

UNIVERSIDAD MIGUEL HERNÁNDEZ DE ELCHE
ESCUELA POLITÉCNICA SUPERIOR DE ELCHE
GRADO EN INGENIERÍA EN TECNOLOGÍAS DE LA
TELECOMUNICACIÓN



“CARACTERIZACIÓN DE MATERIALES MEDIANTE
GUÍAS DE ONDA RECTANGULARES PARA
APLICACIONES DE MICROONDAS

TRABAJO DE FIN DE GRADO

Julio 2023

AUTOR: Carlos Pelayo Ablanado Hurtado

TUTOR: Germán Torregrosa Penalva

COTUTOR: Héctor García Martínez



ÍNDICE DE FIGURAS

Figura 1. Geometría para análisis de campos electromagnéticos en guía de onda rectangular...	20
Figura 2. Analizador vectorial de redes empleado	26
Figura 3. Kit de calibración SOLT de Agilent	27
Figura 4. Kit de calibración SOLT de Agilent	27
Figura 5. Reflect para guía WR 137.....	28
Figura 6. Distribución del equipo para calibración mediante línea.....	28
Figura 7. Distribución del equipo para calibración mediante thru	28
Figura 8. Thru, Refflect y Line de guías WR 137 y WR90	29
Figura 9. Función TRL.....	30
Figura 10. Constante de propagación y atenuación obtenida mediante función TRL.....	32
Figura 11. Impresora TuMaker NX PRO DUAL.....	33
Figura 12. Material PLA	34
Figura 13 Parámetros S medidos y calibrados de guías rellenas de PLA	35
Figura 14. Parámetros S calibrados contrastados con HFSS de guía rellena de PLA para ambas guías	36
Figura 15. Fase del coeficiente de transmisión contrastado con HFSS de guía WR 137 rellena de PLA	37
Figura 16. Material ABS	38
Figura 17. Módulo de Parámetros S calibrados contrastados con HFSS de guía WR 137 rellena de ABS	39
Figura 18. Fase de coeficiente de transmisión contrastado con HFSS para material ABS en guía WR 137	40
Figura 19. Material Preperm3	41
Figura 20. Parámetros S calibrados contrastados con HFSS de guía WR 137 rellena de Preperm3	41
Figura 21. Material Preperm3 20%	42
Figura 22. Geometría de mallado de paralelepípedos no macizos	42
Figura 23. Módulo de Parámetros S contrastados con HFSS de guía WR 137 rellena de Preperm3 20%	43
Figura 24. Modelado HFSS.....	44
Figura 25. Parámetros S contrastados con HFSS de guía WR 137 rellena de Preperm3 20% con nuevo modelado	44
Figura 26. Módulo de Parámetros S contrastados con HFSS de guía WR 90 rellena de Preperm3 20% con nuevo modelado.....	45
Figura 27. Parámetros S contrastados con HFSS de guía WR 137 rellena de Preperm3 53%. 46	
Figura 28. Parámetros S contrastados con HFSS de guía WR 90 rellena de Preperm3 53%..... 47	
Figura 29. Parámetros S constrastados con HFSS de guía WR 137 rellena de Preperm10 macizo	48
Figura 30. Parámetros S constrastados con HFSS de guía WR 90 rellena de Preperm10 macizo	49
Figura 31. Parámetros S constrastados con HFSS de guía WR 137 rellena de Preperm10 50% 50	

Figura 32. Relación entre densidad de llenado con permitividad y tangente de pérdidas para preperm3 y preperm10 con mallados en eje Y	51
Figura 33. Función de la tangente de pérdidas y la permitividad con la densidad de llenado del material.....	52
Figura 34. Modelo de predicción de Maxwell Garnett	54
Figura 35. Relación de susceptibilidad para ambos materiales y densidades de llenado	55
Figura 36. Material Preperm3 20% para WR 90 con mallados en eje X y Z.....	56
Figura 37. Módulo de Parámetros S de preperm3 53% con mallado en eje X contrastados con los obtenidos anteriormente con mallado en eje Y para ambas guías	57
Figura 38. Modelado para mallado en eje Y	58
Figura 39. Modelado para mallado en eje X	58
Figura 40. Modelado para mallado en eje Z.....	58
Figura 41. Contraste de fases de material Preperm3 20% y 53% con mallados en eje X e Y	59
Figura 42. Módulo de Parámetros S de Preperm3 20% con mallado en eje X	60
Figura 43. Parámetros S en módulo y fase para Preperm3 20% con mallado en eje X	61
Figura 44. Parámetros S Preperm3 53% con mallado en eje Z.....	62
Figura 45. Material ABS EC TORWELL WR 137.....	63
Figura 46. Material ABS EC KIM YA WR 137	63
Figura 47. Módulo de Parámetros S de ABS EC KIM YA contrastados con la simulación en HFSS	64
Figura 48. Pieza de 5 mm impresa para caracterización de ABS EC TORWELL en guía WR 90 junto a material ABS EC KIM YA para guía WR 90	65
Figura 49. Modelado de guía WR 90 con pieza de 5 mm de ABS EC TOR	65
Figura 50. Valores obtenidos de resistencia para piezas de ABS EC TOR con distintas longitudes y anchuras.....	66
Figura 51. Parámetros S en módulo y fase de ABS EC TOR contrastados con la simulación para WR 90	67
Figura 52. Material ABS EC MED para guía WR 137	68
Figura 53. Parámetros S ABS MED.....	68
Figura 54. Resina para guía WR 137	69
Figura 55. Parámetros S en módulo y fase para resina en guía WR 137	70
Figura 56. Modelo de dispersividad de Resina	71
Figura 57. Parámetros S contrastados con HFSS para resina en guía WR 137.....	72

ÍNDICE DE TABLAS

Tabla 1. Dimensiones, frecuencias de corte y ancho de banda de operación de guías WR 137 y WR 90	24
Tabla 2. Tabla de resultados de permitividad y tangente de pérdidas para los materiales caracterizados.....	73

LISTA DE ABREVIATURAS

Modos TM. Modos magnéticos transversales

Modos TE. Modos eléctricos transversales

WR. Rectangular Waveguide

VNA. Vector Network Analyzer

Parámetros S. Parámetros de Dispersión

dB. Decibelio

HFSS. High Frequency Surface Simulator

[S]. Siemens

[F]. Faradio

[μm]. Micrómetro

PLA Ácido Poliáctico

ABS Acrilonitrilo Butadieno Estireno

SOLT Short Open Load Thru

TRL Thru Reflect Line





Resumen

Este trabajo presenta la caracterización de varios materiales de impresión 3D para su uso en el diseño de dispositivos de alta frecuencia. Estos materiales no actúan simplemente como soportes estructurales, sino como elementos cuyas propiedades dieléctricas y geometría modifican el comportamiento de la red diseñada, por lo que es muy importante una extracción precisa de la características dieléctricas que estos presentan.

Para este estudio, se hace uso de paralelepípedos impresos en 3D a introducir en el volumen interior de dos secciones de guías de onda rectangulares, específicamente WR137 y WR90 con longitudes de 51 [mm]. En el proceso de medición de los parámetros S en dichas secciones de guía de onda se hace uso de un VNA para evaluar y caracterizar dichos materiales, agregando dos secciones de guía en los extremos de la línea bajo prueba que funcionan como transición de los cables coaxiales del VNA a la guía de onda. Dicha estructura de transición incluye un dipolo que conecta los extremos de la guía de onda con dichos cables coaxiales, permitiendo la transición de la señal en el interior de la guía.

Dichas medidas obtenidas posteriormente se contrastan con simulaciones electromagnéticas de las estructuras correspondientes, buscando obtener una concordancia completa entre las medidas obtenidas y las simulaciones, ajustando las propiedades de los materiales.

Los resultados obtenidos revelan información importante sobre el comportamiento de los materiales de impresión 3D en aplicaciones de alta frecuencia. Sorprendentemente, se puede observar que no existe una gran diferencia en términos de rendimiento entre materiales específicamente concebidos para su uso en dispositivos de alta frecuencia y materiales comunes y más económicos como pueden ser el PLA y el ABS.

Palabras clave: *Materiales, Guía de onda rectangular, Caracterización, Impresión 3D*



Abstract

This work presents the characterization of various 3D printing materials for their use in the design of high-frequency devices. These materials not only act as structural supports but also as elements whose dielectric properties and geometry modify the behavior of the designed network. Therefore, precise extraction of the dielectric characteristics that these materials present is very important.

For this study, 3D-printed parallelepipeds are used to be inserted into the interior volume of two rectangular waveguide sections, specifically WR137 and WR90 with lengths of 51 [mm]. In the process of measuring the S-parameters in these waveguide sections, a Vector Network Analyzer (VNA) is used to evaluate and characterize these materials. Two waveguide sections are added to the ends of the test line, which serve as a transition from the coaxial cables of the VNA to the waveguide. This transition structure includes a dipole that connects the ends of the waveguide with the coaxial cables, allowing the signal transition inside the waveguide.

The obtained measurements are subsequently compared with electromagnetic simulations of the corresponding structures, aiming to achieve a complete agreement between the obtained measurements and the simulations by adjusting the properties of the materials.

The results reveal important information about the behavior of 3D printing materials in high-frequency applications. Surprisingly, it can be observed that there is not a significant difference in terms of performance between materials specifically designed for high-frequency devices and common and more affordable materials such as PLA and ABS.

Keywords: *Materials, Rectangular Waveguide, Characterization, 3D Printing*



Agradecimientos

En primer lugar, me gustaría agradecer a mi tutor Germán Torregrosa Penalva por la orientación y paciencia que ha tenido conmigo a lo largo de este proyecto. Gracias por el interés que has creado en mí en este campo, tanto como tutor de este trabajo como profesor en la carrera.

También agradecer a mi grupo de amigos de la carrera Manuel, Adrián, Carlos y Cristian por el círculo tan sano que hemos creado durante estos años. He aprendido muchísimo de vosotros y me habéis hecho disfrutar de esta etapa.

Es imposible olvidarme de agradecer a mis amigos de fuera de la carrera: Fernando, Fran, Alejandro(s), Julián, Saul y Manuel, familia que he elegido y quienes siempre han estado y estarán a mi lado incondicionalmente dándome fuerzas para continuar.

Me gustaría dedicarte un agradecimiento especial a ti, Silvia. Gracias por tu apoyo constante y amor incondicional todo este tiempo. Esto es tuyo tanto como mío, ya que has compartido cada paso del camino conmigo.

Por último pero no menos importante, quiero expresar mi más profundo agradecimiento a los dos pilares de mi vida, mi padre y mi madre. Gracias por vuestro sacrificio, por creer en mí y enseñarme tanto.



Índice de Contenidos

1. INTRODUCCIÓN.....	15
1.1. Objetivos	16
2. MARCO TEÓRICO	17
2.1. Ecuaciones de Maxwell	17
2.2. Ecuación de Hemholtz	19
2.3. La guía de onda rectangular	20
2.3.1. Modos TE.....	21
2.3.2. Modos TM.....	23
2.3.3. Guías de onda WR 137 y WR 90.....	24
3. PROCESO Y METODOLOGÍA	25
3.1. Medidas de las guías mediante analizador vectorial de redes.....	25
3.1.1. Calibración del analizador vectorial de redes.....	26
3.1.2. Función TRL.....	30
3.2. Caracterización de los materiales	33
3.2.1. PLA.....	34
3.2.2. ABS	38
3.2.3. Preperm3.....	41
3.2.3.1. Preperm3 20%.....	42
3.2.3.2. Preperm3 53%.....	46
3.2.4. Preperm10.....	48
3.2.4.1. Preperm10 50%.....	50
3.2.5. Dependencia de tangente de pérdidas y permitividad eléctrica con densidad de llenado de los materiales.....	51
3.2.6. Anisotropía.....	56
3.2.6.1. Preperm3 20% con mallado en eje X	59
3.2.6.2. Preperm3 53% con mallado en eje Z.....	62
3.2.7. ABS EC	63
3.2.7.1. ABS EC KIM YA	63
3.2.7.2. ABS EC TORWELL.....	65
3.2.7.3. ABS EC MED	68



UNIVERSITAS
Miguel Hernández

3.2.8. RESINA.....	69
4. ANÁLISIS DE RESULTADOS	73
4.1. Tabla de resultados	73
4.2. Líneas de investigación futuras	74
4.3. Conclusión.....	75
5. BIBLIOGRAFÍA.....	77
6. ANEXOS	79
6.1. Especificaciones de la transición coaxial-guía WR 137 UDR 70	79
6.2. Dimensiones físicas de la transición coaxial-guía WR 137 UDR 70.....	80
6.3. Especificaciones de la transición coaxial-guía WR 90 UG-39/U	81
6.4. Dimensiones físicas de la transición coaxial-guía WR 90 UG-39/U70.....	82



1. INTRODUCCIÓN

La caracterización electromagnética de materiales desempeña un muy importante papel tanto en diseño como en desarrollo de la gran variedad de dispositivos que se emplean en aplicaciones de microondas. El comportamiento electromagnético que poseen es crucial para el rendimiento y la eficiencia de los dispositivos.

Materiales dieléctricos como el Preperm3, Preperm10 son fabricados para aplicaciones de microondas debido a sus propiedades electromagnéticas. Sin embargo, existen otro tipo de materiales como PLA y ABS que tienen un coste menor, no siendo comúnmente utilizados para estas aplicaciones, que también se caracterizan en este estudio con el fin de encontrar una alternativa más económica a los anteriormente mencionados.

En cuanto a las propiedades relevantes para la caracterización de dichos materiales las empleadas son la permitividad dieléctrica y la tangente de pérdidas. La permitividad dieléctrica es una de las propiedades clave en estos materiales puesto que determina su capacidad para almacenar y transmitir energía electromagnética, de esta manera, conociendo con exactitud la permitividad de los distintos materiales seremos capaces de obtener unas determinadas velocidades de propagación e impedancias características que nos permitirán tener un mayor control de la transmisión de las ondas electromagnéticas a través de dichos medios. Por otra parte, la tangente de pérdidas, asociada a la conductividad eléctrica del material y a la frecuencia describe la cantidad de energía electromagnética que se disipa a través de un material, por lo que será un factor a tener en cuenta en términos de rendimiento de según que dispositivos.

Es por esto que una comprensión detallada de las propiedades electromagnéticas que posee cada material es crucial a la hora de seleccionar los materiales adecuados en función de la aplicación para lo que se empleen, garantizando que los materiales escogidos cumplan con las especificaciones necesarias para lograr un rendimiento óptimo en términos de eficiencia.

1.1. Objetivos

En este punto se muestran los objetivos tanto generales como específicos de este proyecto.

El objetivo general de este proyecto es llevar a cabo la caracterización electromagnética de materiales para su uso en aplicaciones de microondas, centrándose en la determinación de parámetros cruciales como permitividad y tangente de pérdidas y fenómenos que se pueden dar en los mismos como dispersión y anisotropía. Busca tanto comprender como determinar dichas propiedades en los materiales y su impacto en el rendimiento de dispositivos empleados en aplicaciones que trabajan en esta banda de frecuencia.

Por otra parte, como objetivos específicos en este proyecto constan hacer una revisión de la literatura científica relacionada con la caracterización electromagnética de materiales en este contexto para obtener una comprensión sólida de los conceptos teóricos, así como la selección de los materiales de interés para este tipo de aplicaciones. Se realizarán las mediciones de los parámetros más relevantes a nivel de transmisión electromagnética registrando los datos y contrastándolos tanto en módulo y fase con simulaciones en HFSS para cerciorarnos de que los parámetros obtenidos son correctos analizando finalmente los resultados obtenidos para determinar sus posibles aplicaciones en ingeniería de microondas, presentando las recomendaciones pertinentes para futuras investigaciones o mejoras para la realización de la caracterización.

Cumpliendo con dichos objetivos, se espera contribuir al conocimiento en el campo de la caracterización electromagnética de materiales para aplicaciones de microondas en telecomunicaciones, aportando información a tener en cuenta para el diseño y optimización de dispositivos y sistemas de comunicación de microondas.

2. MARCO TEÓRICO

En este punto se expone el marco teórico que sustenta el desarrollo de este trabajo, específicamente en la propagación de ondas electromagnéticas dentro de una guía de ondas rectangular. El marco teórico se inicia con el estudio de las leyes de Maxwell, fundamentales para comprender el comportamiento de los campos electromagnéticos en presencia de cargas y corrientes. Estas leyes constituyen la base teórica necesaria para la comprensión de la interacción de la radiación electromagnética en los materiales y, a su vez, servirán como punto de partida para el desarrollo de los conceptos y parámetros importantes en la caracterización de la propagación dentro de la guía rectangular. La comprensión precisa de estos aspectos resulta esencial para el diseño y el desarrollo de dispositivos y sistemas basados en la guía rectangular, lo que justifica la relevancia y el impacto potencial de este estudio.

2.1. Ecuaciones de Maxwell

En este apartado se introduce la formulación diferencial de las ecuaciones de Maxwell, permitiendo así el análisis de las propiedades locales de dichos campos y el establecimiento de la relación entre los mismos:

$$\nabla \cdot \vec{D} = \rho \quad (2.1.1)$$

$$\nabla \cdot \vec{B} = 0 \quad (2.1.2)$$

$$\nabla \times \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad (2.1.3)$$

$$\nabla \times \vec{H} = \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} + \vec{j} \quad (2.1.4)$$

Donde \vec{E} y \vec{H} hacen referencia a la intensidad de campo eléctrico y magnético respectivamente, \vec{D} y \vec{B} a las densidades de flujo del campo eléctrico y magnético, \vec{j} a la densidad de corriente eléctrica y ρ a la densidad volumétrica de carga.

Es sabido que en el vacío se cumplen las siguientes relaciones entre intensidades de campo eléctrico y magnético con las densidades de flujo:

$$\vec{D} = \epsilon_0 \vec{E} \quad (2.1.5)$$

$$\vec{B} = \mu_0 \vec{H} \quad (2.1.6)$$

Donde la constante de permitividad eléctrica en el vacío es igual a $\epsilon_0 = 8.845 * 10^{-12}$ y la constante de permeabilidad magnética del vacío igual a $\mu_0 = 4 * 10^{-12}$ que tomará siempre dicho valor en este estudio debido a la no contención de momentos magnéticos intrínsecos.

Debido a que los campos con los que vamos a trabajar tienen dependencias temporales sinusoidales se reformulan dichas ecuaciones de Maxwell en formato fasorial quedando de la siguiente manera asumiendo linealidad, isotropía y homogeneidad en el medio:

$$\nabla \times \vec{E} = -j\omega \vec{B} = -j\omega \mu \vec{H} \quad (2.1.7)$$

$$\nabla \times \vec{H} = j\omega \vec{D} = j\omega \epsilon \vec{E} \quad (2.1.8)$$

$$\nabla \cdot \vec{D} = \rho \quad (2.1.9)$$

$$\nabla \cdot \vec{B} = 0 \quad (2.1.10)$$

2.2. Ecuación de Hemholtz

Partiendo de las fuentes vectoriales de las ecuaciones de Maxwell en forma fasorial presentadas en el anterior punto desarrollando la ley de Faraday (pudiéndose también hacer el desarrollo de la ley de Ampere), el sistema de ecuaciones se resuelve de la siguiente manera:

$$\nabla \times \nabla \times \vec{E} = -j\omega\mu(\nabla \times \vec{H}) = \omega^2\mu\epsilon\vec{E} \quad (2.2.1)$$

Empleando la propiedad:

$$\nabla \times \nabla \times \vec{A} = \nabla(\nabla \cdot \vec{A}) - \nabla^2\vec{A} \quad (2.2.2)$$

Siendo el vector \vec{A} uno cualquiera y aplicándolo a la ecuación (2.1.11) se obtiene la ecuación de Hemholtz para el campo eléctrico:

$$\nabla^2\vec{E} + \omega^2\mu\epsilon\vec{E} = 0 \quad (2.2.3)$$

Obteniéndose la constante de propagación del medio $k = \omega\sqrt{\mu\epsilon}$, quedando finalmente la ecuación de Hemholtz tanto para campo eléctrico como magnético como:

$$\nabla^2\vec{E} + k^2\vec{E} = 0 \quad (2.2.4)$$

$$\nabla^2\vec{H} + k^2\vec{H} = 0 \quad (2.2.5)$$

2.3. La guía de onda rectangular

La guía de onda rectangular consiste en un cilindro conductor de sección transversal utilizada para propagación guiada de ondas electromagnéticas. Los campos electromagnéticos que se propagan dentro de este tipo de guía consisten en una serie de modos de propagación dependientes de las dimensiones eléctricas que tendrá la guía, y se clasifican principalmente en modos magnéticos transversales (TM) y eléctricos transversales (TE), donde los subíndices m y n representan el número de medios ciclos de la magnitud del campo en las componentes transversales x e y , respectivamente. Los modos TE pueden darse para subíndices m o n iguales a cero, pero no para valores de 0 al mismo tiempo. Sin embargo, para los TM ninguno de estos subíndices puede ser cero.

En la figura 1 se muestra la geometría de la guía de onda de onda rectangular [1], donde en nuestro sistema de referencia, tomaremos el eje z como la componente longitudinal, correspondiéndose éste con la dirección de propagación del campo electromagnético.

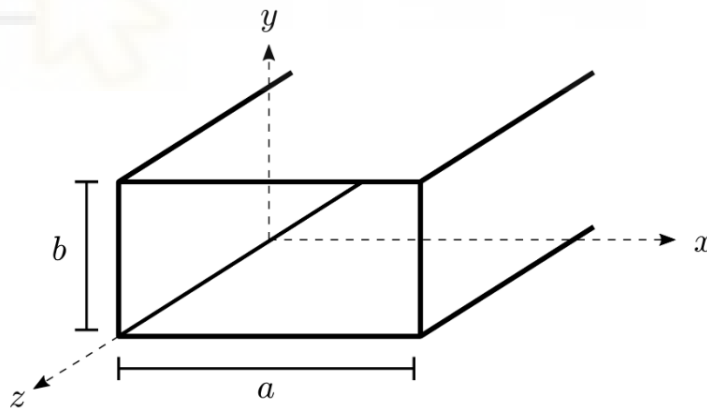


Figura 1. Geometría para análisis de campos electromagnéticos en guía de onda rectangular

2.3.1. Modos TE

Considerando la geometría de la figura anterior, es sabido que las guías de onda con modo TE tienen $E_z = 0$ y $H_z \neq 0$ debe cumplir:

$$\left(\frac{\partial^2}{\partial x^2} + \frac{\partial^2}{\partial y^2} + k_c^2 \right) h_z(x, y) = 0 \quad (2.3.1.1)$$

Donde $H_z(x, y, z)$ equivale a $h_z(x, y)e^{-j\beta z}$ y k_c^2 se corresponde con el número de onda.

La solución general para la ecuación (2.2.1) queda de la siguiente manera:

$$h_z(x, y) = \{A \cos(k_x x) + B \sin(k_x x)\} \{C \cos(k_y y) + D \sin(k_y y)\} \quad (2.3.1.2)$$

De donde obtenemos mediante las condiciones de frontera los valores de las constantes $D = B = 0$ y $k_y = \frac{n\pi}{b}$ y $k_x = \frac{m\pi}{a}$ resultando en una solución final de H_z :

$$H_z(x, y, z) = A_{mn} \cos\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \sin\left(\frac{n\pi y}{b}\right) e^{-j\beta z} \quad (2.3.1.3)$$

Finalmente, las componentes transversales del campo para el modo TE_{mn} quedan de la siguiente manera:

$$E_x = \frac{j\omega\mu n\pi}{k_c^2 b} A_{mn} \cos\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \sin\left(\frac{n\pi y}{b}\right) e^{-j\beta z} \quad (2.3.1.4)$$

$$E_y = \frac{-j\omega\mu n\pi}{k_c^2 a} A_{mn} \sin\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \cos\left(\frac{n\pi y}{b}\right) e^{-j\beta z} \quad (2.3.1.5)$$

$$H_x = \frac{j\beta m\pi}{k_c^2 b} A_{mn} \sin\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \cos\left(\frac{n\pi y}{b}\right) e^{j\beta z} \quad (2.3.1.6)$$

$$H_y = \frac{j\beta n\pi}{k_c^2 b} A_{mn} \cos\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \sin\left(\frac{n\pi y}{b}\right) e^{j\beta z} \quad (2.3.1.7)$$

Donde la constante de propagación β viene dada por:

$$\beta = \sqrt{k^2 - K_c^2} = \sqrt{k^2 - \left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 - \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2} \quad (2.3.1.8)$$

Por último, la frecuencia de corte a partir de la cuál puede existir propagación en un determinado modo debido a que la longitud de onda de operación es mayor a la sección transversal de la guía viene dada por la siguiente expresión:

$$f_{c_{mn}} = \frac{kc}{2\pi\sqrt{\mu\varepsilon}} = \frac{1}{-2\pi\sqrt{\mu\varepsilon}} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2} \quad (2.3.1.9)$$

2.3.2. Modos TM

Siguiendo el mismo procedimiento que en el apartado anterior sabiendo que los modos TM se caracterizan por $H_z = 0$ y $E_z \neq 0$ la solución para E_z queda de la siguiente manera:

$$E_{(x,y,z)} = B_{mn} \sin\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \sin\left(\frac{n\pi y}{b}\right) e^{-j\beta z} \quad (2.3.2.1)$$

Quedando las componentes transversales del campo para los modos TM de la siguiente manera:

$$E_x = \frac{-j\beta n\pi}{k_c^2 a} B_{mn} \cos\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \sin\left(\frac{n\pi y}{b}\right) e^{-j\beta z} \quad (2.3.2.2)$$

$$E_y = \frac{-j\beta n\pi}{k_c^2 b} B_{mn} \sin\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \sin\left(\frac{n\pi y}{b}\right) e^{-j\beta z} \quad (2.3.2.3)$$

$$H_x = \frac{j\omega\epsilon n\pi}{k_c^2 b} B_{mn} \sin\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \cos\left(\frac{n\pi y}{b}\right) e^{j\beta z} \quad (2.3.2.4)$$

$$H_y = \frac{j\omega\epsilon n\pi}{k_c^2 a} B_{mn} \cos\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \sin\left(\frac{n\pi y}{b}\right) e^{j\beta z} \quad (2.3.2.5)$$

2.3.3. Guías de onda WR 137 y WR 90

En este punto se presenta una descripción y análisis de las guías de onda utilizadas para la caracterización de los distintos materiales. Las guías empleadas son la guía WR 137 y la WR 90 que operan en rangos de frecuencia de microondas y son comúnmente utilizadas para dichas aplicaciones.

Para la caracterización de los materiales, tenemos para ambas guías dos transiciones de coaxial (correspondiente a la entrada/salida de los puertos del VNA) a las mismas, una línea con una longitud de 51 [m] en ambos casos en las que son introducidos los materiales a caracterizar y un cortocircuito que nos proporciona una reflexión total necesaria para la calibración de las guías.

En la próxima figura se muestran las dimensiones físicas proporcionadas por el fabricante de las transiciones coaxial-guía para la WR 137 y la WR 90:

Las dimensiones de la guía WR 137 son de 34.85 x 15.80 [mm²] y la frecuencia de corte del modo fundamental de la guía rellena de aire (ecuación 2.2.1.9) es de 4.301 [GHz]. Sin embargo, la banda de frecuencia recomendada por el fabricante para esta guía se encuentra entre 5.85 y 8.2 [GHz], siendo debido a que a frecuencias próximas a la de corte la longitud de onda se asemeja al ancho de la guía, produciéndose una disminución de la eficiencia de la propagación debida a acoplos de la señal con la pared de la guía de onda, produciéndose así reflexiones indeseadas.

Por otra parte, las dimensiones de la guía WR 90 son de 22.86 x 10.16 [mm²], lo que hace que trabaje en una banda de frecuencia superior, de 8.2 a 12.4 [GHz], con una frecuencia de corte del modo fundamental de 6.557 [GHz].

Los datasheets de las guías WR 137 y WR 90 que contienen tanto las hojas de características de las mismas como las dimensiones físicas de las mismas se muestran en los anexos 6.1, 6.2, 6.3 y 6.4, respectivamente.

Guía	a (mm)	b (mm)	f_c (GHz)	BW (GHz)
WR-137	34.85	15.80	4.301	5.85 – 8.20
WR-90	22.86	10.16	6.557	8.20 – 12.40

Tabla 1. Dimensiones, frecuencias de corte y ancho de banda de operación de guías WR 137 y WR 90

3. PROCESO Y METODOLOGÍA

En este capítulo se aborda el proceso de la calibración de materiales. Se explorarán diversos aspectos relacionados con la calibración, desde la necesidad de asegurar la precisión del equipo utilizado, hasta los parámetros de relevancia en la caracterización de los materiales. Además, se abordará el modelado y simulación utilizado en este proceso, permitiendo tanto comprender como predecir el comportamiento electromagnético de los materiales teóricamente de una manera precisa.

El capítulo también se centra en los materiales que se han caracterizado en este estudio, que incluyen ABS, PLA, Preperm3, Preperm10, ABS MED, Resina y materiales absorbentes como ABS EC TORWELL y ABS KIM YA, que poseen propiedades electromagnéticas que resultan de interés para diversas aplicaciones.

Al explorar esta relación entre la calibración experimental, el modelado y las simulaciones, se podrá obtener una comprensión más completa de los procesos involucrados en la caracterización de materiales.

3.1. Medidas de las guías mediante analizador vectorial de redes

Una vez conocidas las propiedades de las guías de onda con las que se caracterizarán los materiales, procedemos a medir su respuesta mediante el analizador vectorial de redes, instrumento de medición de alta precisión empleado para aplicaciones de caracterización de dispositivos de radiofrecuencia y microondas, midiendo sus parámetros de dispersión como relaciones entre amplitudes de voltaje complejas que describen como las señales se propagan a través de un sistema en términos de amplitud y fase.

En la siguiente figura se muestra el analizador vectorial de redes empleado [2]:



Figura 2. Analizador vectorial de redes empleado

3.1.1. Calibración del analizador vectorial de redes

De forma previa a la caracterización de cualquier dispositivo, la calibración del analizador vectorial de redes juega un papel muy importante debido a que en caso de no realizarla, nuestra medida incluirá tanto pérdidas como retardos de fase causados por los distintos conectores, cables y transiciones de cualquier tipo empleadas.

La calibración más empleada en este tipo de dispositivos es la calibración TRL (Thru, Reflect, Line), que consiste en conectar entre los dos cables que van conectados a nuestro dispositivo a caracterizar : Un thru, que consiste en conectar directamente los puertos 1 y 2 en los planos de referencia deseados, un circuito abierto y otro cerrado en cada uno de los puertos, debido a que estos nos proporcionan un coeficiente de reflexión de 1 y -1, respectivamente y una línea de transmisión entre ambos cables.

Para la calibración de los cables coaxiales que conectan los 2 puertos del VNA con las transiciones coaxial-guía, se hizo uso de un kit de calibración SOLT que contiene un thru, un cortocircuito, un abierto y una carga de 50 [Ω] como el que se muestra en la figura 3. Este tipo de calibración no hace uso de una línea debido a que no se requieren más ecuaciones para las incógnitas a resolver, por lo que para nuestro caso no será necesario.

Por último, queremos hacer de nuevo una calibración, ya incorporando los retardos que aportan los cables coaxiales, pero esta vez para no incluir los retardos que aporta la sección de guía que incorpora el dipolo transmisor y la última que va conectada al cable que va al segundo puerto. De esta manera, en el futuro, podremos evaluar con mayor exactitud que comportamiento tiene la guía siendo la respuesta en frecuencia obtenida únicamente la de la señal que se propaga a través de la línea en la que se introduce el material.



Figura 3. Kit de calibración SOLT de Agilent

Para la calibración TRL disponemos de un cortocircuito que se muestra en la Figura 5. Este está compuesto de una placa de un material muy buen conductor que refleja la señal por completo dando lugar a una reflexión total de la señal. Posteriormente, para el thru, conectamos directamente la sección de guía que contiene el transmisor a la sección de guía conectada al puerto 2 tal y como se muestra en la Figura 7 y finalmente introducimos la línea de transmisión de longitud de 5.1 [cm] entre ambas transiciones guía-coaxial (Figura 6).

Las pinzas que se encuentran entre las distintas secciones de guía se colocaron con el fin tener una mayor sujeción y así cerciorarnos de que las secciones se encontraban completamente alineadas



Figura 5. Reflect para guía WR 137



Figura 6. Distribución del equipo para calibración mediante linea

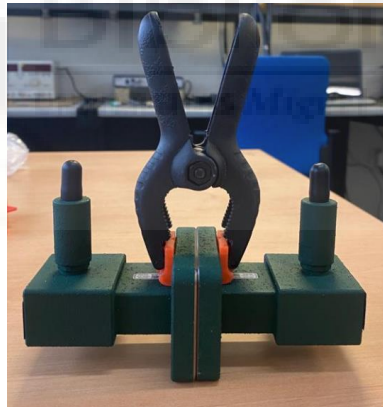


Figura 7. Distribución del equipo para calibración mediante thru

Los resultados obtenidos de la calibración de ambas guías se muestran en la siguiente figura:

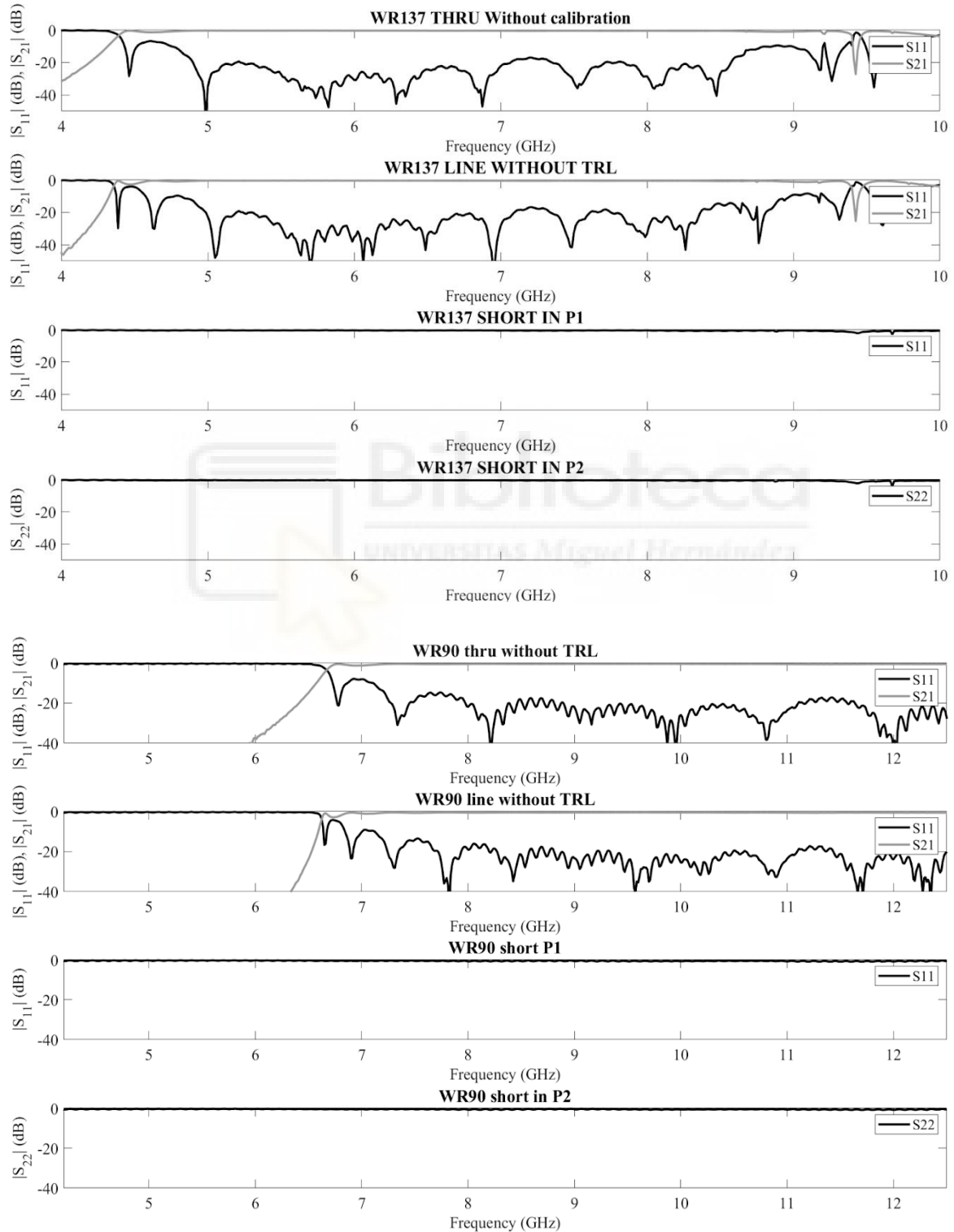


Figura 8. Thru, Reflect y Line de guías WR 137 y WR90

3.1.2. Función TRL

Una vez obtenidos los parámetros S del cortocircuito, thru y línea asociados a la WR137 y la WR90 recurrimos a una función de Matlab desarrollada por C. Van Niekerk [5] llamada TRL que a partir de los mismos y los parámetros S obtenidos del dispositivos bajo medida nos ajusta dicha respuesta teniendo en cuenta tanto desfase como pérdidas asociadas a ambas secciones situadas a los extremos de la guía.

```
function [Sx,GL]=trl(Sthru,Sopen,Sline,Sdut,freq)
```

Figura 9. Función TRL

Siendo Sthru, Sopen y Sline los parámetros S medidos de forma previa a la medición del dispositivo bajo medida, correspondientes a los parámetros S obtenidos para el thru, la línea y el cortocircuito, freq el eje de frecuencias y Sdut los parámetros S obtenidos a partir del VNA,.

Cabe destacar que tal y como se ve en la declaración de la función, Sopen hace referencia a los parámetros S frente a un circuito abierto, cuyo coeficiente de reflexión viene no es el mismo que en el circuito cerrado que hemos obtenido:

La expresión del coeficiente de reflexión se muestra a continuación:

$$\Gamma_L = \frac{z_L - z_0}{z_L + z_0} \quad (3.1.2.1)$$

Donde z_L hace referencia a la impedancia de carga y z_0 a la impedancia característica.

Es sabido que en un cortocircuito la impedancia de carga tiende a 0, por lo tanto:

$$\Gamma_L|_{z_L \rightarrow 0} = \frac{-z_0}{z_0} = -1 = |1| \cdot e^{\pi j} \quad (3.1.2.2)$$

Mientras que para un circuito abierto la impedancia de carga tiende a infinito por lo que:

$$\Gamma_L|_{Z_L \rightarrow \infty} = \frac{1}{1} = -1 = |1| \cdot e^{0j} \quad (3.1.2.3)$$

Por esta razón para hacer la calibración correctamente tuvimos que desfazar 180 grados los parámetros S que obtuvimos mediante el cortocircuito de forma previa a introducirlos en la función

En cuanto a las salidas de la función, la variable Sx son los parámetros S medidos en el VNA calibrados que posteriormente extraíamos mediante la función de Matlab med sparmeters. Por otra parte, GL hace referencia al número de onda para el vacío (ecuación 2.2.1.8).

Para cerciorarnos de que los resultados que estábamos obteniendo eran correctos, es sabido que dicha constante esta compuesta por la constante de propagación y la de atenuación de la siguiente manera:

$$GL = \alpha - \beta_j \quad (3.1.2.4)$$

Donde α se corresponde con la constante de atenuación y β con la de propagación cuyas expresiones para un medio genérico son las siguientes

$$\alpha = \frac{w}{\sqrt{2}v} \left(-1 + \sqrt{1 + \left(\frac{\epsilon''}{\epsilon'}\right)} \right)^{\frac{1}{2}} \quad (3.1.2.5)$$

$$\beta = \frac{w}{\sqrt{2}v} \left(+1 + \sqrt{1 + \left(\frac{\epsilon''}{\epsilon'}\right)} \right)^{\frac{1}{2}} \quad (3.1.2.6)$$

Donde el cociente $\frac{\epsilon''}{\epsilon'}$ es la tangente de pérdidas, parámetro que define la eficiencia con la que un determinado material disipa energía electromagnética:

$$\tan\phi = \frac{\epsilon''}{\epsilon'} = \frac{\gamma}{\omega\epsilon_r\epsilon_0} \quad (3.1.2.7)$$

El término ω se corresponde con la frecuencia angular y γ se corresponde con la conductividad del material en [S/m] tomando un determinado valor para un determinado material pero proporcionando unas pérdidas asociadas al mismo distintas para cada frecuencia.

Por lo tanto, debido a que la constante que saca la función TRL es la del aire, en el cuál la conductividad es igual a 0, la constante de atenuación será nula.

En la siguiente figura se muestran las constantes de propagación y atenuación obtenidas mediante la función TRL:

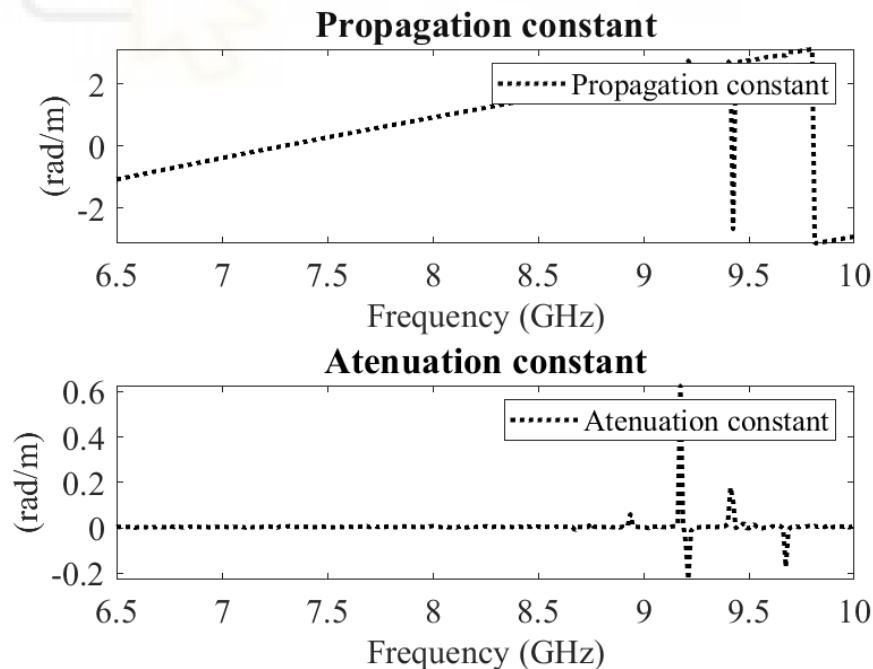


Figura 10. Constante de propagación y atenuación obtenida mediante función TRL

3.2. Caracterización de los materiales

Una vez comprobado el correcto funcionamiento de ambas guías y calibrados tanto los coaxiales como las secciones de los extremos de guía, seremos capaces de obtener con mayor exactitud los parámetros S de cualquiera de las 2 guías de onda rellenas de un determinado material, pudiendo obtener a partir de los mismos tanto su permitividad como su tangente de pérdidas.

Para este proyecto se ha hecho uso de la impresora TuMaker NX PRO DUAL que nos permite impresión simultánea debido a que tiene dos extrusores independientes y que posee un volumen de 295 x 220 x 200 [mm³].

Especificaciones técnicas más detalladas de esta impresora se muestran en el enlace [6].

Además, se ha hecho uso de boquillas de 0.4 [mm] con un cierre de seguridad que garantiza una temperatura del entorno de impresión es estable. Esta impresora se puede tanto modelar como controlar utilizando el software de impresión 3D 'Tumaker Studio'. Este es un software específicamente desarrollado para las impresoras de este fabricante y proporciona una interfaz que permite cargar modelos 3D, configurar los parámetros de impresión en función del material que se esté empleando y la realización de ajustes en tiempo real y control del proceso de impresión.

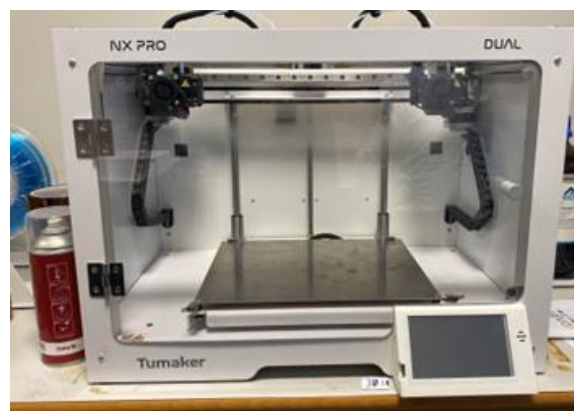


Figura 11. Impresora TuMaker NX PRO DUAL

3.2.1. PLA

El PLA es un material de gran interés en ingeniería debido a sus propiedades sostenibles y biodegradables. En aplicaciones de ingeniería, el PLA es adecuado para componentes con requisitos de baja resistencia, baja carga y bajo estrés. Sin embargo, su uso en aplicaciones de alta carga y alta resistencia está limitado debido a su baja resistencia.

A pesar de sus limitaciones en la resistencia, el PLA es un material ideal para aplicaciones de ingeniería donde se requiere una alta precisión ya que es fácil de moldear y producir mediante la impresión 3D, lo que lo convierte en un material popular para prototipos y piezas personalizadas.

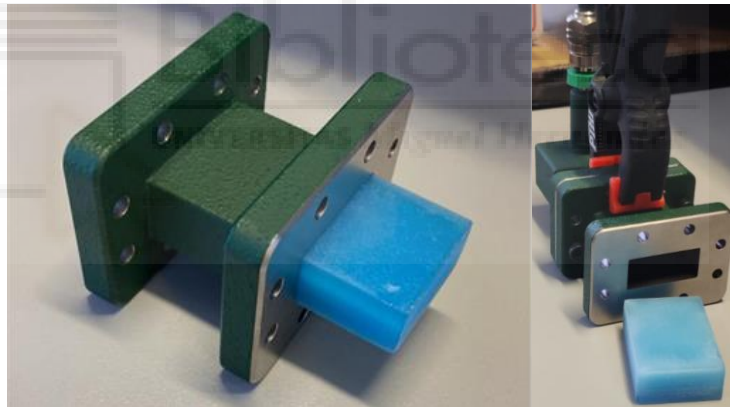


Figura 12. Material PLA

Para hacer la caracterización del PLA en ambas guías en primer lugar medimos los parámetros S calibrados haciendo uso de la función TRL. Posteriormente en HFSS, modificando tanto la tangente de pérdidas como la permitividad del material ajustamos los mismos a las medidas obtenidos tal y como se observa en la siguiente figura:

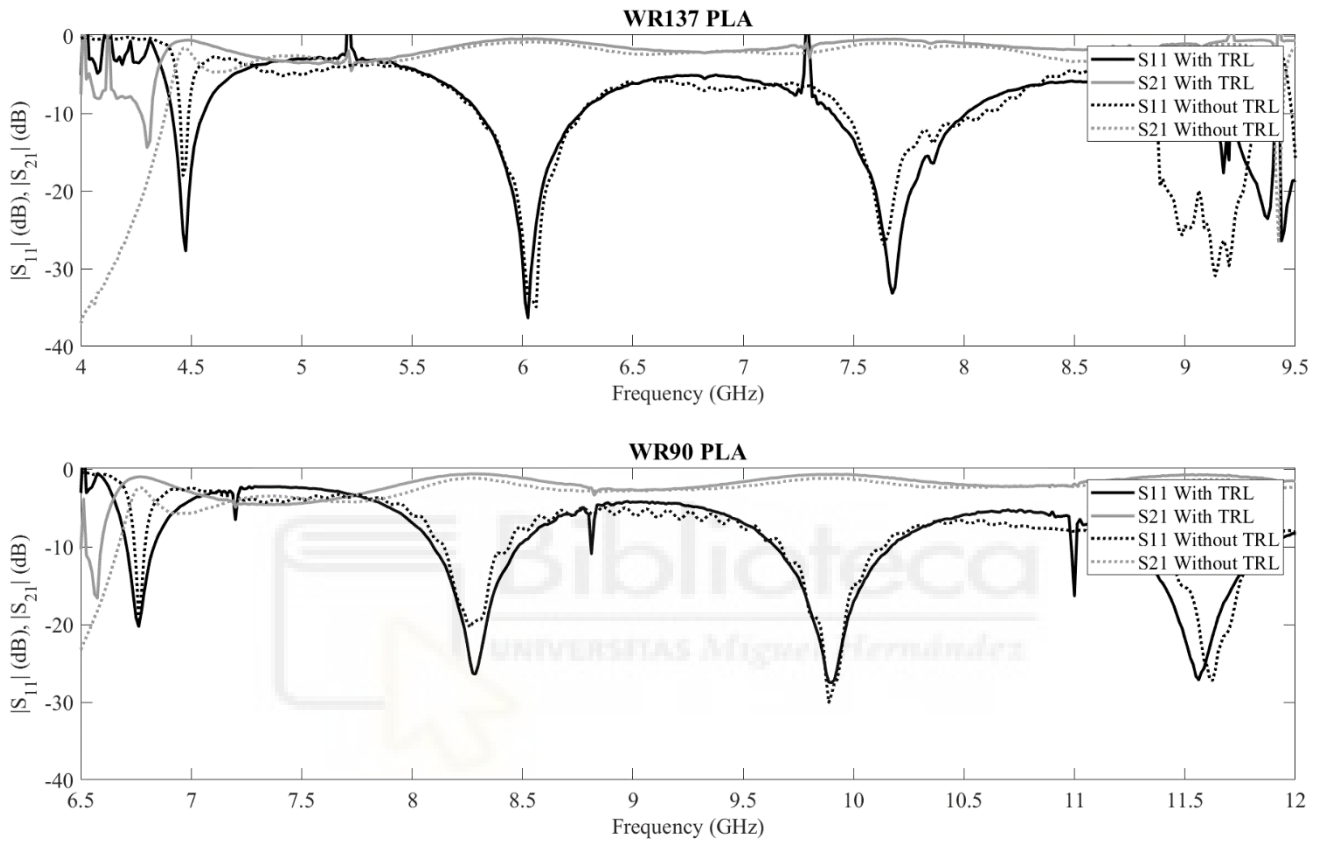


Figura 13 Parámetros S medidos y calibrados de guías rellenas de PLA

Tal y como podemos observar, la función TRL está cumpliendo su función, minimizando los errores sistemáticos que se producen por todos los efectos comentados. Llegados a este punto, se realizó la simulación en HFSS modificando los parámetros tanto de permitividad para el ajuste del parámetro S_{11} en los picos de adaptación como de tangente de pérdidas para el ajuste del S_{21} en dichos puntos de adaptación.

Finalmente, para una permitividad relativa $\epsilon_r = 2.65$ y una tangente de pérdidas $\tan\phi = 0.0058$ los resultados obtenidos contrastados con los de HFSS se muestran en la siguiente figura:

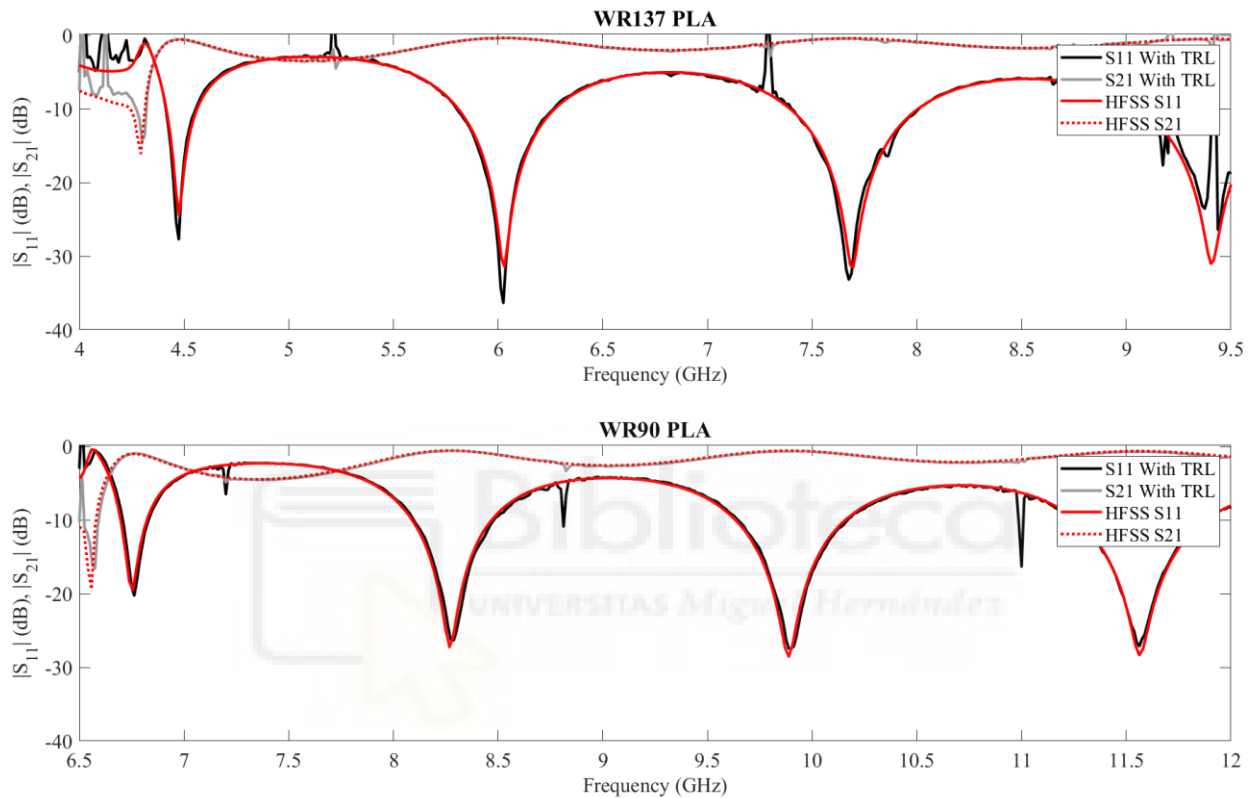


Figura 14. Parámetros S calibrados contrastados con HFSS de guía rellena de PLA para ambas guías

A la vista de los resultados, la respuesta en frecuencia obtenida para ambas guías de onda se ajustaba correctamente con la de simulación en HFSS.

Por último, para cerciorarnos de que efectivamente dichos parámetros eran correctos se hizo la comprobación de que la fase de los coeficientes medidos se correspondía con la de los coeficientes obtenidos en HFSS. De esta manera, en caso de estar en fase, tendríamos la completa seguridad de que la velocidad de propagación estimada es correcta, siendo dependiente la misma de la permitividad eléctrica:

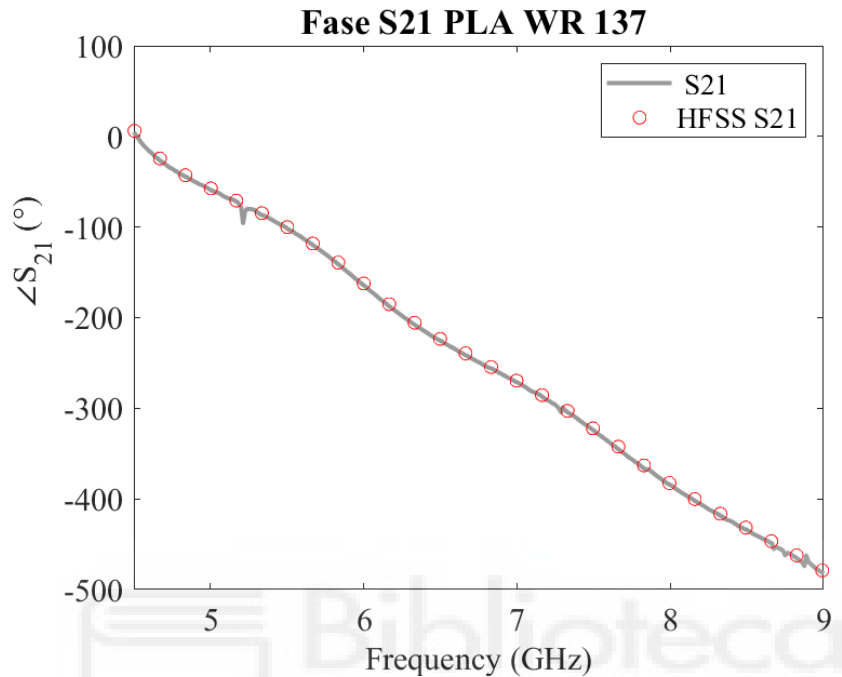


Figura 15. Fase del coeficiente de transmisión contrastado con HFSS de guía WR 137 rellena de PLA

Cabe destacar que de forma previa la obtención de una respuesta en fase que se corresponde completamente con la de la simulación hubo que modificar un parámetro llamado ‘factor’ que añade un tramo de guía a los extremos de la línea de forma que los puertos de referencia sean el vacío. Esto es debido a que en caso de no introducir dichas secciones HFSS toma como impedancia de referencia la del material, cuando la impedancia que se requiere es la del vacío.

El valor escogido fue 0.001 que equivale a que la longitud de dichas secciones situadas a los extremos tienen una longitud equivalente al 0.1% de la longitud total (51 [mm]) de la línea mediante la cuál estamos caracterizando el material. Este valor escogido es el valor mínimo que nos permite que los puertos de referencia sean el vacío sin provocar cambios significativos en la fase.

Por lo tanto, a la vista de los resultados en módulo y fase fuimos capaces de caracterizar el PLA obteniendo de una manera bastante precisa tanto su permitividad como tangente de pérdidas, ya que en cuanto se realizaban modificaciones de un orden muy bajo la respuesta en frecuencia no se ajustaba con tal exactitud.

Otro punto importante a destacar en la caracterización de los materiales que se estudian en este trabajo es la razón por la que a la hora de la caracterización del material mediante la respuesta en fase únicamente se hace uso del parámetro S_{21} .

Es sabido que el parámetro S_{21} es el coeficiente de transmisión del puerto 1 al 2 y se compone de módulo y fase tal y como se muestra a continuación:

$$s_{21} = |s_{21}| \cdot e^{-j\theta} = |s_{21}| \cdot e^{-j\beta z} \quad (3.2.1.1)$$

Por lo tanto la fase del coeficiente de transmisión se corresponderá con la constante de propagación de la línea bajo las condiciones del medio que estamos caracterizando.

Este procedimiento se seguirá en los siguientes materiales a caracterizar debido a que nos permite extraer información sobre si se ha realizado una correcta estimación de la permitividad eléctrica del material, observando si la pendiente de la fase del coeficiente de transmisión se corresponde con la simulada, traduciéndose en que la velocidad de propagación en el medio estimada es correcta.

3.2.2. ABS

El próximo material a caracterizar fue el ABS (acrilonitrilo butadieno estireno), que es un tipo de plástico utilizado para diversas aplicaciones debido a que tiene unas buenas propiedades mecánicas, teniendo una buena resistencia y rigidez, lo que nos facilitó la impresión del mismo.

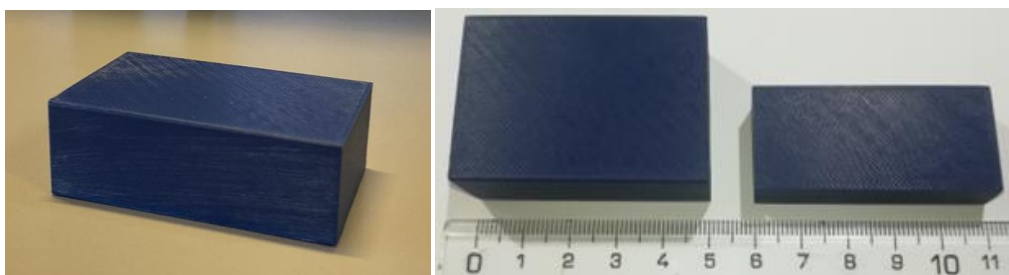


Figura 16. Material ABS

Los resultados obtenidos calibrados de guía WR 137 rellena de ABS contrastados con los obtenidos en HFSS en el que se introdujo para un buen ajuste de los parámetros una permitividad relativa $\epsilon_r = 2.52$ y una tangente de pérdidas $\tan\phi = 0.0064$ se muestran en la siguiente figura:

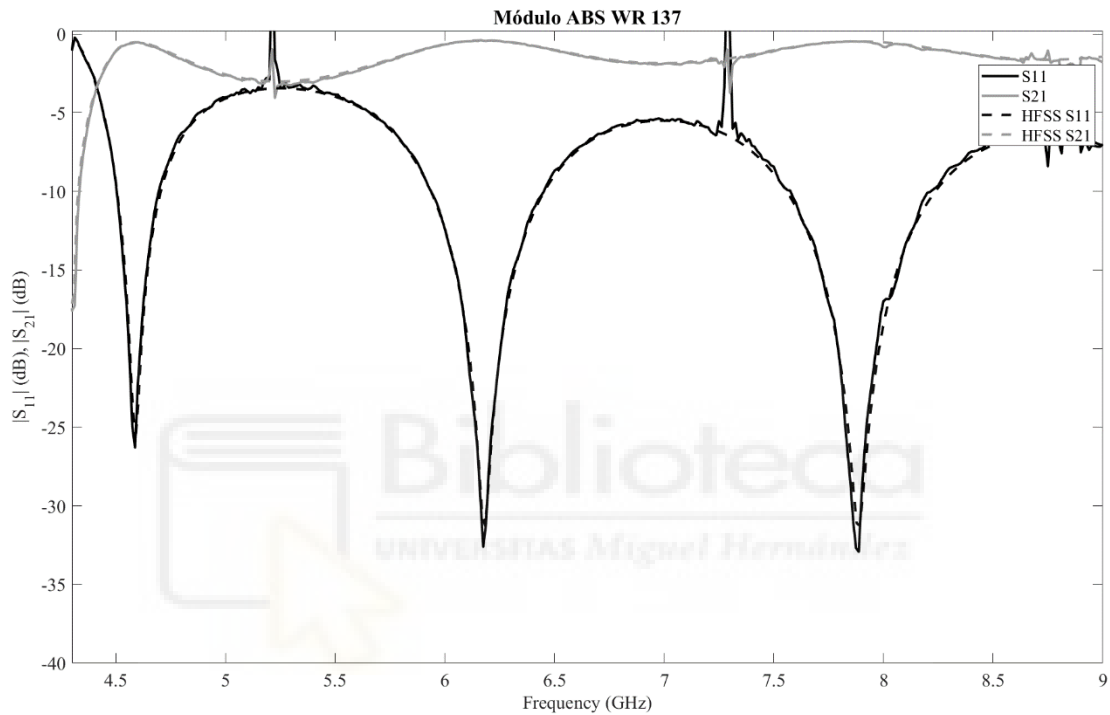


Figura 17. Módulo de Parámetros S calibrados contrastados con HFSS de guía WR 137 rellena de ABS

A continuación se muestra la respuesta en fase de el coeficiente de transmisión S_{21} en ABS contrastada con la obtenida en HFSS:

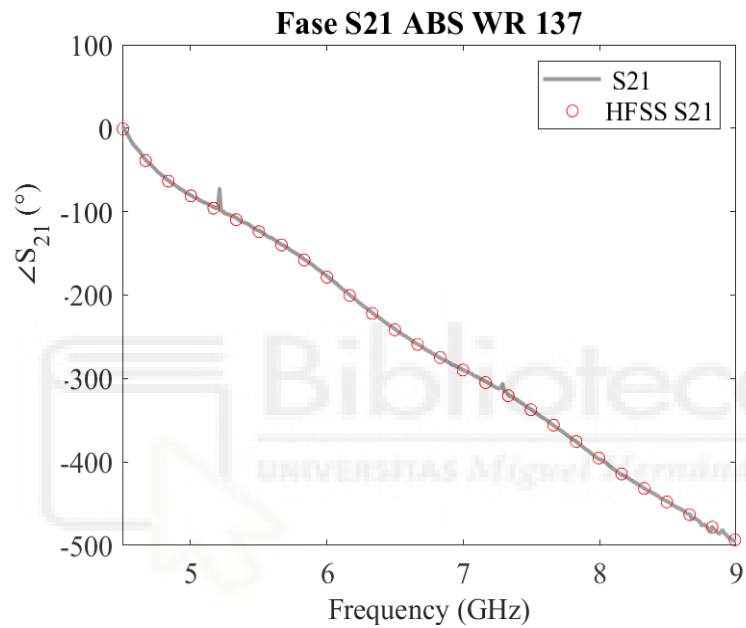


Figura 18. Fase de coeficiente de transmisión contrastado con HFSS para material ABS en guía WR 137

3.2.3. Preperm3

El siguiente material fue el primero de los materiales que se está fabricando para aplicaciones de microondas.

El prefijo preperm es utilizado por la empresa TDK Electronics para denominar a una familia de materiales dieléctricos de relativamente baja constante dieléctrica y pérdida diseñados para aplicaciones de alta frecuencia y microondas.

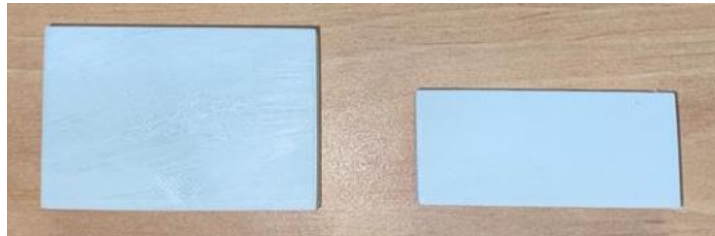


Figura 19. Material Preperm3

En las siguientes gráficas se muestran los parámetros S contrastados con los obtenidos mediante HFSS en módulo para la guía WR 137 y la fase del coeficiente de transmisión como comprobación de que mediante una permitividad relativa $\epsilon_r = 2.72$ y una tangente de pérdidas $\tan\phi = 0.005$ se consigue un buen ajuste.

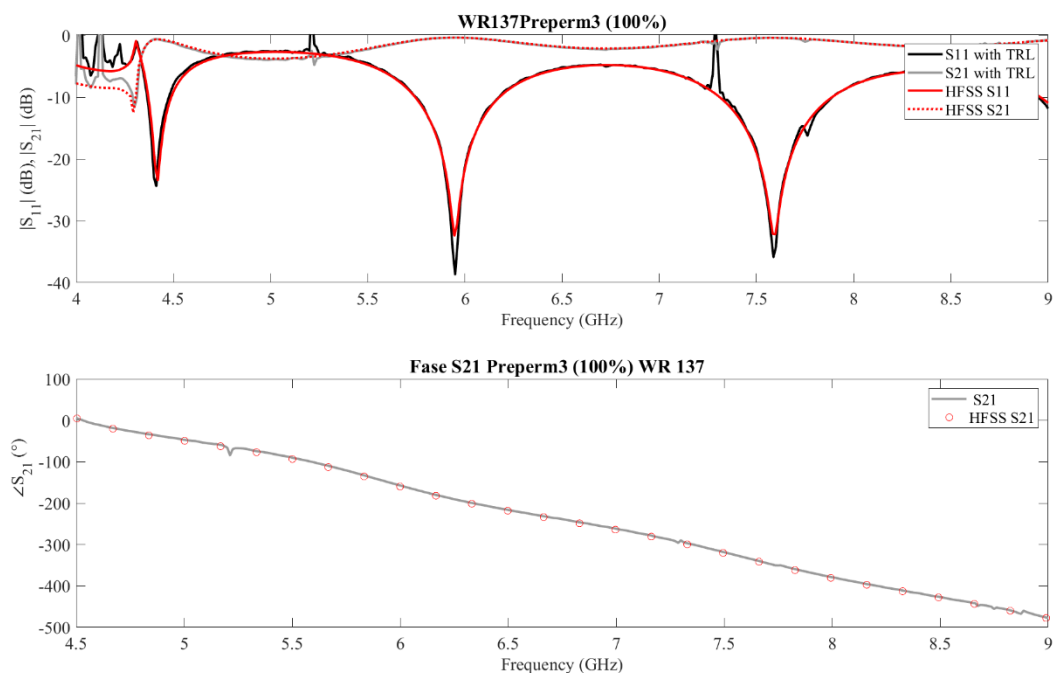


Figura 20. Parámetros S calibrados contrastados con HFSS de guía WR 137 rellena de Preperm3

3.2.3.1. Preperm3 20%

Llegados a este punto, en el que se comprobó que se era capaz de caracterizar los materiales de una manera relativamente precisa, se trató de imprimir paralelepípedos del mismo material con una densidad de llenado distinta, de forma que el paralelepípedo en vez de ser macizo tendría una densidad de un determinado porcentaje de llenado. La finalidad de la impresión de estos paralelepípedos era determinar si cambiando dicha densidad de llenado del material se podría encontrar una relación entre la permitividad relativa/tangente de pérdidas y dicha densidad del material.

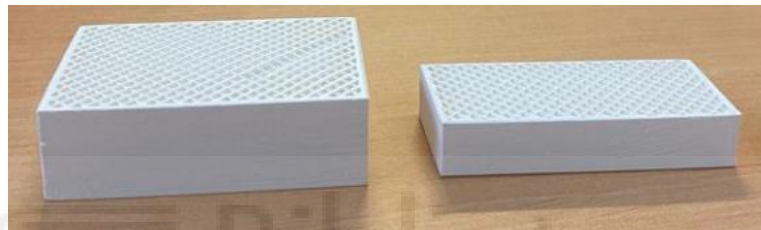


Figura 21. Material Preperm3 20%

Tal y como se muestra en la siguiente figura, tomada mediante un microscopio digital Dino-Lite, la impresora para esto realiza un mallado de forma que se quedan huecos en los que la permitividad será equivalente a la del aire proporcionando un espesor en las paredes exteriores de aproximadamente 950 [μm]:

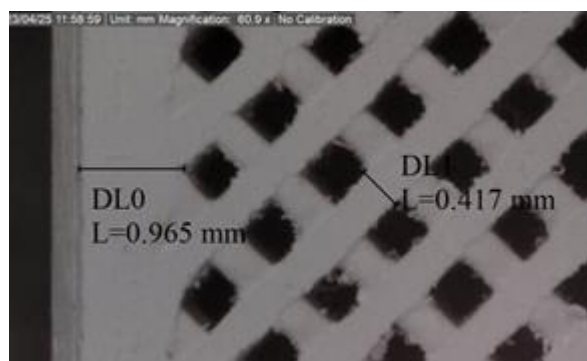


Figura 22. Geometría de mallado de paralelepípedos no macizos

En primer lugar, se imprimieron piezas de preperm3 con densidad del 20%, que siguiendo el mismo procedimiento que con los anteriores materiales caracterizados, para una permitividad $\epsilon_r = 1.27$ y una tangente

de pérdidas $\tan\phi = 0.0025$, los parámetros S contrastados con los obtenidos mediante HFSS fueron los siguientes:

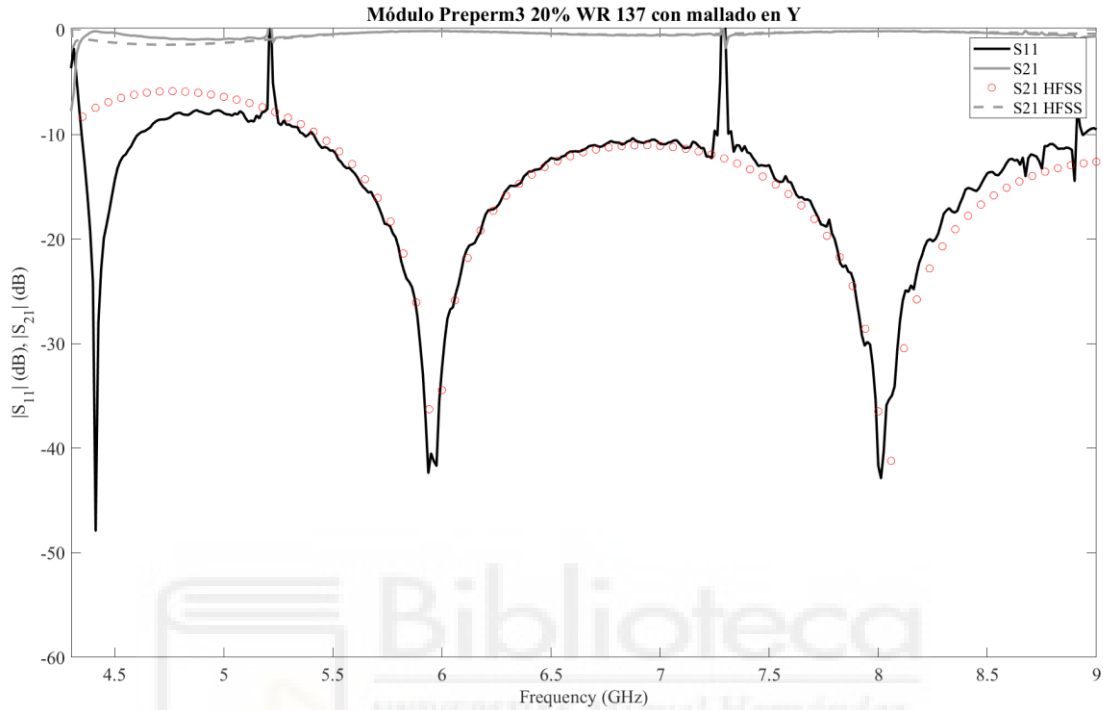


Figura 23. Módulo de Parámetros S contrastados con HFSS de guía WR 137 rellena de Preperm3 20%

Tal y como se puede observar en la gráfica no se era capaz de obtener una respuesta que se ajustara de una manera tan precisa a la de HFSS como en los anteriores casos.

Habiendo obtenido para los materiales anteriores con densidad del 100% una respuesta que sí que se ajustaba con un mínimo error, observando la pieza de una forma más detenida se llegó a la conclusión de que pese a que la impresora realiza trazas de aproximadamente 400 micras, los contornos de la pieza impresa tenían dos capas (950 [μm]) y podrían ser un factor a tener en cuenta en el modelado de el paralelepípedo en HFSS.

Por esta razón, se remodeló la guía de HFSS añadiéndole unas paredes con dicha anchura en las que se le asignaba el material macizo que ya se había caracterizado anteriormente quedando de la siguiente manera:

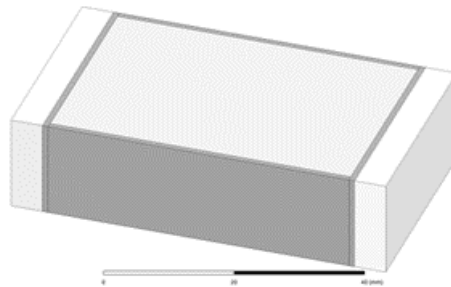


Figura 24. Modelado HFSS

Tal y como se puede observar en la Figura 24, se añadieron las paredes macizas de 950 micras que se encuentra el campo electromagnético al propagarse a través de la guía, incluyendo además las paredes laterales pese a ser puntos donde la concentración de campo es mínima.

Tras hacer el contraste con las simulaciones con el nuevo modelado en siguiente gráfica se muestran los resultados:

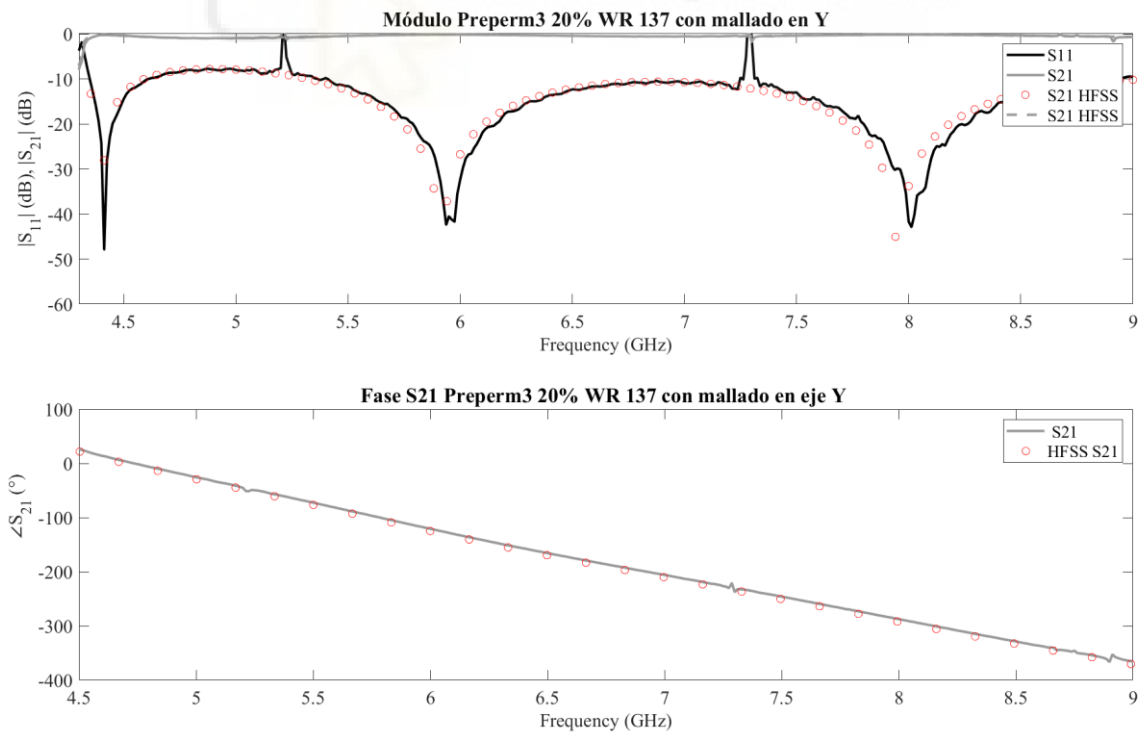


Figura 25. Parámetros S contrastados con HFSS de guía WR 137 rellena de Preperm3 20% con nuevo modelado

A continuación se muestran los parámetros en módulo para la guía WR 90:

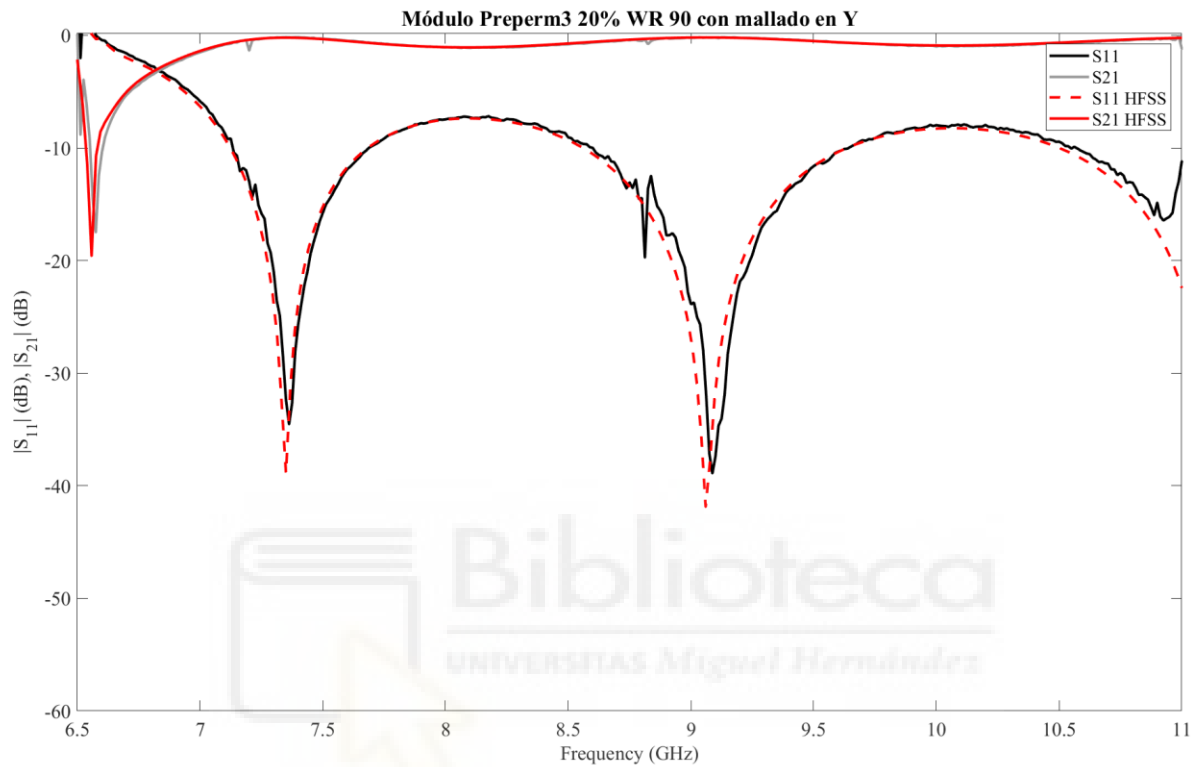


Figura 26. Módulo de Parámetros S contrastados con HFSS de guía WR 90 rellena de Preperm3 20% con nuevo modelado

Por lo tanto podemos concluir que las dos capas de 950 micras que imprime la impresora a los extremos de la línea tienen una gran influencia a la hora de la caracterización del material, ya que considerando las mismas si se logra obtener la respuesta en frecuencia deseada.

3.2.3.2. Preperm3 53%

Una vez caracterizado el preperm macizo y al 20%, se imprimió el mismo material al 53% de forma que tuviéramos suficientes puntos para la obtención de dos curvas que nos permitían de una forma aproximada obtener la relación entre la tangente de pérdidas y la permitividad con la densidad de llenado del material.

Siguiendo el mismo procedimiento que en los apartados anteriores, en la siguiente figura se muestran los parámetros medidos contrastados con los de HFSS para una permitividad $\epsilon_r = 1.8$ y tangente de pérdidas $\tan\phi = 0.0039$ para las guías WR 137 y WR 90.

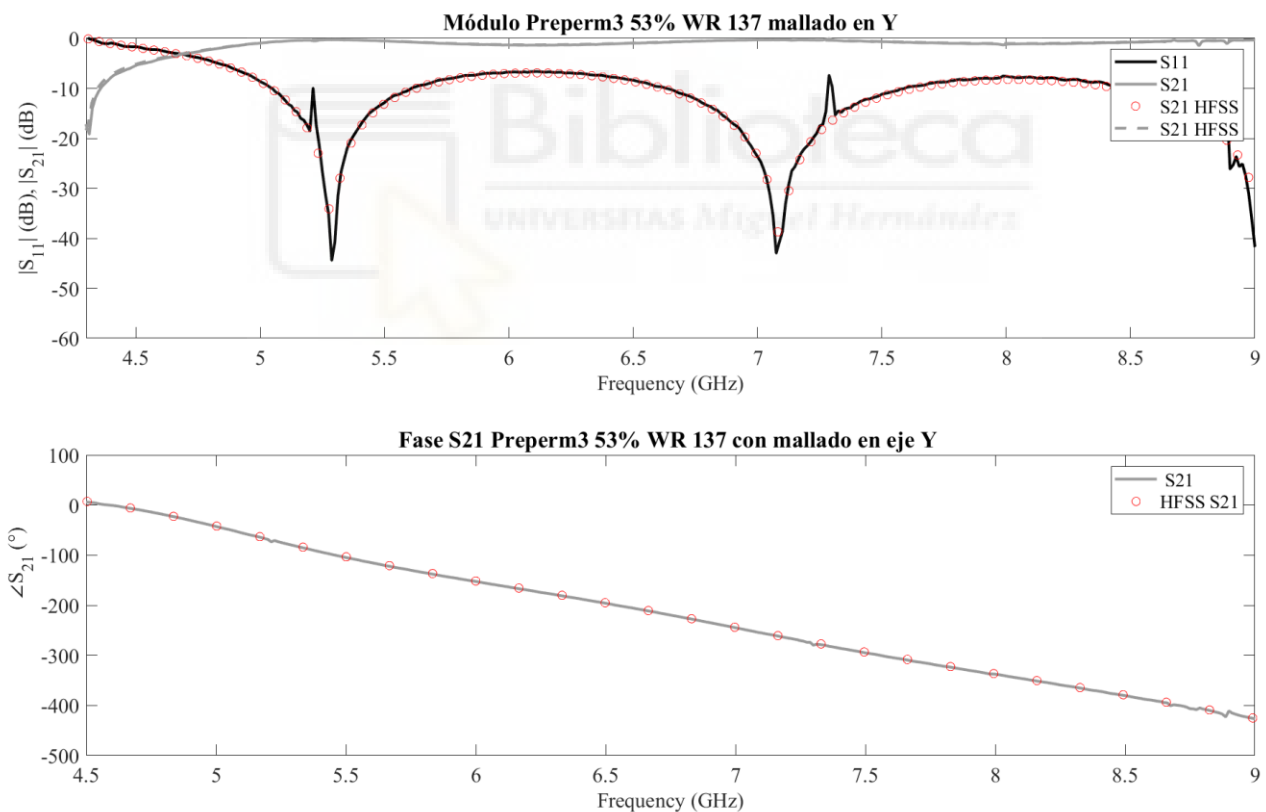


Figura 27. Parámetros S contrastados con HFSS de guía WR 137 rellena de Preperm3 53%

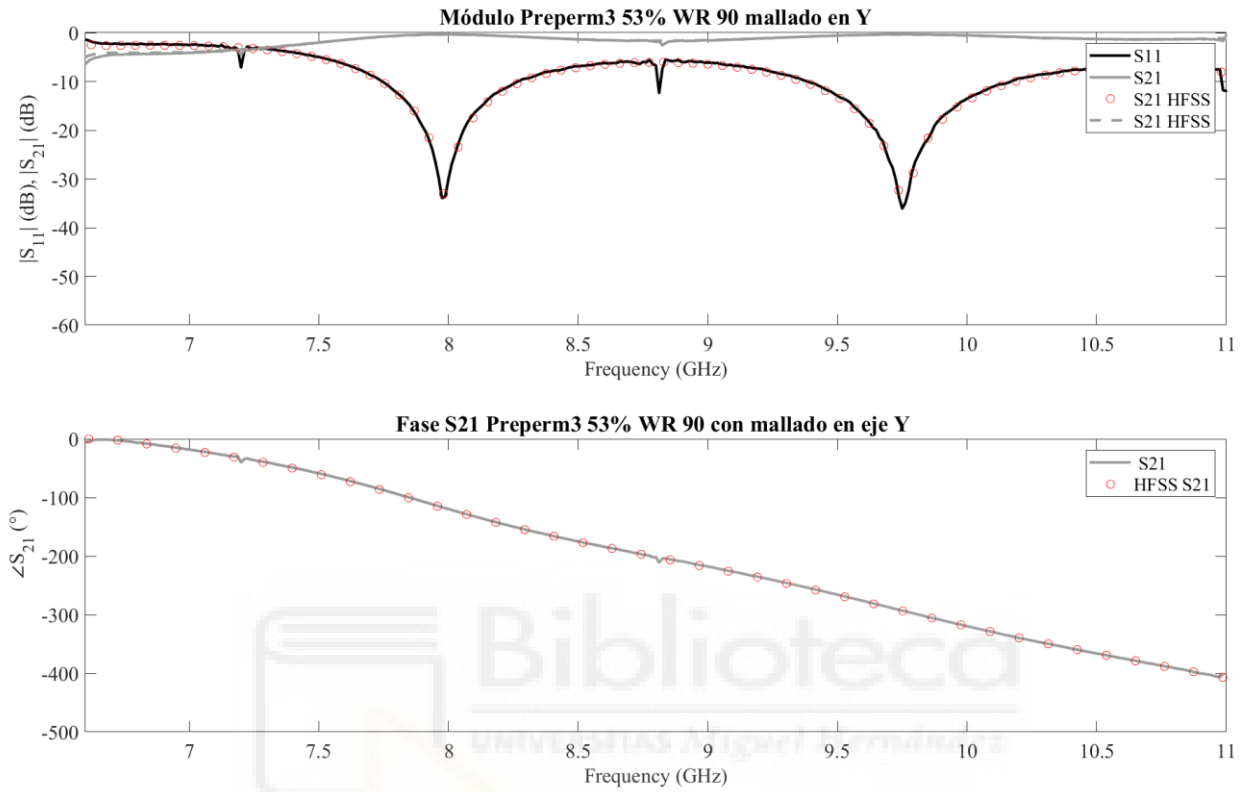


Figura 28. Parámetros S contrastados con HFSS de guía WR 90 rellena de Preperm3 53%

3.2.4. Preperm10

Para la caracterización de Preperm10 seguimos un procedimiento idéntico que el empleado para el Preperm3 con el fin de obtener para ambos materiales la relación entre densidad de llenado y permitividad y tangente de pérdidas.

Los parámetros S correspondientes al preperm10 macizo para una permitividad $\epsilon_r = 7.53$ y tangente de pérdidas $\tan\phi = 0.0034$ se muestran en la siguiente figura:

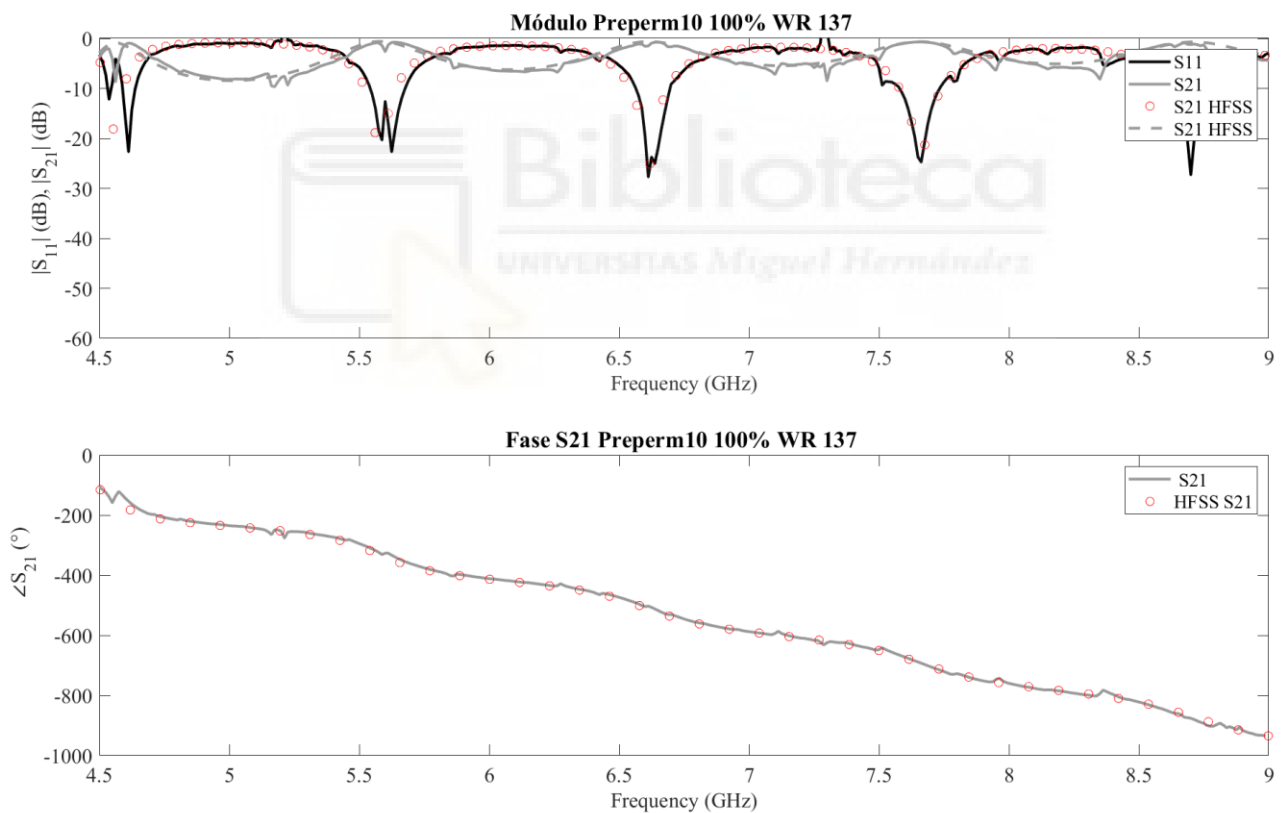


Figura 29. Parámetros S contrastados con HFSS de guía WR 137 rellena de Preperm10 macizo

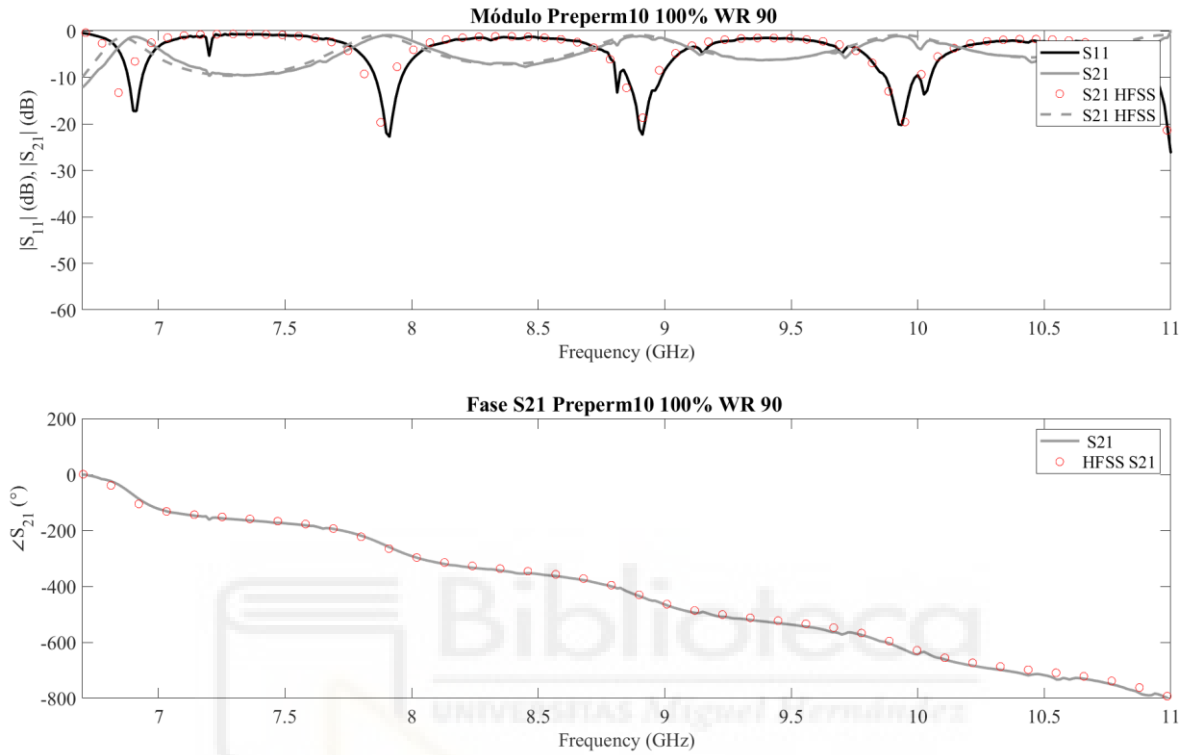


Figura 30. Parámetros S contrastados con HFSS de guía WR 90 rellena de Preperm10 macizo

3.2.4.1. Preperm10 50%

Para la caracterización del Preperm10 con densidad de llenado al 50% se siguió un procedimiento idéntico al empleado en el apartado (3.2.3.1), resultando en una permitividad $\epsilon_r = 3.04$ y en una tangente de pérdidas $\tan\phi = 0.00305$. En la siguiente figura se muestran los parámetros S en módulo y la fase del coeficiente de transmisión para la guía WR 137 rellena de este material:

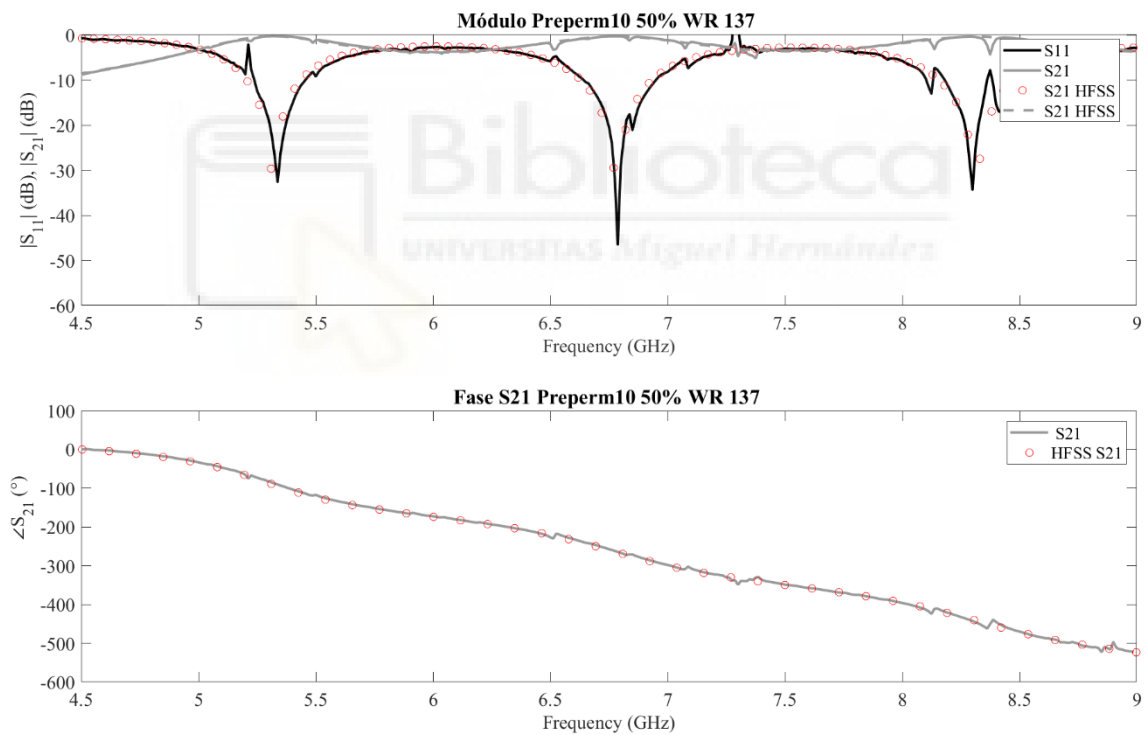


Figura 31. Parámetros S contrastados con HFSS de guía WR 137 rellena de Preperm10 50%

3.2.5. Dependencia de tangente de pérdidas y permitividad eléctrica con densidad de llenado de los materiales

En este punto se muestra la dependencia que existe entre los parámetros de ajuste de HFSS para cada material y la densidad con la que dichos materiales se han impreso. En la siguiente gráfica se muestran los distintos valores de permitividad y tangente de pérdidas que toman Preperm3 y Preperm10 para la densidades de 0% (aire), 53% y 100% obtenidos en los anteriores apartados:

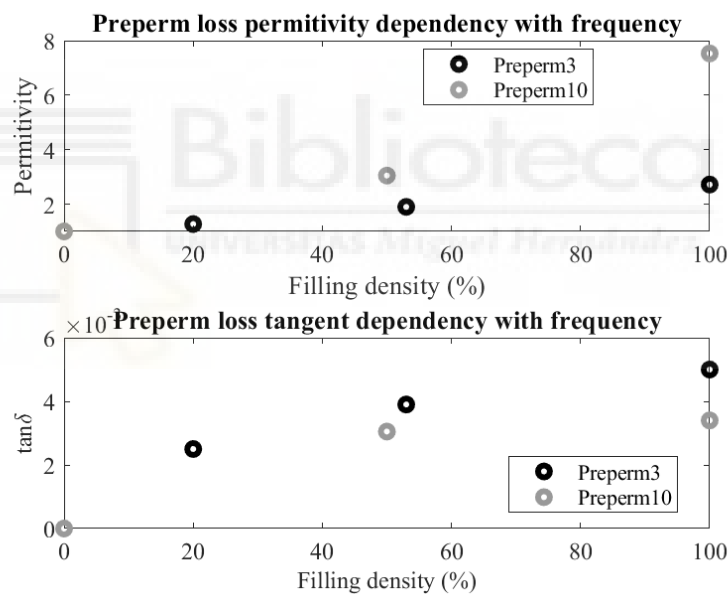


Figura 32. Relación entre densidad de llenado con permitividad y tangente de pérdidas para preperm3 y preperm10 con mallados en eje Y

A partir de dichos puntos, utilizamos un método de interpolación polinómica común como es el de Lagrange permitiéndonos construir el polinomio de grado 2 a partir de los 3 puntos obtenidos para cada parámetro asociado a una cierta densidad:

Dados los puntos $A(x_1, x_2)$, $B(x_1, x_2)$, $C(x_1, x_2)$ donde las coordenadas con el subíndice 1 se corresponden con la densidad de llenado y las que contienen el subíndice 2 los valores obtenidos de permitividad y tangente de pérdidas para dicha densidad de llenado:

$$l1(x) = \frac{(x - x2)(x - x3)}{(x1 - x2)(x1 - x3)} \quad (3.2.5.1)$$

$$l2(x) = \frac{(x - x1)(x - x3)}{(x2 - x1)(x2 - x3)} \quad (3.2.5.2)$$

$$l3(x) = \frac{(x - x1)(x - x2)}{(x3 - x1)(x3 - x2)} \quad (3.2.5.3)$$

A partir de dichos polinomios dependientes de x, que se corresponde con los n puntos de la curva asociados a los distintos porcentajes de densidad de llenado que los materiales pueden tener obtenemos la curva mediante la expresión:

$$f(x) = l1(x)y1 + l2(x)y2 + l3(x)y3 \quad (3.2.5.4)$$

Dando lugar a los siguientes resultados:

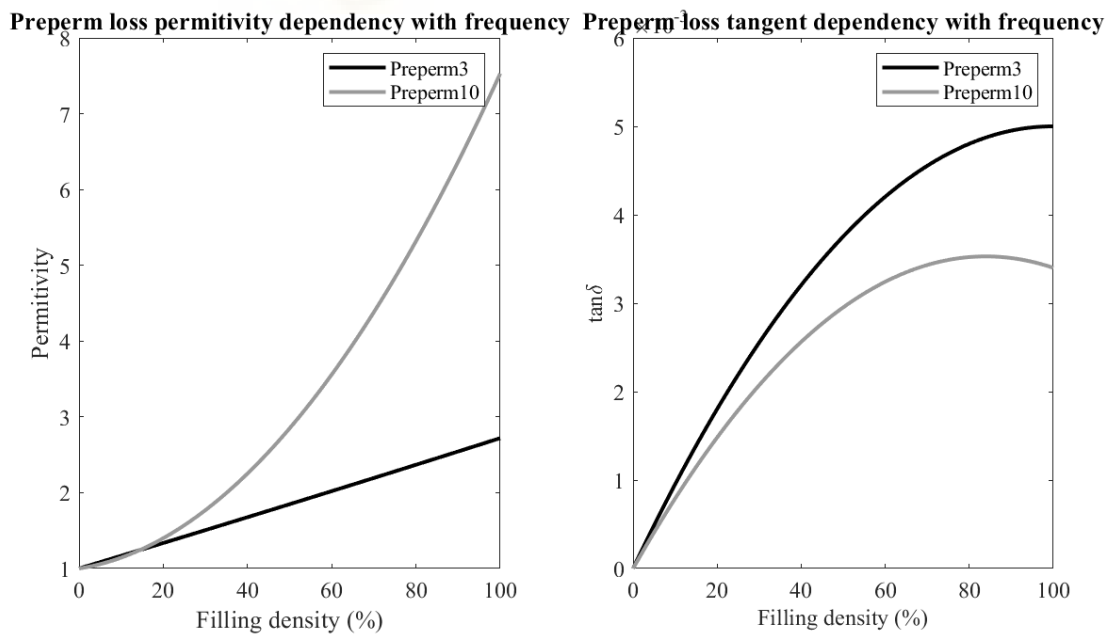


Figura 33. Función de la tangente de pérdidas y la permitividad con la densidad de llenado del material

Una vez obtenida la relación entre densidad de llenado y permitividad efectiva estimada mediante los valores asociados a cada densidad de llenado de los materiales que se disponían con los de la simulación, se contrastan estos valores con la fórmula de Maxwell-Garnett (3.2.5.6) [7] que se corresponde con la regla de Rayleigh (3.2.5.5) escrita explícitamente para la permitividad efectiva, funcionando como un modelo de predicción de la permitividad efectiva de un material en relación con la densidad de llenado (f) y contraste entre permitividades entre ambos materiales que componen el material:

$$\frac{\varepsilon_{eff} - \varepsilon_e}{\varepsilon_{eff} + 2\varepsilon_e} = f \frac{\varepsilon_i - \varepsilon_e}{\varepsilon_i + 2\varepsilon_e} \quad (3.2.5.5)$$

$$\varepsilon_{eff} = \varepsilon_e + 3f\varepsilon_e \frac{\varepsilon_i - \varepsilon_e}{\varepsilon_i + 2\varepsilon_e - f(\varepsilon_i - \varepsilon_e)} \quad (3.2.5.6)$$

Donde la permitividad relativa efectiva ε_{eff} se corresponde con la estimada mediante el contraste con HFSS, el parámetro f con la densidad de llenado normalizada entre 0 y 1, la permitividad relativa ε_e se corresponde con la permitividad relativa de las inclusiones que en nuestro caso se corresponderán con las del material en cuestión y por último la permitividad ε_i que hace referencia a la permitividad del aire.

A continuación se muestra la predicción de la fórmula de Maxwell Garnett contrastada con las permitividades efectivas obtenidas mediante el contraste con la simulación (3.2.5.6):

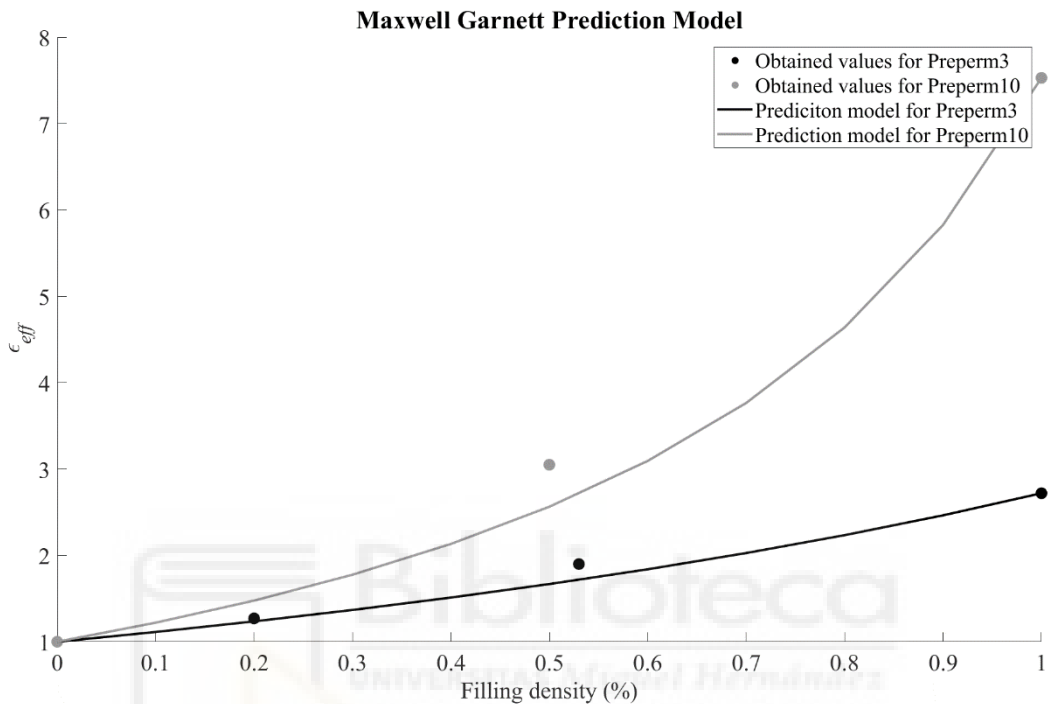


Figura 34. Modelo de predicción de Maxwell Garnett

A la vista de los resultados podemos concluir que el modelo de predicción de Maxwell Garnett no es un modelo válido para materiales con mallados que presentan geometrías periódicas.

A partir del modelo de Maxwell Garnett existe una estimación de la relación de susceptibilidad de un material como:

$$\frac{\varepsilon_{eff} - \varepsilon_i}{\varepsilon_i - \varepsilon_e} \quad (3.2.5.7)$$

En la siguiente figura se muestra la relación de susceptibilidad de ambos materiales para las distintas densidades de llenado:

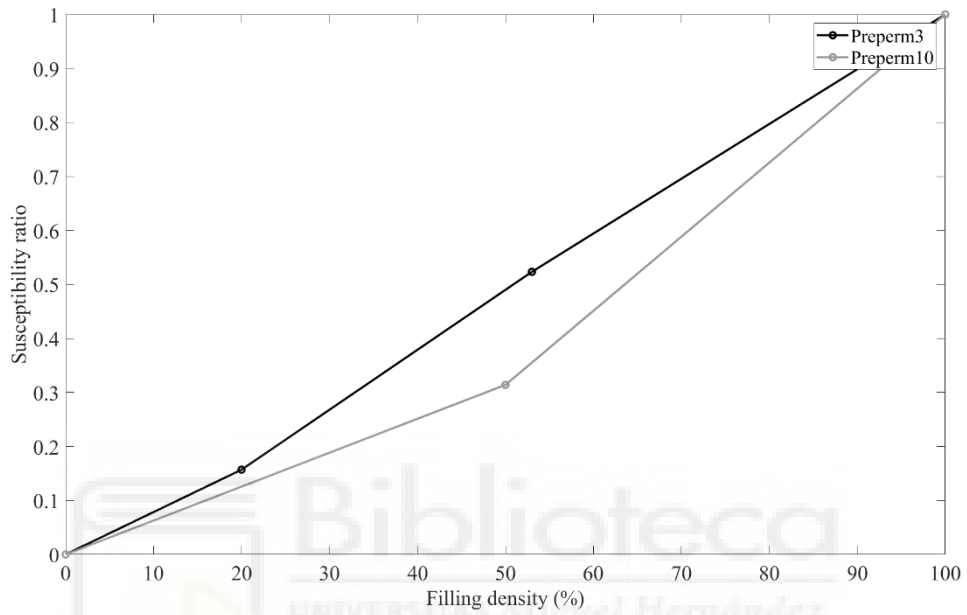


Figura 35. Relación de susceptibilidad para ambos materiales y densidades de llenado

Estos resultados nos sugieren que cuanto mayor sea el contraste entre permitividades relativas en nuestro material, la relación de susceptibilidad tendrá un comportamiento menos lineal con la densidad de llenado.

3.2.6. Anisotropía

Una vez obtenidos los valores asociados a distintas densidades surgió la idea de que el mallado estaba hecho únicamente en un perfil, y que quizás si se cambiara el perfil de mallado al eje z o x (siendo z el eje longitudinal de la guía y el eje x, el normal a las paredes laterales de la misma) podríamos obtener una respuesta diferente, tratándose de un medio anisótropo.

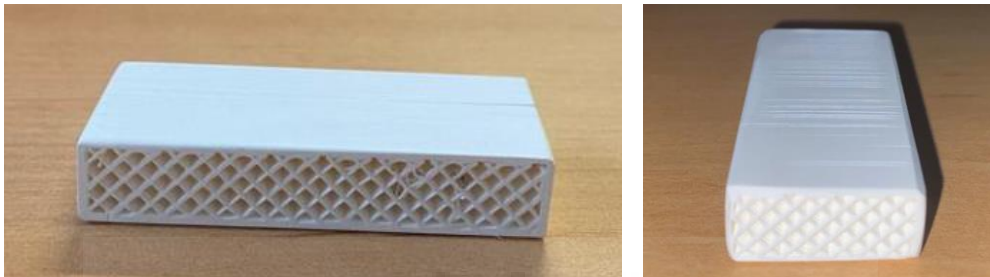


Figura 36. Material Preperm3 20% para WR 90 con mallados en eje X y Z

Es sabido que este tipo de medios tienen unas propiedades electromagnéticas distintas en función de la dirección de propagación, pudiendo ser muy interesante debido a que este tipo de materiales poseen diferentes propiedades electromagnéticas en distintas direcciones, lo que nos puede llegar a proporcionar un control más preciso de la propagación de las ondas electromagnéticas a través de dicho material.

El primer material medido con el mallado en otro perfil (eje X) fue el preperm3 para densidades de 20 y 53% y la respuesta obtenida contrastada con la obtenida para el mallado empleado en primer lugar se muestra en la siguiente figura:

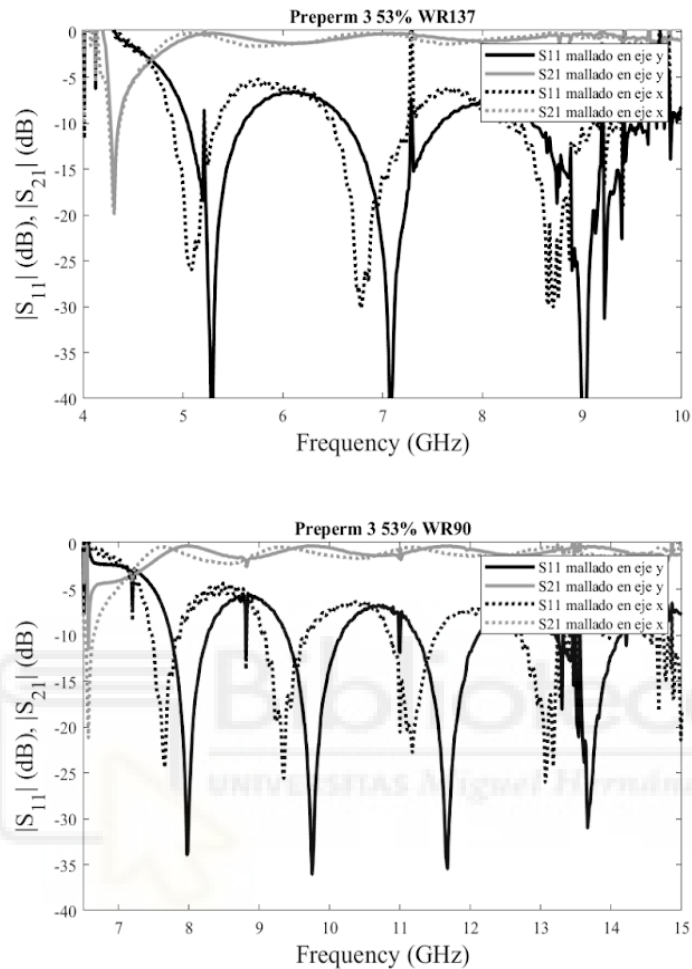


Figura 37. Módulo de Parámetros S de preperm3 53% con mallasado en eje X contrastados con los obtenidos anteriormente con mallasado en eje Y para ambas guías

A la vista de los resultados, podemos concluir que el mallasado introduce cierta anisotropía, por lo que haremos una caracterización del material para los 3 perfiles de mallasado.

Como ocurrió de forma previa, en el punto (3.2.4) se pudo observar la gran influencia que tienen las paredes de material macizo que posee la pieza en la respuesta en frecuencia. Mientras que en las primeras simulaciones en eje Y en las que las capas macizas que se encuentran en los extremos de la guía (en $z=0$ y $z=0.051$) tienen una gran influencia (no teniendo grandes repercusiones las laterales por ser puntos de mínima concentración de campo electromagnético), en las que el mallasado es en el

eje X tendrán influencia tanto estas como las paredes superior e inferior de la guía, ya que el campo, teniendo su máxima concentración en el centro de la guía y el mínimo por sus extremos se encontrará a lo largo de la misma con dichas superficies macizas situadas en dichos puntos, no ocurriendo lo mismo en el mallado según el eje longitudinal de la guía, en el que las paredes que se encuentran a principio y final de la guía no son macizas sí siéndolo la superior e inferior.

En la siguiente figura se muestran los modelados empleados para la caracterización del material para distintos perfiles de mallado mostrando en color las paredes macizas que influyen en su propagación electromagnética a las que se le asignó el material al 100%:

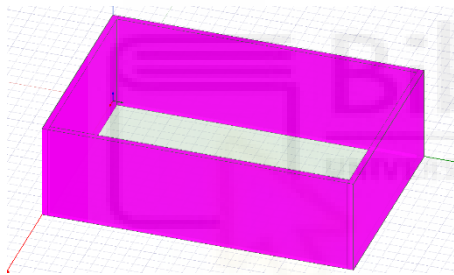


Figura 38. Modelado para mallado en eje Y

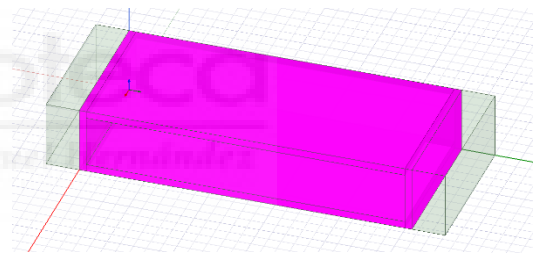


Figura 39. Modelado para mallado en eje X

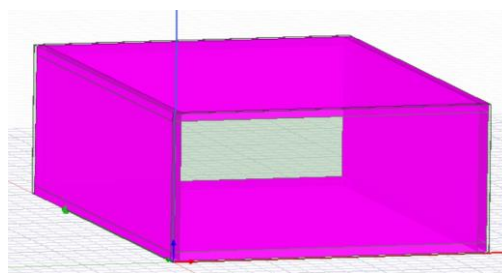


Figura 40. Modelado para mallado en eje Z

3.2.6.1. Preperm3 20% con mallado en eje X

Llegados a este punto, con un modelado que se ajustaba de una forma más precisa a la geometría de mallado que encuentra el campo en el paralelepípedo para el mallado en perfil X, sí que éramos capaces de hacer la caracterización del material Preperm3 20% para dicho mallado contrastándola con la simulación de HFSS.

Para facilitar la caracterización del material, en primer lugar tratamos de contrastar las fases de los parámetros S (mostradas entre -180 y 180 grados) para conocer si la permitividad de dicho material será ligeramente superior o ligeramente inferior:

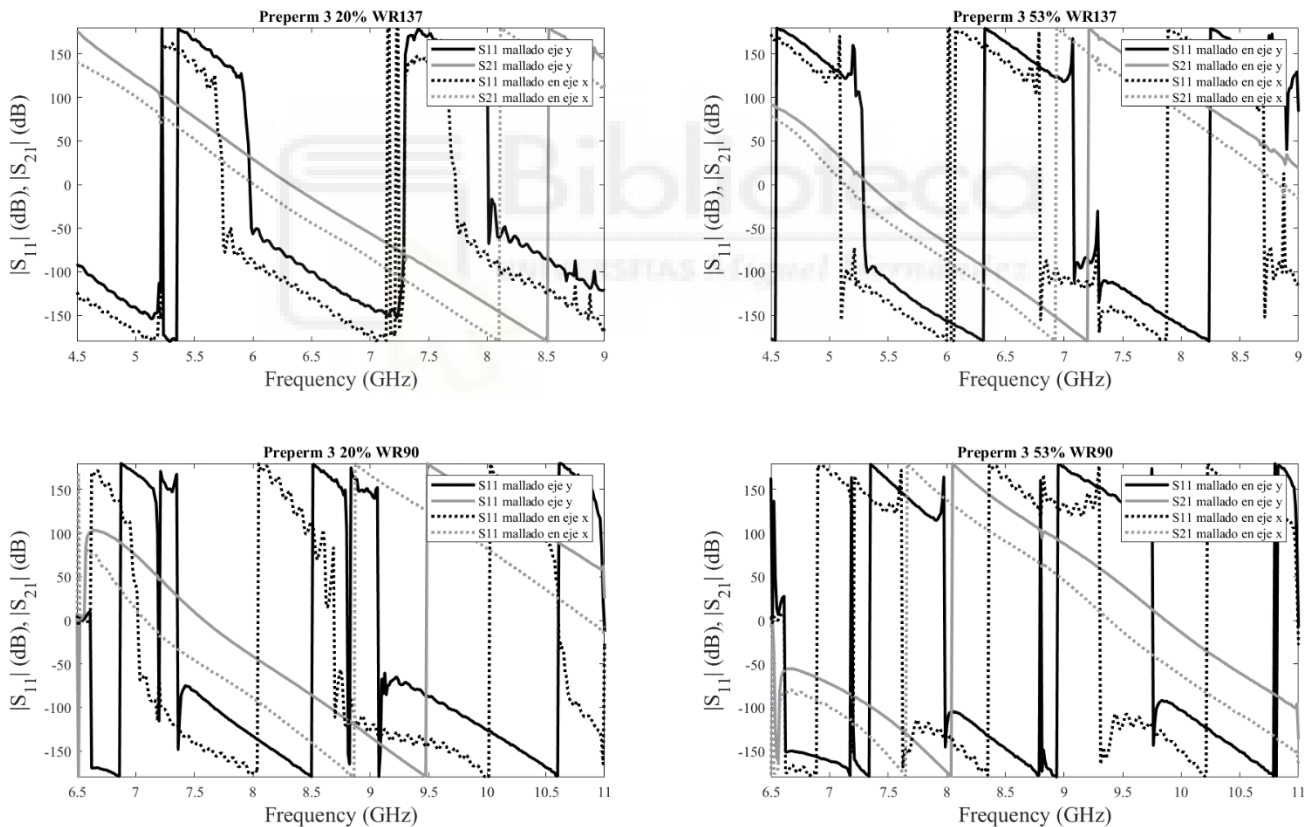


Figura 41. Contraste de fases de material Preperm3 20% y 53% con mallados en eje X e Y

Tal y como se puede observar en la anterior figura las fases no se corresponden, indicando que efectivamente existe una cierta anisotropía en el material.

Es por esto que se modificó ligeramente la permitividad del Preperm3 20% con mallado en el eje X a $\epsilon_r = 1.32$.

En la siguiente figura se muestran los parámetros S en módulo del material Preperm3 20% con mallado el eje X contrastados con la respuesta de HFSS para dicho material para la guía WR 137.

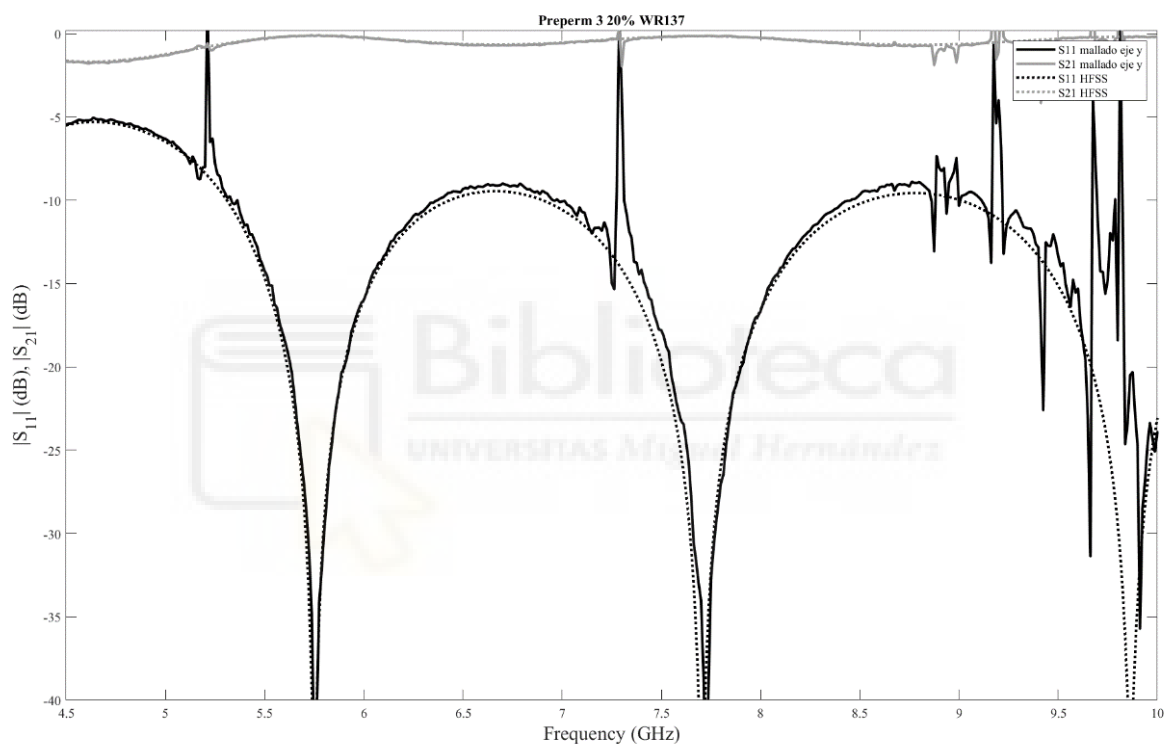


Figura 42. Módulo de Parámetros S de Preperm3 20% con mallado en eje X

Como se ha comentado previamente, para el ajuste de este material se observó la fase con respecto a la obtenida mediante el otro mallado. Mediante dicha información podríamos estimar si el medio a caracterizar tiene una velocidad de propagación mayor o menor, ya que la fase del coeficiente de transmisión se corresponde con la constante de propagación en dicho medio, de forma que si la velocidad de propagación es mayor se requerirá una permitividad con un valor más bajo y viceversa:

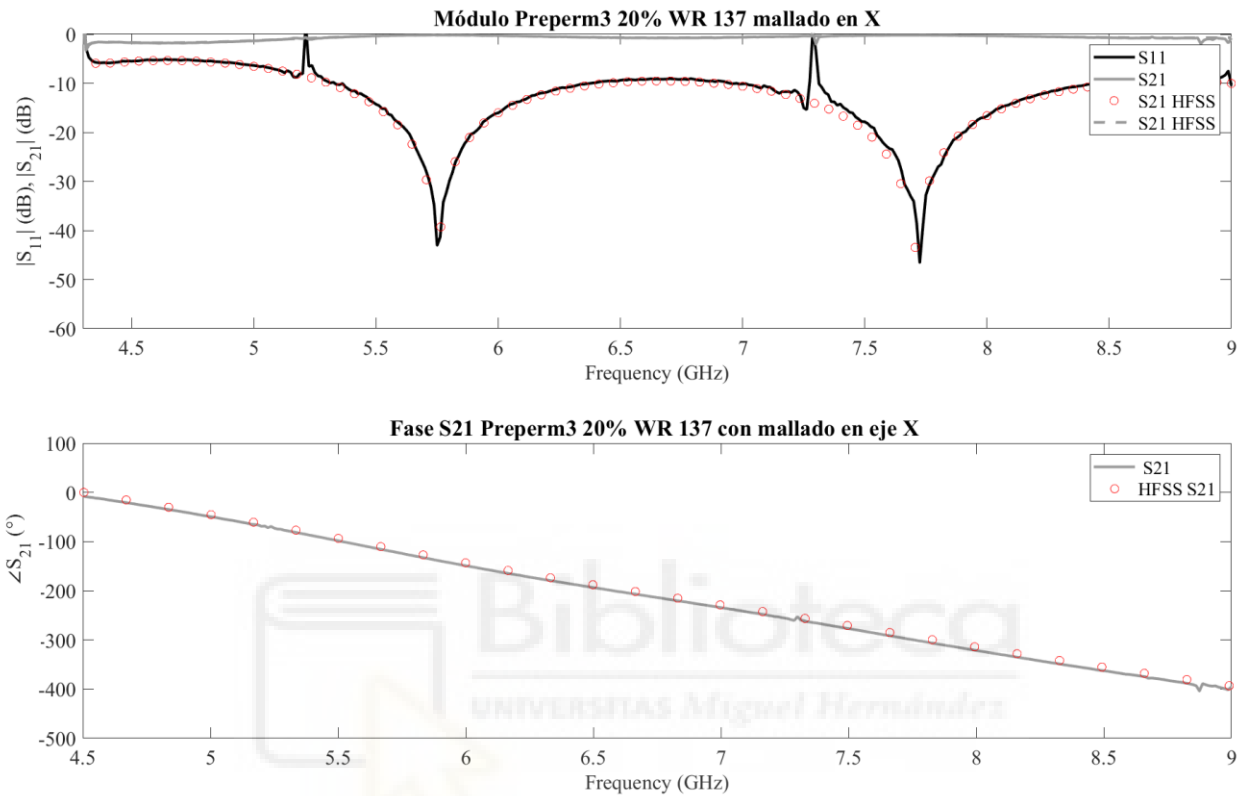


Figura 43. Parámetros S en módulo y fase para Preperm3 20% con mallado en eje X

Una vez obtenida la anterior respuesta en frecuencia en la que la constante de propagación y módulo de los parámetros medidos y en simulación se ajustan a correctamente, podemos concluir que los valores tanto de permitividad como de tangente de pérdidas escogidos son correctos.

3.2.6.2. Preperm3 53% con mallado en eje Z

También se fabricó el Preperm3 53% con mallado en eje Z y se siguió el mismo procedimiento que en el apartado anterior, dando resultado a una permitividad $\epsilon_r = 1.85$ y una tangente de pérdidas $\tan\phi = 0.0039$

En la siguiente gráfica se muestran los parámetros S en módulo y fase contrastados con HFSS:

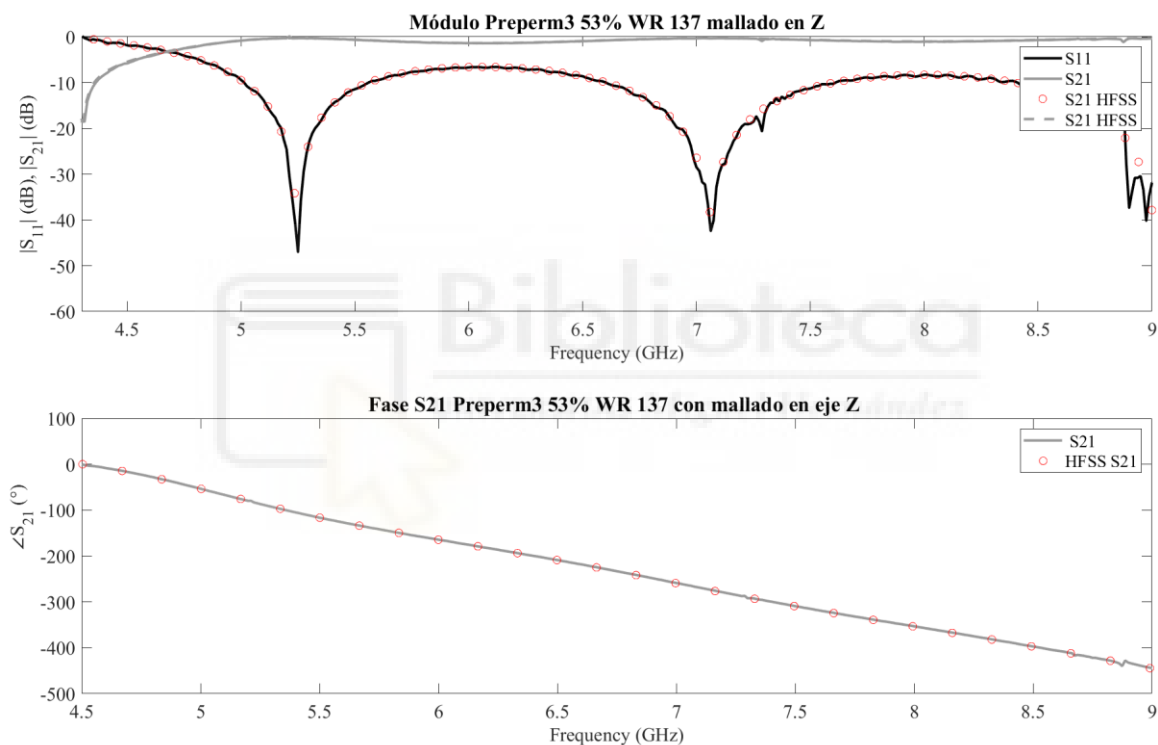


Figura 44. Parámetros S Preperm3 53% con mallado en eje Z

Para concluir el apartado en el que se ha estudiado la anisotropía del material, cabe destacar que las diferencias entre las permitividades efectivas en diferentes direcciones son muy pequeñas, lo que limita las posibles aplicaciones prácticas de su anisotropía.

El hecho de que el material tenga cierta anisotropía también dificulta el ajuste con modelos de predicción como se vió en el apartado 3.2.6 con el modelo de Maxwell Garnett (Fig 34).

3.2.7. ABS EC

El siguiente material a caracterizar que se escogió fueron tres tipos de ABS modificado, de los cuales era sabido que dos de ellos eran absorbentes, lo cuál es un factor de interés en para según que aplicaciones, y otro empleado para aplicaciones médicas.

Con este tipo de materiales absorbentes se pueden fabricar desde filtros y aisladores electromagnéticos hasta reducción de interferencias para según que dispositivos electrónicos sensibles como equipos de comunicación de muy alta precisión.



Figura 46. Material ABS EC KIM YA WR 137



Figura 45 Material ABS EC TORWELL WR 137

3.2.7.1. ABS EC KIM YA

Para la caracterización del ABS EC KIM YA se tuvieron varias complicaciones a la hora de encontrar la relación entre tangente de pérdidas, permitividad y conductividad del material.

Los parámetros obtenidos contrastados con los de HFSS para una permitividad $\epsilon_r = 6.1$ y una tangente de pérdidas $\tan\phi = 0.34$ para la guía WR137 son los siguientes:

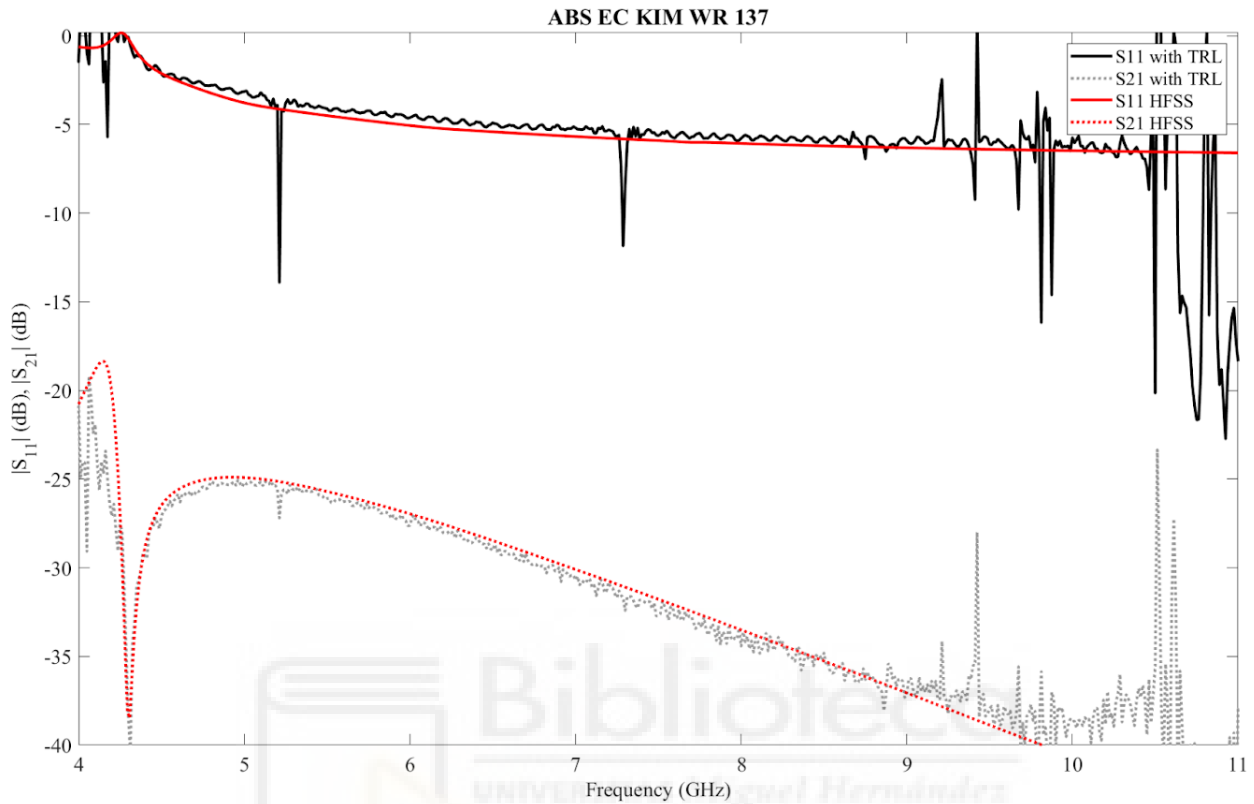


Figura 47. Módulo de Parámetros S de ABS EC KIM YA contrastados con la simulación en HFSS

Tal y como se puede observar en la figura 46, se trata de un material que tiene un coeficiente de transmisión de alrededor de unos -30 dB en promedio a lo largo de la banda de trabajo. Cabe destacar que este coeficiente de transmisión toma un valor tan bajo como consecuencia de la diferencia de permitividad entre aire y dicho material absorbente por la que se producen reflexiones del orden de -6 dB que se traducen en que únicamente tres cuartas partes de la señal se transmitan a través del material.

3.2.7.2. ABS EC TORWELL

Para el segundo tipo de ABS EC impreso, era sabido que era más absorbente que el anterior, por lo que únicamente se imprimió una pieza de 5 mm que introducimos dentro de la guía WR 90 tal y como se muestra en la figura 48.



Figura 48. Pieza de 5 mm impresa para caracterización de ABS EC TORWELL en guía WR 90 junto a material ABS EC KIM YA para guía WR 90

Se escogieron unas dimensiones de la pieza tan pequeñas debido a que a la vista de los resultados obtenidos anteriormente del material menos absorbente, en caso de rellenar la guía de este material el coeficiente de transmisión tomaría un valor tan bajo que imposibilitaría la caracterización del mismo.

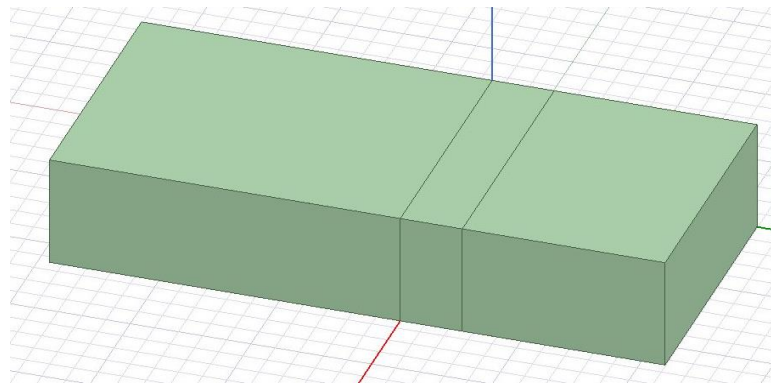


Figura 49. Modelado de guía WR 90 con pieza de 5 mm de ABS EC TOR

Cabe destacar la caracterización de este material fue notablemente más complicada que en los anteriores casos, debido a que la conductividad que presentaba dificultaba la obtención de una tangente de pérdidas y permitividad cuya respuesta en frecuencia se ajustara a la de la simulación.

Es sabido que la conductividad de un determinado material es constante pero una determinada conductividad no ofrece las mismas pérdidas debidas a la misma a distintas frecuencias.

Por esta razón de forma previa al ajuste de los parámetros en HFSS se aprovechó una investigación que se realizó en el mismo departamento de una caracterización de la conductividad de este material imprimiendo piezas de distintas longitudes y anchuras de forma que midiendo la resistividad que ofrecían ser capaces de obtener el valor promedio resultante de conductividad.

Los resultados obtenidos fueron los siguientes, resultando en una conductividad de alrededor de 10 [S/m]:

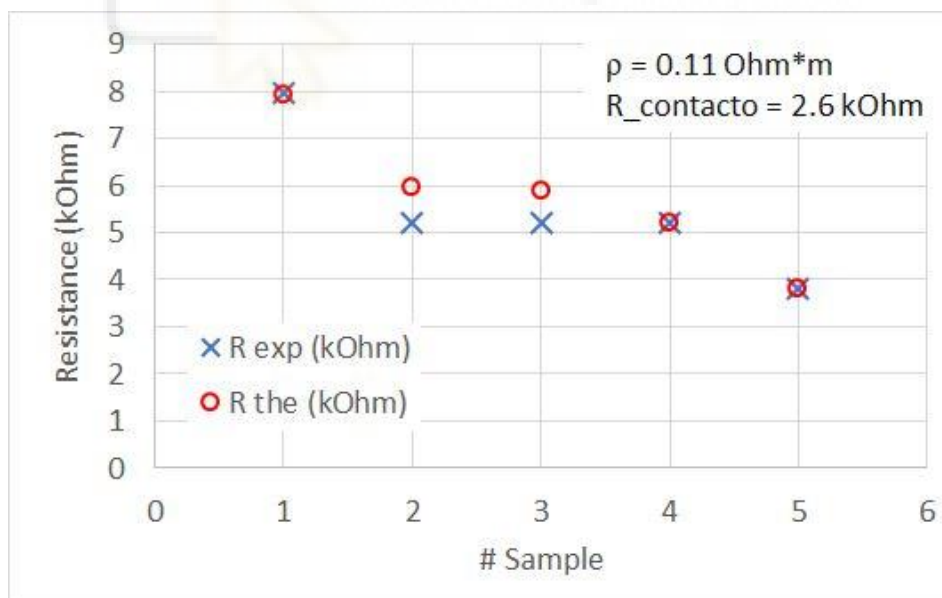


Figura 50. Valores obtenidos de resistencia para piezas de ABS EC TOR con distintas longitudes y anchuras

Partiendo de dicho valor de conductividad se obtuvo tanto la permitividad que permitía que las representaciones de las fases de los coeficientes se correspondieran con las obtenidas en HFSS y una tangente de pérdidas que nos permitiera que la pendiente de la curva medida del coeficiente de transmisión a través del material se ajustara a la de HFSS.

Una permitividad relativa $\epsilon_r = 9$ y una tangente de pérdidas $\tan\phi = 0.65$ dieron lugar a los siguientes resultados:

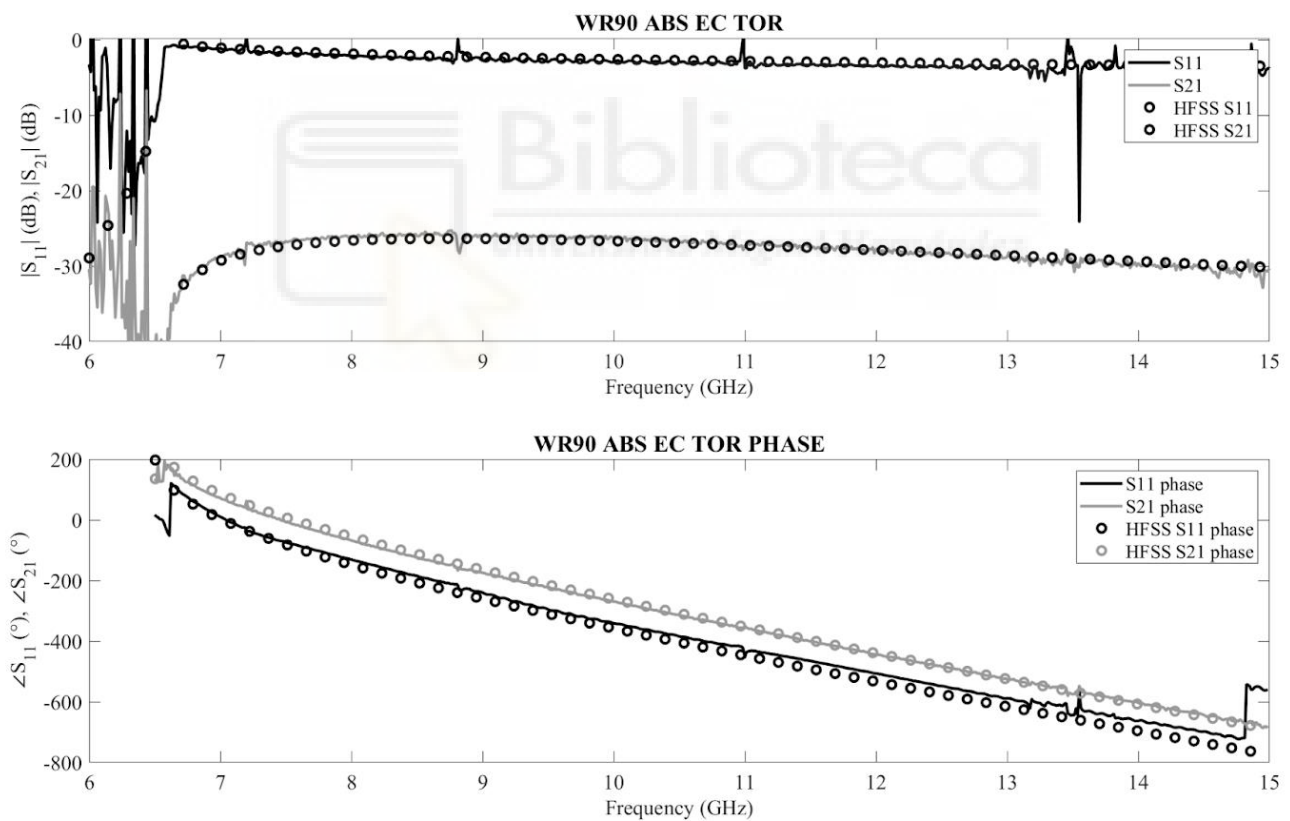


Figura 51. Parámetros S en módulo y fase de ABS EC TOR contrastados con la simulación para WR 90

3.2.7.3. ABS EC MED

El ABS MEDICAL hace referencia a un tipo de ABS modificado para cumplir con ciertos requisitos de biocompatibilidad y resistencia química debido a que es utilizado para el uso de prótesis dentales y aplicaciones médicas.



Figura 52. Material ABS EC MED para guía WR 137

Los parámetros S en módulo y fase medidos contrastados con los obtenidos mediante HFSS para una permitividad $\epsilon_r = 2.55$ y tangente de pérdidas $\tan\phi = 0.006$ se muestran en la siguiente figura:

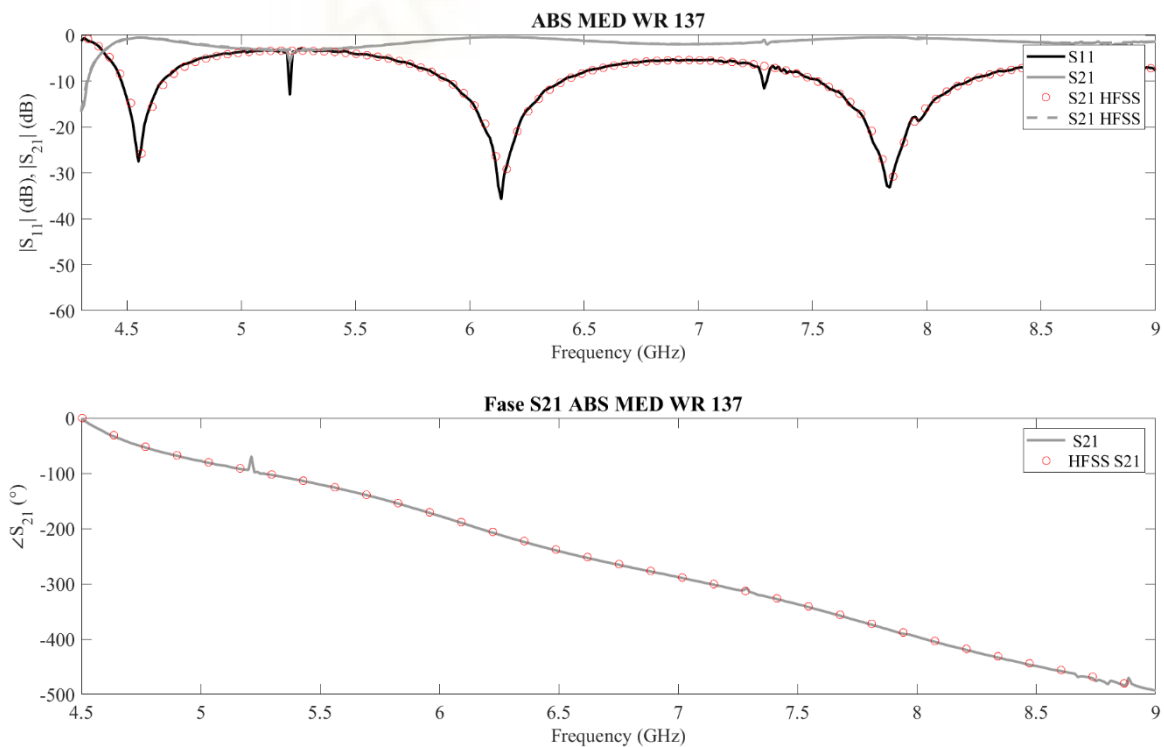


Figura 53. Parámetros S ABS MED

3.2.8. RESINA

A diferencia que con los otros materiales, las piezas de Resina se imprimen mediante estereolitografía. Este método consiste en el uso de un proceso de fotopolimeración de forma que la resina líquida fotosensible se va solidificando mediante luz ultravioleta capa a capa hasta crear el objeto en su totalidad.



Figura 54. Resina para guía WR 137

Este método de impresión es ampliamente utilizado en diversas industrias como la aeroespacial la médica, ya que permite la fabricación de prototipos precisos con geometrías complejas y con una alta resolución, convirtiéndola así en una técnica muy versátil.

Los parámetros S en módulo y fase contrastados con HFSS relativos a la guía WR 137 rellena de Resina se muestran en la siguiente gráfica:

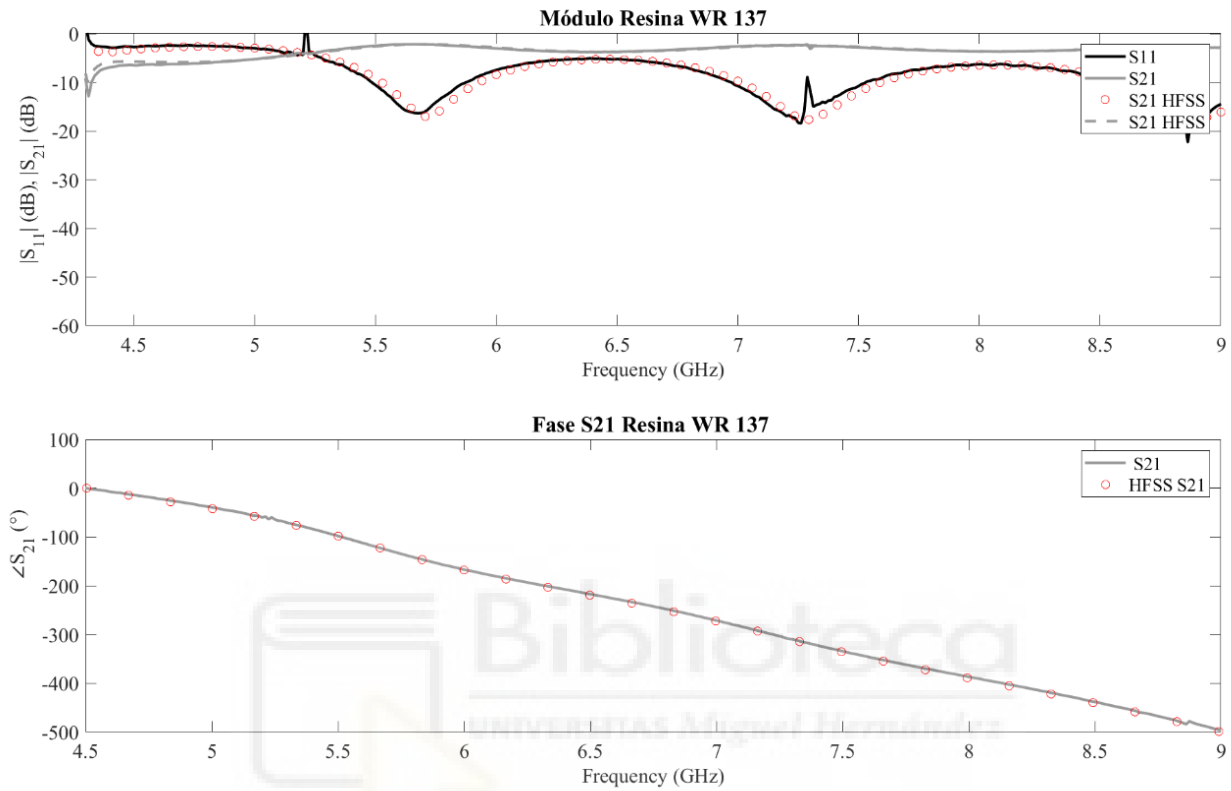


Figura 55. Parámetros S en módulo y fase para resina en guía WR 137

Como se puede observar, la fase del coeficiente de transmisión no tiene un comportamiento lineal y los picos de adaptación de los parámetros S en módulo no se ajustaban correctamente.

Esto sugirió que existía una cierta dispersión en el medio, por lo que en vez de introducir una permitividad de 3 como habíamos hecho anteriormente introducimos la dependencia permitividad y frecuencia en HFSS mediante el siguiente modelo:

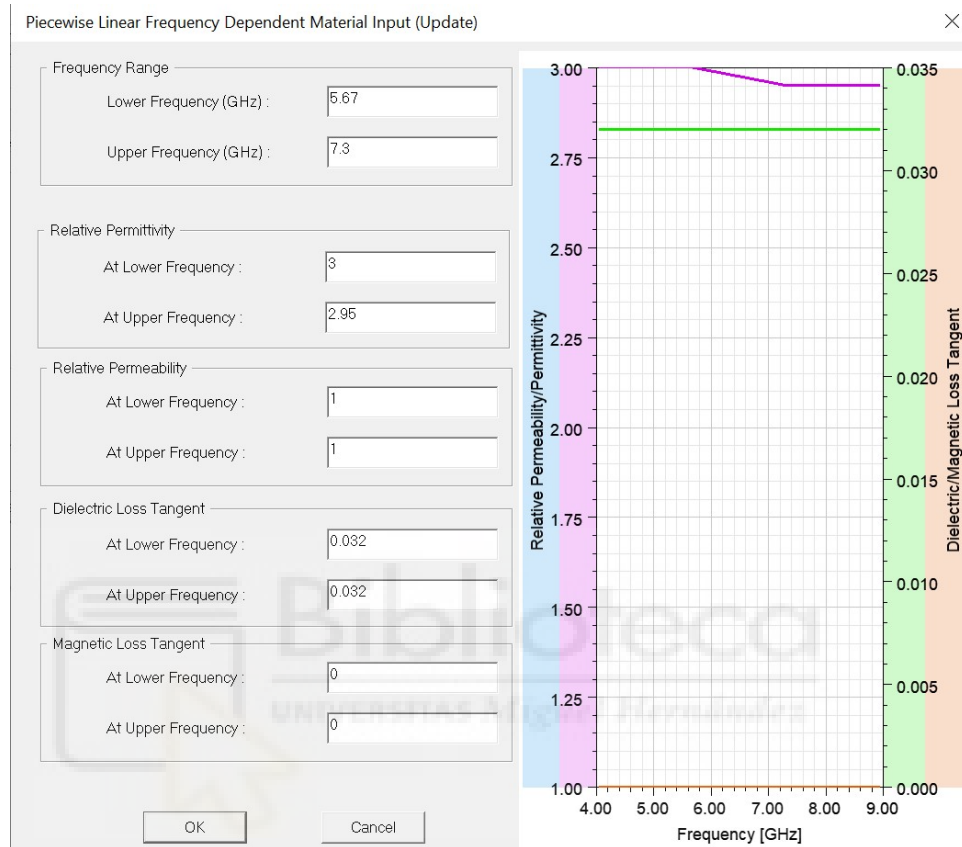


Figura 56. Modelo de dispersividad de Resina

En este modelo se introducen dos frecuencias de adaptación y la permitividad para la cuál se ajustan cada una de las frecuencias (refiriéndose al ajuste entre parámetros S medidos y simulados), de forma que HFSS introduce el modelo de dispersividad que dicho material posee.

Una vez introducido el modelo con valores de permitividad $\epsilon_r = 3$ y 2.95 para frecuencias de 5.67 y 7.3 [GHz] y una tangente de pérdidas $\tan\phi = 0.032$, los resultado en módulo y fase se muestran en la siguiente figura:

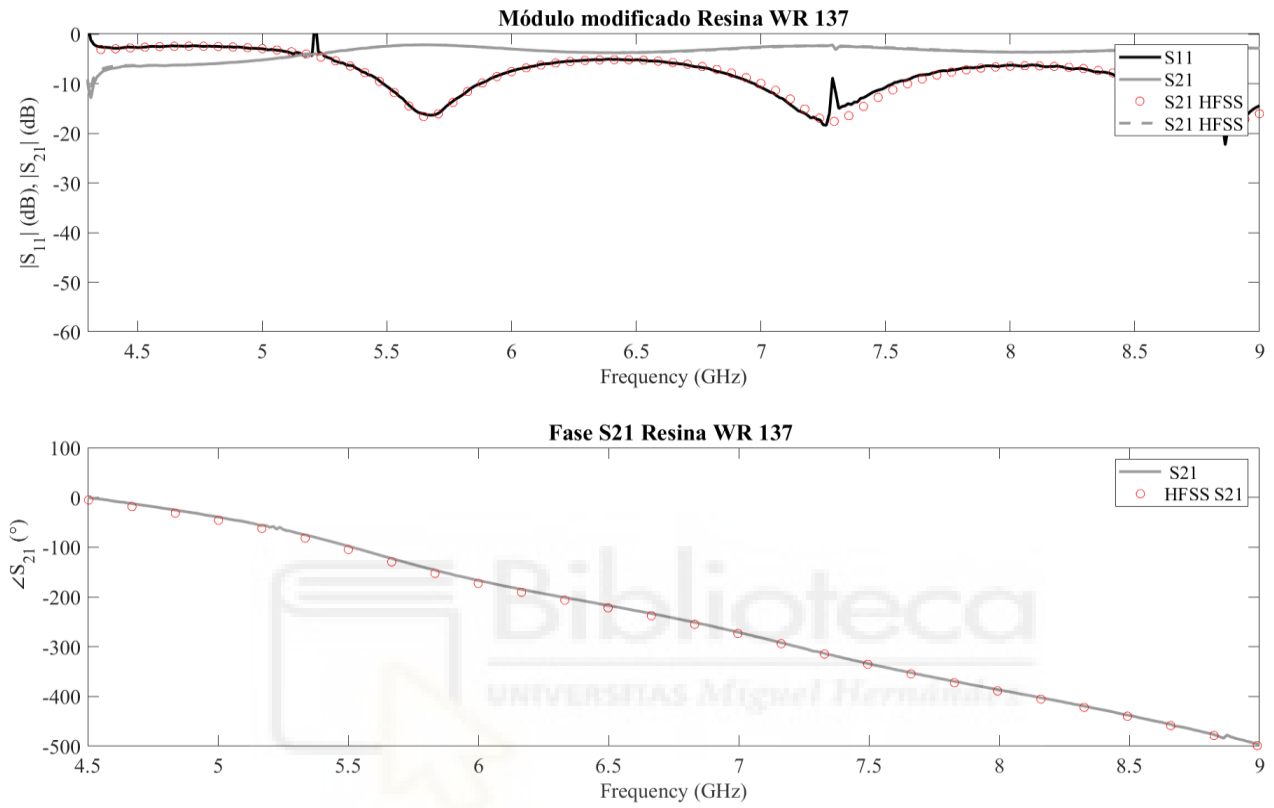


Figura 57. Parámetros S contrastados con HFSS para resina en guía WR 137

4. ANÁLISIS DE RESULTADOS

En este apartado se presentarán y analizarán los resultados obtenidos de la caracterización de los distintos materiales.

Se incluirán tablas que muestran los valores obtenidos para cada uno de los materiales y se explorarán las posibles aplicaciones de los materiales caracterizados junto a posibles líneas de investigación futuras en este ámbito.

4.1. Tabla de resultados

En la siguiente tabla se muestran los resultados obtenidos para cada uno de los materiales caracterizados en este trabajo, indicando para los materiales con densidad de llenado distinto al 100% su perfil de mallado:

Material	Permitividad	Tangente de pérdidas
PLA	2.65	0.0058
ABS	2.52	0.0064
Preperm3 100%	2.72	0.0050
Preperm3 53% (Y)	1.8	0.0039
Preperm3 20% (X)	1.32	0.0025
Preperm3 20% (Y)	1.27	0.0025
Preperm3 53% (Z)	1.85	0.0039
Preperm10 (100%)	7.53	0.0034
Preperm10 50% (Y)	3.04	0.00305
ABS EC KIM	6.1	0.34
ABS EC TOR	9	0.65
ABS EC MED	2.55	0.006
Resina	*	*

Tabla 2. Tabla de resultados de permitividad y tangente de pérdidas para los materiales caracterizados

No se introducen los valores de permitividad y tangente de pérdidas en resina debido a que tal y como se comenta en el apartado (3.2.8) es un material con cierta dispersividad (Figura 56) por lo que la misma es dependiente de la frecuencia.

4.2. Líneas de investigación futuras

Optimización de geometrías para imprimir materiales absorbentes:

Una línea de investigación prometedora sería explorar diferentes geometrías de impresión para los materiales absorbentes con el objetivo de reducir las reflexiones de alto orden. Las reflexiones no deseadas pueden ser problemáticas en muchas aplicaciones, especialmente cuando se requiere una atenuación precisa de las señales. Investigar y diseñar geometrías que minimicen las reflexiones permitiría utilizar estos materiales como eficientes atenuadores en diversas aplicaciones.

Diseño de antenas sectoriales utilizando distintos materiales: Otra línea de investigación interesante sería el diseño de antenas sectoriales empleando diferentes materiales. Al utilizar materiales con propiedades electromagnéticas específicas, como los materiales PLA, ABS, Preperm3, Preperm10, ABS EC KIM, ABS EC TOR, ABS EC y Resina, se podrían explorar diseños de antenas que aseguren que las señales lleguen en fase a la salida. Esto permitiría mejorar la eficiencia y la calidad de las señales transmitidas y recibir señales con una mejor relación señal-ruido.

Fabricación de guías de onda de bajo costo mediante materiales conductores: Además, se podría investigar la fabricación de guías de onda de bajo costo mediante materiales conductores que pueden facilitar la metalización de las guías. Esto permitiría crear guías de onda eficientes y económicas para la transmisión de señales electromagnéticas en diversas aplicaciones, como comunicaciones y sensores.

Fabricación de materiales con geometrías distintas que permitan aprovechar su anisotropía para aplicaciones específicas: La fabricación de materiales anisótropos puede ser interesante para el control y la dirección de la propagación de las señales de una forma eficiente.

Estas líneas de investigación podrían contribuir al desarrollo y la mejora de tecnologías de microondas. Además, podrían abrir nuevas oportunidades para el diseño y la fabricación de dispositivos electromagnéticos más eficientes y económicos.

4.3. Conclusión

En este trabajo de fin de grado se ha conseguido la caracterización electromagnética de materiales como PLA, ABS, ABS MED, materiales como el Preperm3 y Preperm10, con diferentes densidades de llenado materiales y otros absorbentes como ABS EC KIM, ABS EC TOR y resina

Los resultados obtenidos demuestran que los materiales más económicos como PLA y ABS también pueden ser una alternativa viable en determinadas aplicaciones. Si bien los materiales más costosos como Preperm3 y Preperm10, presentaron características electromagnéticas favorables, los materiales más económicos lograron resultados comparables en términos de permitividad y tangente de pérdidas.

Es importante destacar la importancia del modelado en la caracterización de materiales. A través de este enfoque, se pudo hacer la caracterización de materiales con cierto grado de anisotropía, lo que podría ser aprovechado en aplicaciones específicas. Sin embargo, se observó que los materiales impresos en este estudio no presentaron la anisotropía suficiente para asignarles aplicaciones específicas.

Siguiendo este procedimiento de caracterización, se abre la posibilidad de fabricar una amplia gama de dispositivos como guías de onda, atenuadores y filtros en guía, aprovechando las distintas permitividades de los materiales y, por ende, las velocidades de propagación asociadas. Esto permite jugar con las propiedades electromagnéticas de los materiales y ajustarlos según las necesidades específicas de cada aplicación.



5. BIBLIOGRAFÍA

- [1] Ellingson, Steven W. (2020) *Electromagnetics, Vol. 2. Blacksburg, VA: Virginia Tech Publishing*. <https://doi.org/10.21061/electromagnetics-vol-2>. Licensed with CC BY-SA 4.0. <https://creativecommons.org/licenses/by-sa/4.0>.
- [2] Farnell. (s.f.). *Vector Network Analyzer Datasheet.. Imagen extraída de :* <https://www.farnell.com/datasheets/3541648.pdf>
- [3] M. Pérez-Escribano, E. Márquez-Segura, “Parameters Characterization of Dielectric Materials Samples in Microwave and Millimeter-Wave Bands,” *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, vol. 69, no. 3, pp. 1723-1732, 2021.
- [4] H. García, E. Ávila, G. Torregrosa, A. Rodríguez, C. Blanco, M. Á. De la Casa, “Low-Cost Additive Manufacturing Techniques Applied to the Design of Planar Microwave ...,” *Polymers*, vol. 19, no. 12, 2020.
- [5] Enlace a subrutina programada por C. Van Niekerk (Accedido en Julio 2023) : [matlab/vna/trl.m at master · la3pna/matlab · GitHub](https://github.com/la3pna/matlab)
- [6] Enlace a hoja de características de la impresora (Accedido en Julio 2023) : [Tumaker NX PRO Dual - impresoras3d.com](https://www.tumaker.com/impresoras3d)
- [7] Ari Sihvola, “Mixing Rules with Complex Dielectric Coefficients,” *Subsurface Sensing Technologies and Applications*, vol. 1, no. 4, 2000, pp. 393-415.
- [8] Julien Fleury, Oliver Bernard, “Designing and characterizing TRL fixture calibration standards for Device Modelling”
- [9] "Pozar, David M." (2011) "Microwave Engineering"





UNIVERSITAS
Miguel Hernández

6. ANEXOS

6.1. Especificaciones de la transición coaxial-guía WR 137 UDR

70



WR-137 UDR70 Flange to N Female Waveguide to Coax Adapter Operating from 5.38 GHz to 8.17 GHz in Aluminum

Waveguide to Coax Adapters Technical Data Sheet

PEWCA1086

Features

- 5.38 GHz to 8.17 GHz Frequency Range
- WR-137 Waveguide Interface
- UDR70 Flange
- N Female RF Interface
- Comprehensive waveguide offering also include E-Bends, H-Bends, Sections, Filters, Terminations, Couplers, and more.

Applications

- Test Benches
- Radar
- Satellite
- Microwave Radio Systems
- Military and Space
- Communication Systems

Description

The PEWCA1086 is a right angle waveguide to coaxial adapter operating at a frequency range of 5.38 GHz to 8.17 GHz. This adapter offers a WR-137 waveguide interface size coupled with a precision tolerance UDR70 flange. The PEWCA1086 is constructed of aluminum and painted gray to ensure durability. The coaxial connector offered by this adapter uses an N Female connector.

Configuration

Waveguide Size	WR-137
Flange	UDR70
RF Connector	N Female
Body Geometry	Right Angle

Electrical Specifications

Description	Minimum	Typical	Maximum	Units
Frequency Range	5.38		8.17	GHz
VSWR			1.25:1	
Insertion Loss			0.2	dB
Input Power (CW)			100	Watts

Mechanical Specifications

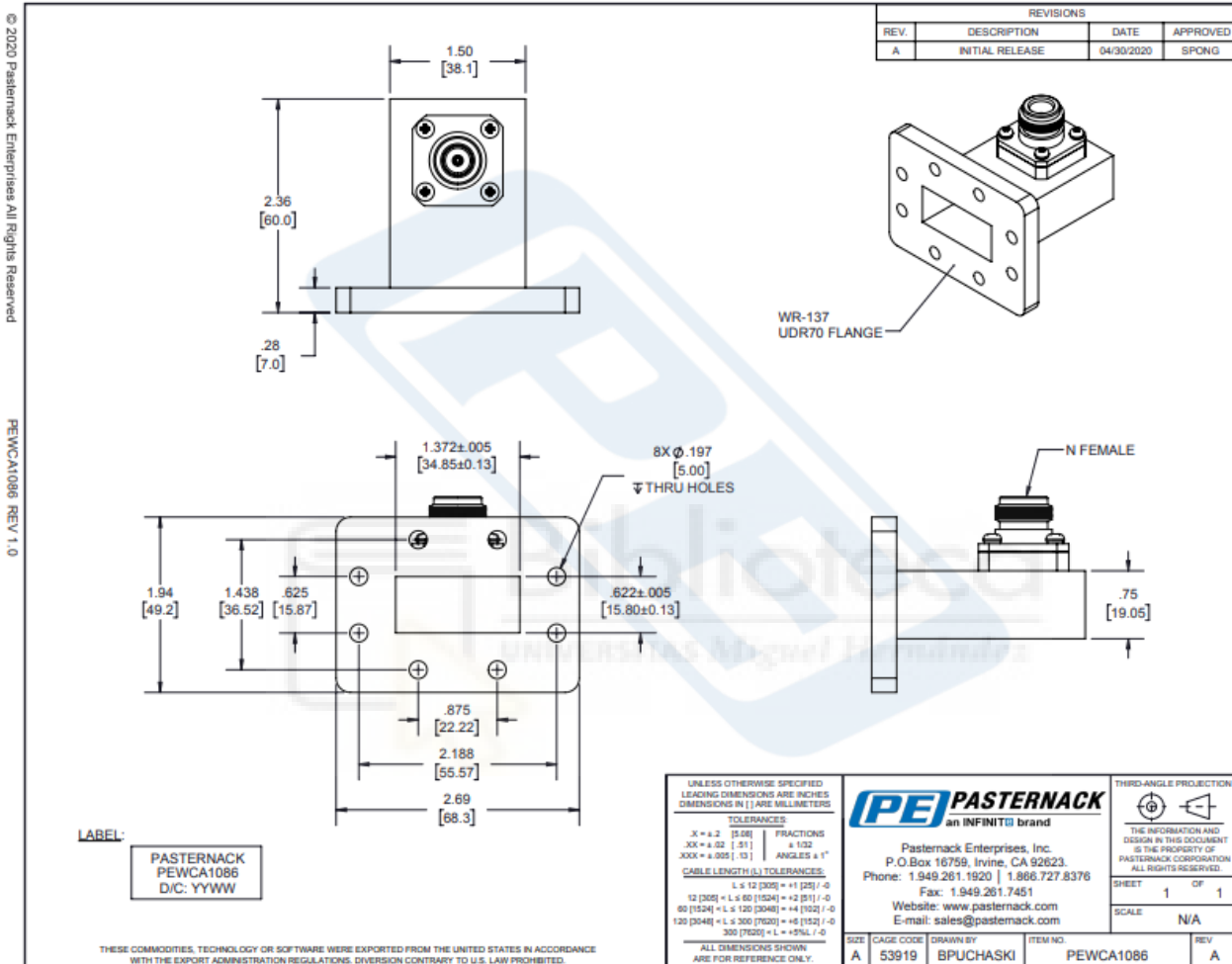
Size	
Length	2.36 in [59.94 mm]
Width	2.69 in [68.33 mm]
Height	1.94 in [49.28 mm]

RF Connector	
Connector Type	N Female

Waveguide Interface	
Waveguide Type	WR-137

Click the following link (or enter part number in "SEARCH" on website) to obtain additional part information including price, inventory and certifications: [WR-137 UDR70 Flange to N Female Waveguide to Coax Adapter Operating from 5.38 GHz to 8.17 GHz in Aluminum PEWCA1086](#)

6.2. Dimensiones físicas de la transición coaxial-guía WR 137 UDR 70



6.3. Especificaciones de la transición coaxial-guía WR 90 UG-39/U



WR-90 UG-39/U Square Cover Flange to SMA Female Waveguide to Coax Adapter Operating From 8.2 GHz to 12.4 GHz, X Band

Waveguide to Coax Adapters Technical Data Sheet

PEWCA1006

Features

- X Band
- 8.2 to 12.4 GHz Frequency Range
- WR-90 Waveguide Interface
- Standard UG-39/U Square Cover Flange
- SMA Female RF Interface

Applications

- Test Benches
- Radar
- Satellite
- Microwave Radio Systems
- Military and Space
- Communication Systems

Description

The PEWCA1006 is a waveguide to coaxial adapter operating in the X Band with a 8.2 to 12.4 GHz frequency range. This adapter offers a WR-90 waveguide interface size using a standard UG-39/U Square Cover Flange. The PEWCA1006 is constructed of Copper Alloy and painted to ensure durability. The coaxial connector offered by this adapter uses a SMA Female Nickel Plated Brass Connector.

Configuration

Waveguide Size	WR-90
Flange	UG-39/U Square Cover
RF Connector	SMA Female
Impedance	50 Ohms
Body Geometry	Right Angle

Electrical Specifications

Description	Minimum	Typical	Maximum	Units
Frequency Range	8.2		12.4	GHz
VSWR		1.25:1		

Mechanical Specifications

Weight 0.269 lbs [122.02 g]

RF Connector

Connector Type SMA Female
Body Material and Plating Brass, Nickel

Waveguide Interface

Waveguide Type WR-90
Flange Type Square Cover
Flange Designation UG-39/U
Body Material and Plating Copper Alloy, Paint

Click the following link (or enter part number in "SEARCH" on website) to obtain additional part information including price, inventory and certifications: WR-90 UG-39/U Square Cover Flange to SMA Female Waveguide to Coax Adapter Operating From 8.2 GHz to 12.4 GHz, X Band PEWCA1006

6.4. Dimensiones físicas de la transición coaxial-guía WR 90 UG-39/U70

