



SISTEMA MULTIFRECUENCIA DE MEDIDA DE PROPIEDADES DIELÉCTRICAS MEDIANTE LÍNEAS COPLANARES

Samuel Soriano Gómez

Tutor: D. Elías De los Reyes Davó

Cotutor: Pablo Santón Pons

Trabajo Fin de Grado presentado en la Escuela Técnica Superior de Ingenieros de Telecomunicación de la Universitat Politècnica de València, para la obtención del Título de Graduado en Ingeniería de Tecnologías y Servicios de Telecomunicación

Curso 2019-20

Valencia, 4 de julio de 2020



Resumen

Este escrito recoge el trabajo llevado a cabo para el proyecto final del Grado en Ingeniería de Tecnologías y Servicios de Telecomunicación, dentro de la rama de sistemas de telecomunicaciones. El propósito del trabajo es el desarrollo teórico y práctico para la implementación de un sistema de caracterización dieléctrica abocado al sector de las microondas.

El elemento principal en el que queda orientado todo el documento es en la implementación de un dispositivo basado en guías de onda coplanares capaces de transmitir señales entre sus dos puertos de entrada y salida. Dicha señal estará emitida por un analizador de redes que nos permitirá capturar y medir los parámetros de Scattering en los planos de referencia de la muestra dieléctrica colocada sobre la guía.

El trabajo culmina con la fabricación física del prototipo coplanar y las conclusiones y medidas de mejora a adoptar para una futura evolución del dispositivo hacia un producto de interés comercial.

Resum

Aquest escrit recull el treball dut a terme per al projecte final del Grau en Enginyeria de Tecnologies i Serveis de Telecomunicació, dins de la branca de sistemes de telecomunicacions. El propòsit del treball és el desenvolupament teòric i pràctic per a la implementació d'un sistema de caracterització dielèctrica abocat al sector de les microones.

L'element principal en el qual queda orientat tot el document és la implementació d'un dispositiu basat en guies d'ona coplanars que poden transmetre senyals entre els seus dos ports d'entrada i eixida. Aquest senyal serà emesa per un analitzador de xarxes que ens permetrà capturar i mesurar els paràmetres de Scattering en els plànols de referència de la mostra dielèctrica col·locada sobre la guia.

El treball culmina amb la fabricació física del prototip coplanar i les conclusions i mesures de millora a adoptar per a una futura evolució del dispositiu cap a un producte d'interès comercial.

Abstract

This document talks about the work realized as final project for “Ingeniería de Tecnologías y Servicios de Telecomunicación” degree, in the specialization of telecommunications systems. The purpose of this work is the theoretical and practical development for the implementation of a dielectric characterisation system focused on the microwave sector.

The main element in which the document is oriented in the implementation of a device based on coplanar waveguides capable of transmitting signals between both input and output ports. The signal will be emitted by a VNA (Vector Network Analyzer) that will allow us to capture and measure the Scattering parameters in the reference planes of the dielectric sample placed on the waveguide.

The work finishes with the physical manufacture of the coplanar prototype and the conclusions and improvement to be applied for a future evolution of the device towards a product of commercial interest.



Índice

Introducción.....	3
Capítulo 1. Marco teórico.....	5
1.1 Estado del arte.....	5
1.2 Bases teóricas.....	6
1.2.1 Teoría electromagnética.....	6
1.2.2 Guía de onda coplanar	10
1.2.3 Parámetros S.....	15
1.2.4 Obtención teórica de la permitividad relativa y la tangente de pérdidas	21
Capítulo 2. Implementación.....	28
2.1 Componentes del sistema	28
2.1.1 Analizador de redes, VNA (Vector Network Analyzer).....	28
2.2 Software	29
2.2.1 HFSS.....	29
2.2.2 MATLAB.....	29
2.3 Estudio paramétrico.....	29
2.3.1 Construcción del modelo 2D y 3D.....	30
2.3.2 Condiciones de funcionamiento y dimensionado	34
2.4 Estudio de búsqueda de las dimensiones óptimas para la muestra.....	45
2.4.1 Ancho y alto de la muestra.....	45
2.4.2 Longitud de la muestra	47
2.5 Resultados de las simulaciones	48
2.5.1 Errores de la constante de propagación del modo TEM.....	49
2.5.2 Muestras con baja constante dieléctrica y pocas pérdidas	50
2.5.3 Muestras con alta constante dieléctrica y muchas pérdidas	52
Capítulo 3. Pliego de condiciones.....	55
3.1 Diseño gráfico.....	55
3.1.1 Software: SolidWorks.....	55
3.1.2 Piezas principales.....	55
3.1.3 Piezas complementarias	55
3.2 Ensamblaje.....	57
3.3 Partida económica	58
Capítulo 4. Medidas y resultados	59
Capítulo 5. Conclusiones.....	62
Bibliografía y referencias.....	63



Anexo 1. Código Matlab.....	65
Anexo 2. Planos del mecanizado del dispositivo coplanar	67



Introducción

Este proyecto de fin de grado es fruto de la colaboración entre la empresa de investigación y desarrollo Microbiotech S.L y los alumnos de cuarto curso del Grado en Ingeniería de Tecnologías y Servicios de Telecomunicación Álvaro Miró Merino y Samuel Soriano Gómez durante su estancia en prácticas.

El trabajo propuesto ha consistido en la investigación y el desarrollo de un dispositivo multifuncional compuesto a partir de una guía coplanar que funcione en el rango del espectro electromagnético de las microondas. Dicho trabajo está desarrollado bajo una serie de directrices que tienen como objetivo llevar el producto final a la realidad para servir de herramienta o formar parte de futuros proyectos de Microbiotech S.L.

El dispositivo coplanar ha sido concebido para desplegar dos tipos de aplicaciones. Un sistema de caracterización dieléctrica desarrollado por Samuel Soriano Gómez y un sistema de adaptación de impedancias desarrollado por Álvaro Miró Merino. Esta memoria recoge la totalidad de conocimientos desplegados tanto de forma conjunta como individualmente.

Este producto se ha desenvuelto bajo un panorama industrial actual donde la demanda energética es muy elevada. Investigar, desarrollar y hacer uso de tecnologías capaces de aprovechar al máximo dicha energía, sin generar residuos, es esencial. Las aplicaciones de las microondas en el ámbito industrial son numerosas, además de proporcionar eficiencias elevadas y cero emisiones. Actualmente hay empresas dedicadas a investigar y desarrollar soluciones industriales mediante aplicaciones de calentamiento o sistemas de control de calidad, haciendo uso de las microondas. Éstas, son aplicadas directamente sobre el producto o, indirectamente, sobre materiales cerámicos capaces de absorber la energía de dicha onda y disipar calor. El uso de estos métodos hace necesario implementar sistemas simples, intuitivos, rápidos y no destructivos de caracterización de los productos tratados con microondas. Esta caracterización consiste en medir las propiedades dieléctricas de un determinado material para verificar su comportamiento al ser tratado con microondas. Dichas propiedades dieléctricas nos van a aportar dos tipos de información, la capacidad del material para almacenar energía del campo eléctrico, y la capacidad del material para absorber o disipar energía, es decir, para convertir la energía del campo eléctrico en energía térmica. Medir con precisión y rapidez estas propiedades nos puede aportar ahorro, calidad y fluidez a la hora de desarrollar futuros proyectos.

Este proyecto de fin de grado se ha concebido partiendo de los conocimientos, adquiridos durante el grado y la estancia de prácticas en empresas, en análisis de redes y teoría electromagnética. A partir de ellos se ha desarrollado un dispositivo coplanar capaz de medir los parámetros electromagnéticos de materiales dieléctricos, mediante los datos recogidos por un analizador de redes.



Figura. 1 Representación completa del proyecto

La memoria queda dividida en cinco capítulos. Parte de un primer capítulo que aborda el marco teórico incluyendo el estado del arte y las bases teóricas bajo las que se desarrolla el proyecto. A continuación, en el segundo capítulo se lleva a cabo la descripción de los componentes necesarios para completar el sistema. Incluye las herramientas computacionales a partir de las cuales se ha desarrollado el dispositivo coplanar. Además, incorpora los procesos de simulación por los que obtenemos el comportamiento de la línea en medidas de permitividades dieléctricas. El tercer capítulo recoge el pliego de condiciones donde se desarrolla los planos finales del prototipo para el posterior mecanizado y el presupuesto estimado de los componentes. Seguidamente en el cuarto capítulo se recoge los resultados de las medidas obtenidas a partir del dispositivo real. Finalmente, el quinto capítulo contiene las conclusiones del proyecto y las líneas futuras en las que se podría enfocar el prototipo y mejoras a aplicar con el objetivo final de convertirse en un producto de mercado.

Capítulo 1. Marco teórico

En este primer capítulo se va a tratar los diferentes sistemas de medida de propiedades dieléctricas que hay en el mercado actual, fijando sus principales características. Mostraremos los aspectos más teóricos de nuestro sistema basado en guías coplanares, indagando en la teoría electromagnética de dieléctricos y el comportamiento de la guía de onda coplanar frente a las perturbaciones electromagnéticas. Además, introduciremos una serie de argumentos teóricos muy utilizados en la caracterización de dispositivos en la industria de las microondas, como son los parámetros de dispersión o parámetros S y como éstos serán tratados para obtener nuestros resultados finales.

1.1 Estado del arte

Dada la necesidad de medir propiedades dieléctricas, vamos a deparar en las diferentes técnicas desarrolladas para cubrir dicha necesidad. El uso de una técnica u otra depende principalmente del margen de frecuencia para la caracterización, la precisión de medida requerida, las propiedades del material, la forma del material, restricciones en el tamaño de la muestra, etc.

Los métodos basados en cavidades resonantes se suelen utilizar para caracterizar materiales con pocas pérdidas. La constante dieléctrica en las muestras se obtiene midiendo el cambio en la frecuencia de resonancia al introducir el material en la cavidad. El inconveniente de este método es que solo trabaja a una frecuencia, es decir, la frecuencia de resonancia de la cavidad [1]. Para medir muestras a distintas frecuencias necesitamos diferentes tamaños de la cavidad, obligando a realizar cavidades de gran tamaño para frecuencias bajas.

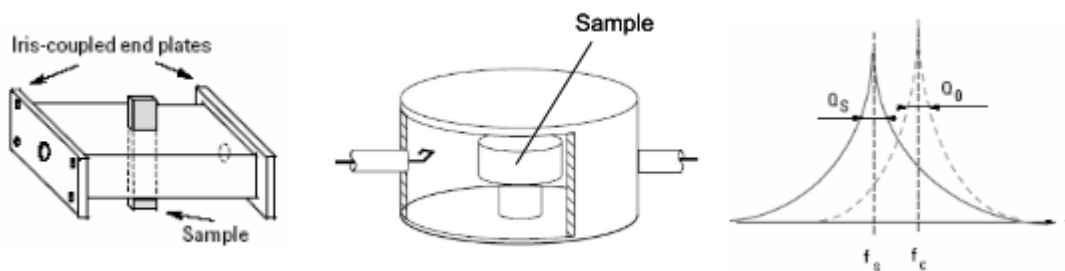


Figura. 2 Métodos en cavidades resonantes

Por otro lado, las técnicas en espacio libre miden el efecto producido por un material sobre una onda que se propaga en el espacio libre desde una antena a otra, lo que obliga a controlar las pérdidas sufridas por la señal durante el trayecto. Este método suele utilizarse a frecuencias superiores a los 3GHz, además de necesitar muestras lo suficientemente grandes como para cubrir el haz de la señal entre las antenas [1]. Esta técnica tiene un precisión limitada debido a efectos de difracción en los bordes y dispersiones no deseadas [2].

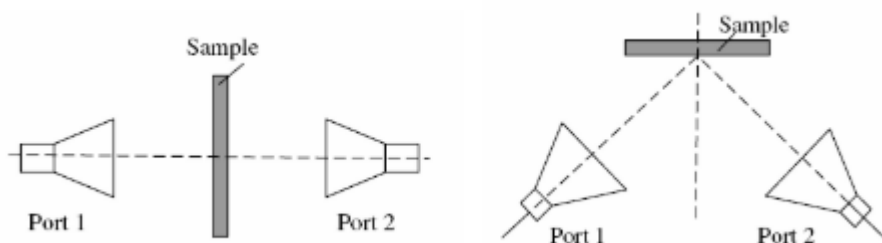


Figura. 3 Método en espacio libre

Los métodos mediante líneas de transmisión utilizan el material que se desea medir como parte de una línea de transmisión cerrada y estudia el comportamiento de los campos que se propagan

por la línea. Las líneas a utilizar pueden ser guías de onda rectangular, coaxial o planar, por lo que las ventajas e inconvenientes varían en función de la guía utilizada. Estas técnicas pueden cubrir un gran ancho de banda, pero se debe tener en cuenta la posibilidad de excitar modos de orden superior. La geometría de la muestra depende del tipo de línea utilizada, siendo difíciles de mecanizar en el caso de líneas coaxiales. Además, presentan resolución limitada para materiales de muy bajas pérdidas [1].

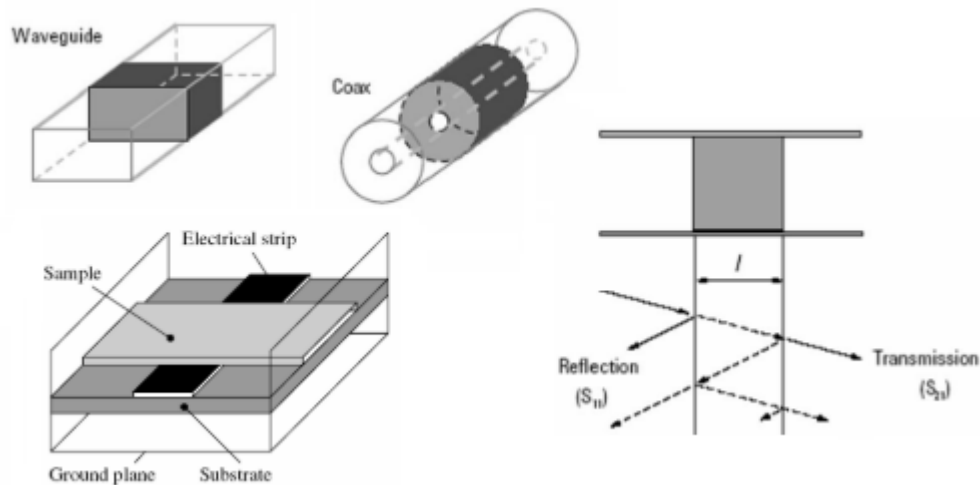


Figura. 4 Métodos en líneas de transmisión

Existen técnicas mediante líneas de transmisión cortadas. Es el caso de las sondas coaxiales acabadas en abierto. Este método es efectivo en materiales líquidos o en polvo, funciona en banda ancha y es simple y práctico. El principal inconveniente es que la muestra debe ser lo suficientemente gruesa para que parezca infinita [2].

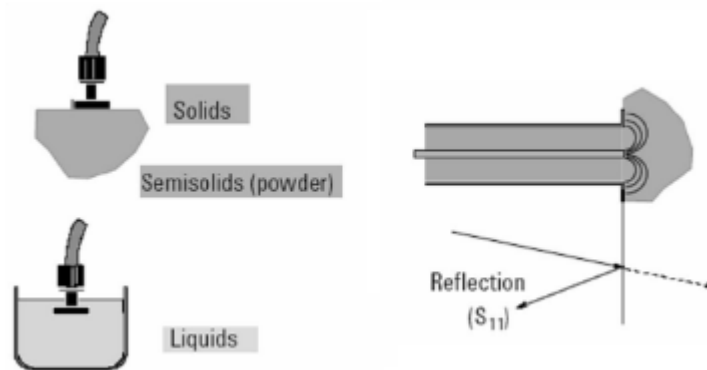


Figura. 5 Método basado en sondas coaxiales en abierto

1.2 Bases teóricas

1.2.1 Teoría electromagnética

Los principios teóricos, matemáticos y físicos a nivel macroscópico de los fenómenos magnéticos y eléctricos están descritos por las ecuaciones de Maxwell. Su trabajo, junto con los estudios teóricos y empíricos desarrollados por Gauss, Ampere, Faraday y Hertz entre otros, sentaron las bases del Electromagnetismo.

1.2.1.1 Ecuaciones de Maxwell y caracterización dieléctrica de un medio dieléctrico

Mediante la teoría electromagnética aplicada a medios materiales es posible encontrar o definir variables, procedentes de las ecuaciones de Maxwell, que nos ayuden a relacionar los campos electromagnéticos con el comportamiento físico de los materiales por los que se propagan dichos campos. Este apartado desarrolla los puntos principales de la teoría electromagnética a través de las ecuaciones de Maxwell en medios materiales, particularmente en medios dieléctricos.

Desde un punto de vista de vista electromagnético la materia está constituida de cargas y corrientes. Como tal, los campos electromagnéticos afectarán al medio desplazando las cargas y modificando las corrientes. A su vez, la nueva disposición de cargas y corrientes modificará los campos. Esto hace necesario obtener unas ecuaciones de Maxwell que incluyan de forma sencilla estas cargas y corrientes. Como resultado, disponemos de las ecuaciones de Maxwell para medios materiales [3]. Partiendo en forma diferencial:

Ley de Ampère-Maxwell:

$$\nabla \times \vec{H} = \vec{J} + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \quad (1.1)$$

Ley de Faraday:

$$\nabla \times \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad (1.2)$$

Leyes de Gauss:

$$\nabla \cdot \vec{B} = 0 \quad (1.3)$$

$$\nabla \cdot \vec{D} = \rho \quad (1.4)$$

donde

\vec{E} es el campo eléctrico, en voltios por metro (V/m).

\vec{H} es el campo magnético, en amperios por metro (A/m).

\vec{D} es la densidad de flujo eléctrico, en culombios por metro cuadrado (C/m^2).

\vec{B} es la densidad de flujo magnético, en webers por metro cuadrado (Wb/m^2).

\vec{J} es la densidad de corriente eléctrica, en amperios por metro cuadrado (A/m^2).

ρ es la densidad de carga eléctrica, en culombios por metro cúbico (C/m^3).

A estas ecuaciones se les debe añadir las ecuaciones denominadas *relaciones constitutivas de la materia*. Estas determinan las propiedades electromagnéticas de un determinado medio, es decir, la respuesta del material [3]. En materiales dieléctricos, el efecto al aplicar un campo eléctrico se limita a un pequeño desplazamiento de las cargas respecto sus posiciones originales. Esto se debe a que son incapaces de crear corrientes de conducción ya que sus electrones no pueden trasladarse libremente, es decir, son materiales aislantes [3]. Dicho efecto de desplazamiento de cargas también llamado polarización o momento dipolar eléctrico, aumenta la densidad de flujo eléctrico o vector de desplazamiento eléctrico \vec{D} . Este vector de polarización adicional es llamado *polarización eléctrica* \vec{P} [4].

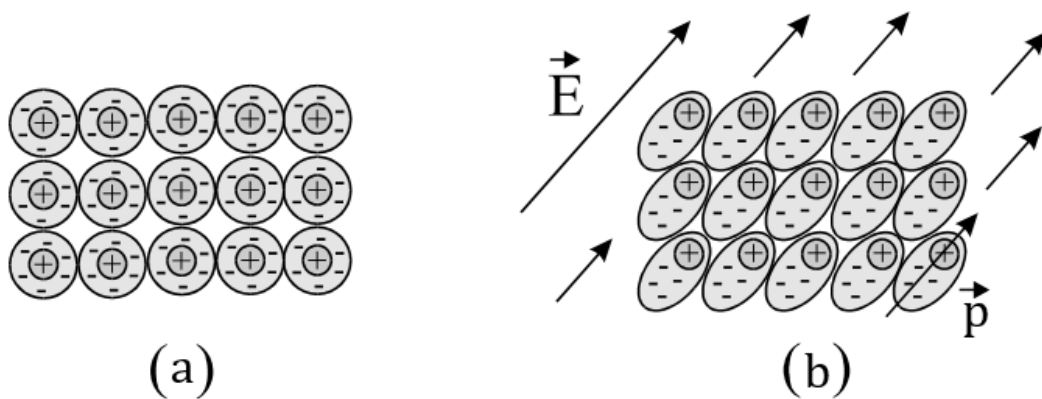


Figura. 6 Ejemplo de polarización eléctrica [3]

La expresión del vector de desplazamiento eléctrico queda tal que,

$$\vec{D} = \varepsilon_0 \vec{E} + \vec{P} \quad (1.5)$$

donde ε_0 es la permitividad del vacío cuyo valor es $8.854 \times 10^{-12} \text{ f/m}$, \vec{E} es el vector de campo eléctrico y \vec{P} es el vector de polarización eléctrica.

En un medio lineal, la polarización eléctrica está relacionada linealmente con el campo eléctrico aplicado como,

$$\vec{P} = \varepsilon_0 \chi_e \vec{E} \quad (1.6)$$

siendo χ_e la susceptibilidad eléctrica que puede tomar valores complejos. Entonces,

$$\vec{D} = \varepsilon_0 \vec{E} + \vec{P} = \varepsilon_0 (1 + \chi_e) \vec{E} = \varepsilon \vec{E} \quad (1.7)$$

donde

$$\varepsilon = \varepsilon' - j\varepsilon'' = \varepsilon_0 (1 + \chi_e) \quad (1.8)$$

es la permitividad compleja del medio [4]. Como se puede apreciar de la ecuación (1.8), la caracterización del medio viene determinada por la susceptibilidad eléctrica χ_e , es decir, el valor de este depende únicamente del medio. Entonces la susceptibilidad eléctrica puede redefinirse como

$$\varepsilon_r = (1 + \chi_e) \quad (1.9)$$

siendo ε_r la permitividad relativa del medio o también llamada constante dieléctrica, por la cual pueden ser caracterizados los medios dieléctricos [3].

Combinando las ecuaciones (1.8) y (1.9) obtenemos la relación entre la permitividad del medio y la permitividad relativa,

$$\varepsilon = \varepsilon' - j\varepsilon'' = \varepsilon_0 \varepsilon_r \quad (1.10)$$

Si despejamos la permitividad relativa de la ecuación (1.10), podemos expresarla como un valor complejo formado por su parte real e imaginaria.

$$\varepsilon_r = \frac{\varepsilon}{\varepsilon_0} = \frac{\varepsilon' - j\varepsilon''}{\varepsilon_0} = \varepsilon'_r - j\varepsilon''_r \quad (1.11)$$

donde ε'_r es la parte real de la permitividad relativa llamada constante dieléctrica y ε''_r es la parte imaginaria de la permitividad relativa llamada factor de pérdidas.

La constante dieléctrica ε'_r está asociada con la capacidad de un material para almacenar energía del campo eléctrico que se propaga por dicho material, y el factor de pérdidas ε''_r está asociado con la capacidad del material para absorber o disipar energía, es decir, para convertir la energía eléctrica en energía calorífica. Este factor de pérdidas, por ejemplo, es un índice de la tendencia de un material a calentarse en un horno microondas. La constante dieléctrica también es importante debido a su influencia en la distribución de los campos eléctricos. Por ejemplo, la capacidad eléctrica de un condensador puede ser multiplicada por el valor de la constante dieléctrica de un material dieléctrico si el condensador es rellenado con dicho material [5].

Por otra parte, de la ecuación de Ampère-Maxwell (1.1), haciendo uso del término densidad de corriente de desplazamiento en forma de derivada temporal y aplicando la ecuación (1.7), podemos obtener la densidad de corriente de desplazamiento en función de la permitividad del medio y el vector de campo eléctrico:

$$\vec{J}_D = \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} = \varepsilon \frac{\partial \vec{E}}{\partial t} \quad (1.12)$$

Si escribimos la ecuación anterior en forma fasorial, dotándola de dependencia arbitraria con el tiempo, y aplicamos la ecuación (1.11), obtenemos

$$\vec{J}_D = jw\varepsilon \vec{E} = jw\varepsilon_0 \varepsilon_r \vec{E} = (jw\varepsilon'_r + w\varepsilon''_r) \varepsilon_0 \vec{E} \quad (1.13)$$

siendo $w = 2\pi f$. De la ecuación anterior, vemos como el producto de la frecuencia angular con el factor de pérdidas forman la parte real de la corriente de desplazamiento llamada conductividad dieléctrica. Esta conductividad dieléctrica suma todos los efectos disipativos del material [6]. De aquí podemos justificar la asociación de ε''_r con las pérdidas.

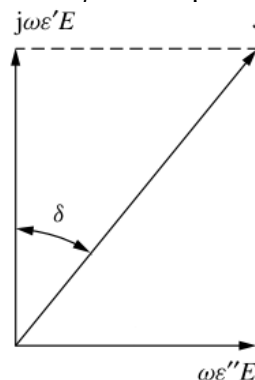


Figura. 7 Componentes real e imaginaria del vector densidad de corriente de desplazamiento [6]

Si representamos el número complejo dado por la ecuación (1.13), podemos determinar la relación trigonométrica entre el vector densidad de corriente de desplazamiento y la constante dieléctrica y el factor de pérdidas (Figura. 7). Esta relación es llamada tangente de pérdidas dieléctrica o tangente de delta, y es comúnmente utilizada para describir parámetros dieléctricos. Viene dada por:

$$\tan\delta_e = \frac{\varepsilon''_r}{\varepsilon'_r} \quad (1.14)$$

La ecuación (1.14) relaciona únicamente los parámetros dieléctricos, por lo que podemos aplicarlo en la ecuación (1.11) que queda de la siguiente manera:

$$\varepsilon_r = \varepsilon'_r - j\varepsilon''_r = \varepsilon'_r(1 - j\tan\delta_e) \quad (1.15)$$

La ecuación (1.15) muestra los principales índices de caracterización de los materiales dieléctricos en electrónica de microondas [6], sentando las bases y los objetivos por lo que se rige nuestro proyecto.

1.2.2 Guía de onda coplanar

Esta sección está dedicada al desarrollo teórico de la línea de transmisión coplanar convencional o comúnmente llamada por sus siglas en inglés CPW (Coplanar Waveguide). Este desarrollo teórico incluye el estudio de sus principales características y comportamientos electromagnéticos desde su configuración convencional, hasta configuraciones más prácticas y reales. Además, de detallar cada una de las partes principales que conforma la guía de onda y cómo éstas influyen en la propagación de la onda electromagnética.

1.2.2.1 Guía de onda coplanar convencional

La guía de onda Coplanar convencional está formada fundamentalmente por dos elementos conductores y uno dieléctrico. Tenemos la tira conductora y los planos de masa, ambos sobre el material dieléctrico, formando así una guía plana. Ambos separados por dos ranuras o gaps, aportándole su forma característica (Figura. 8).

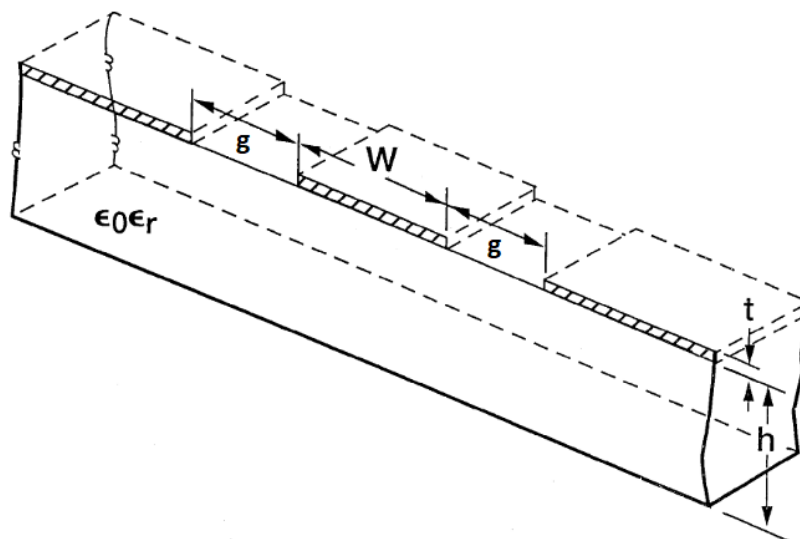


Figura. 8 Esquemático de la guía coplanar convencional [7]

Las dimensiones de la tira central (w), los gaps (g), el grosor (t) y la permitividad del sustrato dieléctrico determinan la constante dieléctrica efectiva, la impedancia característica y la atenuación de la línea. Esta estructura básica se conoce como CPW convencional [7].

Debido a que, en principio, es una línea de tres conductores, puede transportar dos modos fundamentales con frecuencia de corte cero: el llamado "modo par", que tiene el mismo potencial en los planos de tierra, y el llamado "modo impar", que tiene potenciales de tierra de diferentes signos, pero de igual magnitud [8]. Ambos modos fundamentales son llamados cuasi-TEM y tienen diferentes constantes dieléctricas efectivas y diferentes propiedades de dispersión debido a las diferentes estructuras de campo eléctrico y magnético.

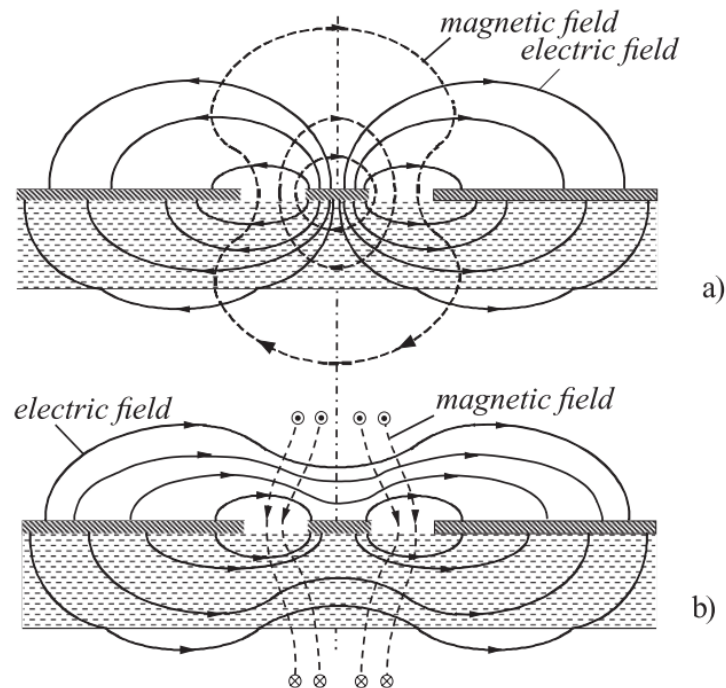


Figura. 9 Distribución del campo electromagnético del modo par a) y del modo impar b) [8]

Como bien podemos ver en la Figura. 9, el modo par es simétrico con respecto al plano de simetría, su dispersión es muy baja, y normalmente se utiliza en el diseño de circuitos. Sus líneas de campo eléctrico comienzan (o terminan) en el conductor central y terminan (o comienzan) en los dos planos de tierra. Las líneas de campo magnético encierran el conductor central. Si la corriente se transporta en el conductor central, las densidades de corriente en los planos de tierra tienen dirección opuesta. Las líneas de campo eléctrico del modo impar comienzan en un plano de tierra y terminan en el otro plano de tierra, lo que significa que los potenciales de los dos planos de tierra tienen signos opuestos o dicho de otro modo, tienen diferente potencial [8].

Las características del modo fundamental par conllevan que sus pérdidas sean mayores que las del modo fundamental impar. Esto se debe a que el campo electromagnético del modo par está tan concentrado en los espacios entre los conductores que la corriente dentro la tira central y los planos de tierra está muy concentrada en los bordes de los conductores, lo que provoca mayores pérdidas. Entonces para diseños de bajas pérdidas, se necesitan gaps anchos, pero esto da lugar a una mayor dispersión del campo electromagnético [8].

Los modos fundamentales de la guía CPW son definidos como cuasi-TEM debido a que su estructura no forma un medio totalmente homogéneo. Como bien sabemos la guía coplanar está formada por diferentes medios o interfaces. Si realizamos un corte de manera transversal a la guía, podemos distinguir varios medios.

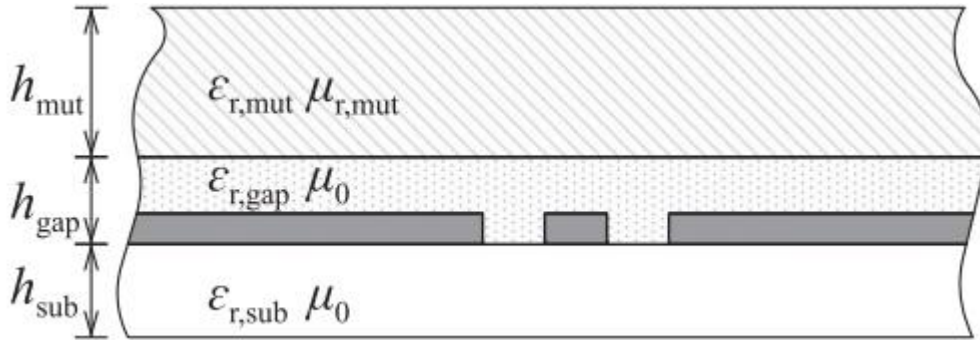


Figura. 10 Sección transversal de la guía coplanar con sus diferentes interfaces. [9]

Viendo la Figura. 10 podemos distinguir el sustrato dieléctrico inferior sobre el que descansan los conductores, el medio dieléctrico de los gaps y el sustrato superior situado sobre los conductores, el cual puede estar formado tanto por aire como por otros componentes dieléctricos o magnéticos.

Aplicando un sustrato dieléctrico sobre la línea coplanar (Figura. 11), podemos definir teóricamente la impedancia característica mediante la expresión (1.16).

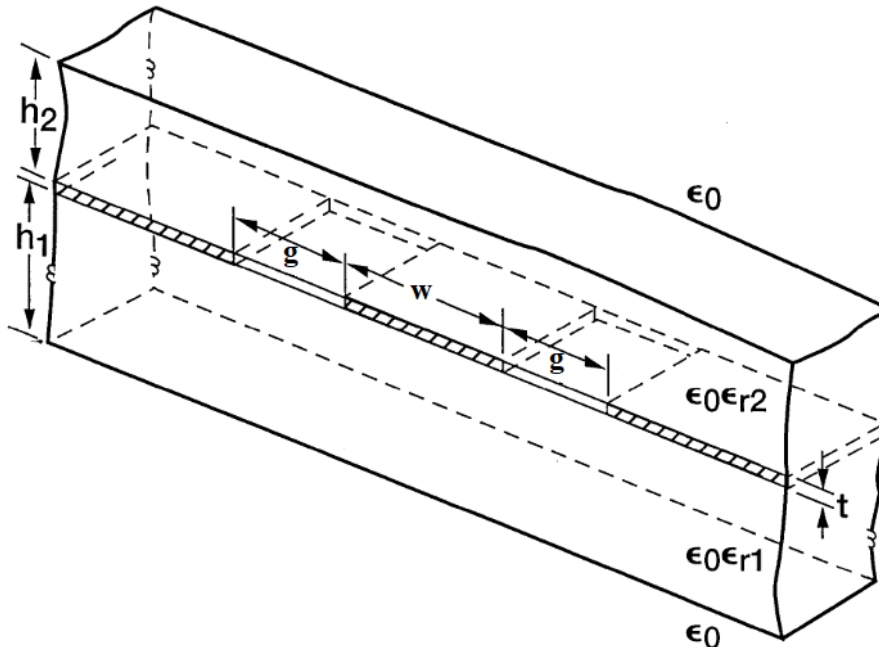


Figura. 11 Línea coplanar con dos sustratos dieléctricos [7]

$$Z_0 = \frac{30\pi}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \frac{K(k'_o)}{K(k_o)} \quad (1.16)$$

siendo $K(k)$ la integral elíptica de primera especie, que dependen de la geometría de la línea, y ϵ_{eff} la permitividad efectiva del conjunto de la guía [7], [10].

Debido a los diferentes medios, solo un modo con una velocidad de fase común en todos los medios puede propagarse a lo largo de la línea, de modo que se crea un modo híbrido que no solo tiene componentes de campo transversal, sino también componentes longitudinales de campo eléctrico y magnético. En el caso del modo fundamental, estas componentes de campo son pequeñas en comparación con los componentes transversales, especialmente a bajas frecuencias. Pero con el aumento de la frecuencia, la influencia de estas componentes longitudinal se hace

mayor. Esto significa que la propagación de la onda a lo largo de la línea ya no puede describirse utilizando parámetros característicos independientes de la frecuencia [8].

Esta dependencia de la frecuencia se llama dispersión de los parámetros de línea, depende en gran medida de la distribución del campo y los parámetros geométricos de la línea coplanar, y afecta directamente a la permitividad efectiva de la guía coplanar.

Cuando una onda electromagnética se propaga en una CPW, los campos eléctricos sobre los conductores experimentan la permitividad del componente superior, por ejemplo, aire, mientras que aquellos debajo de los conductores experimentan la permitividad del sustrato. La permitividad efectiva adquiere así un valor entre el del aire y el sustrato. Cuando la frecuencia de la onda de propagación aumenta, la permitividad efectiva se acerca a la del sustrato, a medida que la densidad de las líneas de campo eléctrico debajo de los conductores aumenta [11]. Esta diferencia en la permitividad efectiva a diferentes frecuencias debido a la dispersión de los parámetros de línea se puede describir con una constante de fase dependiente de la frecuencia:

$$\beta = \frac{2\pi f}{c_0} \sqrt{\epsilon_{eff}} \quad (1.17)$$

siendo f la frecuencia de trabajo, c_0 la velocidad de la luz en el vacío y ϵ_{eff} la permitividad efectiva de todo el conjunto de la guía.

La constante dieléctrica efectiva del modo par, especialmente para anchos de gap pequeños, depende menos de la frecuencia que la del modo impar. Esto se debe al hecho de que los campos del modo impar están mucho más dispersos en el espacio que rodea a los conductores que los del modo par. Además, la constante dieléctrica efectiva del modo par, es de mayor interés para los diseñadores de circuitos, ya que se ven menos afectados por el ancho de los planos de tierra debido a que, como se ha indicado al principio del apartado, el campo electromagnético se concentra principalmente dentro de los gaps entre los planos de tierra y la franja central [8].

Como conclusión de este apartado, hemos establecido las principales características de la guía de onda coplanar bajo condiciones de sustrato dieléctrico y planos de masa infinitos. Esto nos ha permitido identificar los parámetros de interés de la línea de transmisión, además de proporcionarnos una muy buena aproximación del comportamiento electromagnético del modo de propagación fundamental de la guía. Esta información nos permite continuar el estudio estableciendo límites y condiciones reales a la estructura.

1.2.2.2 Modos de orden superior y configuraciones de la guía coplanar

El hecho de modificar las condiciones de la guía o trabajar con frecuencias altas puede dar lugar a que sobre la línea coplanar se propaguen modos de orden superior (indeseados) a parte de sus dos modos fundamentales. Esta sección va a tratar el comportamiento de la línea cuando modificamos la configuración de su estructura, y como esto puede influir en la propagación tanto del modo fundamental como de los modos de orden superior. La estructura se va a ir adecuando a un formato más práctico y realista con el que trabajar, hasta quedar delimitada por conductores tanto en la parte inferior como en los laterales del sustrato, conforme a las necesidades de diseño.

Los modos de orden superior surgen cuando, para una serie de condiciones determinadas de la línea de transmisión, se supera cierta de frecuencia de corte. Estos modos pueden surgir debido al aumento de la frecuencia de trabajo, o incluso surgir a frecuencias bajas cuando la permitividad del dieléctrico inferior o superior de la guía es de un valor elevado. La aparición de estos modos contribuyen a la variación, normalmente al aumento, de la constante de fase β y la constante de atenuación α de la onda del modo fundamental [12]. Como consecuencia, debido a la expresión (1.18), la permitividad efectiva aumenta también. Esto puede traducirse en errores de medidas a la hora de usar la guía coplanar en fines prácticos.

La onda de superficie o de orden superior es diferente cuando el ancho de los planos de masa es finito o infinito. En condiciones reales, los planos de masa son finitos por lo que el modo de orden superior más bajo que puede soportar la línea es el TE_{10} [12].

Si incluimos un plano metálico en la parte inferior de la guía (Figura. 12) podemos observar como el campo eléctrico del modo fundamental se dispersa a través del dieléctrico inferior. Esta dispersión es llamada “placas paralelas” y es un modo parásito que solo afecta a la permitividad efectiva del modo fundamental a frecuencias muy elevadas [13]. Por otro lado, para garantizar que la línea solo admite el modo fundamental, este modo parásito puede ser suprimido, como veremos más adelante. Además, este plano metálico proporciona una disminución considerable de la atenuación debido a la radiación [13].

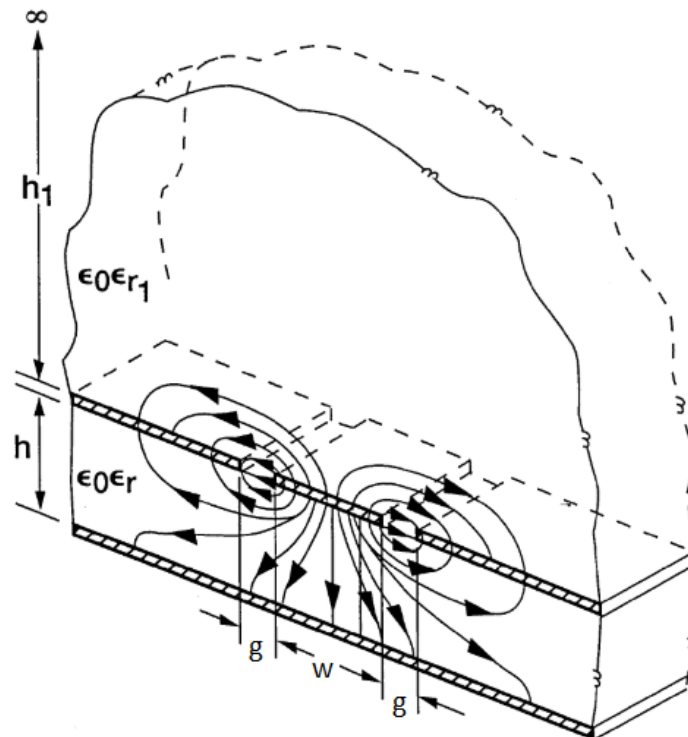


Figura. 12 Campo eléctrico del modo fundamental de la guía coplanar con conductor inferior [7]

Podemos definir teóricamente el valor de la impedancia característica para estas condiciones de la línea mediante la expresión (1.18).

$$Z_0 = \frac{60\pi}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \left[\frac{K(k)}{K(k')} + \frac{K(k_3)}{K(k'_3)} \right]^{-1} \quad (1.18)$$

siendo $K(k)$ la integral elíptica de primera especie, que dependen directamente de la geometría de la línea, y ϵ_{eff} la permitividad efectiva del conjunto de la guía [7] [10].

Seguidamente vamos a incluir paredes laterales conductoras a la estructura anterior (Figura. 13). Esta configuración une los planos de tierra superiores con el plano de tierra inferior, lo que provoca que los campos eléctricos del modo parásito llamado “placas paralelas”, mencionado anteriormente, quede cortocircuitado o, dicho de otro modo, se suprima su propagación. Este modo parásito no afecta a la permitividad efectiva de la guía a nuestras frecuencias de trabajo, pero garantizamos que la línea solo admite el modo fundamental.

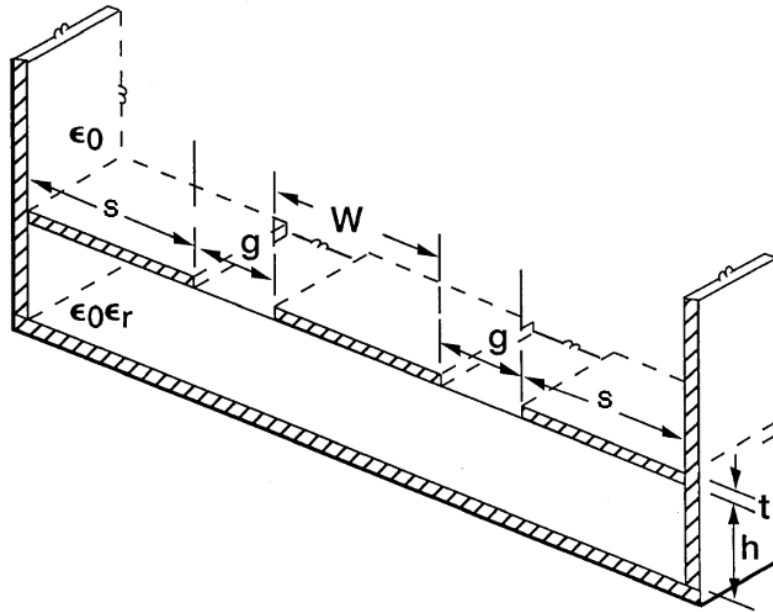


Figura. 13 Esquema de la guía coplanar con paredes laterales conductoras [7]

La separación entre las paredes conductoras y los gaps, que se muestra con la letra 'S' (Figura. 13), juega un papel muy importante ya que, dependiendo de la distancia de separación, las paredes interactúan con los campos guiados por la estructura y modifican sus características de propagación. Una separación adecuada entre los gaps y las paredes laterales asegura que las paredes laterales tengan un efecto mínimo en la propagación del modo fundamental [7].

La expresión aproximada de la impedancia característica que nos aporta esta configuración de la guía coplanar viene dada por la expresión (1.19).

$$Z_0 = \frac{30\pi}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \frac{K(k')}{K(k)} \quad (1.19)$$

siendo $K(k)$ la integral elíptica, que dependen de la geometría de la línea, y ϵ_{eff} la permitividad efectiva del conjunto de la guía [7] [10].

Para esta última estructura, es importante indicar que la frecuencia de corte de los modos de orden superior depende de la distancia entre las paredes laterales. Por lo que la anchura de la guía coplanar será determinante para atrasar lo máximo posible la frecuencia de corte del primer modo de orden superior, que como se indica en [12] es el modo TE_{10} .

1.2.3 Parámetros S

Históricamente la teoría de circuitos de microondas surge por la necesidad de dar un tratamiento sencillo a los sistemas en guías de ondas y cavidades resonantes, que inicialmente sólo son tratables a través de su descripción electromagnética. La solución en guías como combinación de modos que se propagan en sentido positivo y negativo sugiere una descripción denominada parámetros de dispersión o parámetros S (de Scattering en inglés). La importancia de estos parámetros S es grande ya que su medida puede hacerse de manera más directa y sencilla que la de impedancias o admitancias. Por medio de estos parámetros, se forma la matriz de dispersión. Esta proporciona una descripción completa de la red para cada uno de sus N puertos [4].

La matriz de dispersión está formada por el juego de parámetros S, $[a_n]$ y $[b_n]$ que son los vectores $n \times 1$ de las ondas de tensión incidentes y reflejadas a cada puerto [14].

Si consideramos un dispositivo de 2 puertos, podemos escribir en notación matricial:

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{pmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} \quad (1.20)$$

Este sistema de ecuaciones describe a las ondas reflejadas (salientes) de ambos puertos en función de las ondas incidentes multiplicadas por los coeficientes definidos como los parámetros S del dispositivo [14]. El dispositivo de dos puertos puede ser modelizado por un diagrama de flujo como el siguiente:

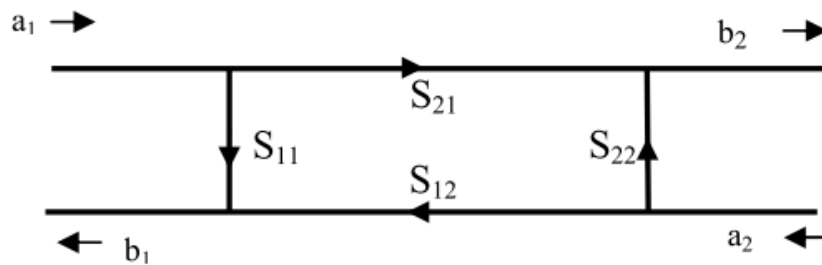


Figura. 14 Diagrama de flujo de señal para un dispositivo de dos puertos [14]

Del diagrama podemos observar la existencia de parámetros de reflexión S_{kk} que cuantifican la señal reflejada en función de la incidente y parámetros de transmisión $S_{kj} (j \neq k)$ que cuantifican la señal que se transmite entre los puertos. Todos son cantidades complejas formadas por su parte real e imaginaria [14].

Nuestro propósito es hacer uso de los parámetros S para calcular la permitividad compleja (1.10) de una línea de transmisión de dos puertos con pérdidas en función de la matriz de dispersión medida entre los planos de referencia. El esquema de señal equivalente de una guía de onda coplanar con una muestra dieléctrica de longitud L es:

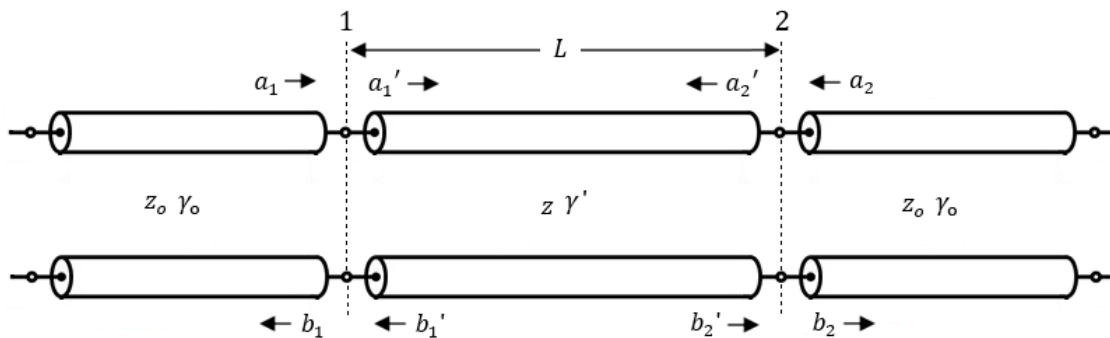


Figura. 15 Esquema de señal equivalente de una guía de onda coplanar con muestra

El esquema conforma una red simétrica con pérdidas en la línea entre los planos 1 y 2, es decir, que tenemos diferentes impedancias características y diferentes constantes de propagación.

La matriz de dispersión de la línea con pérdidas con respecto a Z es:

$$[S'] = \begin{bmatrix} 0 & e^{-\gamma' L} \\ e^{-\gamma' L} & 0 \end{bmatrix} \quad (1.21)$$

Vamos a calcular la matriz de dispersión medida con respecto a Z_o en los planos de referencia 1 y 2. Se van a mostrar los principales cálculos sin indagar en demostraciones y desarrollos numéricos extensos.

Sabiendo,

$$V_i = (a_i + b_i)\sqrt{Z_{oi}} \quad (1.22)$$

$$I_i = \frac{a_i + b_i}{\sqrt{Z_{oi}}} \quad (1.23)$$

igualamos tensiones y corrientes totales en los planos 1 y 2:

$$(a_1 + b_1)\sqrt{Z_o} = (a'_1 + b'_1)\sqrt{Z} \quad (1.24)$$

$$\frac{a_1 - b_1}{\sqrt{Z_o}} = \frac{a'_1 - b'_1}{\sqrt{Z}} \quad (1.25)$$

$$(a_2 + b_2)\sqrt{Z_o} = (a'_2 + b'_2)\sqrt{Z} \quad (1.26)$$

$$\frac{a_2 - b_2}{\sqrt{Z_o}} = \frac{a'_2 - b'_2}{\sqrt{Z}} \quad (1.27)$$

Seguidamente sumamos y restamos las ecuaciones (1.24) (1.25) y (1.26) (1.27), reordenando y aplicando las condiciones

$$\bar{Z} = \frac{Z}{Z_o} \quad (1.28)$$

$$\frac{2}{1 + \rho} = \frac{1 + \bar{Z}}{\bar{Z}} \quad (1.29)$$

$$\frac{2\rho}{1 + \rho} = \frac{\bar{Z} - 1}{\bar{Z}} \quad (1.30)$$

obtenemos dos sistemas de ecuaciones, para cada puerto, en los cuales las ondas de tensión entrantes y salientes de la línea sin pérdidas van en función de las ondas de tensión entrantes y salientes de los planos 1 y 2. Escribiéndolas en notación matricial:

$$\begin{bmatrix} a_1 \\ b_1 \end{bmatrix} = \frac{\sqrt{Z}}{2} \begin{bmatrix} \frac{2}{1+\rho} & \frac{2\rho}{1+\rho} \\ \frac{2\rho}{1+\rho} & \frac{2}{1+\rho} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a'_1 \\ b'_1 \end{bmatrix} \quad (1.31)$$

$$\begin{bmatrix} a_2 \\ b_2 \end{bmatrix} = \frac{\sqrt{Z}}{2} \begin{bmatrix} \frac{2}{1+\rho} & \frac{2\rho}{1+\rho} \\ \frac{2\rho}{1+\rho} & \frac{2}{1+\rho} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a'_2 \\ b'_2 \end{bmatrix} \quad (1.32)$$

Como queremos que las ondas de tensión entre los planos 1 y 2 vayan en función de las ondas de tensión de la línea adaptada, llamamos $[A]$ a la matriz central de las ecuaciones (1.31) y (1.32) y realizamos su inversa:

$$[A]^{-1} = \frac{\sqrt{Z}}{|A|} \begin{bmatrix} \frac{1}{1+\rho} & \frac{-\rho}{1+\rho} \\ \frac{-\rho}{1+\rho} & \frac{1}{1+\rho} \end{bmatrix} = \frac{\sqrt{Z}}{|A|} \begin{bmatrix} a_{11}^{-1} & a_{12}^{-1} \\ a_{12}^{-1} & a_{11}^{-1} \end{bmatrix} \quad (1.33)$$

Si despejamos

$$\begin{bmatrix} a'_1 \\ b'_1 \end{bmatrix} = \frac{\sqrt{Z}}{|A|} \begin{bmatrix} a_{11}^{-1} & a_{12}^{-1} \\ a_{12}^{-1} & a_{11}^{-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ b_1 \end{bmatrix} \quad (1.34)$$

$$\begin{bmatrix} a'_2 \\ b'_2 \end{bmatrix} = \frac{\sqrt{Z}}{|A|} \begin{bmatrix} a_{11}^{-1} & a_{12}^{-1} \\ a_{12}^{-1} & a_{11}^{-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_2 \\ b_2 \end{bmatrix} \quad (1.35)$$

y reordenamos las ondas de tensión entre los planos 1 y 2 teniendo en cuenta que,

$$\begin{bmatrix} b'_1 \\ b'_2 \end{bmatrix} = [S'] \begin{bmatrix} a'_1 \\ a'_2 \end{bmatrix} \quad (1.36)$$

podemos obtener dos matrices $[B]$ y $[C]$ en función de los parámetros de dispersión de la línea con pérdidas con respecto a Z , si forzamos que cumplan con la condición dada por (1.21).

Ordenando (1.34) y (1.35) conforme las condiciones de (1.36) obtenemos las ecuaciones

$$\frac{1}{|A|} (a_{12}^{-1} a_1 + a_{11}^{-1} b_1) = \frac{S'_{11}}{|A|} (a_{11}^{-1} a_1 + a_{12}^{-1} b_1) + \frac{S'_{12}}{|A|} (a_{11}^{-1} a_2 + a_{12}^{-1} b_2) \quad (1.37)$$

$$\frac{1}{|A|} (a_{12}^{-1} a_2 + a_{11}^{-1} b_2) = \frac{S'_{12}}{|A|} (a_{11}^{-1} a_1 + a_{12}^{-1} b_1) + \frac{S'_{11}}{|A|} (a_{11}^{-1} a_2 + a_{12}^{-1} b_2) \quad (1.38)$$

las cuales, ordenándolas conforme a las ondas de tensión de la línea adaptada y a los parámetros S' , podemos formar el siguiente sistema matricial:

$$[B] \begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = [C] \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} \quad (1.39)$$

siendo $[B]$ y $[C]$, las siguientes matrices 2x2

$$[B] = \begin{bmatrix} a_{11}^{-1} - S'_{11} a_{12}^{-1} & -S'_{12} a_{12}^{-1} \\ -S'_{12} a_{12}^{-1} & a_{11}^{-1} - S'_{11} a_{12}^{-1} \end{bmatrix} \quad (1.40)$$

$$[C] = \begin{bmatrix} S'_{11} a_{11}^{-1} - a_{12}^{-1} & S'_{12} a_{11}^{-1} \\ S'_{12} a_{11}^{-1} & S'_{11} a_{11}^{-1} - a_{12}^{-1} \end{bmatrix} \quad (1.41)$$

Si despojamos adecuadamente del sistema (1.39),

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = [B]^{-1} [C] \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} \quad (1.42)$$

vemos como el producto de la matriz inversa $[B]^{-1}$ por la matriz $[C]$ está relacionada con la matriz de dispersión de la línea con pérdidas en función de la impedancia característica de la línea adaptada, de la siguiente manera:

$$[S] = [B]^{-1} [C] \quad (1.43)$$

Si forzamos ambas matrices $[B]$ y $[C]$ a que cumplan (1.21), estas quedan de la siguiente forma:

$$[B] = \begin{bmatrix} a_{11}^{-1} & -a_{12}^{-1} e^{-\gamma' L} \\ -a_{12}^{-1} e^{-\gamma' L} & a_{11}^{-1} \end{bmatrix} \quad (1.44)$$

$$[C] = \begin{bmatrix} -a_{12}^{-1} & a_{11}^{-1} e^{-\gamma' L} \\ a_{11}^{-1} e^{-\gamma' L} & -a_{12}^{-1} \end{bmatrix} \quad (1.45)$$

Operando la expresión (1.43), $[S]$ es igual a:

$$[S] = \frac{1}{(a_{11}^{-1})^2 - (a_{12}^{-1})^2 e^{-2\gamma' L}} * \begin{bmatrix} -a_{11}^{-1} a_{12}^{-1} + a_{11}^{-1} a_{12}^{-1} e^{-2\gamma' L} & -(a_{12}^{-1})^2 e^{-\gamma' L} + (a_{11}^{-1})^2 e^{-\gamma' L} \\ -(a_{12}^{-1})^2 e^{-\gamma' L} + (a_{11}^{-1})^2 e^{-\gamma' L} & -a_{11}^{-1} a_{12}^{-1} + a_{11}^{-1} a_{12}^{-1} e^{-2\gamma' L} \end{bmatrix} \quad (1.46)$$

La matriz resultante es simétrica, por lo que obtenemos dos parámetros únicos de transmisión y reflexión:

$$S_{11} = \frac{a_{11}^{-1} a_{12}^{-1} (e^{-2\gamma' L} - 1)}{(a_{11}^{-1})^2 - (a_{12}^{-1})^2 e^{-2\gamma' L}} \quad (1.47)$$

$$S_{12} = \frac{[(a_{11}^{-1})^2 - (a_{12}^{-1})^2] e^{-\gamma' L}}{(a_{11}^{-1})^2 - (a_{12}^{-1})^2 e^{-2\gamma' L}} \quad (1.48)$$

Si sustituimos los valores de a_{11}^{-1} y a_{12}^{-1} , por sus valores iniciales dados en (1.33), en las ecuaciones (1.47) y (1.48), y las arreglamos, obtenemos:

$$S_{11} = \frac{\rho - \rho e^{-2\gamma' L}}{1 - \rho^2 e^{-2\gamma' L}} \quad (1.49)$$

$$S_{12} = \frac{(1 - \rho^2) e^{-\gamma' L}}{1 - \rho^2 e^{-2\gamma' L}} \quad (1.50)$$

De estas ecuaciones teniendo en cuenta que

$$\rho = \frac{\bar{Z} - 1}{\bar{Z} + 1} \quad (1.51)$$

se puede demostrar que si $Z = Z_0$, S_{11} y S_{12} cumplen con la matriz (1.21).

Por último, si hacemos la siguiente sustitución en las ecuaciones (1.49) y (1.50),

$$x = e^{-\gamma' L} \quad (1.52)$$

tenemos disponible un sistema de ecuaciones no lineales formado por las siguientes expresiones:

$$S_{11} = \frac{\rho - \rho x^2}{1 - \rho^2 x^2} \quad (1.53)$$

$$S_{12} = \frac{x - x \rho^2}{1 - \rho^2 x^2} \quad (1.54)$$

Estas ecuaciones relacionan los parámetros de reflexión y transmisión obtenidos entre los planos 1 y 2 de la Figura. 15, con los diferentes medios y características de la línea de transmisión. La resolución de este sistema de ecuaciones será mostrada en el siguiente apartado, y se realizará mediante un método iterativo, el cual será explicado de manera extensa y detallada.

1.2.4 Obtención teórica de la permitividad relativa y la tangente de pérdidas

Esta sección presenta el procedimiento para la obtención de la permitividad relativa y tangente de pérdidas de la muestra bajo estudio. El procedimiento se va a llevar a cabo mediante la aplicación del algoritmo Nicolson-Ross-Weir, el cual es un método de transmisión/reflexión, es decir, hace uso de los parámetros de dispersión de transmisión y reflexión obtenidos directamente de la línea de transmisión utilizada. Se presentarán las ecuaciones aplicadas, además de tratar las principales limitaciones que conlleva utilizar este método y que posibles soluciones pueden aplicarse para reducir o eliminar dichas limitaciones.

1.2.4.1 Algoritmo Nicolson - Ross - Weir

Este algoritmo comúnmente llamado NRW, aporta un cálculo directo de la permitividad relativa de materiales dieléctricos a partir de los parámetros de dispersión de la línea de transmisión, calculados en los planos de referencia de las muestras bajo estudio.

El procedimiento básico se realiza mediante el uso de un analizador de redes (VNA, vector network analyzer), utilizado para medir los parámetros de dispersión de una sección de línea de transmisión que contiene la muestra de material dieléctrico (Figura. 16). Este método soporta líneas de transmisión haciendo uso de modos TEM, lo que significa que es importante que las secciones de línea que se encuentran a ambos lados de la muestra estén debidamente adaptadas para evitar la aparición de modos de orden superior o, dicho de otra manera, que estos modos superiores sean significativamente atenuados antes de alcanzar la muestra [15].

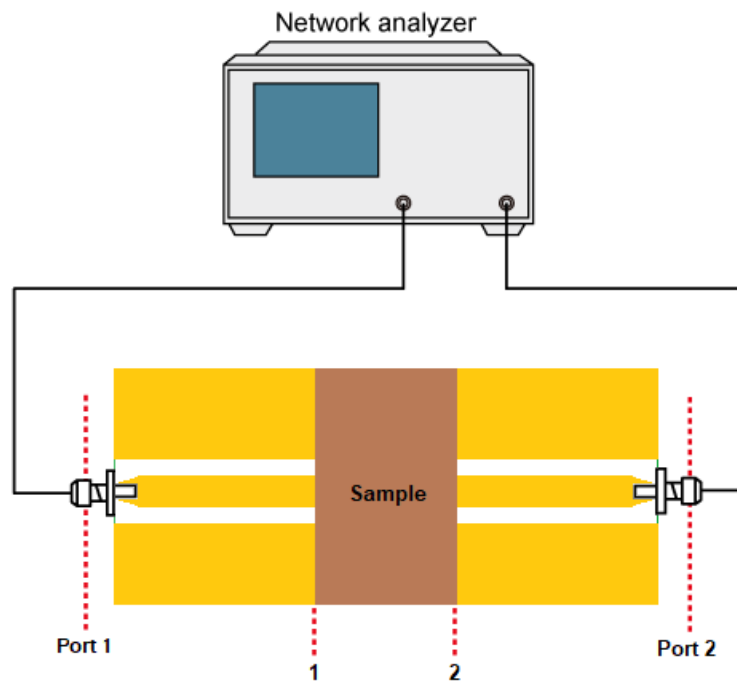


Figura. 16 Esquema de conexión VNA-CPW [16]

Mediante el analizador de redes, haciendo la debida calibración o corrección de fase a los planos 1 y 2 de la Figura. 16, se pueden obtener las medidas de los parámetros de dispersión en los planos de la muestra. Específicamente este procedimiento hace uso del coeficiente de reflexión S_{11} en la interfaz aire-dieléctrico y el coeficiente de transmisión S_{21} o S_{12} a través del dieléctrico [15]. A partir de estos parámetros y combinando una serie de ecuaciones podemos calcular la constante de propagación de la onda que se propaga por la línea de transmisión, y finalmente determinar la constante dieléctrica, así como la tangente de pérdidas del material dieléctrico a estudio.

Es importante indicar algunas de las limitaciones al utilizar este procedimiento. Pueden existir ambigüedades de fase como resultado de utilizar longitudes de muestra mayores que una longitud de onda en el dieléctrico [15]. Una solución adecuada sería utilizar longitudes de muestra menor

que la longitud de onda en el propio material. Sin embargo, esto puede provocar cierta incertidumbre en los resultados, sobre todo a frecuencias altas, debido a las longitudes cortas. Además, para muestras con pérdidas bajas, cuando la longitud de dicho material es un múltiplo de la mitad de longitud de onda sobre muestra, surgen problemas de precisión debido a que el parámetro $|S_{11}|$ se vuelve muy pequeño, como consecuencia se produce incertidumbre en las mediciones [6].

El método NRW, combinando una serie de ecuaciones, resuelve el sistema de ecuaciones dado por las expresiones (1.55) y (1.56).

$$S_{11} = \frac{\rho - \rho x^2}{1 - \rho^2 x^2} \quad (1.55)$$

$$S_{12} = \frac{x - x\rho^2}{1 - \rho^2 x^2} \quad (1.56)$$

Siendo x el factor de propagación:

$$x = e^{-\gamma L} = e^{-(\alpha + j\beta)L} \quad (1.57)$$

donde

L es la longitud de la muestra en metros,
 α es la constante de atenuación en neppers/m,
 β es la constante de fase en rad/m.

La constante de fase es igual a

$$\beta = \frac{2\pi}{\lambda_g} \quad (1.58)$$

donde λ_g es la longitud de onda de la línea de transmisión. Esta a su vez está relacionada con la constante dieléctrica efectiva como se puede ver en la ecuación (1.17), que en términos de su parte real e imaginaria queda de la siguiente manera:

$$\epsilon = (\epsilon' - j\epsilon'') \quad (1.59)$$

El coeficiente de reflexión (ρ) es la relación entre la parte de la línea rellena de aire y la parte rellena del material dieléctrico.

$$\rho = K \pm \sqrt{K^2 - 1} \quad (1.60)$$

El valor de la expresión (1.60) es escogido conforme a $|\rho| \leq 1$ [17]. Además, el valor de K viene dado por la siguiente expresión:

$$K = \frac{S_{11}^2 - S_{12}^2 + 1}{2S_{11}} \quad (1.61)$$

El factor de propagación lo encontramos a partir del coeficiente de reflexión y los parámetros de dispersión de reflexión y transmisión.

$$x = \frac{S_{11} + S_{12} - \rho}{1 - (S_{11} + S_{12})\rho} \quad (1.62)$$

Finalmente podemos obtener la constante de propagación γ despejando apropiadamente de la ecuación (1.57).

$$\gamma = \frac{1}{L} * \ln\left(\frac{1}{x}\right) \quad (1.63)$$

La ecuación (1.63) puede ser ambigua debido a que la fase del factor de propagación (x) no cambia cuando la longitud de la muestra es superior a la longitud de onda en la propia muestra [15]. Entraremos en más en detalle sobre ello en el siguiente apartado.

De la ecuación (1.57) sabemos que la constante de propagación tiene parte real y parte imaginaria en líneas de transmisión con pérdidas, por lo que la ecuación (1.63) es equivalente a:

$$\gamma = \frac{1}{L} * \ln\left(\frac{1}{x}\right) = \alpha + j\beta \quad (1.64)$$

Podemos relacionar α y β con las propiedades dieléctricas de la línea de transmisión, mediante las ecuaciones (1.58) y (1.59). Obteniendo así las siguientes expresiones [5]:

$$\alpha = \frac{2\pi}{\lambda_o} \sqrt{\frac{\epsilon'}{2} (\sqrt{1 + \tan^2 \delta} - 1)} \quad (1.65)$$

$$\beta = \frac{2\pi}{\lambda_o} \sqrt{\frac{\epsilon'}{2} (\sqrt{1 + \tan^2 \delta} + 1)} \quad (1.66)$$

Como puede observarse, en las ecuaciones anteriores aparecen la permitividad efectiva (ϵ') y la tangente de delta o tangente de pérdidas ($\tan\delta$), la cual está relacionada directamente con la parte real e imaginaria de la permitividad de la línea de transmisión en materiales dieléctricos no magnéticos, tal y como se contó en el apartado 1.2.1.1 *Ecuaciones de Maxwell y caracterización dieléctrica de un medio dieléctrico* mediante la ecuación (1.14).

Despejando apropiadamente de las ecuaciones (1.65) y (1.66), obtenemos ϵ_{eff} en función de α , β y la frecuencia de trabajo:

$$\varepsilon_{eff} = \left(\frac{c_0}{2\pi f_0} \right)^2 (\beta^2 - \alpha^2) \quad (1.67)$$

y $\tan\delta_{eff}$ en función de α , ε_{eff} y la frecuencia de trabajo:

$$\tan\delta_{eff} = \sqrt{\left(\left(\frac{c_0\alpha}{\pi f_0} \right)^2 \frac{1}{2\varepsilon_{eff}} + 1 \right)^2 - 1} \quad (1.68)$$

Como se ha podido comprobar, somos capaces de obtener las propiedades dieléctricas de la línea de transmisión ε_{eff} y $\tan\delta_{eff}$ mediante el algoritmo Nicolson-Ross-Weir.

En una línea de transmisión homogénea en la cual la onda solo se propaga por un único medio, las propiedades dieléctricas obtenidas de las ecuaciones (1.67) y (1.68) pertenecerían únicamente al material o muestra bajo prueba. En nuestro caso, hacemos uso de una guía de onda coplanar que como se habló en el apartado 1.2.2.1 *Guía de onda coplanar*, está formada por diferentes medios dieléctricos.

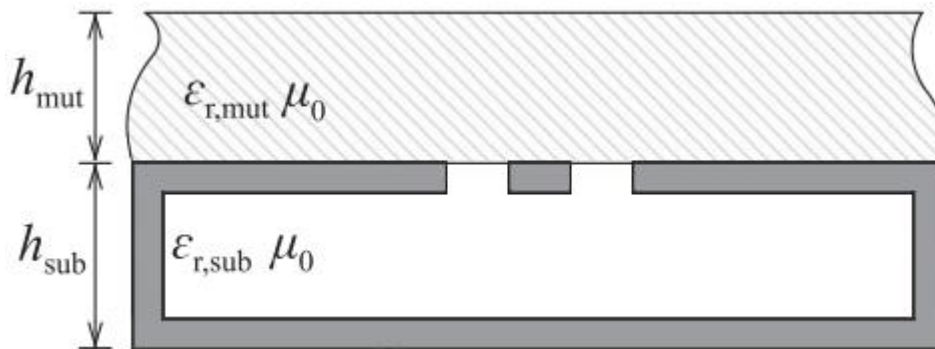


Figura. 17 Sección transversal guía coplanar con dos sustratos dieléctricos

Si los gaps están rellenos del mismo sustrato que el dieléctrico inferior y, además, el sustrato superior es lo suficientemente alto, la onda solo se propaga por dos medios dieléctricos diferentes (Figura. 17). Entonces la permitividad y tangente de pérdidas efectivas obtenidas de las ecuaciones (1.67) y (1.68) son fruto de la combinación de ambos dieléctricos.

¿Cómo obtenemos la permitividad relativa (ε_r) del dieléctrico superior o muestra a partir de la permitividad efectiva (ε_{eff}) del conjunto de la guía?

Fijando la permitividad relativa del sustrato dieléctrico inferior y la geometría transversal de la guía coplanar, la ecuación (1.19) de la impedancia característica de la guía puede escribirse tal que así:

$$Z_0 = \frac{30\pi}{\sqrt{\varepsilon_{eff}}} * \text{geometría cte} \quad (1.69)$$

por lo que podemos atribuir la variación de impedancia característica al valor de la permitividad relativa del dieléctrico superior ($Z_0(\varepsilon_r)$). Esto nos permite establecer una relación entre ε_r y ε_{eff} , es decir, para cada valor de ε_r el correspondiente valor de ε_{eff} . Sabiendo esto, con ayuda de herramientas computacionales, es posible establecer una ley o ecuación matemática que relacione ambas permitividades. Como veremos en capítulos siguientes, la relación entre ambas permitividades tendrá un comportamiento lineal, tal que así:

$$\varepsilon_{eff} = m\varepsilon_r + n \quad (1.70)$$

siendo m la pendiente y n el término independiente de la recta.

Finalmente despejando apropiadamente de la ecuación (1.70) obtenemos la permitividad relativa de la muestra en función de la permitividad efectiva del conjunto de la guía.

$$\varepsilon_r = \frac{\varepsilon_{eff} - n}{m} \quad (1.71)$$

Por otra parte, ¿Cómo obtenemos la tangente de pérdidas de la muestra ($\tan\delta$) a partir de la tangente de pérdidas efectiva ($\tan\delta_{eff}$)?

Como veremos en capítulos siguientes, para una guía coplanar con pocas pérdidas, si las pérdidas del dieléctrico superior son altas, podemos suponer que la tangente de pérdidas efectiva obtenida a partir de la ecuación (1.68) es aproximadamente la tangente de pérdidas de la muestra. Es decir, como las pérdidas del dieléctrico superior (muestra) son tan superiores a las pérdidas del dieléctrico inferior, la tangente de pérdidas obtenida puede considerarse la de la muestra.

Finalmente, la expresión de la tangente de pérdidas de la muestra es:

$$\tan\delta \approx \tan\delta_{eff} = \sqrt{\left(\left(\frac{c_0\alpha}{\pi f_0}\right)^2 \frac{1}{2\varepsilon_{eff}} + 1\right)^2 - 1} \quad (1.72)$$

1.2.4.2 Problemas del algoritmo NRW: Ambigüedad en la fase del factor de propagación

Cuando hacemos uso de las ecuaciones del algoritmo Nicolson-Ross-Weir es importante tener en cuenta un aspecto clave que a la vez supone el principal problema o inconveniente al utilizar este método. Este problema reside en el hecho de que el factor de propagación (x), dado por la ecuación (1.62), puede hacer que la constante de propagación (γ), dada por la ecuación (1.63), sea ambigua o errónea, lo cual supone que las propiedades dieléctricas obtenidas de la muestra sean erróneas.

Esto sucede debido a que la ecuación (1.63) de la constante de propagación no tiene en cuenta la variación de la fase del factor de propagación cuando la longitud de la muestra bajo estudio es superior a la longitud de onda en la propia muestra. En otras palabras, la ambigüedad sucede debido a que la fase del factor de propagación nunca cambia [15].

Vamos a analizar mejor el problema visualizando la forma de la fase del factor de propagación (Figura. 18).

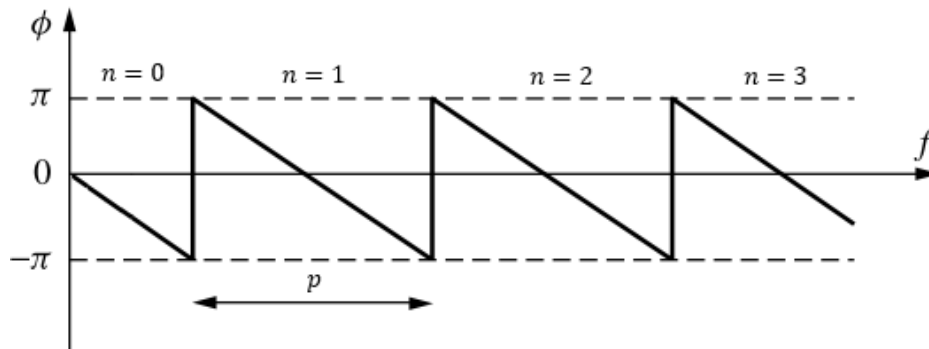


Figura. 18 Fase del factor de propagación [6]

A partir de la Figura. 18, podemos observar la respuesta de la fase del factor de propagación. Esta toma valores entre $\pm\pi$ además de sufrir cambios bruscos de valor 2π a lo largo del eje de frecuencias provocando un comportamiento cíclico de periodo p . Esto nos permite concluir que, para una determinada longitud de muestra, nos encontraremos en un periodo n de la fase, en función de la frecuencia de trabajo utilizada.

Aplicando lo anterior, la parte compleja de la ecuación (1.63) pasa a depender del valor $2\pi n$, donde n es un número entero que corresponde al número de periodo de la fase del factor de propagación [15]. Reescribiendo la ecuación de la constante de propagación obtenemos:

$$\gamma = \frac{1}{L} \left(\ln \left(\frac{1}{|x|} \right) + j(2n\pi - fase(x)) \right) \quad (1.73)$$

Dicho esto, si somos capaces de obtener el periodo n en el que nos encontramos para una frecuencia de trabajo determinada, seremos capaces de resolver dicha ambigüedad. Además, se puede apreciar como para $n = 0$, nos encontramos en un rango de frecuencias cuyas longitudes de onda en la muestra, es menor que la longitud física de dicha muestra, por ello no existe ambigüedad en la fase y la ecuación resultante es (1.63).

El método más común para hallar el periodo es mediante la obtención de la pendiente negativa de una de las rectas descendentes que forman la fase del factor de propagación en función de la frecuencia (Figura. 19) [15]. Este método supone una pérdida de la automatización en el análisis de los datos ya que para obtener resultados fiables se necesita realizar un procedimiento analítico sobre la gráfica del factor de propagación.

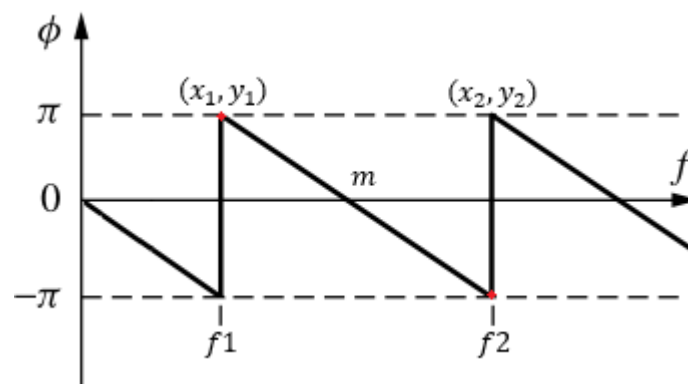


Figura. 19 Pendiente de la gráfica fase de la constante de propagación vs frecuencia

El hecho de realizar un barrido lo suficientemente largo, permite establecer puntos al principio y al final del periodo sobre el que se encuentra la frecuencia de trabajo, aumentando la precisión al obtener la pendiente m . Por ello se hace necesario un procedimiento analítico en cuanto al posicionamiento de los puntos (x_1, y_1) , (x_2, y_2) . Tras saber el valor de la pendiente, es posible saber longitud de un periodo (p) y tras ello encontrar el número de periodo (n) [18].

Las desventajas principales de este procedimiento son la automatización del proceso, como se indicó anteriormente, y la restricción en la obtención de resultados al rango de frecuencias dado por el número de periodo n . Esto último implica limitaciones en análisis de datos con barridos largos en frecuencia, además de obligar a tener un control estricto sobre las longitudes de las muestras bajo estudio.

Las limitaciones dadas por el procedimiento anterior y la ecuación (1.73) pueden ser resueltas fácilmente desarrollando la fase del factor de propagación, tal y como aparece en la Figura. 20. La fase se puede desarrollar detectando saltos en los valores de la fase de, digamos, más de π de una frecuencia de medición a la siguiente y seguidamente sumando $2\pi n$ a los valores siguiente de fase. Siendo n el número de periodo [6].

Aplicando el procedimiento anterior la ecuación de la constante de propagación resultante es la siguiente:

$$\gamma = \frac{1}{L} \left(\ln \left(\frac{1}{|x|} \right) - jQ \right) \quad (1.74)$$

siendo Q la fase del factor de propagación desvenuelta. Es evidente que esta expresión funciona de manera independiente a n .

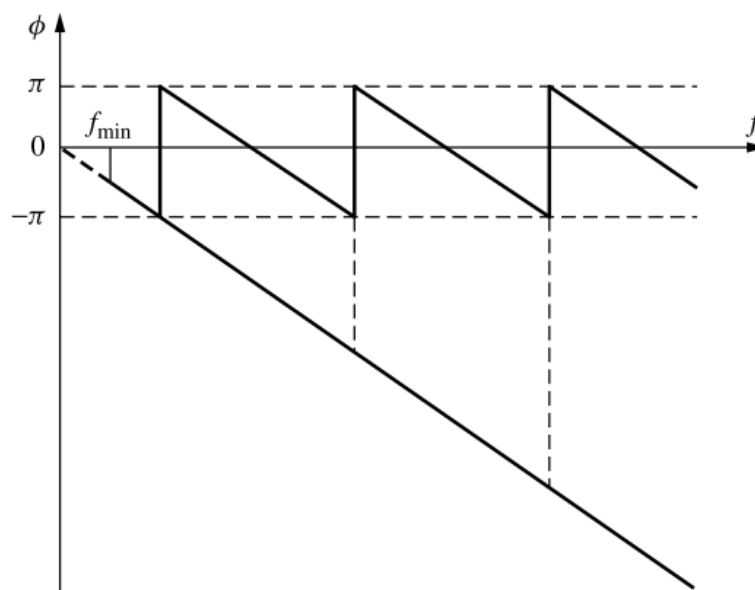


Figura. 20 Desenvoltura de la fase del factor de propagación [6]

Este último método es comúnmente utilizado. Permite realizar análisis de resultados en barridos largos de frecuencia, disponer de una mayor libertad a la hora de elegir las longitudes de las muestras y agiliza el proceso de tratamiento de los datos ya que no se hace necesario incluir un procedimiento analítico. Como resultado de sus ventajas, en el capítulo siguiente veremos gráficamente los resultados obtenidos mediante este último método.

Capítulo 2. Implementación

Nuestro sistema de trabajo está formado por diferentes componentes físicos, además de incluir el uso de herramientas computacionales para el tratamiento final de los datos. En este capítulo vamos a tratar con los elementos principales de nuestro sistema de medida, los cuales nos permiten llevar a la práctica todo el desarrollo teórico anterior.

2.1 Componentes del sistema

Los instrumentos de trabajo varían en función de la fase de desarrollo en la que nos encontramos.

En la fase de desarrollo vamos a utilizar herramientas computacionales, tratadas en el apartado 2.2 *Software*, para modelar y analizar el prototipo por ordenador. Una vez obtenido el prototipo físico, para examinar nuestra guía coplanar se hará uso de un Analizador de Redes Vectorial que nos proporcionará los datos a ser tratados computacionalmente para mostrar los resultados finales.

2.1.1 Analizador de Redes Vectorial, VNA (*Vector Network Analyzer*)

Gracias a la escuela de ingenieros de Telecomunicación de la UPV tenemos disponible un analizador de redes portátil de gran precisión y calidad, utilizado actualmente por los profesionales del sector. El modelo utilizado es *FieldFox Microwave Analyzer N9917A* de la compañía *KEYSIGHT Technologies*. Este analizador de redes aporta precisión mediante la entrega precisa de resultados en mediciones de microondas y RF. Con *FieldFox* es posible realizar multitud de mediciones en el rango entre 30kHz y 18GHz. Nos permite medir todos los parámetros S en modulo y fase de forma simultánea entre otras muchas tareas [19]. Para la extracción de los datos no es necesario el uso complementario de un ordenador ya que este analizador permite conectar directamente dispositivos de memorias externa.



Figura. 21 Analizador de redes portátil *FieldFox* [19] y kit de calibración

La calibración la llevamos a cabo manualmente mediante un kit de calibración OPEN, SHORT, LOAD y THRU, con la que eliminamos los errores producidos por los cables y las conexiones.

2.2 Software

Previamente a explicar el desarrollo paramétrico de nuestro prototipo, es necesario hablar sobre los programas informáticos utilizados para su investigación y desarrollo, además de indicar las características que nos han sido esenciales en ellos. Estos son HFSS de la compañía *Ansys* y MATLAB de la compañía *MathWorks*. Ambos son muy utilizados en entornos universitarios, aportando la opción de adquirirlos gratuitamente mediante el uso licencias educativas.

2.2.1 HFSS

HFSS (High Frequency Structure Simulator) es, tal y como indican sus siglas en inglés, un simulador de estructuras de alta frecuencia desarrollado por la empresa tecnológica *Ansys*. Este simulador de campos electromagnéticos trabaja sobre estructuras pasivas 3D aprovechando la interfaz de usuario de Microsoft Windows. HFSS resuelve los problemas de campos electromagnéticos de manera rápida y precisa, gracias al empleo de métodos de elementos finitos y mallas adaptativas entre otros [20].

Esta herramienta informática, nos ha permitido desarrollar y estudiar nuestro prototipo de forma completa, avanzada y precisa. Este programa posibilita la construcción de estructuras mediante piezas tridimensionales sencillas como son cubos, esferas, cilindros y otros elementos. De manera similar, es posible trabajar en formato 2D mediante piezas planas y posteriormente añadir una dimensión adicional proporcionando volumen al diseño.

La posibilidad de parametrizar el diseño es un elemento clave para agilizar el proceso de construcción y estudio, además de proporcionar comodidad a la hora de explorar alternativas en el diseño. Si parametrizamos cada una de las piezas que componen nuestro prototipo y aplicamos dichos parámetros en las definiciones de sus posiciones relativas y longitudes, seremos capaces de modificar posiciones y dimensiones de todo el conjunto de manera automática, cambiando el valor de uno o más parámetros.

Por último, HFSS nos permite desarrollar o sintetizar materiales definiendo sus características a nuestro gusto, lo que nos va a proporcionar versatilidad en el estudio y en el comportamiento de la pieza creada.

2.2.2 MATLAB

MATLAB (MATrix LABoratory) es una plataforma informática y científica, propietaria de la compañía *MathWorks*, que combina un entorno de escritorio para el análisis y los procesos de diseño con un lenguaje de programación que expresa las matemáticas de matrices y arrays [21].

Este software nos aporta la posibilidad de cargar o importar datos procedentes de entornos de simulación para estudiarlos, tratarlos hasta obtener los resultados deseados y finalmente visualizarlos; todo ello, gracias a sus amplios paquetes de herramientas y documentaciones que expanden ampliamente sus prestaciones.

Un elemento diferencial que nos aporta esta plataforma es la capacidad de desarrollar programas o Scripts con los que podemos automatizar nuestro trabajo y agilizar los procesos de estudio e investigación.

2.3 Estudio paramétrico

El desarrollo de nuestro prototipo de caracterización dieléctrica mediante línea coplanar se ha llevado a cabo teniendo en cuenta una serie de condiciones iniciales, en cuanto a dimensiones se refiere, ya que nuestro propósito final es poder llevar a la realidad un prototipo físico fácilmente mecanizable que no dificulte el proceso de fabricación. Todo el proceso de parametrizado se ha realizado mediante el software de diseño de estructuras electromagnéticas HFSS.

2.3.1 Construcción del modelo 2D y 3D

En este apartado vamos a trabajar en el modelado 2D y 3D de nuestra guía, además de hablar detenidamente de cada una de las partes y de los materiales que las componen.

Partiendo del modelo 2D (Figura. 22), la guía está formada por dos componentes principalmente, uno dieléctrico y otro conductor. El conductor queda dividido en dos partes, el activo o conductor central y el plano de masa. Ambos quedan separados por dos pequeñas ranuras o gaps que, en nuestro caso, están rellenos por el mismo dieléctrico. El plano de masa recubre la estructura del material dieléctrico incluido la parte lateral e inferior. Esto nos va a aportar una reducción de las pérdidas por radiación, disminuye la posibilidad de propagación de modos de orden superior a frecuencias bajas, además de servirnos para aislar el sustrato dieléctrico interior y mantener las características de la guía fijas.

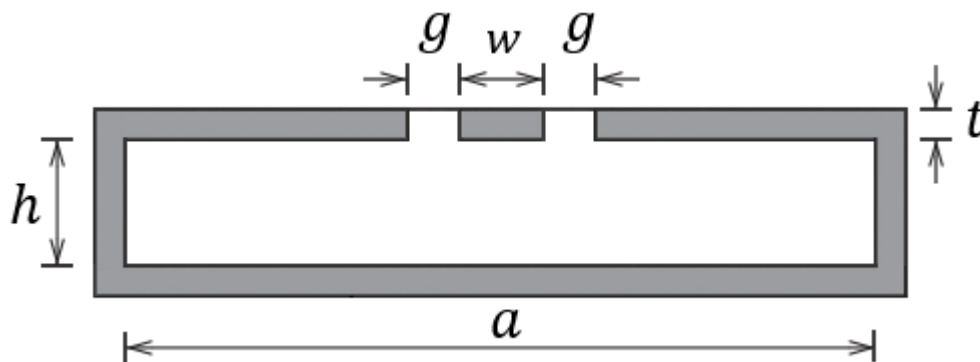


Figura. 22 Cota de la estructura transversal de la línea coplanar

El comportamiento de la guía va a depender directamente de las dimensiones de los gaps (g), el conductor central (w), el ancho (a) y alto (h) del dieléctrico, así como por el grosor de la metalización (t) que va a quedar establecido en 1 mm. El hecho de disponer de dos grados de libertad en el diseño como son las dimensiones de los gaps y el conductor central nos ofrece la posibilidad de estudiar diferentes configuraciones y posibilidades.

Así mismo, definimos una estructura rellena de aire sobre la línea, que forma el sustrato superior que es parte del conjunto de la estructura sobre el que realizaremos las simulaciones y sobre las que se establecerán una serie de variaciones que afectarán directamente a las características de la guía.

En la Figura. 23, se muestra el modelo transversal 2D de la guía. La estructura transversal se puede construir fácilmente en HFSS, mediante rectángulos, dándoles una medida determinada y luego, generando uniones y separaciones entre ellos hasta formar la configuración deseada.

El dieléctrico elegido para formar parte del sustrato inferior es Teflón (PTFE, *politetrafluoroetileno*). Este material es fácilmente mecanizable, barato, y además dispone de unas características dieléctricas idóneas para el prototipo ya que dispone de pocas pérdidas dieléctricas y tiene una permitividad relativa de valor 2.1, que permiten una buena distribución y propagación del campo electromagnético. En cuanto a la parte metálica elegimos cobre o latón, dos metales con buenas propiedades conductoras y mecánicas.

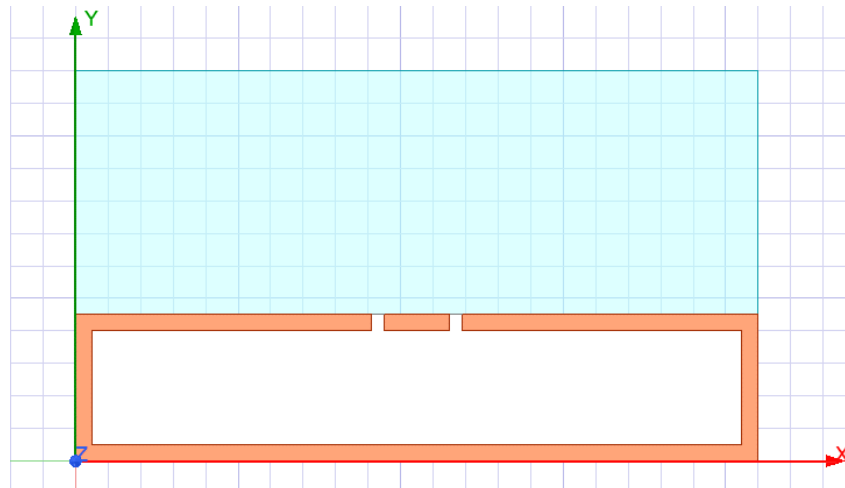


Figura. 23 Modelo 2D de la estructura transversal de la línea coplanar

Una vez formada la estructura y ser debidamente parametrizada, añadimos las excitaciones. Siendo el conductor central el elemento activo y el plano de masa el elemento pasivo (Figura. 24).

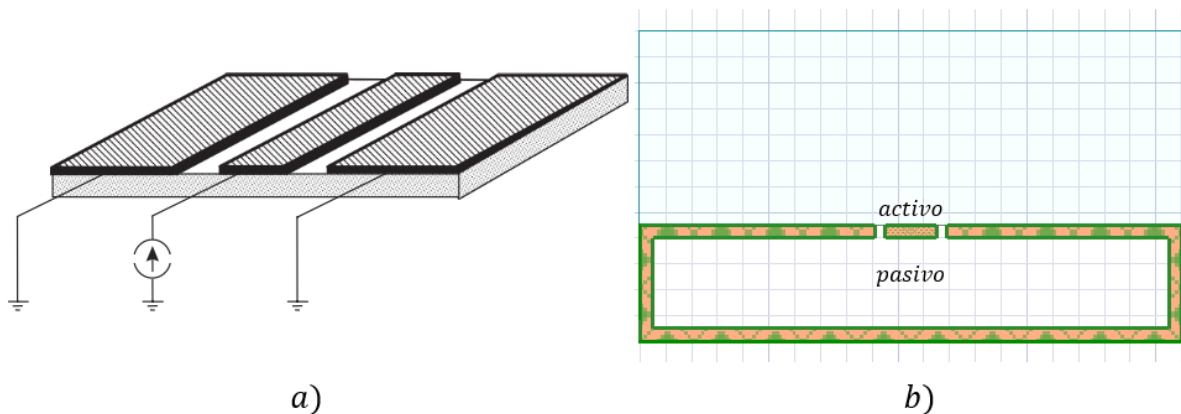


Figura. 24 Esquema de excitación a), excitaciones del modelo 2D en HFSS b)

Teniendo el modelo 2D preparado para realizar simulaciones y estudios, las cuales se realizarán en apartados posteriores, podemos dar paso a la construcción 3D de la guía, añadiendo una dimensión extra que aportará profundidad a la pieza. En nuestro caso está dimensión extra se va a extender a lo largo del eje Z. Si nos dirigimos al apartado *2D Extractor* de HFSS, tenemos la opción de crear un diseño 3D a partir del 2D actual (Figura. 25).

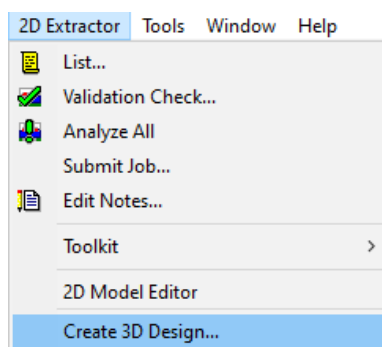


Figura. 25 Ventana de opciones para generar modelo 3D

Tras seleccionar dicha opción, nos aparece una ventana que nos permite elegir la dimensión del diseño a lo largo del eje Z y la opción de parametrizar dicha dimensión (Figura. 26).

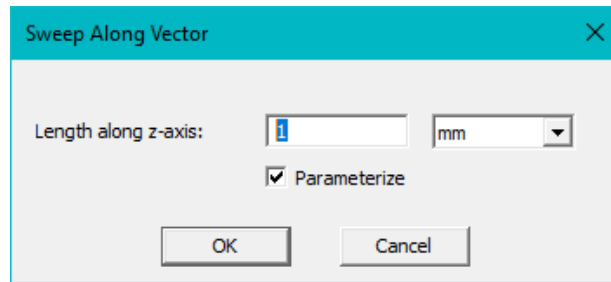


Figura. 26 Ventana de creación del modelo 3D

Tras pulsar OK el modelo 3D de la guía coplanar queda de la siguiente manera:

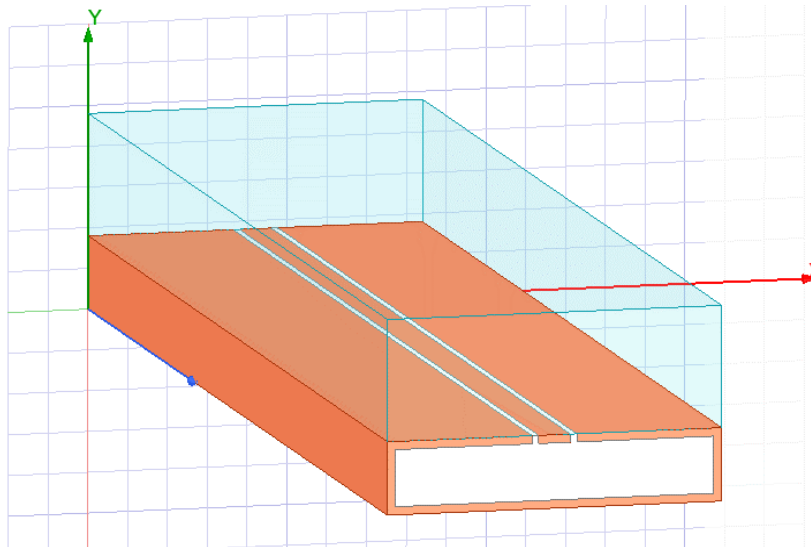


Figura. 27 Modelo 3D de la guía coplanar

Tenemos disponible un modelo de guía coplanar tridimensional totalmente parametrizable y casi listo para iniciar nuestros estudios y simulaciones.

Por último, debemos definir las condiciones de contorno de la guía. Estas últimas son muy importantes para obtener resultados correctos en simulaciones de radiación, ya que para HFSS, es necesario definir un dominio adecuadamente acotado para dar solución a las ecuaciones de Maxwell. La ecuación de onda que resuelve HFSS se deriva de la forma diferencial de las ecuaciones de Maxwell, por lo que para que sean válidas necesitamos definir el comportamiento del campo en las discontinuidades [20].

Cualquier superficie de objeto que toque el fondo, la región que rodea al modelo geométrico, HFSS de manera automática lo define como un conductor eléctrico perfecto (*Perfect E boundary*), aunque podemos cambiar las propiedades si es necesario [20]. La superficie de la guía se asume automáticamente como conductor perfecto, pero al definirlo como cobre, estamos ante un conductor con pérdidas. Las superficies laterales del cubo relleno de aire las definimos como conductor eléctrico perfecto (Figura. 28), ya que no nos interesa modelar el comportamiento electromagnético en esas regiones, además más adelante cuando avancemos en el diseño, veremos cómo quedarán cubiertas por una pared metálica.

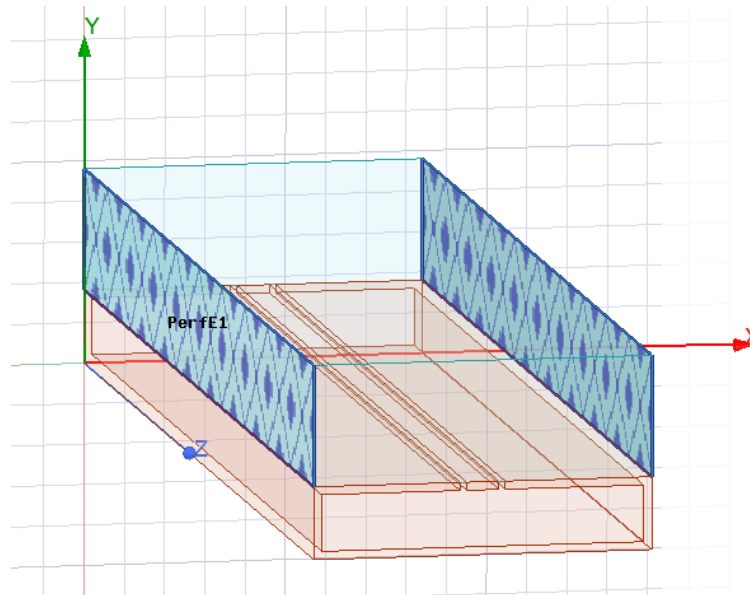


Figura. 28 Condiciones de contorno para las superficies laterales

Las superficies delanteras y la superficie superior las definimos como límites de radiación o límites absorbentes (Figura. 29). Esto hace que HFSS modele una superficie abierta eléctricamente, es decir, las ondas pueden irradiarse fuera de la estructura hacia el límite de radiación. Al incluir límites de radiación, se realizan cálculos de campo lejano como parte de la simulación, además los parámetros S calculados incluyen los efectos de las pérdidas por radiación [20].

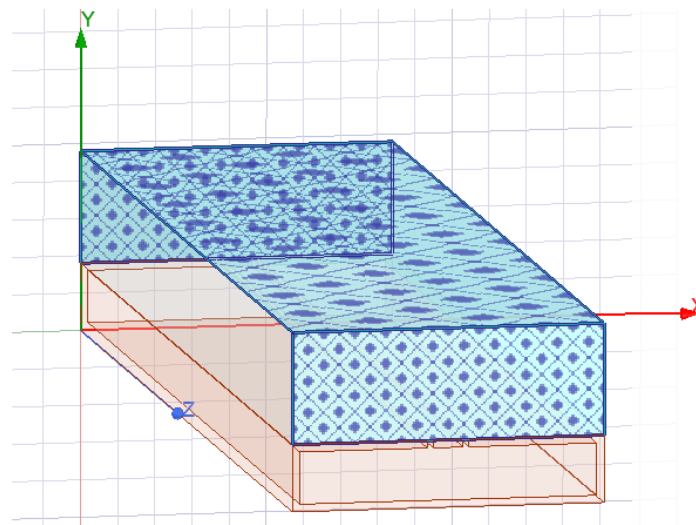


Figura. 29 Condiciones de contorno para las superficies delantera y superior

Finalmente definimos los puertos de la guía como dos planos del mismo tamaño que la sección transversal de la guía (Figura. 30). Los puertos son un tipo de condición de contorno que permite que la energía fluya dentro y fuera de la estructura. El programa supone que los puertos definidos están conectados a una guía de onda semi infinita que tiene las mismas propiedades de sección transversal y material que los puertos. Cada puerto se excita individualmente y cada modo electromagnético contiene un vatio de potencia promediado en el tiempo. Los puertos calculan la impedancia característica, la constante de propagación compleja y los parámetros S generalizados [20].

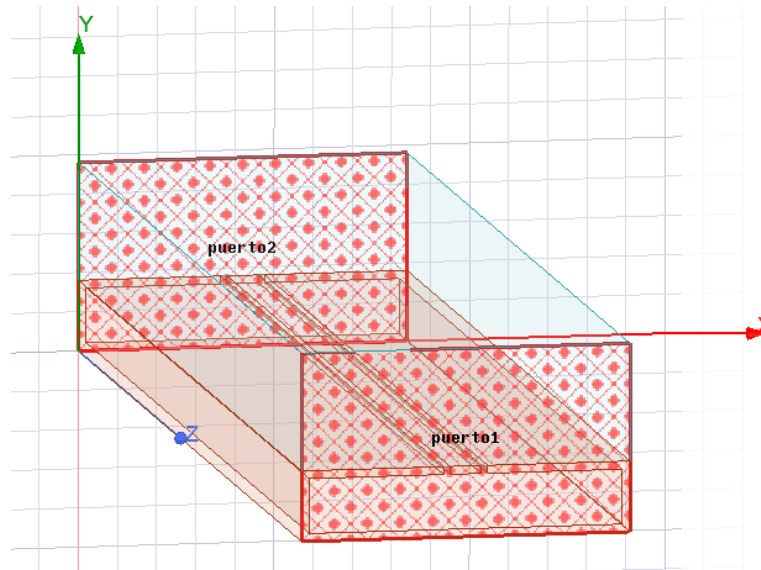


Figura. 30 Puertos de la guía coplanar

Ya tenemos definidos las condiciones de contorno para poder realizar simulaciones y establecer las dimensionadas adecuadas para que nuestro sistema funcione conforme unos requisitos. Estos serán comentados en el siguiente apartado.

2.3.2 Condiciones de funcionamiento y dimensionado

En esta etapa de desarrollo radica una de las partes más importantes del diseño. Vamos a adecuar las dimensiones transversales de la guía a una serie de condiciones de funcionamiento que nos permitan desplegar apropiadamente nuestro sistema tanto en simulaciones como físicamente en etapas posteriores. Como ya hemos comentado, las características de la guía dependen directamente de las dimensiones transversales, pero no tanto de las dimensiones longitudinales.

Los elementos a dimensionar van a depender de una serie de criterios de diseño. Estableciendo razonablemente las dimensiones del conductor central (w), el ancho (a) y alto (h) del dieléctrico, y el grosor de la metalización (t), fijo en 1 mm, debemos encontrar las dimensiones de los gaps (g) que nos aporte las siguientes características:

- Impedancia característica del modo TEM fundamental de 50 ohmios, independientemente de la frecuencia. El diseño final estará alimentado por coaxiales, los cuales tienen la impedancia característica estándar en radiofrecuencia de 50 ohmios, por lo que necesitamos que la salida del coaxial quede adaptada a la guía coplanar.
- Las frecuencias a utilizar están en el rango de las microondas. Debe funcionar adecuadamente en el rango entre 433MHz, 915MHz y 2450MHz, que son las frecuencias de trabajo a las que se analizarán los resultados. (En un principio también incluíamos 5800MHz la cual como veremos más adelante será rechazada). Estas pertenecen al rango de frecuencias ISM (*Industrial, Scientific and Medical applications*), es decir, son frecuencias libres no licenciadas. Son muy usadas en la industria de calentamiento por microondas, especialmente la frecuencia de 2450MHz.
- Los modos de orden superior deben propagarse a frecuencias superiores a 3GHz. En nuestro caso debemos retrasar lo máximo posible la frecuencia de corte del modo TEM impar y el primer modo de orden superior TE_{10} , manteniendo el modo TEM par a 50 ohmios.

Estas características se establecen para la guía rellena de aire. Cuando se apliquen muestras con permitividades diferentes, las frecuencias de corte de los modos superiores indeseados pueden variar, provocando que se exciten antes desde los planos de la muestra, principalmente si su permitividad relativa es alta.

Habilitando en HFSS los tres modos de propagación a estudiar, es posible disponer de diferentes datos sobre ellos siempre y cuando estos se obtengan a frecuencias superiores a sus respectivas frecuencias de corte. Desde los puertos podemos visualizar la dirección vectorial de los campos electromagnéticos que tiene cada uno de los modos habilitados (Figura. 31) (Figura. 32).

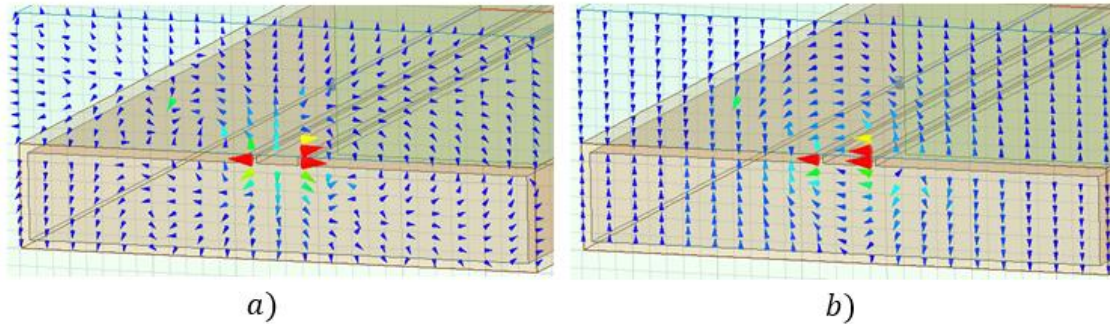


Figura. 31 Campo E del modo TEM par a), y campo E del modo TEM impar b)

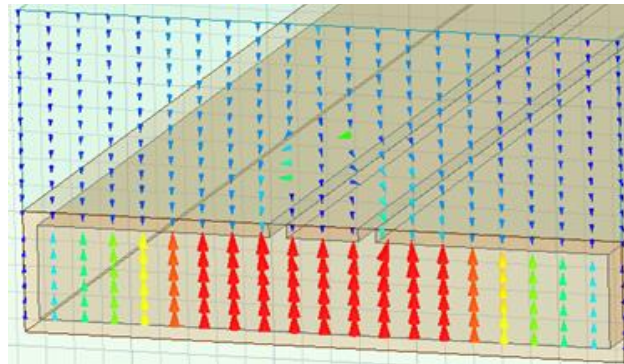


Figura. 32 Campo E del modo de orden superior TE_{10}

Vamos a partir de varios conjuntos de dimensiones iniciales de conductor central (w), ancho (a) y alto (h) de la guía, que permitan facilitar su posterior fabricación. Para cada uno de estos conjuntos de dimensiones procedemos a estudiar si es posible encontrar una medida de los gaps (g) que cumplan con las características del diseño. La dimensión longitudinal y el grosor de la metalización quedan fijadas inicialmente en 150mm y 1mm respectivamente.

Se nos proponen dos modelos iniciales con pruebas a una frecuencia adicional, a parte de las propuestas anteriormente, esta es 5800MHz. Establecemos cuatro frecuencias de trabajo o *setup* en la opción *Analysis* tanto en el modelo 3D como en el 2D. Estas son 433MHz, 915MHz, 2450MHz y 5800MHz.

Las dimensiones del primer modelo quedan recogidas en la Tabla. 1:

Ancho (a)	60mm
Alto (h)	8mm
Conductor central (w)	5mm
Grosor de la metalización (t)	1mm
Longitud (L)	150mm

Tabla 1. Dimensionado del primer modelo

Con las dimensiones establecidas en el modelo por ordenador, procedemos a encontrar las dimensiones de los gaps que nos aporten, en primera instancia, una impedancia característica de

50 ohmios en los puertos. En estas primeras pruebas, este procedimiento se realizará representando en una gráfica los datos de la impedancia característica en función de las dimensiones de los gaps y escogiendo el gap que nos aporte dicha impedancia característica de 50 ohmios. Para poder realizar esta gráfica, HFSS nos permite realizar barridos con cualquier parámetro dimensional del objeto construido, siempre y cuando esté parametrizado. En otras palabras, podemos realizar simultáneamente varias simulaciones para diferentes dimensiones del parámetro gap.

Dirigiéndonos a la ventana *Project Manager*, del modelo 2D, encontramos la opción *Optimetrics* que nos permite realizar análisis de barridos. En él establecemos un nuevo barrido y la llamamos 'gap' (Figura. 33).

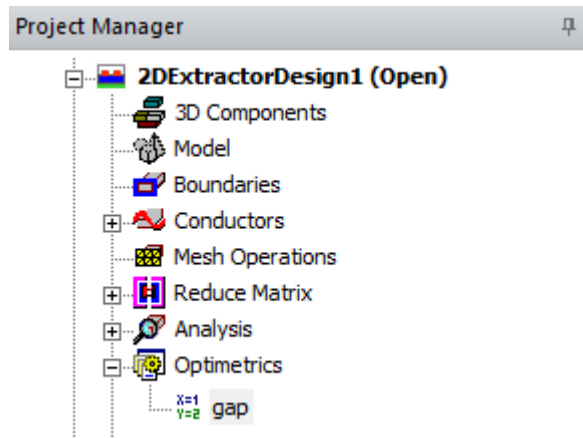


Figura. 33 Ventana *Project Manager* de HFSS

Pulsando sobre 'gap', nos aparece las opciones de barrido. Estas nos permiten elegir el tipo de barrido, el valor inicial y final de barrido, así como el paso. Dichos valores quedan establecidos tal y como aparecen en la Figura. 34.

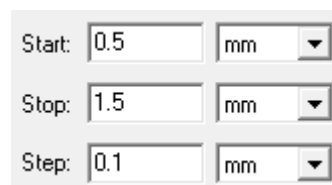


Figura. 34 Ventana de edición del barrido

Seguidamente ya podemos iniciar la simulación utilizando 2450MHz como frecuencia de trabajo. Representando la impedancia característica de la sección transversal de la guía en función del gap (Figura. 35), el valor del gap que nos aporta una impedancia característica de 50 ohmios es 1.21mm. Por motivos del mecanizado es conveniente aproximar al valor de las décimas de milímetro, es decir, que utilizaremos 1.20mm para nuestras simulaciones.

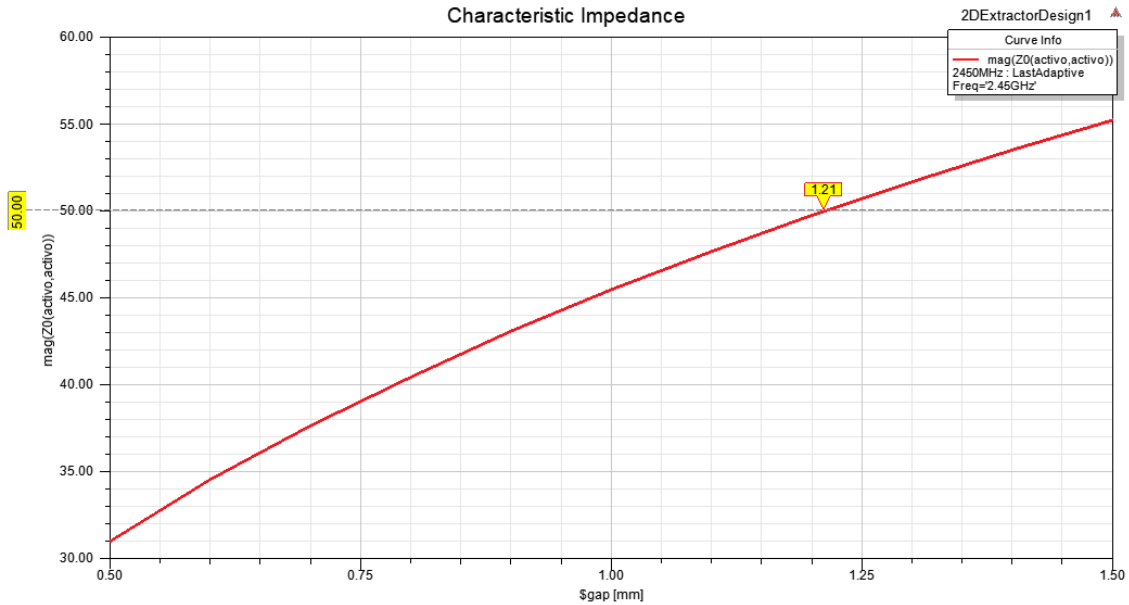


Figura. 35 Representación de la impedancia característica en función de las dimensiones de los gaps

Obtenidas las dimensiones de los gaps adecuadas, podemos iniciar las simulaciones que nos ayuden a verificar si este diseño cumple con las características establecidas. Los análisis constan de unas series de gráficas en las que se incluyen diferentes barridos en torno a las frecuencias de trabajo, es decir, se realiza un barrido entorno a cada frecuencia de trabajo y luego se juntan en una misma gráfica. Se procede de este modo ya que así HFSS aporta mejor precisión en las mediciones.

Como principal instancia, la verificación se realiza mediante el diseño en 3D y representando la impedancia característica en los puertos de los tres modos principales a estudio. Nuestro objetivo es comprobar que el modo fundamental o modo TEM par está adaptado a 50 ohmios durante todo el barrido en frecuencias y que el modo TEM impar y el modo TE_{10} se encuentran significativamente desadaptados, es decir, que exista una nula o casi nula propagación.

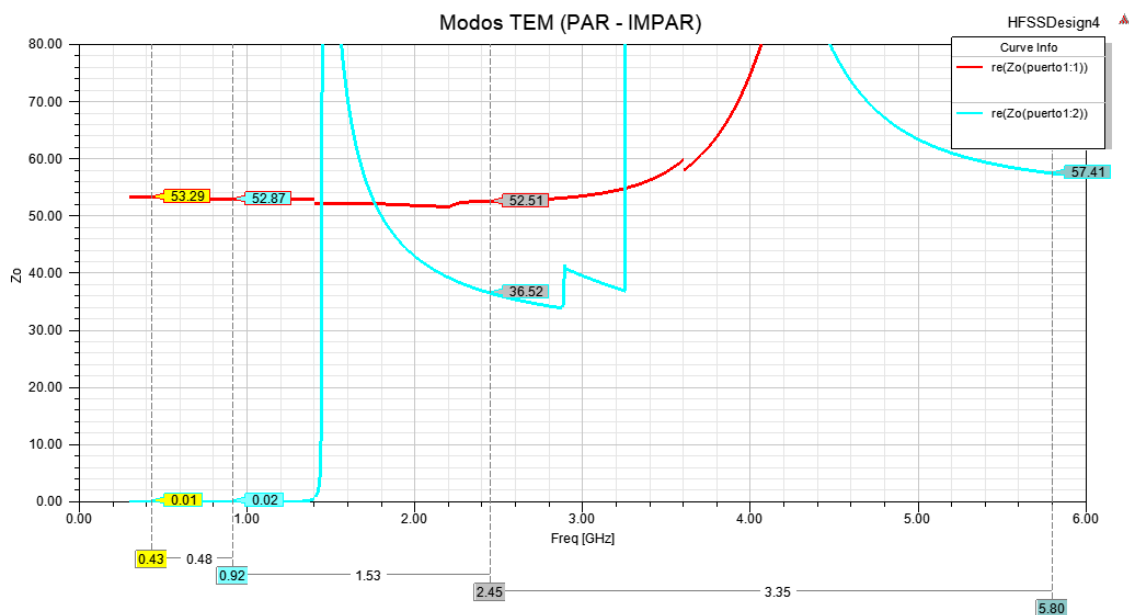


Figura. 36 Impedancia característica de los modos TEM par e impar

El modo TEM par ($Z_o(\text{puerto 1: 1})$) dispone de una buena adaptación entorno a las tres primeras frecuencias, sufriendo una total desadaptación a frecuencias superiores a 3GHz, es decir, en este dimensionado la frecuencia de 5800MHz queda en desuso. En cuanto al modo TEM impar

($Z_o(\text{puerto } 1:2)$), debido a la configuración de la guía, hemos conseguido retrasar la frecuencia de corte desde 0GHz hasta aproximadamente 1.4GHz. Sería conveniente intentar retrasar su aparición aún más.

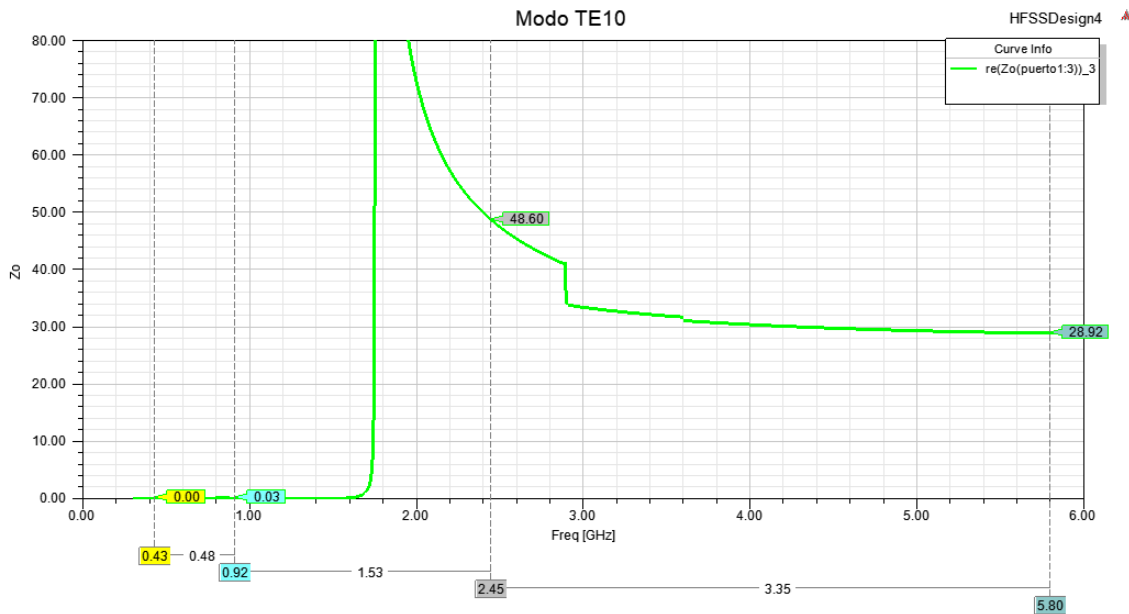


Figura. 37 Impedancia característica del modo TE₁₀

El modo de orden superior sufre una propagación temprana, con frecuencia de corte anterior a 2GHz, lo que nos impediría trabajar en las condiciones establecidas para las dos últimas frecuencias de trabajo. Como vimos en el apartado 1.2.2.2 *Modos de orden superior y configuraciones de la guía coplanar*, la anchura de la guía coplanar influye principalmente en la frecuencia de corte de los modos de orden superior, es decir, reduciendo la anchura de la guía lograremos retrasar el modo TE₁₀ y el modo TEM impar. Claro está que la anchura del dispositivo no puede ser demasiada estrecha ya que influiría negativamente en el proceso de fabricación del prototipo y con ello en el precio.

Pasamos a analizar el segundo diseño propuesto, cuyas dimensiones vienen dadas en la Tabla. 2:

Ancho (a)	40mm
Alto (h)	7mm
Conductor central (w)	5mm
Grosor de la metalización (t)	1mm
Longitud (L)	150mm

Tabla. 2 Dimensionado del segundo modelo

Procediendo de manera similar obtenemos las dimensiones de los gaps para que la impedancia característica sea de 50 ohmios (Figura. 38). El valor del gap obtenido es de 1.24mm, pero utilizaremos 1.25mm para las simulaciones ya que es un valor medio entre 1.20mm y 1.30mm, además de este modelo nos interesa comprobar principalmente las frecuencias de corte de los modos indeseados.

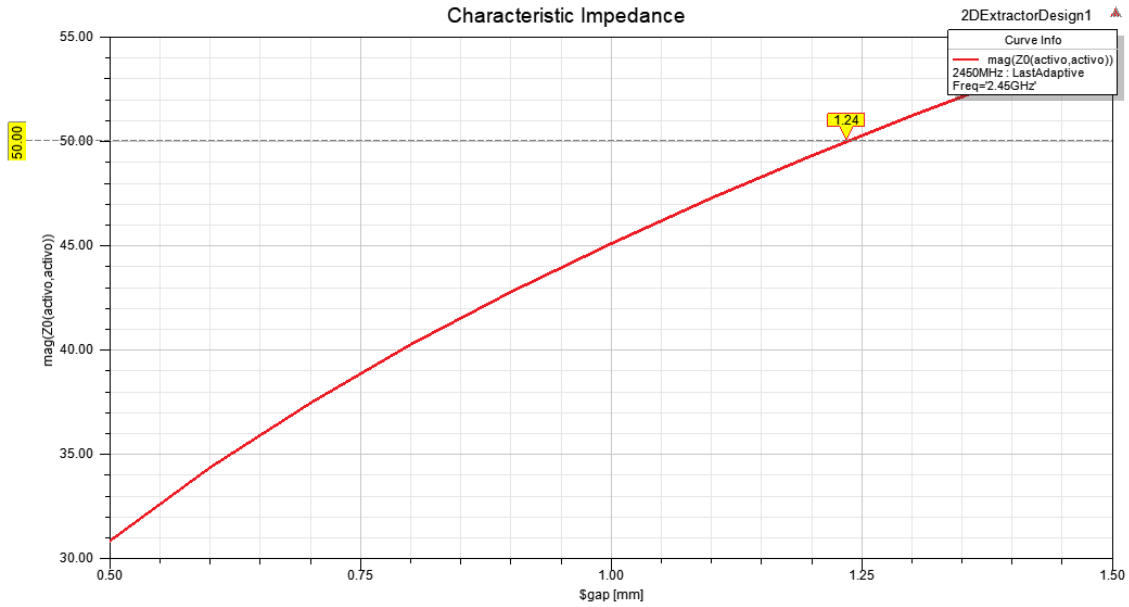


Figura. 38 Representación de la impedancia característica en función de las dimensiones de los gaps

Damos paso a observar la impedancia característica de los modos a estudio.

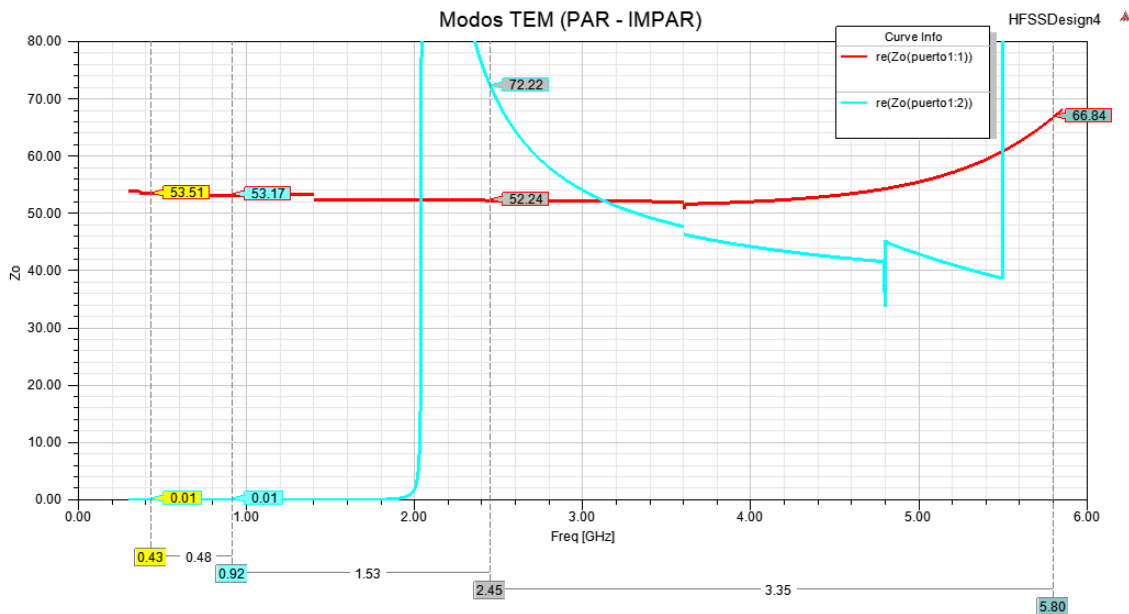


Figura. 39 Impedancia característica de los modos TEM par e impar

Para el modo TEM par ($Z_o(\text{puerto 1:1})$), la adaptación a las tres primeras frecuencias de trabajo es adecuada exceptuando 5800MHz. Por lo que podemos descartar el uso de esta frecuencia para nuestro prototipo. El modo TEM impar ($Z_o(\text{puerto 1:2})$) sigue propagándose a frecuencias tempranas, aunque en este caso la frecuencia de corte ha subido hasta aproximadamente los 2GHz. Además, sufre un valor alto de impedancia característica a 2450MHz algo que interesa que no suceda.

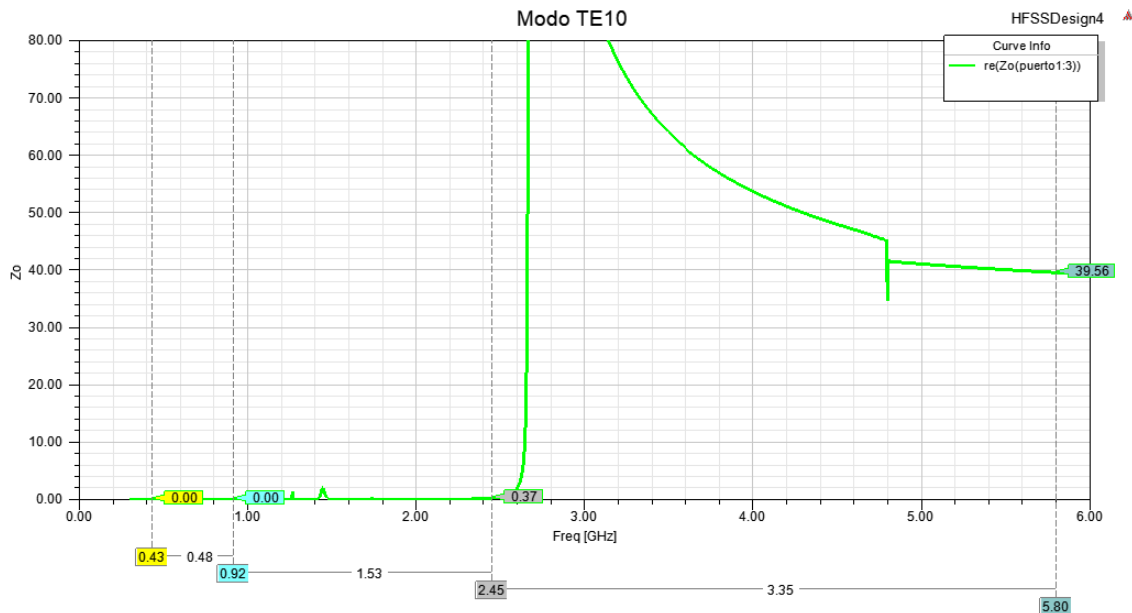


Figura. 40 Impedancia característica del modo TE₁₀

Finalmente, para el modo TE₁₀, hemos conseguido retrasar su aparición a prácticamente los 2450MHz, aunque a dicha frecuencia ya comienza a propagarse. Tal y como se indica en las especificaciones del diseño, es conveniente retrasar su frecuencia de corte a aproximadamente los 3GHz ya que esto nos daría un amplio margen de seguridad.

Tras analizar ambos modelos, salta a la vista que el segundo modelo cumple mejor con las condiciones impuestas al principio del apartado. Dicho modelo nos proporciona unas condiciones de funcionamiento prometedoras, pero que pueden ser mejoradas. De él nos interesa principalmente sus dimensiones de altura y anchura. En cuanto a las dimensiones de la tira conductora y los gaps, estudiar un nuevo dimensionado puede hacer que las características de la guía mejoren, además hemos de introducir una nueva restricción producida por la configuración final del prototipo y los puertos coaxiales. Todo ello va a ser explicado detenidamente en el siguiente subapartado.

2.3.2.1 Dimensionado final

En este subapartado vamos a hablar de como los elementos coaxiales condicionan la anchura de la tira conductora en relación con el modelo final, además de establecer su dimensión definitiva. Tras ello, junto con las medidas de anchura y altura de la guía proporcionadas en el apartado anterior, estableceremos los tamaños de los gaps mediante un nuevo proceso de optimización. Finalmente realizaremos el debido estudio de comportamiento de este último modelo y comentarios de los resultados.

La configuración final de la guía coplanar incluye paredes metálicas de aluminio que bordean por completo la línea. La altura de las paredes es tal, que cubren el borde exterior del conductor y el sustrato superior de la guía. El conector coaxial queda incrustado en ambas paredes situadas en los puertos de la guía, de manera que el vivo del coaxial está en contacto con la tira conductora. Esta configuración es esencial de analizar para poder hacer un uso adecuado del prototipo físico, pero no es crítico su uso para nuestras simulaciones por ordenador, por lo que las pruebas de caracterización dieléctrica se realizarán con la configuración inicial.

Si medimos los diámetros del aislante (Teflón) y el núcleo de cobre de los conectores coaxiales con la ayuda de un calibre, obtenemos las siguientes medidas:



Figura. 41 Medida del diámetro del aislante del conector coaxial

Vivo	1.25mm
Aislante	4.1mm

Tabla. 3 Diámetro del vivo y aislante del conector coaxial

Trasladando las medidas a los coaxiales del modelo en HFSS y configurando las paredes metálicas, la línea queda de la siguiente forma:

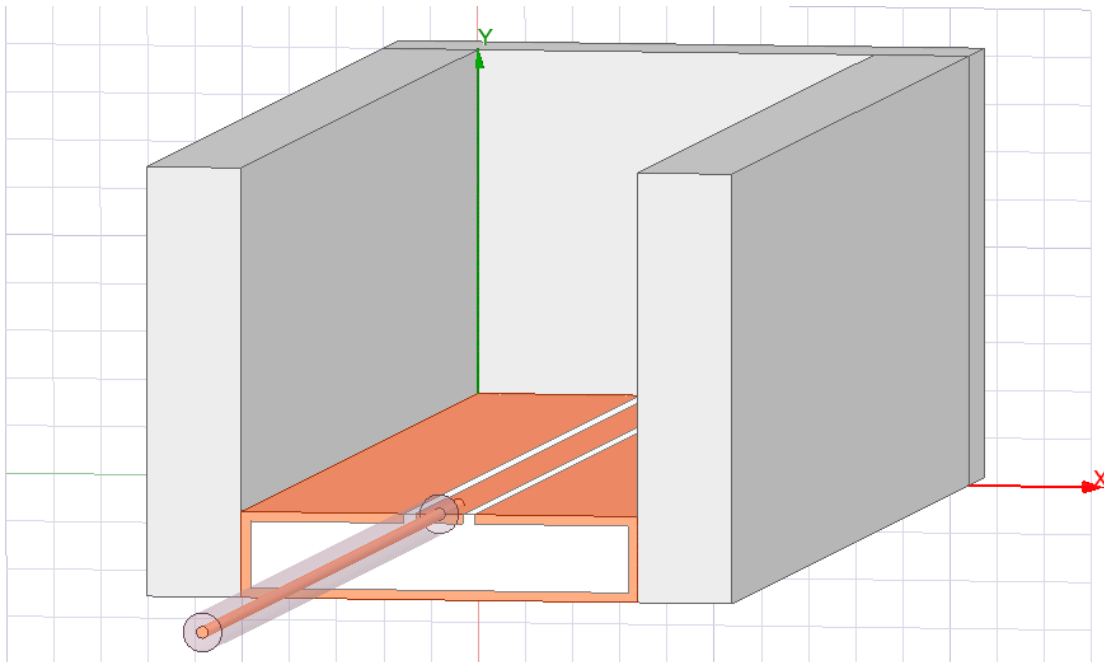


Figura. 42 Conexión del coaxial a la tira conductora

Si visualizamos en detalle dicha conexión para una anchura de la tira conductora (w) de 5mm (Figura. 43), podemos cerciorarnos de que el diámetro del teflón del coaxial es menor que la anchura de la tira conductora. Esto provoca que la tira central entre en contacto con los planos de masa por medio de las paredes metálicas, causando un corto circuito cuando la línea es alimentada. Como aparece en la Tabla. 3, el diámetro del aislante es de 4.1mm, entonces debemos elegir una anchura (w) menor que dicho diámetro para evitar el corto circuito. Con una anchura de 3mm (Figura. 43) logramos evitar dicho inconveniente, aunque con poco margen, lo que no supone problemas en el comportamiento en las simulaciones por ordenador pero que si puede implicar problemas en el prototipo físico. Como veremos en capítulos siguientes, el margen puede aumentarse rebajando los picos del activo.

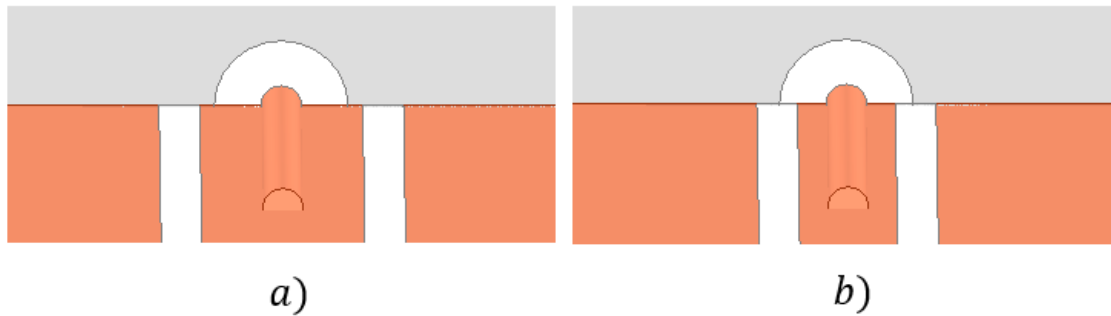


Figura. 43 Detalle de conexión coaxial-tira conductora, $w=5\text{mm}$ a), $w=3\text{mm}$ b)

Con la dimensión de w elegida, procedemos a adquirir las dimensiones de los gaps mediante un procedimiento de optimización. Desde la ventana *Project Manager* y la opción *Optimetrics*, creamos una nueva variable de optimización. En la ventana *Setup Optimization* podemos establecer los objetivos. En nuestro caso establecemos en la pestaña *Goals*, para las tres frecuencias de trabajo, que la impedancia de característica de los puertos valga 50 ohmios.

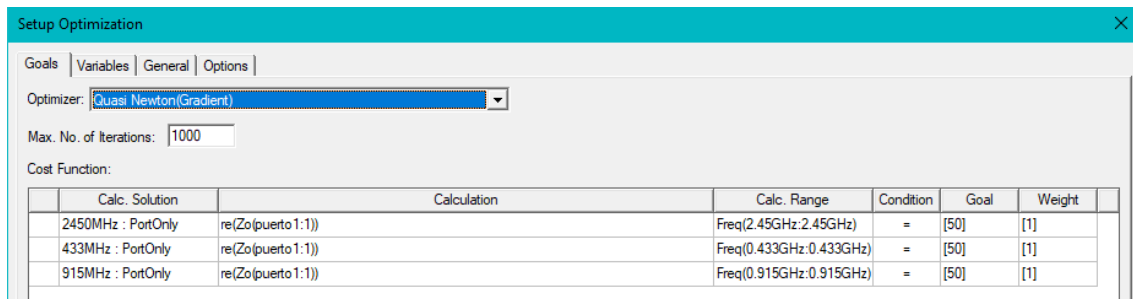


Figura. 44 Ventana *Setup Optimization*, *Goals*

A continuación, en la pestaña *Variables* (Figura. 45) incluimos en el proceso de optimización la variable 'gap' creada anteriormente.

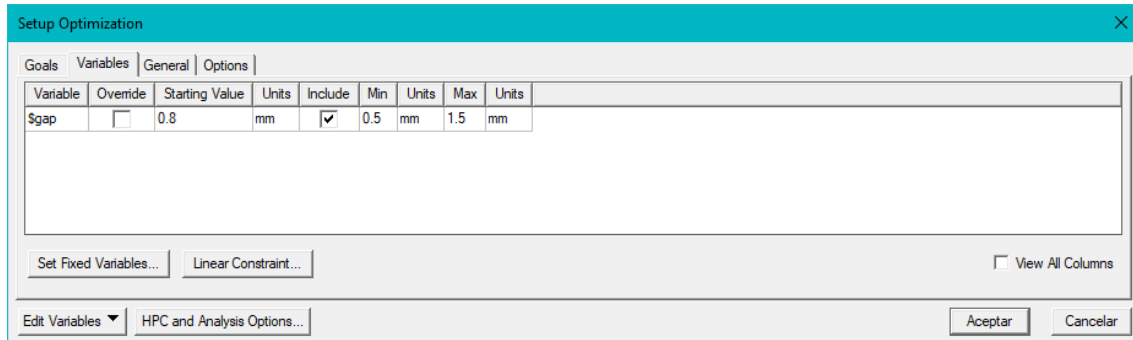


Figura. 45 Ventana *Setup Optimization*, *Variables*

Tras finalizar el proceso de optimización el valor de la variable gap conseguido es de 0.83691mm, que redondeando a las décimas de milímetro queda en 0.8mm. Seguidamente debemos verificar el comportamiento de la guía analizando la impedancia característica para cada uno de los modos de propagación. El modelo final es el siguiente:

Ancho (a)	40mm
Alto (h)	7mm
Conductor central (w)	3mm

Gap (g)	0.8mm
Grosor de la metalización (t)	1mm
Longitud (L)	150mm

Tabla. 4 Dimensionado para las condiciones impuestas por la conexión coaxial

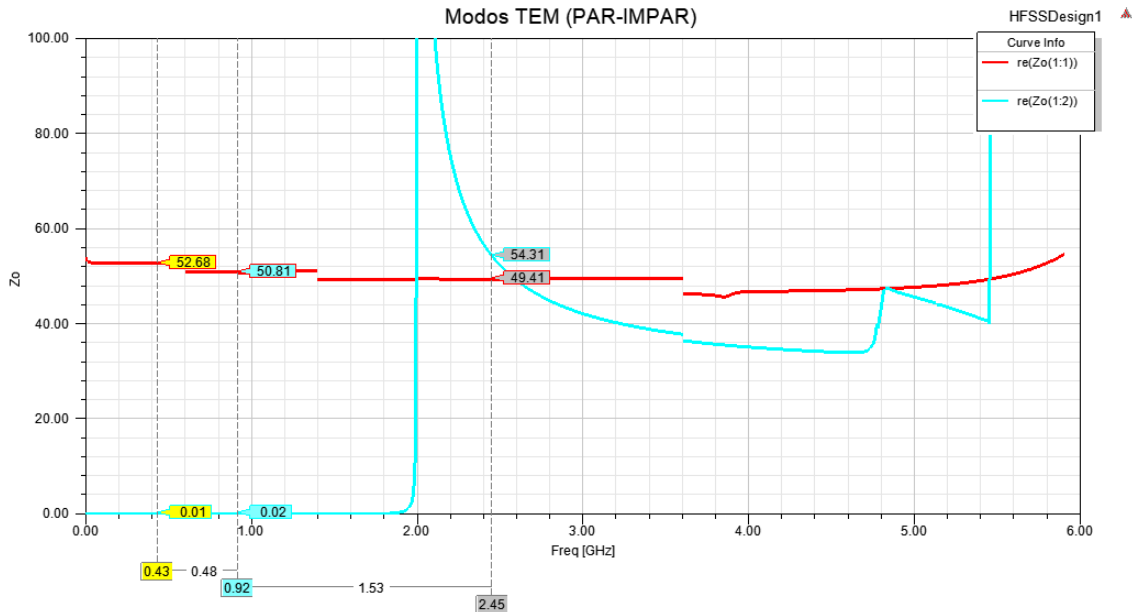


Figura. 46 Impedancia característica de los modos TEM par e impar

El modo par queda adaptado para las tres frecuencias de trabajo. El modo impar se excita a la frecuencia de 2GHz, tal y como se comprobó para las mismas medidas de ancho y alto de la guía del modelo anterior. Entonces para la frecuencia de trabajo de 2450MHz ambos modos se propagan, lo que puede implicar una interacción entre ambos afectando a los resultados finales. Por otro lado, el modo TE_{10} (Figura. 47) comienza a propagarse poco después de 2.45GHz lo que significa que no se propaga para ninguna de las frecuencias de trabajo. Ambos modos indeseados pueden llegar a interactuar de alguna forma con el modo fundamental por ello, lo ideal sería establecer sus frecuencias de corte cerca de los 3GHz. Más adelante en la memoria podremos comprobar si estos pueden llegar a afectar a nuestros resultados finales.

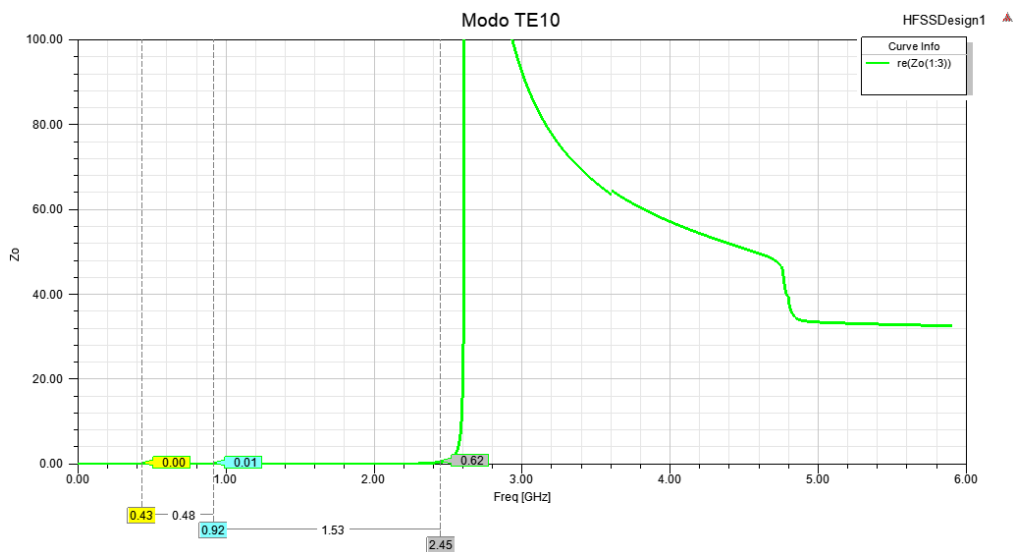


Figura. 47 Impedancia característica del modo TE_{10}

Puesto que la impedancia característica de la guía es muy sensible a los cambios de tamaño de la tira conductora y el gap, es conveniente examinar medidas cercanas a sus valores y comprobar que existe un buen margen de funcionamiento en caso de inexactitudes a la hora de su fabricación.

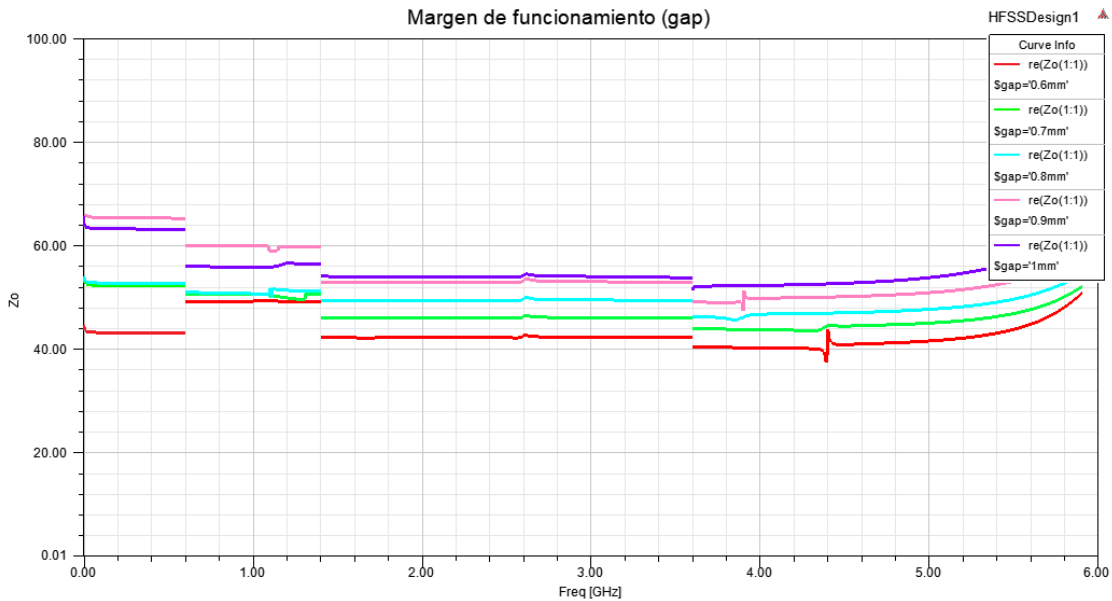


Figura. 48 Impedancia característica del modo fundamental para los márgenes de funcionamiento del gap

		433 MHz	915 MHz	2450 MHz
Gap (mm)	0.6	43.11	49.27	42.23
	0.7	52.22	50.67	46
	0.8	52.68	50.81	49.41
	0.9	63.18	55.88	52.93
	1	65.30	59.91	54.05

Tabla. 5 Valores de impedancia correspondientes a la Figura. 48

En las dimensiones de los gaps tenemos relativa seguridad para valores menores de 0.8mm, en cambio para valores superiores existe mayor sensibilidad sobre todo a frecuencia bajas.

En la tira conductora existe menos sensibilidad en la impedancia característica para valores cercanos a 3mm. Estos rondan en valores comprendidos entre 47 ohmios y 57 ohmios, asegurando que las pequeñas variaciones en las medidas no afectan en exceso (Figura. 49).

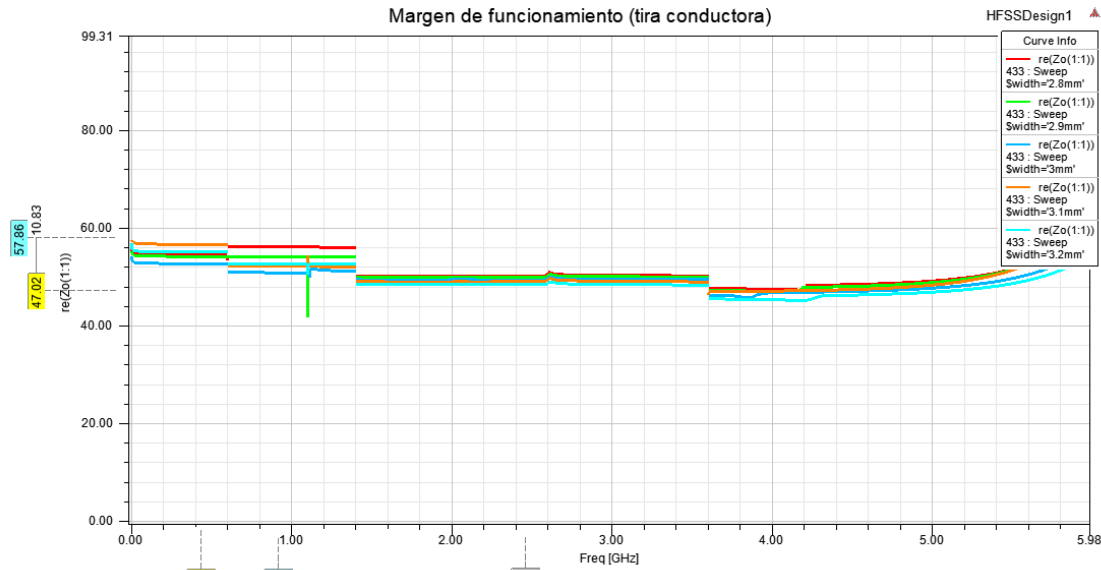


Figura. 49 Impedancia característica del modo fundamental para los márgenes de funcionamiento de la tira conductora

Establecidas las medidas finales del dispositivo, no podemos dar paso a las pruebas de caracterización dieléctrica sin antes establecer las dimensiones adecuadas de las muestras que estudiaremos.

2.4 Estudio de búsqueda de las dimensiones óptimas para la muestra

Para que los datos obtenidos de la caracterización dieléctrica de las muestras sean coherentes, es decir, que la relación entre la permitividad efectiva de la guía y la permitividad relativa de la muestra sea lineal, es necesario que las dimensiones de las muestras, en forma de prisma rectangular, cumplan unas medidas mínimas. Primeramente, en relación a su altura y anchura, y posteriormente en relación a sus medidas longitudinales a lo largo de la guía. En esta sección vamos a explorar que medidas del prisma rectangular permiten que la onda electromagnética se desplaza a través de dicho material de tal manera que obtengamos la relación lineal indicada anteriormente.

2.4.1 Ancho y alto de la muestra

Como sabemos del apartado 1.2.2.1 *Guía de onda coplanar convencional*, el modo fundamental está muy concentrado en los gaps. Escogiendo un ancho y alto, del sustrato superior, lo suficientemente grande como para que el campo eléctrico propagado solo ‘vea’ dos sustratos dieléctricos, es sencillo representar la relación entre las permitividades mediante HFSS. El procedimiento es el siguiente:

En el modelo 2D, rellenamos el sustrato superior con un material al que llamamos ‘prueba’, que puede tener las propiedades que nosotros elijamos. Además, quitamos las pérdidas tanto a la metalización como al teflón para obtener la máxima precisión.

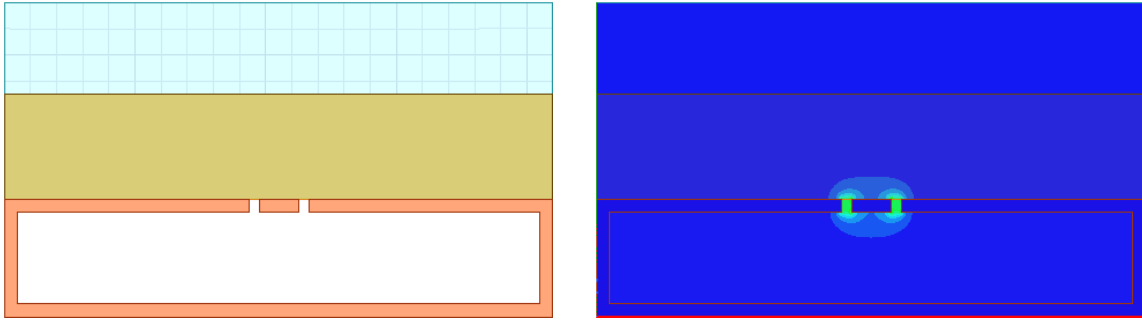


Figura. 50 Dimensional transversal de la guía con muestra de 42mm de ancho y 10mm de alto, y distribución del campo eléctrico

Con la herramienta *Optimetrics*, variamos la permitividad dieléctrica de la muestra desde 1 hasta 70. Para cada variación, el conjunto de la línea dispone de un valor de permitividad efectiva. La relación se mantiene similar para las tres frecuencias de trabajo.

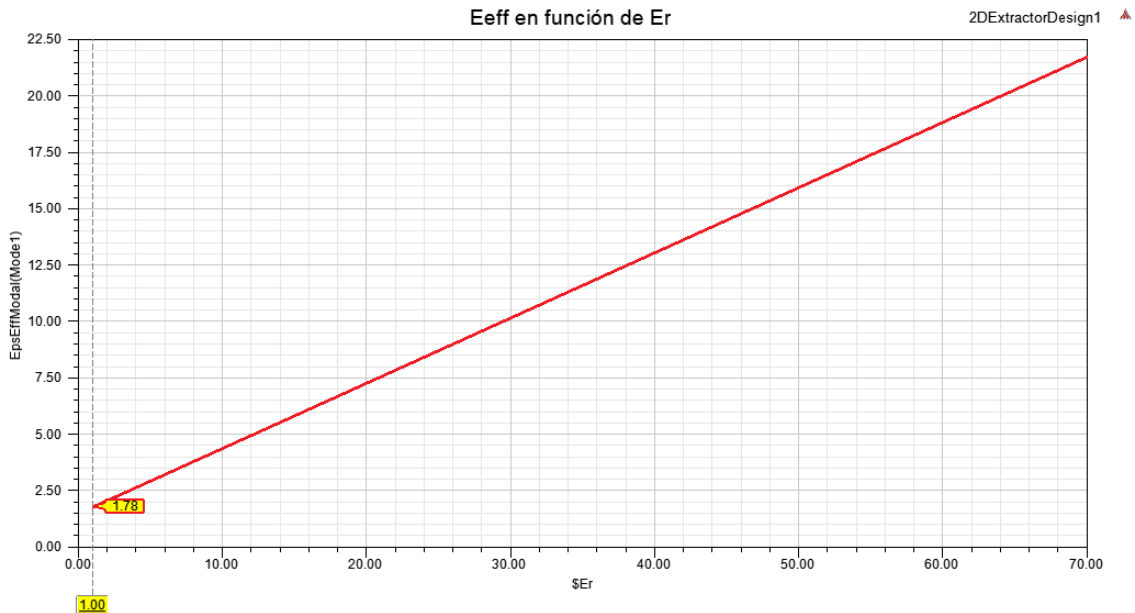


Figura. 51 Relación lineal entre la permitividad efectiva de la guía y la permitividad relativa de la muestra

La relación entre ambas variables es totalmente lineal (Figura. 51). Extrayendo los datos del simulador y trasladándolos a Matlab, es posible encontrar la ecuación de la recta correspondiente a la gráfica anterior.

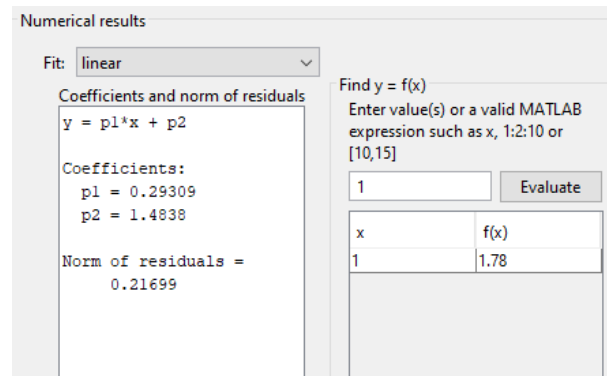
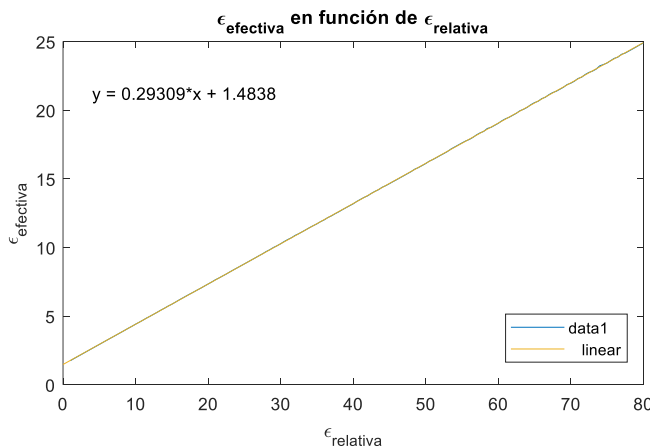


Figura. 52 Ajuste de Matlab para obtener los coeficientes de la ecuación de la recta

Obtenidos los coeficientes de la ecuación (1.70), procedemos a sustituir:

$$\epsilon_{eff} = 0.29309\epsilon_r + 1.4838 \quad (2.1)$$

¿Cuáles son las dimensiones transversales mínimas del prisma rectangular que mantiene constante la ley dada por la ecuación (2.1)?

Para encontrar las dimensiones mínimas de la muestra, debemos realizar variaciones separadas de anchura y altura. Para cada una de ellas simulamos para conseguir la relación $\epsilon_{eff}(\epsilon_r)$, tal y como se hizo anteriormente. La anchura y altura mínima vendrá determinada por aquella dimensión que produzca que la recta se establezca, es decir, que para medidas mayores a ella las rectas queden en la misma zona de la gráfica (Figura. 53). Extraídos los datos con HFSS, la información conseguida es la siguiente:

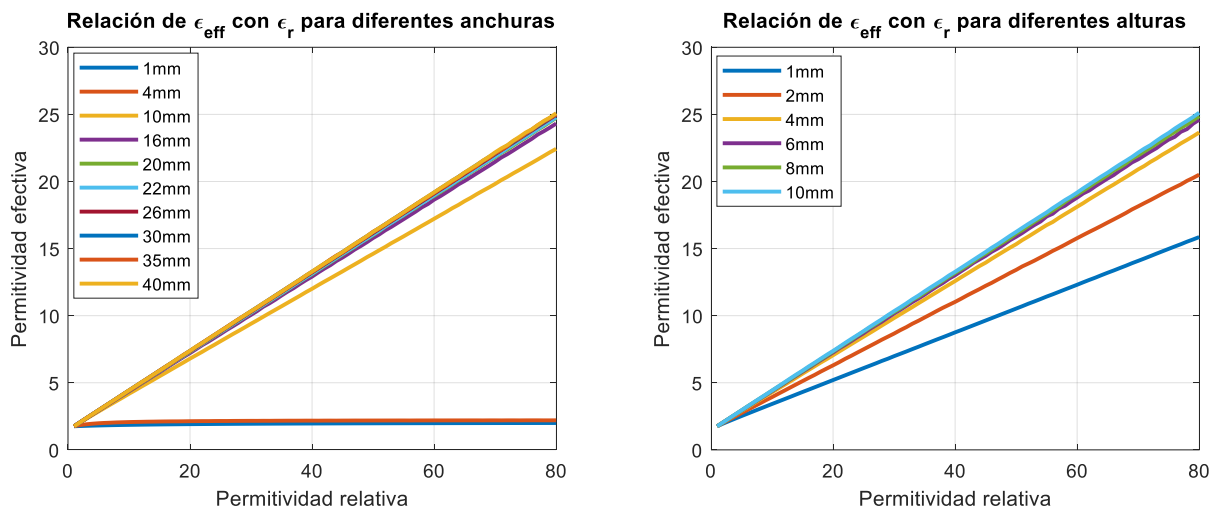


Figura. 53 Variaciones de $\epsilon_{eff}(\epsilon_r)$ para diferentes dimensiones de la muestra

	Altura (mm)	Anchura (mm)
Mínimo	6	20
Máximo	Sin límite	42

Tabla 6. Dimensiones límite de la muestra

El máximo de anchura viene dado por la anchura total de la guía, 40mm de sustrato dieléctrico más 1mm de metalización a cada lado. El máximo de altura teóricamente es infinito, en la práctica quedará establecido en función de la necesidad.

2.4.2 Longitud de la muestra

Como bien se explica en el apartado 1.2.4.2 *Problemas del algoritmo NRW: Ambigüedad en la fase del factor de propagación*, el uso de muestras más largas que la longitud de onda que se propaga por dichas muestras acarrea problemas de ambigüedad en los resultados debido a que la fase del factor de propagación se vuelve periódica. Si quisiéramos evitar este problema haciendo las muestras más pequeñas, las longitudes a las que estaríamos restringidos para cada frecuencia de trabajo son las siguiente:

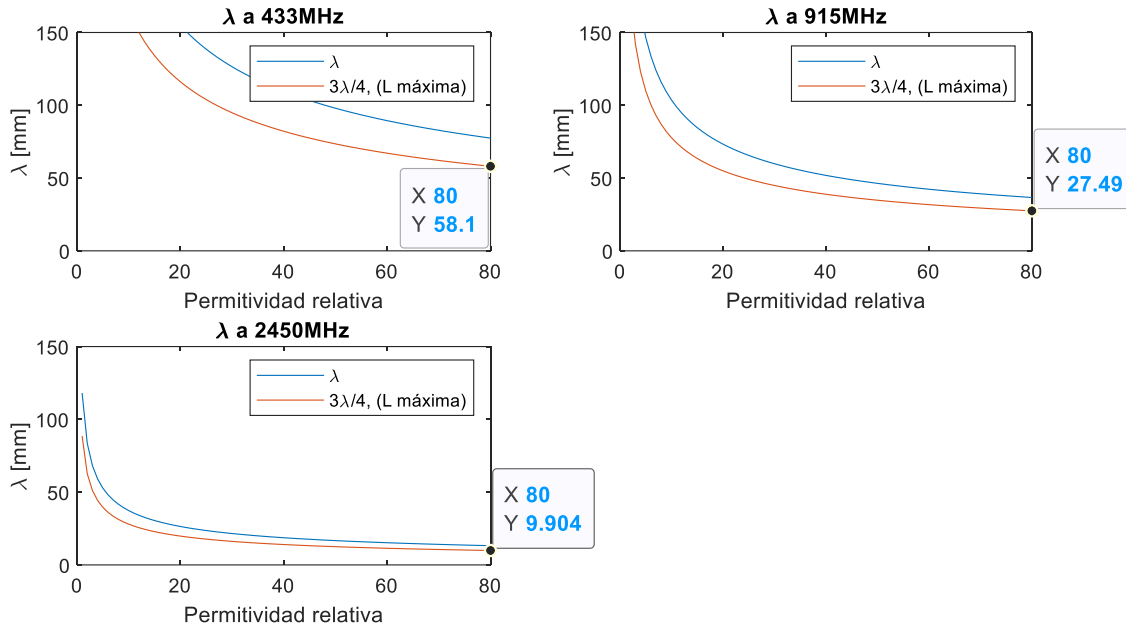


Figura. 54 Medidas longitudinales de la muestra en función de λ

Aplicando un margen de $3\lambda/4$ por posibles variaciones, vemos que las longitudes quedan considerablemente restringidas para las frecuencias 915MHz y 2450MHz cuanto mayor es la permitividad relativa. En cambio, para 433MHz disponemos de bastante libertad. Este obstáculo supone para la frecuencia de 2450MHz medidas muy pequeñas que pueden provocar incertidumbre en los resultados.

Podemos utilizar longitudes mayores si tenemos en cuenta el periodo de la fase de la constante de propagación, tal y como expresa la ecuación (1.74). Esto nos obliga a proceder meticulosamente con el tratamiento de los datos para saber con precisión el periodo exacto, ralentizando la obtención de los resultados finales.

La mejor manera de proceder es desarrollando la fase del factor de propagación, es decir, eliminando su periodicidad. Lo que nos permite flexibilidad en la elección de las longitudes de las muestras y agilizar el proceso. Dicho procedimiento es sencillo de conseguir mediante el uso de Matlab y la función *unwrap*. Siempre que el salto entre ángulos consecutivos sea mayor o igual a π radianes, *unwrap* cambia los ángulos agregando múltiplos de $\pm 2\pi$ hasta que el salto sea menor que π [21].

Con libertad en la dimensión longitudinal, las longitudes de las muestras reales variarán entre 30mm y 60mm aproximadamente, siendo recomendable no utilizar longitudes pequeñas en cualquier caso. El siguiente apartado incluirá, entre otras cosas, medidas de caracterización dieléctrica para diferentes dimensiones que nos permitirá analizar el impacto de la longitud de la muestra en los resultados finales.

2.5 Resultados de las simulaciones

Con el modelo de la guía coplanar y las dimensiones transversales de las muestras finales conseguidas, es posible iniciar los estudios de caracterización dieléctrica. Para diferentes valores de permitividad relativa y tangente de pérdidas de nuestra muestra de 'prueba', vamos a simular los parámetros de dispersión en los planos de la muestra. Luego estos serán exportados a Matlab, donde se ha programado el algoritmo y las diferentes funciones para el tratamiento de los datos. El objetivo es recoger los resultados para las frecuencias 433MHz, 915MHz y 2450MHz, y observar si conseguimos los parámetros aplicados a la muestra mediante HFSS, además de comparar resultados entre frecuencias, entre diferentes longitudes de muestra y examinar resultados adversos.

Para conseguir los parámetros S en los planos de la muestra, HFSS nos permite trasladar los puertos de la línea a dichos planos, es decir, aplica la corrección de fase necesaria (Figura.55).

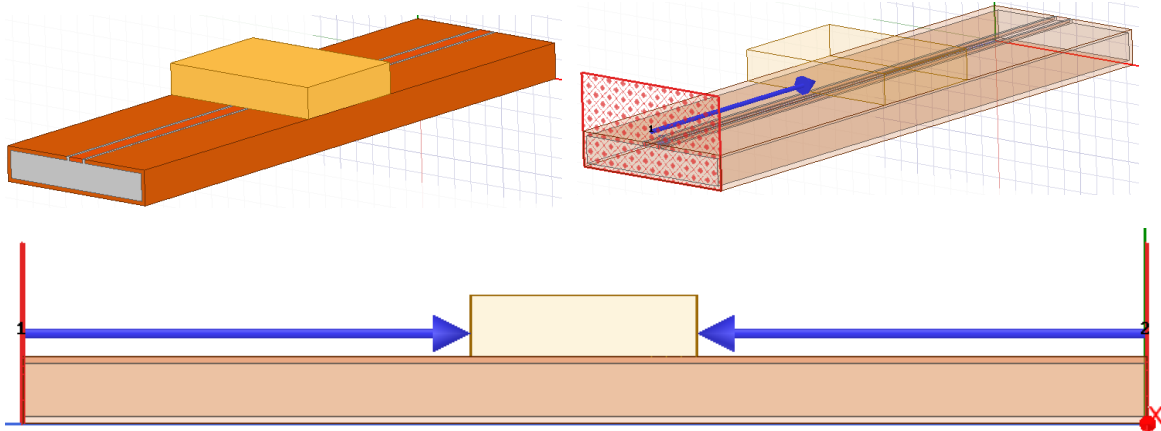


Figura. 55 Cambio de los planos de referencia

2.5.1 Errores de la constante de propagación del modo TEM

La guía de onda ha sido diseñada para que solo se propague un solo modo a las frecuencias de trabajo. Esto cambia cuando modificamos las condiciones de la línea colocando una muestra dieléctrica con permitividad mayor que uno.

En electromagnetismo, la constante de fase (β) es la parte imaginaria de la constante de propagación de una onda. Representa el cambio de fase por unidad de longitud y básicamente nos indica que una onda electromagnética se propaga por un medio determinado. Si representamos la gráfica frecuencia-beta, es posible observar el comportamiento de la fase de la onda a distintas frecuencias y constantes dieléctricas.

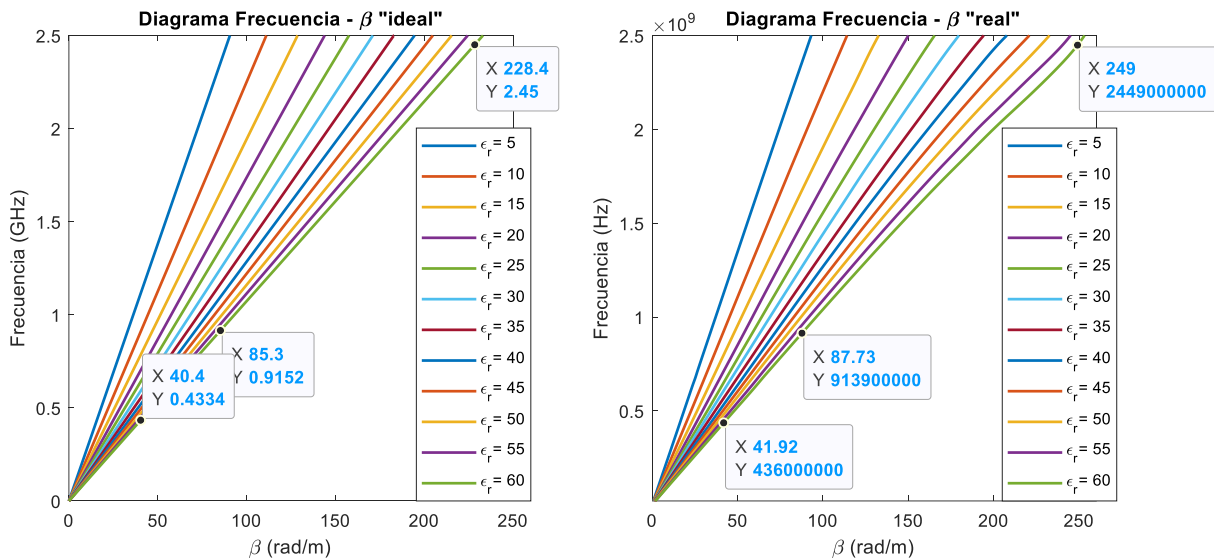


Figura. 56 Diagrama frecuencia- β para diferentes constantes dieléctricas

Para modos TEM, el comportamiento de beta con respecto a la frecuencia es lineal. En la Figura.56, la gráfica izquierda muestra el comportamiento “ideal” de β , mientras que la gráfica de la derecha, recogida de los datos de simulación, muestra como a medida que subimos en frecuencia y en permitividad, los datos dejan de comportarse linealmente. El hecho de introducir muestras con alta constante dieléctrica provoca que sobre este trozo de línea se produzcan interacciones entre el modo fundamental y modos de orden superior que afectan a los parámetros

Se extraídos del simulador, aumentando el valor tanto de la constante de fase (β) como de la constante de atenuación (α). Esto conlleva errores en los resultados finales de constante dieléctrica y tangente de pérdidas.

2.5.2 Muestras con baja constante dieléctrica y pocas pérdidas

Extraemos los parámetros dieléctricos para materiales causales o “reales” definidos en la librería de HFSS. A la vez se mostrarán los resultados para diferentes longitudes de la muestra, pudiendo observar cuál de ellas nos aporta mejor precisión.

Fijando un ancho de 40mm y una altura de 8mm, variamos la longitud desde los 30mm hasta los 60mm en pasos de 5mm para dieléctricos típicos como *Teflón*, y la *Alúmina*.

Obtenemos la permitividad relativa del teflón bastante aproximada para todas las longitudes (Figura. 57). En cuanto a las pérdidas, al ser demasiado pequeñas no conseguimos valores cercanos a los requeridos. En el barrido nos encontramos con imprecisiones en forma de picos producidos por usar una muestra con pocas pérdidas o debido a errores en la precisión de simulación.

Teflón: $\epsilon_r = 2.1$, $\text{Tan } \delta = 0.001$

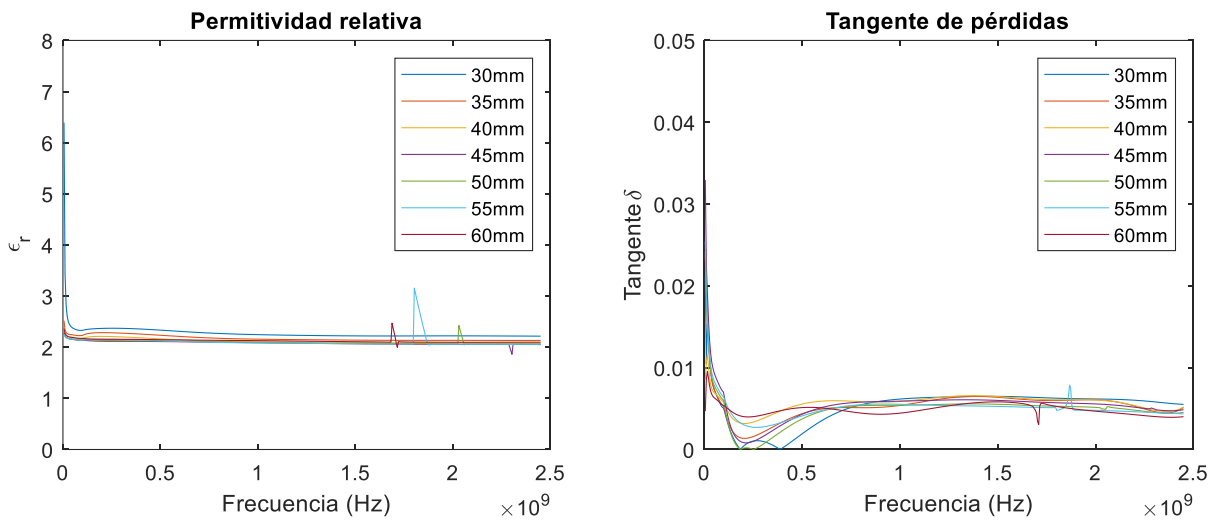


Figura. 57 Permitividad relativa y tangente de pérdidas del teflón para diferentes longitudes de muestra

Teflón: $\epsilon_r = 2.1$, $\text{Tan } \delta = 0.001$

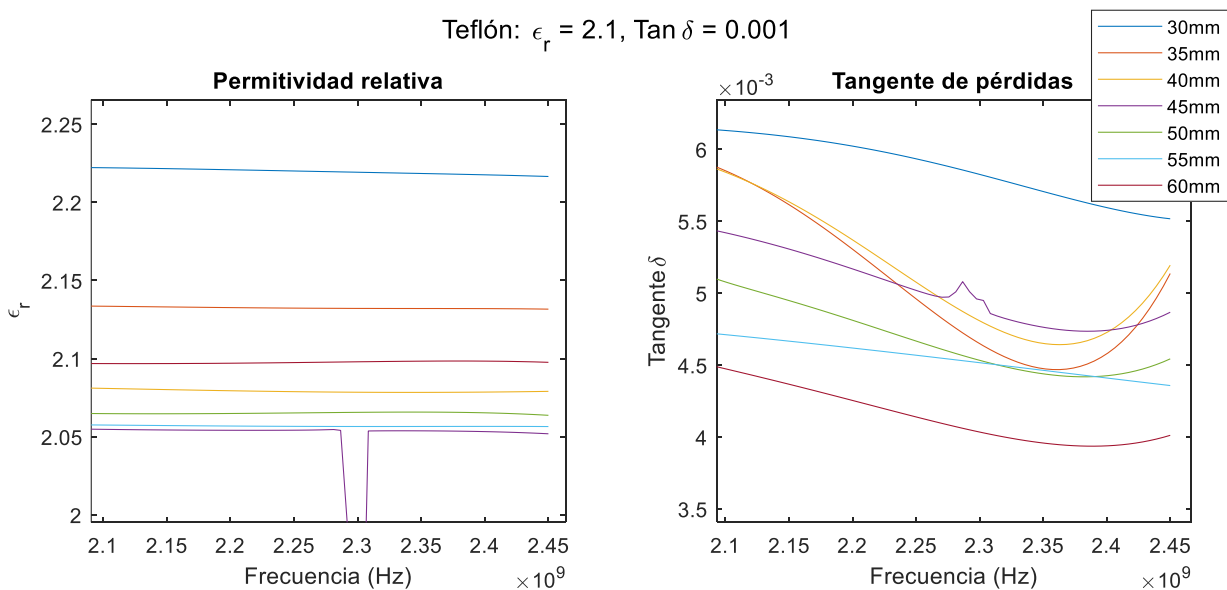


Figura. 58 Permitividad relativa y tangente de pérdidas del teflón a 2450MHz

Si ampliamos para una de las frecuencias de trabajo, podemos ver con mejor detalle la precisión de cada longitud (Figura. 58). La mayor precisión nos la aporta las longitudes más largas. Los resultados obtenidos los recogemos en la siguiente tabla:

		433 MHz		915 MHz		2450 MHz	
		ϵ_r	$tg\delta$	ϵ_r	$tg\delta$	ϵ_r	$tg\delta$
L (mm)	30	2.35	0.0007	2.25	0.0059	2.21	0.0055
	35	2.24	0.0037	2.16	0.0051	2.13	0.0051
	40	2.17	0.0051	2.11	0.0057	2.07	0.0051
	45	2.11	0.0035	2.09	0.0058	2.05	0.0048
	50	2.12	0.0028	2.1	0.0053	2.06	0.0045
	55	2.13	0.0036	2.08	0.0055	2.05	0.0043
	60	2.15	0.0049	2.13	0.0043	2.09	0.004

Tabla. 7 Resultados del teflón para varias longitudes

Para la alúmina conseguimos buenos valores de permitividad y obtenemos mayor precisión en las pérdidas debido a su aumento. Las imprecisiones en el barrido siguen apareciendo, aunque no afectan a nuestras frecuencias de estudio.

Alúmina: $\epsilon_r = 9.2$, $Tan \delta = 0.008$

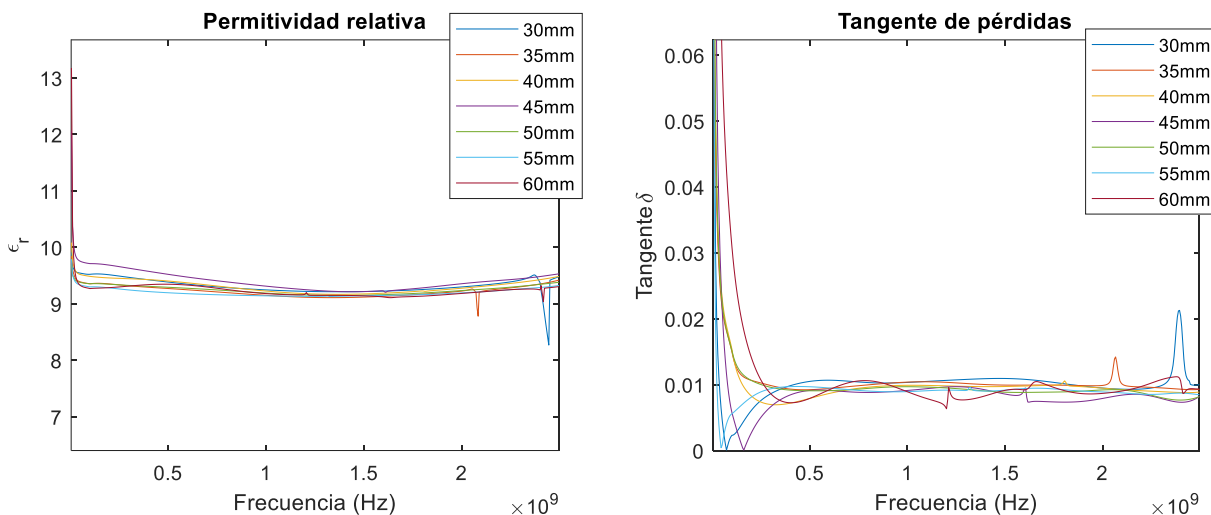


Figura. 59 Permitividad relativa y tangente de pérdidas del teflón para diferentes longitudes de muestra

		433 MHz		915 MHz		2450 MHz	
		ϵ_r	$tg\delta$	ϵ_r	$tg\delta$	ϵ_r	$tg\delta$
L (mm)	30	9.41	0.0101	9.26	0.0103	9.42	0.0100
	35	9.29	0.0092	9.17	0.0102	9.38	0.0092
	40	9.42	0.0074	9.25	0.0098	9.46	0.0088
	45	9.56	0.0088	9.34	0.0089	9.51	0.0075
	50	9.30	0.0091	9.21	0.0096	9.36	0.0078
	55	9.21	0.0097	9.15	0.0089	9.30	0.0086
	60	9.34	0.0073	9.21	0.0098	9.29	0.0094

Tabla. 8 Resultados de la alúmina para varias longitudes

De la Tabla. 8 vemos como los mejores valores proceden de las longitudes más grandes. A la vista de los resultados, para las siguientes simulaciones elegiremos la longitud más larga de 60mm.

2.5.3 Muestras con alta constante dieléctrica y muchas pérdidas

Extraemos los parámetros dieléctricos para materiales caracterizados manualmente, ya que la librería de HFSS no dispone de materiales con altas permitividades y pérdidas. A la vez se mostrarán los resultados para diferentes anchos de la muestra, pudiendo observar cuál de ellos no aporta mejor precisión o menor error en los cálculos.

Hay que tener en cuenta que la finalidad del prototipo real es llegar a medir con relativa precisión muestras de hasta aproximadamente $\epsilon_r = 60$ y $tg\delta = 0.2$, aunque a continuación realizaremos mediciones con muestras que contienen pérdidas más elevadas.

Fijando una longitud de 60mm, variamos el ancho desde los 25mm hasta los 40mm en pasos de 5mm para parámetros dieléctricos típicos de productos alimenticios frescos como fruta, verdura, pescado, carne, etc.

En la primera muestra (Figura. 60), la permitividad se ajusta bien para las dos primeras frecuencias de trabajo, pero comienza a sufrir errores para las frecuencias más elevadas, que se traducen en el incremento de los valores. Las pérdidas se aproximan bastantes a las requeridas, aunque no se llegan a ajustar exactamente, además para las frecuencias más altas también comenzamos a sufrir errores a la par que los sufre la permitividad.

$$\epsilon_r = 23, \text{ Tan } \delta = 0.32$$

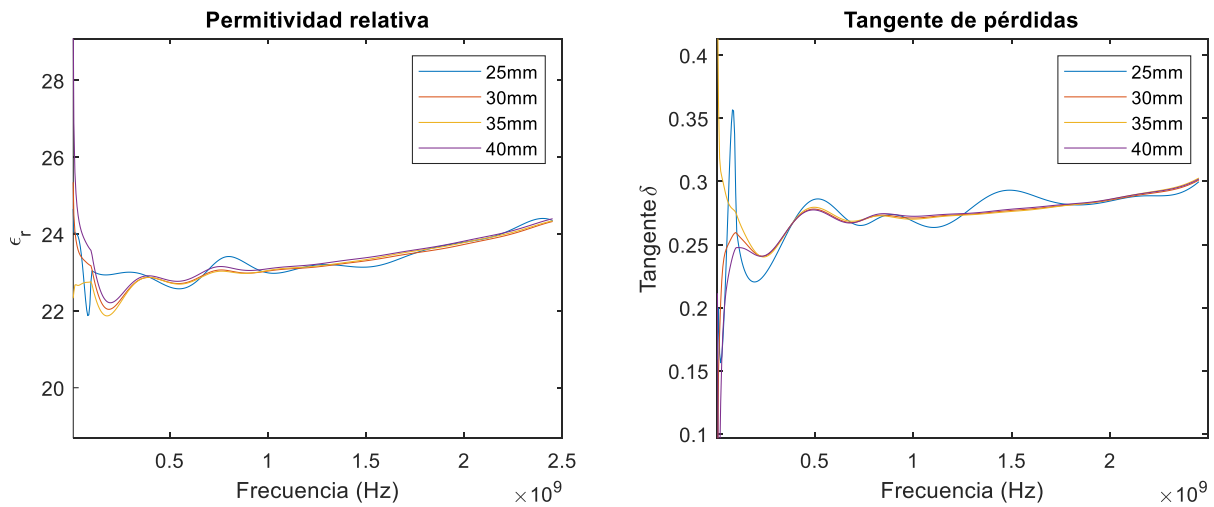


Figura. 60 Permitividad relativa y tangente de pérdidas para diferentes anchos de muestra

		433 MHz		915 MHz		2450 MHz	
		ϵ_r	$tg\delta$	ϵ_r	$tg\delta$	ϵ_r	$tg\delta$
L (mm)	25	22.77	0.2785	23.16	0.2735	24.35	0.2998
	30	22.84	0.2748	22.99	0.2722	24.33	0.3011
	35	22.84	0.2757	22.99	0.2712	24.35	0.3027
	40	22.88	0.2744	23.05	0.2736	24.40	0.3019

Tabla. 9 Resultados de $\epsilon_r = 23$ y $tg\delta = 0.32$ para varios anchos

En los datos dados por la Tabla. 9, los valores son similares para todos los anchos de la muestra. Las siguientes muestras con permitividades más altas, van a mostrar diferencias claras entre los resultados para cada ancho.

$$\epsilon_r = 30, \text{ Tan } \delta = 0.15$$

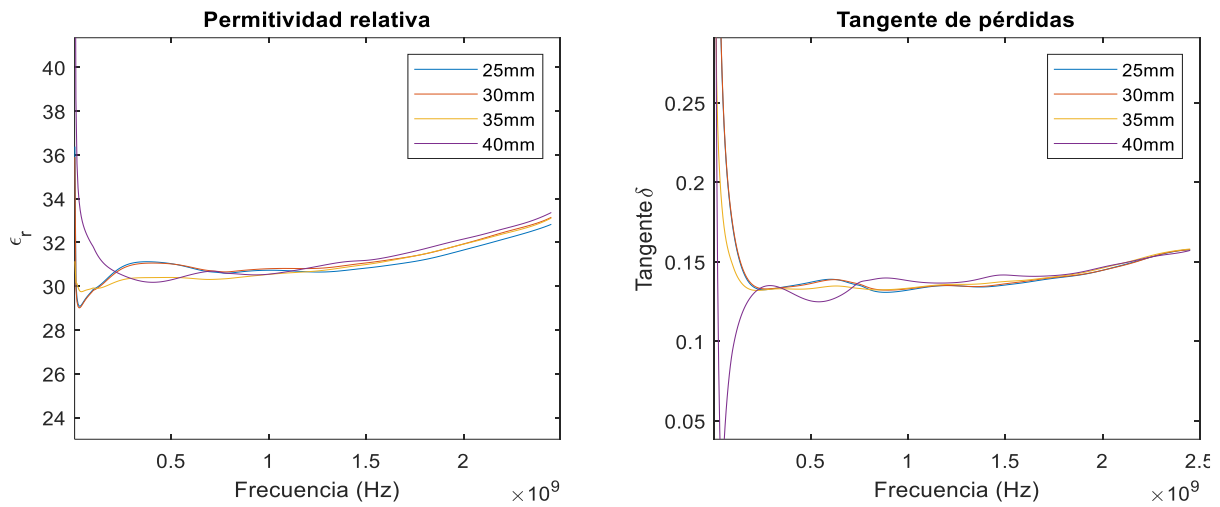


Figura. 61 Permittividad relativa y tangente de pérdidas para diferentes anchos de muestra

		433 MHz		915 MHz		2450 MHz	
		ϵ_r	$\text{tg}\delta$	ϵ_r	$\text{tg}\delta$	ϵ_r	$\text{tg}\delta$
L (mm)	25	31.10	0.1356	30.70	0.1309	32.83	0.1575
	30	31.05	0.1348	30.76	0.1322	33.15	0.1576
	35	30.40	0.1327	30.47	0.1325	33.12	0.1580
	40	30.19	0.1283	30.52	0.1396	33.37	0.1571

Tabla. 10 Resultados de $\epsilon_r = 30$ y $\text{tg}\delta = 0.15$ para varios anchos

$$\epsilon_r = 42, \text{ Tan } \delta = 0.24$$

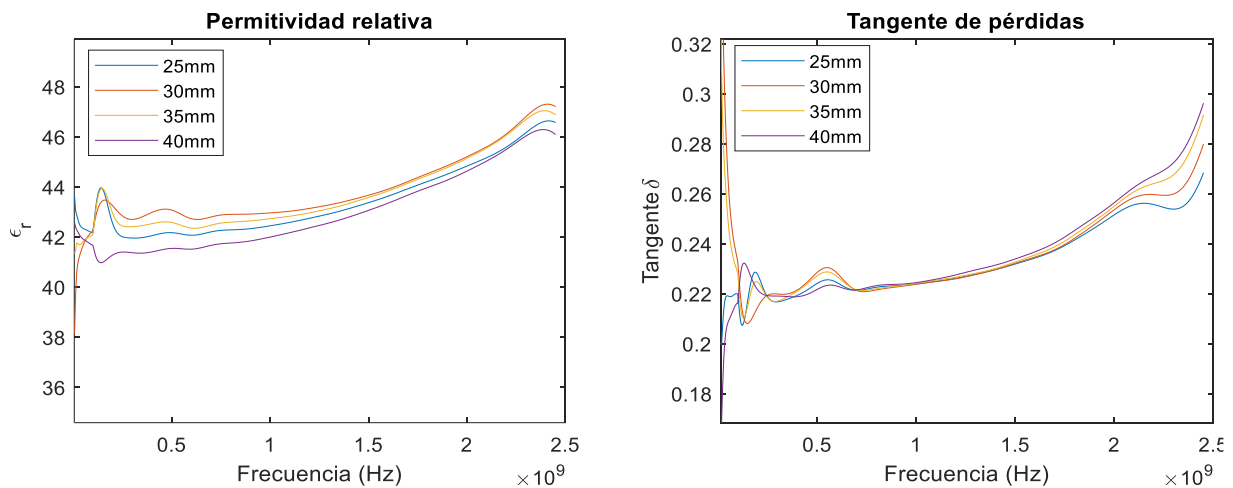


Figura. 62 Permittividad relativa y tangente de pérdidas para diferentes anchos de muestra

		433 MHz		915 MHz		2450 MHz	
		ϵ_r	$tg\delta$	ϵ_r	$tg\delta$	ϵ_r	$tg\delta$
L (mm)	25	42.12	0.2208	42.34	0.2232	46.56	0.2684
	30	43.08	0.2236	42.92	0.2228	47.20	0.2799
	35	42.58	0.2231	42.65	0.2231	46.86	0.2915
	40	41.46	0.2193	41.86	0.2238	46.09	0.2962

Tabla. 11 Resultados de $\epsilon_r = 42$ y $tg\delta = 0.24$ para varios anchos

$$\epsilon_r = 52.5, \text{ Tan } \delta = 0.166$$

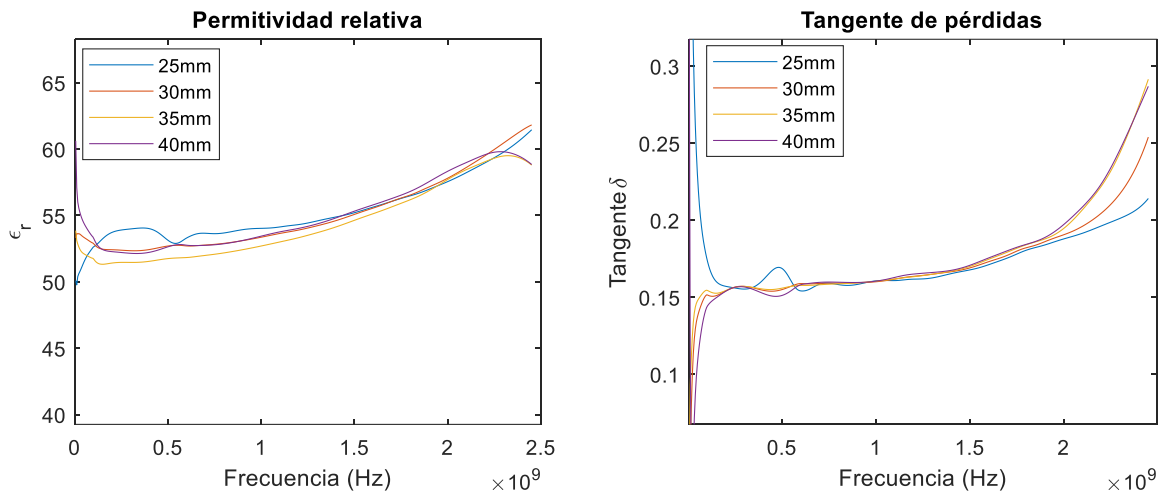


Figura. 63 Permitividad relativa y tangente de pérdidas para diferentes anchos de muestra

		433 MHz		915 MHz		2450 MHz	
		ϵ_r	$tg\delta$	ϵ_r	$tg\delta$	ϵ_r	$tg\delta$
L (mm)	25	53.81	0.1660	53.96	0.1587	61.45	0.2142
	30	52.53	0.1540	53.14	0.1594	61.82	0.2540
	35	51.62	0.1550	52.46	0.1595	58.79	0.2915
	40	52.34	0.1511	53.16	0.1597	58.84	0.2869

Tabla. 12 Resultados de $\epsilon_r = 52.5$ y $tg\delta = 0.166$ para varios anchos

De estas tres últimas muestras, a menor anchura los resultados se comportan mejor frente a los errores, sobre todo en la tangente de pérdidas. Si comparamos el porcentaje de error medio entre la menor y mayor anchura para 2450MHz, vemos como obtenemos un 12.44% y un 11.01% respectivamente para la permitividad relativa, mientras que obtenemos un 15.28% y un 33.65% respectivamente para la tangente de pérdidas. Concluyendo que, en media, para muestras con poca anchura, conseguimos menor error en los resultados.

Capítulo 3. Pliego de condiciones

Este capítulo presenta el diseño final del prototipo realizado gráficamente del cual obtendremos los planos finales para el mecanizado. Así como el presupuesto aproximado del dispositivo.

3.1 Diseño gráfico

3.1.1 Software: SolidWorks

SolidWorks es un software de diseño asistido por computadora para modelar piezas y ensamblajes en 3D y planos en 2D [22]. Este producto ofrece un abanico de soluciones para cubrir los aspectos implicados en el proceso de desarrollo de productos por lo que nos permite modelar en detalle nuestro prototipo y crear los planos finales para el mecanizado. Para poder hacer un uso completo de este programa disponemos de la licencia educativa proporcionada por la UPV.

3.1.2 Piezas principales

Mediante SolidWorks conformamos en detalle las piezas principales de la guía coplanar.

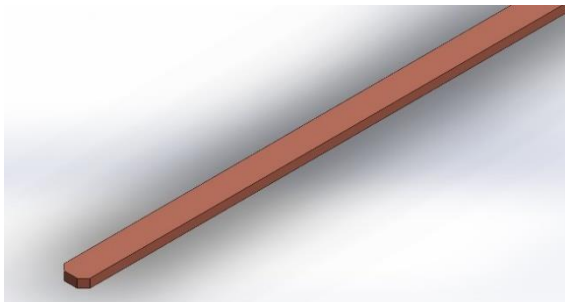


Figura. 64 Tira conductora de latón

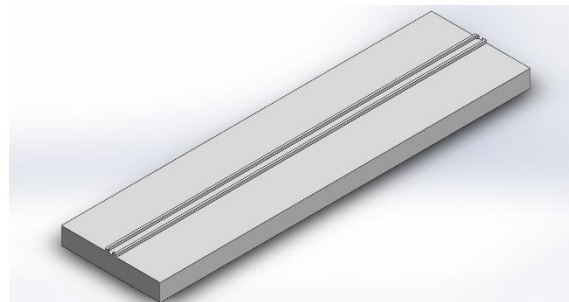


Figura. 65 Sustrato dieléctrico inferior de teflón

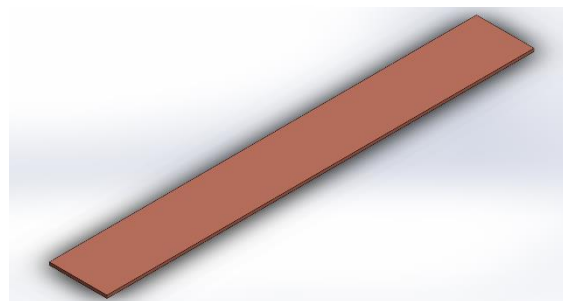


Figura. 66 Plano de masa superior de latón

De la Figura. 64 y Figura. 65, podemos ver como se han modelado rebajando los picos de la tira conductora tal y como se indicó en el Capítulo 2. Las piezas metálicas finalmente serán de latón en lugar de cobre, lo que no supone prácticamente diferencia en cuanto a las simulaciones con HFSS.

3.1.3 Piezas complementarias

Las siguientes piezas proporcionan el acabado necesario a la guía coplanar para formar un dispositivo completo capaz de satisfacer los objetivos impuestos.

Tenemos dos tapas frontales en las que introduciremos los conectores coaxiales. Dos tapas laterales con ranuras en cada una de ellas para colocar y desplazar las piezas que nos permiten cortocircuitar la guía y una tercera ranura para encajar con los planos de masa. Luego una última tapa en la parte inferior que hace las funciones de plano de masa inferior de la guía. Todas las piezas metálicas anteriores están compuestas de aluminio.

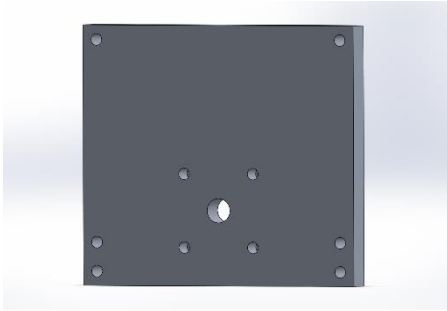


Figura. 67 Tapa frontal

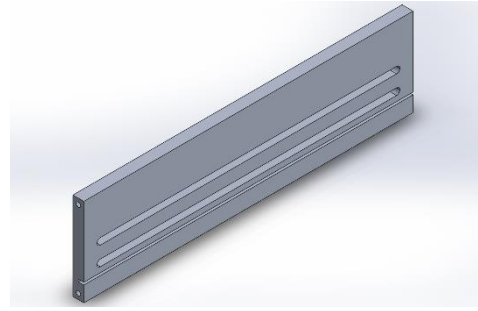


Figura. 68 Tapa lateral

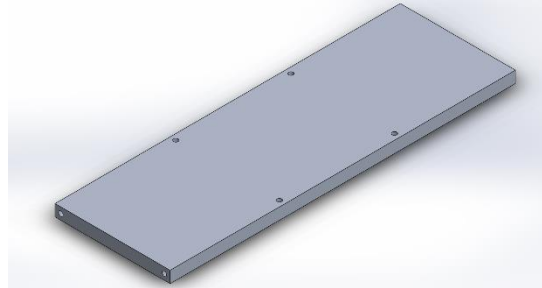


Figura. 69 Tapa inferior o plano de masa inferior

Las piezas soportadas por las tapas laterales tienen diferentes aplicaciones en función de la utilidad que se le aplique al dispositivo.

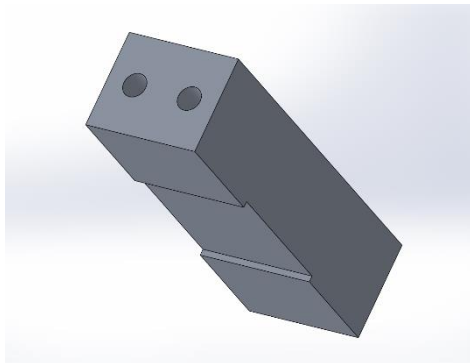


Figura. 70 Cortocircuito y condensador

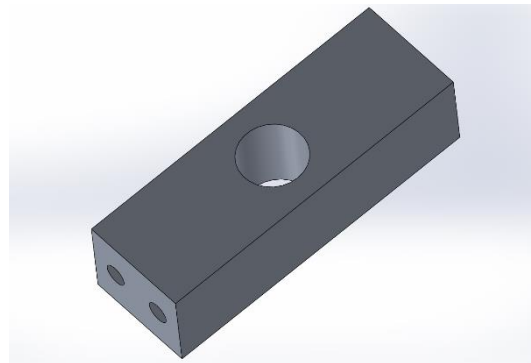


Figura. 71 Pieza de presión

Utilizando la parte plana de la pieza de la Figura. 70, podemos llevar a cabo tanto cortocircuitos para realizar tareas de calibración en aplicaciones de caracterización dieléctrica, como cortocircuitos variables. Utilizando la parte inferior, junto a una placa dieléctrica, hace las funciones de condensador para aplicaciones de adaptación de impedancias. Por otro lado, la pieza de la Figura. 71, unido a un tornillo, se sitúa sobre la pieza anterior para realizar presión sobre ella y asegurar un buen contacto con la guía coplanar.

Por último, el conector coaxial que conectará la guía coplanar con el analizador de redes.



Figura. 72 Conector coaxial tipo N

3.2 Ensamblaje

Tras realizar todas las piezas de forma individual, debemos integrar cada una de ellas para formar el dispositivo. Situamos en primer lugar la tira conductora y los planos de masa sobre la pieza de teflón. A continuación, incrustamos las paredes laterales de aluminio en los laterales de la guía encajando el metal sobrante de los planos de masa en las pestañas realizadas en las paredes laterales. Seguidamente se acopla la tapa inferior debajo de la guía y las paredes frontales junto con los conectores coaxiales. Para que los conectores enlacen perfectamente con la guía, el vivo y el aislante deben ser rebajados debidamente. Finalmente se sitúan las piezas de cortocircuito y presión, y se unen todas las partes mediante la debida tornillería.

El diseño despiezado mediante la herramienta de diseño SolidWorks es el siguiente:

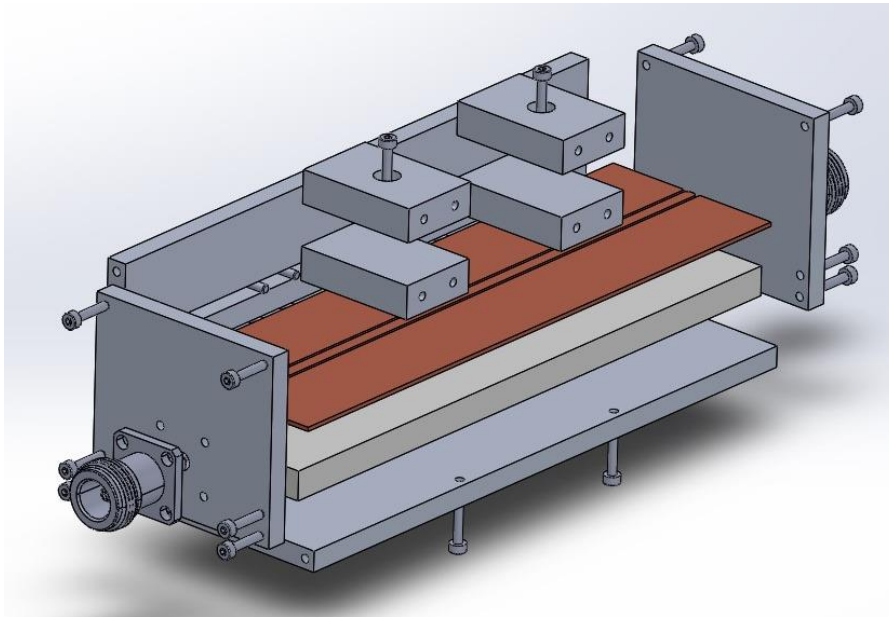


Figura. 73 Despiece de la guía

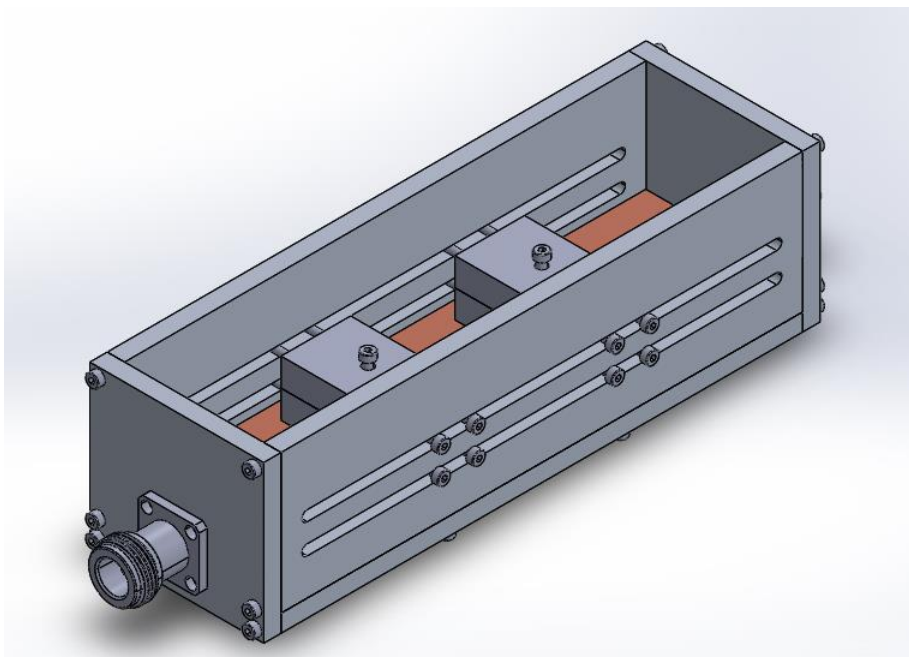


Figura. 74 Ensamblaje global

Por último, tras el mecanizado de todas las piezas y su unión, este es el diseño final:



Figura. 75 Resultado final de la guía tras su mecanizado

3.3 Partida económica

El coste económico final de la guía coplanar, enviado por el taller:

BASE IMPONIBLE	2.539,00 €
IVA 21%	533,19 €
TOTAL	3.072,19 €

Tabla. 13 Partida económica

Capítulo 4. Medidas y resultados

Con la construcción del prototipo, podemos proceder a demostrar el funcionamiento del trabajo realizado anteriormente y analizar los resultados obtenidos.

Al encontrarnos en una situación real de medidas, los pasos a realizar son similares a los expuestos en el Capítulo 2 pero añadiendo una serie de pasos de calibración del analizador de redes. Procedemos de la siguiente manera:

- 1) Calibramos el equipo de medida manualmente mediante el kit de calibración OPEN, SHORT, LOAD y THRU.
- 2) Conectando el equipo a los puertos de la línea coplanar, realizamos una primera medida de los parámetros S para la línea vacía (aire) que nos servirá para calibrar al plano de la muestra que se proceda a medir.
- 3) Colocamos la muestra que se desea analizar lo más centrada posible sobre la línea y medimos los parámetros S.
- 4) Extraemos del analizador los archivos '.S2P' con los datos de los parámetros S mediante un dispositivo USB y los importamos a nuestro código de Matlab. En el Anexo 1 es posible observar el código utilizado.
- 5) Representamos de manera gráfica los valores de permitividad relativa y tangente de pérdidas de la muestra bajo estudio.

Las muestras que tenemos disponibles para realizar medidas son:

- Teflón de 6mm de grosor, 30mm de ancho y 70mm de longitud.
- Cerámica llamada MBT01 diseñada por la empresa Microbiotech S.L, de 10mm de grosor, 30mm de ancho y 74mm de longitud.
- Muestra de mármol desconocido a priori de 10mm de grosor, 27mm de ancho y 49mm de longitud.

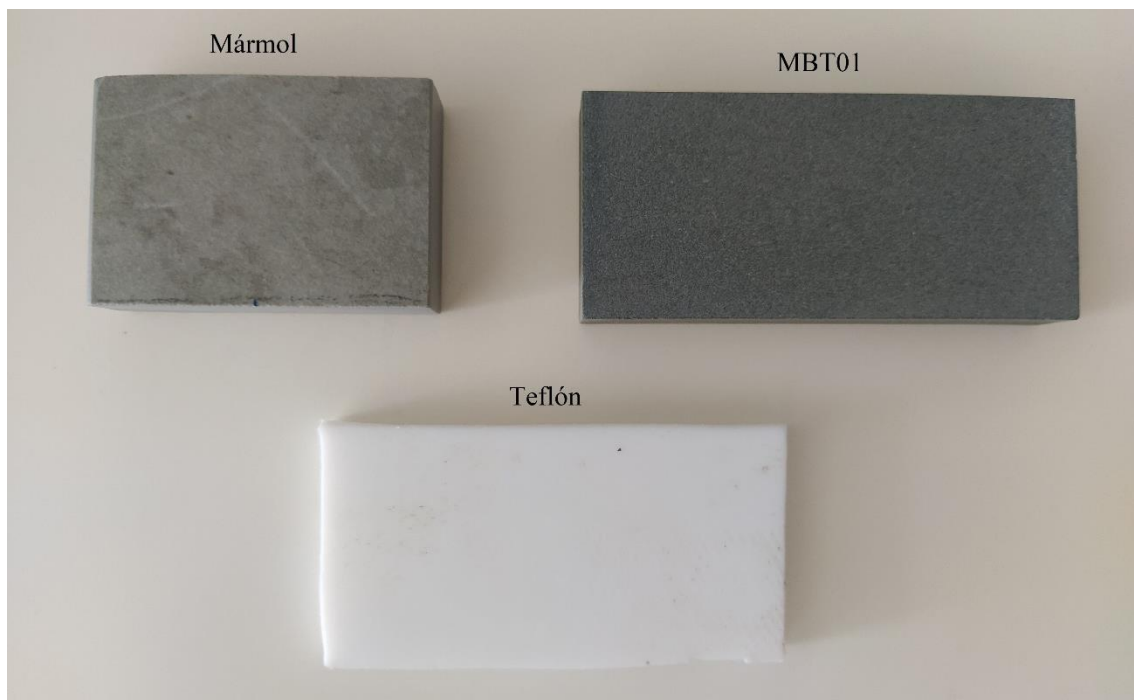


Figura. 76 Muestras caracterizadas

Realizados los pasos anteriores para estas muestras, procedemos a mostrar los resultados finales mediante un barrido en frecuencia entre los 300MHz y los 2.5GHz.

Teflón: $\epsilon_r=2.1$, $\tan\delta=0.001$

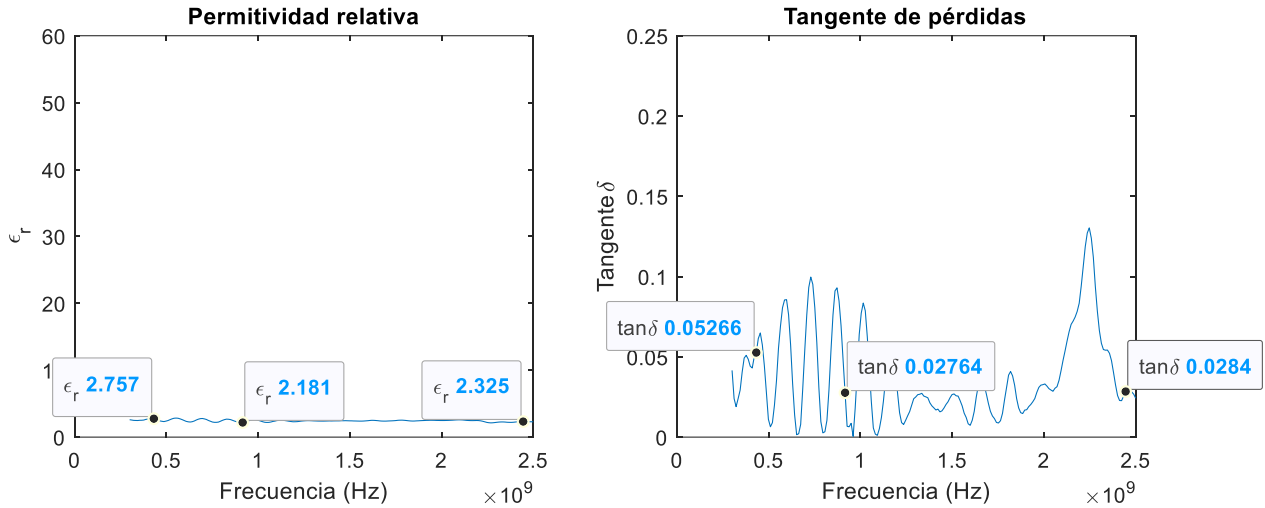


Figura. 77 Medidas de ϵ_r y $tg\delta$ del teflón

433 MHz		915 MHz		2450 MHz	
ϵ_r	$tg\delta$	ϵ_r	$tg\delta$	ϵ_r	$tg\delta$
2.757	0.0526	2.181	0.0276	2.325	0.0284

Tabla. 14 Tabla de resultados para el teflón

Para nuestras frecuencias de trabajo obtenemos buenos resultados para la permitividad relativa del teflón difiriendo unas cuantas décimas para 433MHz y 2450MHz. En cuanto a las pérdidas, los valores difieren bastante con el resultado real, ya que nuestro sistema es más efectivo para muestras con pérdidas altas. Este es uno de los aspectos a perfeccionar de este sistema y que puede ser incluido en una línea futura de trabajo.

MBT01: $\epsilon_r=10$, $\tan\delta=0.12$

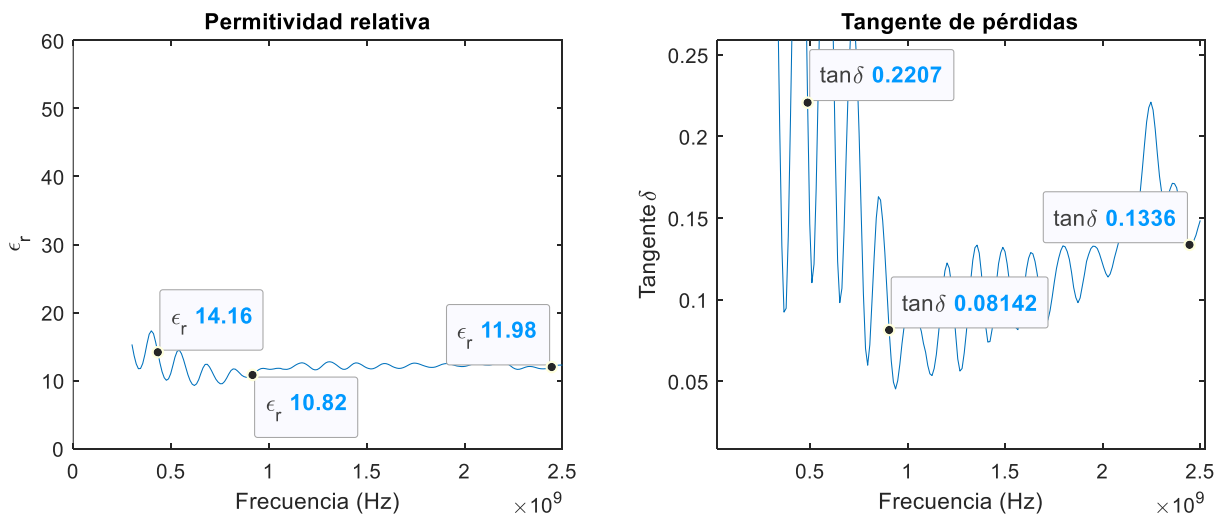


Figura. 78 Medidas de ϵ_r y $tg\delta$ del MBT01

433 MHz		915 MHz		2450 MHz	
ϵ_r	$tg\delta$	ϵ_r	$tg\delta$	ϵ_r	$tg\delta$
14.16	0.2207	10.82	0.0814	11.98	0.1336

Tabla. 15 Tabla de resultados para el MTB01

Los resultados del MBT01 son dispares para cada frecuencia de trabajo. Los valores de permitividad relativa son mejores para 915MHz. Para las pérdidas, el valor más próximo es para 2450MHz. Es bastante apreciable que para valores altos de pérdidas nuestro sistema se aproxima mejor al valor requerido, aunque también en este caso se produce bastante incertidumbre en los resultados durante el barrido en frecuencia, siendo este bastante evidente a frecuencias tempranas. Como trabajo futuro, sería adecuado conseguir un método que corrigiera dicha incertidumbre y nos aportara unos valores más estables de tangente de pérdidas.

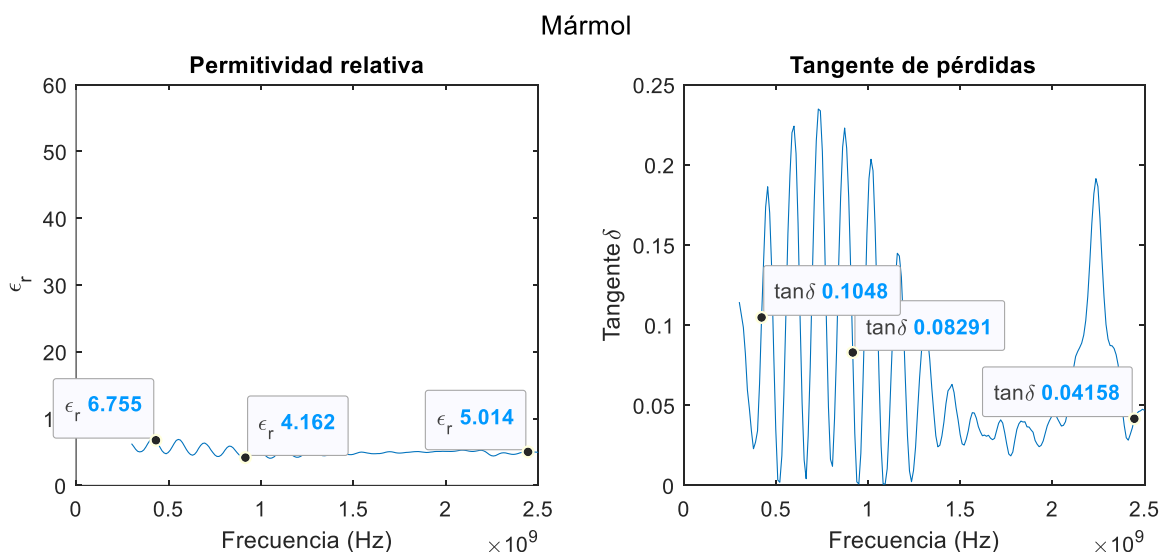


Figura. 79 Medidas de ϵ_r y $tg\delta$ del mármol

Para esta última muestra el comportamiento de los resultados es similar al comentado anteriormente, aportando mucha incertidumbre en los valores de las pérdidas y resultados dispares entre cada una de las frecuencias analizadas.

433 MHz		915 MHz		2450 MHz	
ϵ_r	$tg\delta$	ϵ_r	$tg\delta$	ϵ_r	$tg\delta$
6.755	0.1048	4.162	0.0829	5.014	0.0415

Tabla. 16 Tabla de resultados para el mármol



Capítulo 5. Conclusiones

Para finalizar nuestro trabajo, es necesario analizar y valorar si nuestro sistema cumple con las expectativas a priori marcadas de rapidez, sencillez y exactitud, y los aspectos a mejorar.

El sistema completo, desde situar la muestra en la línea de transmisión hasta obtener los resultados, es capaz de proporcionar al usuario seguridad a la hora de su utilización, ya que le permite conseguir las medidas mediante un proceso sencillo de pocos pasos, intuitivo y de manera bastante automatizada, además de ser un proceso rápido el cual en apenas 2-3 minutos es capaz de proporcionarnos resultados. En cuanto a la exactitud, es necesario estudiar soluciones que nos aporten mayores precisiones en las medidas y con ello fiabilidad a la hora de hacer uso de este sistema en proyectos futuros o a la hora de comercializarlo, por lo que este es un punto importante a mejorar de cara al futuro. Además, sería conveniente realizar medidas de muestras con permitividades mayores a las examinadas para analizar el comportamiento del prototipo.

Otro punto interesante a mejorar es la posibilidad de realizar cálculos utilizando muestras menos gruesas. En ocasiones la disponibilidad de muestras gruesas puede ser difícil, por ello poder utilizar muestras más finas podría facilitar nuestro trabajo. Para ello, una de las posibles soluciones sería disponer de una guía coplanar con un sustrato dieléctrico de mayor permitividad relativa que el teflón. Esto provocaría una mayor concentración de la onda electromagnética en los gaps de la guía, permitiendo analizar muestras más finas.

Bibliografía y referencias

- [1] B. Garcia Baños, “Estudio y Optimización de Sensores de Microondas para la Caracterización y Monitorización de Materiales en Procesos Industriales”, Tesis Doctoral, Universidad Politécnica de Valencia, Valencia, 2008.
- [2] A. Nieto Domínguez, “Diseño De Un Medidor De Permittividades De Materiales Dieléctricos”, Trabajo Fin de Grado, Universidad Carlos III de Madrid, Madrid, 2010.
- [3] F. Dios Otín, D. Artigas García, J. Recolons Martos, and F. Canal Bienzobal, *Campos electromagnéticos*. Escuela Técnica Superior de Ingeniería de Telecomunicación de Barcelona: UPC, 1998.
- [4] D. M. Pozar, *Microwave Engineering*. Fourth Edition. University of Massachusetts at Amherst: John Wiley & Sons, Inc.
- [5] S. O. Nelson, *Dielectric Properties of Agricultural Materials and Their Applications*. Richard B. Russell Agricultural Research Center: Elsevier, Inc., 2015.
- [6] L. F. Chen, C. K. Ong, C. P. Neo, V. V. Varadan, and V. K. Varadan, *Microwave electronics: Measurement and Materials Characterization*. National University of Singapore and Pennsylvania State University, USA: John Wiley & Sons Ltd, 2004.
- [7] R. N. Simons, *Coplanar Waveguide Circuits, Components, and Systems*. NASA Glenn Research Center, Cleveland, Ohio: John Wiley & Sons, Inc., 2001.
- [8] I. Wolff, *Coplanar Microwave Integrated Circuits*. IMST GmbH Kamp-Lintfort, Germany: John Wiley & Sons, Inc., 2006.
- [9] L. A. Bronckers, and A. B. Smolders, “Broadband Material Characterization Method Using a CPW with a Novel Calibration Technique,” *IEEE Antennas Wirelles Propagation Letters.*, vol. 15, pp. 1763–1766, 2016.
- [10] B. C. Wadell, *Transmission Line Design Handbook*. Artech House, Inc., 1991.
- [11] J. Zhang, and T. Y. Hsiang, “Dispersion characteristics of coplanar waveguides at subterahertz frequencies,” *PIERS 2006 Cambridge - Prog. Electromagn. Res. Symp. Proc.*, pp. 232–235, 2006.
- [12] M. Tsuji, H. Shigesawa, and A. A. Oliner, “New interesting leakage behaviour on coplanar waveguides of finite and infinite widths,” *IEEE MTS-S Digest*, pp. 563–566, 1991.
- [13] W. Heinrich, F. Schnieder, and T. Tischler, “Dispersion and Radiation Characteristics of Conductor-Backed CPW with finite Ground Width,” *IEEE MTS-S Digest*, pp. 1663–1666, 2000.
- [14] H. Silva, “Líneas de transmisión y parámetros S,” *Instituto Nacional de Tecnología Industrial*, p. 56, August 2014.
- [15] W. B. Weir, “Automatic Measurement of Complex Dielectric Constant and Permeability at Microwave Frequencies,” *Proc. IEEE*, vol. 62, no. 1, pp. 33–36, January 1974.
- [16] Keysight Technologies, “Example of Using Fixture Simulator.” [Online]. Available: http://ena.support.keysight.com/e5071c/manuals/webhelp/eng/measurement/fixture_simulator/example_of_using_fixture_simulator.htm (accessed May 22, 2020).
- [17] A. M. Nicolson, and G. F. Ross, “Measurement of the Intrinsic Properties Of Materials by Time-Domain Techniques,” *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 19, no. 4, pp. 377–382, November 1970.
- [18] I. de la Fuente Pérez, “Caracterización de Materiales en Banda W,” Trabajo Fin de Grado, Universidad Autónoma de Barcelona, Barcelona, 2011.



- [19] Keysight Technologies, “N9917A FieldFox Handheld Microwave Analyzer, 18 GHz | Keysight.” [Online]. Available: <https://www.keysight.com/en/pdx-x201926-pn-N9917A/fieldfox-handheld-microwave-analyzer-18-ghz?nid=-32495.1150497&cc=ES&lc=spa&pm=ov> (accessed Jun. 20, 2020).
- [20] Ansoft Corporation, “user’s guide – High Frequency Structure Simulator,” [Online]. Available: <http://anlage.umd.edu/HFSSv10UserGuide.pdf>.
- [21] MathWorks, “MATLAB - El lenguaje del cálculo técnico - MATLAB & Simulink.” [Online]. Available: <https://es.mathworks.com/products/matlab.html> (accessed May 09, 2020).
- [22] Dassault Systèmes SolidWorks Corp., “SOLIDWORKS.” [Online]. Available: <https://www.solidworks.com/es> (accessed Jun. 18, 2020).

Anexo 1. Código Matlab

```
%Parámetros S del aire en los puertos
S=sparameters('air_sample.s2p'); %parametros S
Llinea=150e-3; %Longitud de la línea
S11=S.Parameters(1,1,:);
S21=S.Parameters(2,1,:);
S11=S11(:);
S21=S21(:);

K=((S11.^2-S21.^2)+1)/(2*S11); %Se define la variable K
RO_suma=K+sqrt(K.^2-1); %RO puede ser + ó -
RO_resta=K-sqrt(K.^2-1);

if (abs(RO_suma)<=1)
    RO=RO_suma;
else
    RO=RO_resta;
end

x=(S11+S21-RO)/(1-(S11+S21).*RO);
faseX=angle(x); %fase periódica del factor de propagación
Q=unwrap(faseX); %fase desvuelta del factor de propagación

Gamma=(1/Llinea)*(log(1./abs(x))-j*Q);
alfa=real(Gamma);
betaAire=imag(Gamma);

%Parámetros S de la muestra en los puertos
S=sparameters('sample.s2p');
Lm=49e-3; %longitud de la muestra
L=Llinea/2-Lm/2; %distancia del puerto al plano de la muestra
S11=S.Parameters(1,1,:);
S21=S.Parameters(2,1,:);
S11o=S11(:);
S21o=S21(:);
S11=S11o.*exp(2.*betaAire*j*L); %calibración al plano de la muestra
S21=S21o.*exp(2.*betaAire*j*L); %con los valores de beta del aire
%metodo para obtener epsilon' y tg_delta
K=((S11.^2-S21.^2)+1)/(2*S21); %Se define la variable K
RO_suma=K+sqrt(K.^2-1); %RO puede ser + ó -
RO_resta=K-sqrt(K.^2-1);
%se elige un signo u otro, teniendo en cuenta con cual obtenemos un
%valor menor o igual que uno en módulo
if (abs(RO_suma)<=1)
    RO=RO_suma;
else
    RO=RO_resta;
end

%Quedando x:
x=(S11+S21-RO)/(1-(S11+S21).*RO);
faseX=angle(x); %fase periódica del factor de propagación
Q=unwrap(faseX); %fase desvuelta del factor de propagación
%Sabiendo x, y como  $x=e^{(-Gamma*L)}$ , siendo L, longitud de la muestra
%Despejamos Gamma:
```



```
Gamma=(1/L)*(log(1./abs(x))-j*Q);
%Obtenemos un valor de Gamma=alfa+j*beta.Como sabemos el valor de alfa y
%beta
alfa=real(Gamma);
beta=imag(Gamma);
%para obtener epsilon' y la tangente de delta aplicamos:
%Permitividad efectiva
epsilon_efectiva=(3e8./(2*pi.*S.Frequencies)).^2.*(beta.^2-alfa.^2);
%Permitividad relativa
epsilon_relativa=(epsilon_efectiva-1.4838)/0.29309;
%Tangente de pérdidas
tangente_delta=((3e8./(pi.*S.Frequencies)).^2.*(alfa.^2)./(2.*epsilon_efectiva)+1).^2-
1).^^(1/2);

%REPRESENTACIÓN
cursorMode = datacursormode(figure);
%gráfica de permitividad relativa
subplot(1,2,1)
hDatatip = cursorMode.createDatatip(plot(S.Frequencies,epsilon_relativa));
pos = [2.45e9 0]; %frecuencia a marcar
set(hDatatip, 'Position', pos)
updateDataCursors(cursorMode)
title('Permitividad relativa')
xlabel('Frecuencia (Hz)')
ylabel('\epsilon_{r}')

%grafica tangente de perdidas
subplot(1,2,2)
hDatatip = cursorMode.createDatatip(plot(S.Frequencies,tangente_delta));
pos = [2.45e9 0]; %frecuencia a marcar
set(hDatatip, 'Position', pos)
updateDataCursors(cursorMode)
title('Tangente de pérdidas')
xlabel('Frecuencia (Hz)')
ylabel('Tangente\delta')
```

Published with MATLAB® R2019b

Anexo 2. Planos del mecanizado del dispositivo coplanar

