



UNIVERSITAT  
POLITÈCNICA  
DE VALÈNCIA



UNIVERSITAT POLITÈCNICA DE VALÈNCIA

Dpto. de Comunicaciones

Desarrollo de dispositivos de alta frecuencia  
reconfigurables con cristal líquido en tecnología Groove  
Gap Waveguide integrada en sustrato

Trabajo Fin de Máster

Máster Universitario en Tecnologías, Sistemas y Redes de  
Comunicaciones

AUTOR/A: Voronov, Aleksandr Andreyevich

Tutor/a: Bachiller Martin, Maria Carmen

CURSO ACADÉMICO: 2023/2024

## Resumen

En esta tesis se abordan los avances en plataformas de comunicación inalámbrica, enfocándose en las futuras comunicaciones de 5G/6G que requerirán el despliegue de antenas de haz estirable (ESA). El uso de cristal líquido (CL) se presenta como una solución para superar las pérdidas de propagación y el efecto de bloqueo por los obstáculos a frecuencias de microondas. La tecnología Groove Gap (GGW), en particular la variante Microstrip Ridge Groove Waveguide (MRGW), es elegida por sus ventajas en términos de integración y menores pérdidas. Se diseñarán y fabricarán dispositivos como desfasadores, resonadores y filtros de microondas con MRGW y CL. Los objetivos incluyen la comprensión teórica de MRGW y CL, diseño y prototipado de dispositivos, y el uso de instrumentos de medidas. El plan de trabajo se divide en fases: estudio del estado del arte, diseño y simulación, fabricación y medida, y análisis de resultados, culminando con conclusiones y propuestas para futuras investigaciones

## Resum

En aquesta tesi s'aborden els avenços en plataformes de comunicació sense fil, enfocant-se a les futures comunicacions de 5G/6G que requeriran el desplegament d'antenes de feix estirable (ESA). L'ús de cristall líquid (CL) es presenta com a solució per superar les pèrdues de propagació i l'efecte de bloqueig pels obstacles a freqüències de microones. La tecnologia Groove Gap (GGW), en particular la variant Microstrip Ridge Groove Waveguide (MRGW), és elegida pels seus avantatges en termes d'integració i menors pèrdues. Es dissenyaran i fabricaran dispositius com a desfasadors, ressonadors i filtres de microones amb MRGW i CL. Els objectius inclouen la comprensió teòrica de MRGW i CL, disseny i prototipat de dispositius, i l'ús d'instruments de mesures. El pla de treball es divideix en fases: estudi de l'estat de l'art, disseny i simulació, fabricació i mesura, i anàlisi de resultats, culminant amb conclusions i propostes per a investigacions futures.

## Abstract

This thesis addresses advances in wireless communication platforms, focusing on future 5G/6G communications that will require the deployment of stretchable beam antennas (ESAs). The use of liquid crystal (CL) is presented as a solution to overcome propagation losses and the blocking effect due to obstacles at microwave frequencies. Groove Gap (GGW) technology, in particular the Microstrip Ridge Groove Waveguide (MRGW) variant, is chosen for its advantages in terms of integration and lower losses. Devices such as phase shifters, resonators and microwave filters will be designed and manufactured with MRGW and CL. Objectives include theoretical understanding of MRGW and CL, device design and prototyping, and use of measurement instruments. The work plan is divided into phases: study of the state of the art, design and simulation, manufacturing and measurement, and analysis of results, culminating with conclusions and proposals for future research.



# Índice

Capítulo 1. Introducción .....	1
1.1    Objetivos .....	2
1.2    Plan de Trabajo .....	2
1.3    Estructura .....	3
Capítulo 2. Estado del Arte .....	3
2.1    Líneas de Transmisión y Guías de Onda .....	3
2.1.1 Líneas de Transmisión .....	4
2.1.2 Guías de Onda .....	5
2.2    Circuitos Integrados en Sustrato .....	5
2.3    Gap Waveguide .....	7
2.3.1 Groove Gap Waveguide .....	7
2.3.2 Ridge Gap Waveguide .....	8
2.3.3 Microstrip Ridge Gap Waveguide .....	8
2.4    Cristal Líquido .....	8
2.4.1 Aplicación a dispositivos de microondas .....	9
2.4.2 Principios de funcionamiento de cristal líquido en estado nemático .....	9
Capítulo 3. Microstrip Ridge Gap Waveguide .....	10
3.1    Diagrama de Dispersión .....	10
3.1.1 Modelo circuital .....	11
3.1.2 Análisis paramétrico .....	12
3.1.3 Estudio de la banda prohibida .....	12
3.1.4 Obtención teórica de la impedancia con una equivalencia stripline .....	14
3.2    Diseño del desfasador .....	14
3.3    Diseño del resonador .....	16
3.4    Diseño del filtro .....	18
3.4.1 Síntesis del filtro .....	18
3.4.2 Diseño del filtro .....	19
3.4.3 Características del diseño del filtro .....	21
3.5    Diseño de kit de calibración .....	23
3.6    Resultados de simulación .....	23



Capítulo 4. Fabricación .....	25
4.1    Generación de los ficheros gerber.....	26
4.2    Medidas de perfilometria .....	26
4.3    El recubrimiento de la poliimida.....	27
4.4    El ensamblado de los dispositivos fabricados.....	28
4.5    Medida de los dispositivos fabricados .....	30
4.6    Análisis de los Resultados Obtenidos .....	34
Capítulo 5. Conclusiones .....	36
5.1    Líneas Futuras .....	36
Bibliografía .....	36

## Índice de Tablas

Tabla 1. Propiedades eléctricas de los cristales líquidos GT3-23002 y GT7-29001, medidas a 19 GHz. Fuente: [18].....	8
Tabla 2. Diseño final de la celda base de la cama de “champiñones” metalizados. Fuente: elaboración propia. ....	13
Tabla 3. Parámetros de diseño final de desfasador MRGW-CL. Fuente: elaboración propia. ....	15
Tabla 4. Parámetros de diseño final de resonador MRGW-CL. Fuente: elaboración propia.....	17
Tabla 5. Los requerimientos del diseño del filtro de microondas MGCW-CL. Fuente: elaboración propia. ....	18
Tabla 6. Matriz de acoplos. Fuente: elaboración propia. ....	18
Tabla 7. Valores del filtro de microondas MGCW-CL optimizado. Fuente: elaboración propia. ....	21
Tabla 8. Parámetros de diseño final de filtro MRGW-CL. Fuente: elaboración propia.....	22
Tabla 9. Parámetros de diseño final del kit TRL. Fuente: elaboración propia. ....	23

## Índice de Figuras

Fig. 1. Diagrama de Gantt del proyecto realizado. Fuente: elaboración propia .....	3
Fig. 2. Evolución de los circuitos de microondas y las tecnologías relacionadas. Fuente: [11]. .....	4
Fig. 3. Las líneas de transmisión y estructuras de guía de onda y sus propiedades. Fuente [11]. .....	6
Fig. 4. Implementaciones de la GGW: (a). RGW; (b). GGW; (c) Inverted MRGW; (d). MRGW. Fuente: [13]. .....	7
Fig. 5. Polarización del CL en estado nemático. (a) $V_b < V_{th}$ , (b) $V_{max} > V_b > V_{th}$ , (c) $V_b > V_{max}$ . Fuente: [25] .....	9
Fig. 6. Capacidad e Inductancia equivalentes. Fuente:[28]. .....	11
Fig. 7. Celda base de una cama de “champiñones” metalizados: (a). Vista de perfil; (b). Vista de planta; (c). Vista de planta de una cama. El color gris corresponde al conductor perfecto, el color azul corresponde al vacío, el color verde claro corresponde al sustrato RO4003C. Fuente: elaboración propia. ....	13
Fig. 8. La cama de "champiñones" metalizados, vista en perspectiva con el dieléctrico transparente. El color gris corresponde al conductor perfecto. Fuente: elaboración propia. ....	13
Fig. 9. Diagrama de dispersión de la cama de los “champiñones” metalizados. El color azul corresponde al modo TM, el color naranja al modo TE. Fuente: elaboración propia .....	13
Fig. 10. Capas del desfasador MRGW. (a). Diseño expandido; (b). Corte longitudinal; (c). Corte transversal. El color gris corresponde al conductor perfecto, el color azul claro corresponde al vacío, el color cian corresponde al CL, el color verde claro corresponde al sustrato RO4003C. Fuente: elaboración propia. ....	15
Fig. 11. Red de adaptación de dispositivos MGCW-CL. El color gris corresponde al conductor perfecto, el color verde claro al sustrato RO4003C. Fuente: elaboración propia. ....	16
Fig. 12. Capas del resonador MRGW. (a). Diseño expandido; (b). Corte longitudinal; (c) Corte transversal. El color gris corresponde al conductor perfecto, el color azul claro corresponde al vacío, el color cian corresponde al CL, el color verde claro corresponde al sustrato RO4003C. Fuente: elaboración propia. ....	17
Fig. 13. Respuesta del filtro sintetizado en Filter Designer. Fuente: elaboración propia. ....	18
Fig. 14. Modelo del primer resonador del filtro MGCW-CL. Fuente: elaboración propia. ....	19
Fig. 15. Modelo del 1r resonador del filtro MGCW-CL con las líneas de entrada. Fuente: elaboración propia. ....	20
Fig. 16. El modelo del filtro MGCW-CL optimizado. Fuente: elaboración propia. ....	21
Fig. 17. Capas del filtro MRGW. (a). Diseño expandido; (b). Corte longitudinal; (c) Corte transversal. El color gris corresponde al conductor perfecto, el color azul claro corresponde al vacío, el color cian corresponde al CL, el color verde claro corresponde al sustrato RO4003C. Fuente: elaboración propia. ....	22
Fig. 18. Kit TRL. (a). Open; (b). Line; (c). Thru. El color gris corresponde al conductor perfecto, el color azul claro corresponde al vacío, el color cian corresponde al CL, el color verde claro corresponde al sustrato RO4003C. Fuente: elaboración propia. ....	23
Fig. 19. Desfase del desfasador MRGW-CL que corresponde a: (a). CL-1; (b). CL-2. Fuente: elaboración propia. ....	24
Fig. 20. Las IL del desfasador MRGW-CL que corresponde a: (a). CL-1; (b). CL-2. Fuente: elaboración propia .....	24

Fig. 21. La FoM, del desfaseador MRGW-CL, que corresponde a: (a). CL-1; (b). CL-2. Fuente: elaboración propia.....	25
Fig. 22. Resonancias del resonador MRGW-CL, que corresponden a: (a). CL-1; (b). CL-2. Fuente: elaboración propia.....	25
Fig. 23. Respuesta del filtro MGCW-CL que corresponden a: (a). CL-1; (b). CL-2. Fuente: elaboración propia.....	25
Fig. 24. Perfil del desfaseador: (a). en el eje OX; (b). en el eje OY. Fuente: elaboración propia.....	26
Fig. 25. Depositado de poliimida en los dispositivos MGCW-CL: (a). Colocación en el spin coater; (b). Depositado de poliimida. Fuente: elaboración propia.....	27
Fig. 26. El proceso de curado y las piezas procesadas: (a). El proceso de curado; (b) Las piezas procesadas. Fuente: elaboración propia.....	27
Fig. 27. Medidas del perfil de los surcos: (a). El perfilómetro con microscopia. (b). Los surcos del dispositivo de desfaseador 6-L. Fuente: elaboración propia.....	28
Fig. 28. Perfil del resonador relleno con PI: (a). eje OY; eje OX. Fuente: elaboración propia.....	28
Fig. 29. Las medidas de los dispositivos MGCW-CL atornillados vacíos: (a). Desfaseador 10-L; (b) Resonador 10-R; (c). Filtro 10-F. Fuente: elaboración propia.....	29
Fig. 30. (a). La pasta de soldadura depositada sobre las PCBs de tapa. (b). Las tapas top y tapa soldadas. Fuente: elaboración propia.....	29
Fig. 31. Dispositivos MRGW soldados vs simulados vacíos: (a). Desfaseador; (b). Resonador; (c). Filtro. Fuente: elaboración propia.....	30
Fig. 32. Montaje de medidas de los dispositivos MRGW-CL. Fuente: elaboración propia.....	31
Fig. 33. (a). Dispositivos 10-L y 10-R con CL dispersado; (b). Desfase de 10-L medido. Fuente: elaboración propia.....	32
Fig. 34. El pegado de Parafilm-M con la PCB bottom: (a). Las capas de Parafilm-M rellenos de Epoxy; (b). La capa de Parafilm-M pegada sobre el resonador 9-R. Fuente: elaboración propia.....	32
Fig. 35. La respuesta de los parámetros S del resonador 9-R con Parafilm-M y sellado con Epoxy por el exterior: (a). 9-R vacío. (b) 9-R relleno de CL-2, en estado perpendicular. Fuente: elaboración propia.....	33
Fig. 36. Dispositivos fabricados: (a). 5-R; (b). 6-L. Fuente: elaboración propia.....	33
Fig. 37. Respuesta de los parámetros S <sub>11</sub> de los estados paralelo y perpendicular: (a). CL-1 de 5-R; (b). CL-2 de 6-R. Fuente: elaboración propia.....	34
Fig. 38. Desfase de desfaseador: (a). 6-L relleno de CL-1; 5-L relleno de CL-2. Fuente: elaboración propia.....	35
Fig. 39. Las pérdidas de inserción de desfaseador: (a). 6-L relleno de CL-1; 5-L relleno de CL-2. Fuente: elaboración propia.....	35
Fig. 40. Figura de mérito de desfaseador: 6-L relleno de CL-1; 5-L relleno de CL-2. Fuente: elaboración propia.....	35



## Siglas

**BW:** Bandwidth.

**ESA:** Electronically Steerable Antenna.

**CL:** Cristal Líquido.

**DUT:** Device Under Test

**EM:** Electromagnéticos.

**FoM:** Figura de Mérito.

**MIC:** Microwave Integrated Circuits.

**GGW:** Groove Gap Waveguide.

**GW:** Gap Waveguide.

**MRGW:** Microstrip Ridge Gap Waveguide.

**PI:** Poliimida.

**PCB:** Printed Circuit Board.

**PEC:** Perfect Electric Conductor.

**PMC:** Perfect Magnetic Conductor.

**RF:** Radiofrecuencia.

**RGW:** Ridge Gap Waveguide.

**SIC:** Substrate Integrated Circuits

**SIW:** Substrate Integrated Waveguide.

**TE:** Modo Transversal Eléctrico.

**TEM:** Modo Transversal Electromagnético.

**TOSM:** Thru, Open, Short, Match.

**TM:** Modo Transversal Magnético.

**TRL:** Thru, Reflect, Line.

**VNA:** Vector Network Analyzer.

## Capítulo 1. Introducción

Los recientes avances en las nuevas plataformas de comunicación inalámbricas (comunicaciones satelitales, comunicaciones inalámbricas 5G y 6G) prometen una cobertura mejorada, mayor capacidad, tasas de datos más altas, un uso más eficiente de los recursos de espectro, menor latencia, mayor fiabilidad del sistema y mayor flexibilidad [1], [2]. A su vez, la evolución de las redes inalámbricas está condicionada por el despliegue de las redes de la fibra óptica como consecuencia de un número creciente de abonados con lo que se prevé que las redes futuras de 6G requerirán de una mayor capacidad de las comunicaciones lo que se traduce en una tasa binaria de 100 Gbps (y por tanto un incremento relevante del ancho de banda), [3], [4].

De este modo, debido a que se quiere enviar la información a las frecuencias más altas, las comunicaciones inalámbricas sufrirán de unas pérdidas de propagación más altas y también el efecto de bloqueo por los obstáculos. Para resolver esta coyuntura, se van a requerir antenas de haz orientable, *electronically steerable antennas*, (ESA), las cuales se pueden conseguir mediante la tecnología de materiales funcionales como es el caso de cristal líquido (CL), [5].

Debido a que se requieren comunicaciones a frecuencias elevadas (ondas milimétricas y las comunicaciones futuras en THz), surge la necesidad de reducir el tamaño de los dispositivos. Para tal fin se ha estudiado que, a frecuencias altas, la tecnología *microstrip* presenta ondas de superficie y pérdidas altas que estropean la respuesta y por otro lado la tecnología de guía de onda no constituye una solución efectiva en términos de coste, así como en términos de integración con las redes y antenas [6].

De esta manera, surge la tecnología *Groove Gap* (GGW) y sus distintas variaciones *Ridge Groove Gap* (RGW) y *Microstrip Ridge Groove Gap* (MRGW); cuyas ventajas con respecto de las tecnologías comentadas anteriormente son: la no necesidad de un buen contacto mecánico entre la tapa y el cuerpo que encierren la cavidad de una guía de onda y, por otro lado, esta tecnología presenta menores pérdidas de inserción, así como la supresión de las ondas estacionarias superficiales. Esta tecnología se basa en la utilización de una pared magnética artificial, PMC, que se caracteriza por tener una impedancia de la superficie elevada. De esta forma se origina una zona prohibida, *stopband*, en la que no se propaga ningún campo electromagnético (EM), [7]. Así, la tecnología escogida en el marco de este trabajo fin de máster es la tecnología MRGW, puesto que permite la integración de materiales funcionales como el CL con las tecnologías planares basadas en *microstrip*.

De este modo, a raíz de las necesidades de las comunicaciones inalámbricas y satelitales, así como las comunicaciones futuras de 6G, se van a desarrollar una serie de dispositivos en MRGW con CL, estos dispositivos son: un desfaseador (una línea de transmisión), un resonador y un filtro de microondas de segundo orden.

Con el fin de realizar un correcto análisis se va a utilizar el software de simulación electromagnética, *CST Studio Suite*, v. 2024. Mediante el cual se van a realizar las simulaciones basadas en método de los elementos finitos para resolver el problema electromagnético de los circuitos, así como el método de resolución de problemas de autovalores para analizar la pared magnética (PMC) y por tanto la banda prohibida monomodo.

## 1.1 Objetivos

El objetivo general de este trabajo es desarrollar una serie de dispositivos implementados en tecnología MRGW que hace el uso de CL con fines diversos según la aplicación: para alimentar a las antenas orientables o para modificar el ancho de banda de los filtros de microondas para las comunicaciones futuras en ondas milimétricas.

A su vez se proponen una serie de objetivos secundarios:

1. Compresión de los conceptos teóricos en los que se basa la implementación de circuitos en MRGW, comprensión del uso del CL en el marco de las comunicaciones por medio de ondas electromagnéticas, diseño de filtros y resonadores de microondas.
2. El diseño e implementación de la fabricación de dispositivos, es decir el prototipado.
3. Diseño de redes de acoplo para conseguir la adaptación de impedancias entre la red de alimentación y los dispositivos de microondas.
4. Afianzar el uso de los varios instrumentos de medida de microondas: VNA (analizador vectorial de redes), generador de funciones y el amplificador. Así como la implementación del kit de calibración TRL (*thru-reflect-line*).

## 1.2. Plan de Trabajo

El proceso de desarrollo de los dispositivos MRGW-CL se puede resumir en varias fases. Estas fases pueden visualizarse en la Fig. 1.

En la primera fase, se realiza una comprensión del estado del arte de los dispositivos de comunicaciones pasivos de microondas. Se realiza un estudio de las tecnologías tradicionales de propagación de las ondas EM, *microstrip* y guía de onda, un estudio de los circuitos integrados en sustrato (SIW) y de la tecnología GGW, en sus diferentes variantes: RGW y MRGW y finalmente la aplicación y el uso de CL en el marco de trabajo.

En la segunda fase, se realiza el diseño y estudio de la banda prohibida y su implementación mediante “champiñones” metalizados, así como el estudio de la celda básica, *unit cell*, de la cama de “champiñones”. Se realiza el diseño de los dispositivos MRGW-CL y simulación en *CST Studio Suite v. 2024*.

En la tercera fase, se define el proceso de fabricación de los dispositivos y se realiza una búsqueda de materiales necesarios (CL, adhesivo/soldadura, PCB, conectores, procesos de fabricación de terceros, planificación de viajes, etc.), se procede con la fabricación y el rediseño de los dispositivos y del proceso de este. Al mismo tiempo se prosigue con la medida de los dispositivos. Finalmente, en la séptima y última fase se realiza un análisis de los resultados obtenidos, consecuentemente se redactan las conclusiones y se establecen las líneas futuras de trabajo.

## Desarrollo de dispositivos de alta frecuencia reconfigurables con cristal líquido en tecnología Groove Gap Waveguide integrada en sustrato

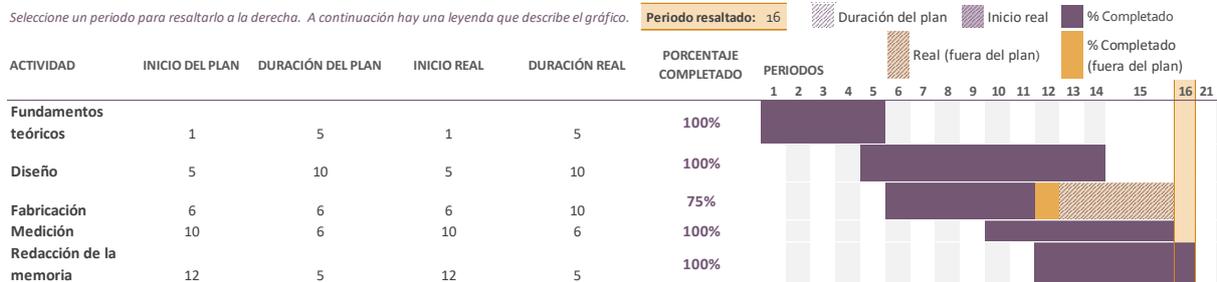


Fig. 1. Diagrama de Gantt del proyecto realizado. Fuente: elaboración propia.

### 1.3. Estructura

En el “Capítulo 2. Estado del Arte” se estudiarán las tecnologías tradicionales de medios de propagación de las ondas EM, *microstrip* y guía de onda. Luego se verán las tecnologías SIC y GGW en sus diferentes variantes, se verá el uso y la aplicación de CL en las comunicaciones por ondas milimétricas.

En el “Capítulo 3. MRGW integrada en sustrato” se verá el concepto de la PCM, así como se estudiará el diagrama de dispersión de una cama de “champiñones” metalizados. Se van a diseñar y simular los conectores y transiciones de la red de alimentación. A continuación, se diseñarán los dispositivos en MRGW basándose en los cálculos previos.

En el “Capítulo 4. Fabricación” se describirá el proceso de fabricación y ensamblado de los dispositivos, control dimensional de los perfiles de superficie, la generación de los ficheros. *.gbr* a partir de los ficheros *.cst*, el relleno con CL y la aplicación de la tensión continua de polarización. Finalmente, se medirán los dispositivos fabricados y se analizarán las medidas.

Por último, en el “Capítulo 5. Conclusiones”, se realizará el análisis de los resultados obtenidos de las medidas y simulaciones y, finalmente, se propondrán las líneas de investigación futuras.

## Capítulo 2. Estado del Arte

Este capítulo consta de una primera subsección que describirá los conceptos teóricos de los medios de propagación de ondas EM tradicionales: líneas de transmisión y guía de onda. A continuación, en la siguiente subsección, se describirá la evolución de la tecnología de guía de onda hacia tamaños más reducidos y por tanto su evolución hacia SIC. Tras ello, se describirá otra tecnología, basada en el uso de las PMC, GGW en sus modalidades de RGW y MRGW. Se concluirá esta sección con la descripción de las propiedades de CL, así como su uso en microondas y las comunicaciones milimétricas futuras.

### 2.1 Líneas de Transmisión y Guías de Onda

Uno de los principales retos de la ingeniería de las microondas a lo largo de los años fue el desarrollo de la tecnología de la guía de onda y de las líneas de transmisión para la transmisión con pocas pérdidas de la

potencia a altas frecuencias [8]. En 1897, Lord Rayleigh demostró que la onda EM puede propagarse a través de una sección circular o rectangular [9], cuya implementación física fue desarrollada por los ingenieros, George C. Southworth, de AT&T, sobre la guía rectangular y W.L. Barrow, de MIT, sobre la guía cilíndrica, el mismo año 1936.

En sus inicios los sistemas de microondas estaban compuestos por guías de onda, líneas cable de pares y cables coaxiales. Las guías de onda tienen la ventaja de soportar altas potencias y tener pocas pérdidas, pero, como contrapartida, son voluminosas y costosas de fabricar, particularmente a bajas frecuencias. En cambio, los cables de pares son baratos de fabricar, pero carecen de aislamiento EM. Por otro lado, las estructuras planares como *microstrip*, que fue desarrollado en laboratorios de ITT [10] o *stripline* que surgió durante la II Guerra Mundial, etc, son compactos y baratos de fabricar a escala y son fáciles de integrar en los circuitos eléctricos. La evolución de las tecnologías a lo largo de los años se puede apreciar en la Fig. 2.

De esta forma, es imprescindible definir distintos modos de propagación que pueden existir en líneas de transmisión y guías de onda. Las líneas de transmisión, que tienen más de un conductor, soportan el modo de propagación TEM (transversal electromagnético) que se caracteriza por no tener la componente longitudinal eléctrica o magnética. A su vez, la tecnología de guía de onda se caracteriza por tener solo un conductor y, por tanto, no permite la propagación del modo TEM, sino permite la propagación de los modos transversal eléctrico (TE), que carece de la parte longitudinal del campo eléctrico, y transversal magnético (TM), que carece de la componente longitudinal magnética.

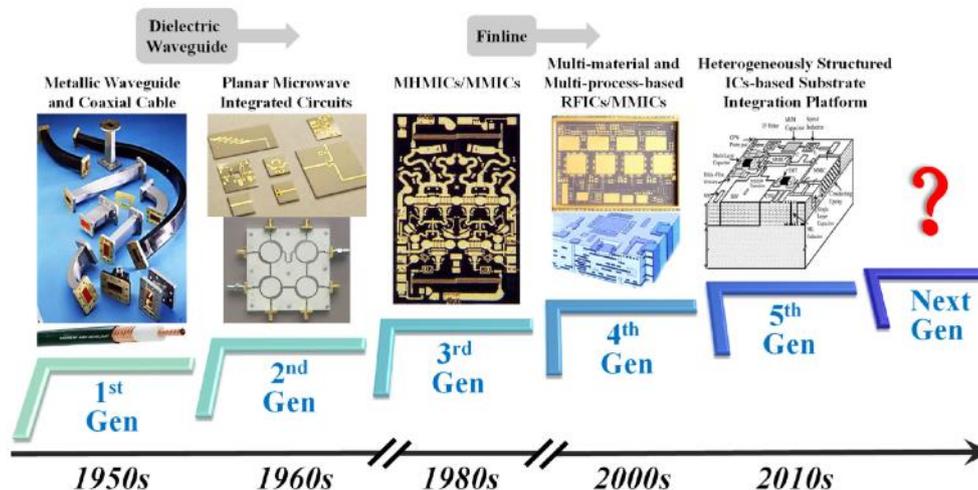


Fig. 2. Evolución de los circuitos de microondas y las tecnologías relacionadas. Fuente: [11].

### 2.1.1 Líneas de Transmisión

Las líneas de transmisión son dispositivos por los cuales se propagan las ondas EM. Hay que tener en cuenta la relación entre el tamaño de la línea respecto a la longitud de onda de trabajo, con el fin de aplicar la teoría de propagación de las ondas EM. Este tipo de dispositivos se caracterizan por tener más de un conductor separados por un aislante dieléctrico. En general, las líneas de transmisión presentan las siguientes pérdidas:

- Pérdidas del propio conductor, que dependen de la estructura de la línea y la conductividad del conductor.
- Pérdidas por radiación, que son diferentes si la estructura es cerrada o no es cerrada.

- Pérdidas en el dieléctrico, que dependen de la estructura de la línea y del tipo de dieléctrico empleado.

Entre los diferentes tipos de líneas de transmisión se encuentran las líneas de placas paralelas, las líneas bifilares, las líneas de transmisión coaxiales o concéntricas, las líneas *stripline*, la línea *microstrip* y las líneas coplanares [11].

### 2.1.2 Guías de Onda

Las guías de onda consisten en implementar la propagación de las ondas electromagnéticas mediante el confinamiento de estas en guías. Al igual que las líneas de transmisión, las guías de onda experimentan pérdidas del conductor y pérdidas en el dieléctrico, pero a diferencia de estas constan de un solo conductor, lo que restringe los modos de propagación a los modos TE y TM. Entre los diferentes tipos de guías de onda se encuentran las guías rectangulares, circulares, elíptica y otras. Algunas de las ventajas de las guías frente a las líneas de transmisión son las siguientes:

- Presentan menores pérdidas que las líneas de transmisión a frecuencias superiores a pocos GHz.
- Son capaces de transportar mayores potencias.
- No hay pérdidas por radiación, al estar aislado el medio de propagación.

Algunas de las desventajas frente a las líneas de transmisión son:

- Tienen un sistema de instalación y operación más difícil que las líneas de transmisión.
- Presentan mayor tamaño y peso.

## 2.2 Circuitos Integrados en Sustrato

Desde los años 1950 la integración de los circuitos de microondas (MIC) logró el impulso gracias al descubrimiento de la línea *microstrip* y sus variantes [11]. La segunda generación de los medios de propagación EM, Fig. 2, es revolucionaria, ya que permite la integración en dos dimensiones de los componentes con perfil bajo y peso ligero en la circuitería. El desarrollo de los MIC abrió las puertas a la mejora continua de los materiales y procesos de la tecnología planar, lo que sirvió de base para desarrollar los circuitos integrados en sustrato (SIC).

Así la tercera generación de componentes de microondas siguió las tendencias impuestas por MIC hacia la integración de los componentes. Este progreso ocurrió en consonancia con el desarrollo de la fabricación de precisión y la tecnología de semiconductores. De forma similar, el desarrollo de la cuarta generación es la extensión de la misma tecnología 2D de componentes de microondas, para su apilado vertical en multicapa, lo que incluye diversas formas de multi-función y multi-tecnología en procesos de fabricación. No obstante, hasta la 4ª generación se han utilizado las líneas de transmisión como medios de propagación.

Como ya se indicó, las líneas de transmisión presentan serias desventajas: altas pérdidas de inserción, un bajo factor de calidad y manejo de baja potencia que son más pronunciados a las frecuencias más altas como las ondas milimétricas y comunicaciones en THz. Con el fin de paliar estas desventajas se buscó una solución que combine las ventajas de las tecnologías *microstrip* y guía de onda. Así, durante el año 2000 se desarrollaron circuitos integrados en sustrato, SIW, que integraron tanto dispositivos planares como no planares en sustrato.

La síntesis planar de los componentes no planares se podría realizar mediante el agujereado de las paredes con las vías metalizadas, o el agujereado mediante vías vacías. En esencia la síntesis de las guías de onda en sustrato permite una integración y fabricación barata. Estas tecnologías están englobadas en la quinta generación de componentes de microondas, Fig. 2.

El advenimiento de las tecnologías SIW, tanto de tipo metálico como dieléctrico, proporciona un camino fascinante hacia el desarrollo de circuitos de microondas integrados, en particular para las ondas milimétricas, así como para los circuitos que usen de la banda de los THz. En definitiva, estas tecnologías podrían servir de una base para el desarrollo futuro de la sexta generación de circuitos de microondas, Fig. 2.

La comparativa de las diferentes propiedades de los medios de propagación convencionales, así como de los que se están desarrollando actualmente, en cuanto al ancho de banda, pérdidas, potencia, etc. se resume en la Fig. 3. Cómo se puede observar, los SIC representan un estado tecnológico intermedio o un compromiso en cuanto a las ventajas de las tecnologías de guía de onda y de líneas de transmisión, estos son: coste bajo, integración fácil, tamaño compacto, pérdidas bajas, confinamiento de campo y manejo de alta potencia.

Type	Coaxial Line	Dielectric Waveguide	Metallic Waveguide	Substrate Integrated Waveguide	Microstrip	Coplanar Waveguide	Strip Line
Illustration							
Fundamental mode	TEM	EH/HE	TE <sub>10</sub>	Quasi-TE <sub>10</sub>	Quasi-TEM	Quasi-TEM	TEM
Modal Dispersion	●●●●●	●	●●●	●●●	●●●●●	●●●●●	●●●●●
Monomode Bandwidth	●●●●●	●●●	●●●●	●●●●	●●●●●	●●●●	●●●●●
Transmission Loss	●●●	●●●●●	●●●●●	●●●	●	●●	●●
Power Handling	●●●●●	●●●●●	●●●●●	●●●	●●	●●	●●
Physical Size	●●●	●●	●	●●●	●●●●●	●●●●●	●●●
Ease of Manufacturing	●●	●●●●	●	●●●●	●●●●●	●●●●●	●●●
Integration	●	●●	●	●●●●	●●●●●	●●●●●	●●●
Packaging and Shielding	●●●●●	●	●●●●●	●●●●	●●	●●	●●●

Scale: ● = very unfavorable; ●● = unfavorable; ●●● = average; ●●●● = favorable; ●●●●● = very favorable.

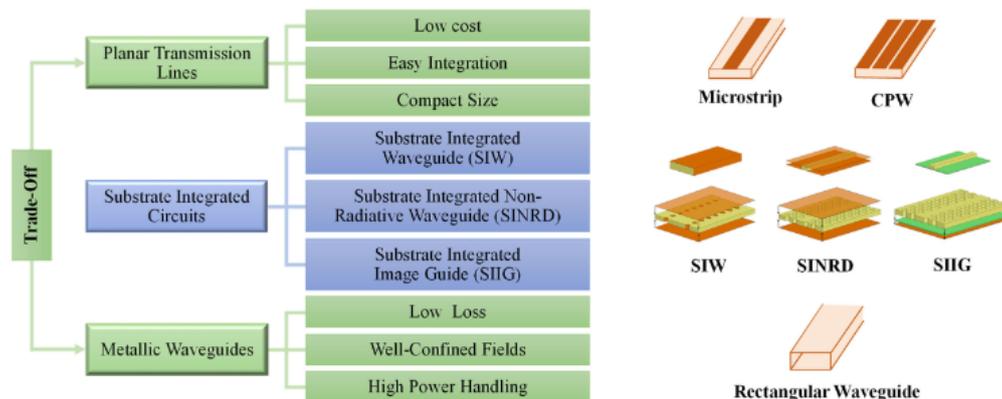


Fig. 3. Las líneas de transmisión y estructuras de guía de onda y sus propiedades. Fuente [11].

## 2.3 Gap Waveguide

Aunque los circuitos integrados en sustrato se consideran compactos y mejoran la integración y el coste de fabricación, presentan algunas pérdidas de propagación, siempre menores respecto a las tecnologías planares. Para paliar el efecto de las pérdidas de propagación en las ondas EM se desarrolló otra tecnología: GGW, [12], que surgió del trabajo de investigadores como P. S. Kildal, [7].

El mecanismo de funcionamiento de esta tecnología se basa en controlar la propagación de las ondas EM utilizando las condiciones de contornos y las superficies canónicas. Una guía de onda se modela mediante cuatro placas conductoras perfectas (PEC), paralelas dos a dos, si se separasen las dos placas horizontales una distancia de un cuarto de la longitud de onda de trabajo y si las paredes laterales fuesen reemplazadas por PMC y a la mitad de esta superficie se colocase una tira metálica, el campo eléctrico se propagaría a través de esta sin escapar por los laterales. Por tanto, las pérdidas serían mínimas y la estructura estará empaquetada, así la radiación potencial de las discontinuidades o de las esquinas estaría suprimida. El diseño y consecuentemente el proceso productivo de la metasuperficie, que recrea la condición de la PMC, es un aspecto importante que influye en las pérdidas de inserción, ancho de banda y coste de producción, [13]. Existen varias implementaciones de la tecnología entre ellos se describirán los más utilizados y que han despertado el interés de la comunidad científica: GGW, RGW, MRGW, véase Fig. 4 (a), (b), (c), (d).

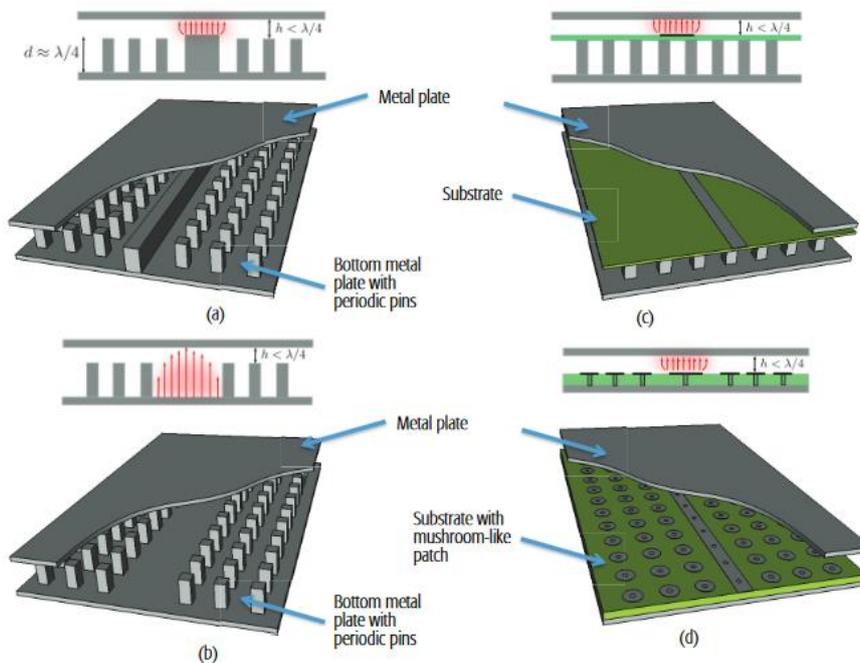


Fig. 4. Implementaciones de la GGW: (a). RGW; (b). GGW; (c) Inverted MRGW; (d). MRGW. Fuente: [13].

### 2.3.1 Groove Gap Waveguide

La *Groove Gap Waveguide* fue diseñada como una alternativa a la guía de onda convencional para las altas frecuencias. Se caracteriza por estar formado por una estructura periódica de cama de “champiñones”, formada por una matriz de unidad básica (*unit cell*) que proporciona la condición de la PMC.

Este tipo de guías de onda se realizan con un gap entre las placas. De esta forma, la estructura de “champiñones” metalizados junto con el gap configura una superficie que presenta una elevada impedancia

superficial y, por lo tanto, bloquea la propagación de las ondas EM. Las condiciones de contorno para conseguir que la estructura periódica funcione como una PMC y que el campo se distribuye a lo largo del hueco central, permite que la GGW se asemeje a la guía de onda tradicional [14].

### 2.3.2 Ridge Gap Waveguide

La *Ridge Gap Waveguide* se caracteriza por el campo EM que se propaga entre la pared metálica superior y la línea metálica central, la *ridge*. La diferencia con la GGW consiste en que al colocar la *ridge*, se hace posible la propagación del modo quasi-TEM. Por lo general, también presenta mayores pérdidas de inserción que la “GGW”, puesto que la *ridge* suele ser más estrecha que el ancho de la guía de ondas. Como resultado, la densidad de corriente es mayor sobre la sección de la *ridge*, y cuanto mayor sea la densidad de corriente, mayores son las pérdidas del conductor [15].

### 2.3.3 Microstrip Ridge Gap Waveguide

El principio de funcionamiento de la MRGW se fundamenta en el modelado de PMC mediante la repetición de un cierto patrón que se asemeja a un “champiñón” metalizado. La tecnología MRGW sirve para integrar estructura planar con la no planar. El campo eléctrico se concentra entre la placa metálica superior y la tira microstrip del medio y gracias a las PMC se consigue alto grado de confinamiento, sin las pérdidas por los laterales [16].

Así, la tecnología MRGW presenta pérdidas de inserción, pero supera a las líneas *microstrip* regulares que funcionan en un rango de frecuencias de 60 GHz a 75 GHz, de un estándar de guía de WR-15, algo que fue comprobado experimentalmente en [16]. La razón que hay detrás de ello es que las guías de onda integradas permiten una mayor anchura de la tira conductora en comparación con las líneas *microstrip*, que en cambio tienen líneas más estrechas y por ende mayores pérdidas de conductor, aparte de la pérdida de la potencia por los laterales al no presentar una superficie de alta impedancia que brinda una PMC. A continuación, se realizará una definición concisa del CL, así como de sus propiedades mecánicas y EM.

## 2.4 Cristal Líquido

El CL es un material que presenta un estado de agregación que bajo ciertas condiciones (temperatura, presión, densidad) se caracteriza por presentar las propiedades tanto de los líquidos (fluencia) cómo de los cristales (anisotropía). Se ven cómo líquidos viscosos compuestos por moléculas y cuya cualidad característica consiste en poder estar orientados según el campo de polarización eléctrico de baja frecuencia que se aplique. Los CL se subdividen en dos grupos según el estado o fase: cristales líquidos nemáticos y cristales líquidos esmécticos [17]. En el contexto de trabajo se van a emplear los cristales líquidos en estado nemático comercializados por la empresa MERCK, en concreto, cristales líquidos de modelos “GT3-23002” (CL-1) y “GT7-29001” (CL-2), [18]. Con las siguientes propiedades eléctricas, Tabla. 1.

	GT3-23002	GT7-29001
$\epsilon_{  }$	3,02	3,53
$\epsilon_{\perp}$	2,36	2,45
$\tan \delta_{  }$	0,0035	0,0064
$\tan \delta_{\perp}$	0,0128	0,0117

Tabla 1. Propiedades eléctricas de los cristales líquidos GT3-23002 y GT7-29001, medidas a 19 GHz. Fuente: [18].

### 2.4.1 Aplicación a dispositivos de microondas

El uso de CL en estado nemático presenta la desventaja de que muchas de estos no se han caracterizado a frecuencias de las microondas (300 MHz – 300 GHz) que incluye las ondas milimétricas, y, por tanto, es complicado predecir el comportamiento de CL a estas frecuencias. No obstante, los CL nemáticos se han empleado no solo en dispositivos ópticos, sino a las frecuencias de microondas. Los CL presentan un interés a la hora de emplearlos en los dispositivos reconfigurables a las frecuencias de microondas, ya que presentan menores pérdidas a frecuencias más altas. Como ejemplos, se han reportado en la comunidad científica una cantidad importante de artículos que conciernen antenas [19], desfasadores [20], [21] y filtros [22], [23].

### 2.4.2 Principios de funcionamiento de cristal líquido en estado nemático

Macroscópicamente, la estructura anisotrópica de CL nemáticos puede ser descrita por un vector director ( $\mathbf{n}$ ), que corresponde a la dirección promedio del eje largo de las moléculas de CL y la permitividad dieléctrica de este material se puede definir por el ángulo formado entre este director y el campo eléctrico aplicado al material. Por lo tanto, los CL en estado nemático tienen dos permitividades principales: paralela al vector director,  $\epsilon_{\parallel}$ , y perpendicular al vector director,  $\epsilon_{\perp}$ . Los CL son polares y también presentan un momento dipolar eléctrico, por lo que se podría lograr la reorientación de las moléculas mediante el uso de un campo eléctrico continuo o de baja frecuencia (alrededor de 1 kHz) o de un campo magnético. Esto da como resultado un material anisotrópico uniaxial, cuya permitividad puede controlarse, [24].

En este punto es necesario explicar el funcionamiento de CL bajo la acción de un campo eléctrico continuo (1 kHz). Se opta por utilizar el campo eléctrico, puesto que permite controlar su intensidad con un mayor grado de precisión. Se describe el comportamiento del cristal líquido en función del voltaje que se aplica. Se considera un caso de dos electrodos, que estén recubiertos de una capa de alineamiento, esta capa se suele implementar mediante un material que permite depositar los microsurcos sobre su superficie. La capa de alineamiento se utiliza para anclar las moléculas de CL en una dirección determinada, p. ej. en el estado paralelo, con el fin de asegurar un estado de orientación de las moléculas, una vez relleno el dispositivo, ya que al contrario las moléculas estarían orientados de forma aleatoria y el estado de CL sería anisotrópico, sin ningún patrón determinable. En el contexto de este trabajo se ha utilizado la poliimida como la capa de alineamiento de las moléculas de CL.

Cómo se puede observar en la Fig. 5, las moléculas de CL comienzan a girar cuando el voltaje de polarización se aplica entre los dos electrodos y excede al valor umbral de Fréedericks [24]. En el caso en el que el vector director de las moléculas de CL forme un ángulo perpendicular respecto del campo de polarización, se consigue la permitividad del estado perpendicular,  $\epsilon_{\perp}$ , Fig. 5, (a). Por otro lado, en cuanto la tensión de polarización supere el valor umbral de Fréedericks,  $V_b > V_{th}$ , se pueden conseguir valores de permitividad intermedios entre los dos estados extremos  $\epsilon_{\perp}$  y  $\epsilon_{\parallel}$ , Fig. 5, (b).

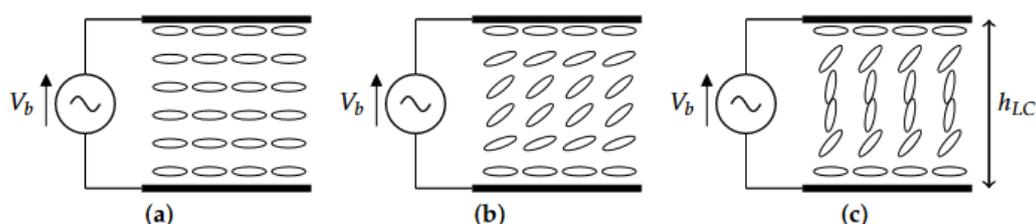


Fig. 5. Polarización del CL en estado nemático. (a)  $V_b < V_{th}$ , (b)  $V_{max} > V_b > V_{th}$ , (c)  $V_b > V_{max}$ . Fuente: [25]

El valor  $V_{th}$ , depende de la constante elástica de extensión  $K_{11}$  y de la anisotropía eléctrica  $\Delta\epsilon_{r,1kHz}$ , (1).

$$V_{th} = \pi \sqrt{\frac{K_{11}}{\epsilon_0 \Delta\epsilon_{r,1kHz}}} \quad (1)$$

Conforme se incrementa  $V_b$ , la permitividad efectiva relativa se incrementa hasta conseguir el estado de saturación ( $V_b = V_{max}$ ), cuya consecuencia se plasma en que las moléculas de CL se encuentren totalmente paralelos, y se consigue la permitividad paralela,  $\epsilon_{\parallel}$ , Fig. 5 (c).

Como se puede observar, la anisotropía dieléctrica es una de las propiedades de interés más importantes en el diseño de dispositivos sintonizables, ya que limita el rango total de sintonizabilidad del dispositivo. Sin embargo, la tensión umbral y los tiempos de respuesta podrían ser un factor muy limitante en el desarrollo de este tipo de dispositivos, ya que definen la complejidad de la red de polarización y el tiempo de respuesta para la reconfiguración.

En cuanto a los tiempos de respuesta, estos son el tiempo de relajación  $\tau_{off}$ , (2) y el tiempo de reorientación del estado anisotrópico al estado paralelo  $\tau_{on}$ , (3). Estos tiempos están en función de la altura del volumen de sustrato que encierra a las moléculas de CL,  $h_{LC}$ , la constante elástica de extensión, la constante de la viscosidad rotacional,  $\gamma_{11}$ , el valor umbral de Fréedericks, y la tensión de saturación.

$$\tau_{off} = \frac{\gamma_{11} * h_{LC}^2}{K_{11} * \pi^2} \quad (2)$$

$$\tau_{on} = \frac{\gamma_{11} * h_{LC}^2}{K_{11} * \pi^2 * \left(\frac{V_{max}^2}{V_{th}^2} - 1\right)} \quad (3)$$

## Capítulo 3. Microstrip Ridge Gap Waveguide

Cómo ya se comentó en la subsección 2.3.3 la tecnología MRGW se basa en la creación de las superficies de alta impedancia superficial, PMC, y que, por tanto, consigue un alto grado de confinamiento de campo eléctrico, cuyo modo de propagación fundamental es quasi-TEM. A continuación, en la siguiente sección se describirá el concepto del diagrama de dispersión, cuya utilidad reside en medir el rango frecuencial de la banda prohibida (la *stopband*), la banda de propagación de modo quasi-TEM.

### 3.1 Diagrama de Dispersión

El diagrama de dispersión estudia la banda prohibida, que deriva de estudio de los modos de Floquet-Bloch que se propagan por una metasuperficie [26], en particular y en contexto de este trabajo fin de máster, la superficie de alta impedancia superficial es recreada en la práctica por una matriz de “champiñones” metalizados, Fig. 7, (a), (b), (c).

### 3.1.1 Modelo circuital

La descripción analítica o el análisis modal de una metasuperficie no suele ser una tarea fácil, por lo que se suele emplear una simplificación a un modelo circuital equivalente, Fig. 6, a la hora de diseñar la banda prohibida según el rango frecuencial requerido, [27].

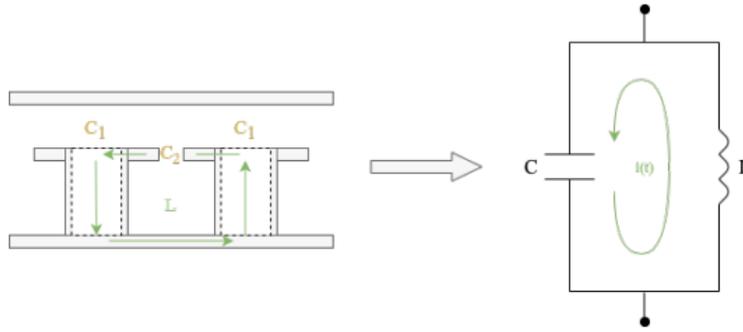


Fig. 6. Capacidad e Inductancia equivalentes. Fuente:[28].

De esta forma, los parámetros que representan la capacitancia e inductancia son:

$$C_1 \cong \frac{\varepsilon_0 * \varepsilon_r * w^2}{h_a} \quad (4)$$

$$C_2 \cong \frac{w * (\varepsilon_1 - \varepsilon_2)}{\pi} * \cosh^{-1} \left( \frac{2w - g}{g} \right) \quad (5)$$

$$C = \frac{1}{\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2}} \quad (6)$$

$$L \cong \mu_0 * \mu_r * h_p \quad (7)$$

Donde:

- $C_1$  corresponde a la capacidad causada por la adyacencia de los champiñones metalizados a la tierra (placa superior), (4).
- $C_2$  corresponde a la capacidad causada por la cercanía de los champiñones, (5).
- $C$  corresponde a la capacidad equivalente, (6).
- $L$  corresponde a la inductancia formada por los bucles de corriente que circulan por la celda base que forma la red de los champiñones metalizados, (7).

De este modo, se pueden estimar tanto la frecuencia central operativa de la banda prohibida, así como el ancho de banda, según (8) y (9), respectivamente:

$$w_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (8)$$

$$\Delta w = \sqrt{\frac{\left(\frac{L}{C}\right)}{\left(\frac{\mu_0}{\varepsilon_0}\right)}} \quad (9)$$

### 3.1.2 Análisis paramétrico

Con el fin de realizar el análisis paramétrico de la celda unidad se emplea *CST Dassault Systems v. 2024*. El diagrama de dispersión, [14], representa la constante de propagación en los dos ejes de la matriz bidimensional (OX, OY) de la celda base de “champiñón” extendida periódicamente. Para calcular la banda prohibida, en práctica se utiliza *eigenmode solver*, cuya utilidad reside en la resolución de los modos propios de campo EM a determinadas frecuencias, sin aplicar la excitación, [29]. Las curvas de dispersión se trazan siguiendo una cierta trayectoria, que representa ondas con combinación de componentes de vectores de onda arbitrarios en las direcciones OX y OY. En el siguiente apartado se van a explicar los parámetros que influyen en la variación del rango frecuencial de la banda prohibida.

### 3.1.3 Estudio de la banda prohibida

Según [28], los parámetros que afecten a la respuesta (la banda prohibida) de una matriz de “champiñones” metalizados, son los siguientes:

- Distancia entre parches adyacentes ( $g$ ): afecta de modo directo a la frecuencia mínima del modo superior y por ende aumenta el ancho de banda de la banda prohibida.
- Diámetro de la vía ( $d$ ): afecta de modo directo a la frecuencia máxima del modo inferior y del modo superior, aumentando la frecuencia de resonancia. Además, puesto que la frecuencia mínima del modo superior aumenta más que del modo inferior, se consigue un mayor ancho de banda.
- Altura del sustrato inferior ( $h_p$ ): afecta de modo inverso a la frecuencia máxima de modo inferior. Por lo tanto, aumentando la altura del sustrato se aumenta el ancho de banda.
- Altura del sustrato superior ( $h_a$ ): afecta de modo directo a la frecuencia máxima del modo inferior. De este modo, si se aumenta la altura del sustrato superior, se reducirá el ancho de banda de la banda prohibida.
- Permitividad del material ( $\epsilon_r$ ): afecta de modo directo a la frecuencia máxima del modo inferior, reduciendo el ancho de banda de la banda prohibida.
- Dimensiones del parche ( $w$ ): afecta de modo inverso a la frecuencia máxima de modo inferior y a la frecuencia mínima de modo superior de la banda prohibida. No obstante, puesto que la frecuencia máxima de modo inferior aumenta menos que la frecuencia mínima de modo superior, se amplía el ancho de banda de la banda prohibida.

El rango de frecuencias que se requiere para la adecuada reconfiguración de la banda de paso de los dispositivos MRGW-CL es de 7 GHz a 20 GHz. Los dos sustratos empleados corresponden a RO4003C con una permitividad de 3.55, siendo la altura del sustrato inferior,  $h_p = 1.524$  mm. y la altura del sustrato superior  $h_a = 0.406$  mm, [30]. De este modo, se ha realizado un diseño paramétrico en *CST Dassault Systems v. 2024*, y mediante la herramienta *eigenmode solver* se ha estudiado el diseño periódico, Fig. 7 (a), (b), (c) y Fig. 8, en los dos ejes OX y OZ. En cuanto al eje OY, se han especificado las condiciones de contorno de una PEC. Así, variando los vectores de campo  $k_x$  y  $k_z$ , se calcularon las curvas de dispersión para los modos TM y TE, Fig. 9. Tras las sucesivas pruebas se ha conseguido una banda prohibida entre 7 GHz y 25 GHz, el diseño final con los parámetros de diseño se presenta en la Tabla 2.

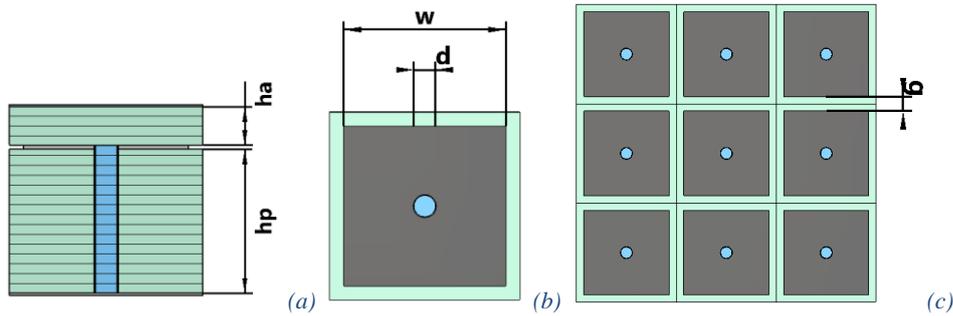


Fig. 7. Celda base de una cama de "champiñones" metalizados: (a). Vista de perfil; (b). Vista de planta; (c). Vista de planta de una cama. El color gris corresponde al conductor perfecto, el color azul corresponde al vacío, el color verde claro corresponde al sustrato RO4003C. Fuente: elaboración propia.



Fig. 8. La cama de "champiñones" metalizados, vista en perspectiva con el dieléctrico transparente. El color gris corresponde al conductor perfecto. Fuente: elaboración propia.

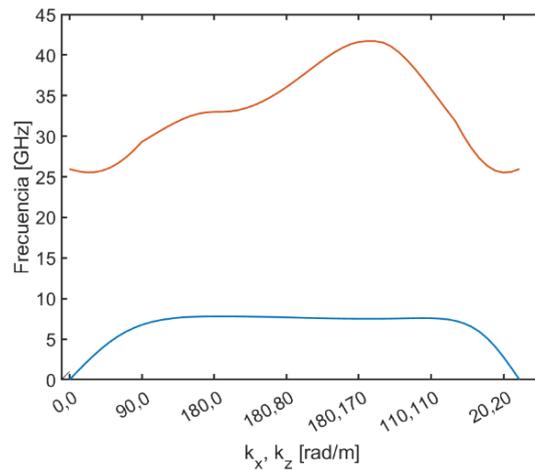


Fig. 9. Diagrama de dispersión de la cama de los "champiñones" metalizados. El color azul corresponde al modo TM, el color naranja al modo TE. Fuente: elaboración propia

Diseño final	
Parche con área cuadrada	
Distancia entre parches (g)	0.3 mm
Dimensiones del parche (w)	1.73334 mm
Diámetro de la vía (r)	0.25 mm
Stop Band	$f = [7, 25]$ GHz

Tabla 2. Diseño final de la celda base de la cama de "champiñones" metalizados. Fuente: elaboración propia.

### 3.1.4 Obtención teórica de la impedancia con una equivalencia stripline

Para obtener la impedancia característica de la línea MRGW de forma teórica, se fija la impedancia característica del modelo implementado en tecnología *stripline* y a partir de este se obtiene la anchura de la línea. Finalmente, se calcula el ancho de la guía MRGW a partir del ancho de la línea del modelo *stripline* equivalente, [31].

Se puede establecer una equivalencia entre la línea MRGW y la *stripline*, (10):

$$Z_{0,MRGW} \approx 2 * Z_{0,Strip} \quad (10)$$

Y, por lo tanto, se puede asumir que, para la misma impedancia característica, se cumple (11):

$$W_{MRGW} \approx 2 * W_{Strip} \quad (11)$$

La anchura de la línea stripline dada la impedancia característica se calcula de la siguiente manera [8], (12):

$$\frac{W_{Strip}}{b} = \begin{cases} x & \text{for } \sqrt{\epsilon_r} Z_0 < 120\Omega \\ 0.85 - \sqrt{0.6 - x} & \text{for } \sqrt{\epsilon_r} Z_0 > 120\Omega \end{cases} \quad (12)$$

A continuación, se va a explicar el proceso seguido de diseño de los dispositivos MRGW-CL.

## 3.2 Diseño del desfasador

Se va a diseñar un desfasador en tecnología MRGW-CL. Además del propio dispositivo, el diseño completo incluirá una red de adaptación entre el cable coaxial y la línea MRGW. Se ha escogido el conector “1092-01A-6 Southwest” para interconectar el cable coaxial y la línea *microstrip*. La red de adaptación incluye un *taper* exponencial, para adaptar la impedancia de entrada de 50 ohm a la impedancia del circuito MRGW-CL de 35 ohm. El diseño se ha estructurado en tres capas que se han implementado mediante tres PCBs. Se ha diseñado una línea microstrip de 2.5 longitudes de onda, donde la bañera con CL ocupa una longitud de 2 longitudes de onda a 11 GHz. La elección de esta longitud está motivada por una comparativa más evidente del dispositivo relleno de MRGW frente al no relleno. La Fig. 10. presenta el diseño del desfasador expandido con las tres capas, (a), la sección longitudinal del circuito, (b), y la sección transversal del circuito, (c). En la Fig. 11, se presenta el conector y la red de adaptación de uno de los dos puertos del circuito (válido tanto para el desfasador como para el resonador y el filtro). Se presentan los parámetros del diseño final en la Tabla. 3.

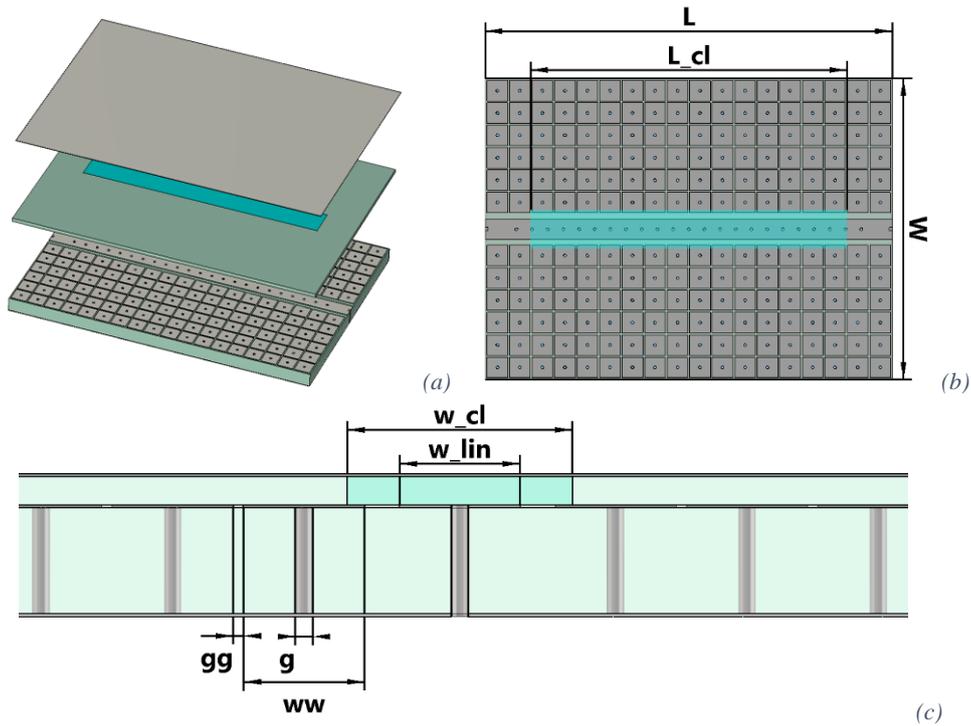


Fig. 10. Capas del desfasador MRGW. (a) Diseño expandido; (b) Corte longitudinal; (c) Corte transversal. El color gris corresponde al conductor perfecto, el color azul claro corresponde al vacío, el color cian corresponde al CL, el color verde claro corresponde al sustrato RO4003C. Fuente: elaboración propia.

Parámetro	Valor [mm]	Descripción
L	34,050	longitud de desfasador MRGW-CL
L_cl	26,467	longitud de la bañera de CL
W	25,328	anchura de desfasador MRGW-CL
w_cl	3,228	anchura de la bañera de CL
w_lin	1,728	anchura de la línea MRGW-CL
g	0,250	diámetro de la vía de "champiñon"
gg	0,300	separación entre los champiñones adyacentes
ww	1,733	anchura de parche de "champiñon"
w_in	0,850	anchura de la línea microstrip
L_taper	14,266	longitud de tape exponencial
L_ms	17,195	longitud de la trama de microstrip

Tabla 3. Parámetros de diseño final de desfasador MRGW-CL. Fuente: elaboración propia.

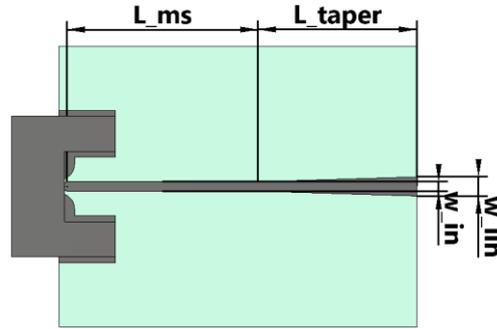


Fig. 11. Red de adaptación de dispositivos MGCW-CL. El color gris corresponde al conductor perfecto, el color verde claro al sustrato RO4003C. Fuente: elaboración propia.

### 3.3 Diseño del resonador

Se pretende diseñar un resonador que tenga un nulo de reflexión a la frecuencia de resonancia de 11 GHz. Con este fin, se elige implementarlo mediante un *stub* en paralelo. Se realiza el cálculo estimativo de longitud de *stub*, (13-14).

$$l_{stub} = \frac{\lambda}{2} \quad (13)$$

$$\lambda = \frac{c}{f} = \frac{c_0}{f\sqrt{\epsilon_r}} \quad (14)$$

Aunque en teoría existen algunos modelos que presentan fórmulas empíricas para estimar  $\epsilon_r$  en [32] en la práctica suele ser más eficiente realizar un cálculo estimativo rápido y con ello utilizar procedimientos de optimización de *CST Dassault Systems v. 2024*, para conseguir centrar la resonancia aproximadamente a los 11 GHz de la frecuencia de resonancia objetivo. De este modo se aproxima  $\epsilon_r = \epsilon_{RO4003C} = 3.55$ . Con este dato (15-16), [8]:

$$\lambda = \frac{c}{f} = \frac{c_0}{f\sqrt{\epsilon_r}} \approx 14.5 \text{ mm} \quad (15)$$

$$l_{stub} = \frac{\lambda}{2} = 7.25 \text{ mm} \quad (16)$$

Dada esta longitud se evalúa el modelo en *CST Dassault Systems v. 2024* y se calcula la frecuencia de resonancia. De este modo, se calculan varios puntos con las longitudes distintas del *stub* del modelo de resonador y se utiliza la regresión lineal para estudiar la dependencia de la longitud del *stub* y la frecuencia de resonancia, con ello se obtiene la primera semilla de la longitud del resonador de *stub* que se optimizará mediante la herramienta *solver* de *CST Dassault Systems v. 2024*. Finalmente, teniendo en cuenta el efecto de bordes del resonador de *stub*, es decir el campo eléctrico que se forma al rebosar la línea metálica del resonador, se obtiene un valor de  $l_{stub_{ef}} = 3.24675 \text{ [mm]}$ .

En resumen, se han considerado los siguientes aspectos para diseñar el resonador en tecnologías MRGW:

- Elección del conector para acoplar el cable coaxial a la línea *microstrip*. Se ha optado por “1092-01A-6 Southwest” como en el caso del desfaseador MRGW-CL.

- Se ha diseñado la transición mediante una línea táper exponencial en tecnología *microstrip* de longitud de una longitud de onda a frecuencia de 11 GHz, para adaptar la impedancia de entrada de 50 ohm a la impedancia del circuito MGCW-LC de 35 ohm.
- La cantidad de “champiñones” en la sección transversal ha sido de 5 “champiñones” a cada lado de la línea de MRGW y por parte de resonador 4 “champiñones”.

La Fig. 12 (a), (b), (c), presenta el diseño expandido, el corte longitudinal y el corte transversal del circuito, respectivamente. Se presentan los parámetros del diseño final en la Tabla. 4.

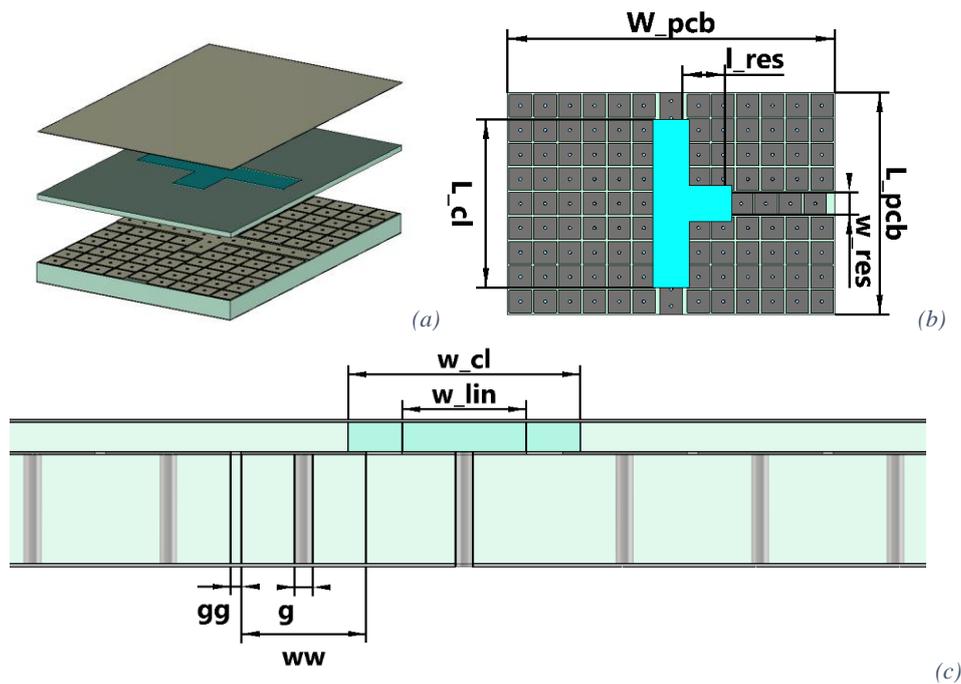


Fig. 12. Capas del resonador MRGW. (a) Diseño expandido; (b) Corte longitudinal; (c) Corte transversal. El color gris corresponde al conductor perfecto, el color azul claro corresponde al vacío, el color cian corresponde al CL, el color verde claro corresponde al sustrato RO4003C. Fuente: elaboración propia.

Parámetro	Valor [mm]	Descripción
$L_{pcb}$	17,050	longitud de resonador MRGW-CL
$L_{cl}$	12,858	longitud de la bañera de CL
$w_{res}$	1,728	anchura del stub
$W_{pcb}$	24,964	anchura de resonador MRGW-CL
$w_{cl}$	3,228	anchura de la bañera de CL en stub
$w_{lin}$	1,728	anchura de la línea MRGW-CL
$g$	0,250	diámetro de la vía de "champiñon"
$gg$	0,300	separación entre los champiñones adyacentes
$ww$	1,733	anchura de parche de "champiñon"
$w_{in}$	0,850	anchura de la línea microstrip
$L_{taper}$	14,266	longitud de tape exponencial
$L_{ms}$	17,195	longitud de la trama de microstrip

Tabla 4. Parámetros de diseño final de resonador MRGW-CL. Fuente: elaboración propia

### 3.4 Diseño del filtro

Se tienen los siguientes requerimientos de diseño del filtro, Tabla 5 (a), donde N corresponde al orden de filtro, BW (%) corresponde al ancho de banda relativo del filtro,  $f_c$  corresponde a la frecuencia de trabajo central y RL se refieren a las pérdidas de retorno mínimas. Con estos requerimientos se pretende diseñar el filtro en líneas acopladas.

Parámetro:	Valor:
N	2
BW (%)	3%
$f_c$	13 GHz
RL	10 dB

(a)

Tecnología:	Coupling Matrix
Unloaded Q:	4000
N:	2
f_start [MHz]	1280.5
f_stop [MHz]	1319.5

(b)

Tabla 5. Los requerimientos del diseño del filtro de microondas MGCW-CL. Fuente: elaboración propia.

#### 3.4.1 Síntesis del filtro

Para diseñar el filtro en tecnología MRGW, el primer paso consiste en sintetizar el filtro analógico. Así, se hace el uso de la herramienta de *CST Dassault Systems v. 2024, filter designer*, especificando los parámetros de diseño de la Tabla 5, (b). Los parámetros de diseño corresponden a una implementación mediante matriz de acoplos con las siguientes características: un factor de calidad sin carga de 4000, un filtro de orden 2, en un rango de frecuencias de [1280.5, 1319.5] MHz. El resultado de cálculo de la herramienta *filter designer* presenta la siguiente respuesta en frecuencia, Fig. 13. Los coeficientes de acoplo se presentan en la Tabla 6.

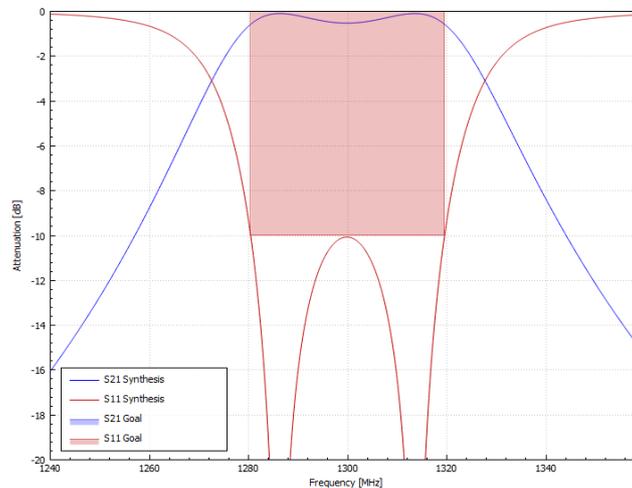


Fig. 13. Respuesta del filtro sintetizado en Filter Designer. Fuente: elaboración propia.

	S	1	2	L
S	0	0.85745	0	0
1	0.85745	0	1.02	0
2	0	1.02	0	0.85745
L	0	0	0.85745	0

Tabla 6. Matriz de acoplos. Fuente: elaboración propia.

### 3.4.2 Diseño del filtro

Para implementar el modelo del filtro en líneas acopladas se han seguido los siguientes pasos, [33]:

1. Determinación de la longitud del resonador en MRGW
2. Cálculo del primer acoplo entre la red de entrada y el primer resonador
3. Cálculo del segundo acoplo, teniendo en cuenta el acoplo débil del primer resonador
4. Optimización de la respuesta del filtro

Por otro lado, puesto que la cantidad de simulaciones es elevada se ha decidido usar un modelo equivalente de la PMC para hacer un uso más eficiente de los tiempos de simulación. Con ello, se ha definido un nuevo material con la permitividad relativa de 0.0001 de permitividad de vacío, con el fin de recrear una superficie PMC. Teniendo en cuenta los puntos anteriores, se procede al diseño de filtro.

De este modo, a diferencia del procedimiento utilizado para el resonador de *stub*, se utiliza la información que proporciona *CST Dassault Systems v. 2024* acerca de la constante de propagación. Se sabe de teoría que la constante de propagación,  $\beta_{MRGW}$ , depende de la longitud de onda efectiva [8], (17-18):

$$\beta_{MRGW} = \frac{2\pi}{\lambda_{MRGW}} \quad (17)$$

$$l_{res} = \frac{\lambda_{MRGW}}{2} \quad (18)$$

Utilizando *CST Dassault Systems v. 2024* se simula un trozo de línea de MRGW de cualquier longitud y se obtiene la constante de propagación, que proporciona el programa, y la longitud del resonador considerando el efecto de bordes, con estos datos se implementa el modelo inicial del resonador en el simulador, Fig. 14. La longitud obtenida, (19-20), sirve como punto de partida, para calcular la longitud del resonador mediante el proceso de optimización.

$$\beta_{MRGW} = \frac{2\pi}{\lambda_{MRGW}} = 461.07 \left[ \frac{rad}{m} \right] \Rightarrow \lambda_{MRGW} \cong 13.6 [mm] \quad (19)$$

$$l_{res} = \frac{\lambda_{MRGW}}{2} = 6.8 [mm] \quad (20)$$

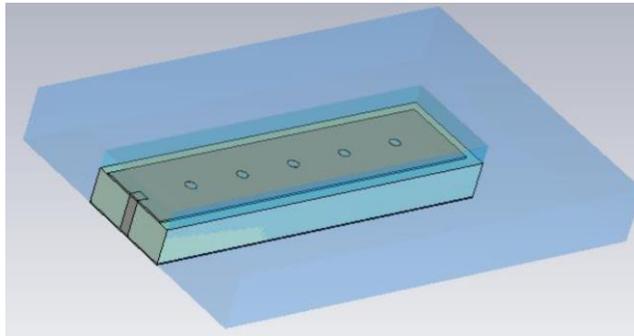


Fig. 14. Modelo del primer resonador del filtro MGCW-CL. Fuente: elaboración propia.

Usando la matriz de acoplos, Tabla 4, se computa el factor de calidad externo (21):

$$Q_e = (M_{i,i+2}^2 * BW(\%))^{-1} \quad (21)$$

El factor Q externo se utiliza para optimizar el acoplo de entrada entre la línea de alimentación y el primer resonador. Utilizando el método de retardo de grupo [33], que requiere medir el retardo de grupo en la frecuencia de resonancia del circuito simulado. Utilizando *CST Dassault Systems v. 2024* se optimiza el acoplo y se obtiene un factor de calidad externo  $Q_e \cong 45.337$ . El valor del acoplo obtenido,  $s_{12}$ , es de 0,15 mm. Se representa el modelo de resonador en líneas acopladas en la Fig. 15.

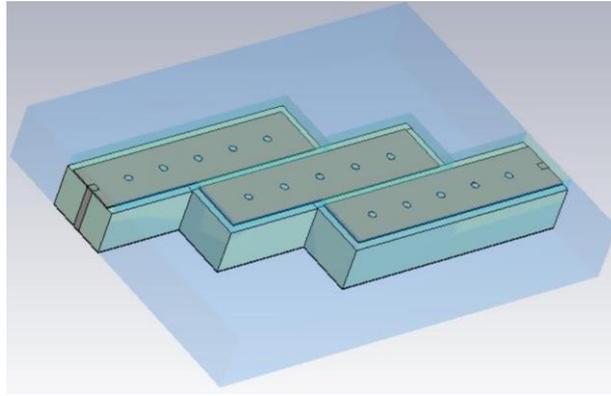


Fig. 15. Modelo del 1r resonador del filtro MGCW-CL con las líneas de entrada. Fuente: elaboración propia.

A continuación, mediante el uso de acoplo débil, es decir, las líneas de alimentación se alejan lo suficiente de los resonadores para que no afecten al factor de calidad total y se calcula la distancia de acoplo entre resonadores. Al aplicar (22), donde  $f_m$  y  $f_e$  son las respectivas frecuencias de las dos resonancias del filtro, es decir los dos ceros de reflexión que se determinan mediante la simulación en *CST Dassault Systems v. 2024*, [33], después de la simulación se determina el coeficiente de acoplamiento normalizado,  $M_{23}$ , y se compara con el valor de la matriz de acoplo. Este proceso se sigue mediante varias iteraciones hasta conseguir el valor de,  $M_{23}$  de la tabla de matriz de acoplos, Tabla 6, de 1.02 y con ello la distancia de segundo acoplo entre los resonadores,  $s_{22}$ , es de 0.7 mm.

$$M = \frac{f_0}{BW} * \frac{(f_m^2 - f_e^2)}{(f_m^2 + f_e^2)} \quad (22)$$

Finalmente, se modela el filtro de segundo orden con las distancias de acoplos anteriormente computadas, Fig. 16, y se realiza la optimización del modelo hasta cumplir con los requerimientos de la Tabla 5. Se presenta el modelo optimizado con una permitividad relativa de sustrato superior fija de 2.36. Se resumen los valores de las distancias de los acoplos y de la longitud efectiva de los resonadores obtenida en la Tabla 7. Se pueden visualizar las capas y las cotas del filtro en la Fig. 17, (a), (b), (c). Se presentan los parámetros del diseño final en la Tabla. 8.

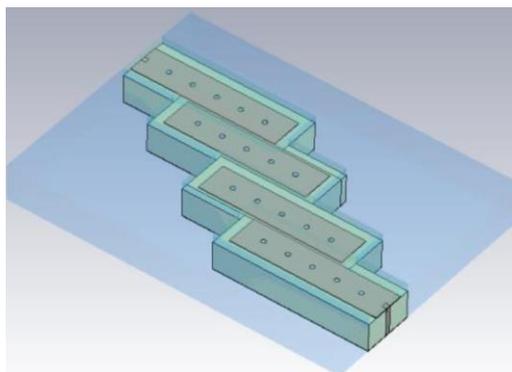


Fig. 16. El modelo del filtro MGCW-CL optimizado. Fuente: elaboración propia.

Parámetro:	Valor [mm]:
s_12	0.15
s_22	0.7
L_resonador	70.316

Tabla 7. Valores del filtro de microondas MGCW-CL optimizado. Fuente: elaboración propia.

### 3.4.3 Características del diseño del filtro

En resumen, se han considerado los siguientes aspectos para diseñar el resonador en tecnologías MRGW:

- Elección del conector para acoplar el cable coaxial a la línea microstrip. Se ha optado por “1092-01A-6 Southwest” como en el caso del desfasador y del resonador en *stub*.
- Se ha diseñado la transición mediante una línea *taper* en tecnología *microstrip* de longitud de una longitud de onda a frecuencia de 11 GHz, para adaptar la impedancia de entrada de 50 ohm a la impedancia del circuito MGCW-CL de 35 ohm.
- La cantidad de “champiñones” en la sección transversal es como mínimo de 5 “champiñones”, aunque en general varía según la geometría de filtro. Para acomodar la cama de “champiñones” en las primeras cinco líneas y en las últimas cinco líneas se han espaciado los “champiñones” mediante un modelo polinómico:

$$A = a + a * x + a * x^2 + \dots + a * x^n$$

Donde n es la cantidad de “champiñones” a acomodar a partir del primer “champiñón” separado de la línea de transmisión. En el caso en que se separen los “champiñones” una distancia igual entre ellos, la diferencia de distancia hasta el borde de PCB sería de 0.533980, por lo que se toma este valor por el valor de A, utilizando Matlab se calcula x, siendo a, valor paramétrico (en práctica se ha tomado un valor de 0.0071). Se computa el valor de x, que toma valor de  $x \cong 1.79966$ .

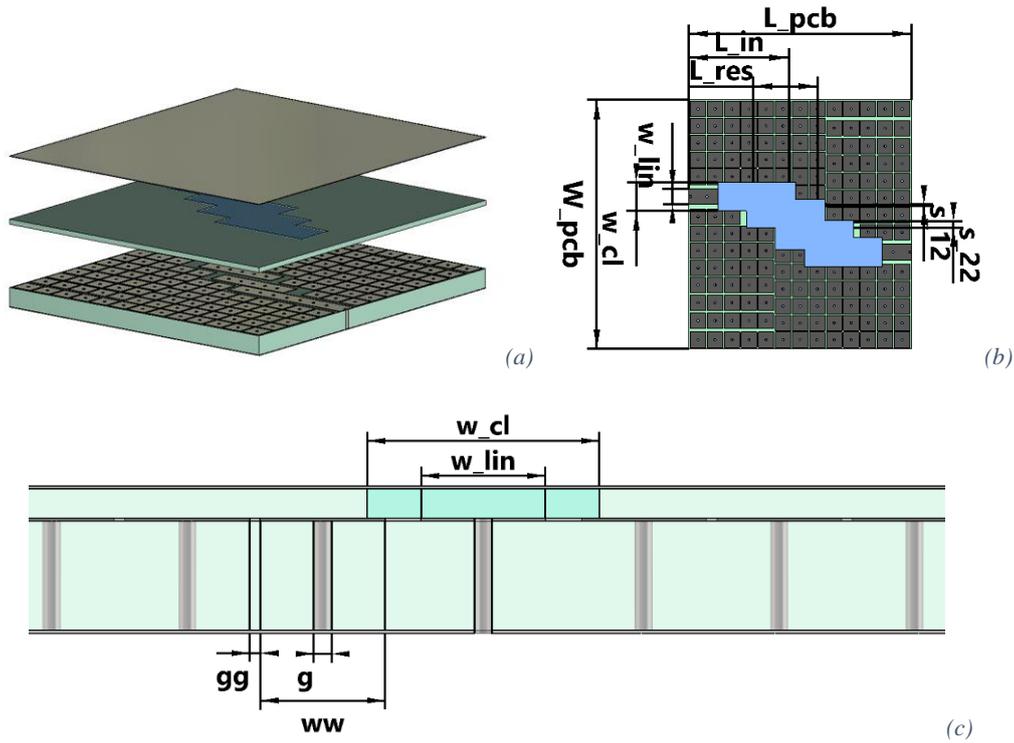


Fig. 17. Capas del filtro MRGW. (a) Diseño expandido; (b) Corte longitudinal; (c) Corte transversal. El color gris corresponde al conductor perfecto, el color azul claro corresponde al vacío, el color cian corresponde a CL, el color verde claro corresponde al sustrato RO4003C. Fuente: elaboración propia.

Parámetro	Valor [mm]	Descripción
L_pcb	24,633	longitud de filtro MRGW-CL
W_pcb	27,745	anchura de resonador MRGW-CL
L_in	11,064	longitud de línea microstrip con el primer resonador del filtro MRGW-CL
L_res	7,152	longitud del resonador
s_12	0,150	anchura del primer acoplo
s_22	0,700	anchura del segundo acoplo
w_cl	3,228	anchura de la bañera de CL en filtro
w_lin	1,728	anchura de la línea MRGW-CL
g	0,250	diámetro de la vía de "champiñón"
gg	0,300	separación entre los champiñones adyacentes
ww	1,733	anchura de parche de "champiñón"
w_in	0,850	anchura de la línea microstrip
L_taper	14,266	longitud de tape exponencial
L_ms	17,195	longitud de la trama de microstrip

Tabla 8. Parámetros de diseño final de filtro MRGW-CL. Fuente: elaboración propia

### 3.5 Diseño de kit de calibración

Con el fin de excluir el efecto de la red de alimentación, desde el tramo *microstrip* hasta el tramo del *taper* exponencial (en cuanto a las pérdidas de inserción, la fase, etc.) en la medida de los parámetros S con VNA, se ha diseñado un kit de calibración TRL considerando los siguientes aspectos, [34]:

- *Reflect*: se utiliza la longitud del tramo de microstrip de entrada dejando un espacio suficiente para alejar los tramos en open, de unos 10 mm entre ellos aproximadamente.
- *Through*: se utiliza el doble de longitud de línea de microstrip.
- *Line*: se añaden unos 90° en longitud eléctrica.

Asimismo, se ha utilizado para la realización de las primeras medidas y con el fin de validar el kit TRL utilizado, un kit de calibración TOSM (*Through – Open – Short – Match*), con referencia Agilent 85052D, [35]. La anchura del tramo *microstrip* ha sido de  $w_{in} = 0.85$  [mm]. En la Fig. 18 (a), (b), (c) se presenta la vista en planta del kit TRL con sus cotas y en la Tabla. 9 se resumen los parámetros del diseño final.

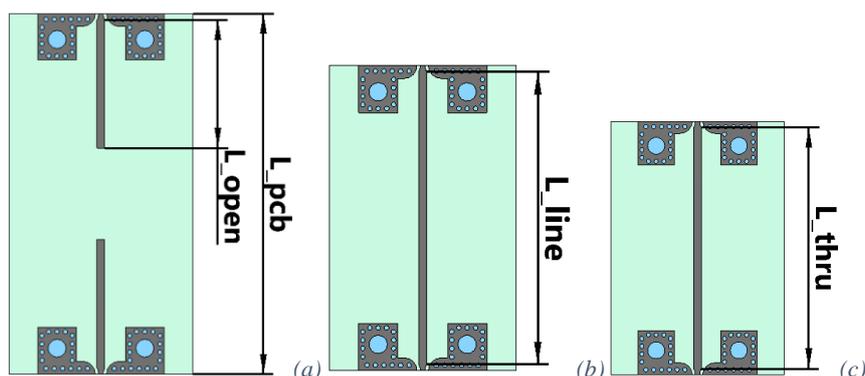


Fig. 18. Kit TRL. (a). Open; (b). Line; (c). Thru. El color gris corresponde al conductor perfecto, el color azul claro corresponde al vacío, el color cian corresponde al CL, el color verde claro corresponde al sustrato RO4003C. Fuente: elaboración propia.

Parámetro	Valor [mm]	Descripción
$L_{line}$	31,473	longitud de la línea del kit TRL
$L_{thru}$	28,000	longitud del tramo thru del kit TRL
$L_{open}$	14,000	longitud del tramo open del kit TRL
$L_{pcb}$	0,850	longitud de la PCB del open del kit TRL

Tabla 9. Parámetros de diseño final del kit TRL. Fuente: elaboración propia.

### 3.6 Resultados de simulación

Tras realizar las simulaciones de los modelos de desfaseador, resonador en *stub* y del filtro en MRGW con CL-1 y CL-2 con estados de la permitividad perpendicular y paralela, así como en las permitividades intermedias se obtienen resultados resumidos:

- En las Fig. (19-21), se presentan los resultados de desfase del desfaseador, pérdidas de inserción (IL) y la figura de mérito (FoM). Se define FoM como el ratio máximo del cambio de fase y las pérdidas de

inserción, [36], y por lo tanto sería preciso definir FoM como la de estado paralelo (puesto que corresponde al peor caso, curva en naranja, en la Fig. 21).

- En la Fig. 22, se presentan los resultados de las frecuencias de resonancia del resonador en los estados extremos e intermedios.
- En la Fig. 23, se presenta la respuesta del filtro correspondiente a los estados extremos y los intermedios del filtro.

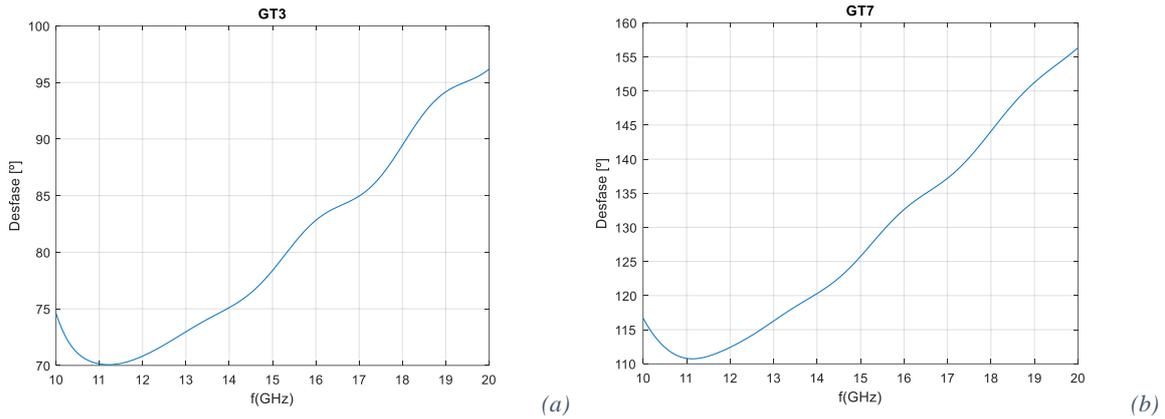


Fig. 19. Desfase del desfasador MRGW-CL que corresponde a: (a). CL-1; (b). CL-2. Fuente: elaboración propia.

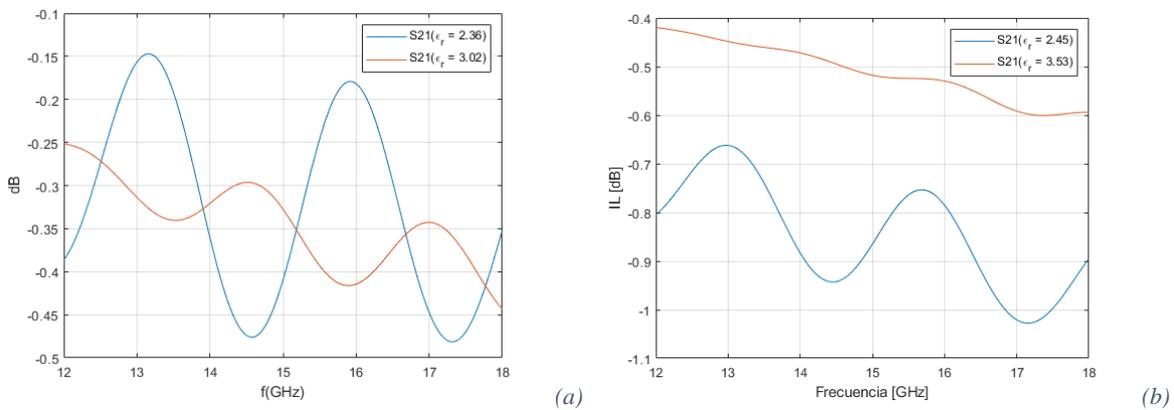


Fig. 20. Las IL del desfasador MRGW-CL que corresponde a: (a). CL-1; (b). CL-2. Fuente: elaboración propia

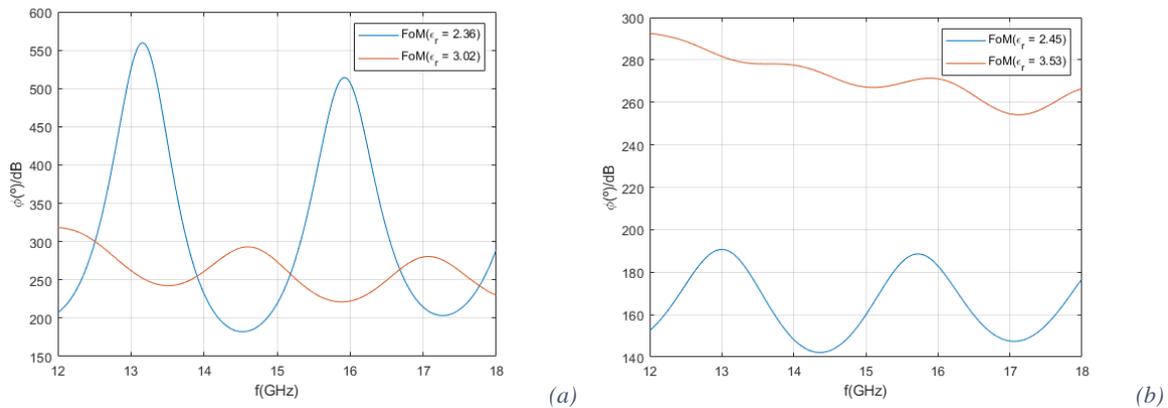


Fig. 21. La FoM, del desfasador MRGW-CL, que corresponde a: (a). CL-1; (b). CL-2. Fuente: elaboración propia

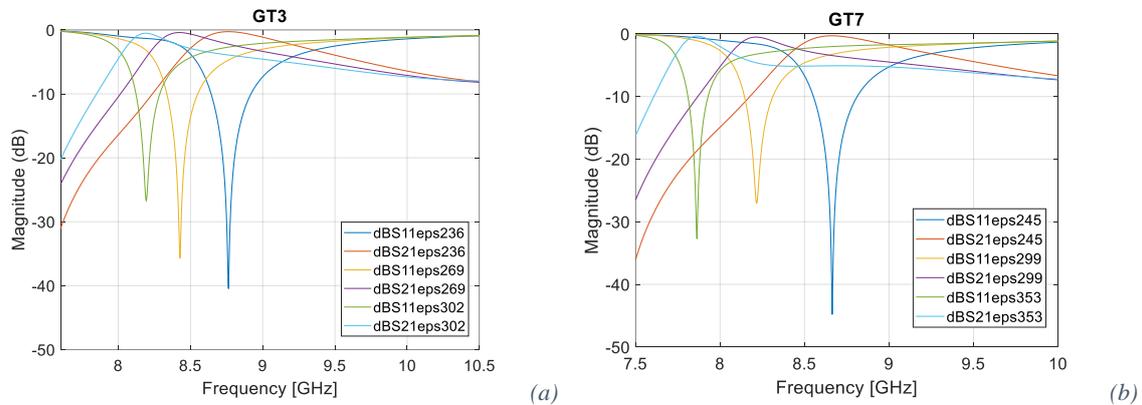


Fig. 22. Resonancias del resonador MRGW-CL, que corresponden a: (a). CL-1; (b). CL-2. Fuente: elaboración propia.

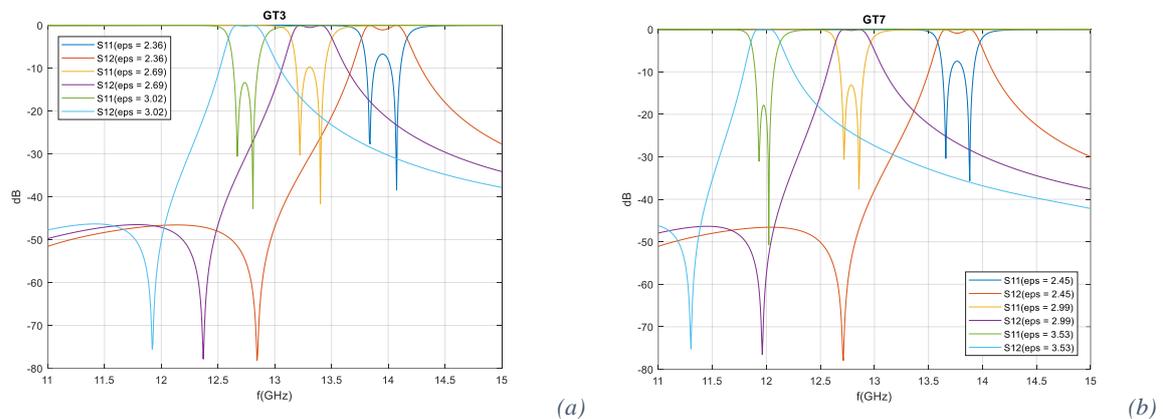


Fig. 23. Respuesta del filtro MGCW-CL que corresponden a: (a). CL-1; (b). CL-2. Fuente: elaboración propia.

## Capítulo 4. Fabricación

En esta etapa se centra en adaptar los diseños elaborados en la etapa de diseño a la fabricación. Para comenzar se deben generar los ficheros. gbr que, a continuación, se enviarán al fabricante que los procesará y hará la producción, tras ello se recibirán las PCBs fabricadas para su ensamblaje y su consiguiente medición. Se van a fabricar unas tres PCBs de los tres dispositivos de desfasador, resonador y el filtro que son respectivamente: PCB bottom (con la cama de “champiñones”), PCB top (con la bañera, conexionado de los conectores y los *tapers* exponenciales de adaptación), PCB tapa (con las vías no metalizadas para introducir el cristal líquido) y que sirve para tapar la estructura y concederle cierta rigidez y consistencia. Simultáneamente se ha definido el siguiente orden de las operaciones necesarias para ensamblar los dispositivos:

1. Medida del perfil de la superficie y de la rugosidad del recubrimiento de las PCBs de Au-Ni.
2. Realización de un viaje a la universidad de Zaragoza, a la facultad de física, departamento de física de la materia condensada, con el fin de recubrir de una capa de alineamiento mediante poliimida (PI) a los dispositivos con el fin de alinear las moléculas de CL. A continuación, se realizará la medida del perfil de la superficie y de la rugosidad del recubrimiento de PI.
3. Se realizará un pegado con soldadura mediante horno de reflujo de la PCB top y PCB tapa.

- Una vez pegadas las PCBs anteriores y atornillados a la PCB bottom se rellenará el dispositivo de CL se sellará por exterior con un adhesivo óptico y se realizarán las medidas
- En el caso de que las medidas hubieran salido mal, se realizará el rediseño del ensamblado de los dispositivos fabricados, con el fin de paliar los posibles fallos de fabricación.

## 4.1 Generación de los ficheros gerber

Así, el primer paso ha consistido en generar los ficheros gerber necesarios para la fabricación mediante el mecanizado y a partir de los modelos simulados. Estos se han generado en el mismo *CST Dassault Systems v. 2024*, en unos proyectos separados mediante la herramienta de exportación *Gerber (Single Layer)*, previamente organizando las capas por operación a realizar, cómo: “Contour routing” o operación de cortado (PCB top, PCB bottom), “Drilling plated” u operación de fresado plateado (vías de pichos, vías de conector), “Milling” o borrado (líneas *microstrip*, la cama de “champiñones”), “Drilling unplated” o fresado no metalizado (vías de conectores para atornillar y vías de entrada para CL). Una vez fabricadas las PCBs, se procede a la deposición de la capa de PI por las líneas de *microstrip* de MRGW en PCB bottom y por la PCB tapa para, una vez introducidas las moléculas de CL, alinearlas en estado perpendicular. No obstante, se realizan las medidas de perfilometría antes de introducir el recubrimiento con el fin de realizar la comparación una vez depositada la capa de PI.

## 4.2 Medidas de perfilometría

Antes de colocar la capa de alineamiento se han realizado unas mediciones de los perfiles de ondulación (Perfil-P) y el perfil de la rugosidad (Perfil-R) en los ejes OX y OY utilizando un microscopio “Smartscope flash cnc200”. En este caso se ha medido el desfasador.

A continuación, se pasa a describir las medidas del desfasador. De la Fig. 24, (a), se observa que el perfil presenta una rugosidad y ondulación con un rango de valores que oscila hasta los 0.5  $\mu\text{m}$ . aproximadamente en valor absoluto. De la Fig. 24 (b), en este caso el valor máximo que alcanza la rugosidad es de 1  $\mu\text{m}$ , mientras que la ondulación es de unos 0.8  $\mu\text{m}$ .

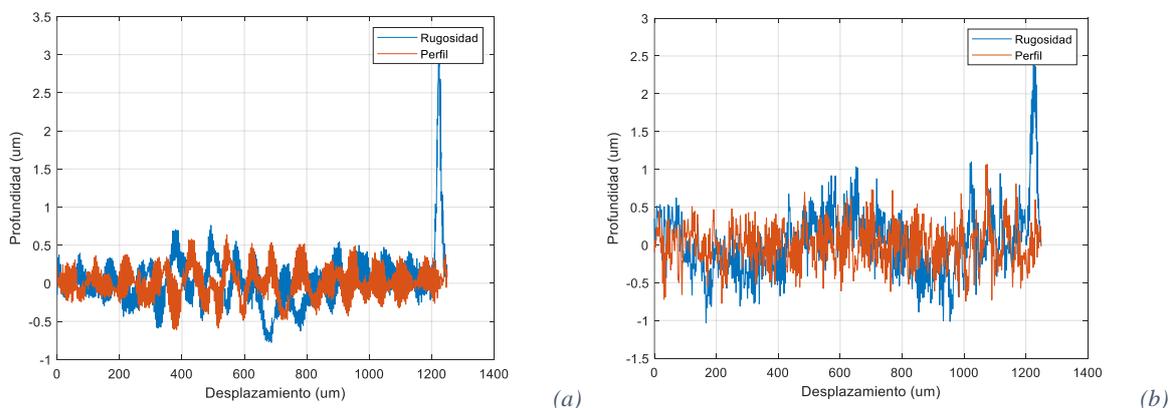


Fig. 24. Perfil del desfasador: (a) en el eje OX; (b) en el eje OY. Fuente: elaboración propia

### 4.3 El recubrimiento de la poliimida

Con el fin de recrear la capa de alineamiento para las moléculas de cristal líquido se deposita PI, una resina polimérica compuesta por unidades repetitivas de imida [37]. Es un material con excelentes propiedades mecánicas, elevada resistencia térmica y a los agentes químicos. Se deposita la PI con una pipeta sobre el circuito y se distribuye mediante “spin coating”, Fig. 25 (a), (b), previamente se aplica una máscara con *Kapton* para no desprender PI por la cama de “champiñones”, con este procedimiento se produce una capa uniforme de aproximadamente 500 nm de grosor. Se realiza un primer curado a una temperatura de 80 °C durante unos 20 min, a continuación, se aplica un segundo curado a unos 180 °C durante 1h, Fig. 26 (a). Tras el proceso de curado, se recogen las piezas y se realiza el frotado. Para ello, se ha procedido a frotar las muestras al menos 10 veces siguiendo una misma dirección sobre terciopelo de seda ejerciendo presión para crear la capa de alineamiento y se guardan las piezas Fig. 26 (b). Finalmente se cerciora de que el proceso de frotado ha dejado surcos, para ello se utiliza el perfilómetro con microscopia, Fig. 27 (a). Se observa que efectivamente, se han dejado unos finos surcos en la capa de alineamiento, Fig. 27 (b). Finalmente, se presentan las medidas de perfilómetro con microscopia, Fig. 28 (a), (b) una vez ya depositada la PI sobre un dispositivo resonador tanto en eje OX como en el eje OY, respectivamente.

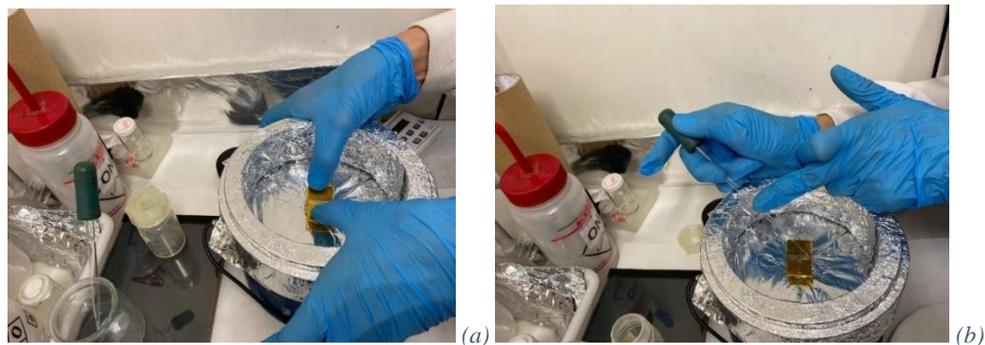


Fig. 25. Depositado de poliimida en los dispositivos MGCW-CL: (a). Colocación en el spin coater; (b). Depositado de poliimida. Fuente: elaboración propia.

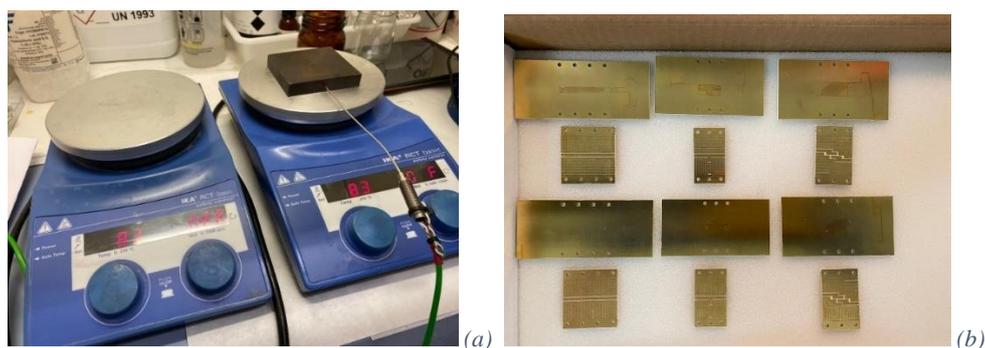


Fig. 26. El proceso de curado y las piezas procesadas: (a). El proceso de curado; (b) Las piezas procesadas. Fuente: elaboración propia.

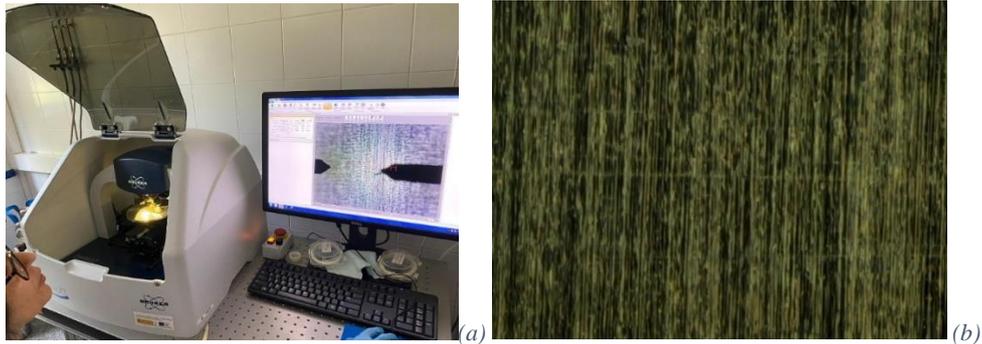


Fig. 27. Medidas del perfil de los surcos: (a). El perfilómetro con microscopia. (b). Los surcos del dispositivo de desfasador 6-L.  
Fuente: elaboración propia.

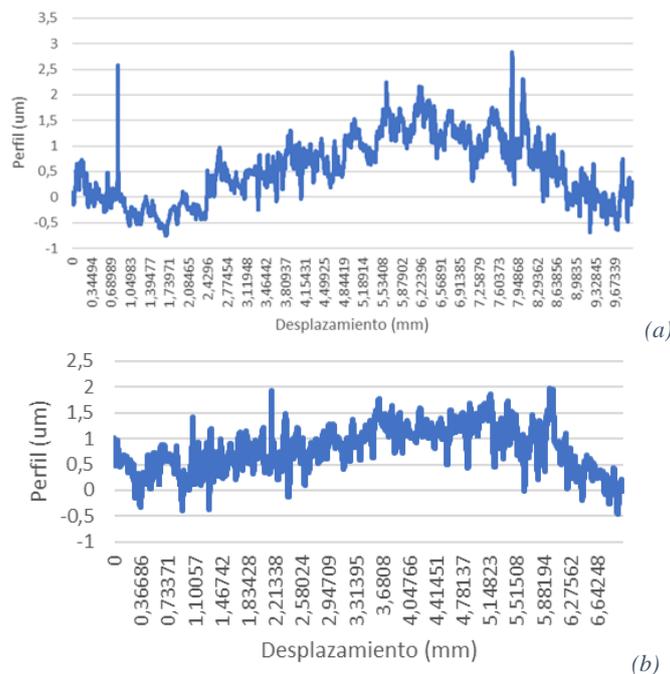


Fig. 28. Perfil del resonador relleno con PI: (a). eje OY; eje OX. Fuente: elaboración propia.

Se observa según Fig. 28 (a), que el perfil suele rondar los 1.5  $\mu\text{m}$ , ocasionalmente llegando a 2.8  $\mu\text{m}$ , y tiene una variación desde las -0.5  $\mu\text{m}$ . a 2.8  $\mu\text{m}$ . Según Fig. 28 (b), se observa que la variación es entre las -0.5  $\mu\text{m}$ . hasta las 2  $\mu\text{m}$ . y es de 1  $\mu\text{m}$ . en promedio aproximadamente.

Tras las medidas de perfilometría, una vez depositada la PI, se concluye que los dispositivos presentan una rugosidad y ondulación aceptables. Finalmente, las piezas se habían nombrado de 1 a 10, tanto para la línea de transmisión (de 1L a 10L), como para el resonador (de 1R a 10R), cómo el filtro (de 1F a 10F), completando un total de 30 dispositivos.

#### 4.4 El ensamblado de los dispositivos fabricados

Una vez preparadas las PCBs, únicamente se realiza el atornillado de las PCBs y se efectúan una serie de medidas con los circuitos ensamblados, primero sin rellenar de CL. Estas pruebas se realizaron para comprobar

el funcionamiento de los dispositivos antes de rellenarlos de CL. Estas medidas se muestran en la Fig. 29 (a), (b), (c); y se comprueba que los dispositivos funcionan adecuadamente.

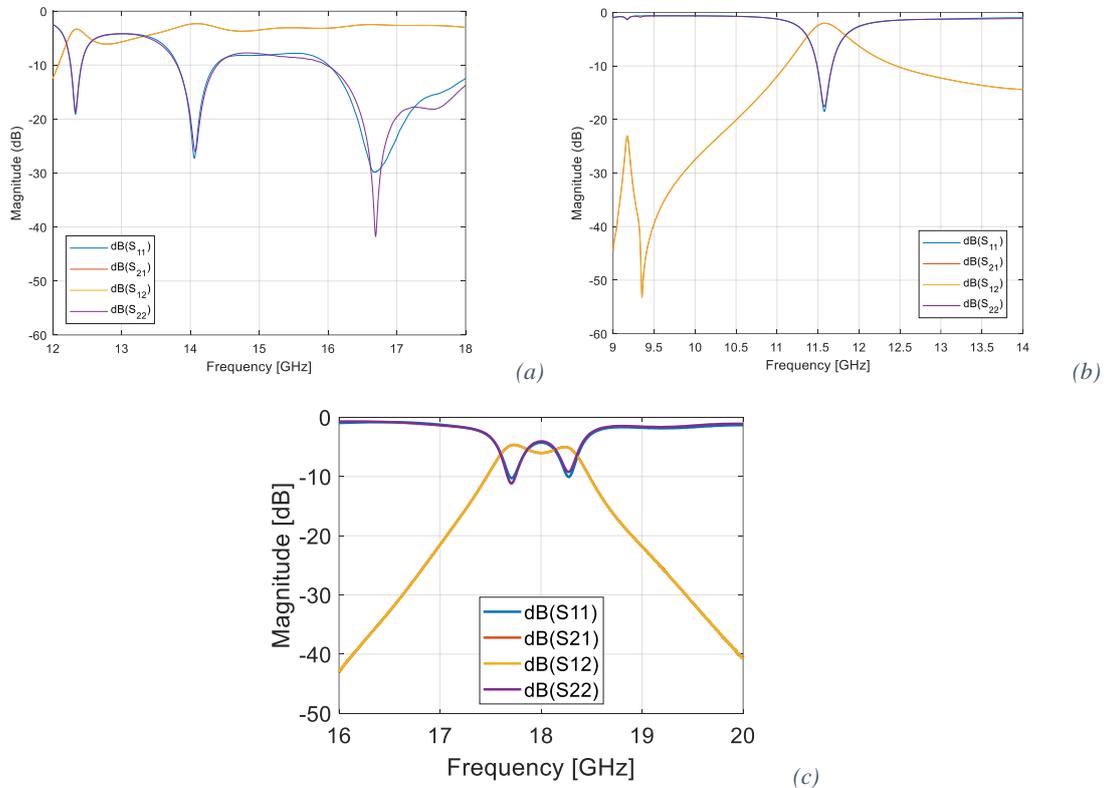


Fig. 29. Las medidas de los dispositivos MGCW-CL atornillados vacíos: (a). Desfasador 10-L; (b) Resonador 10-R; (c). Filtro 10-F. Fuente: elaboración propia.

A continuación, se ha realizado el proceso de pegado de las placas mediante soldadura y horno. De este modo, se ha depositada la pasta de soldadura *Chip Quik SMDLTLFP10T5* a la PCB top y PCB tapa y se han pegado. Previamente, se habían colocado cintas de *Kapton* para presionar las PCBs y además se coloca cinta *Kapton* por la bañera de CL de los dispositivos para que la pasta de soldadura no invada ocasionalmente la bañera de los dispositivos. Utilizando el perfil térmico de la pasta se han soldado los dispositivos en cuestión, este proceso se visualiza en la Fig. 30 (a), (b).

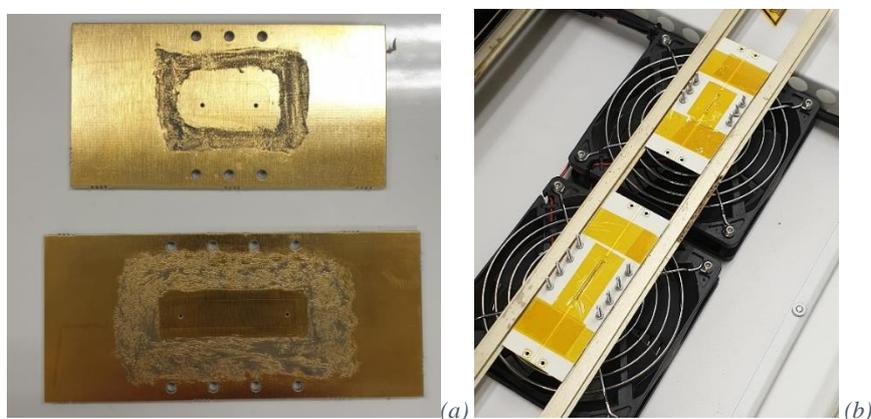


Fig. 30. (a). La pasta de soldadura depositada sobre las PCBs de tapa. (b). Las tapas top y tapa soldadas. Fuente: elaboración propia.

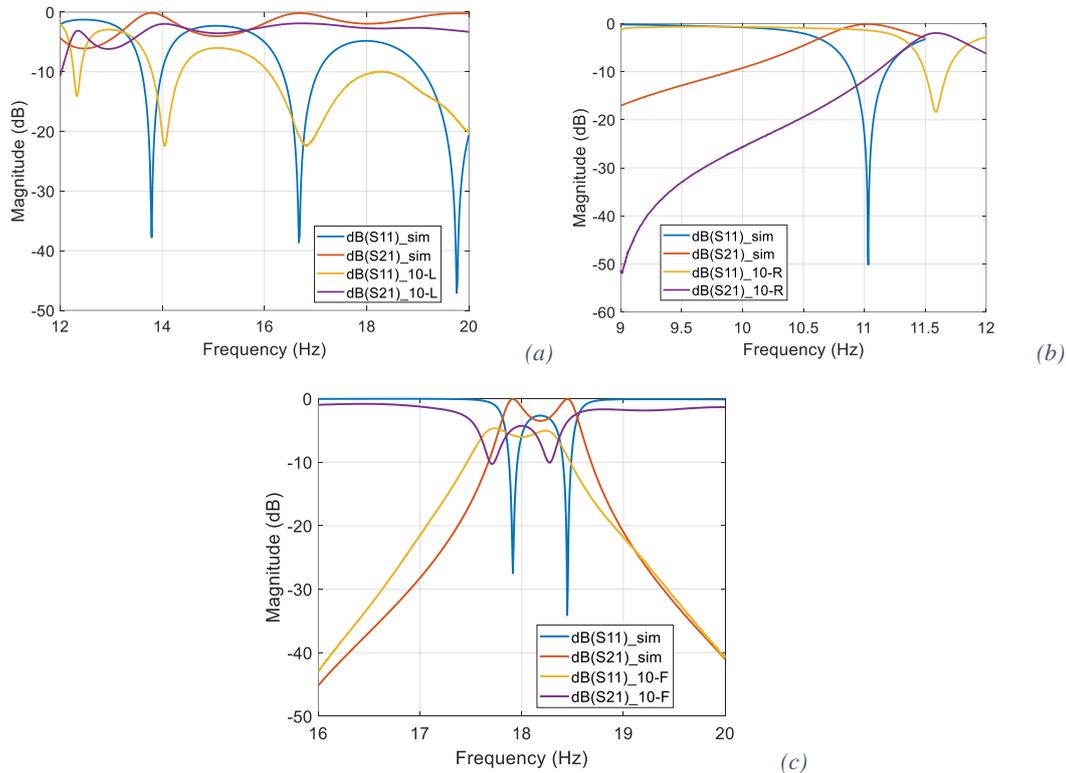


Fig. 31. Dispositivos MRGW soldados vs simulados vacíos: (a). Desfasador; (b). Resonador; (c). Filtro. Fuente: elaboración propia.

A continuación, se han realizado las medidas de los dispositivos soldados, Fig. 31 (a), (b), (c). Los resultados obtenidos se comparan con los resultados simulados, comprobando su correcto funcionamiento. De este modo, en cuanto al dispositivo resonador, se observa que el dispositivo 10-R fabricado y soldado se desvía unos 556 MHz respecto simulación, situando el pico de resonancia a 5.588 GHz. Análogamente, se observa que el dispositivo 10-F fabricado y soldado se desvía unos 178 MHz respecto simulación, situando la frecuencia central a 18 GHz del dispositivo fabricado.

## 4.5 Medida de los dispositivos fabricados

A continuación, se van a realizar las medidas de los dispositivos una vez rellenados con CL. Se procedió a rellenar los dispositivos 10R y 10L con CL, mediante una jeringa rellena de CL utilizando las vías fabricados en el circuito en tal efecto. Una vez relleno el circuito se procede a medirlo mediante un montaje de medidas que se describirá a continuación, véase Fig. 32:

- Se ha utilizado el VNA para visualizar los parámetros S de los dispositivos bajo prueba (DUT) que se conecta a través de los cables coaxiales y *DC-Blocks* para proteger el circuito del analizador de redes al DUT y a *Bias-T*.
- En este trabajo se utilizó una *RF Bias Tee (SHF BT45-R)* para acoplar la señal eléctrica de continua junto con la señal eléctrica de RF para polarizar el CL del DUT. Una *RF Bias Tee* es un componente electrónico pasivo para inyectar la corriente en continua a una línea de transmisión de RF, al mismo tiempo que permite el paso de señales de RF. La representación del circuito equivalente del componente está compuesta por una bobina que bloquea la propagación de la señal de RF, un

condensador que bloquea la propagación de la señal de continua y finalmente la señal de salida con la suma de la señal en continua y RF.

- Generador de funciones, con referencia “Keysight 33120A Waveform Generator”, [38]. Se genera un tono de 1 kHz para polarizar el CL del DUT en señal continua.
- Amplificador de señal, con referencia “Falco Systems WMA-300”, [39]. El tono del generador de funciones se amplifica al atravesar el amplificador de señales y se consigue la tensión necesaria en continua para polarizar CL del DUT.

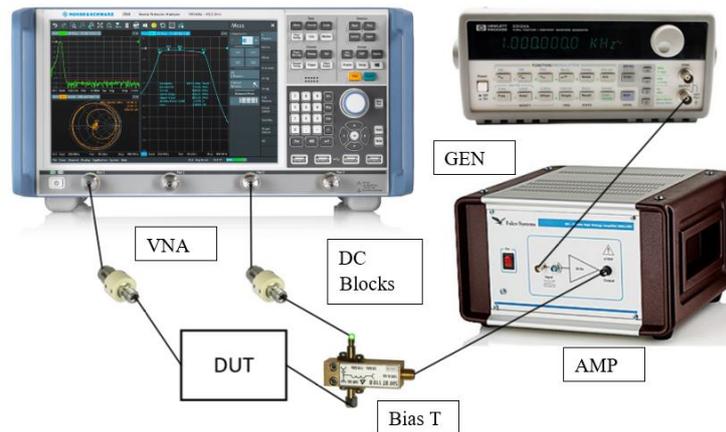


Fig. 32. Montaje de medidas de los dispositivos MRGW-CL. Fuente: elaboración propia.

Con el fin de polarizar el CL se genera un tono a 1 kHz de frecuencia, esta señal se pasa por un amplificador que multiplica la señal por 50, aunque la ganancia efectiva es de 25 debido al divisor de tensión entre el generador de funciones y el amplificador, por otro lado, al atravesar *Bias-T* la señal se reduce por 3. Por tanto, considerando las pérdidas y la ganancia, el factor de amplificación efectiva es de 8.33. Si se aplica una tensión de 5 Vpp en el generador de funciones se consiguiera una tensión de 125 Vpp tras la etapa de amplificación, que estaría por debajo de umbral de 150 Vpp impuesto por la salida del amplificador.

A continuación, se intentó medir los dispositivos con CL, sin embargo, se ha podido observar que el CL se ha dispersado por los surcos de la cama de “champiñones” y por lo tanto la bañera ha quedado vacía, véase Fig. 33 (a). Por otro lado, el efecto de la bañera vacía se observa en la Fig. 33 (b), al realizar las medidas del desfaseador 10-L tanto en estado paralelo, así como aplicando la tensión de 5 Vpp en generador de funciones; puesto que se observa que no hay un desfase apreciable en el rango de las frecuencias medidas.

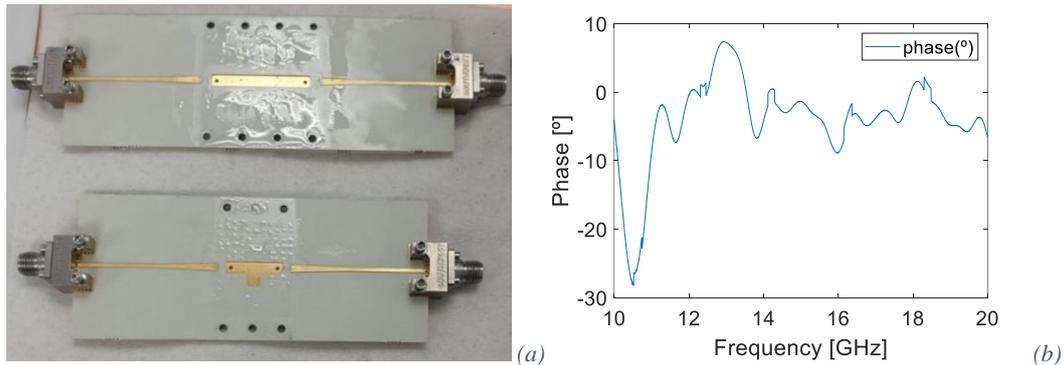


Fig. 33. (a). Dispositivos 10-L y 10-R con CL dispersado; (b). Desfase de 10-L medido. Fuente: elaboración propia.

Viendo estos resultados, se procede a buscar la forma de mejorar la estanqueidad de la unión PCB bottom con la cama de “champiñones” y de la PCB top. Para ello se opta por depositar algún material impermeable. Se disponía en laboratorios de ITEAM de *Parafilm-M*, Fig. 34 (a), una película extensible especialmente destinada al cierre de los recipientes de laboratorio, de grosor de unos 200  $\mu\text{m}$ , impermeable a los líquidos. Con el fin de depositarlo se apreta con las pinzas la capa de *Parafilm-M* contra la PCB bottom y con un bisturí se realizan unos cortes antes de la cama de “champiñones”, Fig. 34 (b). Además, se depositan unas gotas de resina *Epoxy* entre dos capas de *Parafilm-M* y apretando se dispersa la resina por las caras interiores, Fig. 34 (a). Finalmente, se pegan las PCB top y PCB bottom con la capa de *Parafilm-M* en medio y se atornilla el circuito, se sella la unión entre PCB bottom y PCB top por exterior con *Epoxy* y se deja secar durante unos 40 min a temperatura ambiente.

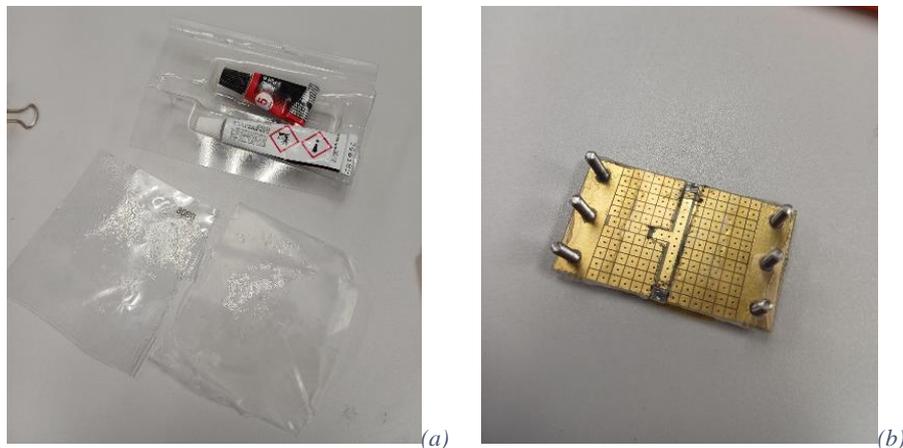


Fig. 34. El pegado de *Parafilm-M* con la PCB bottom: (a). Las capas de *Parafilm-M* rellenos de *Epoxy*; (b). La capa de *Parafilm-M* pegada sobre el resonador 9-R. Fuente: elaboración propia.

A continuación, se ha medido el dispositivo 9-R en vacío, Fig. 35 (a) y relleno con CL-2 sin polarizar, es decir en estado perpendicular, Fig. 35 (b), se observa que el circuito queda relleno de CL, al desplazarse la frecuencia de resonancia en torno a los 9.8 GHz. Se observan unas pérdidas de inserción mayores a 10 dB en el parámetro  $S_{21}$ , Fig. 35 (b), debido a la colocación de *Parafilm-M* en la pista de MRGW, al presentarse un contacto peor entre la línea de alimentación de la PCB top y la línea de la PCB bottom.

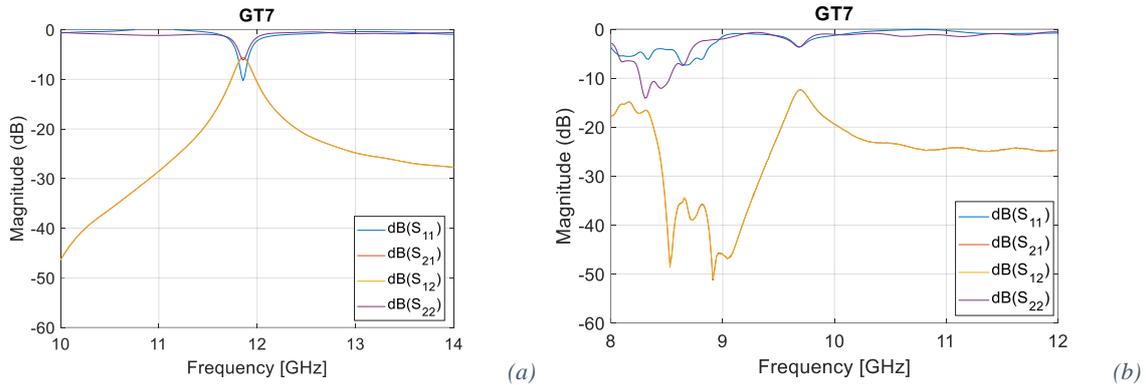


Fig. 35. La respuesta de los parámetros  $S$  del resonador 9-R con Parafilm-M y sellado con Epoxy por el exterior: (a). 9-R vacío. (b) 9-R relleno de CL-2, en estado perpendicular. Fuente: elaboración propia.

Dados los resultados insatisfactorios se van a realizar nuevas pruebas de ensamblaje. En este caso se ha optado por eliminar el *Parafilm-M* puesto que introducía elevadas pérdidas de inserción. En lugar de adhesivo *Epoxy* se ha utilizado el adhesivo óptico *Norland Optical Adhesive 61*, [40], transparente y de curado por luz ultravioleta. Dicho adhesivo se ha utilizado para sellar el circuito por fuera y por tanto brindar la necesaria estanqueidad a los dispositivos. Para ello se ha utilizado un horno de uñas de curado UV de 50 W, el tiempo de curado ha sido de 40 min. Se pueden visualizar algunos de los dispositivos fabricados que se midieron: 5-R y 6-L, en la Fig. 36 (a), (b). Los resultados de las medidas según la numeración del dispositivo son 5-R con CL-1, Fig. 37 (a); 6-R con CL-2, Fig. 37 (b); 6-L con CL-1, Fig. 38 (a), Fig. 39 (a), Fig. 40 (a); y 5-L con CL-2, Fig. 38 (b), Fig. 39 (b), Fig. 40 (b);

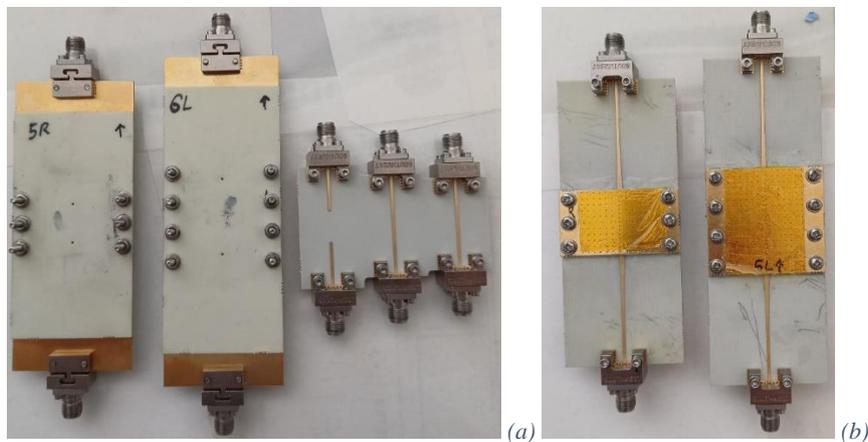


Fig. 36. Dispositivos fabricados: (a). 5-R; (b). 6-L. Fuente: elaboración propia.

## 4.6 Análisis de los Resultados Obtenidos

A continuación, se comparan los resultados analíticos que se han obtenido mediante la simulación y los resultados de las mediciones de los dispositivos fabricados. Se observa que el ancho de banda de simulación comprende unos 570 MHz de ancho de banda aproximadamente (LC-1), Fig. 37 (a), entre los dos nulos de reflexión del resonador MRGW-CL simulado, y según las medidas este ancho de banda se reduce a unos 356.7 MHz, de los parámetros S del dispositivo 5-R medido; se observa además que el circuito no queda relleno por completo puesto que se ve que la primera resonancia del DUT (que corresponde al estado de polarización perpendicular) se desplaza hacia las frecuencias más altas (9.236 GHz medidos frente a 8.763 GHz simulados), además de observar una bajada relevante en las pérdidas de retorno del dispositivo. Del mismo modo, al comparar los resultados de simulación con los resultados de medidas del dispositivo 6-R relleno con CL-2, de la Fig. 37 (b), se observa que el ancho de banda de reconfiguración según la simulación son 801 MHz aproximadamente, en cambio el ancho de banda del dispositivo medido es de unos 250 MHz, presentando el mismo problema de relleno parcial que el dispositivo 5-R relleno con CL-1, aunque en este caso no hay un cambio tan pronunciado en las pérdidas de retorno.

En cuanto a los dispositivos de desfases, se observa claramente en la Fig. 38 (a), que los resultados de desfase concuerden bien con los resultados de simulación de CL-1 siguiendo una tendencia aproximadamente lineal sin una pendiente pronunciada dada una variabilidad de desfase según la frecuencia. De mismo modo el patrón de desfase medido con CL-2, Fig. 38 (b), tiene una tendencia lineal al igual que el simulado, pero en este caso se obtiene un importante incremento en el desfase medido con respecto al simulado. Se observa que el dispositivo relleno con CL-1 presenta unas pérdidas de inserción importantes respecto a las pérdidas simuladas, Fig. 39 (a) frente a Fig. 20 (a), lo que efectivamente hace que disminuya la FoM, Fig. 40 (a), frente a Fig. 21 (a). En cuanto al dispositivo relleno con CL-2, se observa una tendencia similar, aunque en este caso se ha conseguido bajar las pérdidas de inserción, Fig. 39 (b) frente a Fig. 20 (b), lo que efectivamente se traduce en mejor figura de mérito, Fig. 40 (b) frente a Fig. 21 (b).

Finalmente, cabe mencionar que debido a los problemas de estanqueidad de los dispositivos MRGW-LC y también a las limitaciones de presupuesto no se ha conseguido realizar la fabricación del filtro MRGW-LC, por lo que en este trabajo no se presentan los resultados de medida de este dispositivo, aunque se propone su prototipado mediante otra tecnología, que probablemente podría solucionar el problema de la estanqueidad mediante el empleo de tapa de vidrio con capa conductora, tal y como se verá en el subcapítulo 5.1.

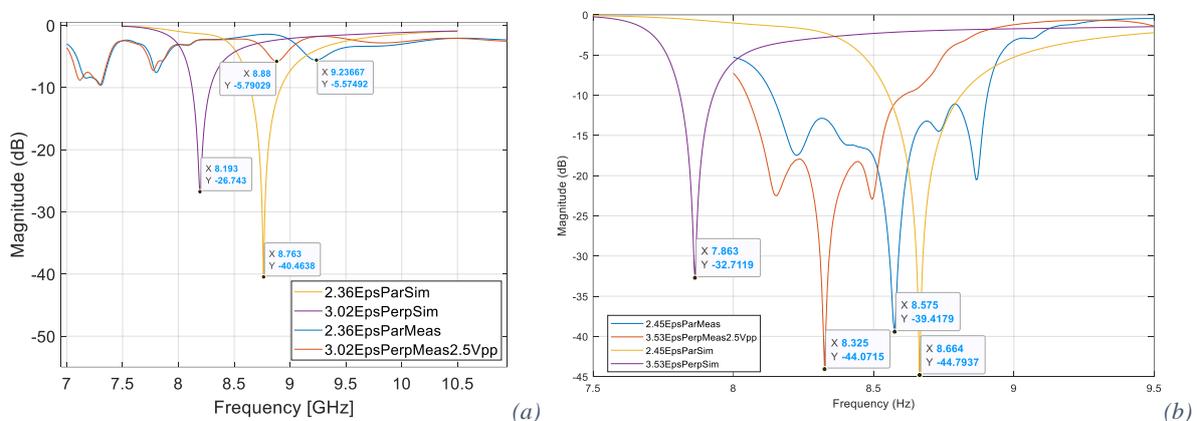


Fig. 37. Respuesta de los parámetros  $S_{11}$  de los estados paralelo y perpendicular: (a). CL-1 de 5-R; (b). CL-2 de 6-R. Fuente: elaboración propia.

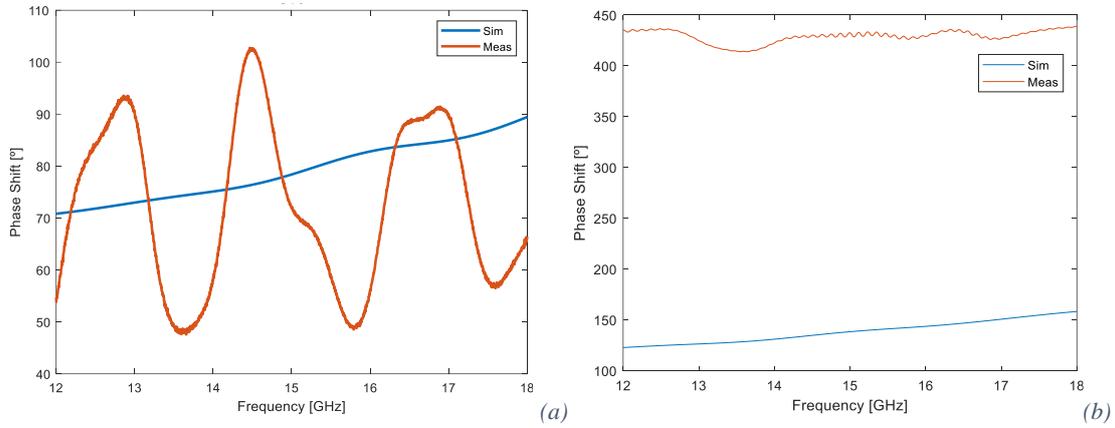


Fig. 38. Desfase de desfasador: (a). 6-L relleno de CL-1; 5-L relleno de CL-2. Fuente: elaboración propia.

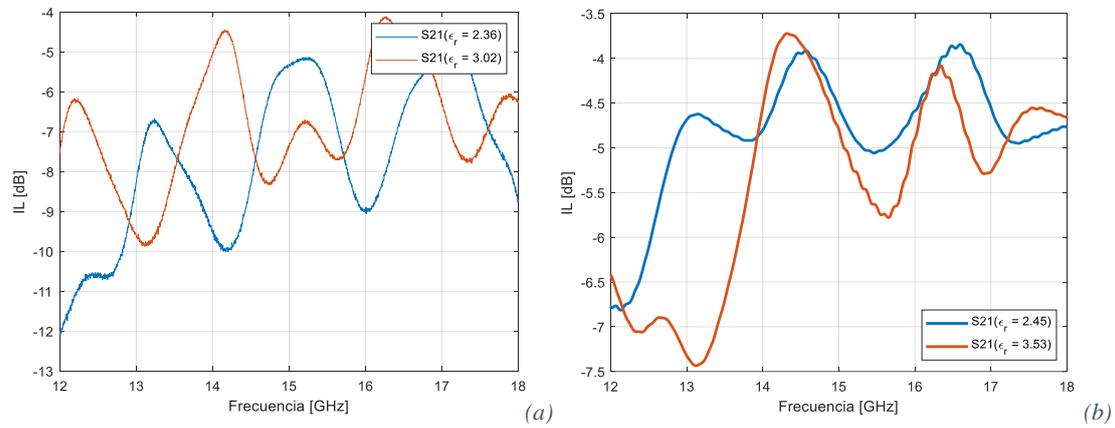


Fig. 39. Las pérdidas de inserción de desfasador: (a). 6-L relleno de CL-1; 5-L relleno de CL-2. Fuente: elaboración propia.

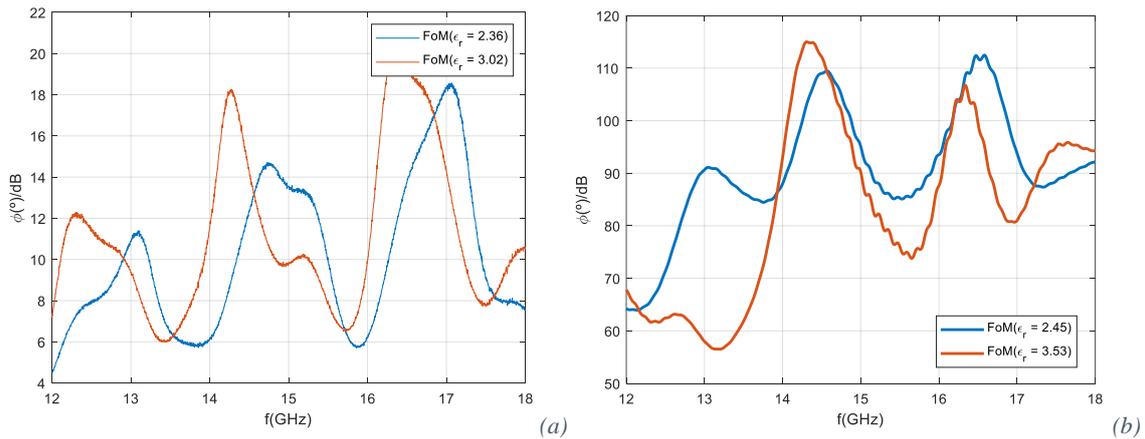


Fig. 40. Figura de mérito de desfasador: 6-L relleno de CL-1; 5-L relleno de CL-2. Fuente: elaboración propia.

## Capítulo 5. Conclusiones

Se puede afirmar que se han cumplido los objetivos del presente trabajo fin de máster, al implementar los dispositivos reconfigurables de microondas como el desfasador, resonador relleno con CL y comprobar su funcionalidad. Se ha hecho una revisión extensa de la bibliografía tanto de los conceptos teóricos como de las aplicaciones prácticas de la tecnología de microondas MRGW y del uso de CL en las comunicaciones milimétricas. Se ha seguido un proceso definido de desarrollo de los prototipos desde la fase inicial de diseño hasta la fase de caracterización y el prototipado, así como se ha afianzado el uso de los instrumentos de medida y de calibración, obteniendo unos resultados útiles para las futuras líneas de investigación.

### 5.1 Líneas Futuras

Se pueden establecer algunas líneas de investigación futuras entre estas a destacar:

- Trabajar con vidrio conductor: el uso de vidrio permite cerciorarse de que el dispositivo queda relleno del todo y que es estanco, resolviendo la principal incertidumbre y la fuente de errores del presente trabajo. Un posible candidato podría ser vidrio de ito, una placa de vidrio con una capa conductora depositada por vaporización. Además de permitir trabajar con circuitos de mayor complejidad como los filtros de microondas.
- Realizar la caracterización de los cristales líquidos con los que se ha trabajado en banda ancha, hasta 40-50 GHz, para estudiar el rango operativo de los CL que se han utilizado puesto que el fabricante no dispone de las medidas.

## Bibliografía

- [1] J. F. Monserrat, D. Martin-Sacristan, F. Bouchmal, O. Carrasco, J. Flores De Valgas, and N. Cardona, “Key Technologies for the Advent of the 6G,” *2020 IEEE Wireless Communications and Networking Conference Workshops (WCNCW)*, Apr. 2020, doi: 10.1109/WCNCW48565.2020.9124725.
- [2] M. Xiao *et al.*, “Millimeter Wave Communications for Future Mobile Networks,” *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 35, no. 9, pp. 1909–1935, Sep. 2017, doi: 10.1109/JSAC.2017.2719924.
- [3] A. Osseiran, J. F. Monserrat, and P. Marsch, “5G mobile and wireless communications technology,” *5G Mobile and Wireless Communications Technology*, pp. 1–406, Jun. 2016, doi: 10.1017/CBO9781316417744.
- [4] H. Tataria, M. Shafi, A. F. Molisch, M. Dohler, H. Sjoland, and F. Tufvesson, “6G Wireless Systems: Vision, Requirements, Challenges, Insights, and Opportunities,” *Proceedings of the IEEE*, vol. 109, no. 7, pp. 1166–1199, Jul. 2021, doi: 10.1109/JPROC.2021.3061701.
- [5] “Reconfigurable Circuits and Technologies for Smart Millimeter-Wave Systems,” *Reconfigurable Circuits and Technologies for Smart Millimeter-Wave Systems*, May 2022, doi: 10.1017/9781316212479.
- [6] K. J. Herrick, J. G. Yook, and L. P. B. Katehi, “Microtechnology in the development of three-dimensional circuits,” *IEEE Trans Microw Theory Tech*, vol. 46, no. 11 PART 2, pp. 1832–1844, 1998, doi: 10.1109/22.734496.

- [7] P. S. Kildal, E. Alfonso, A. Valero-Nogueira, and E. Rajo-Iglesias, “Local metamaterial-based waveguides in gaps between parallel metal plates,” *IEEE Antennas Wirel Propag Lett*, vol. 8, pp. 84–87, 2009, doi: 10.1109/LAWP.2008.2011147.
- [8] D. M. Pozar, “Electromagnetic theory, Microwave engineering,” vol. 4, 1998, Accessed: Jun. 25, 2024. [Online]. Available: [https://books.google.com/books/about/Microwave\\_Engineering.html?id=\\_YebGAXCcAMC](https://books.google.com/books/about/Microwave_Engineering.html?id=_YebGAXCcAMC)
- [9] L. R. F.R.S., “XVIII. On the passage of electric waves through tubes, or the vibrations of dielectric cylinders,” *The London, Edinburgh, and Dublin Philosophical Magazine and Journal of Science*, vol. 43, no. 261, pp. 125–132, Feb. 1897, doi: 10.1080/14786449708620969.
- [10] D. D. Grieg and H. F. Engelmann, “Microstrip—A New Transmission Technique for the Kilomegacycle Range,” *Proceedings of the IRE*, vol. 40, no. 12, pp. 1644–1650, 1952, doi: 10.1109/JRPROC.1952.274144.
- [11] K. Wu, M. Bozzi, and N. J. G. Fonseca, “Substrate Integrated Transmission Lines: Review and Applications,” *IEEE Journal of Microwaves*, vol. 1, no. 1, pp. 345–363, Jan. 2021, doi: 10.1109/JMW.2020.3034379.
- [12] “Groove gap waveguide: A rectangular waveguide between contactless metal plates enabled by parallel-plate cut-off | IEEE Conference Publication | IEEE Xplore.” Accessed: Jun. 25, 2024. [Online]. Available: <https://ieeexplore.ieee.org/document/5504912>
- [13] E. Rajo-Iglesias, M. Ferrando-Rocher, and A. U. Zaman, “Gap waveguide technology for millimeter-wave antenna systems,” *IEEE Communications Magazine*, vol. 56, no. 7, pp. 14–20, Jul. 2018, doi: 10.1109/MCOM.2018.1700998.
- [14] D. Sievenpiper, L. Zhang, R. F. Jimenez Broas, N. G. Alexöpolous, and E. Yablonovitch, “High-impedance electromagnetic surfaces with a forbidden frequency band,” *IEEE Trans Microw Theory Tech*, vol. 47, no. 11, pp. 2059–2074, 1999, doi: 10.1109/22.798001.
- [15] A. Berenguer, V. Fusco, D. E. Zelenchuk, D. Sánchez-Escuderos, M. Baquero-Escudero, and V. E. Boria-Esbert, “Propagation characteristics of groove gap waveguide below and above cutoff,” *IEEE Trans Microw Theory Tech*, vol. 64, no. 1, pp. 27–36, Jan. 2016, doi: 10.1109/TMTT.2015.2504501.
- [16] H. Raza, J. Yang, P. S. Kildal, and E. Alfonso Alos, “Microstrip-ridge gap waveguide-study of losses, bends, and transition to WR-15,” *IEEE Trans Microw Theory Tech*, vol. 62, no. 9, pp. 1943–1952, 2014, doi: 10.1109/TMTT.2014.2327199.
- [17] D. K. Yang and S. T. Wu, “Fundamentals of Liquid Crystal Devices,” *Fundamentals of Liquid Crystal Devices*, vol. 9781118752005, pp. 1–570, Dec. 2014, doi: 10.1002/9781118751992.
- [18] “Merck - The Vibrant Science & Technology Company.” Accessed: Jul. 02, 2024. [Online]. Available: <https://www.merckgroup.com/en>
- [19] R. Reese *et al.*, “Liquid crystal based dielectric waveguide phase shifters for phased arrays at W-band,” *IEEE Access*, vol. 7, pp. 127032–127041, 2019, doi: 10.1109/ACCESS.2019.2939648.
- [20] S. Müller, P. Scheele, C. Weil, M. Wittek, C. Hock, and R. Jakoby, “Tunable passive phase shifter for microwave applications using highly anisotropic liquid crystals,” *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, vol. 2, pp. 1153–1156, 2004, doi: 10.1109/MWSYM.2004.1339190.
- [21] C. Weil, G. Luessem, and R. Jakoby, “Tunable inverted-microstrip phase shifter device using nematic liquid crystals,” *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, vol. 1, pp. 367–370, 2002, doi: 10.1109/MWSYM.2002.1011632.
- [22] Y. Liu, D. Jiang, X. Li, Z. Wang, P. Ran, and Z. Fu, “Microwave CSIW Filter Based on the High Anisotropy Electro-Optic Nematic Liquid Crystal,” *2019 International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology, ICMMT 2019 - Proceedings*, May 2019, doi: 10.1109/ICMMT45702.2019.8992079.

- [23] E. Polat *et al.*, “Tunable Liquid Crystal Filter in Nonradiative Dielectric Waveguide Technology at 60 GHz,” *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 29, no. 1, pp. 44–46, Jan. 2019, doi: 10.1109/LMWC.2018.2884152.
- [24] D. K. Yang and S. T. Wu, “Fundamentals of Liquid Crystal Devices,” *Fundamentals of Liquid Crystal Devices*, vol. 9781118752005, pp. 1–570, Dec. 2014, doi: 10.1002/9781118751992.
- [25] V. Nova, C. Bachiller, B. Villacampa, R. Kronberger, and V. E. Boria, “Characterization of Nematic Liquid Crystals at Microwave Frequencies,” *Crystals 2020, Vol. 10, Page 1106*, vol. 10, no. 12, p. 1106, Dec. 2020, doi: 10.3390/CRYST10121106.
- [26] Leon Brillouin, “Wave Propagation In Periodic Structures Electric Filters And Crystal Lattices.” Accessed: Jun. 25, 2024. [Online]. Available: <https://archive.org/details/in.ernet.dli.2015.166889>
- [27] Daniel Frederic Sievenpiper, “High-Impedance Electromagnetic Surfacers,” 1999.
- [28] E. Palomar Cosín, “Diseño e implementación de una línea Gap Ridge Waveguide integrada en sustrato con cristal líquido.” Dec. 2021, Accessed: Jun. 25, 2024. [Online]. Available: <https://riunet.upv.es/handle/10251/178953>
- [29] A. Morales-Hernández, “Eigenmode Solver in CST - Representation of the stopband behavior (dispersion diagram) of a gap waveguide structure,” Apr. 2022, Accessed: Jun. 25, 2024. [Online]. Available: <http://rua.ua.es/dspace/handle/10045/122811>
- [30] “RO4003C™ Laminates.” Accessed: Jul. 03, 2024. [Online]. Available: <https://www.rogerscorp.com/advanced-electronics-solutions/ro4000-series-laminates/ro4003c-laminates>
- [31] E. Alfonso, P. S. Kildal, A. Valero-Nogueira, and M. Baquero, “Study of the characteristic impedance of a ridge gap waveguide,” *IEEE Antennas and Propagation Society, AP-S International Symposium (Digest)*, 2009, doi: 10.1109/APS.2009.5172183.
- [32] A. T. Hassan, M. A. Moharram Hassan, and A. A. Kishk, “Modeling and Design Empirical Formulas of Microstrip Ridge Gap Waveguide,” *IEEE Access*, vol. 6, pp. 51002–51010, Sep. 2018, doi: 10.1109/ACCESS.2018.2869718.
- [33] R. J. Cameron, C. M. Kudsia, and R. R. Mansour, “Microwave filters for communication systems: Fundamentals, design and applications,” *Microwave Filters for Communication Systems: Fundamentals, Design and Applications*, pp. 1–804, Feb. 2018, doi: 10.1002/9781119292371.
- [34] M. Hiebel, “Vector Network Analyzer (vna) Calibration: the Basics”.
- [35] “85052D Economy Mechanical Calibration Kit, DC to 26.5 GHz, 3.5 mm | Keysight.” Accessed: Jun. 25, 2024. [Online]. Available: <https://www.keysight.com/us/en/product/85052D/economy-mechanical-calibration-kit-dc-26-5-ghz-3-5-mm.html>
- [36] V. Nova, C. Bachiller, J. R. Sánchez, and V. Boria, “A novel reconfigurable phase shifter based on substrate integrated coaxial line using liquid crystal,” in *International Union of Radio Science (URSI)*, 2018.
- [37] “Poliimida | Tecnología de los Plásticos.” Accessed: Jun. 25, 2024. [Online]. Available: <https://tecnologiadelosplasticos.blogspot.com/2011/11/poliimida.html>
- [38] “33120A Function / Arbitrary Waveform Generator, 15 MHz [Obsolete] | Keysight.” Accessed: Jul. 03, 2024. [Online]. Available: <https://www.keysight.com/us/en/product/33120A/function--arbitrary-waveform-generator-15-mhz.html>
- [39] “High voltage amplifiers - Falco Systems.” Accessed: Jul. 03, 2024. [Online]. Available: [https://www.falco-systems.com/High\\_voltage\\_amplifier\\_WMA-300.html](https://www.falco-systems.com/High_voltage_amplifier_WMA-300.html)
- [40] “Norland Optical Adhesive 61.” Accessed: Jul. 03, 2024. [Online]. Available: <https://www.norlandprod.com/adhesives/noa61pg2.html>