

UNIVERSIDAD POLITÉCNICA DE MADRID
Escuela Técnica Superior de
Ingeniería y Sistemas de Telecomunicación



PROYECTO FIN DE GRADO

DESARROLLO DE CIRCUITOS DE
MICROONDAS EN GUÍAS INTEGRADAS
EN SUSTRATO DE BAJO COSTE

JULIA RODRÍGUEZ RODRÍGUEZ

Grado en Ingeniería de Sistemas de Telecomunicación
Julio 2024

DESARROLLO DE CIRCUITOS DE MICROONDAS EN GUÍAS
INTEGRADAS EN SUSTRATO DE BAJO COSTE
JULIA RODRÍGUEZ RODRÍGUEZ

JULIO
2024

PROYECTO FIN DE GRADO

TÍTULO:

DESARROLLO DE CIRCUITOS DE MICROONDAS EN GUÍAS INTEGRADAS EN SUSTRATO DE BAJO COSTE.

AUTOR/A: Julia Rodríguez Rodríguez

TITULACIÓN: Grado en Ingeniería de Sistemas de Telecomunicación

TUTOR/A: Alejandro García Lampérez

DEPARTAMENTO: Ingeniería Audiovisual y Comunicaciones

VºBº TUTOR/A

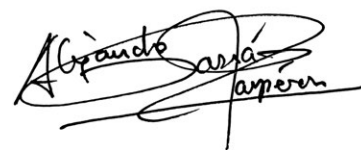
Firmado por GARCIA LAMPEREZ ALEJANDRO - ***0185** el día 2024/07/04 15:24 +0200 con un certificado emitido por AC FNMT Usuarios

Miembros del Tribunal Calificador:

PRESIDENTE/A: Manuel Vázquez Rodríguez

TUTOR/A: Alejandro García Lampérez

SECRETARIO/A: Marta Gil Barba



Fecha de lectura: 16 de julio de 2024

Calificación:

El Secretario/La Secretaria,

Resumen

Título: Desarrollo de circuitos de microondas en guías integradas en sustrato de bajo coste.

Las guías de ondas convencionales son dispositivos capaces de transmitir señales de alta frecuencia con buena calidad y bajas pérdidas, pero tienen un volumen y peso muy elevado, lo que dificulta su integración con otros circuitos y aparatos electromagnéticos. Además, esta tecnología es costosa en su fabricación y producción. Estas desventajas presentan un obstáculo importante en la producción en masa de esta tecnología.

Las guías de onda integradas en sustrato surgen como alternativa a las guías convencionales. La fabricación y producción de estas guías tiene un coste menor, son pequeñas y ligeras y, por tanto, fáciles de integrar con otros circuitos. Sin embargo, la reducción del coste de fabricación puede comprometer el nivel de calidad con el que se transmiten las señales, de forma que, cuando se quiere aplicar este tipo de tecnología en aplicaciones de alta frecuencia es necesario elegir materiales más costosos.

El objetivo del proyecto “Desarrollo de circuitos de microondas en guías integradas en sustrato de bajo coste” es comprobar la viabilidad del uso de materiales y medidas estandarizadas en el desarrollo de guías de sustrato integrado. Para conseguir dicho objetivo, se diseña y fabrica un filtro de orden dos sobre sustrato integrado. El estudio se divide en dos partes, por un lado, se realizan medidas simuladas en el software Ansys Electronics y por otro, se obtienen las medidas reales en el laboratorio.

En la primera parte del estudio, se analizan las pérdidas aportadas por los materiales tanto dieléctricos como conductores y se examina el impacto en los resultados de cada uno de los parámetros de medida que componen la estructura del filtro. El dieléctrico elegido para la fabricación del sustrato del filtro es el material FR4, debido a que es el material más común en la fabricación de placas de circuito impreso y, por tanto, tiene un coste mínimo. Este material se compara con otros dos materiales dieléctricos que, teóricamente, presentan mejores características dieléctricas, pero también un coste mayor. Este estudio tiene la finalidad de determinar la magnitud de las pérdidas introducidas por el material FR4. Tras analizar los resultados, se observa que, aunque FR4 ofrece en general un rendimiento peor en comparación con los otros dos materiales, los resultados obtenidos son adecuados para el funcionamiento del filtro. Posteriormente, se analizan las pérdidas introducidas por los elementos conductores y se relacionan con las obtenidas por el dieléctrico. Este análisis muestra que las pérdidas por transmisión y reflexión están más influenciadas por el material dieléctrico. Para finalizar este apartado, se lleva a cabo un estudio comparativo en el que se efectúan pequeñas modificaciones en cada uno de los parámetros de la estructura del filtro para evaluar su efecto en los resultados. De este modo, se puede identificar qué modificaciones en los parámetros son adecuadas para optimizar el filtro y establecer un diseño final apto para el paso a fabricación.

En la segunda parte del estudio, se obtienen las medidas reales en el laboratorio y se analizan los resultados. En esta sección se comparan los resultados simulados y los reales con el fin de extraer conclusiones sobre la calidad del diseño. El análisis de los resultados reales revela que el FR4 proporcionado por el fabricante puede no corresponderse con las especificaciones habituales descritas en las hojas de características de este material, ya que sus características dieléctricas no son estables. Por lo tanto, a pesar de que el filtro funciona adecuadamente, no se puede garantizar que este funcione a la frecuencia deseada y mantenga unos factores de pérdidas elevados.

Abstract

Title: Development of microwave circuits on low-cost substrate integrated waveguides.

Conventional waveguides are devices capable of transmitting high frequency signals with good quality and low loss parameters. However, these waveguides are typically heavy and bulky, making it difficult to integrate them with other electromagnetic circuits and devices. This disadvantage presents a significant obstacle in the production and manufacturing of this type of technology.

Substrate integrated waveguides have emerged as an alternative to conventional waveguides. The cost of manufacturing and production of this technology is lower than traditional waveguide's. They is also smaller and lightweight, making it easier to integrate them with other circuits. However, the reduction in manufacturing costs has a negative impact on the quality of signal transmission, especially when this type of technology is applied in high frequency applications, because that kind of applications require the use of more expensive materials.

The objective of the project titled "Development of microwave circuits on low-cost substrate integrated waveguides" is to test the viability of using standardized materials and measurements in the development of substrate integrated waveguides. In order to achieve that objective, an order two filter on integrated substrate is designed and fabricated. The study is divided into two parts. On the one hand, simulated measurements are performed in Ansys Electronics software and, on the other hand, real measurements are obtained in the laboratory.

In the first part of the study, the losses contributed by both dielectric and conductive materials are analyzed and the impact on the results of each of the measurement parameters of the filter structure is examined. The dielectric material chosen for the manufacture of the filter substrate is FR4, because it is the most common material in the manufacture of printed circuit boards and, therefore has a minimum cost. This material is compared with two other dielectric materials, which have theoretically better dielectric characteristics and higher cost. The purpose of this study is to determine how high the losses introduced by the FR4 material are. Subsequently, the losses introduced by the conductive elements are analyzed and related to those caused by the dielectric material. This analysis shows that transmission and reflection losses are more influenced by the dielectric material. To conclude this section, a comparative study is carried out in which small modifications are made to each of the filter structure's parameters to evaluate their effect on the simulated results. That study makes possible to identify which modifications in the parameters are appropriate to optimize the filter and establish a final design suitable for manufacturing.

In the second part of the study, real measurements are taken in the laboratory and the results are analyzed. In this section, simulated results are compared with real ones to make conclusions about the design's quality. The analysis of the real data reveals that the FR4 used

by the manufacturer may not match the typical specifications described in the datasheets of this material, because its dielectric characteristics are not stable. Therefore, although the filter works properly, the operation at the desired frequency, as well as the maintenance of high loss factors cannot be guaranteed.

Índice de figuras

Figura 1. Bandas del espectro electromagnético [5].....	5
Figura 2. Ejemplos de propagación de los modos TE y TM en una guía de onda rectangular. [11]	7
Figura 3. Ejemplos de guías de onda [14]	8
Figura 4. Dimensiones de una guía de onda rectangular [15].....	9
Figura 5. Modos Transversales Eléctricos y Transversales Magnéticos en guías rectangulares [16]	10
Figura 6. Señales transmitidas y reflejadas en un dispositivo de 2 puertos y su relación con los parámetros S [10]	12
Figura 7. Elementos de una estructura SIW [21]	13
Figura 8. Estructura SIW	14
Figura 9. Estructura de una CPW [31]	17
Figura 10. Estructura de una GCPW [31]	17
Figura 11. Transición rectangular de GCPW a SIW [30].....	18
Figura 12. Transición cónica de GCPW a SIW [30]	19
Figura 13. Elementos del diseño.....	21
Figura 14. Primer modelo sin pérdidas por dieléctrico ni conductor.	25
Figura 15. Parámetros de la estructura.	25
Figura 16. Estructura de transición	27
Figura 17. Impedancia característica de la transición	27
Figura 18. Parámetro S11.....	28
Figura 19. Parámetros S modelo sin pérdidas	29
Figura 20. Resultados con el material Rogers RO4003	30
Figura 21. Resultados con el material Rogers RO3010	30
Figura 22. Resultados con el material FR4.....	31
Figura 23. Resultados del modelo únicamente con pérdidas en las vías.....	32
Figura 24. Resultados del modelo únicamente con pérdidas en la pared superior e inferior	32
Figura 25. Resultados del modelo con pérdidas de conductor y dieléctrico	33
Figura 26. Resultados obtenidos mediante los parámetros de referencia	34
Figura 27. Gráfica de parámetros S con $Wg_a = 19$ mm	38
Figura 28. Gráfica de parámetros S con $Wg_a = 22$ mm	38
Figura 29. Gráfica de parámetros S del diseño final.....	40
Figura 30. Visualización del diseño final en EasyEDA.....	41
Figura 31. Capa superior en 3D.....	41
Figura 32. Capa inferior en 3D	41
Figura 33. Parte superior del diseño físico de la guía SIW	43
Figura 34. Parte inferior del diseño físico de la guía SIW	43
Figura 35. Vías "ciegas" 1	43
Figura 36. Vías "ciegas" 2	44
Figura 37. Vías "ciegas" 3	44

Figura 38. Cortocircuito en los extremos del prototipo	44
Figura 39. Parámetros S11 y S22 próximos al cortocircuito	45
Figura 40. Pista cortocircuitada	45
Figura 41. Cortocircuito arrancado	45
Figura 42. Guía SIW conectada al analizador.	46
Figura 43. Parámetros S medidos en el analizador.	47
Figura 44. Comparación resultados simulados y reales.	47
Figura 45. Parámetros S con la constante dieléctrica de FR4 igual a 4.9	48
Figura 46. Comparación resultados reales y simulados con la constante dieléctrica igual a 4.9	48
Figura 47 . Comparación resultados reales y simulados con la tangente de pérdidas igual a 0.015.....	49

Índice de tablas

Tabla 1. Sub-bandas de microondas	6
Tabla 2. Descripción de los parámetros de la estructura.....	25
Tabla 3. Valores numéricos de los parámetros del filtro del primer diseño	26
Tabla 4. Valores numéricos de los parámetros que componen la transición	26
Tabla 5. Valores numéricos de los parámetros S en el modelo sin pérdidas	28
Tabla 6. Especificaciones de los materiales	30
Tabla 7. Resultados de los materiales dieléctricos	31
Tabla 8. Parámetros S del modelo inicial con pérdidas en los conductores	32
Tabla 9. Parámetros S modelo con todas las pérdidas	33
Tabla 10. Valores de referencia	34
Tabla 11. Resultados obtenidos con los valores de referencia	34
Tabla 12. Variación de la distancia de los iris exteriores a la estructura de transición.	35
Tabla 13. Variación de la distancia del iris central a la estructura de transición.	35
Tabla 14. Variación de la anchura de los iris exteriores	36
Tabla 15. Variación de la anchura del iris central	36
Tabla 16. Variación del diámetro de las vías.....	36
Tabla 17. Variación de la distancia de separación entre las vías	37
Tabla 18. Variación de la separación entre las filas de vías laterales	37
Tabla 19. Variación del grosor del sustrato	39
Tabla 20. Valores numéricos de los parámetros del diseño final.....	39
Tabla 21. Valores numéricos parámetros S del diseño final.....	40
Tabla 22. Desglose de tareas y su duración	50
Tabla 23. Coste de los materiales no fungibles	50
Tabla 24. Costes de los materiales fungibles	50
Tabla 25. Impacto económico total	51

Lista de acrónimos

BP	Banda de paso
BR	Banda de rechazo
CPW	<i>Coplanar Waveguide</i> , guía de onda coplanar
CST	<i>Computer Simulation Technology</i> , Tecnología de simulación por ordenador
GCPW	<i>Ground Coplanar Waveguide</i> , guía de onda coplanar con plano de masa
MIC	<i>Microwave Integrated Circuits</i> , circuitos integrados de microondas
PCB	<i>Printed Circuit Board</i> , placa de circuito impreso
PFG	Proyecto de Fin de Grado
RF	Radio Frecuencia
SIW	<i>Substrate Integrated Waveguide</i> , guía de ondas integrada en sustrato
SMA	<i>Sub Miniature Version A</i> (tipo de conector)
TE	Transversal Eléctrico
TEM	Transversal Electromagnético
TM	Transversal Magnético

Índice de contenidos

Resumen	i
Abstract.....	iii
Índice de figuras	v
Índice de tablas	vii
Lista de acrónimos.....	ix
1. Introducción.....	1
1.1. Marco y motivación del proyecto	1
1.2. Objetivos técnicos y académicos.....	3
1.3. Estructura del resto de la memoria	4
2. Marco tecnológico	5
2.1. Bandas de microondas.....	5
2.2. Modos de propagación	7
2.3. Guías de onda.....	8
2.3.1. Guía de onda rectangular.....	9
2.4. Parámetros S	11
2.5. Tecnología SIW	13
2.5.1. Materiales.....	15
2.5.2. Transiciones	16
3. Especificaciones y restricciones de diseño	21
4. Descripción de la solución propuesta	23
4.1. Descripción General.....	23
4.2. Simulación en HFSS.....	24
4.2.1. Estructura completa	24
4.2.2. Diseño de la transición GCPW - SIW	26
4.2.3. Análisis de materiales	28
4.2.4. Análisis de los parámetros de la estructura	33
4.2.5. Diseño final	39
4.2.6. Preparación del diseño para la fabricación	40
5. Resultados	43
6. Presupuesto	50
7. Impacto del proyecto	53
8. Conclusiones	55
8.2. Conclusiones	55
8.3. Trabajos futuros	56
9. Referencias	57
10. Bibliografía.....	60

1. Introducción

1.1. Marco y motivación del proyecto

Los circuitos de microondas son aquellos que trabajan en el rango de frecuencias de 300 MHz a 300 GHz. Los conceptos básicos de la tecnología de microondas se desarrollaron aproximadamente a partir del siglo XX. Su aparición se debe a la creación del radar, cuyo desarrollo fue fomentado durante la Segunda Guerra Mundial. En los años sesenta surgen los circuitos integrados de microondas (MIC, *Microwave Integrated Circuits*), basados en estructuras planas y el uso de materiales dieléctricos (baratos y con bajas pérdidas) [1]. Esto supuso una reducción drástica de costes a lo largo de las siguientes décadas, lo que hizo posible el uso de las frecuencias de microondas en aplicaciones que se encontraban en pleno auge, como las comunicaciones móviles, las redes Wifi o los sistemas de posicionamiento global. [2]

En la actualidad, persiste la creciente necesidad de conseguir avances en el desarrollo e innovación en tecnología de las telecomunicaciones. Esto ha generado que el surgimiento de nuevos dispositivos relacionados con este campo sea muy frecuente. Dicha situación conlleva un aumento significativo de las señales inalámbricas, las cuales deben transmitirse por un espectro electromagnético cada vez más limitado. A medida que se colapsa el espectro, asignar bandas de frecuencia libres a las nuevas aplicaciones se vuelve cada vez más complicado y, por tanto, también dificulta conseguir el aislamiento de las señales deseadas frente a las interferencias parásitas emergentes. Este problema afecta gravemente a la calidad con la que se transmiten y reciben las señales, disminuyendo la fiabilidad y eficiencia de los sistemas. La solución a este problema reside en el diseño de filtros más precisos, capaces de eliminar las interferencias parásitas, de manera que la señal deseada quede completamente aislada de cualquier tipo de ruido. [2]

Las guías de ondas convencionales aportan grandes ventajas en el campo de la tecnología de alta frecuencia. Estas guías garantizan la transmisión de las señales con un factor de pérdidas casi despreciable, esto se consigue gracias a que no presentan pérdidas ni por radiación ni por el dieléctrico, sino que únicamente tienen pérdidas debidas al conductor y no muy elevadas. Desafortunadamente, las guías de ondas son muy voluminosas y pesadas, haciendo difícil su integración con otros circuitos y dispositivos electromagnéticos, a esto se le añade su elevado coste de fabricación. Todo ello presenta un obstáculo significativo a la hora de producirla en masa y así poder adoptarla en diversas aplicaciones y servicios. [2] [3]

Como alternativa a las guías de ondas rectangulares tradicionales, surge una nueva tecnología: las guías de onda integradas en sustrato (SIW, *Substrate Integrated Waveguide*). A diferencia de las tradicionales, estas guías se pueden fabricar como placas de circuito impreso (PCB, *Printed Circuit Board*), las cuales presentan un bajo coste de fabricación y una estructura mucho más pequeña y ligera, facilitando su integración con componentes concentrados y otras partes del sistema completo (redes de polarización, electrónica digital...) y su producción en masa. El uso de PCB permite acoplar elementos activos y

pasivos en un único sustrato, con lo que se consigue mantener las pérdidas de radiación bajas y el factor de calidad alto [4]. Por estos motivos, esta tecnología se dispone como una alternativa muy prometedora y avanzada.

Este proyecto tiene como objetivo estudiar el uso de la tecnología SIW, a través del diseño y simulación de resonadores que muestren sus características técnicas y las diferencias frente al uso de guías de ondas convencionales, trabajando en el rango de frecuencias de 2,45 GHz a 5 GHz (bandas ISM aplicadas a WiFi y otras tecnologías como Bluetooth). A diferencia de otros proyectos de fin de grado que abordan este tipo de tecnología, este estudio se enfoca en la utilización de materiales de bajo coste, medidas estandarizadas y recursos habituales en la fabricación de PCB, con el propósito de determinar la viabilidad de reducir el presupuesto destinado al diseño y construcción de estos dispositivos. La viabilidad se evaluará a través de pruebas experimentales donde se medirán los valores de pérdidas (del conductor y el dieléctrico) y el desplazamiento de la respuesta en frecuencia entre los resultados simulados y reales, debida a la falta de información fiable sobre los materiales y los procesos de fabricación aplicados por los fabricantes de PCBs de bajo coste.

Para optimizar el estudio experimental, se lleva a cabo un análisis de materiales dieléctricos, donde se comparan las características y resultados del material de bajo coste escogido con las relativas a materiales con un coste más alto. De este modo, se pueden evaluar las limitaciones del material utilizado. Posteriormente, se realiza un estudio sobre el impacto en los resultados al modificar los parámetros de medida que componen la estructura del diseño. Las conclusiones de este último estudio permiten agilizar el diseño de un dispositivo final que, tras la fase de fabricación, se podrá analizar en el laboratorio con el fin de obtener resultados reales y así conseguir conclusiones que proporcionen una orientación fundamentada a la hora de decidir si esta tecnología es aplicable en contextos prácticos.

1.2. Objetivos técnicos y académicos.

Desde un punto de vista técnico, el proyecto plantea los siguientes objetivos:

- Análisis de propiedades y características de diferentes sustratos para el diseño de una guía SIW.
- Diseño de un filtro de orden 2 sobre el que realizar simulaciones.
- Análisis del impacto en los resultados simulados ante el cambio de valores tanto en los materiales como en los parámetros que componen la estructura del filtro.
- Comparación de los resultados obtenidos a través de las simulaciones.
- Construcción de un prototipo del filtro mediante procesos convencionales de fabricación de PCBs de bajo coste sobre el que realizar pruebas experimentales
- Evaluación de los resultados comparando los valores simulados y reales obtenidos en base a las simulaciones y las pruebas experimentales.

Una vez cumplidos todos los objetivos se puede determinar si los materiales estudiados poseen las propiedades necesarias que los hagan adecuados para su utilización en el proceso de fabricación de tecnología SIW.

Como estudiante de ingeniería de sistemas de telecomunicación, realizar un estudio relacionado con la tecnología de alta frecuencia presenta una gran oportunidad de aprendizaje, debido a que es un área que se encuentra en auge actualmente. Desarrollar esta propuesta requiere la aplicación de conocimientos teóricos y prácticos obtenidos a través de diferentes asignaturas de la carrera, con lo que se aprende a integrar todo lo aprendido en un único proyecto. Además, añade un desafío adicional ya que, durante la carrera el estudiante se centra en aprender sobre el funcionamiento y uso de la tecnología sin tener en cuenta las restricciones económicas, por el contrario, en un ambiente laboral, la viabilidad económica es un factor importante para tener en cuenta a la hora de llevar a cabo un proyecto tecnológico. Por lo tanto, este proyecto no solo aporta una oportunidad para aplicar los conocimientos adquiridos en la carrera, sino que también prepara al estudiante a gestionar el aspecto financiero durante el diseño y desarrollo de los dispositivos tecnológicos.

1.3. Estructura del resto de la memoria

A lo largo de este documento se introducirán una serie de conceptos previos para contextualizar el funcionamiento y marco tecnológico en el que se enmarca la tecnología en la que se basa el proyecto. En los siguientes puntos se describe la estructura que se va a seguir en el resto de la memoria:

1. **Introducción.** Este apartado se centra en el contexto en el que aparece la tecnología SIW, al abordar conceptos teóricos y tecnología relacionada con su aparición, así como los principales problemas que pretende solucionar. En esta sección también aparece el listado de objetivos técnicos y académicos que se pretenden conseguir mediante la realización del proyecto.
2. **Marco tecnológico:** Se explican los conceptos previos esenciales para entender el funcionamiento y finalidad del proyecto de forma más detallada. Estos conceptos incluyen antecedentes tecnológicos y conocimientos físicos relevantes.
3. **Especificaciones y restricciones del diseño:** En esta sección se muestran las características y limitaciones técnicas que aseguran que se pueden cumplir los objetivos del proyecto sin comprometer las ventajas que introduce la tecnología SIW, es decir, aumentando demasiado su tamaño o escogiendo elementos que eleven su coste de fabricación.
4. **Descripción de la solución propuesta:** Se describen las características específicas del dispositivo, además de todos los detalles de su diseño y desarrollo. En este capítulo, se muestran los detalles de las pruebas y modificaciones durante el proceso de simulación.
5. **Resultados:** Se muestra el diseño final del filtro y los resultados de las pruebas experimentales. En este apartado se comparan los resultados simulados y reales, para poder sacar las conclusiones.
6. **Presupuesto:** se establecen las limitaciones económicas del proyecto.
7. **Impacto del proyecto:** Se analizan los posibles impactos del proyecto en los ámbitos económico y tecnológico.
8. **Conclusiones:** se detallan las deducciones del proyecto obtenidas en base a los resultados simulados y reales y se determina la viabilidad del estudio. Estas conclusiones dan lugar a posibles líneas de trabajo futuras, que también se especifican en este capítulo.

2. Marco tecnológico

Para realizar un seguimiento adecuado del trabajo es necesario entender una serie de conceptos previos y conocer los antecedentes tecnológicos que han dado lugar a la tecnología que se desarrolla en el proyecto. Conceptos tales como la teoría sobre el comportamiento de las ondas electromagnéticas y el funcionamiento de las guías de onda convencionales establecen las bases para el entendimiento de las guías integradas en sustrato. Además, se incluyen explicaciones sobre las investigaciones que han permitido el desarrollo de dispositivos físicos funcionales. Estas investigaciones analizan diferentes aspectos del diseño de la guía integrada como, por ejemplo, la forma en la que se dispone la estructura de los extremos de la guía para facilitar su integración con otros circuitos o estudios sobre las propiedades de los materiales que pueden ser utilizados para el diseño de esta tecnología.

2.1. Bandas de microondas

Se denominan bandas de frecuencia a las distintas secciones en las que se divide el espectro electromagnético. Las ondas electromagnéticas del espectro están compuestas por una componente eléctrica y una componente magnética, perpendiculares entre sí y a su vez, ambas ortogonales a la dirección de la propagación. El comportamiento de las ondas depende de su longitud de onda (λ) y frecuencia (f), ambas propiedades relacionadas entre sí mediante la velocidad de propagación de la onda (c), como se observa en la ecuación (1). Un dispositivo se comporta de forma muy diferente dependiendo de su frecuencia de trabajo y, por lo tanto, su estudio se debe enfocar de forma distinta.

$$c = \lambda * f \quad (1)$$

En la figura 1 se muestra la distribución de las bandas de frecuencia a lo largo del espectro electromagnético.

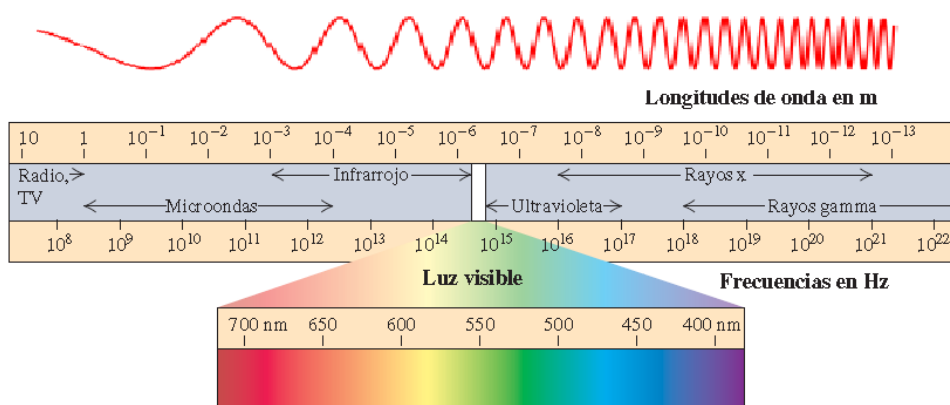


Figura 1. Bandas del espectro electromagnético [5]

La banda de microondas se encuentra entre las bandas de frecuencia de radio y las infrarrojas. El rango de frecuencias de esta banda está comprendido entre 300 MHz y 300 GHz, dando lugar a longitudes de onda desde el milímetro hasta el metro [6].

Dentro de las bandas de microondas encontramos sub-grupos de frecuencias, cada uno de ellos destinado a diferentes aplicaciones. Los rangos de frecuencia y denominaciones de cada una de las sub-bandas de microondas no están completamente estandarizadas, por lo que es necesario consultar al fabricante para evitar confusiones. En la tabla 1, se recogen las denominaciones más comúnmente usadas.

Tabla 1. Sub-bandas de microondas

SUB-BANDAS DE MICROONDAS		
Sub-banda	Rango de frecuencias (GHz)	Longitudes de onda
L	1 - 2	(30 - 15) cm
S	2 - 4	(15 - 7.5) cm
C	4 - 8	(7.5 - 3.75) cm
X	8 - 12	(3.75 - 2.5) cm
Ku	12 - 18	(2.5 - 1.66) cm
K	18 - 27	(1.66 - 1.11) cm
Ka	27 - 40	1.11 cm - 7.5 mm
V	40 - 75	(7.5 - 4) mm

Las principales cualidades de la propagación en frecuencias de microondas incluyen:

1. Transmisión de señales encauzada y precisa. Las microondas tienen longitudes de onda más pequeñas que las ondas de radio, por lo que es más sencillo centralizar la frecuencia, permitiendo así que el direccionamiento sea más exacto.
2. Reflexión y difracción. Al encontrarse con obstáculos, las microondas pueden ser reflejadas, refractadas y difractadas, permitiendo la propagación más allá de la línea directa.
3. Alta capacidad de transmisión de energía. Al abarcar rangos de frecuencia más altos que las ondas de radio y anchos de banda más amplios, tienen mayor capacidad para transmitir energía.
4. Generación de calor. Las microondas son conocidas por su capacidad para calentar objetos y alimentos. Este fenómeno se debe a que las sustancias polares como el agua absorben las ondas de microondas y al hacerlo se produce una vibración en sus moléculas y, por ende, se produce el calor. Cuantas más moléculas de agua, más rápido es este proceso.
5. Radiación no ionizante. Las ondas de microondas son capaces de transmitir grandes cantidades de energía, pero no llegan a tener la suficiente como para provocar modificaciones en la estructura química de las moléculas. Por ello, estas bandas son adecuadas para su uso en dispositivos destinados a la manipulación de alimentos.

Las anteriores características convierten a las microondas en opciones óptimas para su uso en múltiples aplicaciones y ámbitos, tales como en comunicación inalámbrica (Bluetooth y Wifi), sensores, radares, dispositivos médicos, aparatos de cocina, etc. [7]

2.2. Modos de propagación

Cuando una onda electromagnética se propaga a lo largo de un medio o en el vacío, esta puede transmitirse de varias formas, las diferentes soluciones que tienen los campos electromagnéticos en un problema de propagación se denominan modos de propagación. Estos modos pueden ser: transversales eléctricos (TE), transversales magnéticos (TM) o transversales electromagnéticos (TEM). Los modos TE se caracterizan por la ausencia de componente eléctrica en la dirección de propagación, los modos TM carecen de componente magnética en la dirección de propagación y, por último, los modos TEM no tienen ninguna de las dos componentes en la dirección de propagación. En las guías de onda convencionales, no es relevante el estudio del modo TEM debido a que este modo precisa de la existencia de al menos dos conductores y, en consecuencia, no tienen lugar en el tipo de guías sobre las que se basa este proyecto. [8] [9] [10]

En la figura 2 se observa un ejemplo de propagación de los modos TE y TM en una guía rectangular.

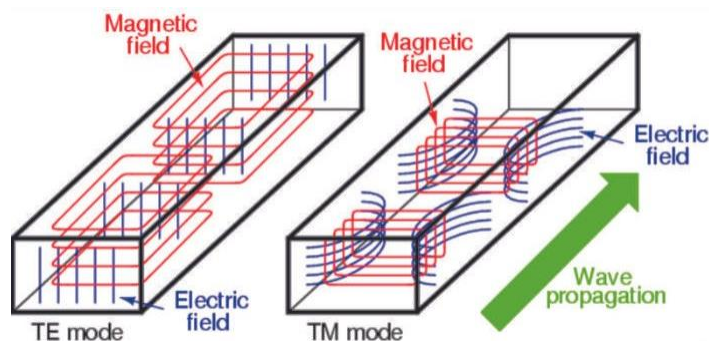


Figura 2. Ejemplos de propagación de los modos TE y TM en una guía de onda rectangular. [11]

Típicamente, para que la transmisión de una señal a través de una guía de onda sea óptima se debe conseguir que su propagación sea monomodo, es decir, solo debe transmitir su modo fundamental. Para conseguirlo, el ancho de banda útil tiene que ser lo suficientemente estrecho como para que las frecuencias inferior y superior no rebosen ciertos límites. Por un lado, la frecuencia límite inferior es el valor a partir del cual la guía comienza a propagar una señal, dicho de otro modo, es la frecuencia de corte mínima a la que empieza a transmitirse el primer modo de propagación o modo fundamental. Por otra parte, la frecuencia límite superior es la frecuencia de corte a la que empieza a transmitirse el siguiente modo de propagación. Una vez que se rebosa este último límite, los campos comienzan a comportarse de forma más compleja y la transmisión de energía deja de ser óptima.

Existen unas ecuaciones generales con las que se puede describir cualquier problema electromagnético. Concretamente en problemas de propagación, se pueden obtener los distintos modos de propagación de una onda en función de las fuentes (corriente y carga) y condiciones de contorno existentes en el entorno en el que se encuentra la onda. Ese conjunto de leyes se llaman ecuaciones de Maxwell [8].

2.3. Guías de onda

Para entender el funcionamiento de la tecnología SIW, es esencial introducir información sobre el diseño, estructura y funcionalidades de las guías de onda en general. En este apartado se realiza un breve resumen teórico sobre los conceptos más importantes.

Una guía de ondas es un tipo de línea de transmisión que permite que la energía electromagnética circule a través de ella, transportándola de uno de sus extremos a otro. Se trata de estructuras compactas donde la señal queda completamente encerrada, consiguiendo que su transmisión sea de calidad y, por tanto, las pérdidas sean bajas. [12]

La estructura de las guías de onda tradicionales está constituida por paredes metálicas compuestas por un solo material conductor y vacías por dentro. Estas guías presentan una larga durabilidad mecánica y su disposición las hace inmunes al ruido, además, son capaces de manejar grandes cantidades de potencia, presentan bajas pérdidas y muy buena calidad de transmisión. Por otra parte, son voluminosas, pesadas y de difícil integración con otros dispositivos, sobre todo con circuitos planares. [10] [13]

Hay diversos tipos de guías de ondas, que pueden variar entre distintas formas, tamaños y materiales (conductores y/o dieléctricos) [14]. En la figura 3 se recogen varios ejemplos de guías de ondas.

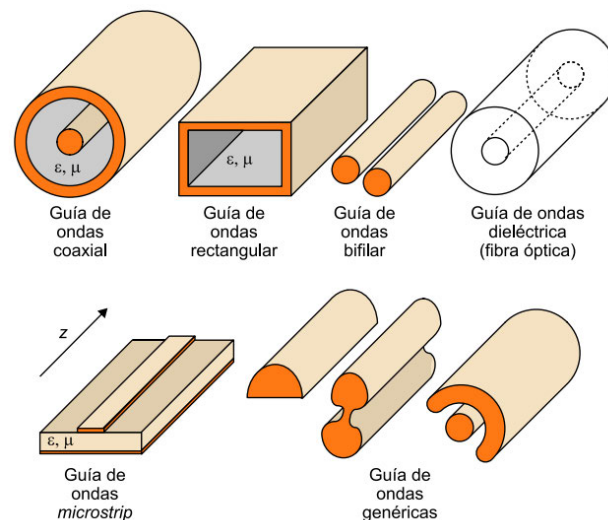


Figura 3. Ejemplos de guías de onda [14]

El modo en que se propaga una onda a lo largo de una guía depende del tamaño de la guía, la longitud de onda y la polarización. La frecuencia y el tamaño de la guía son variables inversamente proporcionales, de manera que cuanto más alta es la frecuencia de trabajo de la guía menor será su tamaño. Otro factor a favor es que normalmente funcionan como filtros de paso alto, es decir, no dejan pasar ondas electromagnéticas que se encuentran por debajo de una determinada frecuencia de corte, por lo que se eliminan posibles interferencias.

2.3.1. Guía de onda rectangular

Este tipo concreto de guía es uno de los antecedentes fundamentales para la aparición de las guías integradas en circuito impreso. De hecho, el comportamiento de las ondas a lo largo de este tipo de guía es el que se pretende conseguir a través de la tecnología SIW, evitando sus desventajas en cuanto a su compleja integración, gran volumen y coste.

La guía de onda rectangular es el tipo de guía más usado para la transmisión de señales en la banda de microondas. Como se ha explicado anteriormente, son guías compuestas por un solo conductor donde no existe la propagación de los modos TEM. En la figura 4 se muestra la estructura de una guía rectangular.

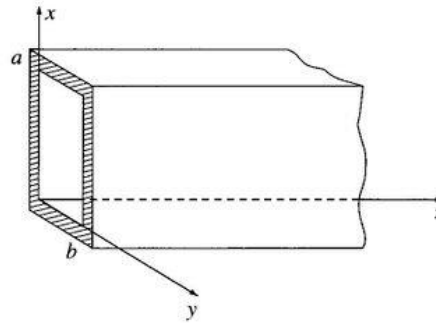


Figura 4. Dimensiones de una guía de onda rectangular [15]

La componente eléctrica de los modos TE en las guías rectangulares es nula ($E_z=0$) y el resto de las componentes del campo cumplen una serie de ecuaciones que permiten describir el comportamiento de los modos TE_{mn} , siendo 'm' el subíndice relativo a la variación del campo en la dirección del eje x y 'n' a la variación en el eje y. [8] [9]

$$E_x = \frac{j\omega\mu n\pi}{k_c^2 b} A_{mn} \cos\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \sin\left(\frac{n\pi y}{b}\right) e^{-j\beta z} \quad (2)$$

$$E_y = \frac{-j\omega\mu m\pi}{k_c^2 a} A_{mn} \sin\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \cos\left(\frac{n\pi y}{b}\right) e^{-j\beta z} \quad (3)$$

$$E_z = A_{mn} \sin\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \sin\left(\frac{n\pi y}{b}\right) e^{-j\beta z} \quad (4)$$

$$H_x = \frac{j\beta m\pi}{k_c^2 a} A_{mn} \sin\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \cos\left(\frac{n\pi y}{b}\right) e^{-j\beta z} \quad (5)$$

$$H_y = \frac{j\beta n\pi}{k_c^2 b} A_{mn} \cos\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \sin\left(\frac{n\pi y}{b}\right) e^{-j\beta z} \quad (6)$$

$$H_z = A_{mn} \cos\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \cos\left(\frac{n\pi y}{b}\right) e^{-j\beta z} \quad (7)$$

Donde ϵ y μ son la permitividad y permeabilidad del material dieléctrico por el que está compuesto el interior de la guía, 'a' y 'b' son el alto y ancho de la guía respectivamente, γ es la constante de propagación cuya expresión se muestra en la ecuación (8), k es el número de onda, k_c es el número de la onda de corte, α es la constante de atenuación y β la

constante de fase. En una guía sin pérdidas la constante no tiene parte imaginaria, es decir, su constante de fase es nula.

$$\gamma = \alpha + j\beta = \sqrt{k_c^2 - k^2} \quad (8)$$

$$k_c^2 = \left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2 \quad (9)$$

A través de la ecuación (10) se puede calcular la frecuencia de corte a la que se transmite cada modo de propagación. Como se explica en el apartado 2.2 este cálculo es esencial para determinar cuál es el modo fundamental y cuál es la frecuencia máxima a la que se puede trabajar para que la propagación sea monomodo.

$$f_{cmn} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\mu\epsilon}} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2} \quad (10)$$

El modo fundamental de una guía de onda rectangular convencional ($a > b$) es el TE_{10} . Si se evalúan ecuaciones (2 – 10) en este modo de propagación (con $m=1$ y $n=0$) el campo eléctrico resultante es siempre perpendicular a las paredes de la guía (dirección x), permitiendo que la energía fluya libremente entre uno de sus extremos y otro. [8]

En este tipo de vías también pueden transmitirse modos TM, cuyo calculo es análogo al de los modos TE, con una diferencia clave: la componente del campo eléctrico en la dirección de propagación (E_z) tendrá un valor no nulo y será la componente del campo magnético en la dirección de propagación (H_z) la que sea anule en este caso. Un aspecto para tener en cuenta en los modos TM es que para que la ecuación (4) no se anule, es decir, para que la componente E_z sea distinta de cero, ningún subíndice puede ser 0.

En la figura 5 se observan las componentes transversales del campo eléctrico y magnético en los primeros modos de propagación de una guía de ondas, la componente eléctrica se representa con líneas continuas y la magnética con líneas discontinuas. En la esquina superior izquierda se muestra el modo fundamental.

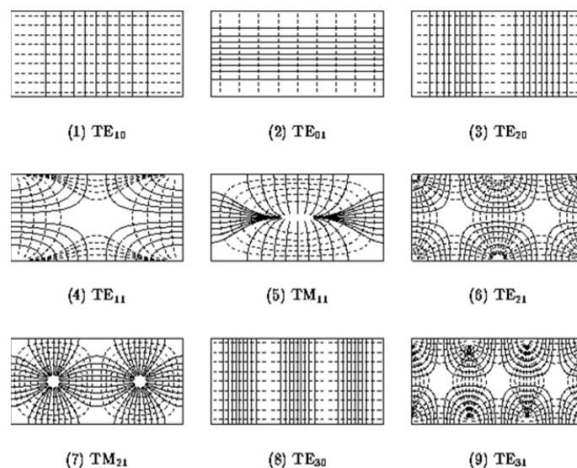


Figura 5. Modos Transversales Eléctricos y Transversales Magnéticos en guías rectangulares [16]

En guías rectangulares con $b \ll a$ los modos con variación vertical, es decir, modos con $n > 0$, presentan frecuencias de corte muy altas. Por esta razón, en la práctica estas guías solo tienen modos TE_{m0} , dicho de otro modo, estas guías no presentan variación de los campos en la dirección del eje y .

2.4. Parámetros S

En las guías de onda medir voltaje y corriente no es la mejor forma de estudiar la calidad y el rendimiento, ya que estos parámetros se ven atenuados a medida que recorren las líneas de transmisión [17]. Los parámetros de dispersión o de scattering, comúnmente conocidos como parámetros S, surgen como una nueva herramienta para evaluar el diseño y desarrollo de tecnología de microondas de forma más efectiva y sencilla, ya que miden potencia en lugar de tensión o corriente. Además, las ondas que se propagan dentro de los dispositivos y las líneas de transmisión tienen longitudes de onda similares al tamaño de los propios dispositivos, o al menos tienen el mismo orden de magnitud. Por lo tanto, es necesario tener en cuenta la fase de las señales, ya que esta cambia a lo largo del ciclo de la onda. Por esta razón, es más sencillo representar las señales como superposición de la onda incidente y reflejada, cada una con su fase que varía en direcciones contrarias.

Para analizar si la guía funciona debidamente se observa la cantidad de energía que puede transportar de uno de sus puertos al otro. Cuando una señal viaja a lo largo de una guía, parte de la energía transportada por esa señal se ve afectada por un fenómeno denominado reflexión. Este comportamiento provoca que la energía se refleje y salga por el puerto de entrada. Para que un dispositivo sea viable, esa cantidad de energía debe ser la menor posible. Las medidas e intercambios de energía que surgen entre los puertos de la guía se representan con los parámetros S. Estos parámetros son números complejos que cuentan con módulo y fase. Por un lado, el módulo indica la cantidad de energía reflejada o transmitida a lo largo de la línea y al elevarlo al cuadrado representa relaciones de potencia. Por otro lado, la fase indica el desfase producido entre las ondas incidente y reflejada. [18] Su representación puede realizarse mediante una carta de Smith o en una gráfica de escala lineal, donde la frecuencia es la variable independiente (eje horizontal) y la potencia (en dB) es la variable dependiente.

En la nomenclatura de los parámetros S se emplean 2 sub-índices para indicar el puerto de entrada y de salida de la señal que llega a la línea de transmisión. El primer subíndice se refiere al puerto de salida y el segundo subíndice marca el puerto del que procede la señal. De forma que, cuando un parámetro tiene ambos sub-índices con el mismo valor, está indicando la cantidad de energía que entra y sale por un mismo puerto, es decir, la señal afectada por la reflexión. A esos parámetros S también se les conoce como coeficientes de reflexión. [17]

En la figura 6 se observa la relación de los parámetros S con las señales transmitidas y reflejadas a través de un dispositivo de dos puertos, que en la figura se nombra como DUT (*Device Under Test*, dispositivo de pruebas).

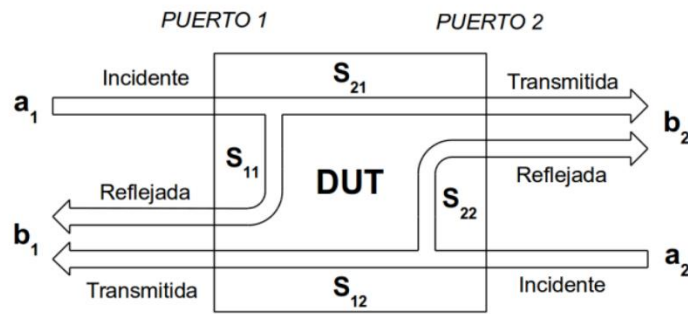


Figura 6. Señales transmitidas y reflejadas en un dispositivo de 2 puertos y su relación con los parámetros S [10]

Los parámetros S se representan en forma de matriz cuadrada, con tantas filas y columnas como puertos tenga la guía de ondas. El dispositivo diseñado y desarrollado en este proyecto tiene 2 puertos, por lo que solo es pertinente el estudio de 4 valores, que son los correspondientes a una matriz de parámetros S con métrica 2x2. No obstante, al tratarse de un dispositivo simétrico y recíproco, los parámetros S serán iguales dos a dos, por lo que solo es necesario observar el comportamiento de 2 valores.

Se proporciona una breve descripción de cada uno de los parámetros S por los que se ve afectada una guía de ondas de dos puertos.

- S_{11} : Representa la cantidad de señal que entra y sale por el puerto 1, es decir, indica el coeficiente de reflexión de entrada de la señal.
- S_{22} : De manera análoga, este parámetro representa la cantidad de señal que entra y sale por el puerto 2, es decir, indica el coeficiente de reflexión de salida de la señal.
- S_{12} : Representa la cantidad de energía que entra por el puerto 2 y sale por el puerto 1, este parámetro indica las ganancias o pérdidas entre ambos puertos. También se conoce como coeficiente de transmisión inverso.
- S_{21} : Representa la potencia transmitida en sentido contrario al anterior, es decir, la energía que entra por el puerto 1 y sale por el 2. Este parámetro también se conoce como coeficiente de transmisión directo.

En un dispositivo simétrico y recíproco:

- $S_{11}=S_{22}$
- $S_{12}= S_{21}$

Para interpretar los resultados sobre el comportamiento de una señal en un dispositivo simétrico y recíproco a través de la representación de los parámetros S en una gráfica lineal, hay que entender qué valores numéricos se deben esperar para el parámetro S_{11} y el S_{12} . Por una parte, el parámetro S_{11} debe presentar una caída de potencia a la frecuencia de trabajo del dispositivo, esa caída debe estar por debajo de -10 dB o -15 dB para considerarse un dispositivo funcional e indica que la reflexión de energía en el puerto 1 es suficientemente baja. Para el resto de las frecuencias este parámetro presentara valores cercanos a 0 dB, este comportamiento indica que para esos puntos la señal está siendo reflejada por

completo y, por lo tanto, no está transmitiendo energía. Por el contrario, si el circuito está funcionando correctamente, los valores de S_{12} deben presentar un comportamiento opuesto a los de S_{11} . Cuando este parámetro presenta valores por debajo de -10 dB indica que la energía transmitida es muy baja y cuando presenta valores cercanos a 0 dB es cuando la mayor parte de la energía incidente en el puerto 2 se transmite al puerto 1. [19]

Para trabajar con estos parámetros se deben realizar medidas en un rango de frecuencias y no en una sola frecuencia concreta [18], de forma que se puedan identificar aspectos relevantes como el ancho de banda de funcionamiento (en Wifi debe ser estrecho) o las resonancias de orden superior.

2.5. Tecnología SIW

La tecnología de guía de onda integrada en sustrato (SIW, *substrate-integrated waveguide*) es una alternativa al uso de guía de onda rectangular convencional [20]. Al igual que estas últimas las caras inferior y superior son planos metálicos, pero a diferencia de ellas el interior se compone por material dieléctrico (sustrato) y las paredes laterales están formadas por dos filas de orificios cilíndricos metalizados en el sustrato (vías) separadas una determinada distancia [2] [12]. En la Figura 7 se observa la topología clásica de la estructura de la tecnología SIW.

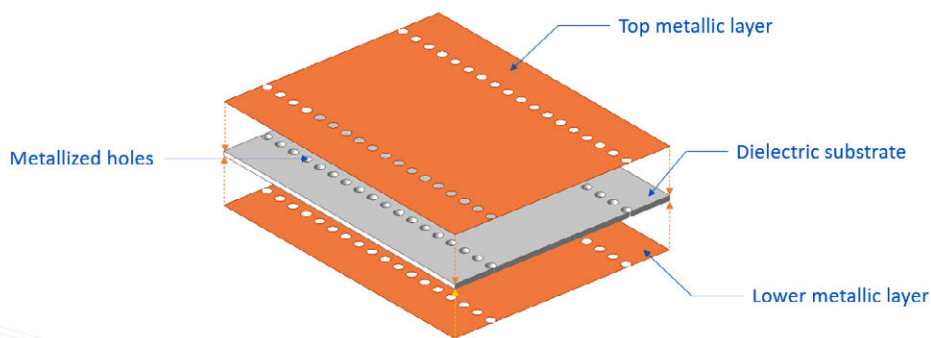


Figura 7. Elementos de una estructura SIW [21]

En la Figura 8 se observa la geometría y dimensiones básicas que definen una guía SIW básica. El sustrato tiene forma de prisma rectangular, por lo que su tamaño depende de anchura (A), longitud (L) y grosor (B). Por su parte, la pared de vías laterales presenta los siguientes parámetros: separación entre las dos paredes (A_v), diámetro de las vías (d) y separación entre vías (s). Dado que las filas de vías laterales deben funcionar como paredes, deben atravesar todas las capas de la estructura, por tanto, su altura se corresponde con el grosor del sustrato.

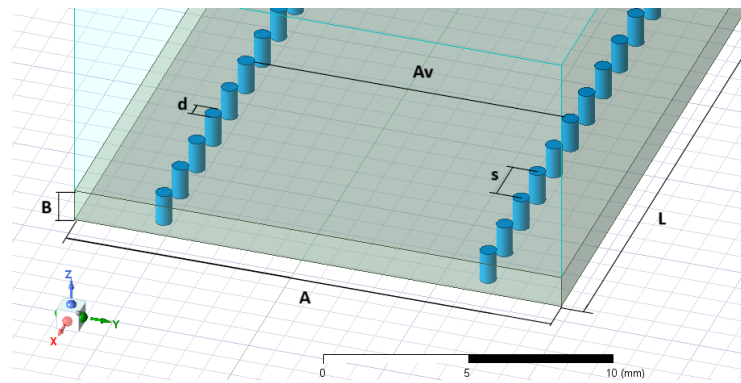


Figura 8. Estructura SIW

Determinar el valor del diámetro y la separación entre vías es esencial para diseñar una guía SIW. Si las vías se encuentran muy separadas unas de otras el campo eléctrico puede escaparse por esos huecos, aumentando considerablemente las pérdidas por radiación y destruyendo la propagación guiada. Para asegurar la estructura ante la aparición de este problema se siguen dos reglas que limitan su valor máximo y establecen una relación entre las dos longitudes. Este criterio se observa en las ecuaciones 11 y 12. [2] [22] [23]

$$d < \frac{\lambda}{5} \tag{11}$$

$$s \leq 2 * d \tag{12}$$

Por el contrario, si las vías están demasiado juntas pueden comprometer la integridad mecánica del sustrato, además de violar las restricciones en la mínima separación que los procesos de fabricación de PCBs imponen.

Esta tecnología es mucho más barata y fácil de integrar que una guía de ondas tradicional, ya que se puede fabricar como una placa de circuito impreso mediante procesos estandarizados y baratos. Además, permite acoplar elementos activos y pasivos en un único sustrato, manteniendo las pérdidas de radiación bajas, un factor de calidad alto y gran capacidad para el procesamiento de la energía [12] [24]. Por otro lado, las placas SIW presentan un grosor muy pequeño comparado con una guía de ondas rectangular. Esta característica implica que se están colocando dos placas metálicas a muy corta distancia, lo que genera una intensidad de campo eléctrico muy elevada. La relación entre distancia e intensidad de campo eléctrico se observa en la ecuación (13), donde 'E' es la intensidad del campo, 'V' es la diferencia de potencial entre las placas metálicas y d es la distancia entre las placas. Un valor de campo eléctrico tan elevado aumenta el valor de las pérdidas, volviéndolas más elevadas que las presentadas por las guías tradicionales, aunque mejores que otros tipos de líneas de transmisión (como microstrip).

$$V (V) = E \left(\frac{V}{m} \right) * d(m) \tag{13}$$

A pesar de que las guías SIW tratan de simular el comportamiento de las guías rectangulares, la manera en la que se propagan las ondas electromagnéticas difiere entre ambas

tecnologías. Las paredes laterales de la guía SIW permiten encerrar el campo, pero no consiguen exactamente los mismos resultados que las paredes lisas y compactas de las guías rectangulares. Como se detalla en el apartado 2.3.1, en las guías rectangulares pueden transmitirse tanto modos TE como modos TM. Sin embargo, en SIW la transmisión de modos se limita a uno de ellos, debido a que las corrientes solo pueden fluir en la dirección de la vía, no longitudinalmente como en una pared sólida. Por tanto, la propagación de un modo u otro varía en función de cómo estén colocadas las vías metálicas, es decir, si estas se corresponden con los laterales de la estructura solo se pueden transmitir modos TE y, por el contrario, si se corresponden con las paredes inferior y superior solo pueden transmitirse modos TM. El diseño habitual de la tecnología SIW se corresponde con la primera configuración, es decir, con las vías metálicas formando las paredes laterales de la estructura, por lo que en este proyecto solo es pertinente el estudio de modos TE. La razón por la que la propagación en la configuración típica de SIW tiene esa limitación se debe a que en los modos TM, a diferencia de en los modos TE, la componente eléctrica en la dirección de propagación (E_z) no es nula y requiere un flujo continuo de corriente a lo largo de la guía, pero las vías metálicas interrumpen este flujo creando discontinuidades eléctricas que impiden la transmisión efectiva de los modos TM. Al margen de esa diferencia, el modo fundamental en SIW también se corresponde con el modo TE_{10} . En este modo, al tener sub-índice $n=0$, no se producen variaciones en el eje vertical, variaciones que una estructura con un grosor estrecho como la de SIW no puede soportar ($b \ll a$) [9].

2.5.1. Materiales

Las guías SIW se componen por dos tipos de materiales: dieléctricos y conductores. El dieléctrico, que constituye el sustrato, se sitúa en el centro de la guía y las señales se propagan por su interior. Los materiales conductores se destinan a la estructura externa de la guía, es decir, las paredes superior e inferior y las vías (taladros cilíndricos metalizados) que componen las paredes laterales.

Los materiales dieléctricos están compuestos por moléculas polares que se polarizan ante la presencia de un campo eléctrico. Esta polarización genera un campo eléctrico en dirección opuesta al anterior, lo que reduce la intensidad del campo eléctrico inicial y hace que parte de la energía se disipe [25]. Para comprobar la calidad y rendimiento de los materiales dieléctricos en aplicaciones de alta frecuencia se evalúan una serie de propiedades concretas en sus hojas de especificaciones:

- Constante dieléctrica (ϵ_r): determina el factor de disminución del campo eléctrico presente en la guía [25]. Cuando la constante dieléctrica es alta el material se polariza más fácilmente y la energía se propaga más lentamente. Por otra parte, un valor alto de ϵ_r permite reducir el tamaño de los circuitos.
- Factor de disipación o tangente de pérdidas ($\tan \delta$): Este parámetro mide la cantidad de energía disipada. Cuánto menor es este valor menor es la atenuación de la señal. [26]

- Temperatura de transición vítrea (Tg). Indica la temperatura máxima que el material puede soportar. Si el material se expone a temperaturas más altas sus propiedades cambian. [26]
- Coeficiente de expansión térmica (CTE). Describe en qué medida se expande el material cuando se expone a temperaturas superiores a Tg. Se mide en ppm/°C y se proporciona un valor para cada dimensión de la estructura según la dirección de los ejes (x, y, z). [26]
- Conductividad térmica. Capacidad del material para transmitir energía térmica (calor) por su interior. [27]
- Absorción de humedad. Mide la resistencia al agua de un material. La calidad del material es mayor si su capacidad de absorción de humedad es baja. [26]

Cuando se escoge el material dieléctrico para la fabricación de un dispositivo, se recomienda tener en cuenta las características listadas. Sin embargo, desde un punto de vista eléctrico solo es preciso estudiar las dos primeras, es decir, la constante dieléctrica y la tangente de pérdidas.

El material por excelencia utilizado para la fabricación de los elementos conductores en las PCBs es el cobre. En este proyecto se utiliza este material para todos los elementos conductores de la estructura. Este material presenta una gran conductividad eléctrica y, por tanto, una baja resistencia eléctrica. El cobre presenta una conductividad eléctrica de aproximadamente 58×10^6 S/m (Siemens por metro) a 20°C. Junto con la plata, el cobre es el material con mayor conductividad eléctrica a temperatura ambiente. Además, se caracteriza por ser un metal resistente, ligero, duradero y maleable. [28] [29]

2.5.2. Transiciones

La transición entre circuitos planares y guías de onda integrada en sustrato es un desafío técnico complejo en el que deben ponerse en consideración múltiples factores. Un buen diseño de esta transición es crucial en aplicaciones de alta frecuencia para no comprometer su calidad y funcionamiento.

Existen diversas formas de diseñar transiciones a SIW, entre las cuales se incluyen las transiciones con microstrip, con guías de onda coplanar (CPW, *CoPlanar Waveguide*) y con guías de onda coplanar conectadas a tierra (GCPW, *Grounded CoPlanar Waveguide*). La estructura de una CPW (representada en la figura 9) se caracteriza por tener una ranura central con dos planos metálicos en sus laterales, encargados de conducir la corriente a lo largo de la guía. La CPW presenta varias ventajas frente al uso de microstrip en el diseño de circuitos de microondas, esto se debe a que las pérdidas de radiación en líneas microstrip experimentan grandes variaciones ante pequeñas alteraciones en el grosor del sustrato. Además, como en CPW la impedancia característica de la guía también se ve afectada por la separación entre el conductor central y los planos de masa laterales, se pueden conseguir impedancias características próximas a 50 Ohm con grosores más pequeños que en microstrip. Sin embargo, a pesar de que la radiación producida con CPW sea menor a la de las líneas microstrip, la radiación sigue siendo lo suficientemente alta como para afectar a la funcionalidad del diseño. En cambio, las GCPW reducen considerablemente los problemas de radiación y, además, presentan impedancias características similares a las presentadas

por las guías SIW, lo que permite conseguir una transición más uniforme. Esto se consigue gracias a que la estructura GCPW añade un plano de masa inferior conectado eléctricamente a los planos laterales mediante vías. Esta estructura se observa en la figura 10. [30]

En la figura 10 se puede observar que la estructura de GCPW presenta grandes similitudes con la estructura de una guía SIW, ya que ambas tienen capas conductoras como paredes superior e inferior y estas están conectadas por filas de vías metálicas en los laterales. Estas similitudes se presentan como una gran ventaja a la hora de integrar los dos tipos de guías en un mismo dispositivo.

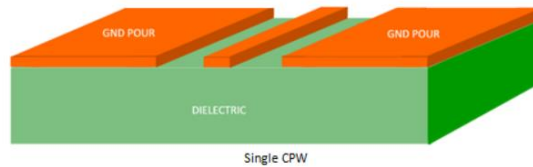


Figura 9. Estructura de una CPW [31]



Figura 10. Estructura de una GCPW [31]

En [30] se describen tres diseños de transición entre GCPW y SIW, dos de ellos muestran resultados particularmente prometedores para su aplicación en aplicaciones de alta frecuencia, uno de ellos es una versión mejorada del otro. En este apartado se describen ambos diseños para facilitar la comprensión completa del funcionamiento de la estructura de transición.

Primero, se presenta un diseño de transición con forma rectangular. Al usar GCPW se reducen las pérdidas de radiación de la estructura. Este método se basa en el acoplamiento del campo eléctrico. En la capa superior de la guía SIW se colocan dos ranuras que actúan como dipolos magnéticos, de forma que el campo se vuelve más intenso en el centro y más débil en los laterales. Esta distribución del campo eléctrico coincide con la del modo fundamental de la estructura SIW (TE_{10}) por lo que se consigue una transición suave. En [30], se simulan los resultados de esta transición y se observa que, en la banda de paso, se consiguen unas pérdidas de transmisión cercanas a 0 dB y unas pérdidas de reflexión por debajo de -35 dB. Mediante este diseño no es necesario adaptar la impedancia característica de SIW a 50 Ohm, en su lugar, se añade una línea de transmisión $\lambda/4$ que adapta la impedancia de SIW a la impedancia característica de GCPW. La estructura de este diseño se representa en la figura 11. [30]

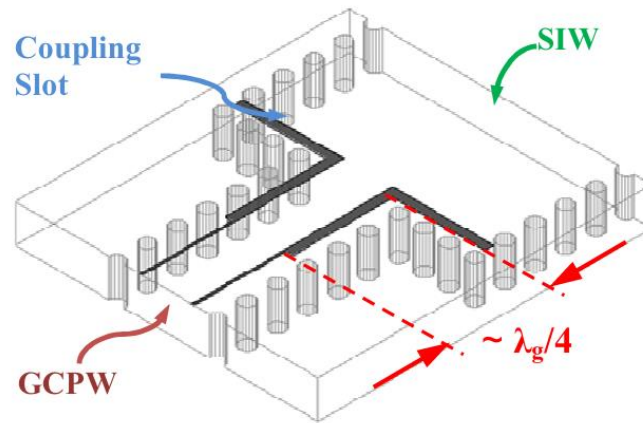


Figura 11. Transición rectangular de GCPW a SIW [30]

En cuando al segundo diseño presentado en el artículo, se explica que la transición de GCPW a SIW generalmente está compuesta por dos partes: la sección de acoplamiento y la sección de transformación. Para conseguir que el campo eléctrico se propague en la dirección requerida, la sección de transición se diseña con forma triangular. Esta estructura genera un estrechamiento hacia la ranura de acoplamiento, lo que permite transformar la impedancia característica de la guía SIW a la impedancia característica de GCPW. Además, se colocan dos filas de vias metálicas en los laterales de toda la transición para poder cancelar los modos de propagación parásitos provenientes de SIW y de GCPW y evitar resonancias en la banda de paso [32]. La separación entre las dos filas de vias laterales se ajusta de forma que solo se permita la propagación del modo fundamental, para asegurar que esta condición se cumple se comprueba la ecuación 14, donde W es la anchura de la ranura central, S es la anchura de los planos metálicos contiguos a la ranura central, D es la separación entre los planos metálicos y la fila de vias lateral, c es la velocidad de la luz (3×10^8 m/s), ϵ_r es la permitividad relativa del sustrato y f_{max} la frecuencia máxima de operación. [30]

$$W + 2S + 2D < \frac{c}{2f_{max}\sqrt{\epsilon_r}} \quad (14)$$

En [30] se realiza un estudio con la herramienta de simulación CST (*Computer Simulation Technology*) donde se varía el grosor del sustrato (de 0.5 a 0.3 mm) y se comprueba el resultado para diferentes valores de la constante dieléctrica (2'2, 3'38 y 4'5). Los resultados del estudio indican que es más favorable el uso de un sustrato con una constante dieléctrica menor para conseguir un ancho de banda más amplio. También se muestra una mejora en la calidad de la transición al aumentar el grosor del sustrato, ya que se observan mejores resultados en ambos factores de perdidas (transmisión y reflexión). Este diseño muestra mejoras notables respecto al diseño de transición rectangular, por lo que, se concluye que el uso de la estructura triangular con materiales asociados a una constante dieléctrica menor y un grosor mayor es la mejor opción para el diseño de una transición de GCPW a SIW. En la figura 12 se muestra la estructura de esta transición.

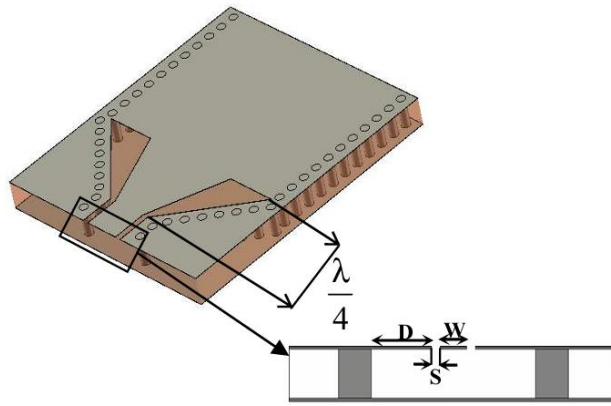


Figura 12. Transición cónica de GCPW a SIW [30]

3. Especificaciones y restricciones de diseño

En este proyecto de fin de grado se diseña un dispositivo de muy bajo coste de fabricación usando tecnología SIW. El coste se reduce ajustando las medidas de la estructura a valores estándar en la fabricación de las PCBs (medidas del grosor, diámetro y separación de las vías) y utilizando materiales de bajo coste, concretamente fibra de vidrio FR-4 para el sustrato y cobre para los conductores. Este diseño se somete a pruebas simuladas y experimentales con el objetivo de estudiar e identificar las limitaciones que se presentan al reducir el coste.

Para realizar el estudio se diseña un filtro paso banda de orden 2, con dos cavidades rectangulares en SIW. En ambos extremos se coloca una estructura de transición GCPW – SIW como la explicada en el capítulo 2.5.2. De forma que la estructura completa se compone de cuatro elementos separados por paredes de vías transversales respecto a la guía SIW (las dos cavidades del filtro y las dos transiciones). El acoplamiento se realiza mediante iris en cada pared transversal y se controla modificando la anchura de los mismos. La frecuencia de resonancia del resonador está determinada por la separación entre las dos paredes transversales que lo delimitan. En la figura 13 se observa la estructura completa para identificar estos elementos de forma más sencilla. En la figura, 'W_IrisN' se refiere a la anchura de cada uno de los iris, donde $N = \{1,2,3\}$.

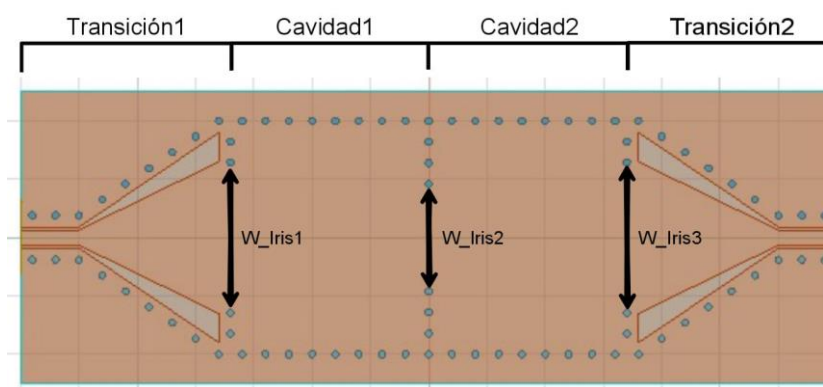


Figura 13. Elementos del diseño

Para cumplir con los objetivos, el proyecto debe ajustarse a una serie de especificaciones y restricciones relacionadas con los siguientes ámbitos:

- Rango de frecuencias: la banda de paso del filtro de orden 2 diseñado en el proyecto estará centrada en una frecuencia comprendida entre 2,45 y 5 GHz.
- Tamaño: el dispositivo debe ser pequeño y ligero por lo que no debe superar los 100x100 mm.
- Utilizar procesos estandarizados de fabricación de PCB, con el menor coste posible. Por ejemplo, restringiendo el número de capas a 2, el grosor del sustrato entre los valores 1, 1.2 y 1.6 mm y el diámetro de las vías superior a 0.2 mm.

- Utilizar materiales de bajo coste, habituales en la fabricación de PCB.
- La separación entre vías debe ser lo suficientemente grande como para cumplir los requisitos de separación mínima que ofrecen los fabricantes y lo suficientemente estrecha como para garantizar la propagación guiada.

Además de los anteriores puntos, en el proceso de diseño del filtro a fabricar se debe procurar conseguir una estructura capaz de obtener unos factores de pérdidas de transmisión y recepción adecuados para el correcto funcionamiento del filtro.

Las anteriores especificaciones y restricciones permiten obtener un diseño apto para la fabricación. Una vez obtenidos los resultados simulados y reales se determinan, mediante un estudio comparativo, las limitaciones y características reales que presentan los materiales de bajo coste que ofrecen los fabricantes.

4. Descripción de la solución propuesta

4.1. Descripción General

El objetivo principal del proyecto es analizar un diseño funcional de un filtro paso banda de orden 2 en un sustrato integrado al utilizar tanto los materiales como los estándares de medida más habituales en el diseño de placas de circuito impreso de manera que se puedan identificar las limitaciones en la fabricación de PCBs de bajo coste para SIW.

Cada fase del proceso de simulación parte de un diseño inicial cuyas medidas cumplen los estándares habituales ofrecidos por los fabricantes en los parámetros que componen la estructura (por ejemplo, un espesor entre 1, 1.2 y 1.6 mm) y cuyos resultados son lo suficientemente buenos como para que se pueda realizar un estudio comparativo en base a ellos. El procedimiento seguido en esta etapa del proyecto se basa en la aplicación de modificaciones en distintos valores que afectan a la estructura o composición del diseño para determinar el impacto de cada uno de ellos en los resultados simulados.

Primero se realiza un estudio sobre el impacto de las pérdidas que aportan los materiales en los resultados del diseño. Por un lado, se aplican las pérdidas de los materiales dieléctricos y por otro las referentes a los materiales conductores. En este estudio se examina como y en qué medida afecta la elección de un material de bajo coste (fibra de vidrio FR-4) al diseñar tecnología de alta frecuencia. Además, se relaciona y compara el impacto de las pérdidas por conductor y por dieléctrico.

Una vez analizados los materiales y determinadas las pérdidas que estos suponen, se estudia el impacto del resto de los parámetros de la estructura, como el grosor, la separación entre vías, el ancho de los iris del filtro, etc. Al igual que en el paso anterior, para simplificar el estudio se parte de un diseño base sobre el que se realizan las comparaciones necesarias.

Concluidos los anteriores puntos, se puede determinar qué configuración del diseño es la elegida para la fase de fabricación. Antes de realizar la solicitud de fabricación al proveedor (JLCPCB), es necesario pasar por un proceso intermedio en el que se prepara el diseño de forma que se pueda revisar y aprobar su producción. Este proceso consiste en cambiar el formato del fichero a Gerber. Para hacerlo se escoge la herramienta EasyEDA, en su versión online y gratuita.

La fase final del proyecto comienza con el envío de la solicitud de fabricación al proveedor. Una vez que el prototipo este fabricado, se realizan medidas en el laboratorio para evaluar el rendimiento en condiciones prácticas. En esta etapa del proyecto se comprueban las pérdidas, se analizan posibles desviaciones generadas en el proceso de fabricación y se comparan con los resultados obtenidos en la fase de simulación.

4.2. Simulación en HFSS

El análisis de circuitos de microondas requiere el uso de un software capaz de analizar el comportamiento electromagnético de dispositivos que trabajan en altas frecuencias. En este trabajo se utiliza el software comercial HFSS (*High Frequency Structure Simulator*), perteneciente a la compañía ANSYS Electronics.

HFSS permite realizar análisis sobre el comportamiento del campo eléctrico de la estructura, mediante el Método de Elementos Finitos (MEF). Este método facilita la resolución del diseño mediante la división de la estructura en mallas, lo que permite pasar de problemas diferenciales a problemas matriciales, más sencillos de resolver. Además, en este software los proyectos se diseñan tridimensionalmente, lo que permite resolver las ecuaciones de Maxwell en problemas sin restricciones geométricas. [33] [23]

Para la obtención de resultados HFSS ofrece diferentes modos, en este proyecto es interesante el uso de 'Eigenmode' y 'Modal Network'. Por un lado, el tipo de solución Eigenmode proporciona un modelo 3D donde se observa la distribución del campo eléctrico sobre la estructura diseñada, diferenciando el nivel de intensidad en cada parte del sustrato mediante un filtro por colores. Este modo también determina las frecuencias de resonancia de la estructura. Por otro lado, el tipo de solución Modal Network se destina al análisis de los parámetros S, a partir de los cuales se obtienen medidas útiles para determinar la eficiencia y calidad del dispositivo.

Para que el software sea capaz de resolver los problemas que ofrecen los dos tipos de solución utilizados, antes de cambiar entre uno y otro es necesario realizar modificaciones en el diseño. En el caso de Eigenmode, no es necesaria la creación de puertos que apliquen excitación eléctrica al diseño. Por el contrario, Modal Network si necesita que existan estos puertos para poder realizar el análisis correctamente. En cualquier caso, para la correcta compilación del diseño, es necesario crear una caja de aire sobre la superficie del sustrato.

4.2.1. Estructura completa

Se desarrolla un primer modelo de la estructura del filtro que sirve como base para el estudio del impacto de los materiales. Todos los parámetros que componen la estructura están parametrizados y definidos de forma que se puede simplificar el estudio de las distintas características de la guía SIW desarrollada en el proyecto. En la figura 14 se observa el alzado de este primer modelo sobre el que empezar a realizar los análisis. Los rectángulos amarillos que se observan en ambos extremos de la estructura son los puertos, encargados de aplicar excitación eléctrica a la guía.

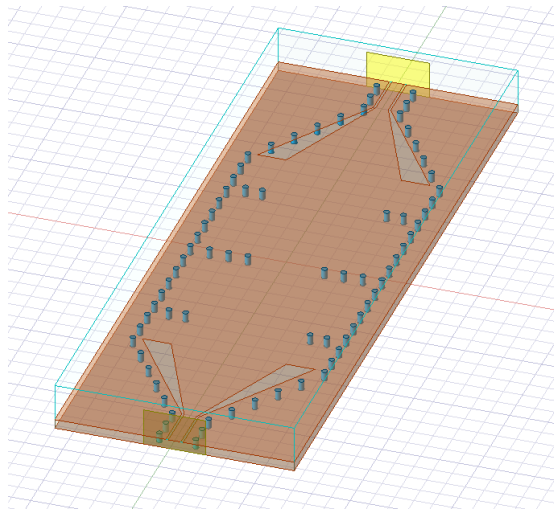


Figura 14. Primer modelo sin pérdidas por dieléctrico ni conductor.

En la figura 15 se muestran los parámetros sobre la estructura para señalar lo que indica cada uno de ellos. Esta información se explica más detalladamente en la tabla 2.

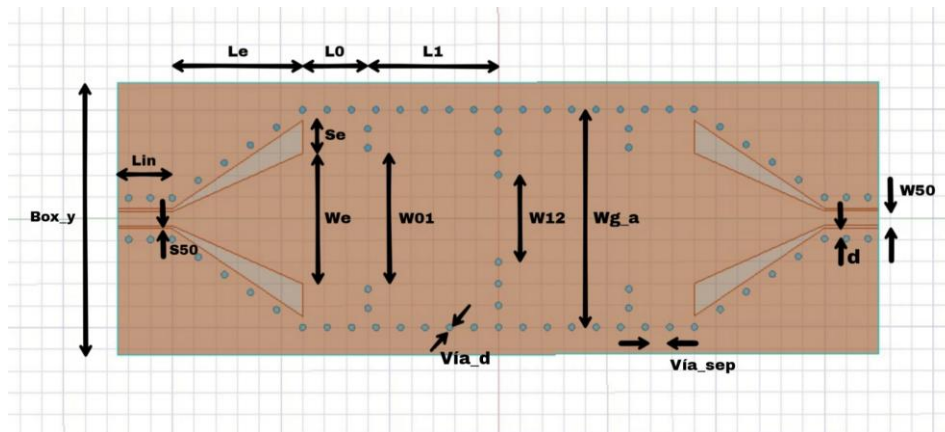


Figura 15. Parámetros de la estructura.

Tabla 2. Descripción de los parámetros de la estructura.

Nombre	Descripción
Lin	Longitud de la línea de entrada
S50	Anchura de las ranuras en el inicio de la transición
W50	Ancho de la línea de entrada
Le	Longitud de la línea de transición
Se	Anchura de la ranura al final de la transición
We	Ancho de la línea de transición
d	Separación entre las vías y la ranura
L ₀	Longitud entre la transición y el iris exterior
L ₁	Longitud entre el iris exterior y el iris central
W ₀₁	Anchura del primer iris
W ₁₂	Anchura del iris central
Vía _d	Diámetro de las vías
Vía _{sep}	Separación entre vías
Wg _a	Anchura entre las dos filas de vías laterales
Box _y	Anchura del sustrato
h	Espesor del sustrato

Los valores numéricos de los parámetros de este primer diseño del filtro se recogen en la tabla 3. Los valores relativos a la estructura de transición de este diseño se especifican en el siguiente apartado (4.2.2).

Tabla 3. Valores numéricos de los parámetros del filtro del primer diseño

Nombre	Valor (mm)
L_0	9
L_1	10
W_{01}	13
W_{12}	8
Vía_d	0.6
Vía_sep	2.3
Wg_a	20
h	1

4.2.2. Diseño de la transición GCPW - SIW

En este proyecto, las señales entran y salen del filtro a través de un conector SMA (*Sub Miniature Version A*), estos conectores tienen una impedancia característica de 50 Ohmios, por lo que es necesario que el filtro también este adaptado a esa impedancia por ambos extremos [34]. En la teoría, cuando un circuito está adaptado no existe onda reflejada, sin embargo, en la práctica, evitar la aparición de esta componente es difícil de conseguir, sobre todo teniendo en cuenta los tipos de materiales en los que se centra el estudio. Mediante el diseño, modificación y simulación de todos los parámetros que influyen en la transición del conector al filtro se estudian los valores óptimos para reducir las pérdidas lo máximo posible. Los valores más adecuados para los parámetros de la estructura de transición se recogen en la tabla 4 y se mantienen constantes en el resto de las fases del desarrollo del proyecto. En la figura 16 se observa la estructura de transición usada a lo largo del proyecto.

Tabla 4. Valores numéricos de los parámetros que componen la transición

Nombre	Valor (mm)
Lin	5
S50	0.25
W50	1.3
Le	12
Se	2.5
We	13
d	1

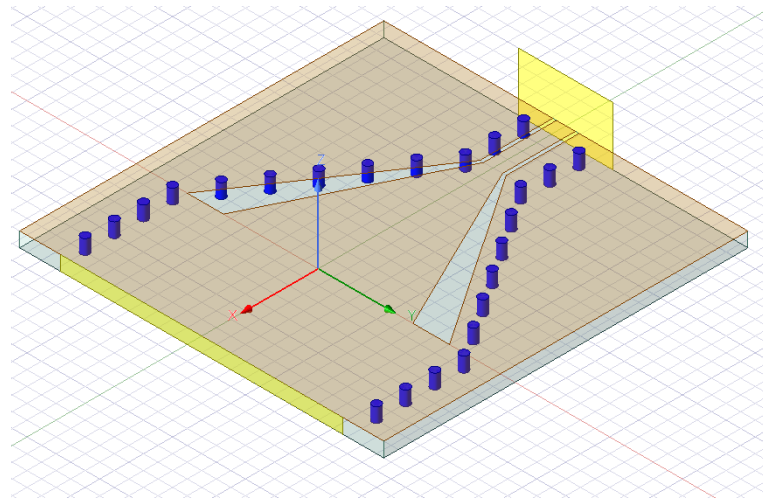


Figura 16. Estructura de transición

Se obtienen las soluciones de la matriz de parámetros S en Ansys para comprobar que la estructura está diseñada con unos 50 Ohm de impedancia característica. En la figura 17 se observa que el valor exacto de la impedancia característica de la estructura de transición es de 48.561 Ohm.

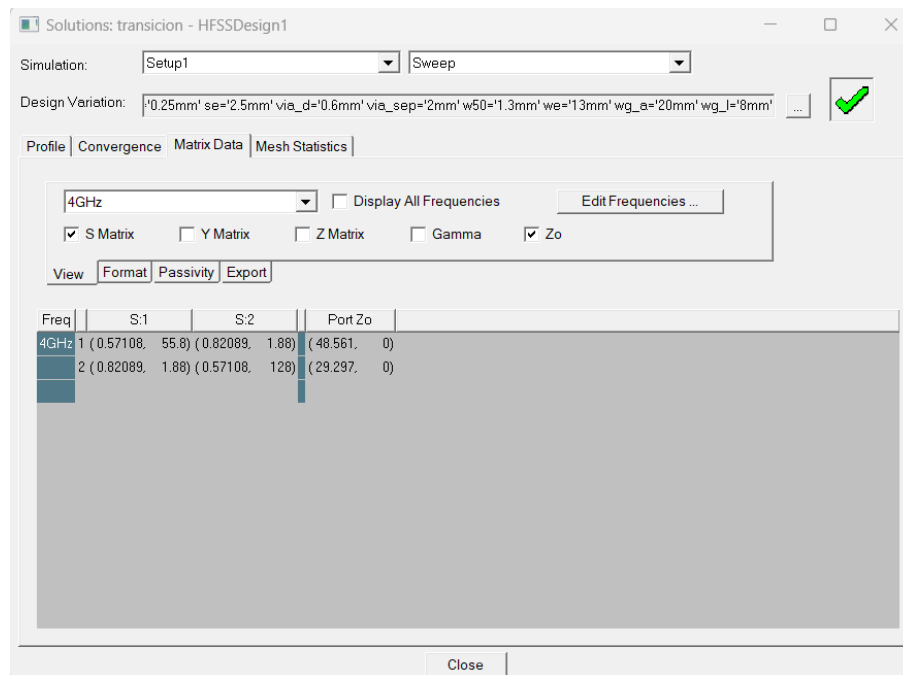


Figura 17. Impedancia característica de la transición

Además, la transición tiene una adaptación de banda ancha cerca de 17.5 dB. En la gráfica de la figura 18 se observa un pico de potencia a 8.47 GHz, este pico se produce por la resonancia de la parte de SIW, la cual todavía no está perfectamente adaptada al puerto de Ansys.

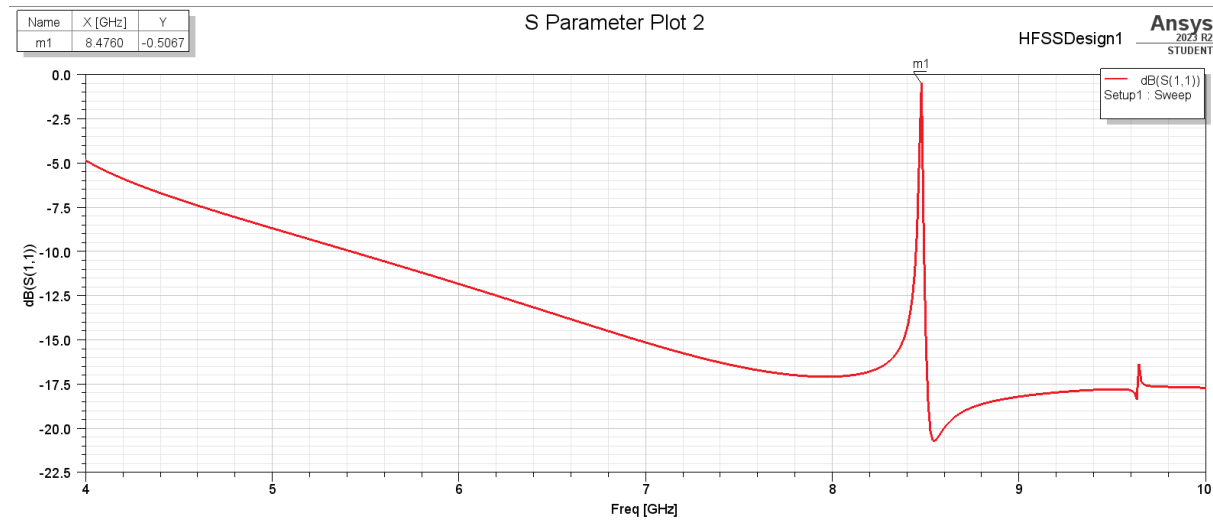


Figura 18. Parámetro S11

4.2.3. Análisis de materiales

El diseño presentado en los apartados anteriores se usa como referencia para este primer estudio sobre los materiales. Para este modelo no se han añadido pérdidas en ningún material. A lo largo de este análisis se introducen las pérdidas de los materiales paulatinamente para poder analizar la influencia de cada una en los resultados de la guía.

En la figura 19 se ilustran los resultados que se obtienen con el modelo sin pérdidas y en la tabla 5 se muestran los valores numéricos de los parámetros S, donde “BP” se refiere al valor máximo en la banda de paso y “BR” indica el valor máximo en la banda de rechazo.

Tabla 5. Valores numéricos de los parámetros S en el modelo sin pérdidas

Nombre	Frecuencia (GHz)	Potencia (dB)
S ₂₁ BP	5.4752	-0.0463
S ₂₁ BR	6.2556	-7.0041
S ₁₁ BP	5.4715	-19.8037
S ₁₁ BR	6.2481	-0.9674

Al observar la gráfica de resultados de la figura 19, se identifican resonancias de orden superior por encima de la banda de paso, estas resonancias se deben a la caja de aire que se coloca sobre la estructura del diseño y se corrigen introduciendo una condición de contorno de radiación en la tapa superior, que permite que el software de simulación modele correctamente la ausencia de elementos sobre el circuito. También se observa que el ancho de banda obtenido con este modelo es de 585 MHz y se muestran los valores correspondientes a los coeficientes de transmisión y reflexión. En la tabla 5, se expresan dichos valores de forma numérica. El coeficiente de transmisión en la banda de paso muestra un valor muy próximo a 0 dB y, en ese mismo rango de frecuencia, el coeficiente de reflexión presenta valores menores a -15 dB, por lo que se puede determinar que la guía está funcionando según lo esperado.

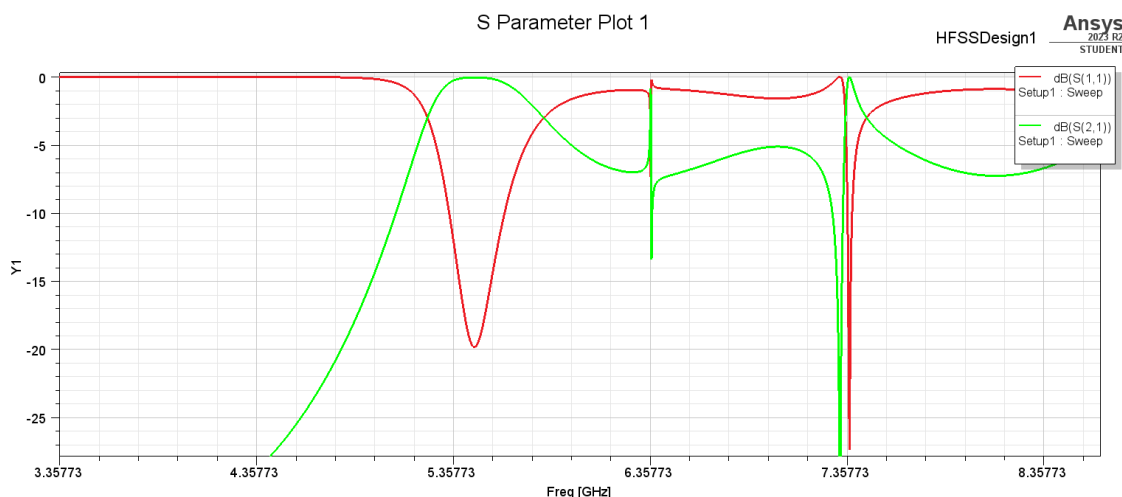


Figura 19. Parámetros S modelo sin pérdidas

a. Dieléctrico

Para la fabricación de la guía SIW se utiliza el material FR4 debido a que es el más usado en la fabricación de PCB y por ello, tiene una amplia disponibilidad y un coste bajo [35]. Con el objetivo de determinar el impacto de las características del material dieléctrico del sustrato, se lleva a cabo un estudio comparativo en el que se evalúan los resultados sobre un mismo diseño, modificando únicamente el material del sustrato. El diseño sobre el que se realiza este estudio solo se ve afectado por las pérdidas del dieléctrico, para el resto de los elementos del dispositivo se seleccionan materiales ideales. De esta forma solo se evalúan las pérdidas que provocan los materiales que se están analizando en cada momento.

Se tienen en cuenta distintos materiales para realizar el estudio: Rogers RO4003, Rogers RO3010 y FR4. Esta selección de materiales presenta diferencias tanto en el coste de fabricación como en sus especificaciones. El aumento del precio de cada material va ligado a sus propiedades dieléctricas y térmicas, los materiales más caros presentan constantes dieléctricas estables y factores de pérdidas más bajos. En la tabla 6 se recogen los valores numéricos de las características de los 3 materiales dieléctricos elegidos. Estas características están explicadas en el capítulo 2.5.

FR4 es un material de fibra de vidrio epoxi habitualmente usado en la fabricación de PCB, ya que permite obtener buenos resultados con un coste de fabricación bajo [35]. Por su parte, los materiales RO3010 y RO4003 son materiales específicos para sustratos de PCBs y circuitos planos de alta frecuencia. El material Rogers RO3010 es una elección perfecta para su uso en aplicaciones de banda ancha, que requieren una mayor estabilidad dimensional y menores valores de CTE. Por último, Rogers RO4003 es un material de fibra de vidrio que presenta características dieléctricas muy favorables, lo que lo convierte en un material ideal en aplicaciones que requieren mayor rendimiento y calidad [36]. En la tabla 6, se observan las tangentes de pérdidas de cada material y se identifica una diferencia de un orden de magnitud entre los valores presentados por los materiales Rogers RO3010 y RO4003 y el valor que presenta el material FR4. Es importante señalar que el valor que se ofrece en las

hojas de especificaciones de la constante dieléctrica del FR4 se indica más bien como un valor aproximado.

Tabla 6. Especificaciones de los materiales

Material	Rogers RO4003	Rogers RO3010	FR4
Constante dieléctrica	3.55	10.2	4.4
Tangente de pérdidas	0.001	0.0035	0.02
Temperatura de transición vítrea (Tg)	280°C TMA	-	135°C
Coefficiente de expansión térmica (CTE)	(11,14,46) ppm/°C	(13,11,16) ppm/°C	(14,13,175) ppm/°C
Conductividad térmica	0.71 W/(m*°K)	0.95 W/(m*°K)	0.4 W/(m*°K)
Absorción de humedad	0.06 %	0.05 %	0.25 %

En las figuras 20, 21 y 22 se presentan las gráficas de parámetros S obtenidas según el modelo inicial y habiendo aplicado las pérdidas del material dieléctrico correspondientes a los materiales Rogers RO4003, Rogers RO3010 y FR4, respectivamente. En las gráficas se observa que, con los dos primeros materiales, que poseen una tangente de pérdidas menor, se corrigen las falsas resonancias debidas a la caja de aire situada sobre el diseño sin haber introducido la condición de radiación. Sin embargo, este problema no se corrige al utilizar el material FR4.

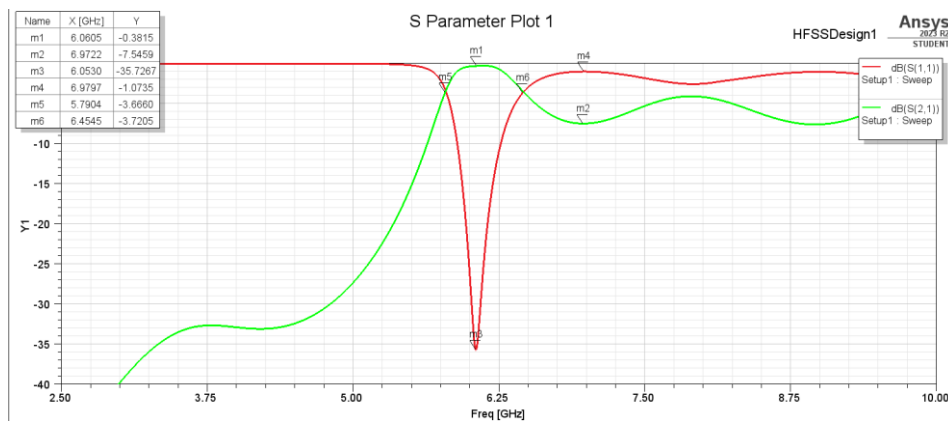


Figura 20. Resultados con el material Rogers RO4003

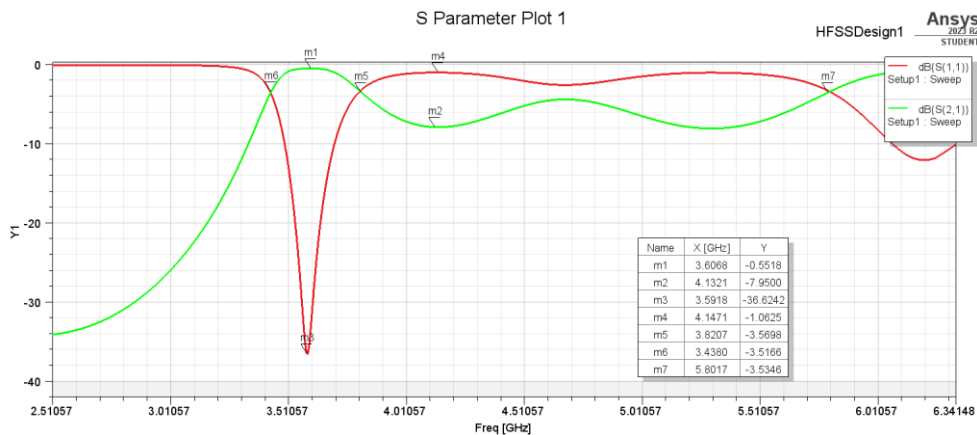


Figura 21. Resultados con el material Rogers RO3010

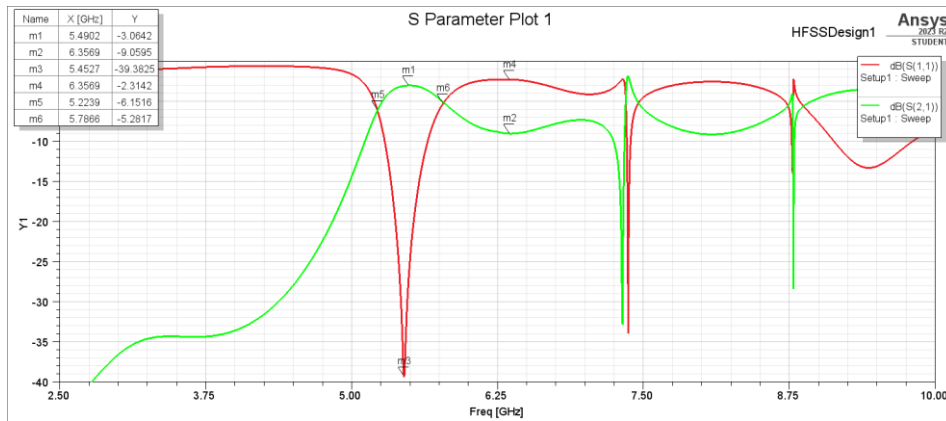


Figura 22. Resultados con el material FR4

En la tabla 7 se recogen los valores numéricos de los puntos de interés de las gráficas de parámetros S de los tres materiales. Comparando los resultados se identifica que el material que ofrece menos pérdidas de transmisión se corresponde con el material más caro, Rogers RO4003, debido a que es el material con menor constante dieléctrica y menor tangente de pérdidas. Además, este material es el que permite obtener un ancho de banda más amplio. Por su parte, el material FR4 presenta unos resultados muy favorables en cuanto a las pérdidas de reflexión (superiores a 30 dB). Los tres materiales presentan resultados similares en los valores referentes a la banda de rechazo. También se observa que la frecuencia central de la banda de paso varía en función del material elegido, y cuanto más baja es la frecuencia, más estrecho se vuelve el ancho de banda del filtro.

Tabla 7. Resultados de los materiales dieléctricos

Material	S ₂₁ BP	S ₂₁ BR	S ₁₁ BP	S ₁₁ BR	Frec.	BW
Rogers RO4003	-0.3815 dB	-7.5459 dB	-35.7267 dB	-1.0735 dB	6.06 GHz	664 MHz
Rogers RO3010	-0.5518 dB	-7.95 dB	-36.6242 dB	-1.0625 dB	3.6 GHz	382.7 MHz
FR4 epoxy	-3.0642 dB	-9.0595 dB	-39.3825 dB	-2.3142 dB	5.45 GHz	562.7 MHz

b. Conductores

En este apartado, el estudio se centra en evaluar por separado las pérdidas causadas por los elementos conductores de la guía SIW. El material usado para estos elementos es el cobre, cuyas características se definen en el capítulo 2.5.1. Primero se incorporan únicamente las pérdidas introducidas por las vías metálicas y posteriormente, se analizan las pérdidas asociadas a las placas conductoras que forman las paredes superior e inferior de la guía. A través de este estudio se puede determinar qué elemento contribuye de manera más significativa en las pérdidas totales de la guía SIW. En la figura 23 se muestran los resultados obtenidos aplicando las pérdidas en las vías y en la figura 24 las referentes a las placas superior e inferior.

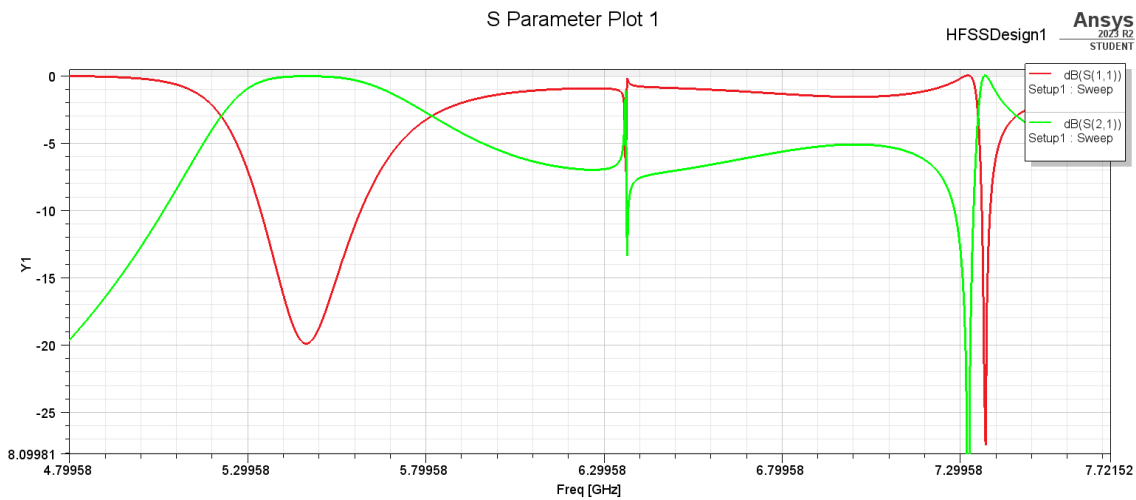


Figura 23. Resultados del modelo únicamente con pérdidas en las vías

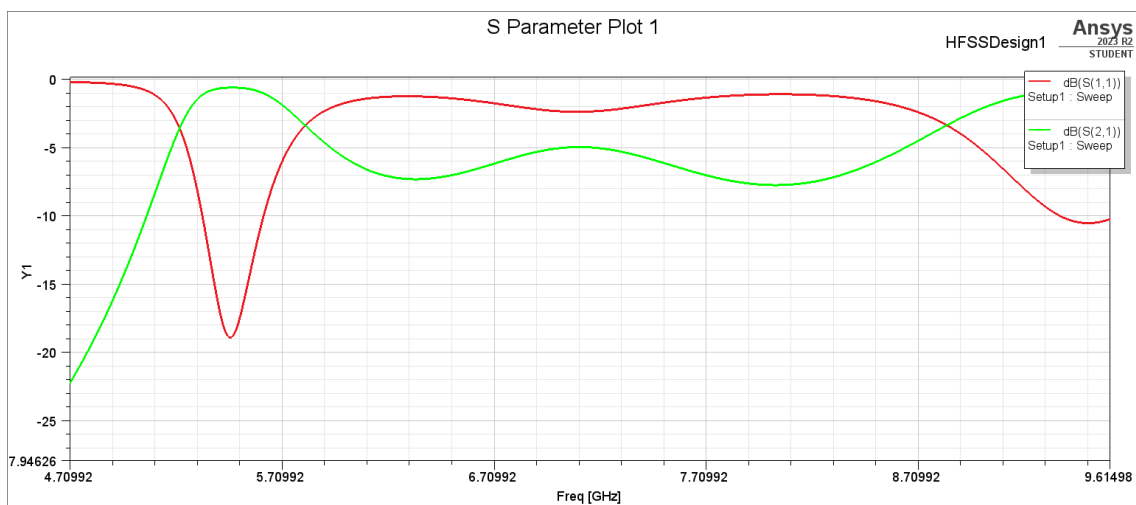


Figura 24. Resultados del modelo únicamente con pérdidas en la pared superior e inferior

En la tabla 8 se comparan las pérdidas que aporta cada elemento conductor de la estructura. Los resultados de la simulación indican que las placas inferior y superior tienen más influencia en las pérdidas de transmisión y reflexión, ya que sus resultados difieren más respecto a los obtenidos en el diseño sin pérdidas.

Tabla 8. Parámetros S del modelo inicial con pérdidas en los conductores

Elemento	S_{21} BP	S_{21} BR	S_{11} BP	S_{11} BR	Frec.	BW
Vías	-0.0688 dB	-6.8897 dB	-19.9037 dB	-1.0101 dB	5.47 GHz	592.8 MHz
Placas superior e inferior	-0.6557 dB	-7.3223 dB	-18.9275 dB	-1.2853 dB	5.5 GHz	581.5 MHz

c. Conjuntas

Finalmente, se obtienen los resultados del modelo con la aplicación de las pérdidas en todos sus elementos. La gráfica de parámetros S de este modelo se muestra en la figura 25 y los valores numéricos en los puntos de interés de la gráfica se recogen en la tabla 9.

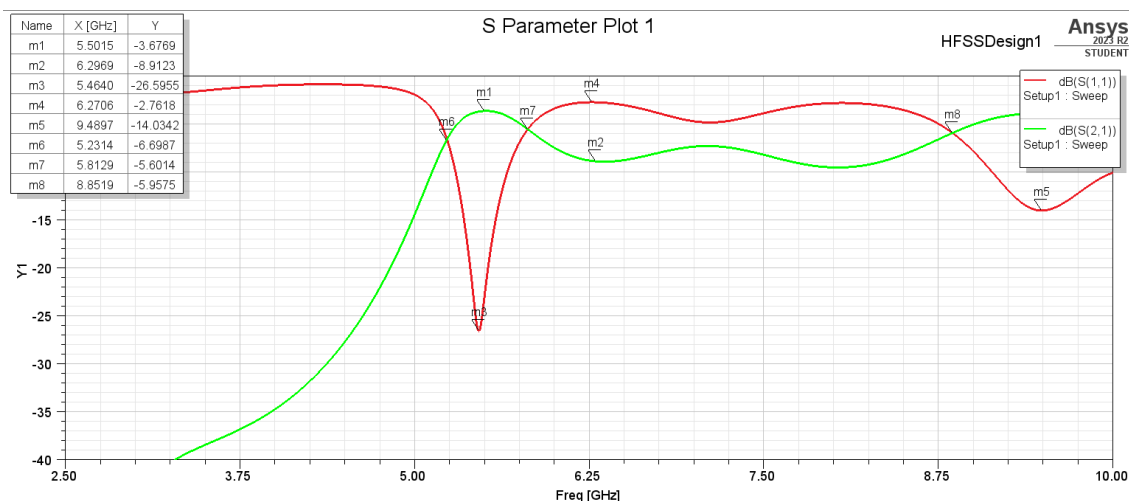


Figura 25. Resultados del modelo con pérdidas de conductor y dieléctrico

Tabla 9. Parámetros S modelo con todas las pérdidas

S_{21} BP	S_{21} BR	S_{11} BP	S_{11} BR	Frec.	BW
-3.6769 dB	-8.9123 dB	-26.5955 dB	-2.7618 dB	5.5 GHz	581.5 MHz

Tras el análisis de los resultados se puede concluir que el material dieléctrico tiene mucha más influencia en los factores de pérdidas que los materiales conductores, sobre todo en las pérdidas de reflexión, ya que, se observa un gran cambio en el valor del parámetro S_{11} en la banda de paso cuando se introducen las pérdidas del material dieléctrico, pasando de 19.8 dB a -39.38 dB. En cuanto a las pérdidas por transmisión, mientras que los elementos conductores aumentan el valor de S_{21} en la banda de paso en un orden de magnitud, el material dieléctrico hace que este aumente dos órdenes de magnitud respecto al que presentaba el diseño sin pérdidas (pasa de 0.0463 dB a 3.6769 dB).

4.2.4. Análisis de los parámetros de la estructura

Al igual que en el apartado anterior, en esta fase del estudio es necesario comenzar con un diseño inicial como referencia que permita comparar de manera efectiva el impacto en los resultados que tiene cada variable de la estructura del dispositivo. Este enfoque facilita la evaluación de la influencia de cada parámetro en el resultado global. Las conclusiones obtenidas a través de este análisis describen cómo modificar los parámetros del diseño inicial para poder mejorar los resultados. Estas optimizaciones son esenciales para asegurar que el diseño final cumpla con los requisitos de calidad suficientes como para pasar a la fase de fabricación.

El diseño inicial sobre el que realizar las modificaciones en este apartado, se escoge porque con estos valores se obtienen resultados favorables en las gráficas de parámetros S una vez añadidas las pérdidas de los materiales de la guía. Por lo tanto, estos valores ofrecen una base sólida para evaluar y comparar las variaciones de los distintos parámetros de la estructura. Los valores del diseño inicial pueden no ser los definitivos para diseño final, ya que es posible que se puedan conseguir mejoras después de realizar el estudio sobre las variables. Los valores utilizados en el diseño inicial se proporcionan en la tabla 10.

Tabla 10. Valores de referencia

Nombre	Valor (mm)
L_0	1
L_1	17
W_{01}	12.9
W_{12}	9.2
Vía_d	0.6
Vía_sep	2
Wg_a	20
h	1

En la figura 26 se muestra la gráfica de parámetros S obtenida en base a los parámetros de referencia del diseño inicial. En ella, se puede identificar la banda de paso del filtro, cuyo rango de frecuencia está comprendido entre 4.7587 y 5.314 GHz, lo que se traduce en un ancho de banda de 555.3 MHz. Además, la banda de rechazo se extiende desde 5.3 hasta 6.95 GHz, con un valor mínimo de -14.3 dB aproximadamente.

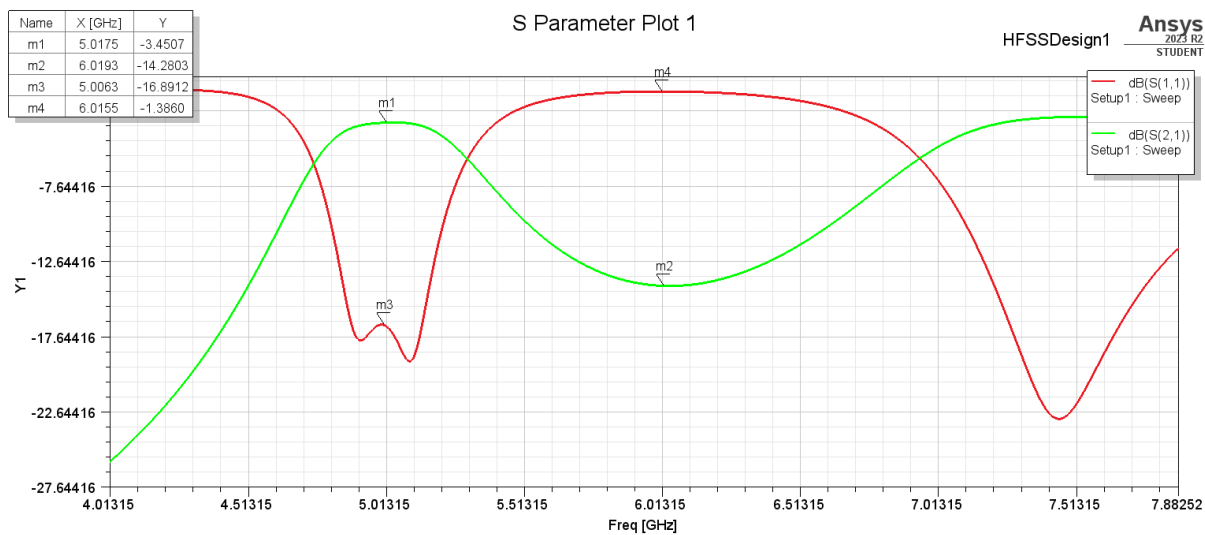


Figura 26. Resultados obtenidos mediante los parámetros de referencia

En la tabla 11 se recogen los resultados numéricos de los parámetros S en los puntos de interés de la gráfica de la figura 26. Los valores de S_{21} en el rango de frecuencias de trabajo marcan las pérdidas de transmisión que, en este caso, alcanzan un máximo de 3.45 dB. Por otra parte, el valor del lóbulo de S_{11} en la banda de trabajo marca las pérdidas por reflexión, las cuales se corresponde con un valor de -16.9 dB.

Tabla 11. Resultados obtenidos con los valores de referencia

Nombre	Frecuencia (GHz)	Potencia (dB)
S_{21} BP	5.0175	-3.4507
S_{21} BR	6.0193	-14.2803
S_{11} BP	5.0063	-16.8912
S_{11} BR	6.0155	-1.386

a. Modificaciones en los iris del filtro

En este proyecto se desarrolla un filtro simétrico de orden dos, por lo que se definen dos tipos de iris: el iris central (entre los resonadores) y los iris externos (entre un resonador y la transición GCPW – SIW), siendo estos últimos iguales entre sí. Por lo tanto, el diseño de los iris del filtro depende principalmente de 4 factores: la distancia de los iris exteriores hasta la estructura de transición (L_0), la distancia del iris central a los iris exteriores (L_1), la anchura de los iris exteriores (W_{01}) y la anchura del iris central (W_{12}).

Una vez analizados los resultados sobre la variación de la posición a la que se encuentran los iris exteriores, se concluye que es preferible colocarlos cerca de la parte de transición. Esta configuración permite obtener buenos resultados en los parámetros S manteniendo un tamaño de guía más pequeño. En la tabla 12 se observa que el valor de las pérdidas de reflexión mejora a medida que disminuye L_0 . La modificación de este parámetro destaca porque presenta una influencia notable sobre la frecuencia central y el ancho de banda del filtro, de manera que, al disminuir L_0 , aumenta tanto el valor de la frecuencia central como el del ancho de banda del filtro.

Tabla 12. Variación de la distancia de los iris exteriores a la estructura de transición.

L_0	S_{21} BP	S_{21} BR	S_{11} BP	S_{11} BR	F_{central}	BW
10	-1.5778 dB	-10.3777 dB	-7.22 dB	-0.7594 dB	4.7 GHz	435 MHz
5	-4.6099 dB	-14.9754 dB	-8.527 dB	-1.4722 dB	4.88 GHz	440 MHz
2	-3.7123 dB	-14.8194 dB	-12.6409 dB	-1.3545 dB	4.95 GHz	528.8 MHz
1	-3.4649 dB	-14.2858 dB	-16.8912 dB	-1.3861 dB	5 GHz	555.3 MHz

El análisis de la modificación de la distancia entre el iris central y los iris externos revela que este parámetro presenta una gran influencia sobre el ancho de banda resultante. Se identifica una relación inversamente proporcional entre L_1 y el ancho de banda, de manera que cuanto mayor es L_1 menor es el ancho de banda del filtro. En la tabla 13 se observa que al modificar el valor de L_1 se producen efectos opuestos en los resultados de las pérdidas. Por un lado, para mejorar las pérdidas de reflexión es conveniente disminuir la distancia. Sin embargo, la mejora de las pérdidas de transición requiere una modificación inversa, es decir, un aumento de la distancia. Pero, al comparar el efecto sobre ambos factores de pérdidas se observa que este parámetro tiene más influencia sobre el coeficiente de reflexión que sobre el coeficiente de transmisión. Por otra parte, para conseguir una banda de rechazo más restrictiva se requiere un mayor valor de L_1 . El análisis permite concluir que la modificación de este parámetro mejora unos resultados mientras empeora otros.

Tabla 13. Variación de la distancia del iris central a la estructura de transición.

L_1	S_{21} BP	S_{21} BR	S_{11} BP	S_{11} BR	F_{central}	BW
18	-3.6193 dB	-15.0269 dB	-18.3949 dB	-1.3239 dB	4.9 GHz	502.8 MHz
17	-3.4649 dB	-14.2858 dB	-16.8912 dB	-1.3861 dB	5 GHz	555.3 MHz
16	-3.2846 dB	-13.4228 dB	-15.7201 dB	-1.4616 dB	5.12 GHz	626.6 MHz

La modificación de la anchura de los iris exteriores ofrece la posibilidad de mejorar simultáneamente ambos parámetros de pérdidas. Como se aprecia en la tabla 14, al

incrementar el valor de W_{01} , se observa una ligera mejora en las pérdidas de transmisión, ya que estas se acercan a 0 dB. Además, el valor de las pérdidas de reflexión experimenta un aumento significativo en valor absoluto, superando incluso los 20 dB. La capacidad de mejorar ambos parámetros con una sola modificación resalta este parámetro sobre los demás a la hora de reajustar el diseño final de manera más eficiente.

Tabla 14. Variación de la anchura de los iris exteriores

W_{01} (mm)	S_{21} BP	S_{21} BR	S_{11} BP	S_{11} BR	F_{central}	BW
13.5	-3.3823 dB	-13.4259 dB	-24.0386 dB	-1.4771 dB	5 GHz	555.3 MHz
12.9	-3.4649 dB	-14.2858 dB	-16.8912 dB	-1.3861 dB	5 GHz	555.3 MHz
12.5	-3.5698 dB	-14.8997 dB	-13.9917 dB	-1.3161 dB	5 GHz	555.3 MHz

Al igual que la anchura de los iris exteriores, la modificación de la anchura del iris central también influye significativamente en el valor de las pérdidas de reflexión en la banda de paso del filtro. Como se observa en la tabla 15, cuanto menor es esta anchura, mayor es el valor absoluto del coeficiente de reflexión a la frecuencia de trabajo. La disminución de este parámetro también muestra mejoras en la banda de rechazo y consigue un menor ancho de banda del filtro.

Tabla 15. Variación de la anchura del iris central

W_{12}	S_{21} BP	S_{21} BR	S_{11} BP	S_{11} BR	F_{central}	BW
9.8	-3.4255 dB	-13.2665 dB	-12.1477 dB	-1.4485 dB	4.98 GHz	630.4
9.2	-3.4649 dB	-14.2858 dB	-16.8912 dB	-1.3861 dB	5 GHz	555.3 MHz
8.6	-3.7133 dB	-15.3411 dB	-30.3558 dB	-1.3382 dB	5.04 GHz	476.4 MHz

b. Modificaciones en el tamaño y separación de las vías

El diseño de las vías metálicas depende de dos parámetros: diámetro y separación. En este apartado se muestra el análisis y las conclusiones obtenidas sobre estos parámetros.

En la tabla 16 se observa que la calidad de los resultados del diseño mejora al aumentar el diámetro de las vías. Cuando se aplican diámetros más grandes el valor absoluto del coeficiente de reflexión a la frecuencia de trabajo es más grande que cuando se introducen diámetros más pequeños. Por su parte, la banda de rechazo se vuelve más restrictiva al aumentar el diámetro, en la tabla se observa mayor diferencia entre los valores S_{21} BR y S_{11} BR cuando el diámetro de las vías es mayor. Este valor también muestra una relación inversamente proporcional con el ancho de banda del filtro, de forma que cuanto mayor es el diámetro menor es el ancho de banda.

Tabla 16. Variación del diámetro de las vías

Vía_d	S_{21} BP	S_{21} BR	S_{11} BP	S_{11} BR	F_{central}	BW
1	-3.8781 dB	-16.4488 dB	-20.1971 dB	-1.2776 dB	5.13 GHz	465.2 MHz
0.8	-3.6475 dB	-15.3041 dB	-19.2436 dB	-1.3622 dB	5.0625	502.8 MHz
0.6	-3.4649 dB	-14.2858 dB	-16.8912 dB	-1.3861 dB	5 GHz	555.3 MHz

El aumento de la separación de las vías supone un aumento en las pérdidas por radiación, ya que el campo deja de estar completamente confinado en la guía. Los resultados recogidos en

la tabla 17, confirman que aumentar demasiado este valor supone una degradación en los resultados de parámetros S, principalmente en las pérdidas por reflexión. Al incrementar la separación entre las vías, la banda de rechazo se vuelve menos restrictiva.

Tabla 17. Variación de la distancia de separación entre las vías

Vía_sep	S ₂₁ BP	S ₂₁ BR	S ₁₁ BP	S ₁₁ BR	F _{central}	BW
4	-3.2704 dB	-13.3692 dB	-12.395 dB	-1.4087 dB	4.9 GHz	656.6 MHz
3	-3.3455 dB	-14.1133 dB	-16.4903 dB	-1.3594 dB	4.97 GHz	571 MHz
2	-3.4649 dB	-14.2858 dB	-16.8912 dB	-1.3861 dB	5 GHz	555.3 MHz

c. Modificación del tamaño de la guía

Para el tamaño de la guía se tienen en cuenta dos parámetros: la separación entre las dos bandas de vías metálicas que forman las paredes laterales y el grosor del sustrato. La anchura del sustrato depende de la separación entre las filas de vías laterales y la longitud total de la guía depende de la longitud de la transición y las distancias de los iris. Por tanto, solo queda realizar el estudio de los dos parámetros mencionados.

El aumento de la separación entre las filas de vías laterales produce un efecto negativo en el funcionamiento de la guía. En las frecuencias más bajas, se detecta una anomalía en el comportamiento del parámetro S₁₂. Al incrementar el valor de la anchura, se observa que los valores de S₁₂ aumentan más lentamente con el incremento de la frecuencia al acercarse a la banda de paso del filtro. Habitualmente, estos valores comienzan a crecer a frecuencias más cercanas a la banda de paso y alcanzan su máximo en un intervalo de frecuencias más corto. Por lo tanto, aunque los resultados en los valores de las pérdidas mejoren con el aumento de la anchura, no se deben exceder ciertos límites para evitar agravar el efecto negativo producido en las frecuencias inferiores a la banda de paso. El efecto descrito se aprecia comparando las figuras 27 y 28. En la tabla 18 se muestra como al aumentar la anchura entre las filas de vías laterales, se consiguen mejoras tanto en las pérdidas de reflexión como en la banda de rechazo.

Tabla 18. Variación de la separación entre las filas de vías laterales

Wg_a	S ₂₁ BP	S ₂₁ BR	S ₁₁ BP	S ₁₁ BR	F _{central}	BW
21	-3.4752 dB	-15.44 dB	-16.9 dB	-1.2578 dB	4.94 GHz	540.3 MHz
20	-3.4649 dB	-14.2858 dB	-16.8912 dB	-1.3861 dB	5 GHz	555.3 MHz
19	-3.3849 dB	-12.7053 dB	-16.6164 dB	-1.58	5.1 GHz	592.8 MHz

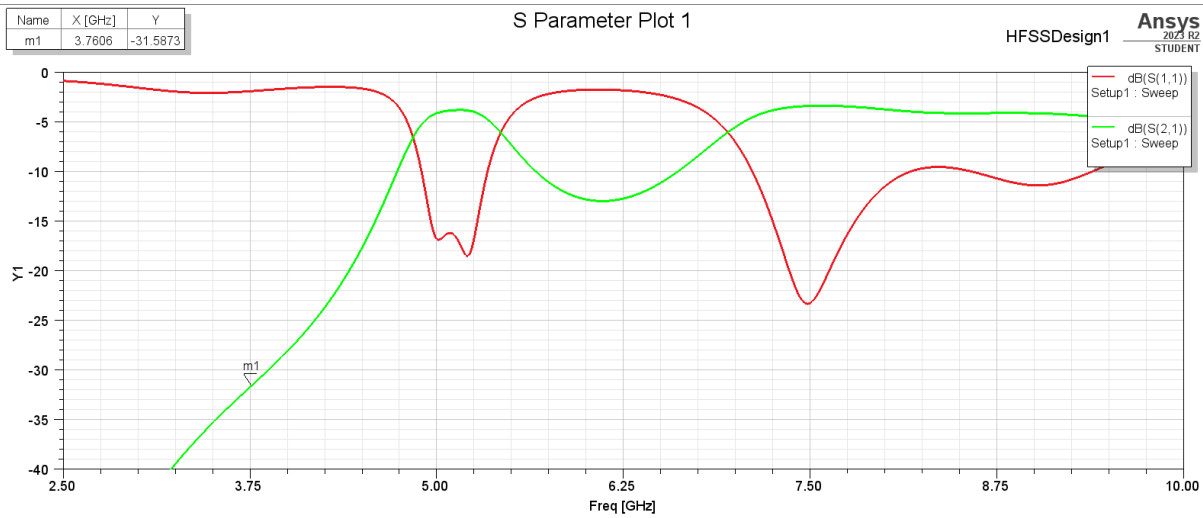


Figura 27. Gráfica de parámetros S con $Wg_a = 19$ mm

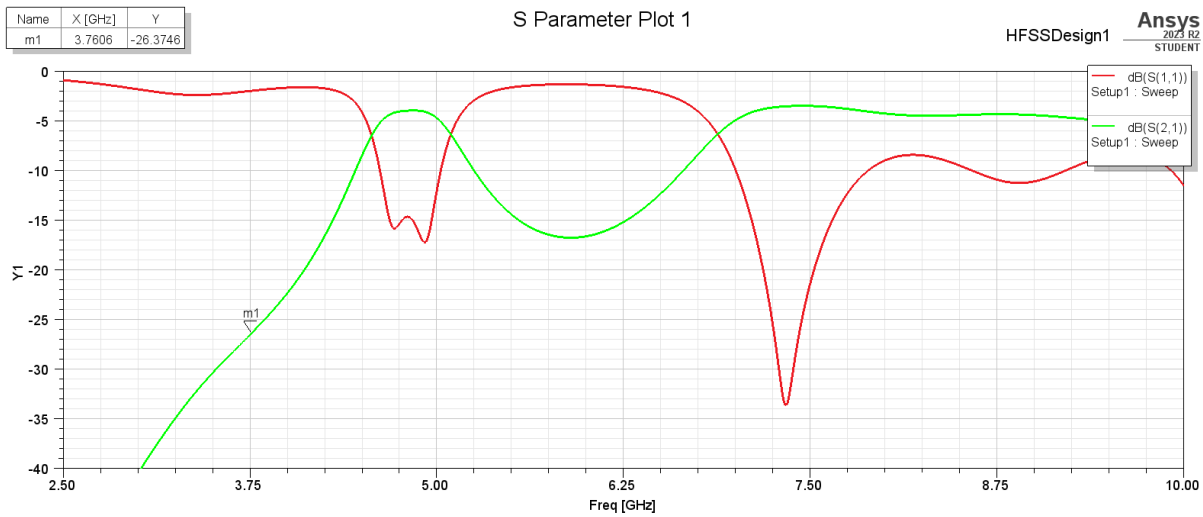


Figura 28. Gráfica de parámetros S con $Wg_a = 22$ mm

Las pérdidas y el tamaño del sustrato tienen una relación inversamente proporcional. Teóricamente, el grosor del sustrato no tiene mucha influencia en los resultados de los parámetros S, ya que en el modo de propagación en el que funciona el dispositivo no se producen variaciones en el eje vertical. Como se explica al final del apartado 2.5, en las guías SIW los modos de propagación con variación vertical presentan frecuencias de corte muy altas, lo que permite obviar estos modos en estructuras tan estrechas como las SIW. Sin embargo, en la práctica el grosor sí influye en las pérdidas del dispositivo. Las guías de onda con un grosor muy pequeño presentan un campo eléctrico muy elevado debido a la diferencia de tensión entre dos placas tan cercanas entre sí. Cuanto más estrecha la guía, mayor es la diferencia de tensión, lo que genera un campo eléctrico más intenso y, por lo tanto, mayores pérdidas. Este efecto se comprueba a través de los valores de la tabla 19 donde se identifica una notable mejora en las pérdidas de reflexión al aumentar el grosor del sustrato.

Tabla 19. Variación del grosor del sustrato

h	S ₂₁ BP	S ₂₁ BR	S ₁₁ BP	S ₁₁ BR	F _{central}	BW
1	-3.4649 dB	-14.2858 dB	-16.8912 dB	-1.3861 dB	5 GHz	555.3 MHz
1.2	-3.4112 dB	-13.8768 dB	-20.934 dB	-1.4683 dB	5 GHz	570.3 MHz
1.6	-0.665 dB	-12.3467 dB	-28.7621 dB	-0.612 dB	4.98 GHz	585.3 MHz

4.2.5. Diseño final

Una vez analizados los efectos de los parámetros que componen la estructura, se puede tomar decisiones sobre posibles modificaciones y ajustes sobre el diseño. Estos cambios son simulados y se evalúan los resultados de forma que se pueda determinar cuál es la configuración más óptima para proceder con las siguientes fases del proyecto. Después de realizar todas las correcciones necesarias se llega a la conclusión de que la configuración adecuada para realizar el estudio real es la mostrada en la tabla 20. Esta configuración se corresponde finalmente con la escogida como diseño inicial en el apartado 4.2.4, a excepción del parámetro correspondiente al grosor del sustrato cuyo valor aumenta a 1.6 mm.

Tabla 20. Valores numéricos de los parámetros del diseño final

Nombre	Valor (mm)
L ₀	1
L ₁	17
W ₀₁	12.9
W ₁₂	9.2
Via_d	0.6
Via_sep	2
Wg_a	20
h	1.6

En la figura 29 se muestran los valores de los parámetros S obtenidos con los parámetros definitivos del filtro. La banda de paso del filtro presenta un ancho de banda de 566 MHz, superior al obtenido con 1mm de grosor. El rango de frecuencia de trabajo que soporta la estructura va de 4.74 a 5.306 GHz. La banda de rechazo alcanza un valor mínimo de -13.8854 dB. En la gráfica se aprecia una importante mejora en el valor de los coeficientes de transmisión y reflexión, en la tabla 21 se especifica un valor numérico para estos puntos. El diseño consigue valores muy cercanos a cero en las pérdidas de transmisión y muy por encima de 15 dB para las pérdidas de reflexión.

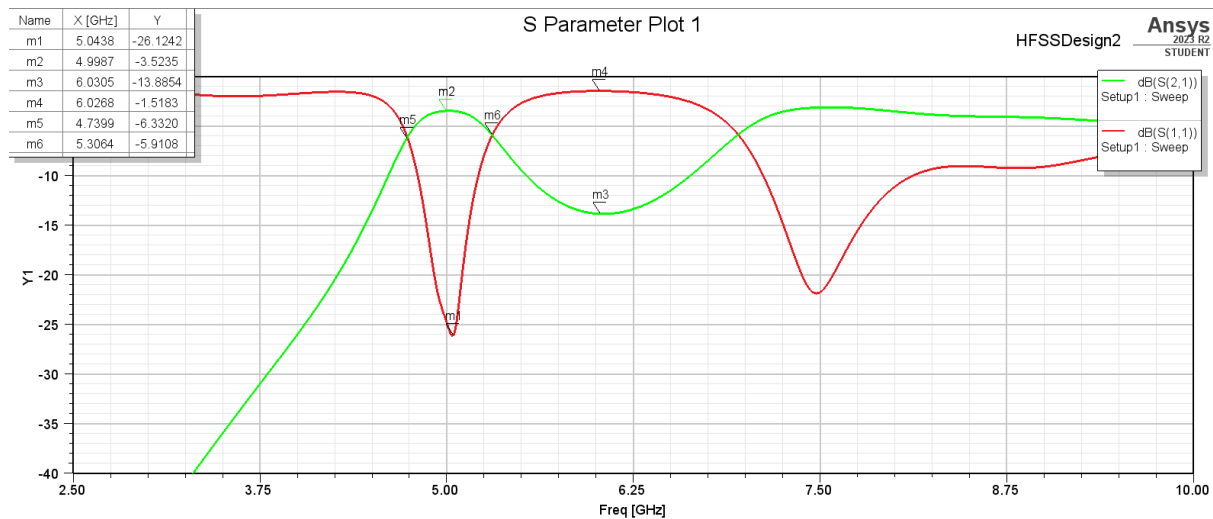


Figura 29. Gráfica de parámetros S del diseño final

Tabla 21. Valores numéricos parámetros S del diseño final

Nombre	Frecuencia (GHz)	Potencia (dB)
S ₂₁ BP	4.9987	-3.5235
S ₂₁ BR	6.0305	-13.8854
S ₁₁ BP	5.0438	-26.1242
S ₁₁ BR	6.0268	-1.5183

4.2.6. Preparación del diseño para la fabricación

Antes de proceder a la fase de fabricación, se requiere realizar un paso intermedio en el que se prepara el formato del dispositivo para su posterior revisión por el proveedor. En este proyecto, se selecciona JLCPCB como proveedor, el cual necesita los archivos en extensión Gerber. Existen varios programas que permiten convertir el diseño de PCB entre los dos formatos, DXF y Gerber. Se opta por EasyEDA, un software libre muy integrado con JLCPCB. Este software permite trabajar de forma gratuita y en línea, con una interfaz sencilla que optimiza el proceso.

La herramienta EasyEDA facilita el proceso, puesto que hay que seguir una serie de sencillos pasos. Primero, se selecciona la opción de PCB y se importa el diseño en formato DXF. El software muestra la cara superior del diseño de forma esquemática a modo de orientación, permitiendo añadir los elementos y capas en su posición y tamaño exactos. Es crucial verificar que todas las capas y elementos colocados están asignados al material correcto y cumplen las características requeridas. En esta fase del desarrollo del proyecto, se añade la máscara de soldadura necesaria para colocar los conectores, lo cual es esencial para obtener los resultados reales. Una vez completado el diseño, se especifica el grosor del sustrato y se exporta a Gerber.

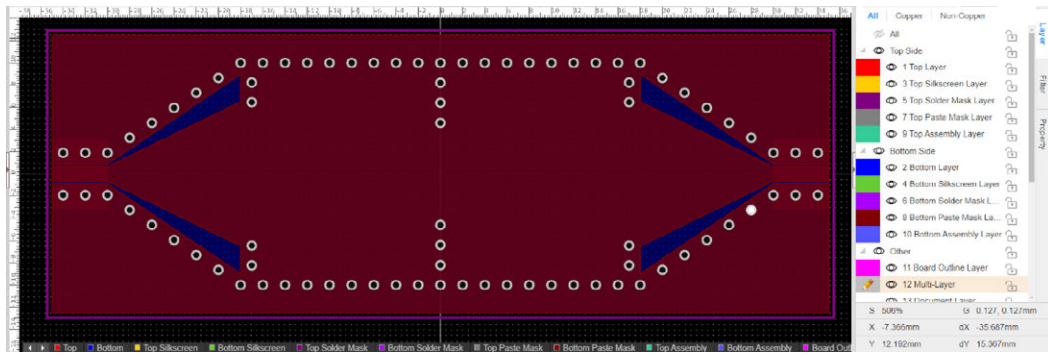


Figura 30. Visualización del diseño final en EasyEDA

EasyEDA permite obtener una visualización de la estructura de la PCB en 2D y 3D, de forma que se puede comprobar fácilmente la correcta colocación de elementos y dimensiones. En las figuras 31 y 32 se observa la visualización de la guía en 3D ofrecida en EasyEDA.

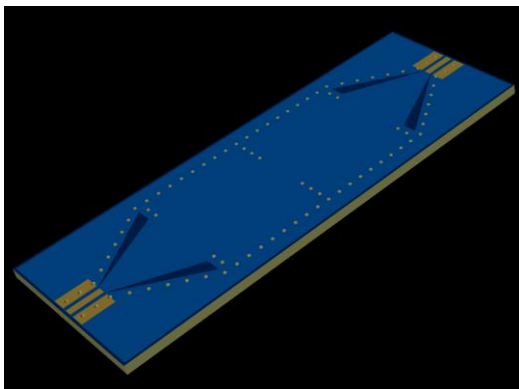


Figura 31. Capa superior en 3D

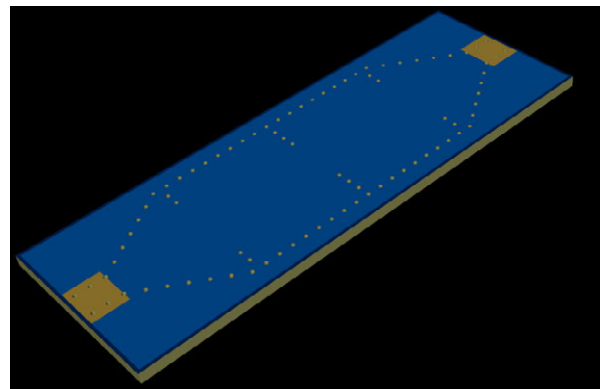


Figura 32. Capa inferior en 3D

5. Resultados

Una vez finalizado el proceso de simulación y determinado el diseño sobre el que realizar las pruebas reales, se realiza la solicitud de fabricación. El dispositivo físico enviado por el fabricante JLCPCB se muestra en las figuras 33 y 34.

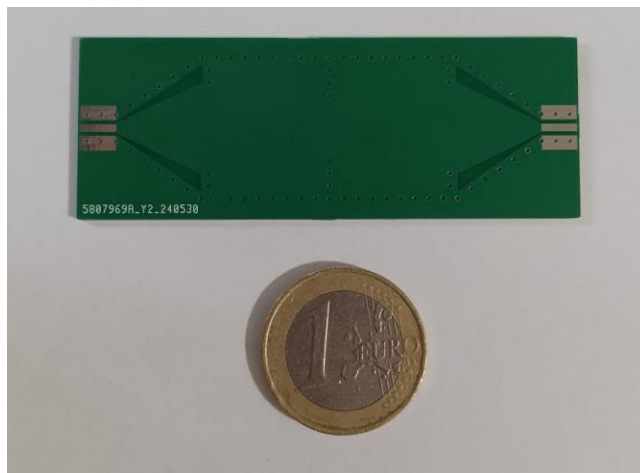


Figura 33. Parte superior del diseño físico de la guía SIW

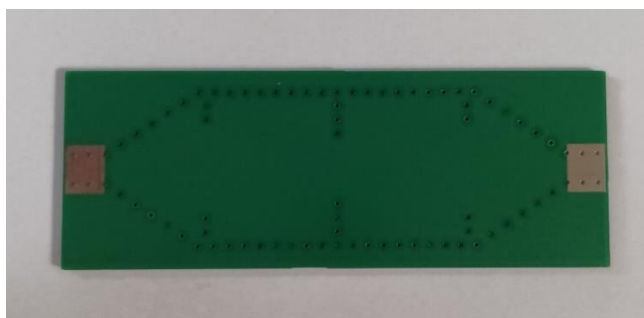


Figura 34. Parte inferior del diseño físico de la guía SIW

Se observa que algunas de las vías no llegan a atravesar el sustrato al completo. Estas vías "ciegas" se pueden observar mejor en las figuras 35, 36 y 37. Esta anomalía se debe a que el interior de las vías se ha cubierto por máscara de soldadura. Como la función de las vías es ejercer como paredes laterales en el interior de la guía, solo es importante su parte externa y, por lo tanto, no debería afectar a los resultados obtenidos con el prototipo.



Figura 35. Vías "ciegas" 1

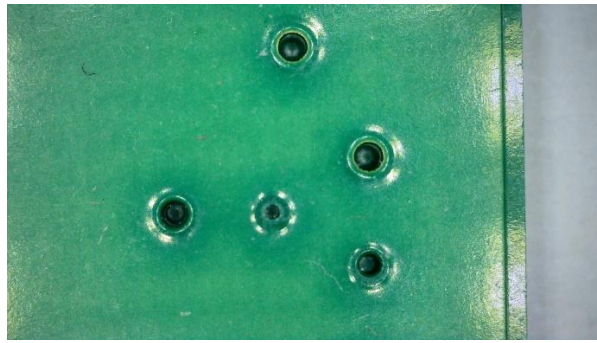


Figura 36. Vías "ciegas" 2

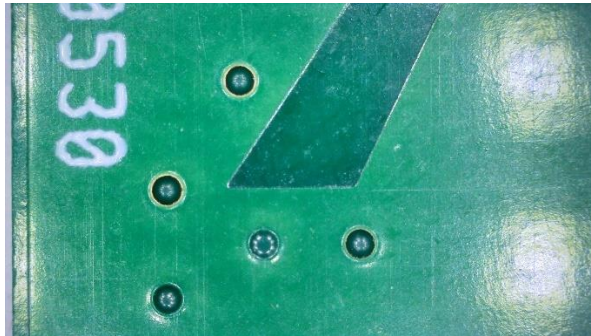


Figura 37. Vías "ciegas" 3

Se identifica un defecto de fabricación al observar muy de cerca el prototipo, en la parte superior de la figura 38 se observa que la pista central esta cortocircuitada con los planos de masa laterales. En la figura 39 se observa como la respuesta de los parámetros S_{11} y S_{22} es próxima a la de un cortocircuito.

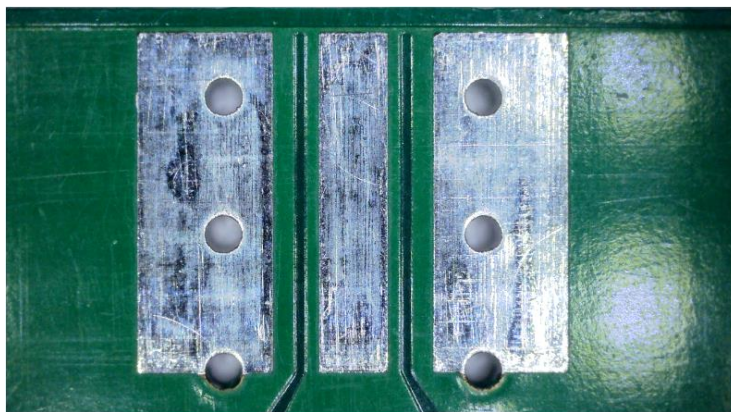


Figura 38. Cortocircuito en los extremos del prototipo

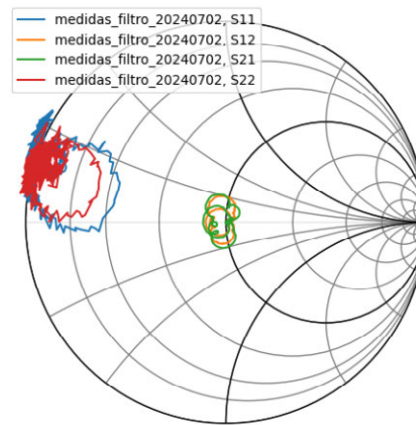


Figura 39. Parámetros S11 y S22 próximos al cortocircuito

Al estar ya soldados los conectores SMA, para arreglar este defecto se raspa el trozo de pista que causa el cortocircuito hasta que es eliminado. Si los conectores no estuvieran soldados, el defecto se solventaría cortando o limando el borde de la PCB. En las figuras 40 y 41 se observa cómo se arranca el trozo de pista problemático.

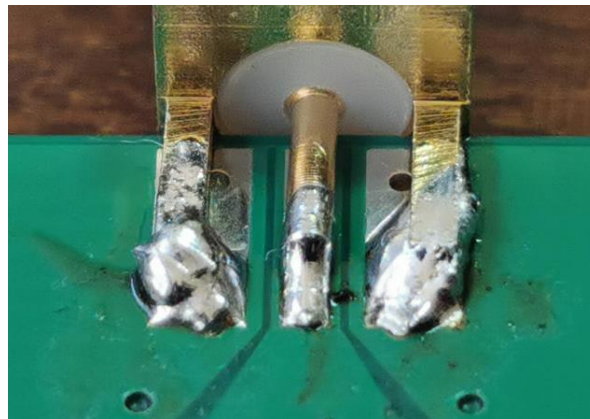


Figura 40. Pista cortocircuitada

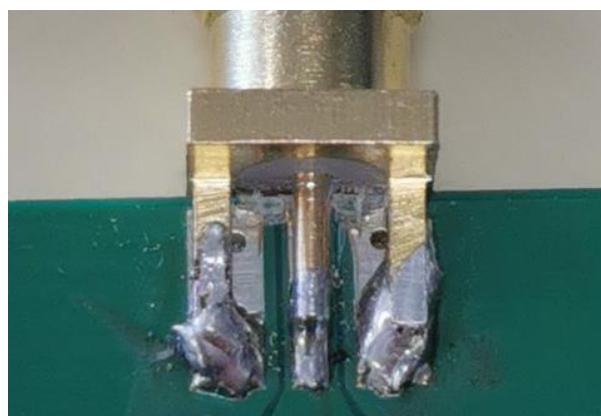


Figura 41. Cortocircuito arrancado

Para la obtención de las medidas reales se usa un analizador de redes vectorial, cuya función es sacar la gráfica de parámetros S del filtro físico. En este proyecto se utiliza específicamente un analizador de espectros de Rohde and Schwarz modelo FSL6. Este instrumento es capaz de medir frecuencias hasta 18 GHz, por lo que puede soportar perfectamente la banda de frecuencia a la que trabaja el prototipo desarrollado en el

proyecto. Además, este analizador es capaz de medir señales con anchos de banda muy amplios (hasta 28 MHz), puede detectar interferencias espurias a -60 dBc o inferiores y tiene una precisión de ± 0.8 dB o mejor. [37]

Antes de obtener las medidas es necesario calibrar el analizador. Para ello, se comprueban cuatro elementos de prueba: OPEN (red abierta), SHORT (red en cortocircuito), LOAD (red con carga) y THROUGH (red conectada). Los tres primeros están relacionados con las medidas de reflexión del instrumento y el último con la transmisión. Cada uno de ellos se conecta a los puertos del analizador de forma que, en el momento de realizar las medidas del filtro, el analizador puede corregir las posibles variaciones que el propio equipo genera en los resultados y que afectan a la precisión de los mismos.

Una vez finalizada la calibración, se conecta la guía SIW desarrollada y se obtiene la gráfica de parámetros S. En la figura 42, se observa el filtro conectado al analizador para realizar las medidas reales.

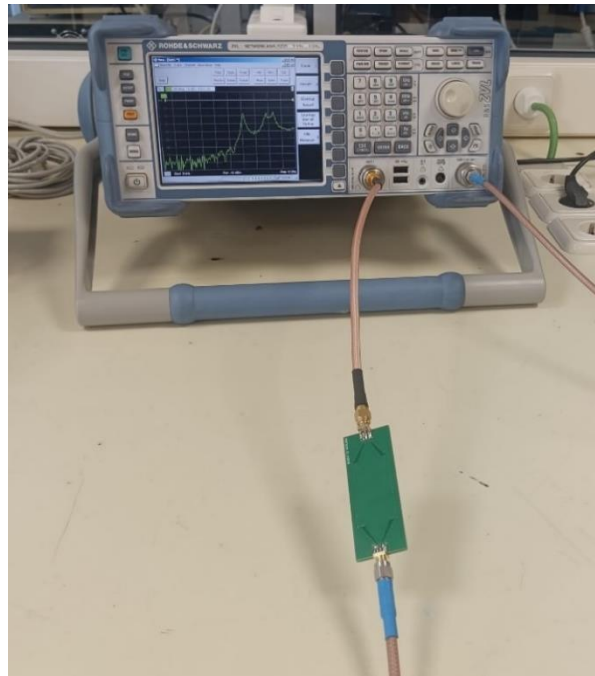


Figura 42. Guía SIW conectada al analizador.

El analizador permite exportar las medidas realizadas para poder representarlas en cualquier herramienta de visualización de datos. En la figura 43 se muestran los resultados obtenidos mediante el analizador de espectros.

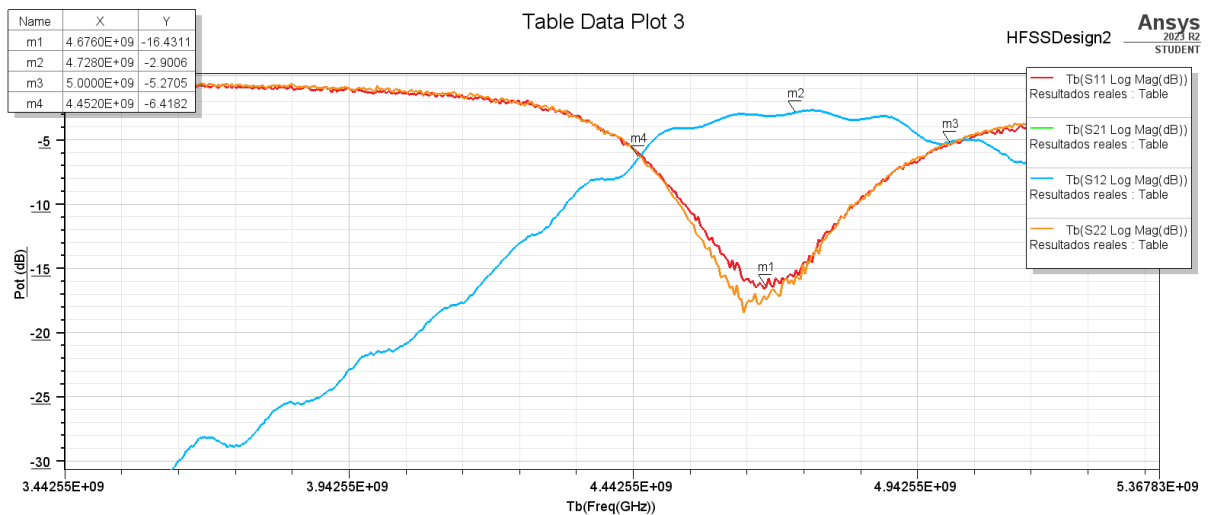


Figura 43. Parámetros S medidos en el analizador.

Al comparar los datos obtenidos en las figuras 29 y 43, se observa un desplazamiento de la banda de paso hacia una frecuencia más baja de lo previsto en los resultados simulados. Mientras que en la simulación la banda está centrada en 5 GHz, en las medidas reales se traslada a 4.7 GHz, aproximadamente. Este fenómeno se produce porque la constante dieléctrica del material FR4 proporcionado por el fabricante no se corresponde con la especificada en la hoja de datos. Además, se observan grandes diferencias en las pérdidas tanto de reflexión como de transmisión. En los resultados simulados, las pérdidas de reflexión superaban los 25 dB y en la realidad no llegan a los 20 dB, esto se debe a que los conectores limitan la adaptación y por ello, es difícil superar los 20 dB. Por otra parte, las pérdidas de transmisión obtenidas en el laboratorio si muestran valores próximos a los obtenidos en la simulación. La diferencia entre ambos valores es de 1 dB, siendo las pérdidas de transmisión del prototipo real menores a las obtenidas en la simulación. En la figura 44 se observan simultáneamente los resultados de la simulación y los de laboratorio (figuras 29 y 43). Las líneas roja y verde se corresponden con los resultados reales y la naranja y la azul con los simulados.

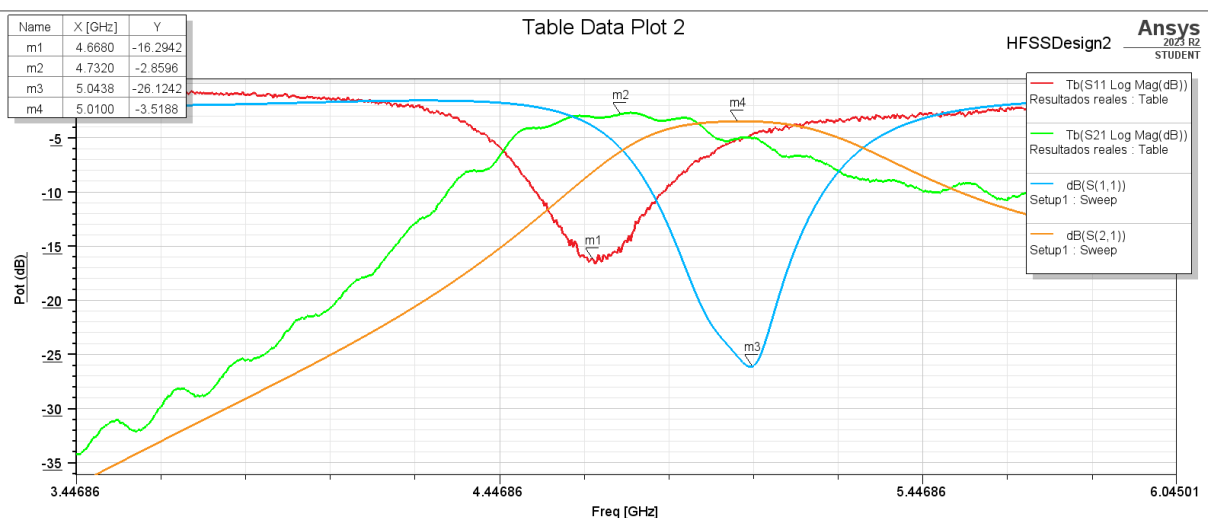


Figura 44. Comparación resultados simulados y reales.

El valor característico de la constante dieléctrica del material FR4 ofrecido en las hojas de especificaciones es de 4.4. Para determinar el valor específico de la constante del FR4

suministrado por el fabricante se utiliza nuevamente el software de simulación ANSYS Electronics. Se realiza un análisis basado en la modificación de la constante dieléctrica del sustrato con el objetivo de desplazar la señal simulada a la misma frecuencia central que se observa en el analizador de espectros. El análisis concluye que el desplazamiento en frecuencia mostrado en las mediciones del laboratorio indica que la constante dieléctrica del FR4 proporcionado por el fabricante es igual a 4.9. En la figura 45 se observa el resultado de los parámetros S simulados en ANSYS cuando se ajusta a 4.9 la constante dieléctrica del FR4 del sustrato.

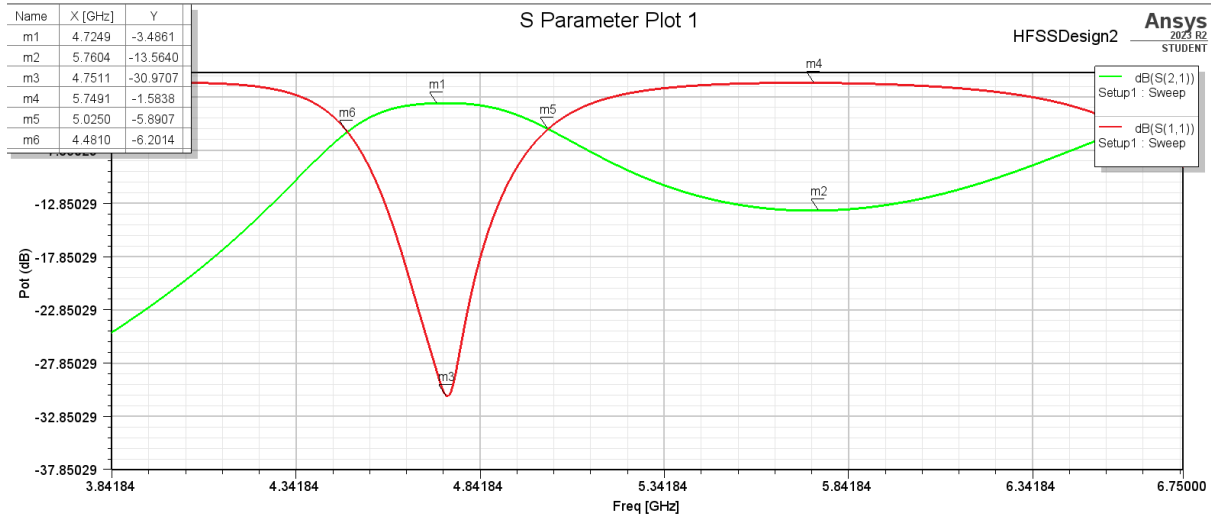


Figura 45. Parámetros S con la constante dieléctrica de FR4 igual a 4.9

En la figura 46 se comparan los resultados simulados con la nueva constante dieléctrica junto a los resultados obtenidos en el laboratorio.

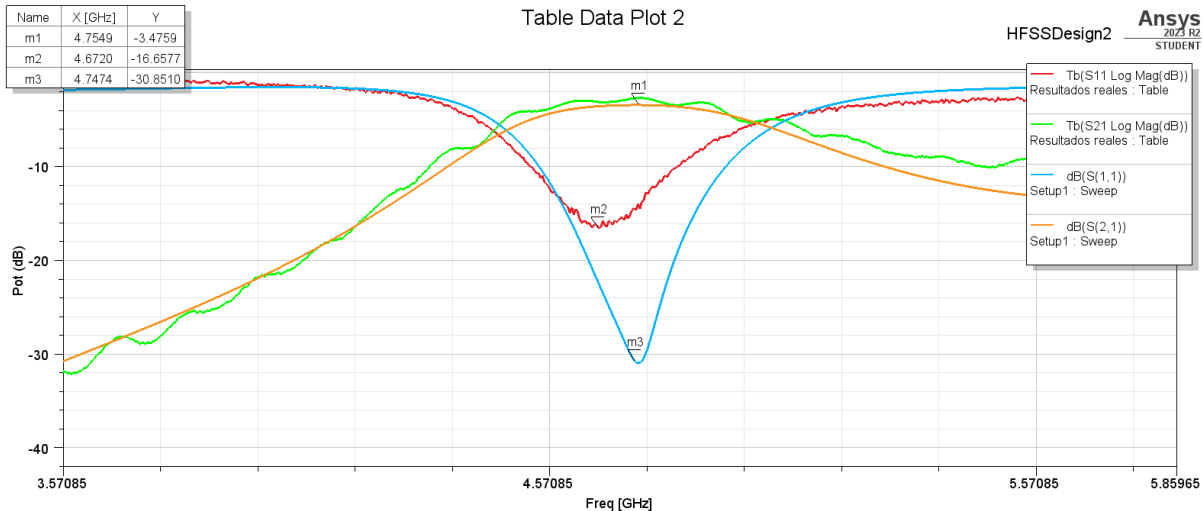


Figura 46. Comparación resultados reales y simulados con la constante dieléctrica igual a 4.9

Por otra parte, el valor de la tangente de pérdidas del material FR4 ofrecido en las hojas de especificaciones es de 0.02. Se utiliza nuevamente el software de simulación ANSYS Electronics para realizar un análisis basado en la modificación de la tangente de pérdidas del sustrato con el objetivo de igualar las pérdidas de transmisión y reflexión a las que presentan los resultados reales. Tras numerosas modificaciones el resultado simulado más próximo al mostrado en el analizador de espectros se corresponde con una tangente de pérdidas de

0.015, menor al especificado. En la figura 47 se muestra el resultado obtenido con la nueva tangente de pérdidas comparado con los resultados medidos en el laboratorio.

En la gráfica de la figura 47 se observa que las pérdidas obtenidas en el resultado del laboratorio no son exactamente iguales a las de la simulación. Con la nueva tangente de pérdidas se ajustan las pérdidas de transmisión, mostrándose muy similares en los resultados simulados y reales. Sin embargo, las pérdidas de reflexión simuladas y reales muestran una diferencia de 20 dB, esto se debe a que estas pérdidas dependen de la adaptación de los conectores SMA, de los cables e incluso de la calibración del analizador de espectros.

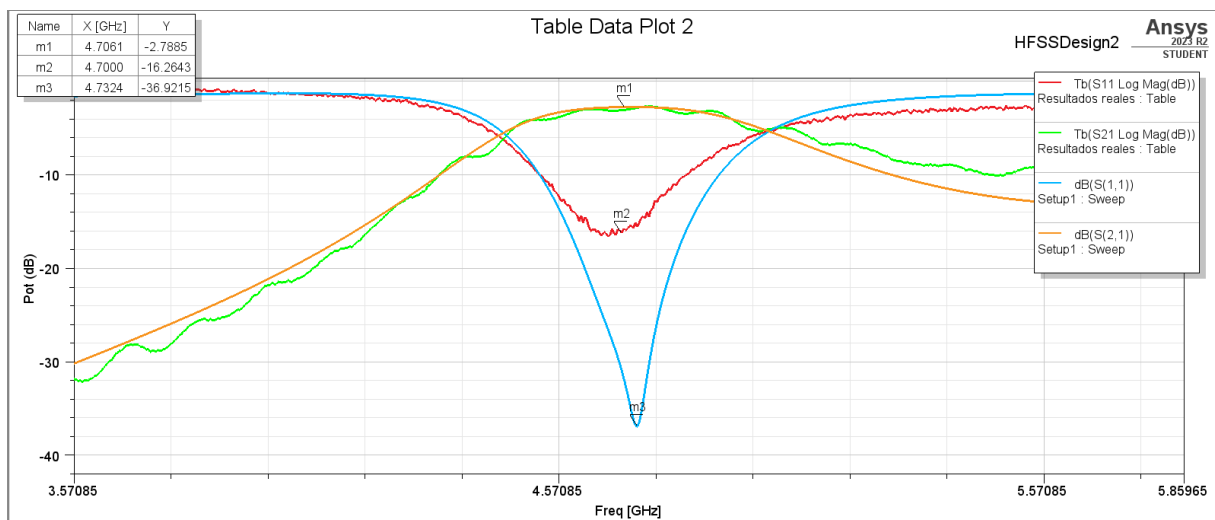


Figura 47. Comparación resultados reales y simulados con la tangente de pérdidas igual a 0.015

6. Presupuesto

El desarrollo de este proyecto de fin de grado abarca aproximadamente 315 horas de trabajo. El tiempo estimado para cada tarea o fase en la que se divide el proyecto se recoge en la tabla 22.

Tabla 22. Desglose de tareas y su duración

Tareas	Tiempo utilizado (horas)
Investigación	70
Familiarización con la aplicación de simulación Ansys Electronics	30
Estudio de proveedor, estándares y materiales	30
Diseño del filtro y simulación	70
Fabricación	10
Pruebas en el laboratorio	10
Análisis y estudios de los resultados	20
Redacción de la memoria	75
Total	315

El salario anual de un ingeniero de telecomunicaciones recién graduado suele establecerse en unos 23.000€. En España se trabajan unas 1830 horas anuales por lo que un ingeniero junior con ese sueldo cobra aproximadamente 12€/hora, lo que hace un total de 3780€ por las 315 horas totales.

Las herramientas de software y aplicaciones utilizadas en el desarrollo del proyecto son gratuitas o se ha usado su versión gratuita, por lo que no añaden costes al proyecto. El coste de los materiales y recursos necesarios para el desarrollo de este proyecto se resumen en la tabla 23.

Tabla 23. Coste de los materiales no fungibles

Materiales no fungibles	Precio de venta	Tiempo de uso	Amortización	Coste final
Ordenador	430€	8 meses	5 años	57.3€
Analizador Rohde and Schwarz FSL6	4093€	8 meses	10 años	272.86€
Kit calibración OSLT	190€	8 meses	10 años	12.6€
Soldador de estaño	40€	8 meses	1 año	26.6€
Total				369.36€

En la tabla 24 se muestran los costes de fabricación de la guía SIW, los conectores y el estaño para la soldadora.

Tabla 24. Costes de los materiales fungibles

Materiales fungibles	Coste
Conectores SMA para soldadura PCB x2	0.7€
Estaño para la soldadura	7€
Fabricación de la PCB	1.84€
Gastos de envío	19.17€
Total	29.41€

En cuanto a la fabricación, se consideran dos opciones de fabricantes especializados en PCB (Placas de Circuito Impreso): JLCPCB y PCBWay. Ambos fabricantes aportan características similares en cuanto a costos y eficiencia. Finalmente se escoge el fabricante JLCPCB.

Se añade un 15% de coste indirecto sobre los costes directos, es decir, la mano de obra y los materiales no fungibles. Se aplica un 6% de beneficio industrial sobre la estimación de costes directos e indirectos. Finalmente, se suman los materiales fungibles y se aplica un impuesto del 21%. En la tabla 25 se muestra el impacto económico total de este proyecto de fin de grado.

Tabla 25. Impacto económico total

Impacto económico	Coste
Mano de obra	3730€
Recursos materiales	369.36€
Costes directos	4099.36€
Coste indirecto (15%)	614.9€
Costes directos e indirectos	4714.26€
Beneficio industrial (6%)	282.86€
Materiales/fabricación	29.41€
Subtotal	5026.53€
Tasa del 21%	1055.57€
Total	6082.1€

7. Impacto del proyecto

Los estudios y análisis realizados en este proyecto aportan análisis e información relevante sobre el uso de tecnología SIW en el desarrollo de aplicaciones de alta frecuencia. Concretamente, el proyecto recoge estudios sobre la utilización de estándares y materiales que permiten abaratar el proceso de diseño y fabricación de los dispositivos. Por lo tanto, este proyecto se enfoca principalmente en provocar un impacto económico y tecnológico en el sector de desarrollo de guías SIW.

Por un lado, en el ámbito tecnológico, el proyecto destaca la necesidad de investigar y desarrollar nuevos materiales que permitan la fabricación de guías de onda eficientes y con bajas pérdidas, que mantengan un coste bajo. Los resultados del estudio demuestran que mediante el uso del material FR4 se pueden obtener resultados adecuados en aplicaciones de alta frecuencia, por lo que puede ser viable utilizar este y otros materiales de bajo coste en este tipo de aplicaciones. Sin embargo, los resultados muestran que la información aportada por los fabricantes puede no ser del todo fiable. Por lo que, el proyecto subraya la importancia de la transparencia y caracterización precisa de los materiales para poder obtener los resultados esperados. Este proyecto puede ser el inicio de otros estudios sobre alternativas que también puedan ofrecer buenos resultados sin elevar los costes de fabricación. Estas nuevas vías de investigación pueden dar lugar a innovaciones tecnológicas en el sector de la tecnología de alta frecuencia.

En cuanto al impacto económico, el proyecto subraya los inconvenientes del uso de materiales de bajo coste y estándares de medida habituales en aplicaciones que requieren bajas pérdidas y alta precisión. Los resultados muestran que mediante el uso del material FR4 se pueden obtener resultados adecuados para el funcionamiento de un filtro de orden 2 que funciona en la banda de microondas, por lo que se puede considerar el uso de este y otros materiales de bajo coste a la hora de diseñar y fabricar dispositivos que funcionen en dichas bandas de frecuencia. Por lo tanto, este proyecto puede ser el inicio de una serie de estudios centrados en la caracterización de materiales de bajo coste de forma que la información aportada sobre ellos sea fiable y se puedan obtener unos resultados más precisos. Esta información permitiría que utilizar este tipo de materiales en aplicaciones de alta frecuencia fuese viable y se reducirían los costes de fabricación.

8. Conclusiones

8.1. Conclusiones

En este proyecto de fin de grado se realiza un estudio sobre la viabilidad de la reducción de costes en el desarrollo de filtros con tecnología SIW, mediante la simulación y fabricación de un filtro paso banda de orden 2 compuesto por materiales de bajo coste y medidas estandarizadas en la fabricación de PCB. Se comparan los resultados simulados y reales y se obtienen las siguientes conclusiones:

- Se observa un desplazamiento en la banda de paso del filtro, de forma que esta se sitúa a frecuencias más bajas que la mostrada en los resultados simulados, concretamente pasa de estar centrada en 5 GHz a 4.7 GHz. Este cambio en la frecuencia se debe a que el material dieléctrico real presenta una constante dieléctrica diferente a la que se detalla en la hoja de especificaciones. Mediante un proceso de simulación se aproximan los resultados reales y simulados y se determina que la constante dieléctrica del FR4 que realmente ofrece el fabricante tiene un valor en torno a 4.9, mientras que el valor especificado en las hojas de características es 4.4. Dado que el material FR4 no está diseñado para tener una constante dieléctrica fija, un aumento de un 11.36% en su valor no es un cambio demasiado elevado.
- Los resultados de las pérdidas obtenidos en el laboratorio no se corresponden con los simulados. Por un lado, se consiguen valores 1 dB mejores en las pérdidas de transmisión de los resultados reales, lo que indica que la tangente de pérdidas del material FR4 real es algo mejor que la especificada en las hojas de características. Se modifica la tangente de pérdidas hasta que los resultados se igualan. Esto se consigue cuando esta variable alcanza un valor de 0.015. Por otra parte, las pérdidas de reflexión obtenidas en el laboratorio tienen un deterioro de 20 dB respecto a las simuladas. Esto se debe a que las pérdidas de reflexión dependen de factores externos como los conectores SMA, los cables o la calibración del analizador.

Los resultados del proyecto muestran que el uso del material FR4 para el sustrato de la guía SIW presenta una desventaja importante: las características especificadas por los fabricantes pueden no corresponderse con las que el material presenta realmente, es decir, la información facilitada no es del todo fiable. Por esta razón no es recomendable su uso cuando se quiere trabajar a una frecuencia concreta con poco margen de error y/o cuando sea necesario obtener unos factores de pérdidas muy bajos. Por otro lado, en el proyecto se muestra que se pueden obtener resultados adecuados al utilizar materiales de bajo coste, como FR4, en la fabricación del sustrato de guías SIW a frecuencias de microondas. Por tanto, se puede concluir que, si la información sobre los materiales de bajo coste fuera más fiable o sus características dieléctricas fueran más estables, estos se podrían utilizar para el diseño de guías SIW a frecuencias de microondas.

8.2. Trabajos futuros

En este proyecto se recogen datos correspondientes a un análisis de materiales y medidas, escogidas con el objetivo de abaratar el diseño de dispositivos de tecnología SIW. Los resultados del proyecto muestran que el principal problema, por el que el uso de este tipo de materiales no es recomendable, es que la información proporcionada acerca de ellos no es fiable. Por otro lado, los resultados muestran que se pueden obtener buenos resultados de pérdidas al usar materiales de bajo coste como FR4.

Como proyectos futuros puede ser interesante un estudio donde se consideren nuevas formas de diseñar tecnología SIW sin elevar los costes de fabricación. Estas nuevas líneas de investigación pueden estar orientadas a la caracterización de otros materiales de bajo coste cuya información no es fiable o la elección de materiales de bajo coste innovadores para el diseño del sustrato.

9. Referencias

- [1] G. A. Merletti, «Circuitos para aplicaciones en radiofrecuencia y microondas,» 2016.
- [2] F. Santacruz, F. Cabrera, J. Ribadeneira y D. Veloz, «Red de alimentación en tecnología SIW para redes de antenas en banda milimétrica,» *Maskay*, vol. 9, nº 1, p. 6, 2018.
- [3] A. O. Nwajana y Y. K. S. K., «Practical Approach to Substrate Integrated Waveguide (SIW) Diplexer: Emerging Research and Opportunities,» 2020.
- [4] A. O. Nwajana y O. E. R., «A review on SIW and its applications to microwave components,» *Electronics*, vol. 11, nº 7, 2022.
- [5] C. J. L. Velásquez, «ResearchGate,» Universidad de los Andes, Marzo 2020. [En línea]. Available: https://www.researchgate.net/figure/Figura-11-Espectro-electromagnetico_fig4_341772099. [Último acceso: 11 febrero 2024].
- [6] «Huawei,» 22 02 2023. [En línea]. Available: <https://forum.huawei.com/enterprise/es/%C2%BFqu%C3%A9-son-las-microondas/thread/667237027441164288-667212889045479424>. [Último acceso: 20 Mayo 2024].
- [7] «Electricity Magnetism,» [En línea]. Available: <https://www.electricity-magnetism.org/es/microondas-definicion-propiedades-y-aplicaciones/>. [Último acceso: 20 Junio 2024].
- [8] R. S. Matías, «Estudio de la propagación electromagnética en el interior de las guías integradas en sustrato (SIW). Aplicación al diseño de filtros con estructuras metamateriales,» Universidad de Cantabria, Santander, 2023.
- [9] A. V. Hellín, «Diseño de filtros microondas basados en estructuras de guía de onda integrada (SIW),» Universidad Politécnica de Cartagena, Cartagena, 2017.
- [10] J. Amado, F. Bianco y G. Naldini, «Caracterización de amplificadores de microondas: de los Parámetros-S a los Parámetros-X,» *REVISTA FACULTAD DE CIENCIAS EXACTAS, FÍSICAS Y NATURALES*, vol. 3, nº 2, 2016.
- [11] P. N. Stroski, «Electrical Library,» 20 07 2018. [En línea]. Available: <https://www.electricalibrary.com/2018/07/20/o-que-sao-guias-de-onda/>. [Último acceso: 10 febrero 2024].
- [12] D. V. Navarro Méndez, L. F. Carrera Suárez y M. Baquero Escudero, «Guías de Onda Integradas en Substrato para Aplicaciones en las Bandas de Microondas y Ondas Milimétricas,» 2010.

- [13] A. Díaz Morcillo, J. Fayos Fernández y J. Monzó Cabrera, MICROONDAS: Líneas de transmisión, Guías de onda y cavidades resonantes., Cartagena: Universidad Politécnica de Cartagena, 2015.
- [14] A.-M. S. Delgado, «Guías de ondas,» Universidad Oberta de Cataluña, 2013.
- [15] «Luz-Wiki,» 23 julio 2012. [En línea]. Available: https://luz.izt.uam.mx/wikis/mediawiki/index.php/Radiacion:_Guias_de_onda. [Último acceso: 2 Abril 2024].
- [16] «Guías de Ondas. Guía Rectangular: Modos de propagación,» 2022.
- [17] J. A. Ruiz Cruz y J. L. Masa Campos, *Antenas y circuitos de alta frecuencia (ACAF)*, Madrid: Universidad Politécnica de Madrid, 2007.
- [18] L. M. Barreno, «Parámetros S,» ESPE Universidad de las fuerzas armadas, 2014.
- [19] S. Tinoco Galafate, «Diseño asistido por ordenador de circuitos de microondas mediante resolución numérica de las ecuaciones de Maxwell,» 2020.
- [20] M. E. M. Guerrero, «Diseño y simulación de transiciones para excitación de una guía de onda integrada en sustrato para operar en banda X. Excitación de una guía utilizando línea microstrip en banda X.,» Escuela Politécnica Nacional, 2022.
- [21] A. Benleulmi, «OZEN,» 15 Mayo 2023. [En línea]. Available: <https://blog.ozeninc.com/resources/optimize-siw-techniques>. [Último acceso: 18 Abril 2024].
- [22] D. Deslandes y K. Wu, «Design Consideration and Performance Analysis of Substrate Integrated Waveguide Components,» de *32nd European Microwave Conference*, Milan, 2002.
- [23] J. M. Gil, «DISEÑO DE FILTROS DE MICROONDAS EN TECNOLOGÍA SIW BASADOS EN ESTRUCTURAS PERIÓDICAS,» Universitas Miguel Hernández, 2021.
- [24] C. M. Gutiérrez, «Diseño de filtros de microondas en tecnología SIW para aplicaciones espaciales,» Universidad Politécnica de Cartagena, Cartagena, 2017.
- [25] J. M. Mesguer Dueñas, J. A. Gómez Tejedor, J. J. Olmos Sanchis, J. Quiles Hoyo y F. Romero Colomer, «UPV Uersidad Politécnica de Valencia,» Universidad Politécnica de Valencia, [En línea]. Available: <https://personales.upv.es/jquiles/prffi/conductores/ayuda/hlpdielectrico.htm>. [Último acceso: 25 Mayo 2024].
- [26] PROTO-ELECTRONICS.COM, «PROTO-ELECTRONICS.COM,» 15 12 2022. [En línea]. Available: <https://www.proto-electronics.com/es/blog/c%C3%B3mo-elegir-el-material->

- [37] «ElectroRent,» [En línea]. Available: <https://www.electrorent.com/es/products/rf-and-microwave-spectrum-analyzers/spectrum-analyzers-performance/rohde-and-schwarz/fsl6-1300250216/01t1O00000CkRNFQA3>. [Último acceso: 21 Junio 2024].
- [38] IEEE, «IEEE 802.15.4g™-2012,» [En línea]. Available: <http://standards.ieee.org/getieee802/download/802.15.4g-2012.pdf>.
- [39] J. Castane, «Altium,» Julio 2020. [En línea]. Available: <https://resources.altium.com/es/encroached-vias-and-their-advantages>. [Último acceso: 27 Junio 2024].

10. Bibliografía

S. Mora, Y. Alonso, N. Vargas, J. Vera y J. Avendano, «Design of a Bandpass Filter Using Microstrip Hairpin Resonators,» de *017 CHILEAN Conference on Electrical, Electronics Engineering, Information and Communication Technologies (CHILECON)*, Pucon, Chile, 2017.

J. M. R. Machain, *Introducción a las Guías Dieléctricas*, Madrid: Servicio de publicaciones ETSI Telecomunicación Ciudad Universitaria.

A. Gómez García, Y. Campos-Roca, R. Gómez Alcalá y J. Rubio, «Multistep Transitions From Microstrip and GCPW Lines to SIW in 5G 26 GHz Band,» *IEEEAccess*, vol. 9, p. 10, 2021