrip and stripline technologies because they are relatively simple to manufacture, are widely used in microwave systems, and allow easy comparison with traditional technologies. In particular, four fifth-order maximally flat low-pass stepped impedance filters centered at 2.0 GHz were designed and fabricated [41]. Two of the designed filters employ PLA substrate with a conventional constant density filling pattern (homogeneous substrate), while the other two are fabricated onto a PLA substrate specifically designed (for the implemented microwave circuits) by changing density filling pattern regions, which allows enhancing the filter performances. In all cases, a geometrical linewidth limit of 0.75 mm for the implementation of the filter high impedance sections was chosen, while for the low impedance sections the limit considered was 10.0 mm. Each series inductance L in the low-pass lumped element filter prototype is synthesized using a high characteristic impedance Z_{high} line section whose length is determined by:

$$l_L = \frac{LZ_0}{\beta Z_{high}} \tag{1}$$

while each parallel capacitance C in the low-pass lumped element filter prototype is synthesized using a low characteristic impedance Z_{low} line section whose length is calculated using:

$$l_C = \frac{CZ_{low}}{\beta Z_0} \tag{2}$$

where $Z_0 = 50 \Omega$ is the reference impedance and $\beta = 2\pi/\lambda$ is the phase constant at the design frequency, being λ the wavelength at the design frequency. Parameters β , Z_{high} and Z_{low} are dependent on the substrate dielectric permittivity.

3.3.1. Microstrip Stepped Impedance Filters

A conventional microstrip low-pass filter design is implemented using a 1.6 mm high homogeneous substrate with a constant density filling pattern of 100%. As shown in Figure 9 for this material $\epsilon_r = 2.88$ and $\tan \delta = 0.02$. For this particular substrate, characteristic, $Z_{high} = 114.4 \Omega$ and $Z_{low} = 26.5 \Omega$ in microstrip technology, while for a 50Ω characteristic impedance transmission line the width is 4.1 mm. Table 2 shows the length of the different microstrip filter sections.

Table 2. Microstrip homogenous filter section length.

Parameter	Section Length (mm)
l_{input}, l_{output}	10.0
l_{C1}	4.63
l_{L1}	11.77
l_{C2}	14.67

Figure 11a shows a photograph of the manufactured microstrip filter prototype including the SMA connectors. These connectors were attached using a silver conductive epoxy to improve the electrical connection and reduce losses. Connectors cannot be soldered because the temperature required exceeds the fusion temperature of PLA. Figure 11b shows a comparison between measured and simulated S-parameters. Both sets of curves are in very good agreement.

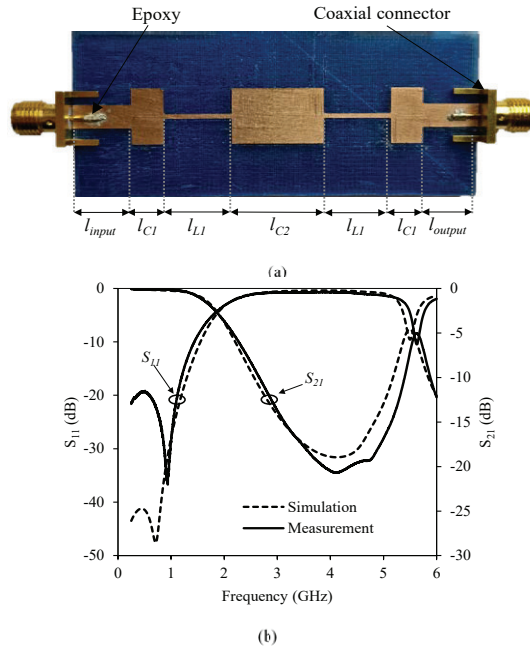


Figure 11. (a) Stepped impedance filter manufactured with 100% density. (b) Measured and simulated response of the stepped impedance filter with a 100% density substrate.

The second prototype implemented consists of a novel microstrip low-pass filter design using a 1.6 mm high heterogeneous substrate with different filling density patterns. As shown in Figure 12, a density filling pattern of 100% (with $\epsilon_r = 2.88$ and $\tan \delta = 0.02$) for Z_{low} and a density filling pattern of 30% ($\epsilon_r = 2.1$ $\tan \delta = 0.013$) for Z_{high} was used. For this particular substrate characteristics $Z_{high} = 129.1 \Omega$ and $Z_{low} = 26.5 \Omega$ in microstrip technology, providing a 14 Ohm increase for Z_{high} compared with the previous filter. The width of a 50Ω characteristic impedance transmission line is 4.1 mm. Table 3 shows the length of the different microstrip filter sections.

Table 3. Microstrip heterogeneous filter section length.

Parameter	Section Length (mm)
l_{input}, l_{output}	10.0
l_{C1}	4.63
l_{L1}	11.66
l_{C2}	14.67

Figure 12a shows a photograph of the manufactured microstrip filter prototype including the SMA connectors. Figure 12b shows a comparison between measured and simulated S-parameters. Both sets of curves are in very good agreement. Figure 12c shows a comparison of the two microstrip filters, whereby using a heterogeneous substrate, an increase of 4 dB in the rejection band is achieved due to the use of a higher Z_{high} .

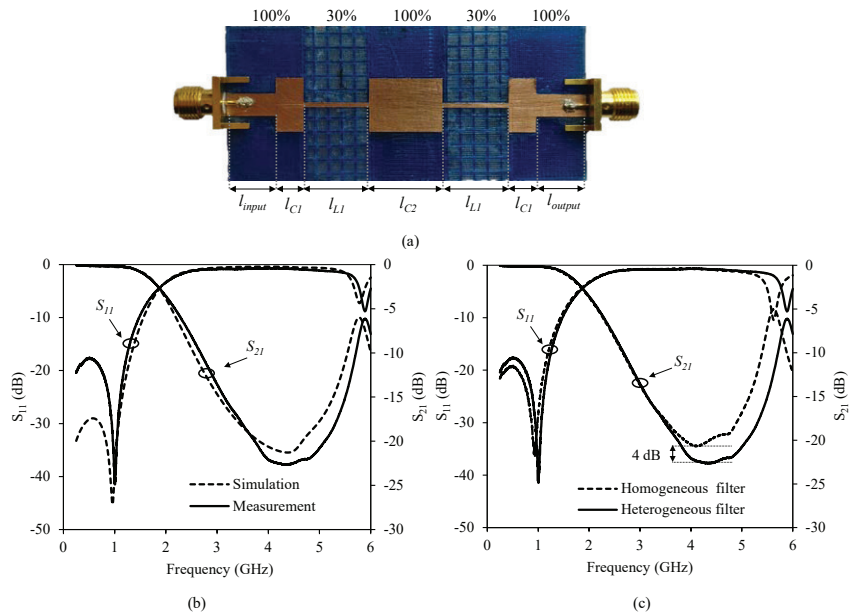


Figure 12. (a) Stepped impedance filter manufactured with different densities. (b) Measured and simulated response of the stepped impedance filter with different densities. (c) Comparison measurements of the different filters.

3.3.2. Stripline Stepped Impedance Filters

Another feature of using additive 3D printing techniques is the possibility of easily making microwave devices in stripline or multilayer technology. The manufacturing process is similar to the previous one, but in this case, the substrate has to be grown again after engraving the circuit in the milling machine, so the correct positioning of the substrate both, in the milling machine and in the 3D printer, is critical. This process was carried out by adding positioning holes of about 3.0 mm diameter in the substrate piece. The first filter implemented aims to demonstrate the viability of using this type of technology by means of the design of a conventional low-pass filter in stripline technology, using a homogeneous substrate of 3.2 mm height with a filling density pattern of 100%, as it is shown in Figure 13a. For this type of material $\epsilon_r = 2.88$ y $\tan \delta = 0.02$, so for the designed substrate in stripline technology $Z_{low} = 7.92 \Omega$ and $Z_{high} = 57.1 \Omega$, while the width of the 50Ω transmission line is 3.86 mm. Table 4 shows the lengths of the different sections of the stripline filter.

Table 4. Stripline homogenous filter section length.

Parameter	Section Length (mm)
l_{input}, l_{output}	10.0
l_{strip}	5.0
l_{C1}	4.63
l_{L1}	10.78
l_{C2}	14.67

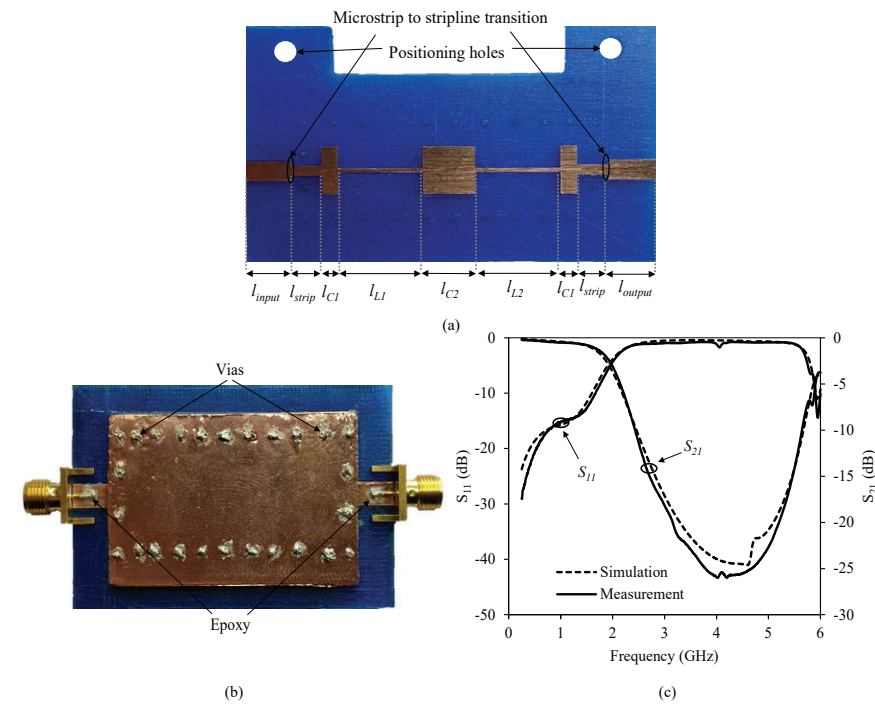


Figure 13. (a) Stripline stepped impedance filter with 100% density before completing its implementation. (b) Photograph of the fabricated filter. (c) Measured and simulated response of the stripline stepped impedance filter with a 100% density substrate.

Figure 13b shows a picture of the manufactured stripline filter prototype including the SMA connectors, and the metal vias. These connectors and vias were attached using a silver conductive epoxy to improve the electrical connection and reduce losses. Figure 13c shows a comparison between measured and simulated S-parameters, with a good agreement.

The second stripline prototype implemented consists of a novel low-pass filter design using a 3.2 mm high heterogeneous substrate with different filling density patterns. As shown in Figure 14a a density filling pattern of 100% ($\epsilon_r = 2.88$, $\tan \delta = 0.02$) for Z_{low} and a density filling pattern of 30% ($\epsilon_r = 2.1$, $\tan \delta = 0.013$) for Z_{high} was used. For this particular substrate in stripline technology, $Z_{high} = 65.1 \Omega$ and $Z_{low} = 7.92 \Omega$, providing an 8 ohm Z_{high} increase. The width of a 50 Ω transmission line is 2.5 mm. Table 5 shows the length of the different stripline filter sections.

Table 5. Stripline heterogeneous filter section length.

Parameter	Section Length (mm)
l_{input}, l_{output}	10.0
l_{strip}	5.0
l_{C1}	4.63
l_{L1}	10.78
l_{C2}	14.67

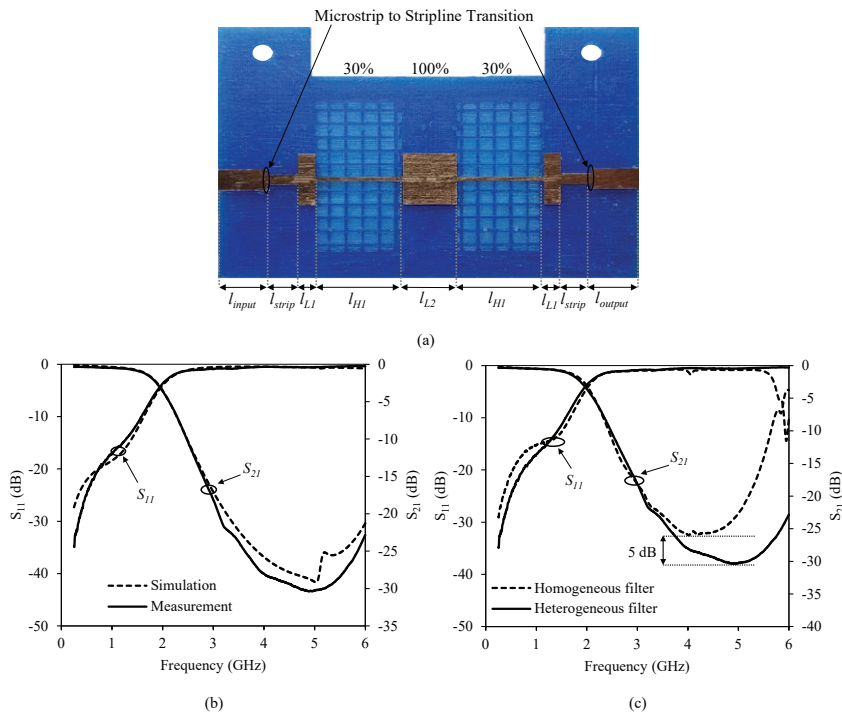


Figure 14. (a) Stepped impedance filter manufactured with different densities before its implementation is completed. (b) Measured and simulated response of the stepped impedance filter with different densities. (c) Comparison measurements of the different filters.

Figure 14b shows a picture of the manufactured stripline filter prototype including the SMA connectors. Figure 14c shows a comparison between measured and simulated S-parameters. Both sets of curves are in very good agreement. Figure 14c shows a comparison of the two stripline filters, whereby using a heterogeneous substrate an increase of 5 dB in the rejection band is achieved.

According to the results presented in this article, FDM technology shows a high capacity of substrate configuration and good electrical characteristics to obtain microwave electronic circuits. These properties offered by 3D printing should be considered and exploited in future research work in order to obtain more complex microwave devices. The work presented includes a preliminary study on the characterization of materials for microwave applications with the main objective of developing high-frequency circuits with improved performance. The low cost, the different electrical properties that can be achieved, and the different configurations of the substrates, make 3D printing an interesting subject of research to make microwave devices faster, in a straightforward way and with better characteristics.

4. Conclusions

In this work, an incipient technology such as 3D printing was validated for the realization of simple and complex low-cost microwave circuits. The manufacturing process of the substrates, the structural analysis by ultrasound and the electrical characterization of different standard filaments was described, obtaining different relative permittivity and allowing to design the relative permittivity of a material by varying the filling density pattern and the total height of the substrate. The ultrasonic

structural analysis has shown the reliability of the manufacturing process. Finally, to check the different possibilities offered by the additive manufacturing process presented, different simple and complex stepped impedance filters were implemented in microstrip and stripline technology. Good results were obtained in both technologies, with better performances when additive possibilities, such as different substrate densities are used, so it can be concluded that additive manufacturing techniques offer wide possibilities in the design of planar microwave circuits. The most interesting ones are the design of the substrate characteristics according to the needs of the application and the possibility of realizing complex structures to increase the performance of the microwave circuits.

Author Contributions: H.G.-M.: conceptualization, methodology, experimentation, validation, formal analysis, writing—original draft, and writing—review and editing. E.Á.-N.: conceptualization, validation, writing—review and editing, supervision, and funding acquisition. G.T.-P.: conceptualization, validation, writing—review and editing, and supervision. A.R.-M.: experimentation, validation, writing—review and editing. C.B.-A.: data curation, writing—review and editing. M.A.d.l.C.-L.: formal analysis, writing—review and editing. All authors have read and agreed to the published version of the manuscript.

Funding: This research was funded by a grant (No. DPI2016-80391-C3-2-R [AEI/FEDER, UE]) from the Agencia Estatal de Investigación (AEI) and from EU through the Fondo Europeo de Desarrollo Regional—FEDER—“A way to build Europe”.

Conflicts of Interest: The authors declare no conflict of interest.

References

1. Srivatsan, T.; Sudarshan, T. *Additive Manufacturing: Innovations, Advances, and Applications*; CRC Press: Boca Raton, FL, USA, 2015.
2. Paolini, A.; Kollmannsberger, S.; Rank, E. Additive manufacturing in construction: A review on processes, applications, and digital planning methods. *Addit. Manuf.* **2019**, *30*. [[CrossRef](#)]
3. Burton, H.E.; Peel, S.; Eggbeer, D. Reporting fidelity in the literature for computer aided design and additive manufacture of implants and guides. *Addit. Manuf.* **2018**, *23*, 362–373. [[CrossRef](#)]
4. Kestilä, A.; Nordling, K.; Miikkulainen, V.; Kaipio, M.; Tikka, T.; Salmi, M.; Auer, A.; Leskelä, M.; Ritala, M. Towards space-grade 3D-printed, ALD-coated small satellite propulsion components for fluidics. *Addit. Manuf.* **2018**, *22*, 31–37. [[CrossRef](#)]
5. Gholamipour-Shirazi, A.; Kamlow, M.-A.; Norton, I.T.; Mills, T. How to formulate for structure and texture via medium of additive manufacturing—A review. *Foods* **2020**, *9*, 497. [[CrossRef](#)] [[PubMed](#)]
6. Velázquez, J.S.; Cavas, F.; Bolarín, J.M.; Alió, J.L. 3D printed personalized corneal models as a tool for improving patient’s knowledge of an asymmetric disease. *Symmetry* **2020**, *12*, 151. [[CrossRef](#)]
7. Tanner, J.A.; Jethwa, B.; Jackson, J.; Bartanuszova, M.; King, T.S.; Bhattacharya, A.; Sharma, R. A three-dimensional print model of the pterygopalatine fossa significantly enhances the learning experience. *Anat. Sci. Educ.* **2020**. [[CrossRef](#)]
8. Berman, B. 3-D printing: The new industrial revolution. *Bus. Horiz.* **2012**, *55*, 155–162. [[CrossRef](#)]
9. Leigh, S.J.; Bradley, R.J.; Pursell, C.P.; Billson, D.R.; Hutchins, D.A. A simple, low-cost conductive composite material for 3D printing of electronic sensors. *PLoS ONE* **2012**, *7*, e49365. [[CrossRef](#)]
10. Huang, Y.; Wu, H.; Xiao, L.; Duan, Y.; Zhu, H.; Bian, J.; Ye, D.; Yin, Z. Assembly and application of 3D conformal electronics on curvilinear surface. *Mater. Horiz.* **2019**, *6*, 642–683. [[CrossRef](#)]
11. Kim, K.; Park, J.; Suh, J.; Kim, M.; Jeong, Y.; Park, I. 3D printing of multiaxial force sensors using carbon nanotube (CNT)/thermoplastic polyurethane (TPU) filaments. *Sens. Actuators A Phys.* **2017**, *263*, 493–500. [[CrossRef](#)]
12. Zhang, S.; Wang, B.; Jiang, J.; Wu, K.; Guo, C.F.; Wu, Z. High-fidelity conformal printing of 3D liquid alloy circuits for soft electronics. *ACS Appl. Mater. Interfaces* **2019**, *11*, 7148–7156. [[CrossRef](#)] [[PubMed](#)]
13. Macdonald, E.; Salas, R.; Espalin, D.; Perez, M.; Aguilera, E.; Muse, D.; Wicker, R.B. 3D printing for the rapid prototyping of structural electronics. *IEEE Access* **2013**, *2*, 234–242. [[CrossRef](#)]
14. Kim, N.P. 3D-printed conductive carbon-infused thermoplastic polyurethane. *Polymers* **2020**, *12*, 1224. [[CrossRef](#)] [[PubMed](#)]

15. Perelaer, J.; Smith, P.J.; Mager, D.; Soltman, D.; Volkman, S.K.; Subramanian, V.; Korvinkdf, J.G.; Schubert, U.S. Printed electronics: The challenges involved in printing devices, interconnects, and contacts based on inorganic materials. *J. Mater. Chem.* **2010**, *20*, 8446–8453. [CrossRef]
16. Dahle, R.; Laforge, P.; Kuhling, J. 3-D printed customizable insert for waveguide filter design at X-Band. *IEEE Microw. Wirel. Compon. Lett.* **2017**, *27*, 1080–1082. [CrossRef]
17. Ghazali, M.I.M.; Karuppuswami, S.; Kaur, A.; Chahal, P. 3D Printed high functional density packaging compatible out-of-plane antennas. *Addit. Manuf.* **2019**, *30*, 100863. [CrossRef]
18. Rojas-Nastrucci, E.A.; Nussbaum, J.T.; Crane, N.B.; Weller, T.M. Ka-Band characterization of binder jetting for 3-D printing of metallic rectangular waveguide circuits and antennas. *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.* **2017**, *65*, 3099–3108. [CrossRef]
19. Ketterl, T.P.; Vega, Y.; Arnal, N.C.; Stratton, J.W.I.; Rojas-Nastrucci, E.A.; Córdoba-Erazo, M.F.; Abdin, M.M.; Perkowski, C.W.; Deffenbaugh, P.I.; Church, K.H.; et al. A 2.45 GHz phased array antenna unit cell fabricated using 3-D multi-layer direct digital manufacturing. *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.* **2015**, *12*, 4382–4394. [CrossRef]
20. Clower, W.; Hartmann, M.J.; Joffron, J.B.; Wilson, C.G. Additive manufactured graphene composite Sierpinski gasket tetrahedral antenna for wideband multi-frequency applications. *Addit. Manuf.* **2020**, *32*, 101024. [CrossRef]
21. Rocco, G.M.; Bozzi, M.; Schreurs, D.; Perregrini, L.; Marconi, S.; Alaimo, G.; Auricchio, F. 3-D printed microfluidic sensor in SIW technology for liquids' characterization. *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.* **2020**, *68*, 1175–1184. [CrossRef]
22. Lai, W.; Wang, Y.; He, J. Electromagnetic wave absorption properties of structural conductive ABS fabricated by fused deposition modeling. *Polymers* **2020**, *12*, 1217. [CrossRef] [PubMed]
23. Massoni, E.; Silvestri, L.; Alaimo, G.; Marconi, S.; Bozzi, M.; Perregrini, L.; Auricchio, F. 3-D printed substrate integrated slab waveguide for single-mode bandwidth enhancement. *IEEE Microw. Wirel. Compon. Lett.* **2017**, *27*, 536–538. [CrossRef]
24. Flowers, P.F.; Reyes, C.; Ye, S.; Kim, M.J.; Wiley, B.J. 3D printing electronic components and circuits with conductive thermoplastic filament. *Addit. Manuf.* **2017**, *18*, 156–163. [CrossRef]
25. Rogers Corporation. Copper Foils for High Frequency Materials. Available online: <https://www.rogerscorp.cn/documents/749/acs/Copper-Foils-for-High-Frequency-Circuit-Materials.pdf> (accessed on 5 August 2020).
26. Rogers Corporation. Processing Guidelines for RO4400™ Bonding Layers. Available online: <https://rogerscorp.com/-/media/project/rogerscorp/documents/advanced-connectivity-solutions/english/fabrication-information/fabrication-guidelines-ro4400-bonding-layers.pdf> (accessed on 5 August 2020).
27. Chaudhry, M.S.; Czekanski, A. Evaluating FDM process parameter sensitive mechanical performance of elastomers at various strain rates of loading. *Materials* **2020**, *13*, 3202. [CrossRef]
28. Kerekes, T.; Lim, H.; Yeol, W.; Jin, G. Characterization of process–deformation/damage property relationship of fused deposition modeling (FDM) 3D-printed specimens. *Addit. Manuf.* **2019**, *25*, 532–544. [CrossRef]
29. Rodríguez, A.; Sivilainis, L.; Dumbrava, V.; Chaziachmetovas, A.; Salazar, A. Automatic simultaneous measurement of phase velocity and thickness in Composite plates using iterative deconvolution. *NDT E Int.* **2014**, *66*, 117–127. [CrossRef]
30. Hirao, M.; Ogi, H.; Sato, K. Interface Delamination of Layered Media: Acoustic Spectroscopy and Modal Analysis. *IEEE Trans. Ultrason. Ferroelectr. Freq. Contr.* **2004**, *51*. [CrossRef]
31. Álvarez-Arenas, T.G. Simultaneous determination of the ultrasound velocity and the thickness of solid plates from the analysis of thickness resonances using air-coupled ultrasound. *Ultrasonics* **2010**, *50*, 104–109. [CrossRef]
32. Livings, R.; Dayal, V.; Barnard, D. Damage detection in a multi-layered, multi-material composite using air-coupled ultrasonic resonance imaging. *J. Nondestruct. Eval.* **2016**, *35*, 55. [CrossRef]
33. Hettler, J.; Tabatabaeipour, M.; Delrue, S.; Abeele, K.V.D. Detection and characterization of local defect resonances arising from delaminations and flat bottom holes. *J. Nondestruct. Eval.* **2017**, *36*, 2. [CrossRef]
34. Castaings, M.; Siryabe, E.; Renier, M.; Meziane, A. Ultrasonic characterization of cohesive and adhesive properties of adhesive bonds. *J. Acoust. Soc. Am.* **2015**, *138*, 1766. [CrossRef]
35. García-Martínez, H.; Ávila-Navarro, E.; Torregrosa-Penalva, G.; Delmonte, N.; Silvestri, L.; Marconi, S.; Alaimo, G.; Auricchio, F.; Bozzi, M. Design and fabrication of a band-pass filter with EBG single-ridge waveguide using additive manufacturing techniques. *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.* **2020**. [CrossRef]

36. García-Martínez, H.; Avila, E.; Torregrosa Penalva, G.; Bronchalo, E.; Blanco Angulo, C.; Bozzi, M. Multilayered additive-manufactured half-wavelength coupled line filters. *Int. J. Electron. Commun.* **2020**, *123*, 153320. [[CrossRef](#)]
37. Mundo Reader, S.L. BQ Hephestos. Available online: <https://www.bq.com/en/support/hephestos/support-sheet> (accessed on 4 July 2020).
38. Ultimaker USA Inc. Software Ultimaker Cura. Available online: <https://ultimaker.com/es/software/ultimaker-cura> (accessed on 6 July 2020).
39. Constanzo, S. *Microwave Materials Characterization*; Intech: Rijeka, Croatia, 2012.
40. Chen, L.F.; Ong, C.K.; Neo, C.P.; Varadan, V.V.; Varadan, V.K. *Microwave Electronics: Measurement and Materials Characterization*; Wiley: Hoboken, NJ, USA, 2004.
41. Pozar, D. *Microwave Engineering*, 2nd ed.; John Wiley & Sons, Inc.: Hoboken, NJ, USA, 1998.



© 2020 by the authors. Licensee MDPI, Basel, Switzerland. This article is an open access article distributed under the terms and conditions of the Creative Commons Attribution (CC BY) license (<http://creativecommons.org/licenses/by/4.0/>).

A.3 Artículo en la revista AEU - International Journal of Electronics and Communications

Multilayered additive-manufactured half-wavelength coupled line filters

Héctor García-Martínez ^{a,*}, Ernesto Ávila-Navarro ^a, Germán Torregrosa-Penalva ^b, Enrique Bronchalo ^b, Carolina Blanco-Angulo ^a, Maurizio Bozzi ^c

^aMaterials Science Department, Optical and Electronic Technology, University Miguel Hernández of Elche, 03202 Elche, Spain

^bCommunication Engineering Department, University Miguel Hernández of Elche, 03202 Elche, Spain

^cDepartment of Electrical, Computer, and Biomedical Engineering, University of Pavia, 27100 Pavia, Italy

ARTICLE INFO

Keywords:

Additive manufacturing
Coupling coefficient
Multilayered filter
3D printing

ABSTRACT

This work presents the design, fabrication and measurements of third-order multilayered filters by additive manufacturing technology. The filters are fabricated using conventional half-wavelength line resonators and a low-cost 3d polylactic acid polymer additive manufacturing process, which allows rapid prototyping and fabrication of complex topologies. The designs, performed at a centre frequency of 2.0 GHz, aim to provide fast manufacturing and get enhanced performances when compared to conventional coupled line third order filters using microstrip technology on commercial substrates. The simulated and measured responses of the fabricated prototypes are in all cases in good agreement.

1. Introduction

Nowadays, additive manufacturing techniques are employed in a wide variety of fields, including for example medicine, civil engineering, aeronautics and satellites construction [1]. This technology is starting to be used in other contexts thanks to the emergence of new and promising materials coupled to the cost reduction and better performing features of 3D printers [2,3]. In the particular area of radiofrequency and microwave devices, additive manufacturing has been mainly exploited to implement metallic waveguide structures and aperture antennas whose construction following traditional mechanical procedures is normally too expensive. In these cases, a 3D additive manufactured structure is normally first fabricated using a plastic material which is then metallized, thus reducing both the cost and weight of the fabricated device [4–12].

Commercial substrates with given physical and electrical characteristics are traditionally used for the implementation of microwave planar circuits, where a range of transmission line technologies are employed including microstrip lines, striplines, coplanar waveguides or, more recently, substrate integrated waveguides (SIW). Microwave circuit designers choose the appropriate substrate for the fabrication of their device, so that the size

of the resulting circuit and its electrical performance meets some particular requirements. Throughout the designing process the substrate remains a constant parameter that can be only modified during the very first stages of the designing process.

Additive manufacturing does allow the characteristics of the substrate material to become part of the designing process of microwave planar devices [13,14]. The substrate geometrical and electrical characteristics can be optimized as it is done with the rest of the dimensions of the circuit. Moreover, additive manufacturing techniques can be used to attain circuit topologies and geometries that cannot be achieved when standard commercial laminates are used, allowing a faster and simpler prototyping process. Additionally, 3D manufacturing constitutes an inexpensive alternative to technologies like LTCC [15]. For example, in [16] different multilayer filter topologies are fabricated using a varnish to separate the conductive elements, in [17] an EBG (electromagnetic band gap) transmission line including a varying height profile is presented and in [18] SIW structures are fabricated using additive manufacturing techniques. This, in turn, can lead to the attainment of enhanced electrical characteristics. On the other hand, two relevant drawbacks of this technology have to be addressed in order to reach satisfactory designs: inability of polylactic acid polymer (PLA) materials to cope with high temperatures and the metallization procedure on plastic materials.

In order to demonstrate some of the advantages stated before, in this work we present the design of several third order simple multilayered pass-band filters operating at 2.0 GHz. They are implemented by means of three conventional half-wavelength

* Corresponding author.

E-mail addresses: mhector@umh.es (H. García-Martínez), evila@umh.es (E. Ávila-Navarro), gtorregrosa@umh.es (G. Torregrosa-Penalva), ebronchalo@umh.es (E. Bronchalo), cblanco@umh.es (C. Blanco-Angulo), maurizio.bozzi@unipv.it (M. Bozzi).

2

resonators to achieve improved performances when compared to the same designs fabricated in microstrip technology on a commercial substrate [19]. In particular, we have focused in the study of three different features: maximum pass-band bandwidth, harmonic suppression response and introduction of additional cross-coupling transmission zeros in the filter response.

The work is organized as follows: Section 2 describes the additive manufacturing process and PLA material electrical characterization, Section 3 introduces the filter topology and the calculations of the input/output quality factors and coupling coefficients between resonators. Subsequently, Section 4 presents the different filter designs, and some final conclusions are given in Section 5.

2. Additive manufacturing process

For the fabrication of the prototypes, a 3D printer BQ Hephestos was used together with a 1.75 mm diameter PLA filament. The filling pattern density in each layer can be modified from 100% to 15% (structures with less density material are too weak to provide an adequate consistency) [20]. Fig. 1 shows the multilayer structure implemented for the different filter prototypes. The top (PLA - 3) and bottom (PLA - 1) PLA layers are 0.4 mm high, while the middle layer (PLA - 2) has a height of $n \times 0.1$ mm. The density filling pattern of all PLA layers is 100%. Once the bottom PLA 0.4 mm layer is fabricated an intermediate metallic layer (metal - 1) is placed on top. Metallic layers are fabricated by gluing a 0.035 mm high copper sheet to the PLA structure, using a commercial non-conductive 2216B/A epoxy adhesive. The different resonators in each metallic layer are fabricated using a Protomat S42 LPKF milling machine. Then, the middle PLA layer (PLA - 2) is produced and the second metallic layer (metal - 2) is glued on top and milled. Finally, the top PLA layer (PLA - 3) is printed and the whole structure is enclosed by the top and bottom glued metallic ground planes.

On the other hand, in order to implement the multilayer filter prototypes, it is necessary to know the electrical characteristics of the PLA. This PLA component is a multipurpose material, not intended specifically for high frequency applications. Its characterization yielded a relative dielectric permittivity of $\epsilon_r = 2.88$ at 2.0 GHz and a loss tangent of $\tan \delta = 0.02$ (for a 100% density filling pattern) [13].

3. Filter topology and coupling coefficients

The third order filters are fabricated making use of conventional half-wavelength line resonators. In all cases the resonators have a width $w = 0.63$ mm, which corresponds to the 50 Ω transmission line shown in Fig. 1b. The coupling coefficient [21] between two resonators under different geometries has been obtained using the expression

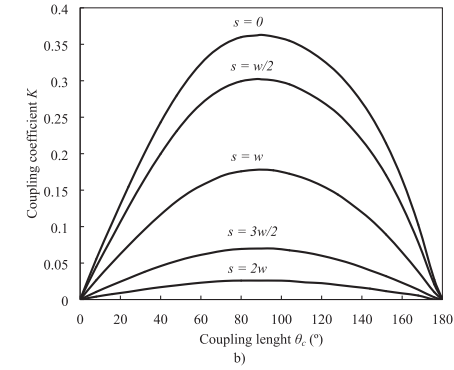
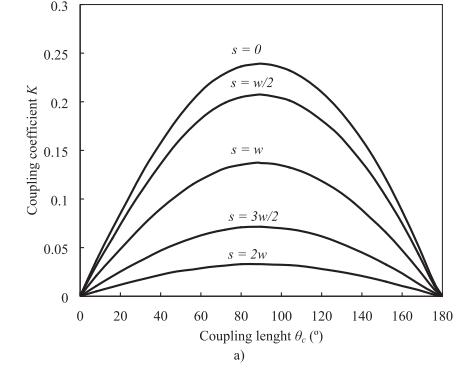


Fig. 2. Coupling coefficient of two half-wavelength line resonators as a function of the coupling length θ_c , for different values of the transversal spacing s between resonators. (a) PLA - 2 intermediate layer is 0.4 mm high. (b) PLA - 2 intermediate layer is 0.2 mm high.

$$K = \frac{f_{p1}^2 - f_{p2}^2}{f_{p1}^2 + f_{p2}^2} \quad (1)$$

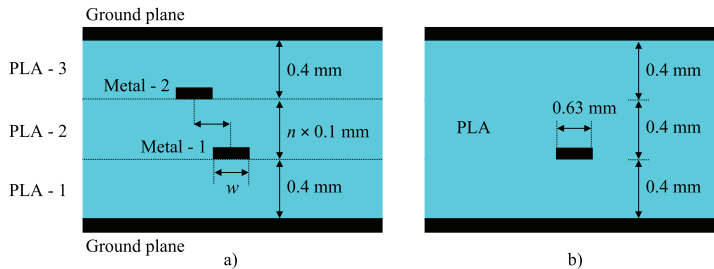


Fig. 1. Cross-section of the multilayer structures. Dark regions are 0.035 mm high copper conductors. (a) 2 resonator structure. (b) 50 Ω transmission line.

where f_{p1} and f_{p2} are the natural resonant frequencies of the coupling configuration. These frequencies are determined by means of electromagnetic simulation using software ADS by Keysight for a weak input/output coupling of the coupled resonators structure.

The coupling coefficient for the structure shown in Fig. 1 has been computed for different values of the relative transversal separation s between the half-wavelength resonators as a function of the coupling section length θ_c . These results are given in Fig. 2a and Fig. 2b. As it can be seen in Fig. 2b the maximum coupling coefficient is approximately twice the one obtained for two coupled line resonators separated 0.2 mm in microstrip technology [19]. This fact is exploited for obtaining enhanced wideband filter responses. Another important fact to be pointed out is that the shape of these coupling coefficients follows a sinusoidal behaviour of the form $K(\theta_c) \propto \sin \theta_c$, corresponding to the TEM nature of the structure of Fig. 1 [21].

4. Pass-band multilayer filter designs with different configurations

In this section, several filter designs are presented. The filters exhibit a third order Chebyshev response, centered at 2.0 GHz and with a 0.1 dB ripple 10% fractional bandwidth (FBW). The low-pass prototype elements are: $g_0 = g_4 = 1$, $g_1 = g_3 = 1.0316$ and finally $g_2 = 1.1474$. The design parameters for the filters are calculated using [21]

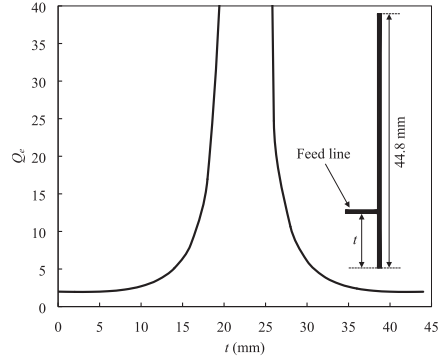


Fig. 3. Simulated external quality factor Q_e as a function of the position t of the feed line. PLA – 2 intermediate layer is 0.4 mm high.

$$Q_{ei} = Q_{eo} = \frac{g_0 g_1}{FBW} \quad (2)$$

$$K_{12} = K_{23} = \frac{FBW}{\sqrt{g_1 g_2}} \quad (3)$$

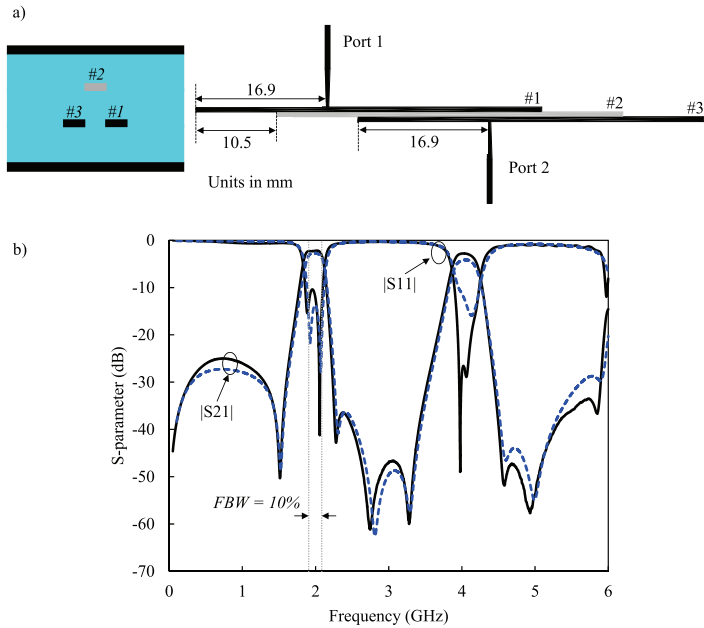


Fig. 4. (a) Filter dimensions to scale in mm, and cross-section filter diagram. (b) Measured (black continuous line) and simulated (blue dashed line) S-parameters. (For interpretation of the references to colour in this figure legend, the reader is referred to the web version of this article.)

4

where K_{i+1} is the coupling coefficient between resonators i and $i + 1$, and Q_{ei} and Q_{eo} are the input and output external quality factors. The feeding line position t controls the external quality factor as it is shown in Fig. 3. [21] (electromagnetic simulations were carried out using the structure of Fig. 1b).

4.1. Conventional 10% relative bandwidth filter design

The first filter aims to demonstrate the feasibility of the technology, through a structure that exhibits a relative bandwidth of $FBW = 10.0\%$. For this design, using (2) and (3) gives $Q_{ei} = Q_{eo} = 10.316$ and $K_{12} = K_{23} = 0.092$ [22]. The filter is formed by three resonators. Input resonator (#1) and output resonator (#3) are on the same middle bottom metal - 1 layer. Resonator #2 is on the middle top metal - 2 layer (shown in grey colour in Fig. 4a). The

dimensions of the filter are also given in Fig. 4a. In this case the PLA - 2 intermediate layer is 0.4 mm high and $s = w$ was chosen. The required coupling coefficient was obtained accordingly from Fig. 2a with $\theta_c = 138^\circ$. Different resonator configurations are possible to achieve the desired band-pass performance, but the one fabricated provided an appropriate out-of-band response due to the inclusion of different transmission zeros. Scattering parameter filter measurements were carried out using Agilent Technologies a E8363B vector network analyser (with 3201 number of points, range frequency 0.1–6 GHz and IF filter bandwidth 10 KHz). The measured response is compared to the simulated S-parameters in Fig. 4b. The measured insertion loss in the pass-band (including SMA connector losses) is less than 1.3 dB, while both sets of curves are in good agreement. The filter occupies a circuit area of $65.8 \times 1.89 \text{ mm}^2$, which corresponds to $0.73\lambda_0 \times 0.02\lambda_0$, where



Fig. 5. Photograph of the fabricated filter before its implementation is completed. On top of the structure resonator #2 can be clearly seen.

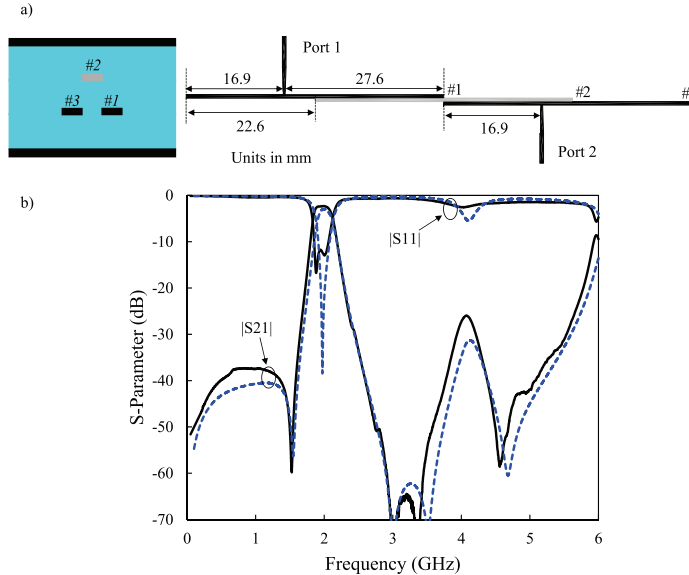
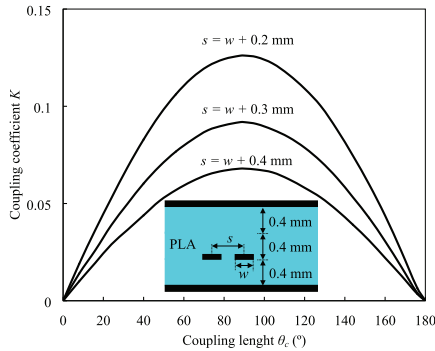


Fig. 6. (a) Filter dimensions to scale in mm, and cross-section filter diagram. PLA - 2 middle layer is in this filter 0.8 mm high. (b) Measured (black continuous line) and simulated (blue dashed line) S-parameters. (For interpretation of the references to colour in this figure legend, the reader is referred to the web version of this article.)



The second transmission zero at 2.28 GHz is produced by cross-coupling effect, since there is some coupling between the first and third resonators. The third transmission zero at 2.8 GHz results from the feeding position point in port #1, where a virtual ground appears when $t \approx \lambda/4$.

A picture of the implemented filter before the fabrication process is finished is shown in Fig. 5. In this picture the top PLA – 3 layer, as well as the metallic top and bottom ground planes, vias and connectors are not included.

4.2. Harmonic suppression filter design

The second filter aims to improve the out-of-band response, by suppressing the pass-band at $2f_0$. In order to improve the performance of the previous design, the separation between resonators was kept $s = w$, and the height of the PLA – 2 intermediate layer was modified to give $K_{12} = K_{23} = 0.092$ for a coupling length $\theta_c = 90^\circ$. This coupling length guarantees a null coupling coefficient between resonators at $2f_0$, due to the TEM behaviour of the structure. Thus the harmonic spurious pass-band around 4.0 GHz in Fig. 4b can be suppressed.

The dimensions and disposition of the different resonators are also shown in Fig. 6a. The measured response is compared to the simulated S-parameters in Fig. 6b. Measured transmission losses in the pass-band are in this case 2.3 dB (including SMA connectors), while again both sets of curves are in good agreement. The harmonic spurious pass-band at 4.0 GHz is suppressed by more than 25.0 dB. Although other alternatives are possible, the implementation carried out for the filter is not symmetric. This is done

λ_0 is the guided wavelength of the 50 Ω transmission line at 2.0 GHz shown in Fig. 1b. Three transmission zeros can be seen near the pass-band, which provide a high selectivity. The first transmission zero at 1.51 GHz results from the feeding position point in port #2, where a virtual ground appears when $t \approx \lambda/4$.

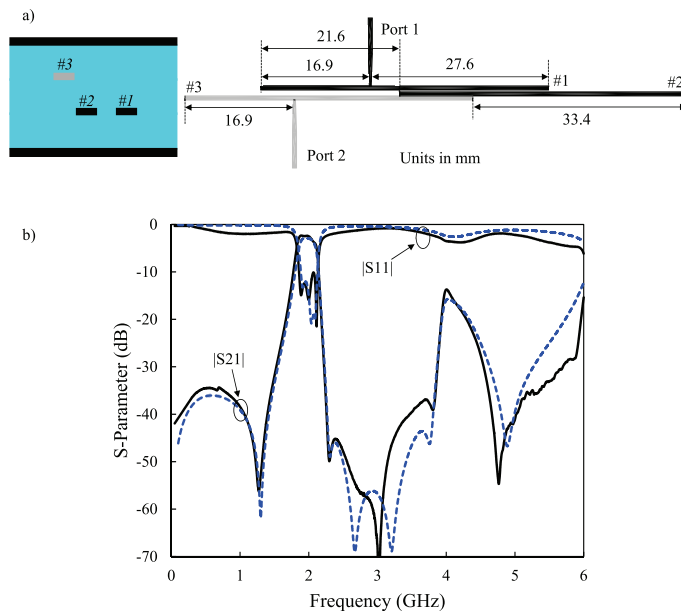


Fig. 8. (a) Filter dimensions and cross-section filter diagram where resonators #1 and #2 are on the same metal – 1 layer. (b) Measured (black continuous line) and simulated (blue dashed line) S-parameters. (For interpretation of the references to colour in this figure legend, the reader is referred to the web version of this article.)

6

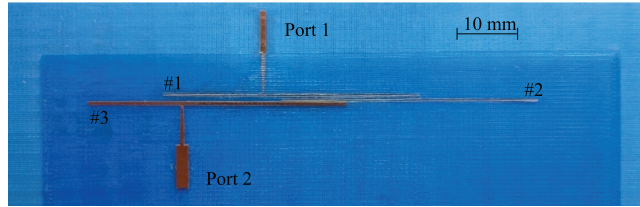
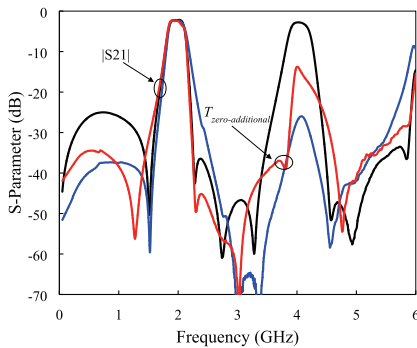


Fig. 9. Photograph of the fabricated filter before the manufacturing process is completed.



in order to take advantage of two different transmission zeros produced by the quarter wavelength open ended stubs in resonators #1 and #3 seen from the feeding lines. The filter occupies a circuit area of $89.6 \times 1.89 \text{ mm}^2$, which corresponds to $\lambda_0 \times 0.02\lambda_0$, where λ_0 is the guided wavelength of a 50Ω transmission line at 2.0 GHz.

4.3. Introduction of additional transmission zeros filter design

The third filter adopts a modified topology, with the aim to introduce additional transmission zeros. The filter response presented in the previous subsection can be further improved if the disposition of the resonators is modified. One alternative consists in placing resonators #1 and #2 on the same metallic layer (metal -1) and resonator #3 on a different metallic layer (metal -2). Fig. 7 shows the coupling coefficient between two resonators when both are on the same layer as a function of the coupling section length θ_c . The magnitude of the values obtained resembles those of a pair of coupled half-wavelength resonators in conventional microstrip technology [19].

The designed filter parameters are similar to those calculated in Section 4.1. All three resonators are again 0.63 mm wide, $s = w + 0.3 \text{ mm}$ has been chosen between resonators #1 and #2 (which leads to a coupling length section between these two resonators of $\theta_c = 90^\circ$), while $s = 0 \text{ mm}$ is chosen between resonators #2 and #3 (leading to a coupling length section of $\theta_c = 44^\circ$). The dimensions and disposition of the different resonators are also shown in Fig. 8a. Measured and simulated S-parameters are

compared in Fig. 8b. Measured transmission losses in the pass-band are 2.5 dB, while both sets of curves are again in good agreement. The filter occupies a circuit area of $77.8 \times 2.19 \text{ mm}^2$, which corresponds to $0.87\lambda_0 \times 0.024\lambda_0$, where λ_0 is the guided wavelength of a 50Ω transmission line at 2.0 GHz. The coupling coefficient at the second harmonic ($2f_0$) is $K = 0$, because $\theta_c = 180^\circ$ at $2f_0$ ($\theta_c = 90^\circ$ at f_0). Therefore, no spurious band is obtained at $2f_0$ since it is cancelled by the transmission zero produced by the null coupling. In this design a more selective response is attained by the introduction of an additional transmission zero at 2.3 GHz due to cross-coupling between resonators #1 and #3. On the other side the spurious harmonic response at 4.0 GHz is attenuated 15 dB.

A picture of the implemented filter before the fabrication process is finished is shown in Fig. 9. In this picture resonator #3 on top of the multilayer structure can be clearly seen, as well as the fact that ports #1 and #2 are in different layers.

The measured response of the three filters implemented for different resonator configurations is shown in Fig. 10. In the case of the third design there is an additional transmission zero produced by cross-coupling between resonator #1 and resonator #3.

4.4. Maximum bandwidth filter design

In the fourth filter the main goal is to implement a filter with the largest possible bandwidth at the design frequency $f_0 = 2.0 \text{ GHz}$. The low-pass filter prototype elements are those given at the beginning of Section 4. The maximum achievable coupling factor provided by the proposed structure, $K = 0.36$ as shown in Fig. 3b, is employed to yield from (3) $FBW = 39\%$ and from (2) $Q_{ei} = Q_{eo} = 2.62$. The PLA - 2 intermediate layer between resonators #1 and #3 and resonator #2 is in this case 0.2 mm high.

This configuration provides a -3dB fractional bandwidth close to 70% for the filter design with maximum bandwidth (similar designs with the same constraints in microstrip technology, using commercial laminates, yield fractional bandwidths close to 35%) [19]. In order to get the desired coupling coefficient, the coupling length between resonators is $\theta_c = 96^\circ$ for $s = 0$, see Fig. 2b, while the appropriate external quality factors are obtained for $t \approx 9 \text{ mm}$, as shown in Fig. 3.

The dimensions and disposition of the different resonators are also shown in Fig. 11a. The measured response is compared to the simulated S-parameters in Fig. 11b. Measured transmission losses in the pass-band are 0.9 dB, while both sets of curves are again in good agreement. The filter occupies a circuit area of $88.9 \times 0.63 \text{ mm}^2$, which corresponds to $\lambda_0 \times 0.007\lambda_0$, where λ_0 is the guided wavelength of a 50Ω transmission line at 2.0 GHz. The coupling coefficient at the second harmonic ($2f_0$) is $K = 0$, because $\theta_c = 180^\circ$ at $2f_0$ ($\theta_c = 90^\circ$ at f_0). Therefore, no spurious band is obtained at $2f_0$ since it is cancelled by the transmission zero produced by the null coupling. Small changes in the filter center frequency response might be due to deviations in the final filter dimensions and in the relative dielectric permittivity.

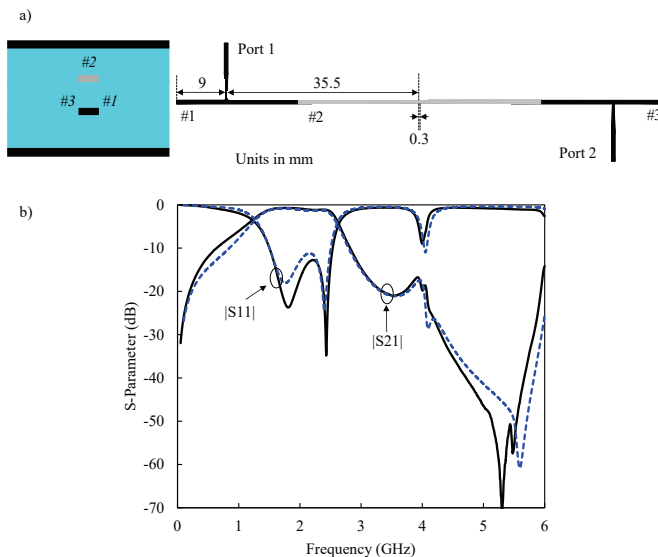


Fig. 11. (a) Filter dimensions, and cross-section filter diagram, where resonators #1 and #3 are aligned. (b) Measured (black continuous line) and simulated (blue dashed line) S-parameters. (cambiar).

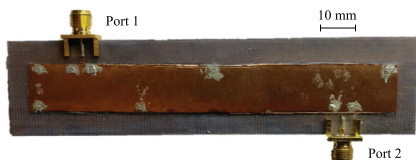


Fig. 12. Photograph of the final fabricated filter after the manufacturing process is completed.

Table 1
Technology performance comparison.

Technology	Insertion loss (dB)	Maximum fractional bandwidth (FBW)	Harmonic suppression (dB)	Filter shape factor (-30 dB)
Conventional microstrip design [19]	1.3	35%	17	3.0
Multilayer additive manufacturing, this work	2.3	70%	25	2.3

The picture of the final filter is shown in Fig. 12, which includes SMA connectors and vias. To improve the electrical contact between the SMA connectors and the tracks, a conductive silver epoxy RS PRO that cures at room temperature has been used.

Table 1 compares the performance characteristics of the different filter configurations implemented in conventional microstrip technology and using additive manufacturing techniques.

5. Conclusions

In this work, conventional low cost 3D additive manufacturing techniques have been used for the implementation of several half-wavelength resonator multilayer filters. Multilayer configurations allow the achievement of larger coupling coefficients in comparison to those obtained making use of standard microstrip technology on commercial laminates and demonstrate the simplicity and speed of creating these configurations using a 3D printer. The designed filters exhibit enhanced characteristics, such as suppression of the spurious harmonic pass-band, up to 70% pass-band fractional bandwidth and cross-coupling transmission zeros for better selectivity, and the measured filter responses are in good agreement with electromagnetic simulations.

Declaration of Competing Interest

The authors declare that they have no known competing financial interests or personal relationships that could have appeared to influence the work reported in this paper.

References

- [1] Gao W, Zhang Y, Ramanujana D, Ramani K, Chen Y, Williams CB, et al. The status, challenges, and future of additive manufacturing in engineering. *Comput Aided Des* 2015;69:65–89.
- [2] Kim C, Espalín D, Liang M, Xin H, Cuaron A, Varela I, et al. 3d printed electronics with high performance, multi-layered electrical interconnect. *IEEE Access* 2018;5, pp. 25 286–25 294.
- [3] Flowers PF, Reyes C, Ye S, Kim MJ, Wiley BJ. 3d printing electronic components and circuits with conductive thermoplastic filament. *Addit Manuf* 2017;18:156–63.
- [4] Kyvotarov V, Georgiev I, Margenov S, Stoychev D, Oliveri F, Tarchi D. New antenna design approach - 3D polymer printing and metallization. experimental test at 14–18GHz. *AEU - Int J Electron Commun* 2017;73:119–28.
- [5] Massoni E, Silvestri L, Alaimo G, Marconi S, Bozzi M, Perregrini L, et al. 3-d printed substrate integrated slab waveguide for single-mode bandwidth enhancement. *IEEE Microw Wireless Compon Lett* 2017;27:536–8.
- [6] Addamo G, Peverini OA, Manfredi D, Calignano F, Paonessa F, Virone G, et al. Additive manufacturing of ka-band dual-polarization waveguide components. *IEEE Trans Microw Theory Techn* 2018;66:3589–96.
- [7] Pons-Abenza A, García-Barceló JM, Romera-Pérez A, Alvarez-Melcon A, Quesada-Perera FD, Hinojosa-Jiménez J, et al. Design and implementation of evanescent mode waveguide filters using dielectrics and additive manufacturing techniques. *AEU - Int J Electron Commun* 2020;116.
- [8] Goh GL, Ma J, Chua KLF, Shweta A, Yeong WY, Zhang YP. Inkjet-printed patch antenna emitter for wireless communication application. *Virtual Phys Prototyp* 2016;11(4):289–94.
- [9] Mirzaee M, Noghalian S, Wiest L, Chang I. Developing flexible 3D printed antenna using conductive ABS materials. In: *IEEE international symposium on antennas and propagation & USNC/URSI national radio science meeting*, Vancouver, Canada, July, 2015 p. 1308–9.
- [10] Guan-Long H, Shi-Gang Z, Fan-Huat C, Tat-Soon Y. 3-D metal-direct-printed wideband and high-efficiency waveguide-fed antenna array. In: *IEEE MTT-S international microwave symposium*, Phoenix, United States, May, 2015, p. 1–4.
- [11] Agarwala S, Yeong WY. Aerosol jet fabricated biodegradable antenna for bioelectronics application. *Trans Addit Manuf Meets Med* 2019;1.
- [12] Francis V, Jain PK. 3D printed polymer dielectric substrates with enhanced permittivity by nanoclay inclusion. *Virtual Phys Prototyp* 2017;12:107–15.
- [13] García-Martínez H, Torregrosa-Penalva G, Ávila-Navarro E, Coves-Soler Á, Bronchalo E. Complex structures in microwave circuits by using additive manufacturing techniques. In: *Proc. 49th Eur. Microw. Conf. (EuMC)*, Paris, France, Oct. 2019, p. 782–5, doi: 10.23919/EuMC.2019.8910748.
- [14] Moscato S, Bahr R, Le T, Pasion M, Bozzi M, Perregrini L, et al. Infill dependent 3D-printed material based on Ninjabflex filament for antenna applications. *IEEE Antennas Wirel Propag Lett* 2016;15(1):1506–9.
- [15] Feng W, Gao X, Che W, Yang W, Xue Q. LTCC Wideband bandpass filters with high performance using coupled lines with open/shorted stubs. *IEEE Trans Compon Packag Manuf Technol* 2017;7(4):602–9.
- [16] Bouazzaoui H, Donnart K, Manchec A, Quendo C, Allanic R, Karpus F, et al. Ultra-wideband bandpass low-cost multilayer technologies filter using varnish. In: *Proc. 48th Eur. Microw. Conf. (EuMC)*, Madrid, Spain, Sep. 2018, p. 687–90.
- [17] Hester J, Nguyen E, Tice J, Radisic V. A novel 3d-printing-enabled 'roller coaster' transmission line. In: *2017 IEEE international symposium on antennas and propagation, USNC-URSI national radio science meeting*, San Diego, USA, Jul. 2017.
- [18] Moscato S, Bahr R, Le T, Pasion M, Bozzi M, Perregrini L, et al. Additive manufacturing of 3d substrate integrated waveguide components. *IET Electron Lett* 2015;51(18):124–6.
- [19] Sanchez-Soriano MA, Bronchalo E, Torregrosa-Penalva G. Parallel coupled line filter design from an energetic coupling approach. *IET Microwaves Antennas Propag* 2011;5:568–75.
- [20] García-Martínez H, Ávila-Navarro E, Torregrosa-Penalva G, Rodríguez-Martínez A, de la Casa-Lillo M. Analysis of microwave passive circuits designed using 3D printing techniques. *Elektronika ir Elektrotechnika* 2019;25(2):36–9.
- [21] Hong J-S, Lancaster MJ. *Microstrip filters for RF/microwave applications*. New York, USA: John Wiley and Sons Inc; 2001.
- [22] Pozar DM. *Microwave engineering*. New York, USA: John Wiley and Sons Inc; 1998.

A.4 Artículo en la revista Elektronika Ir Elektrotechnika

Analysis of Microwave Passive Circuits Designed Using 3D Printing Techniques

Hector Garcia-Martinez¹, Ernesto Avila-Navarro¹, Alberto Rodriguez-Martinez², Miguel Angel de la Casa-Lillo³, German Torregrosa-Penalva²

¹Materials Science, Optical and Electronic Technology, University Miguel Hernandez of Elche, Avda. Universidad S/N, 03202, Elche, Alicante, Spain

²Communication Engineering Department, University Miguel Hernandez of Elche, Avda. Universidad S/N, 03202, Elche, Alicante, Spain

³Bioengineering Institute, University Miguel Hernandez of Elche, Avda. Universidad S/N, 03202, Elche, Alicante, Spain

mhector@umh.es

Abstract—This work presents the results of a preliminary study conducted to assess the viability of using 3D printing techniques for the manufacturing of microwave passive circuits based on microstrip techniques, both for prototyping new low-cost devices and for fast and costless testing of new circuits designs. The study was aimed to test two crucial factors in the viability of these procedures: the performance of the circuit in terms of its functionality and the structural integrity of the resulting structure. A low-cost 3D printer is proposed for the dielectric substrate design of microstrip circuits. Standard PolyLactic Acid (PLA) material has been characterized in the microwaves frequencies for different substrate sizes and densities. To verify the proposed method, a low-pass stepped impedance filter was designed, simulated, and measured. Finally, a structural analysis using Non-Destructive Testing (NDT) ultrasonic techniques has been carried out based on deconvolution and resonant spectroscopy. Both, electronic and structural results, have shown the feasibility of using low-cost additive techniques in the design of microwave circuits.

Index Terms—3D printing; Additive manufacturing; Microwave circuits; Ultrasound NDT.

I. INTRODUCTION

Nowadays, 3D printers are widely used. Additive techniques are used as a quick and versatile solution in several fields, such as medicine, construction, robotics, and even as a viable solution for the manufacture of replace parts in space missions [1], [2].

Additive techniques are also being explored as a candidate for the manufacture of electronic devices. In this case, 3D printers' components are used as circuit support for different applications and areas, and even as part of the conductive elements of the circuits [3], [4]. The main problem is the lack of materials for 3D printers with good conductive characteristics, similar to those provided by copper and other conductive materials used in electronics. However, some studies have appeared in which sensors and other electronic devices are designed with 3D printers [5], [6].

In electronic devices design at RF and microwave frequencies, additive techniques are being used mainly in the design of waveguide devices and SIW (Substrate Integrated Waveguide). In this case, 3D printers are commonly used for the dielectric design and the metallization is done usually by chemical procedures [7], [8].

They can also be used in the design of the dielectric substrates in microstrip or stripline devices. Additive techniques offer some possibilities that are very interesting to design substrates with the dielectric properties (dielectric permittivity constant) necessary in each case depending on the design requirements. Some of the possibilities offered by this technology are the use of different densities in the material of the substrate, the use of multilayer devices, with several dielectric layers, each of them with the necessary height, and even the use of different materials in the substrate [9].

For the metallization of the different layers of the microstrip or stripline devices, the most appropriate method is to use copper sheets of very small thickness (typically 35 μm) glued directly to the substrate layers, as it is done with conventional high-frequency laminates. Once the copper layer is adhered, the metal parts of the device can be milled. One of the goals of this work is to study the quality and performance of microwave circuits manufactured using this procedure.

Due to the inherent layered structure of the resulting 3D printed board, it is necessary to conduct an analysis to check whether the different layers of the board are properly fused, and the upper and lower copper sheets are properly glued. Errors in any of the previous, such as voids or bubbles in between the thermoplastic (PLA) layers or in the PLA-Epoxy-copper interface, excess of epoxy, or lack of homogeneity in the density of the PLA layers, would compromise not only the structural integrity of the circuit, but its replicability and reliability also, and increase the electrical losses. To perform this analysis, we propose the use of ultrasound as it is fast, cheap, and very accurate, and can be used without damaging the circuits for their further use. The circuits will be evaluated using both deconvolution

and spectroscopy [10], [11], applied to C-scans of the circuits to reveal any defect or structural problem.

II. DESCRIPTION OF THE MANUFACTURING PROCESS

For the design and manufacturing of the dielectric substrate, as a part of the microstrip or stripline devices, a low-cost 3D printer (less than 500 €) is used, in particular the model Prusa i3 Hephestos by BQ with a printing surface of 225 x 210 mm². Vertical and horizontal resolution is 60 μm. The material deposition technique used is FDM (Fused Deposition Modelling) that allows the use of a variety of plastic materials, such as PLA, ABS (Acrylonitrile Butadiene Styrene) or Nylon. Additionally, a hot bed is used in the printer working area to control the temperature of the deposited material and improves the adhesion between the different layers of the substrate. Figure 1 shows the 3D printer used in this work.

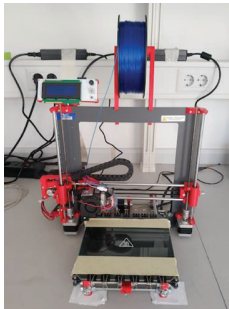


Fig. 1. 3D printer used in this paper - Prusa i3 Hephestos by BQ.

The printer used has a numerical control based on a microcontroller that allows a medium degree of control in the design of the materials. By modifying the programming of the motor control and the extruder of the printer, a total control can be achieved in the quantity of material deposited in each area of the designed substrate, so the density of the material can be changed from one zone to another. In this way, it is possible to spatially modify the dielectric properties of the substrate and, therefore, the dielectric constant. This possibility of change in the dielectric constant will be used later to improve the characteristics of microwave circuits. Material densities ranging from 100 % (maximum density allowed by the printer) to 15 % have been tested.

The designed substrate has a structure in layers that can be defined in both, thickness and density. To give a greater rigidity in the substrate, all layers have a thickness of 100 μm and lower and upper part of the substrate have two layers of 100 % density. The rest of the layers that form the substrate also have a thickness of 100 μm, but the density can be varied according to the needs of the design. Figure 2 shows a diagram with the different layers of the substrate.

The material used in the design of the dielectric substrate is standard low-cost PLA (less than 15 € per 1 Kg roll), commonly used in 3D object design applications. The extrusion temperature of this material is 217 C and the temperature used at the base of the hot bed is 48 C. For the metallization of the external layers of the substrate, a 35 μm copper sheet is used directly glued to the plastic layers of the

substrate with a non-conductive epoxy glue (2216 B/A Gray). For a correct adhesion of the metal sheet to the substrate, a uniform pressure is applied and it is cured at room temperature for 24 hours.

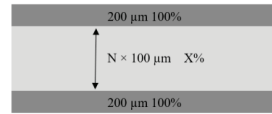


Fig. 2. Schematic of layers used in the 3D printing of the dielectric substrate.

Since the material used for the substrate design is not specific for high frequency applications, the characterization of the substrate (dielectric constant and loss tangent) at microwave frequencies is needed before the design of the circuits. The method used to calculate these two parameters is a mixed method of simulation and measurement based on a quarter-wave resonator and a transmission line, both in microstrip technology. The electrical properties of the material are modified in the simulation until the results match with the measured ones. For circuits simulation, EMPro software by Keysight was used. For the measurement of the Scattering parameters, a Vector Network Analyzer was used (E8363B by Agilent Technologies). Figure 3 shows one of the circuits designed to obtain the characteristic parameters of the substrate (density 100 %) and a table with the calculated dielectric constant for each density of material evaluated. It is shown that varying the density it is possible to design the relative permittivity of the substrate. The loss tangent obtained remains practically constant around 0.02. It is a high value, but similar to FR4 substrate, widely used in the design of microwave devices below 5 GHz. It should be noted that different heights of substrate have been evaluated (from 1.6 mm to 0.4 mm) obtaining the same results as it is shown in Table I, in all cases.



Fig. 3. Microstrip circuit used in the characterization of the 100% density substrate.

TABLE I. RESULTS FOR THE DIFFERENT DENSITIES EVALUATED.

Percentage of Material	Relative Permittivity
100%	2.88
90%	2.78
70%	2.56
50%	2.31
30%	2.1
15%	1.86

III. STEPPED IMPEDANCE LOW-PASS FILTER WITH ADDITIVE TECHNIQUES

To test the design possibilities of microstrip circuits at microwave frequencies, manufacturing the substrate using additive techniques, we propose the design of a filter in microstrip technology. It is a 5-th order stepped impedance Butterworth low-pass filter with 2 GHz cut-off frequency,

implemented with high and low impedance microstrip line sections that emulate the inductor and capacitor behaviour, respectively.

Dielectric substrate has been manufactured with standard PLA material, 1.6 mm height and 100 % density in all layers. Dielectric constant is extracted from the results shown in Table I: $\epsilon_r = 2.88$.

To reduce errors in the milling procedure of the transmission lines, a width of 0.75 mm has been imposed as a limit for the high impedance lines (110.2 Ω in the designed substrate), while for the low impedance lines it has been used a width of 10 mm (24.4 Ω). Two 50 Ω line sections of 3.86 mm wide have been included in the input and output ports of the filter.

Lengths of the different sections of high and low impedance are obtained by applying the following relationships:

$$\begin{aligned} \beta L_H &= \frac{LZ_0}{Z_H}, \\ \beta L_L &= \frac{CZ_L}{Z_0}, \end{aligned} \quad (1)$$

where L and C are the normalized inductors and capacitors of the Butterworth design table, Z_H and Z_L are the impedances for the high and low impedance lines (110.2 Ω and 24.4 Ω), Z_0 is the characteristic impedance of the filter (50 Ω) and $\beta = 2\pi/\lambda$. Lengths of each sections are shown in Table II.

Figure 4 shows the manufactured filter, where the different line sections of the filter can be seen. Two 50 Ω SMA connectors have been added and a conductive epoxy has been used to improve the electrical contact between connectors and the circuit.

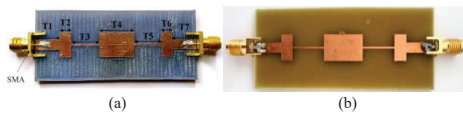


Fig. 4. Stepped impedance low-pass filter prototype: (a) 3D printer; (b) commercial FR4.

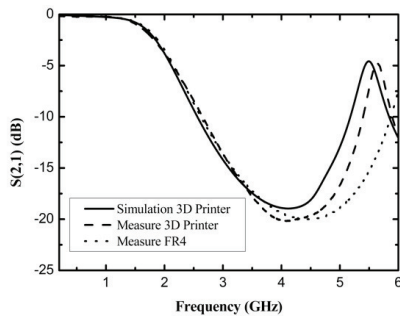


Fig. 5. Measured and simulated results for the designed low-pass filter.

TABLE II. LENGTH OF MICROSTRIP LINES.

Line	Length (mm)	Line	Length (mm)
T1, T7	3.86mm	T4	14.67mm
T2	4.63mm	T5	11.66mm
T3	11.66mm	T6	4.63mm

Figure 5 shows the simulated and measured transfer function of the filter. As can be seen, very good results are obtained in the whole frequency band analysed, obtaining a cut-off frequency of 1.95 GHz, very close to the designed 2 GHz. FR4 results are included for comparison.

IV. STRUCTURAL ANALYSIS

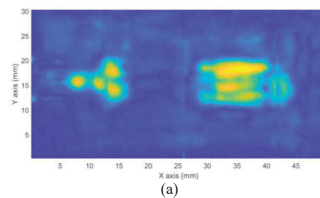
As stated in the introduction, the structural analysis has been conducted using ultrasonic non-destructive testing techniques. The circuit samples were scanned in an immersion basin in distilled water, using a 5 MHz focused transducer from OLYMPUS as pulse-echo transducer. The XYZ scanner performed a C-scan taking A-scans every 200 μ m in all the surface of the circuits, using the non-stripped flat homogeneous copper side as incidence surface. The acquisition equipment was an SE-TX06-00 from KTU electronics with sampling rate 100 MHz.

The resulting A-scans were processed using two different techniques. Before processing, an automatic deconvolution was performed as described in [10], using the averaged front-echo pulse as reference for the stripping of the successive layers of the signals. The first Time-of-Flight matrix is used to align all the A-scans to the front surface of the un-stripped copper layer, and then the absolute value of the envelope is calculated of the whole C-scan to produce magnitude 2D images that can be used to explore the inner layers of the material. Finally, a spectroscopy analysis was performed as described in [11], using, again, the averaged front-echo pulse as reference. This processing produces a 3D matrix with the resonant spectrum, which can be used to find singularities in the inner structure of the material. We encourage readers, interested in these techniques, to review the provided references.

In order to have a visual reference and to make more clear the information provided by this analysis, we show the results of the analysis performed on the circuit shown in Fig. 4(a) compared to that made to a circuit with the same design but produced using the classic commercial two-layered FR4 circuit board with similar dimensions (1.5 mm thickness), which can be seen in Fig. 4(b). Note the homogeneity of the composite surface compared to that seen in Fig. 4(a) for the printed substrate. Next figures show examples of the results obtained with the ultrasonic analysis.

Figure 6 shows the resulting 2D envelope image with time of flight adjusted just a few microns before the back surface of the board.

As can be seen in the case of the PLA based circuit (Fig. 6(a)), there are some irregularities in the interface between the copper layer and the back face of the PLA. These irregularities are due to the irregular distribution of the epoxy used as glue and its corresponding changes in density during the curing process.



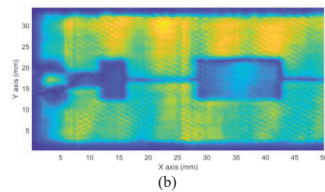


Fig. 6. Magnitude distribution: (a) 3D printed; (b) FR4.

On the other hand, for the FR4 based circuit, the interface between materials can be clearly seen, where the latticed structure of the latest layers of the fiber matrix that form the composite FR4 can be distinguished.

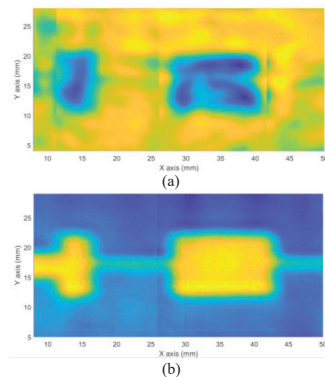


Fig. 7. Spectroscopy at the back-face layer: (a) 3D printed; (b) FR4.

Spectroscopy can be used to overcome the problems of amplitude masking, and to gain resolution in terms of depth also. In this particular case, the transfer function between the received signal and the reference signal can be used for the analysis.

Figure 7 shows the results of the spectroscopy of the same depth, where now only the interface copper-substrate of the back surface is shown, and where, again, we can see the inhomogeneous distribution of the epoxy if we compare the 3D printed circuit (Fig. 7(a)) with the FR4 circuit (Fig. 7(b)).

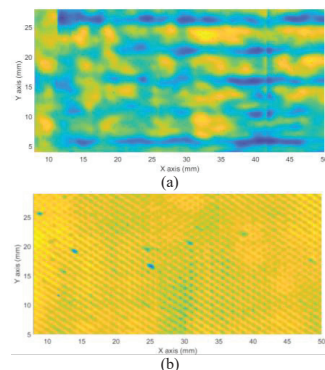


Fig. 8. Spectroscopy after front-face layer: (a) 3D printed; (b) FR4.

Finally, figure 8 shows a spectroscopy image of the

material just a few microns (~0.1 mm) after the front face-copper sheet. The inner structure can be clearly seen in both cases now, as horizontal thick layers in case of the 3D printed circuit (Fig. 8(a)) and the fibre matrix of the FR4 circuits (Fig. 8(b)).

V. CONCLUSIONS

In this work, the use of additive techniques based on low-cost 3D printers and standard plastic material for the design of passive microwave devices has been validated. PLA material used has been characterized and the manufacturing method has been tested with a typical microstrip filter in microwaves applications. The proposed circuit has been analysed both electronically and structurally, offering good results. The ultrasonic analysis has shown only minor gluing maladjustments, which can be refined in further test. However, there are no voids and the layers are properly fused. The importance of the process of bonding the layers of the substrate and the copper sheets to avoid irregularities has been confirmed. The proposed manufacturing method allows to include the design of the dielectric substrate as a parameter in the design of microstrip circuits.

REFERENCES

- [1] W. Gao, Y. Zhang, D. Ramanujan, K. Ramani, Y. Chenc, Ch. B. Williams, Ch. C. L. Wange, Y. C. Shin, S. Zhang, P. D. Zavattieri, "The status, challenges, and future of additive manufacturing in engineering", *Computer-Aided Design*, vol. 69, pp. 65–89, 2015. DOI: 10.1016/j.cad.2015.04.001.
- [2] NASA, "3D Printing in Zero-G Technology Demonstration," 2015. [Online]. Available: https://www.nasa.gov/mission_pages/station/research/experiments/1115.html.
- [3] E. Macdonald, R. Salas, D. Espalin, M. Perez, E. Aguilera, D. Muse, R. B. Wicker, "3D Printing for the Rapid Prototyping of Structural Electronics", *IEEE Access*, vol. 2, pp. 234–242, 2014. DOI: 10.1109/ACCESS.2014.2311810.
- [4] C. Kim, D. Espalin, M. Liang ; H. Xin, A. Cuaron, I. Varela, E. Macdonald, R. B. Wicker, "3D Printed Electronics With High Performance, Multi-Layered Electrical Interconnect", *IEEE Access*, vol. 5, pp. 25286–25294, 2017. DOI: 10.1109/ACCESS.2017.2773571.
- [5] P. Flowers, Ch. Reyes, Sh. Ye, M. J. Kim, B. J. Wiley, "3D printing electronic components and circuits with conductive thermoplastic filament", *Additive Manufacturing*, vol.18, pp. 156–163, 2017. DOI: 10.1016/j.addma.2017.10.002.
- [6] M. Saari, B. Xia, B. Cox, P. S. Krueger, "Fabrication and analysis of a composites 3D printed capacitive force sensor", *3D Printing and Additive Manufacturing*, vol. 3, pp. 136–141, 2016. DOI: 10.1089/3dp.2016.0021.
- [7] G. Addamo, O. A. Peverini, D. Manfredi, F. Calignano, F. Paonessa, G. Virone, R. Tascone, G. Dassano, "Additive Manufacturing of Ka-Band Dual-Polarization Waveguide Components", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 66, pp. 3589–3596, 2018. DOI: 10.1109/TMTT.2018.2854187
- [8] E. Massoni, L. Silvestri, G. Alaimo, S. Marconi, M. Bozzi, L. Perreggini, F. Auricchio, "3-D Printed Substrate Integrated Slab Waveguide for Single-Mode Bandwidth Enhancement", *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 27, no. 6, pp. 536–538, 2017. DOI: 10.1109/LMWC.2017.2701323.
- [9] J. A. Byford, M. I. M. Ghazali, S. Karuppuswami, B. L. Wright, P. Chahal, "Demonstration of RF and Microwave Passive Circuits Through 3-D Printing and Selective Metallization", *IEEE Transactions on Components, Packaging and Manufacturing Technology*, vol. 7, no. 3, pp. 463–471, 2017. DOI: 10.1109/TCPMT.2017.2651645.
- [10] A. Rodríguez, L. Svilainis, V. Dumbrava, A. Chaziachmetovas, A. Salazar, "Automatic simultaneous measurement of phase velocity and thickness in composite plates using iterative deconvolution", *NDT&E Int.*, vol. 66, pp. 117–127, 2014. DOI: 10.1016/j.ndteint.2014.06.001.
- [11] T. E. Gómez Alvarez-Arenas, D. A. Soto, "Characterization of mineral paper by air-coupled ultrasonic spectroscopy", *Ultrasonics*, vol. 52, no. 6, pp. 794–801, 2012. DOI: 10.1016/j.ultras.2012.02.012.