

SISTEMA PARA LA CARACTERIZACIÓN MEDIANTE MICROONDAS DE CERÁMICA TÉCNICA

Pablo Santón Pons

Tutor: D. Mariano Baquero Escudero

Cotutor: D. Elías De los Reyes Davó

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 2016-17

Valencia, 11 de septiembre de 2017

Resumen

Este documento refleja el trabajo realizado para la finalización del Grado en Ingeniería de Sistemas y Servicios de Telecomunicación. La rama de las telecomunicaciones en la que se apoya el mismo es la de ingeniería de microondas y líneas de transmisión. La idea principal de este trabajo es la de aportar un sistema completo de medida de propiedades dieléctricas orientado a la industria que trabaja con cerámicas técnicas. Este sistema debe ser sencillo, intuitivo, rápido y completo, además de aportar un valor diferenciador de los sistemas actuales.

El sistema consiste básicamente en dos elementos muy diferenciados. Por un lado, necesitaremos de un dispositivo de medida y análisis de parámetros de Scattering, como son los analizadores de redes. Por otro lado, desarrollaremos dos sondas coaxiales que, enfrentadas entre sí, sean capaces de transmitir y recibir la señal emitida por el analizador, teniendo entre ambas una muestra cualquiera, principalmente material cerámico.

Este trabajo se ha concluido de forma óptima y, además, ofrece una futura línea de trabajo de investigación pudiendo pasar de un prototipo de laboratorio, a un producto comercializable.

Resum

Aquest document mostra el treball realitzat per a la finalització del Grau en Enginyeria de Sistemes i Serveis de Telecomunicació. La rama de les telecomunicacions en la que es basa aquest treball es la d'enginyeria de microones i línies de transmissió. La idea principal d'aquest treball es la de desenvolupar un sistema complet de mesura de propietats dielèctriques orientat a la indústria que treballa amb ceràmiques tècniques. Aquest sistema ha de ser senzill, intuïtiu, ràpid i complet. A més a més, ha d'aportar un valor diferenciador dels actuals sistemes.

El sistema consisteix bàsicament en dos elements ben diferenciats. Per un costat, necessitarem un dispositiu de mesura i anàlisi de paràmetres de Scattering, com ho són els VNA. Per altra banda, desenvoluparem dues sondes coaxials que, enfrontades una amb l'altra, puguen transmetre i rebre la senyal enviada per l'analitzador, tenint en mig d'ambdues una mostra qualsevol.

Aquest treball s'ha finalitzat d'una forma òptima i ofereix una futura línia de treball d'investigació en la que passar d'un prototip de laboratori a un producte comercialitzable.

Abstract

This document has the object of showing the work terminating with the “Ingeniería de Sistemas y Servicios de Telecomunicación” degree. This project is based on the microwave and transmission lines engineering field. The main idea is to develop a complete system of dielectric property measurements focused on the ceramic industry. That system ought to be simple, intuitive, fast and complete. Moreover, it must show a disruptive value compared to the conventional systems.

The system basically consists of two different elements. Firstly, we will need a measurement and analysis of S parameters device, known as VNA (Vector Network Analyzer). Secondly, we will need two coaxial probes aligned. These will be able to transmit and receive the signal from the VNA, having a sample between of them.

This work has been successfully completed. Furthermore, it offers a future line of research. This prototype may become a marketable product.

Índice

Introducción.....	3
Capítulo 1. Marco teórico.....	5
1.1 Estado del arte.....	5
1.2 Bases teóricas.....	7
1.3 Obtención teórica de la permitividad relativa y la tangente de pérdidas.....	8
1.3.1 Mediante matriz A/ABCD.....	8
1.3.2 Mediante la matriz de admitancias Y.....	10
1.4 Sistema de medida y obtención de las propiedades dieléctricas.....	11
1.4.1 Medida de los parámetros S mediante analizador de redes.....	11
1.4.2 Calibración de tipo respuesta.....	12
1.4.3 Cálculo permitividad relativa y tangente de pérdidas.....	13
Capítulo 2. Implementación.....	14
2.1 Propuesta para el sistema de medida.....	14
2.1.1 Analizador de redes: PocketVNA.....	14
2.1.2 Soporte mecánico para las sondas.....	15
2.1.3 Sondas coaxiales.....	17
2.2 Software.....	17
2.2.1 HFSS.....	18
2.2.2 MWO.....	21
2.3 Estudio paramétrico de búsqueda de las sondas adecuadas.....	23
2.3.1 Sondas con disco y radio interno pequeño.....	23
2.3.2 Sondas con disco y radio interno grande.....	26
2.3.3 Sondas sin disco.....	28
Capítulo 3. Pliego de condiciones.....	34
3.1 Diseño gráfico sondas.....	34
3.1.1 Software: SOLIDWORKS.....	34
3.1.2 Piezas principales.....	34
3.1.3 Piezas complementarias.....	35
3.2 Ensamblaje.....	36
3.2.1 Integración piezas.....	36
3.2.2 Tornillería.....	37
3.3 Partida económica.....	37
Capítulo 4. Medidas y resultados.....	39
Capítulo 5. Conclusiones.....	42

Bibliografía y referencias.....	43
Anexo 1. Datasheet PocketVNA.....	1
Anexo 2. Output equations MWO.....	2
Anexo 3. Planos del mecanizado de las sondas.....	3

Introducción.

Actualmente, el mundo industrial demanda sistemas de control de calidad que puedan actuar en línea y no sean destructivos. La medida de propiedades dieléctricas en la banda de microondas puede convertirse en una herramienta muy importante para la industria cerámica, debido a que existe una relación entre algunas propiedades, como puede ser la porosidad del material, y sus propiedades dieléctricas. Los cambios en estas propiedades pueden ser monitorizados para tener un control del estado del material. Podría ser aplicable, por ejemplo, a la monitorización de un filtro cerámico para conocer en tiempo real su estado y reemplazarlo o limpiarlo en su momento justo de saturación.

Este trabajo tiene por objetivo la implementación y diseño de un sistema completo de medida de parámetros dieléctricos, concretamente la permitividad electromagnética y la tangente de pérdidas, de materiales cerámicos. Este sistema debe tener un carácter disruptivo respecto a los existentes en el mercado actual, por ello, debe ofrecer al usuario una mejor experiencia de uso. ¿Cómo se mejora esta experiencia de uso? Creando un método intuitivo que cualquier técnico industrial sea capaz de manejar y entender los resultados obtenidos. Además, ha de ser un sistema completo, rápido, fiable y dinámico que permita realizar todo tipo de medidas de materiales rígidos o semi-rígidos.

Partiendo de los conocimientos en análisis de redes, medición de parámetros dieléctricos y la teoría de microondas, proponemos un sistema basado en sondas coaxiales. El material para analizar se introducirá entre las dos sondas y, tras realizar las medidas con un analizador de redes, mediante el tratamiento de los datos obtenidos obtendremos los parámetros electromagnéticos objetivo.

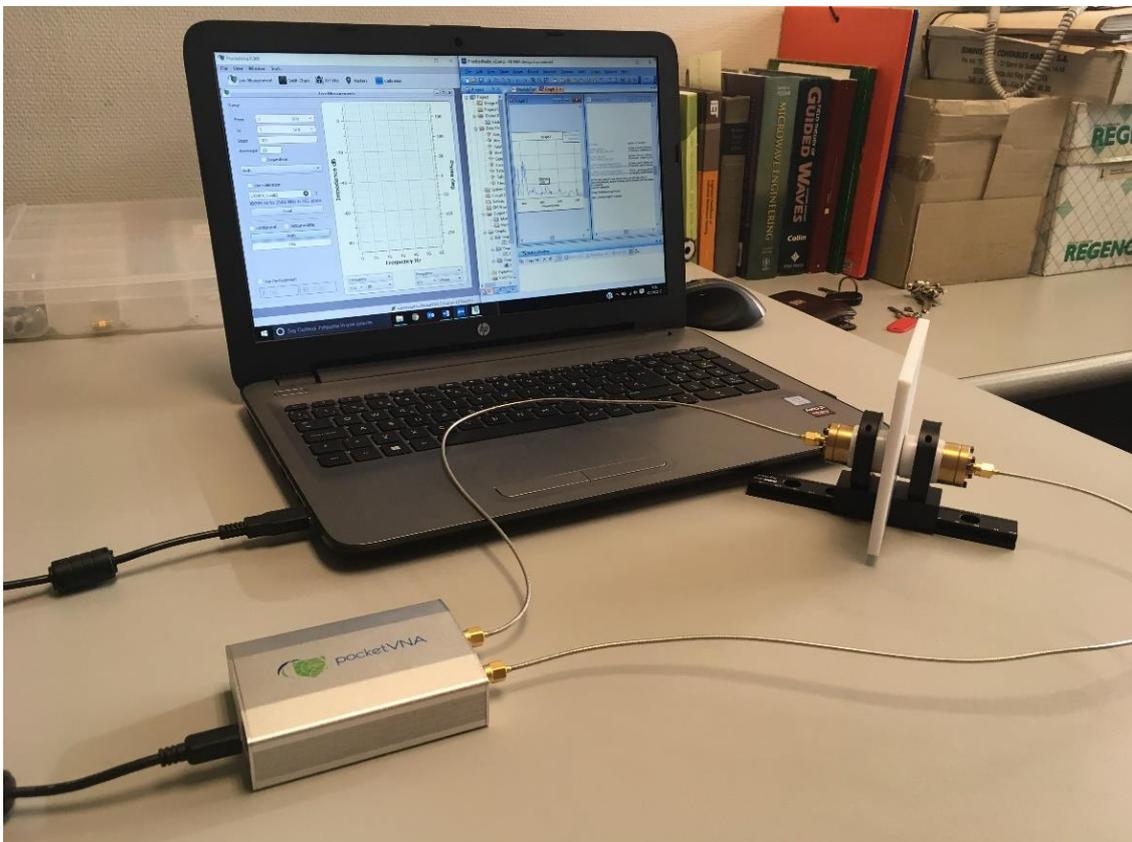


Figura 1. Imagen general proyecto.

Este documento se ha dividido en cinco grandes bloques o capítulos. Partimos de un marco teórico donde exponemos el estado del arte y las bases teóricas que sustentan el diseño del sistema. Posteriormente explicamos como debe de ser la implementación de este sistema. En este capítulo proponemos los componentes necesarios, citamos y explicamos el software utilizado para la simulación y desarrollo del prototipo, y realizamos una extensa explicación del proceso seguido para la búsqueda de las dimensiones físicas adecuadas de las sondas. A continuación, se presenta el pliego de condiciones del prototipo incluyendo el diseño gráfico, el ensamblaje a realizar por el taller que mecanice las piezas y un pequeño presupuesto estimado de los componentes necesarios. Siguiendo el proceso, se obtienen los resultados de las medidas realizadas con el prototipo y se concluye que el diseño cumple con los objetivos. Evidentemente, es un proyecto que queda abierto a futuras mejoras con el fin de convertirlo en un producto que meter en el mercado, y así lo exponemos en el quinto y último capítulo.

Como bien dijo San Josemaría Escrivá de Balaguer, “Para acabar las cosas, hay que empezar a hacerlas”. Sin darme cuenta ya se ha acabado, y no podría concluir esta introducción sin antes agradecer a todos los que me han ayudado en todo este tiempo.

Este trabajo no habría sido posible sin la ayuda y consejo de dos grandes profesores de la escuela. Me gustaría agradecer a Mariano por todo el tiempo empleado en mí explicando, revisando y trabajando de forma conjunta. Él ha hecho que el trabajo se haya podido llevar de forma constante, organizada y sencillo, aunque a priori no lo pareciera.

También me gustaría agradecer su confianza en mí y la posibilidad de realizar este proyecto a Elías, que ha sido siempre como aquel desconocido llamado Rodrigo de Triana, que avisó a Colón de que había tierra a la vista. Elías me ha aportado siempre ese punto de positivismo, altura de miras y la capacidad de ir siempre un o muchos pasos por delante.

Por último, querría agradecer a mi familia y amigos por el apoyo e ilusión que han tenido hacia mí, no solo durante el proyecto, sino también durante toda la carrera. Con este trabajo culmino una “faena”, y como bien me recuerda mi padre, hasta la bola.

Capítulo 1. Marco teórico.

1.1 Estado del arte.

Vista la necesidad de medir propiedades dieléctricas, observamos las soluciones ofrecidas por el sector para dicho acometido. Según el profesor D. José M. Catalá [1] podemos encontrar cinco tipos de métodos: en placas paralelas, basados en sondas coaxiales, en líneas de transmisión, en cavidades resonantes y en espacio libre.

Si hablamos de los métodos de placas paralelas (Figura 2), tenemos la ventaja de la sencilla preparación de la muestra a analizar, puesto que se trata de una lámina (menor de 10 mm). Por el contrario, los inconvenientes los hallamos en las restricciones en la rugosidad de la superficie, y la asunción de campo eléctrico constante entre electrodos, lo que nos lleva a trabajar con un margen de frecuencias menor de 1 GHz.

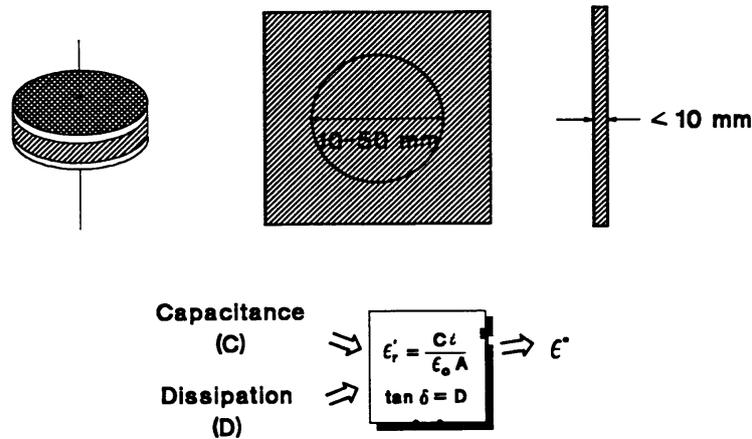


Figura 2. Método de placas paralelas.

Los métodos actuales basados en sonda coaxial (Figura 3) usan medidas en reflexión, es decir, una sola sonda es introducida o apoyada en la muestra. Las ventajas de estos métodos son la facilidad de uso, la poca preparación de la muestra y el amplio margen de frecuencias (entre 1 y 20 GHz). En cambio, encontramos inconvenientes cuando se trata de superficies muy planas y por la creación de huecos de aire entre la sonda y la muestra. Por tanto, las precisiones son limitadas.

Este método es muy conocido y utilizado en el campo de la ingeniería agroalimentaria por la capacidad de trabajo sobre líquidos y materiales semi-rígidos [2]. Existe comercializado un producto de Agilent Technologies que cumple a la perfección con este propósito (Figura 4).

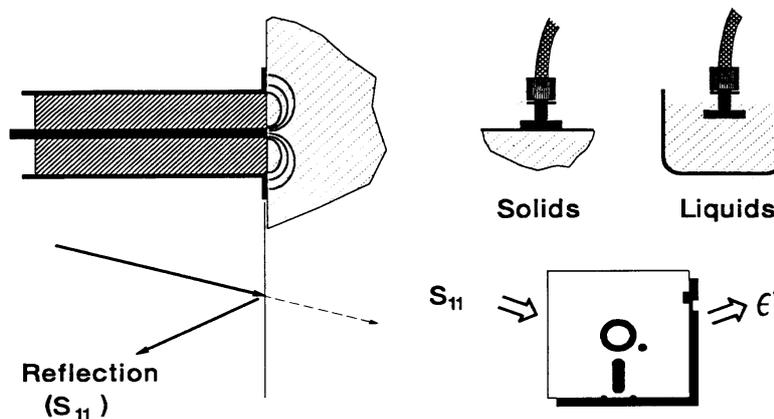


Figura 3. Método basado en sonda coaxial.



Figura 4. VNA de Agilent Technologies con sonda coaxial.

Por su parte, los métodos en líneas de transmisión (Figura 5) tienen la capacidad de suministrar información tanto de la permitividad como la permeabilidad electromagnética. Además, los accesorios de medida son simples y, al igual que en el caso de la sonda coaxial, el margen de frecuencias es muy amplio (0,1-110 GHz). Sin embargo, encontramos como inconvenientes la necesidad generalizada de estimaciones iniciales, el problema de los huecos de aire entre la muestra y el soporte, la posibilidad de excitar modos superiores y, por tanto, ancho de banda limitado.

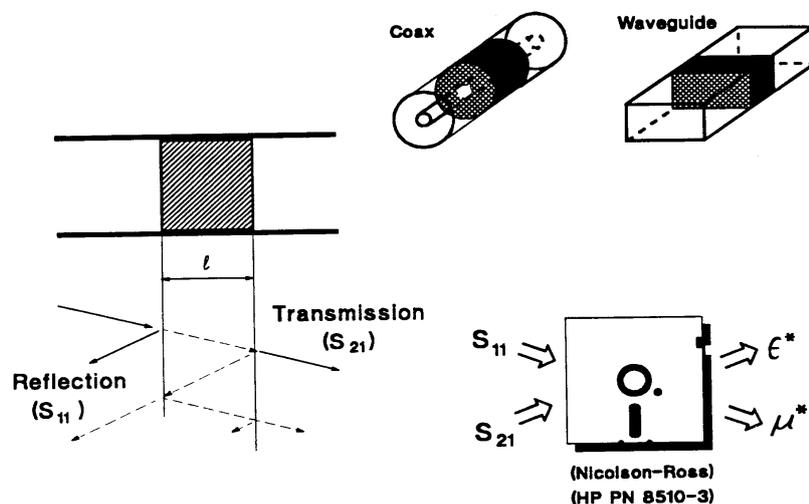


Figura 5. Método en líneas de transmisión.

Otro tipo de método es trabajando con cavidades resonantes (Figura 6). Este método es muy preciso y apropiado para bajas pérdidas. No obstante, tiene bastantes inconvenientes como son las aproximaciones perturbacionales muy restrictivas, requiere formas concretas de muestras, los factores de corrección son limitados, la difícil evaluación de la precisión alcanzada y la imposibilidad de suministrar datos de más de una frecuencia.

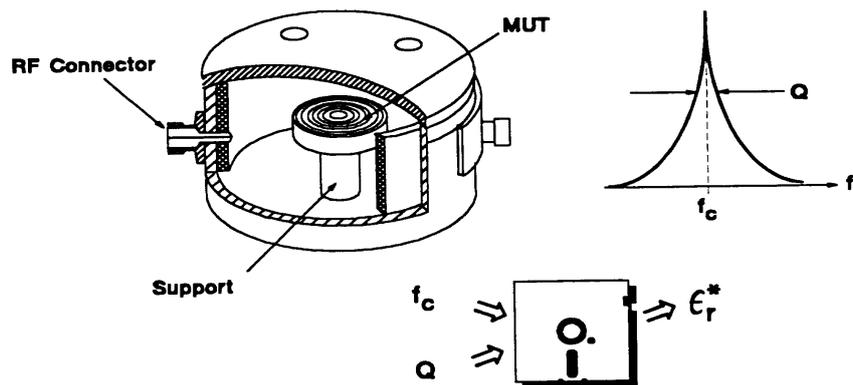


Figura 6. Métodos en cavidades resonantes.

Por último, los métodos en espacio libre (Figura 7) permiten analizar muestras grandes o planas usando una técnica sin contacto y alcanzando frecuencias elevadas. Este método tiene el inconveniente de la falta de precisión de los patrones de calibración “sin conector”, los posibles efectos de borde y posibles efectos de contorno.

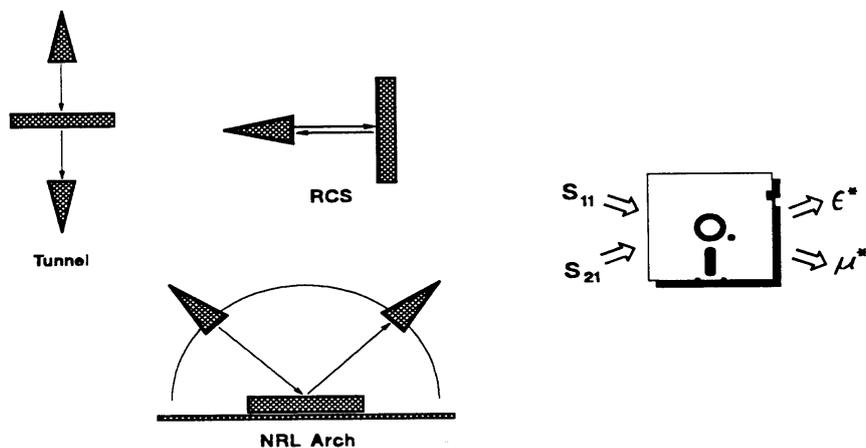


Figura 7. Métodos en espacio libre.

1.2 Bases teóricas.

Para medir las propiedades dieléctricas de una cerámica se propone como solución el método basado en sondas coaxiales en reflexión y transmisión mediante la utilización de dos sondas coaxiales acopladas, tal como aparece en la Figura 8. Sabemos que este tipo de sondas presentan un circuito equivalente en pi como el que vemos en la Figura 8 [3], con el cual podemos trabajar para obtener lo que buscamos.

En general, si entre las sondas existe un material homogéneo y con pérdidas, el circuito equivalente cambiaría por el representado en la Figura 9.

En este caso, interesa que predomine la capacidad de acoplamiento entre coaxiales (capacidad serie) y por ello conviene que la distancia entre las sondas sea pequeña. En nuestro caso, unos pocos milímetros (3-8mm).

Con todo esto, podemos llegar a dos conclusiones que serán la base para todo el proceso:

- El circuito de parámetros concentrados que modela el acoplamiento es un circuito en pi.
- De la medida de los parámetros de Scattering de la red en pi deduciremos las propiedades del material, en este caso, la permitividad compleja épsilon.

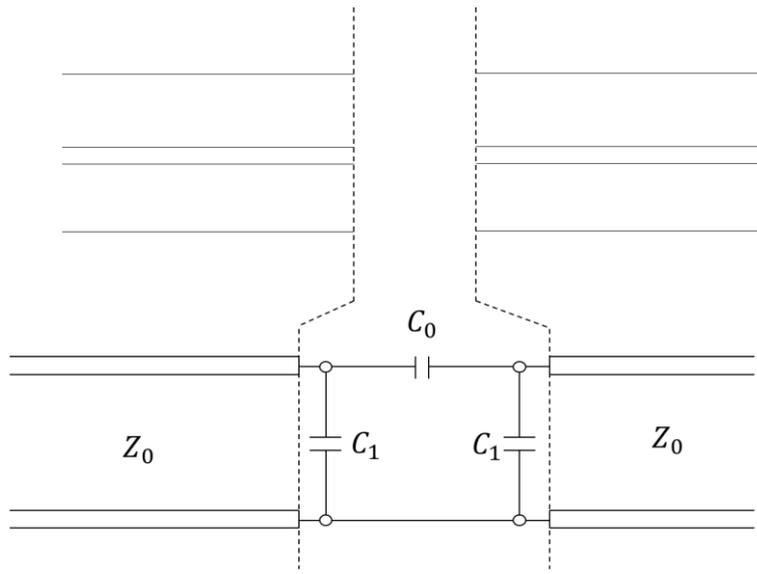


Figura 8. Sondas coaxiales acopladas y circuito equivalente.

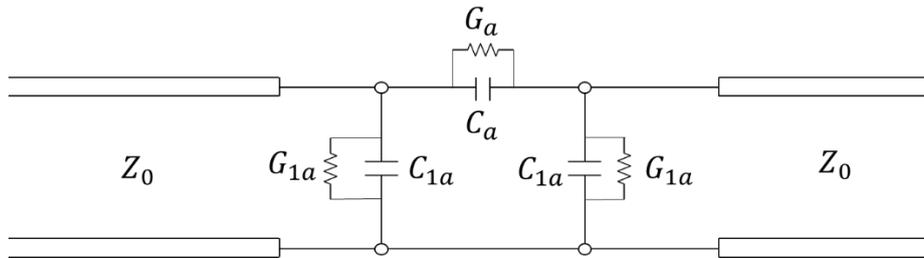


Figura 9. Circuito equivalente con material homogéneo entre las sondas.

1.3 Obtención teórica de la permitividad relativa y la tangente de pérdidas.

1.3.1 Mediante matriz A/ABCD.

Si el circuito equivalente anterior lo simplificamos como:

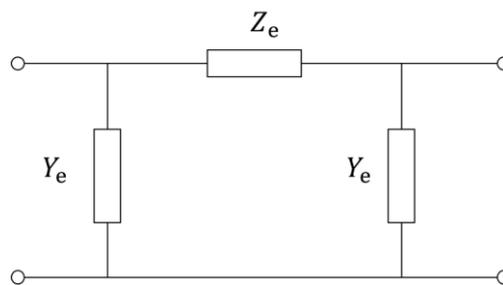


Figura 10. Circuito equivalente impedancias

Y tomamos los siguientes valores conocidos [4] de la matriz de parámetros S:

$$\bar{A} = \frac{S_{12}^2 + 1 - S_{11}^2}{2S_{12}} \quad (1.1)$$

$$\bar{B} = \frac{-S_{12}^2 + (1 + S_{11})^2}{2S_{12}} \quad (1.2)$$

$$\bar{C} = \frac{-S_{12}^2 + (1 - S_{11})^2}{2S_{12}} \quad (1.3)$$

$$\bar{D} = \frac{S_{12}^2 + 1 - S_{11}^2}{2S_{12}} \quad (1.4)$$

Que, a su vez, tiene esta forma para el caso de la red en pi de la Figura 10:

$$[A] = \begin{bmatrix} 1 + Y_e Z_e & Z_e \\ Y_e(2 + Y_e Z_e) & 1 + Y_e Z_e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \quad (1.5)$$

Llegamos a la siguiente impedancia, que equivale a la impedancia que ofrece el aire entre las dos sondas:

$$\bar{Z}_e = \frac{-S_{12}^2 + (1 + S_{11})^2}{2S_{12}} = \frac{1}{j\omega C_o Z_o} \quad (1.6)$$

A continuación, una vez medidos dichos parámetros S, el cálculo de la capacidad Co es inmediato.

$$C_o = \frac{j2S_{12}}{\omega Z_o} \cdot \frac{1}{S_{12}^2 - (1 + S_{11})^2} \quad (1.7)$$

Si ahora en vez de aire tuviéramos una carga cualquiera (1.8) llegaríamos de forma análoga al aire a la siguiente ecuación (1.10) de donde se obtiene Ga y Ca:

$$\bar{Z}_L = \frac{1}{Z_o(G_a + j\omega C_a)} \quad (1.8)$$

$$\frac{-S_{12}^2 + (1 + S_{11})^2}{2S_{12}} = \frac{1}{Z_o(G_a + j\omega C_a)} \quad (1.9)$$

$$Z_o G_a + j\omega Z_o C_a = \frac{2S_{12}}{-S_{12}^2 + (1 + S_{11})^2} \quad (1.10)$$

Por tanto, una vez medida la matriz de parámetros S tanto en carga como en vacío (aire), se obtiene los parámetros Co, Ca y Ga, a partir de los cuales calcularemos la permitividad compleja, que tiene la forma $\varepsilon = \varepsilon' - j\varepsilon''$.

Para ello proponemos la siguiente hipótesis: Si a un condensador con una determinada geometría se le rellena el vacío (aire) por un material cualquiera (carga), sin variar la geometría, la admitancia dicho condensador será:

$$j\omega(\varepsilon' - j\varepsilon'')C_o = j\omega\varepsilon'C_o - \omega\varepsilon''C_o \quad (1.11)$$

Esto es equivalente a una conductancia de valor (1.12) en paralelo con una capacidad de valor (1.13):

$$G_a = \omega\varepsilon''C_o \quad (1.12)$$

$$C_a = \varepsilon'C_o \quad (1.13)$$

Como ya tenemos los valores de Co, Ca y Ga; obtenemos de forma directa los valores de la permitividad:

$$\boxed{\begin{aligned}\varepsilon' &= \frac{C_a}{C_0} \\ \varepsilon'' &= \frac{G_a}{\omega C_0}\end{aligned}} \quad (1.14)$$

1.3.2 Mediante la matriz de admitancias Y.

El mismo proceso anterior lo podemos afrontar partiendo de la matriz de admitancias Y, que es conocida [4].

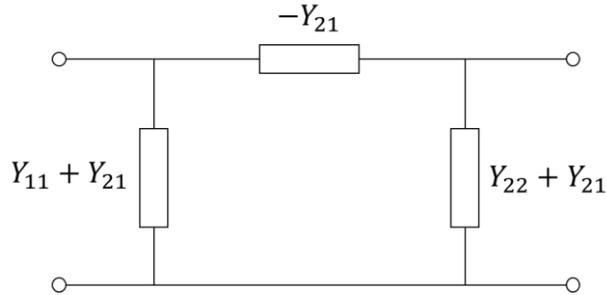


Figura 11. Red de admitancias en Pi.

Es conocida la capacidad de un condensador de placas paralelas, de forma que la del vacío (aire) será la siguiente (1.15), siendo S la superficie de las placas y d la distancia entre ellas.

$$C_0 = \varepsilon_0 \frac{S}{d} \quad (1.15)$$

Por tanto, para una carga cualquiera, esta capacidad se podrá desarrollar de la siguiente forma:

$$C = \varepsilon_0 \varepsilon_r \frac{S}{d} \quad (1.16)$$

$$C = \varepsilon_0 (\varepsilon' - j\varepsilon'') \frac{S}{d} \quad (1.17)$$

$$C = \varepsilon_0 \varepsilon' (1 - j \frac{\varepsilon''}{\varepsilon'}) \frac{S}{d} \quad (1.18)$$

Donde ε' será nuestra ε_r , y la relación $\frac{\varepsilon''}{\varepsilon'}$ es lo que se define como la $tg\delta$ (tangente de pérdidas). Por otra parte, conocemos la admitancia de un condensador que, para esta capacidad anteriormente nombrada, resultará de la siguiente forma:

$$Y = j\omega C = j\omega \varepsilon_0 \varepsilon_r (1 - jtg\delta) \frac{S}{d} \quad (1.19)$$

Donde podemos ver la parte real y la parte imaginaria bien separadas:

$$Y = \underbrace{j\omega \varepsilon_0 \varepsilon_r \frac{S}{d}}_C + \omega \varepsilon_0 \varepsilon_r tg\delta \frac{S}{d} = j\omega C + \underbrace{\omega C tg\delta}_G \quad (1.20)$$

Como resultado de esto, podemos observar como ya está resuelto lo que buscábamos.

$$\text{Im}[Y_0] = \omega C_0 = \omega \varepsilon_0 \frac{S}{d} \quad (1.21)$$

$$\text{Im}[Y] = \omega C = \omega \varepsilon_0 \varepsilon_r \frac{S}{d} \quad (1.22)$$

$$\boxed{\varepsilon_r = \frac{\text{Im}[Y]}{\text{Im}[Y_0]}} \quad (1.23)$$

Del modelo en pi la admitancia más dependiente de la permitividad de la muestra buscada sería la admitancia serie, es decir, $-Y_{21}$. Por lo que quedaría que:

$$\boxed{\varepsilon_r = \frac{\text{Im}[Y_{21}]}{\text{Im}[-Y_{21_0}]}} \quad (1.23b)$$

Por otra parte, la parte real de la admitancia es la que nos dará el valor de la tangente de pérdidas.

$$\text{Re}[Y] = \omega C \text{tg} \delta \rightarrow \text{tg} \delta = \frac{\text{Re}[Y]}{\omega C} \quad (1.24)$$

$$C_{sm} = \frac{1}{2\pi f} \text{Im}[-Y_{21}] \quad (1.25)$$

$$\text{tg} \delta = \frac{1}{2\pi f C_{sm}} \text{Re}[Y_{21}] \quad (1.26)$$

$$\boxed{\text{tg} \delta = \frac{\text{Re}[Y_{21}]}{\text{Im}[-Y_{21}]}} \quad (1.27)$$

Puesto que la matriz de admitancias se obtiene de forma inmediata a partir de la matriz S, el elemento Y_{21} será conocido y, por tanto, también lo será la tangente de pérdidas.

1.4 Sistema de medida y obtención de las propiedades dieléctricas.

1.4.1 Medida de los parámetros S mediante analizador de redes.

Tal como hemos visto en el apartado anterior, para la obtención de las propiedades dieléctricas que buscamos, necesitamos de los parámetros de admitancia. Además, sabemos que el paso de parámetros de admitancia a parámetros de Scattering es inmediato, por tanto, llegamos a la conclusión que, para obtener la permitividad relativa y las pérdidas del material, necesitaremos de una herramienta básica en un laboratorio de microondas como es el VNA (Vector Network Analyzer).

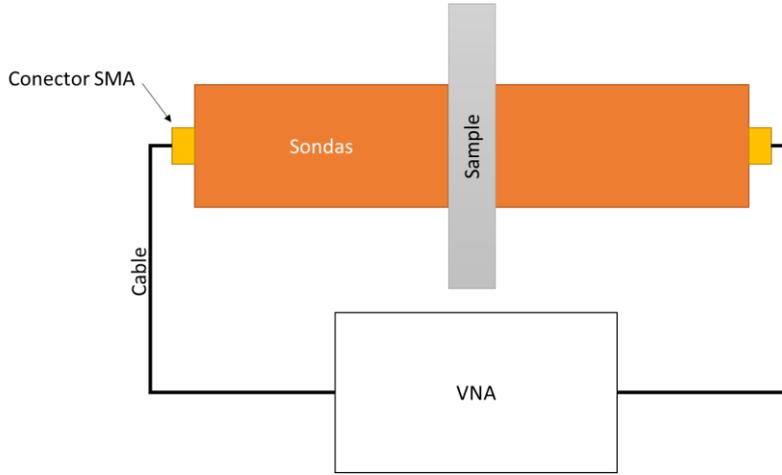


Figura 12. Esquema sistema de medida parámetros S.

Como en toda medida en un analizador de redes, necesitaremos realizar una calibración inicial para disminuir los errores sistemáticos, que son todos aquellos procedentes de los materiales y circuitos internos, así como los cables y conectores que tengamos conectados a las entradas del analizador. Esta primera calibración la realizaremos con un kit de calibración en Short, Open y Load. Existen otros kits de calibración, pero nosotros usaremos este. Una vez realizada la calibración procederemos al cálculo mediante el analizador de redes de los parámetros S, tanto de la muestra como del aire, manteniendo la distancia entre las sondas, para cumplir con lo expuesto en las bases teóricas.

1.4.2 Calibración de tipo respuesta.

Con el fin de medir los parámetros de Scattering en los planos donde situaremos la muestra (sample), es necesario hacer un refinamiento en la calibración, en este caso una calibración de corrección de fase, donde situaremos el plano de referencia al final de la sonda. Para ello necesitaremos realizar una serie de medidas.

Como podemos decir que es un sistema simétrico, la calibración de los parámetros S sería de la siguiente forma:

1. Calibramos el parámetro S₁₁, tanto de la medida del aire como de la muestra, mediante una medida de corto en los planos de referencia deseados, de forma que, como módulo del corto será la unidad, lo que nos estará calibrando es el cambio de fase que se produce a lo largo de la sonda.

$$S_{11_{aire_cal}} = \frac{-S_{11_{aire}}}{S_{11_{short}}} \quad (1.28)$$

$$S_{11_{sample_cal}} = \frac{-S_{11_{sample}}}{S_{11_{short}}} \quad (1.29)$$

2. El mismo proceso lo realizamos con el S₂₁. Los parámetros simétricos no hace falta calcularlos puesto que se acepta la simetría.

$$S_{21_{aire_cal}} = \frac{-S_{21_{aire}}}{S_{11_{short}}} \quad (1.30)$$

$$S_{21_{sample_cal}} = \frac{-S_{21_{sample}}}{S_{11_{short}}} \quad (1.31)$$

Con estos cálculos habremos desplazado el plano de referencia al deseado y podemos ya proceder al cálculo de la permitividad y las pérdidas del material.

1.4.3 Cálculo permitividad relativa y tangente de pérdidas.

Por último, queda ejecutar lo expuesto en el apartado 1.3.2, donde después de todo el proceso de obtención de los parámetros S y su calibración, obtendremos los parámetros de interés para nuestro sistema de medida.

Es conocido el cambio de parámetros S a parámetros Y [3].

$$\bar{Y}_{21_{aire}} = \frac{-2S_{21_{aire_cal}}}{2S_{11_{aire_cal}} + S_{11_{aire_cal}}^2 - S_{21_{aire_cal}}^2 + 1} \quad (1.32)$$

$$\bar{Y}_{21_{sample}} = \frac{-2S_{21_{sample_cal}}}{2S_{11_{sample_cal}} + S_{11_{sample_cal}}^2 - S_{21_{sample_cal}}^2 + 1} \quad (1.33)$$

A continuación, normalizamos respecto a la impedancia Z0:

$$Y_{21_{aire}} = \frac{\bar{Y}_{21_{aire}}}{Z_0} = \frac{\bar{Y}_{21_{aire}}}{50} \quad (1.34)$$

$$Y_{21_{sample}} = \frac{\bar{Y}_{21_{sample}}}{Z_0} = \frac{\bar{Y}_{21_{sample}}}{50} \quad (1.35)$$

Por último, obtenemos los parámetros que buscamos. Como hemos comentado al principio del capítulo, para el cálculo de las propiedades dieléctricas, necesitaremos dos muestras: una de referencia y la otra la muestra a analizar. Por esto, se ha añadido a la ecuación (1.36) una constante llamada Eref. Dicha constante la llamaremos permitividad de referencia. En función del material que tomemos como referencia para hacer las medidas, variará este valor. De forma general, la medida de referencia se realizará con aire y por tanto Eref tendrá valor 1.

$$\epsilon_r = \epsilon_{ref} \frac{\text{Im}[Y_{21_{sample}}]}{\text{Im}[Y_{21_{aire}}]} \quad (1.36)$$

$$tg \delta = \frac{\text{Re}[Y_{21_{sample}}]}{\text{Im}[-Y_{21_{sample}}]} \quad (1.37)$$

Capítulo 2. Implementación.

En el siguiente capítulo observaremos todos los elementos necesarios para implementar el desarrollo teórico arriba expuesto. Además, valoraremos las posibilidades que nos ofrece el mercado actual para poder realizar dicho diseño.

Tal como observamos en la Figura 12, necesitaremos un analizador de redes, un par de sondas coaxiales y la muestra a medir.

2.1 Propuesta para el sistema de medida.

2.1.1 Analizador de redes: PocketVNA.

Estudiando el mercado de analizadores de redes y la capacidad, precisión y precio de cada uno de ellos, llegamos a la conclusión de que, para ofrecer un sistema completo de medida orientado al mundo empresarial, concretamente a la industria, es necesario que dicho sistema sea lo más eficiente y dinámico posible.

Actualmente el mercado europeo nos ofrece un tipo de analizadores con unas capacidades notablemente inferiores a los equipos de análisis profesionales, pero cuyo rendimiento es suficiente para nuestro sistema. Con ello conseguimos reducir costes, obtener una mayor movilidad y una mayor inserción en el sector industrial debido a su *user-friendly interface*.

Valorando las pocas opciones existentes en el mercado, por su reciente aparición, ha sido el “Pocket Vector Network Analyzer (PocketVNA)”, el que mejor se adapta a las necesidades y objetivos del proyecto, tanto por facilidad de uso del software, calidad de componentes, como por los complementos de calibración incluidos. Además, compartí la búsqueda con diferentes profesores de la Escuela y valoraron positivamente la elección realizada.

Con este dispositivo podemos medir una gran variedad de parámetros eléctricos en el rango de trabajo por debajo de 1 MHz hasta 4 GHz. Principalmente, nuestro objetivo será medir parámetros de Scattering, pero también nos permitirá calcular las pérdidas de retorno o transmisión, VSWR, impedancia compleja, etc.

En cuanto a las especificaciones técnicas del dispositivo, podemos decir que cuenta con dos puertos: el puerto 1 mide la señal reflejada (S11) y el puerto dos la señal transmitida (S21). Además del rango de trabajo comentado anteriormente, el PocketVNA nos proporciona un rango dinámico de hasta -70 dB a 50 MHz y hasta -40 dB a la frecuencia de 4 GHz. Debido a este rango dinámico, podremos calcular una impedancia cuyo rango va desde 3 hasta 1000 ohm. En cuanto a la velocidad de trabajo del dispositivo, un escaneo normal tarda sobre los 10 ms por *data point* más la comunicación. Como ejemplo: una medida de 1001 puntos cuesta 12 segundos. También, cuanto mayor sea el rango de alta resolución, aumentará el tiempo considerablemente. Con relación a la especificación anterior, el número de pasos o muestras que puede tomar nuestro dispositivo van desde 1 hasta 10001. Sabiendo que la alimentación de este dispositivo es vía USB, ofrece un consumo bajo, típicamente en torno a los 400 Ma. Por último, las dimensiones físicas del dispositivo son las siguientes: (length x width x height): 90 mm x 64 mm x 26 mm.

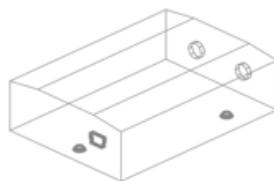


Figura 13. Esquema gráfico dispositivo PocketVNA.

El uso de este analizador mediante software propio se divide en dos fases: una primera de calibración Short, Load, Open y Thru, incorporados con el dispositivo (Figura 14), con la que

eliminamos los posibles errores debido a los cables, conexiones, o el mismo circuito interior del analizador; la segunda fase consiste en medir los valores que queremos encontrar y representarlo bien en rectangular o bien en Carta de Smith.



Figura 14. PocketVNA, kit de calibración y cables.

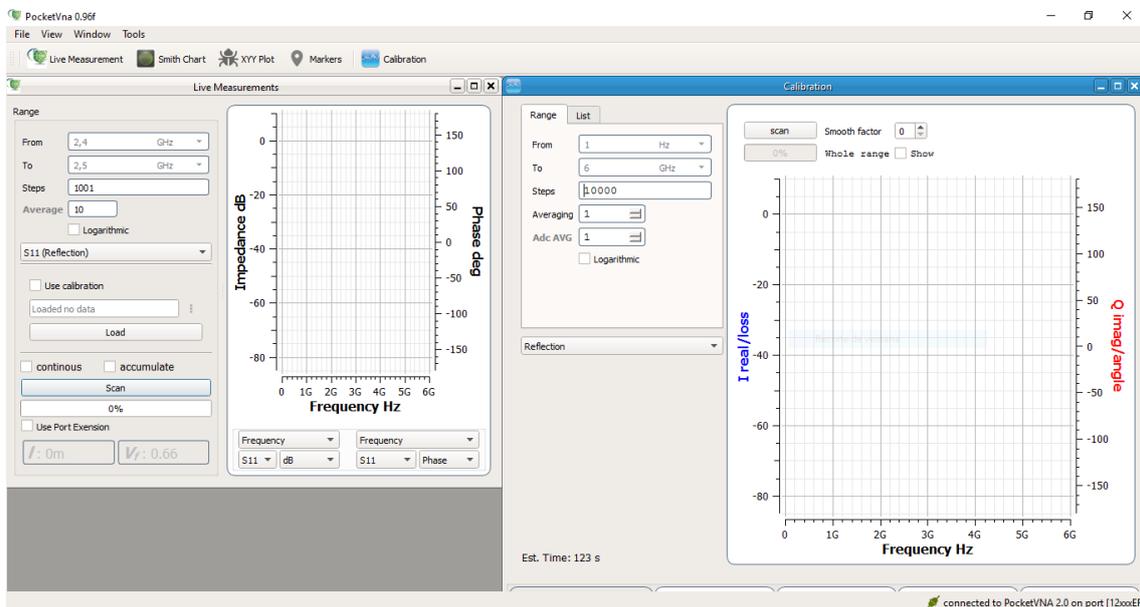


Figura 15. Vista general software.

En el Anexo 1. Datasheet PocketVNA., se puede encontrar toda la información y especificaciones arriba brevemente detalladas. Además, en la bibliografía encontramos la referencia a la página oficial del dispositivo donde se encuentran todos los manuales de usuario y el software de medición [5].

2.1.2 Soporte mecánico para las sondas.

Como vimos el Capítulo 1, marco teórico, el esquema utilizado es el de dos sondas coaxiales acopladas, y contará con dos medidas: la del material a analizar y la del aire (con el mismo espesor del material). Para ello, necesitaremos una estructura mecánica que nos ofrezca lo citado anteriormente de forma que consigamos una precisión lo suficientemente elevada para sujetar el material y, posteriormente, recuperar la separación que tenían las sondas con el material en medio.

Tras valorar muchas opciones, llegamos a la conclusión de que un buen sistema sería en horizontal que nos permitiera desplazar las sondas por un riel pautado. Para ello, acudimos al mercado de elementos para sistemas ópticos y valoramos las distintas posibilidades.

Siendo conscientes de la precisión necesaria y del coste de los elementos de alta precisión, recalamos en la empresa americana ThorLabs [6], que nos ofrece una serie de elementos, de su gama *Optomechanics*, válidos para el sistema de montaje que necesitamos.

La idea consiste en un riel pautado con una precisión de milímetros (Figura 16), sobre el cual se ubican dos bloques (Figura 17) que se desplazan por el mismo. Incorporadas a estos dos bloques, tenemos los elementos de sujeción de las sondas (Figura 18). A continuación, observamos cada uno de los elementos individualmente y finalmente una imagen del montaje mecánico completo (Figura 19).



Figura 16. Riel pautado.

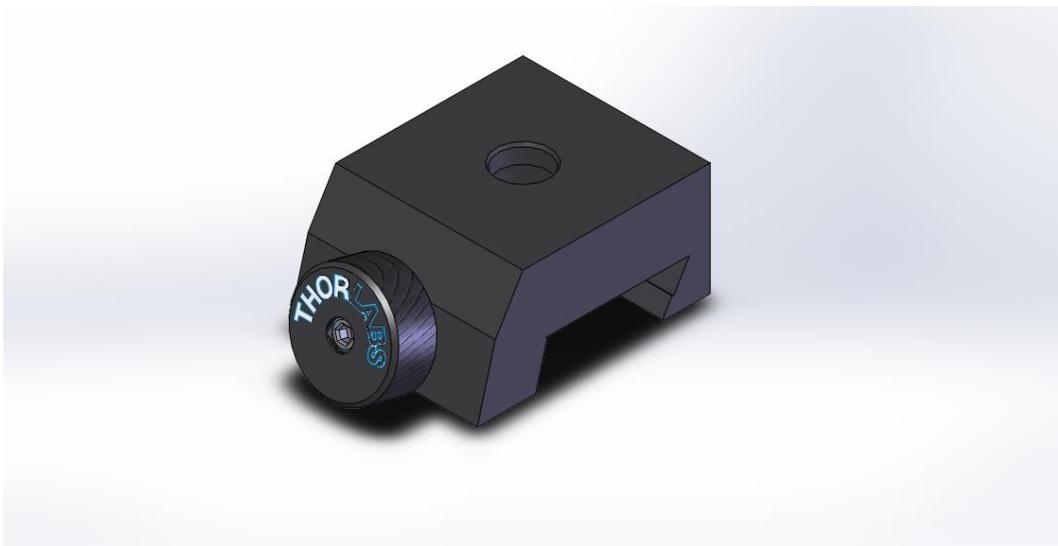


Figura 17. Módulo deslizable.

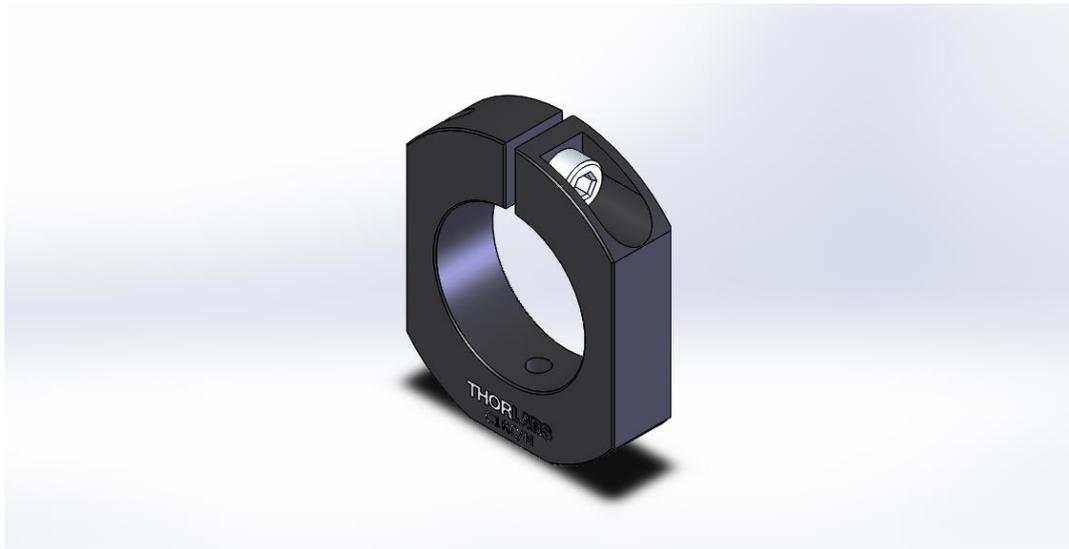


Figura 18. Elemento de sujeción.



Figura 19. Montaje final del sistema mecánico.

2.1.3 Sondas coaxiales.

Los últimos elementos del sistema, de los que ya hemos hablado extensamente en el apartado teórico, son las dos sondas coaxiales. Encontrar las dimensiones de las mismas ha sido la parte con más carga de trabajo de todo el proyecto; es por esto por lo que le dedicamos enteramente el siguiente apartado 2.3.

2.2 Software.

Previo a la definición de las sondas mediante el estudio paramétrico, es conveniente hablar del software utilizado para el mismo. Para la realización del estudio paramétrico han sido necesarios una serie de programas de uso frecuente en nuestro campo. Éstos son: el software de cálculo de elementos finitos HFSS de la empresa Ansys, y la suite Microwave Office de la empresa AWR.

2.2.1 HFSS

El programa de simulación de elementos finitos HFSS de la compañía Ansys es, tal como lo indica la propia empresa [7], un programa de simulación de campos electromagnético de alta frecuencia. Éste nos permite ejecutar diseños rápidos y precisos en dispositivos electrónicos y plataformas de alta frecuencia y de alta velocidad. Todo ello mediante cálculos de elementos finitos, ecuaciones integrales, métodos híbridos avanzados y asintóticos. HFSS nos ofrece una precisión de onda completa en 3D proporcionándonos la posibilidad de crear prototipos y variar diseños en un reducido espacio de tiempo.

Con este programa, hemos diseñado nuestro prototipo y realizado las distintas variaciones. La ventaja de uso de este programa la encontramos a la hora de definir como son las piezas y los parámetros de las mismas. Se caracteriza por un diseño simple compuesto por cilindros, tetraedros y otras formas típicas. En nuestro diseño únicamente hemos utilizado cilindros.

A la hora de modificar el diseño original, el proceso es inmediato puesto que permite definir los elementos mediante parámetros globales quedando todo parametrizado e independiente del valor en si. A continuación (Figura 20), mostramos como definiríamos un cilindro cualquiera, es decir, un conductor electromagnético cualquiera.

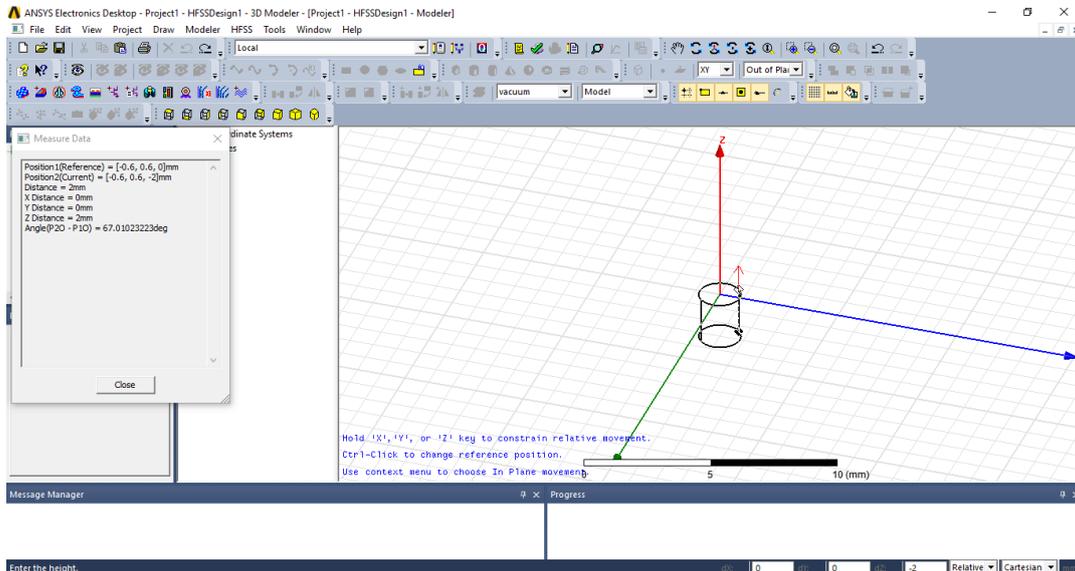


Figura 20. Creación del diseño original cilindro.

Observamos como los valores de la izquierda (Measure Data) se han tomado arbitrariamente. A continuación, mediante los parámetros globales, ajustamos el diseño a nuestras medidas.

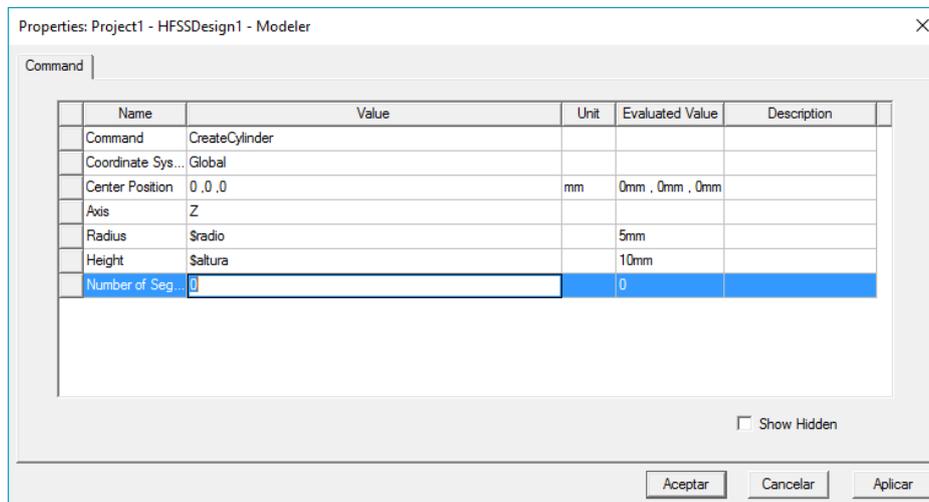


Figura 21. Propiedades cilindro.

Observamos como nuestro cilindro (Figura 22), tiene las dimensiones que hemos introducido en los parámetros globales \$radio y \$altura. Posteriormente, para modificarlo nos bastará acudir a los parámetros del diseño y simplemente modificar el valor.

Tal como hemos visto con el cilindro, con todos los elementos de nuestro diseño se procede de igual forma, permitiéndonos así una mayor libertad de edición.

En un mismo diseño, podemos introducir más de un modelo. Esto es: en el diseño versión 1 de nuestro prototipo tendremos tres modelos: Aire, donde entre las dos sondas no habrá nada, Short, donde entre las dos sondas encontraremos un disco en cortocircuito, y por último el Sample, donde ahora en vez de un disco conductor (cortocircuito) tendremos un disco de un material conocido. Este material será nuestra muestra que analizar, y se caracteriza principalmente por su valor de Épsilon ϵ (ϵ_r).

Para cada modelo, una vez realizado el diseño gráfico necesitamos aplicar un contorno (Boundary) que simule una radiación infinita (Figura 23). Además, necesitamos excitar dos puertos para cumplir con el modelo teórico arriba expuesto (Figura 24).

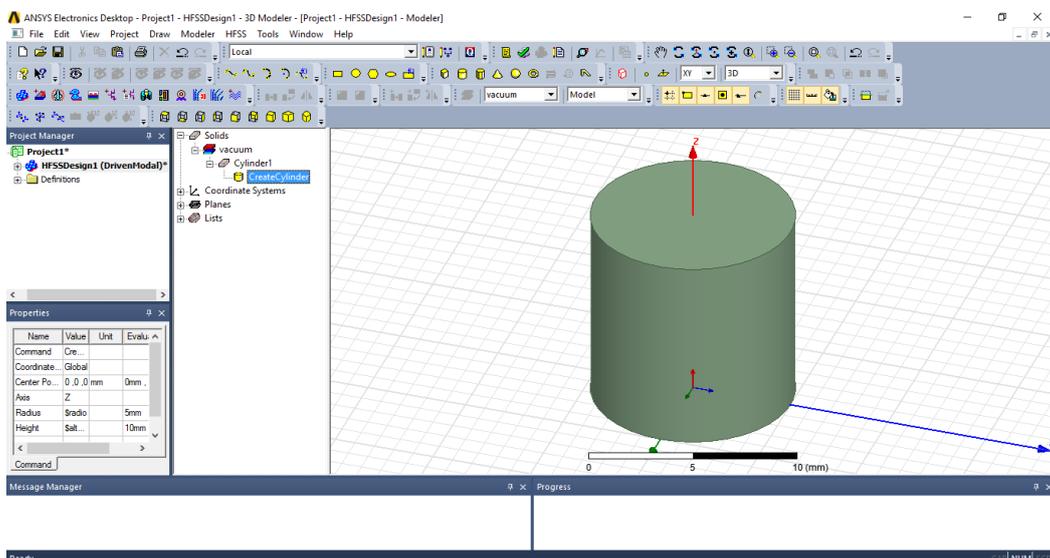


Figura 22. Cilindro con los parámetros introducidos.

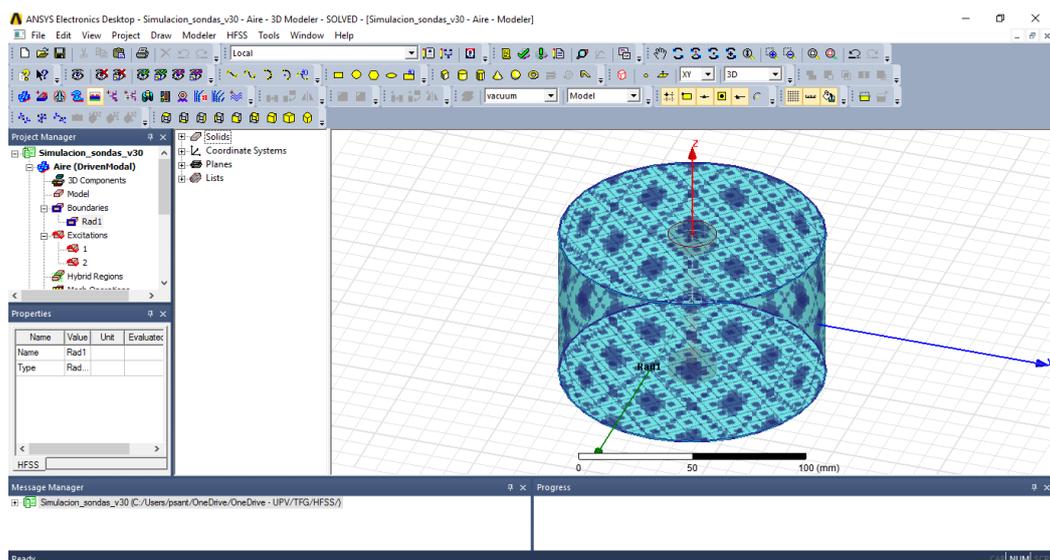


Figura 23. Asignación contorno de radiación infinita.

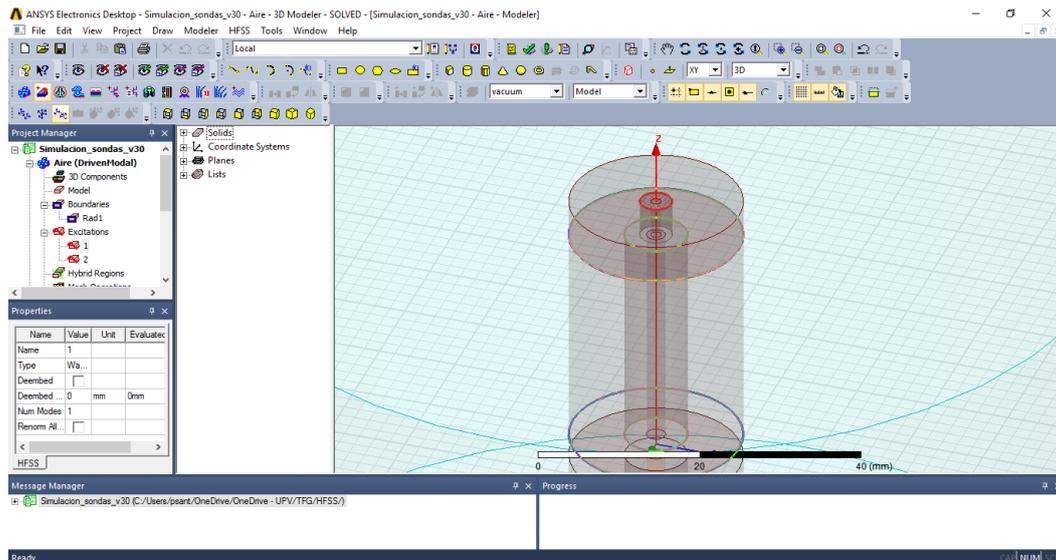


Figura 24. Excitación puertos.

Por último, creamos una *Driven Solution*, donde especificamos las condiciones principales de simulación: frecuencia central de trabajo, número máximo y mínimo de iteraciones, criterio de convergencia, y número máximo y mínimo de iteraciones después de haber alcanzado la convergencia (Figura 25). Además, es necesario añadir un barrido de frecuencia a dicha simulación, para obtener resultados en un rango determinado y poder analizar correctamente cada situación (Figura 26).

Realizadas estas configuraciones, validamos  que el diseño este correcto (hay que ir con cuidado con las intersecciones), y analizamos  la simulación arriba citada.

Tras analizar, queda interpretar el análisis. El software HFSS permite al usuario representar gráficamente los resultados, pero hemos creído conveniente esta parte realizarla con el otro programa, MWO, por ser más completo para este apartado. Por tanto, es necesario exportar los resultados obtenidos de la simulación en un formato conocido por el otro software. Este formato es el llamado Touchstone. Dichos ficheros almacenan los datos en filas y columnas, de forma que extraer los parámetros S de la simulación y exportarlos al programa de tratamiento de datos es inmediato. Además, estos ficheros almacenan también las variables globales de la simulación, al igual que explicita las unidades y tipo de datos almacenados (Figura 27).

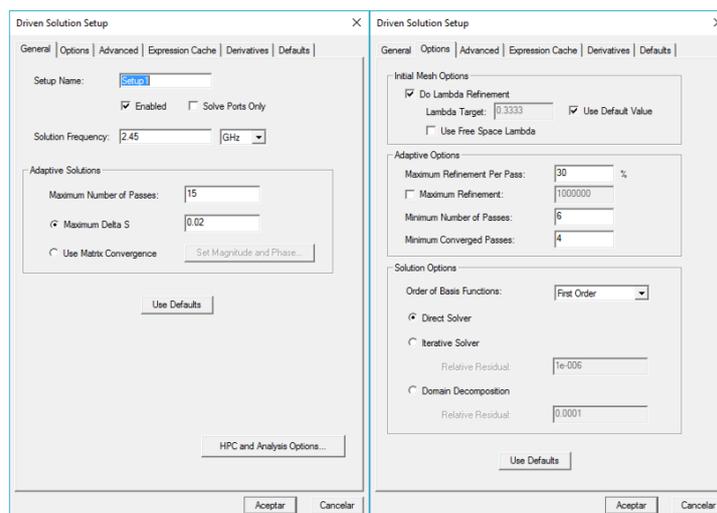


Figura 25. Driven Solution Setup.

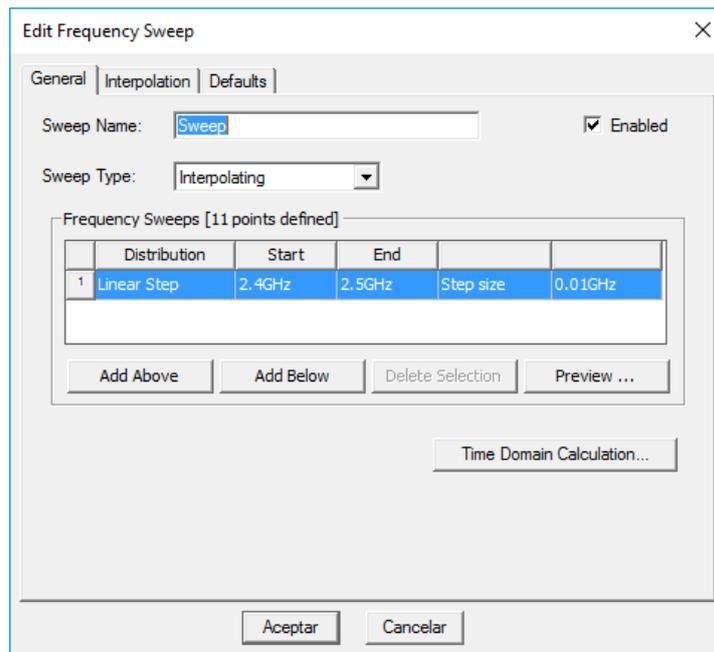


Figura 26. Configuración de barrido en frecuencia.

```

! Touchstone file from project Simulacion_sondas_v8
! Exported from HFSS 2016.0.0
! Variables:
! $L1 = 50mm
! $L2 = 6mm
! $Lm = 3mm
! $a = 2.5mm
! $b = 5mm
! $er = 15
! $r1 = 20mm
! $r2 = 20mm
! $ra = 60mm
! $rm = 50mm
! Data is not renormalized
# GHZ S MA
! Modal data exported
! Port[1] = 1:1
! Port[2] = 2:1
2.4 0.332187085856948 149.166824904937 0.818700736811772 -144.059051501202 0.818700736811761 -144.05
2.41 0.283615152334742 150.976107481438 0.821898504565326 -149.896781583169 0.821898504565318 -149.89
2.42 0.237589997203668 156.748020766513 0.82070328982382 -156.107824367751 0.820703289823815 -156.107
2.43 0.203973352173901 168.741050585018 0.813757612288463 -162.693387035681 0.81375761228846 -162.693
2.44 0.198511456237212 -173.720863296335 0.799662665973429 -169.632073114534 0.799662665973428 -169.63
2.45 0.230313585900568 -157.981215020181 0.777191300490047 -176.872506886986 0.777191300490047 -176.87
2.46 0.290809301226987 -149.421681957048 0.745571325715115 175.671413001824 0.745571325715115 175.671

```

Figura 27. Captura fichero Touchstone.

2.2.2 MWO

El paquete de diseño Microwave Office es una completa solución informática para los diseñadores de todo tipo de circuitos de RF y microondas, desde módulos de microondas integrados hasta circuitos integrados de microondas monolíticos (MMIC), pasando por todos los dispositivos intermedios. Microwave Office es conocido por su interfaz intuitiva de usuario y su diseño potente e innovador. Está pensado para conducir a las empresas y diseñadores a acelerar el desarrollo de productos electrónicos de alta frecuencia, como es nuestro caso. Entre sus aplicaciones más destacadas encontramos amplificadores de potencia, filtros, osciladores, intercambiadores, mezcladores y circuitos pasivos [8].

Además, las principales funciones que permite realizar van desde diseño de esquemáticos/layout, simulación de circuitos lineales y no lineales, análisis electromagnético, síntesis, optimización y análisis de rendimiento, hasta verificación de reglas DRC/LVS y kits de diseño de procesos (PDK).

En nuestro caso, vamos a usar este potente software para procesar los datos obtenidos de las simulaciones. Para ello, necesitaremos insertar los datos en los ya mencionados ficheros

Touchstone, y a continuación, extraer de ellos los datos de interés. Mediante las ecuaciones definidas en el Capítulo 1 obtendremos los valores definitivos.

Las ecuaciones debemos adaptarlas al programa de forma que “enlacemos” los datos introducidos y operemos con ellos tal como aparece en la imagen (Figura 28).

```

Er = 1

S11short = Simulacion_sondas_v30_Short:S(1,1)

S11aire = Simulacion_sondas_v30_Aire:S(1,1)
S11sample = Simulacion_sondas_v30_Sample_8:S(1,1)

S21aire = Simulacion_sondas_v30_Aire:S(2,1)
S21sample = Simulacion_sondas_v30_Sample_8:S(2,1)

S11aire_cal=-S11aire/exp(j*angle(S11short))
S11sample_cal=-S11sample/exp(j*angle(S11short))

S21aire_cal=-S21aire/exp(j*angle(S11short))
S21sample_cal=-S21sample/exp(j*angle(S11short))

Y21aire=-2*S21aire_cal/(2*S11aire_cal+S11aire_cal^2-S21aire_cal^2+1)

Y21aire=Y21aire/50
Y21sample=Y21sample/50

ers=Er*imag(Y21sample)/imag(Y21aire)

tand=real(Y21sample)/imag(-Y21sample)

```

Figura 28. Output equations MWO.

Tras ejecutar las ecuaciones anteriores, podemos representar gráficamente el resultado y con la ayuda de marcadores observar el valor obtenido para cada una de las frecuencias (Figura 29). En nuestro caso, la frecuencia de trabajo que nos interesa es la de 2.45 GHz.

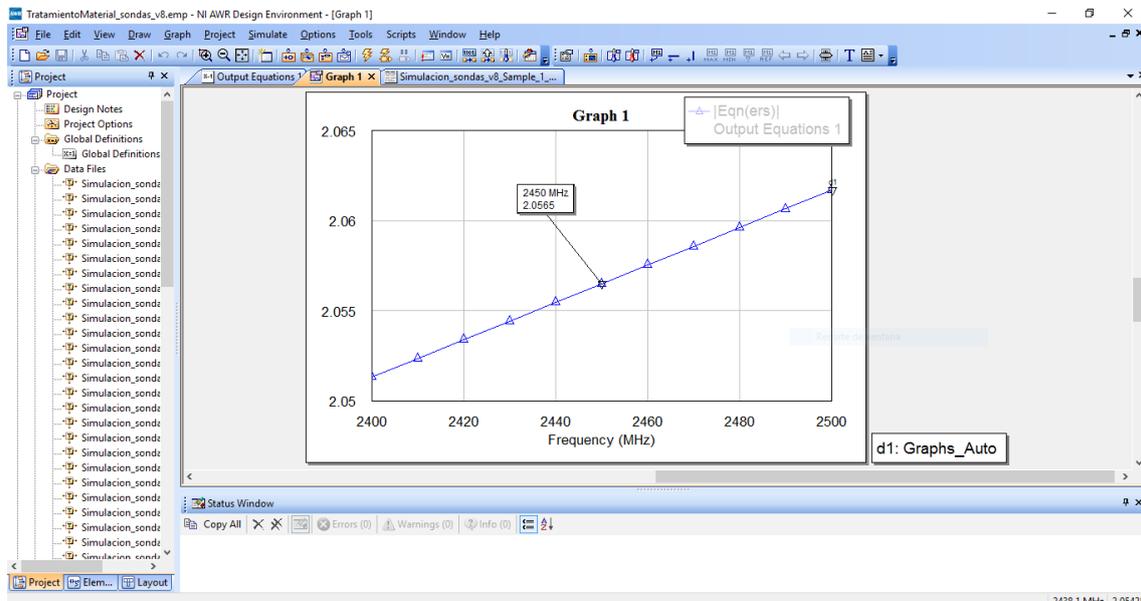


Figura 29. Resultado simulación a 2.45 GHz.

2.3 Estudio paramétrico de búsqueda de las sondas adecuadas.

Haciendo uso de los programas de simulación y tratamiento anteriores, podemos encontrar las sondas óptimas para nuestro sistema. Los pasos que debemos realizar en estos programas para el estudio paramétrico son los siguientes:

1. Analizar cada uno de los modelos. Tal como hemos explicado en el apartado anterior, necesitamos simular (analizar) cada uno de los modelos Short, Thru, Sample.
2. Exportar el *Matrix Data* sin normalizar. La simulación realizada se migra al programa de tratamiento, donde ya se ha tenido en cuenta la normalización en las ecuaciones, tal como aparece en la Figura 28.
3. Importar en MWO y actualizar las ecuaciones. Las ecuaciones hacen referencia a los ficheros, por ello cada vez que se importe un fichero nuevo, será necesario cambiar el “enlace” de la ecuación.
4. Observar el resultado gráficamente tal como se ha comentado anteriormente (Figura 29).
5. Repetir proceso para distintos valores de ϵ . Para unas mismas dimensiones, y distinta ϵ , solo será necesario analizar el modelo Sample.

A continuación, realizamos un repaso de los diferentes pasos tomados para el análisis paramétrico de las dimensiones de las sondas. Éstos están divididos en tres fases, acorde con las decisiones importantes tomadas durante su ejecución. Estas tres fases son: sondas con disco y radio interno pequeño, sondas con disco y radio interno grande y, por último, sondas sin disco.

2.3.1 Sondas con disco y radio interno pequeño.

Inicialmente, partimos de una idea en la que la sonda tenía dos diámetros exteriores distintos; esto es, en la zona de contacto con el material situar un disco más grande que la sonda para mejorar la calidad del contacto. Con estos parámetros el diseño HFSS queda de la siguiente forma:

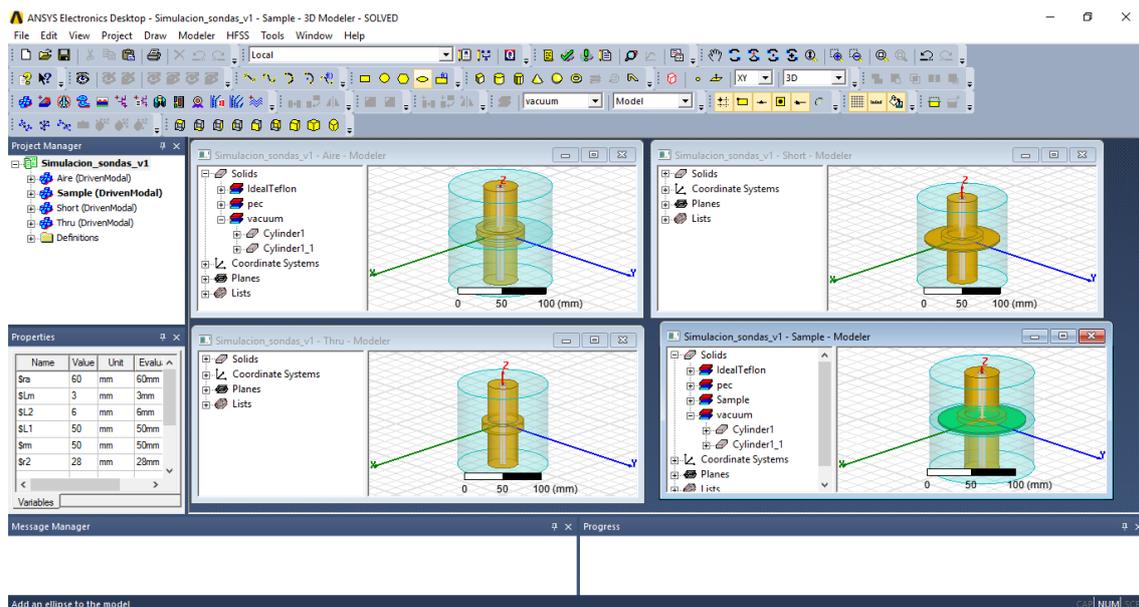


Figura 30. Vista global software de simulación (Vista dimétrica de los modelos).

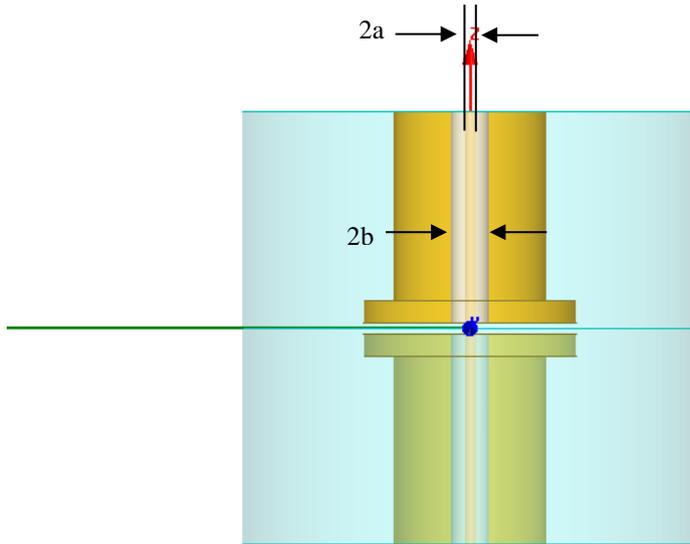


Figura 31. Vista alzado del modelo "aire".

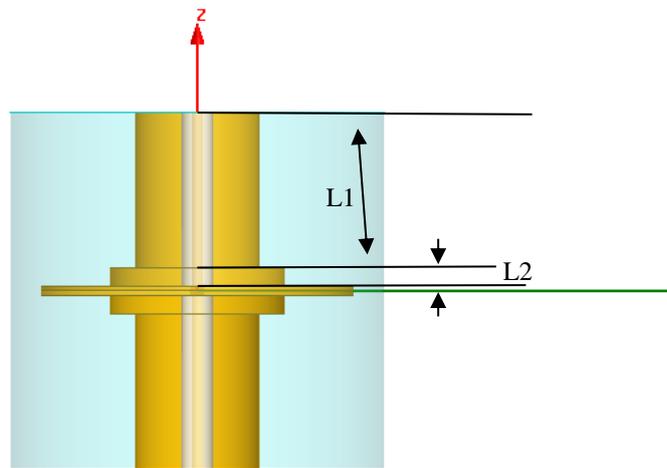


Figura 32. Vista alzado del modelo "short".

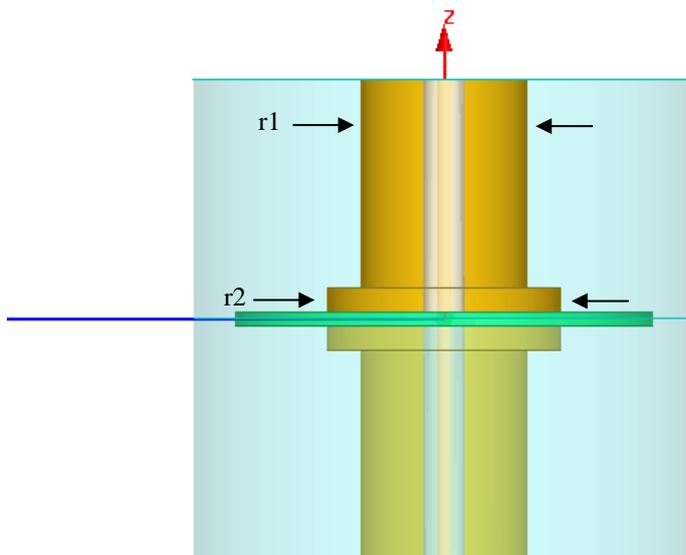


Figura 33. Vista alzado modelo "sample".

En dichos modelos, los parámetros comunes que caracterizan las dimensiones de las sondas son las siguientes:

- r_2 = radio externo disco = 28 mm.
- r_1 = radio externo conductor externo = 20 mm.
- a = radio conductor interno = 1.5 mm.
- b = radio interno conductor externo = radio teflón = 5 mm.
- L_2 = altura disco (r_2) = 6 mm.
- L_1 = altura restante (r_1) = 50 mm.
- Altura total sonda = $L_1+L_2 = 56$ mm.

Aportados estos datos y estas imágenes, que a priori, se van a mantener fijos, procedemos a realizar simulaciones para diferentes ϵ .

En las primeras pruebas, observamos que modificar la ϵ no afecta a las medidas del Aire y Short; sólo al Sample. Esto es lógico, puesto que es el único modelo en que tenemos muestra del material a determinar. Realizados los cálculos, tanto para un grosor de muestra de 3 y 6 mm, obtenemos la siguiente gráfica (Figura 34). En esta gráfica, que se repetirá a lo largo de este capítulo, relacionamos la ϵ introducida, o teórica, con la ϵ obtenida de la simulación. Nuestro objetivo es conseguir que la introducida y la obtenida sean lo más idénticas posibles. Esto indicará que nuestro sistema es altamente fiable.

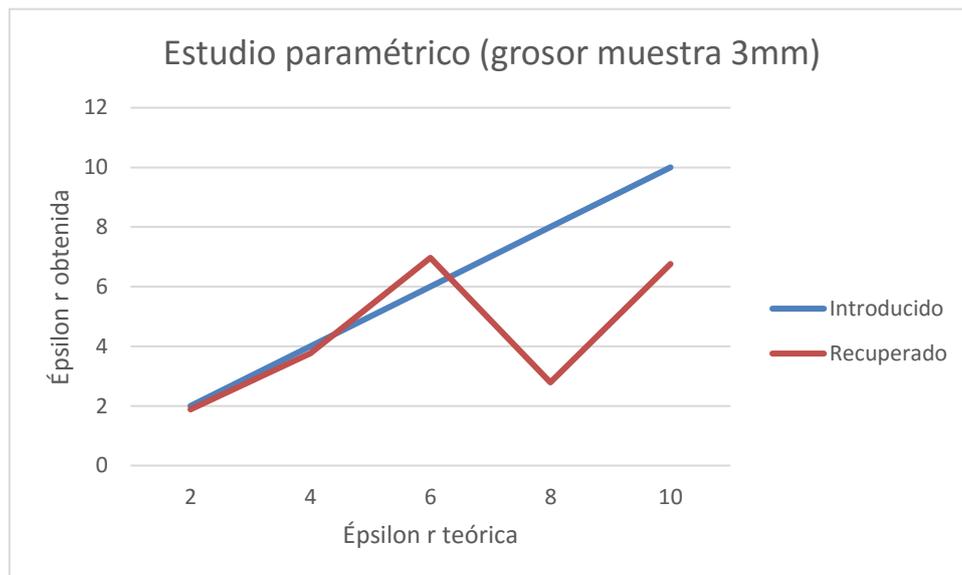


Figura 34. ϵ teórica frente a la recuperada para grosor de la muestra de 3 mm y parámetros físicos iniciales.

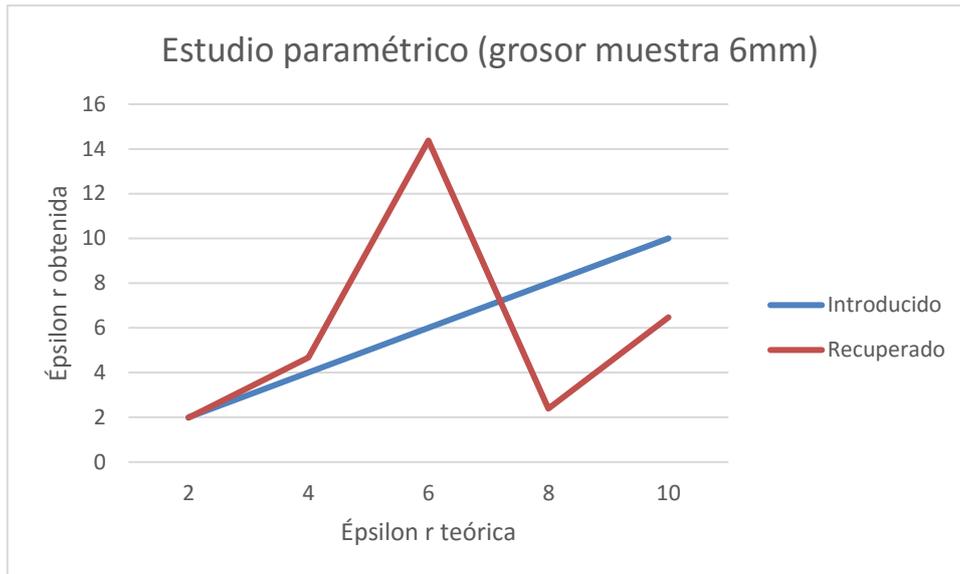


Figura 35. Épsilon teórica frente a la recuperada para grosor de la muestra de 6 mm y parámetros físicos iniciales.

Vistos los resultados de las simulaciones, observamos que llega un punto en que el valor recuperado empieza a fluctuar, dejando la tendencia para valores cercanos a la ϵ introducida y tomada como referencia (a partir de ahora ϵ_{ref}). Para comprobar si es problema del sistema o es problema de la simulación, procedemos a exigir una mayor convergencia al programa de simulación de elementos finitos HFSS. Comprobaremos para resultados más extremos y si obtenemos el mismo resultado que sin el refinamiento, podremos aceptar el resto de simulaciones como válidas.

Se nos ocurre otra posible solución que consiste en insertar un pequeño disco en el conductor interior, de forma que reduzca la dispersión de líneas de campo hacia el teflón del coaxial, perdiendo así precisión.

Tras un largo tiempo de simulación por la complejidad del mallado y la falta de recursos de nuestra estación de trabajo, nos encontramos que el resultado de la simulación realizando refinamiento de mallado general, y en las zonas más problemáticas, obtenemos un resultado prácticamente idéntico, por lo tanto, a priori no necesitamos refinamiento de mallado y, por consiguiente, ahí no está el error.

La segunda propuesta, también la descartamos porque no mejora el resultado, y si seguimos aumentando el radio del disco, nos encontramos ante una situación de corto circuito.

2.3.2 Sondas con disco y radio interno grande.

Con el fin de observar el porqué de las fluctuaciones para valores altos, aumentamos el radio interno, sabiendo que perdemos la impedancia de 50 ohm, ya que el radio del teflón y del conductor externo no lo modificamos.

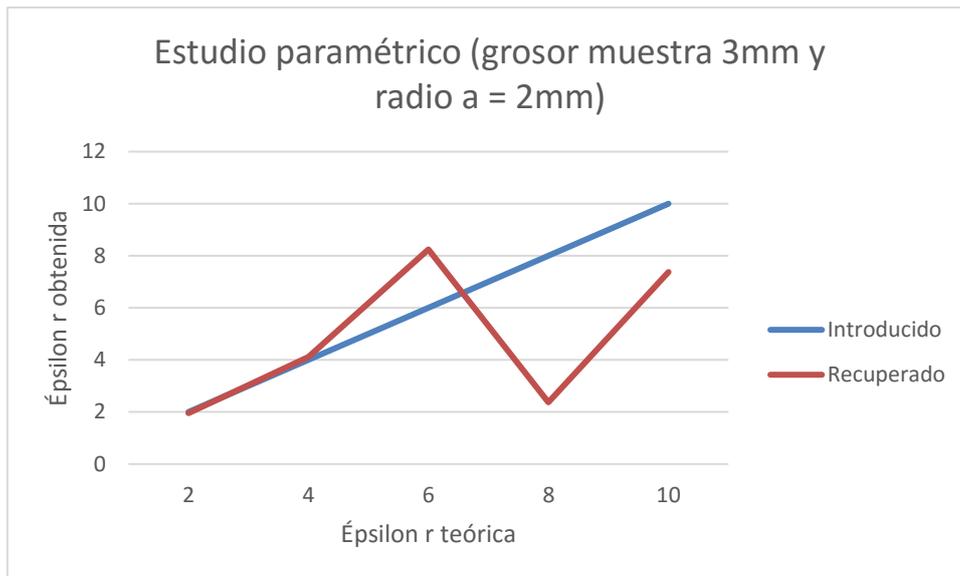


Figura 36. Épsilon teórica frente a la recuperada para grosor de la muestra de 3 mm y radio interno de 2mm.

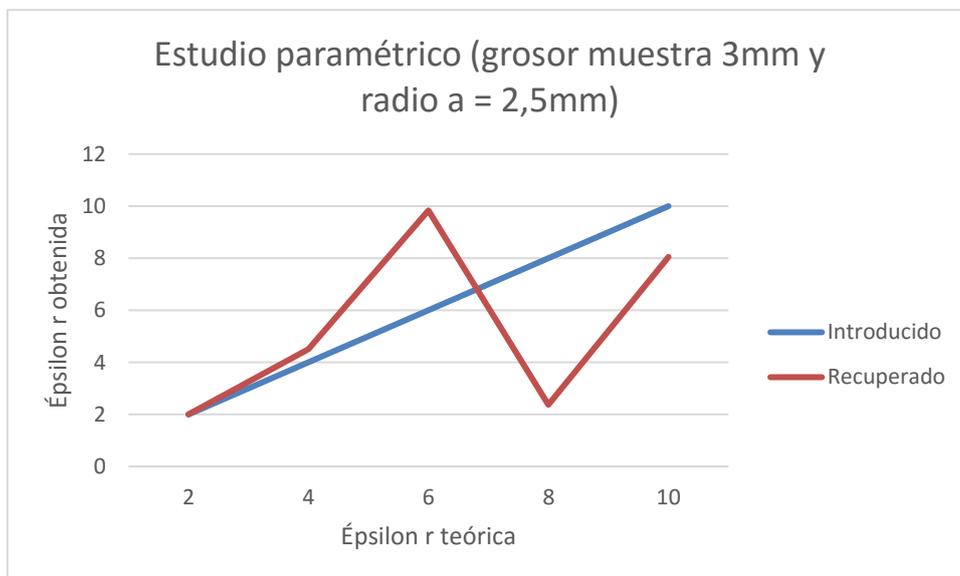


Figura 37. Épsilon teórica frente a la recuperada para grosor de la muestra de 3 mm y radio interno de 2,5mm.

Observamos en las dos imágenes anteriores (Figura 36 y Figura 37) que seguimos teniendo el mismo error. Como último recurso modificamos el espesor de la muestra a 1 mm. Sabemos que esto no será una opción real puesto que los materiales cerámicos se romperían al fabricarlos con ese grosor, pero lo hacemos para comprobar que, efectivamente, no es una excesiva separación la que conlleva las citadas fluctuaciones.

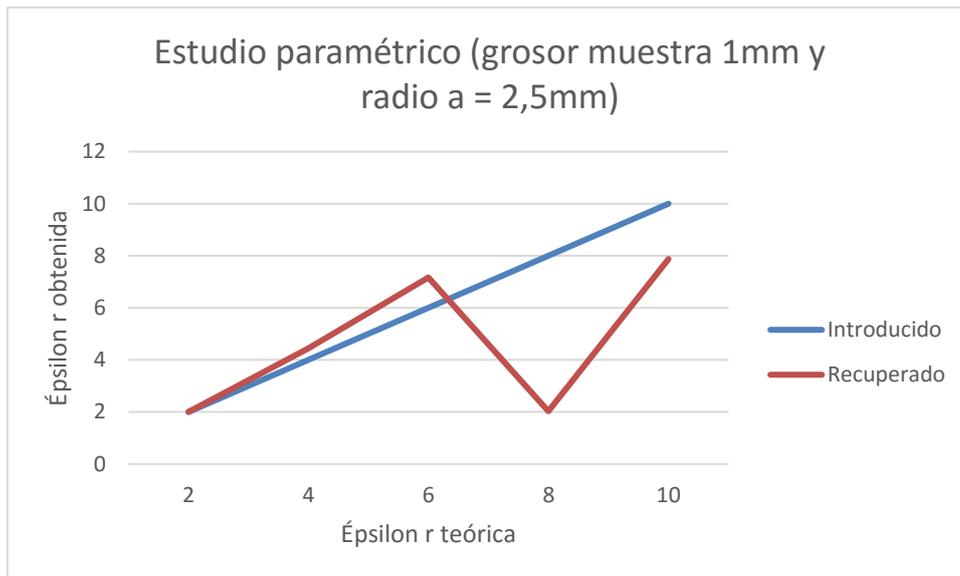


Figura 38. Épsilon teórica frente a la recuperada para grosor de la muestra de 1 mm y radio interno de 2,5mm.

Concluimos tras este último análisis (Figura 38), que para una ϵ_r de 8 el valor recuperado difiere mucho de la tendencia seguida en el resto de valores. A lo largo de todo el subapartado hemos observado como esta fluctuación es independiente del espesor, del diámetro interno o del refinamiento en el mallado.

Esto nos lleva a concluir que podemos encontrarnos ante una situación de resonancia transversal. La solución propuesta es modificar el radio externo del disco.

2.3.3 Sondas sin disco.

Llegados a la conclusión del apartado anterior, tenemos dos opciones: hacer más grande el disco o reducirlo. Valorando ambas opciones, determinamos que la opción más viable para evitar dichas resonancias transversales es eliminar el disco, de forma que nuestras sondas se quedaran de la siguiente forma (Figura 39):

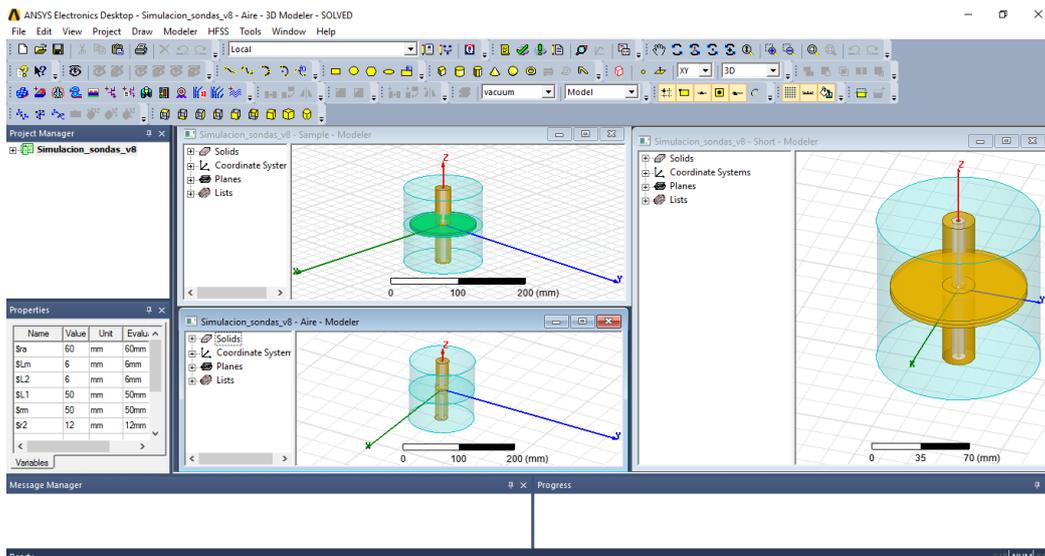


Figura 39. Vista global nuevos modelos.

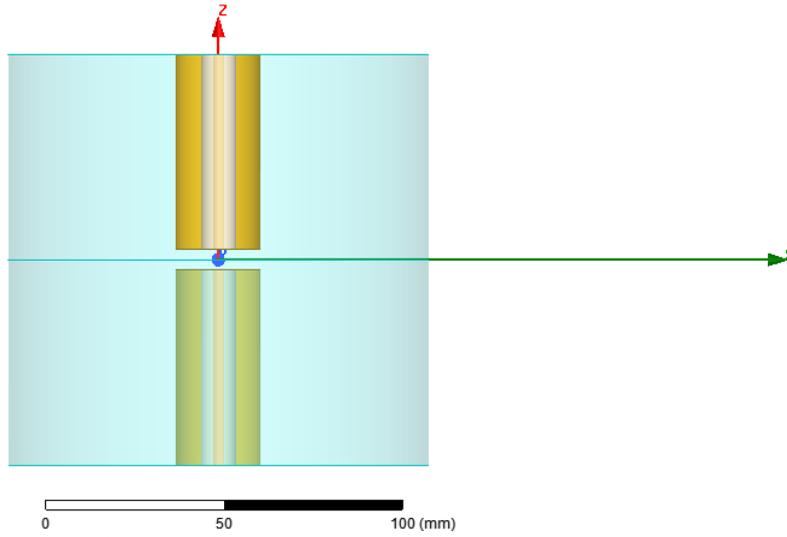


Figura 40. Vista alzado nuevo modelo "aire".

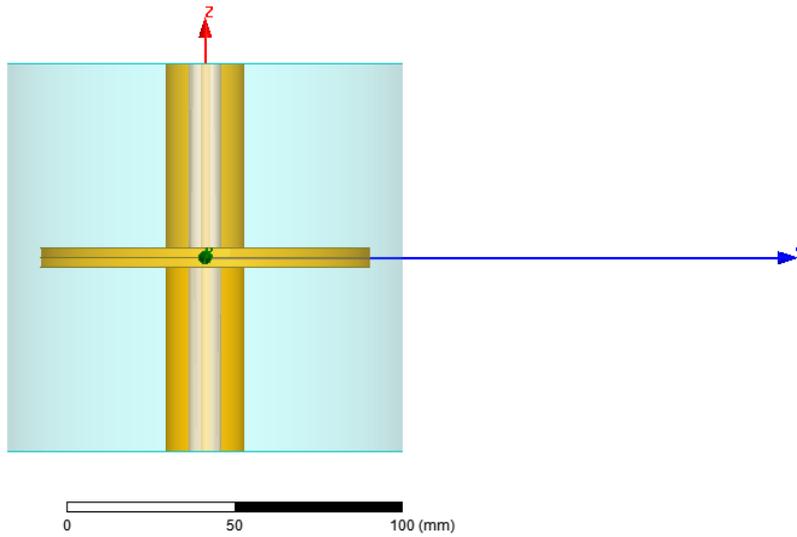


Figura 41. Vista alzado nuevo modelo "short".

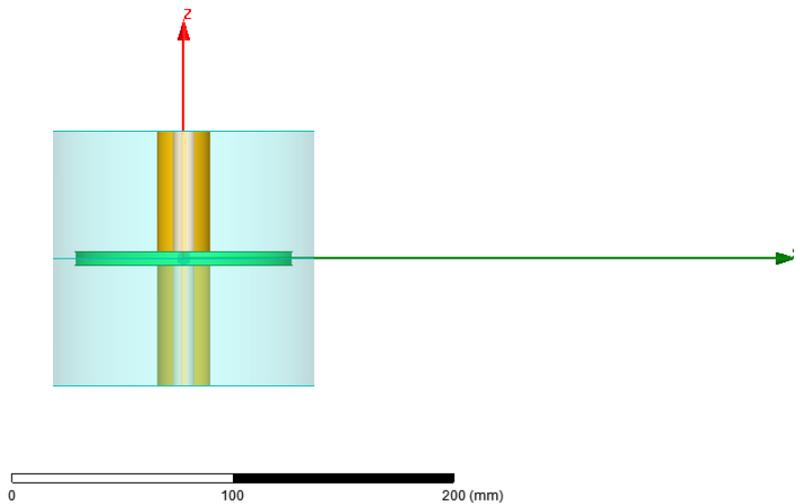


Figura 42. Vista alzado nuevo modelo "sample".

Para las nuevas sondas, fijamos el valor del radio interno “a” y del teflón “b” de forma que se cumpla la relación que mantiene la impedancia a 50 ohm [9] (sabiendo que la épsilon del teflón es $\epsilon_r = 2,1$ [10]):

$$Z_0 = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_r}} \ln\left(\frac{b}{a}\right) \quad (2.1)$$

$$50 = \frac{60}{\sqrt{2.1}} \ln\left(\frac{b}{a}\right) \quad (2.2)$$

Dando como resultado los siguientes valores de b y a:

$$\begin{aligned} \text{Si } a = 1.8 \text{ mm} &\rightarrow b = 6 \text{ mm} \\ \text{Si } a = 1.5 \text{ mm} &\rightarrow b = 5 \text{ mm} \\ \text{Si } a = 1.2 \text{ mm} &\rightarrow b = 4 \text{ mm} \end{aligned} \quad (2.3)$$

Tras diferentes simulaciones, se observó que la tercera opción era la que mejor precisión nos proporcionaba. Con dichos valores de a y b, realizamos el siguiente estudio para diferentes diámetros exteriores.



Figura 43. Épsilon teórica frente a la recuperada para grosor de la muestra de 3mm y radio externo 5,5mm.

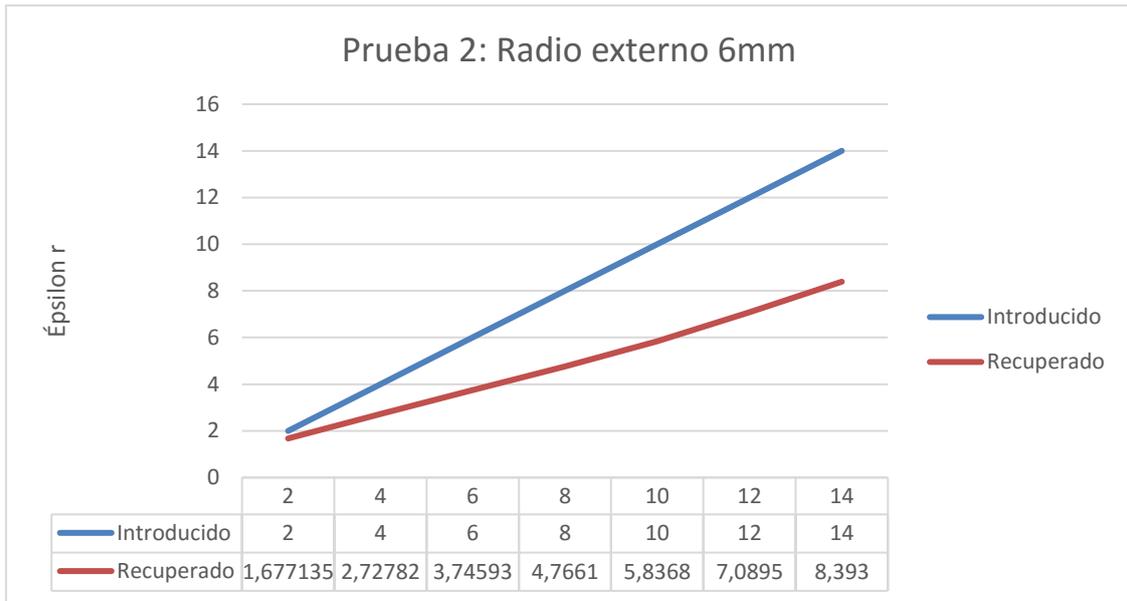


Figura 44. Épsilon teórica frente a la recuperada para grosor de la muestra de 3 mm y radio externo de 6mm.

Seguimos realizando pruebas aumentando progresivamente el radio externo. Omitimos aquí todas y cada una de las gráficas intermedias puesto que no aportan valor alguno.

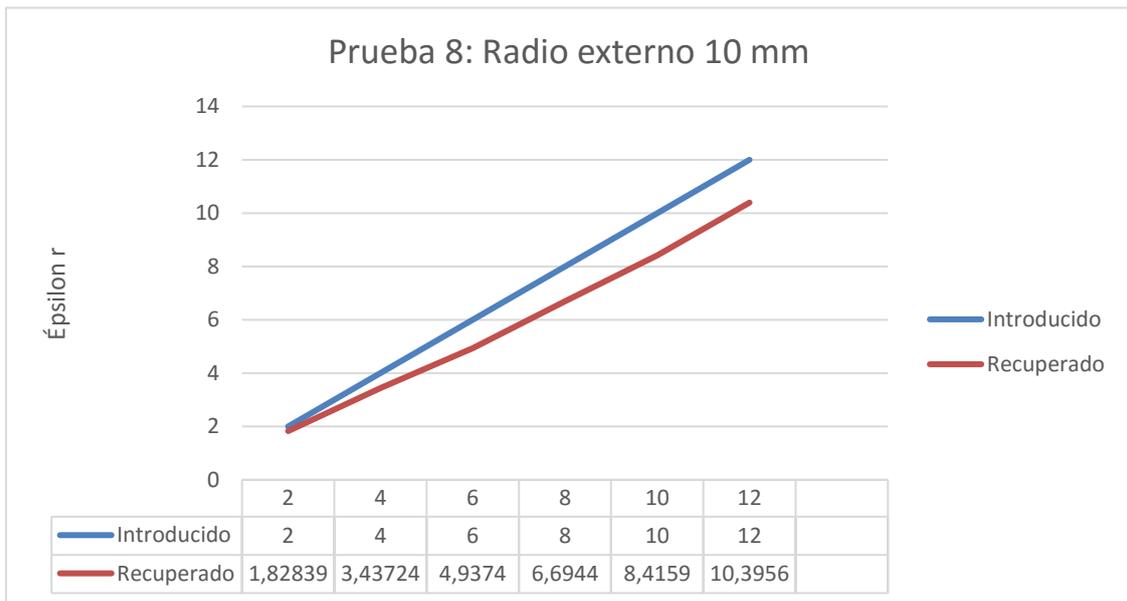


Figura 45. Épsilon teórica frente a la recuperada para grosor de la muestra de 3 mm y radio externo de 10mm.

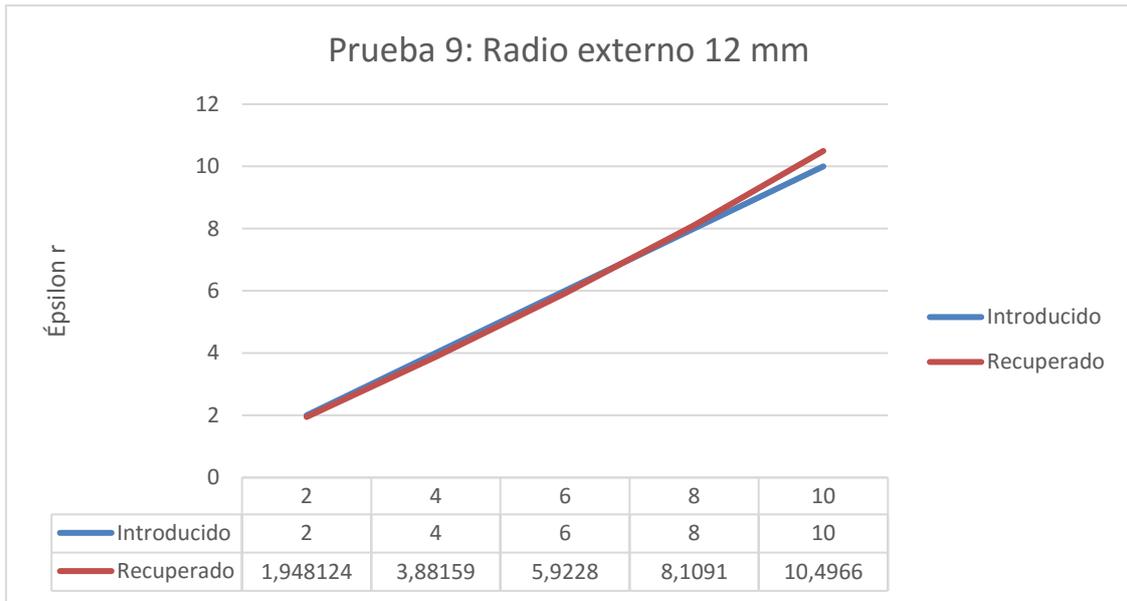


Figura 46. Épsilon teórica frente a la recuperada para grosor de la muestra de 3 mm y radio externo de 12mm.

En esta última prueba (Figura 46), obtenemos un error por debajo del 4 % en el rango de E_r de 1 a 10. Sabemos que los materiales cerámicos a los cuales hemos enfocado este proyecto están dentro de este rango, por tanto, aunque parezca un rango aparentemente pobre si lo quisiéramos utilizar a nivel genérico para cualquier material, para nuestro objetivo es más que suficiente.

No obstante, buscamos si tomando como referencia una muestra de un material conocido, como pudiera ser el teflón ($E_r = 2,1$) o la alúmina ($E_r = 10$), podemos conseguir precisión en la recuperación de materiales con valores de permitividad electromagnética más altos.

Tras muy pocas pruebas, nos dimos cuenta de que con el teflon la variación apenas es apreciable. Por su parte, tomando la alúmina como referencia tampoco soluciona el problema para valores superiores a 12. Modificando las dimensiones, reduciendo el radio externo, podemos alcanzar un resultado parecido al obtenido tomando como referencia el aire (Figura 47).

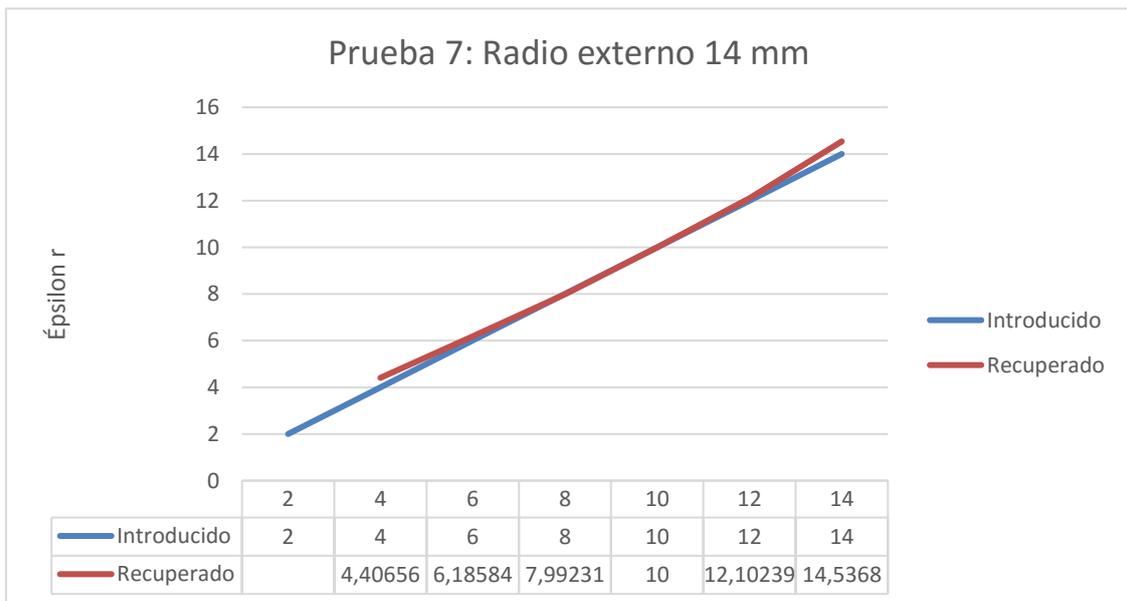


Figura 47. Épsilon teórica frente a la recuperada para grosor de la muestra de 3mm tomando como referencia la alúmina y modificando el radio externo a 14mm.

Observamos como para valores de ϵ mayores de 14 empieza a desviarse de la tendencia, y para valores inferiores a 4 igual. Como hemos dicho antes, nuestro rango objetivo de permitividad electromagnética es desde 1 hasta 10 y, por tanto, la opción más apropiada es aquella en que tomamos como referencia el aire y tiene unas dimensiones externas de 12 mm, así como internas $a = 1,2$ mm y $b = 4$ mm (Figura 46).

De igual forma que en el apartado 2.3.1, realizamos un refinamiento del mallado para comprobar que los resultados que hemos ido obteniendo son correctos.

Tipo de refinamiento	Número máximo de iteraciones	Número mínimo de iteraciones	Número mínimo de iteraciones tras hallar la convergencia	Criterio de convergencia ΔS	Tiempo medio de simulación	Er recuperada cuando la introducida era 2
Setup1	15	5	3	0.02	2 min	1.948124
Setup2	15	10	6	0.02	15 min	1.89254
Setup3	20	15	12	0.02	40 min	1.87029

Figura 48. Tabla comparativa mallados.

Tal como observamos en la Figura 48. Tabla comparativa mallados., la variación entre los distintos refinamientos no varía mucho, sin embargo, el tiempo de ejecución si es muy alto. Teniendo en cuenta la cantidad de simulaciones que se tienen que realizar, la escasa mejora no compensa con el tiempo necesario. Por tanto, confirmamos que la simulación realizada es correcta dando por concluido el estudio paramétrico.

Capítulo 3. Pliego de condiciones.

En este apartado presentamos el diseño gráfico creado para la mecanización de las sondas. Además, añadimos un presupuesto estimado de la construcción del prototipo y de los elementos mecánicos y de medida expuestos en los primeros puntos del Capítulo 2.

3.1 Diseño gráfico sondas.

3.1.1 Software: SOLIDWORKS.

SolidWorks es un software de diseño asistido por computadora (CAD) para modelado mecánico en 3D desarrollado por la empresa Dassault Systèmes S.A. Este programa permite modelar piezas y conjuntos y extraer de ellos tanto planos técnicos como cualquier otro tipo de información necesaria para la producción [11].

Nos hemos decidido por este software por dos motivos principales: el primero es que durante mi estancia de prácticas en empresa este programa era el utilizado por la empresa, así como por sus clientes y colaboradores. El segundo motivo es la posibilidad de conseguir licencia oficial desde la Universidad Politécnica de Valencia.

3.1.2 Piezas principales.

El diseño realizado con HFSS nos muestra perfectamente las tres piezas principales que forman nuestra sonda coaxial: conductor interior, dieléctrico y conductor exterior. Haciendo uso de los parámetros finales quedan las siguientes piezas:

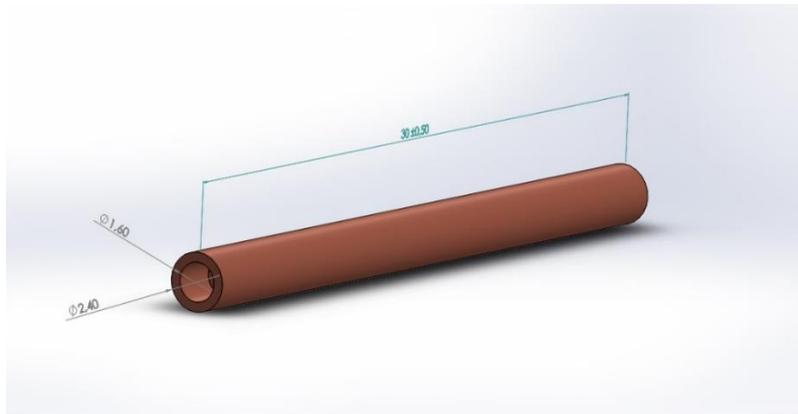


Figura 49. Conductor interior.

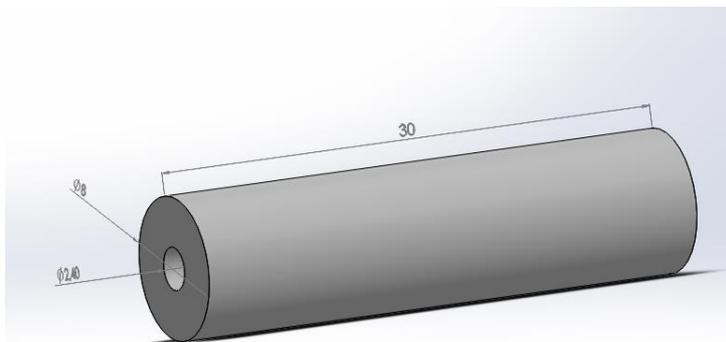


Figura 50. Dieléctrico (teflón).

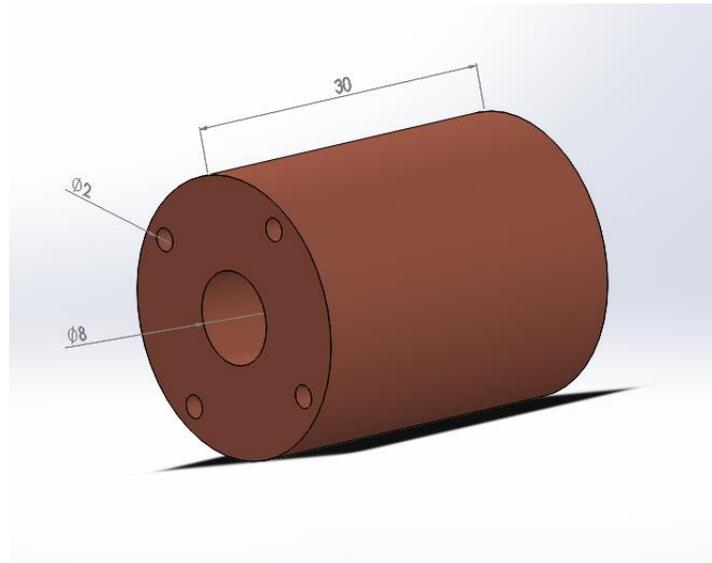


Figura 51. Conductor exterior.

Las dos piezas conductoras están hechas en latón, mientras que el dieléctrico, como ya hemos dicho, se trata de teflon. En el Anexo 3. Planos del mecanizado de las sondas., podemos encontrar los planos proporcionados al taller para la mecanización de las mismas.

3.1.3 Piezas complementarias.

Además de las piezas principales del diseño, necesitamos añadir el conector (Figura 53) que nos permita conectar las sondas a nuestro analizador de redes. En este caso, se trata de un conector SMA.

Para unir conector y sonda necesitamos de una transición (Figura 52) que, a su vez, debe mantener la conductividad eléctrica [9].

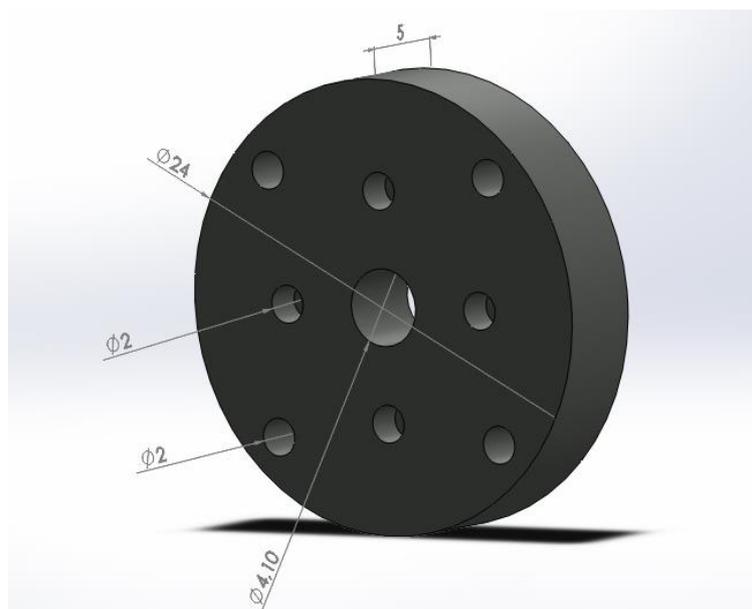


Figura 52. Transición sonda - conector.



Figura 53. Conector convencional SMA.

3.2 Ensamblaje.

3.2.1 Integración piezas.

El ensamblaje de todas las piezas anteriores debe seguir un orden con el fin de mantener la precisión con la que han sido diseñados. Los pasos son los siguientes:

1. Cortar el vivo y teflón del conector SMA de forma que el teflón tenga la longitud de la transición y el vivo 2 mm más para poder ser soldado al conductor interior.
2. Atornillar el conector a la transición.
3. Soldar con estaño el vivo del conector con el conductor interior para lograr la continuidad eléctrica.
4. Introducir el dieléctrico.
5. Introducir el conductor exterior y atornillar a la transición.
6. Golpe de fresa de una décima en la parte opuesta al conector para que quede todo plano (conductor interior, teflón y conductor exterior).

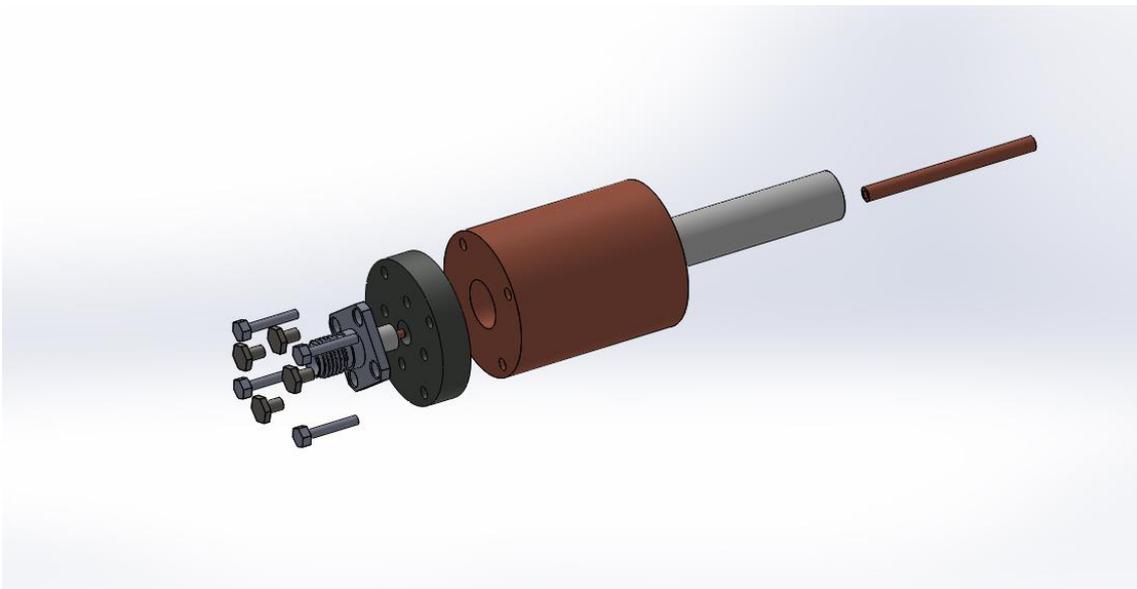


Figura 54. Despiece sonda.

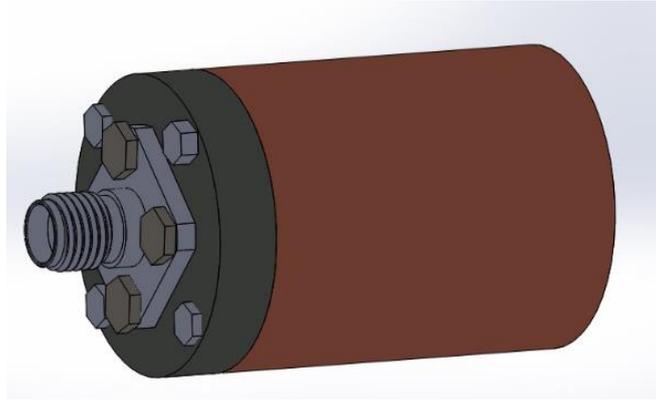


Figura 55. Ensamblaje global.

3.2.2 Tornillería.

Como ingeniero de telecomunicaciones, todo este proceso vino de nuevo y el que menos control teníamos era el tema de la tornillería. Desconocíamos las medidas de las que disponía el taller de mecanizados y por ello, como se puede observar en todas las imágenes de las piezas, indicamos un diámetro de 2 mm en la tornillería. La realidad fue que se necesitaban tornillos M2 con cabezal del tipo Allen [12].

Con esta tornillería, y tras el mecanizado de todas las piezas este es el diseño final (Figura 56):



Figura 56. Resultado final sondas con soporte mecánico.

3.3 Partida económica.

A continuación, se referencian los costes del sistema de medida completo. Como podemos observar, el ahorro frente a los costes actuales es muy alto.

Soporte mecánico	158.37 €
Riel: RLA150/M	38.25 €
Módulo desplazable: RC1 (x2)	44.82 €
Elemento de sujeción: C1RC/M (x2)	46.40 €
	129.47 €
IVA	28.90 €
PocketVNA	493.68 €
PocketVNA	390,00 €
Kit de Calibración	18,00 €
	408,00 €
IVA	85.68 €
Mecanización sondas (IVA incluido)	1400 €
TOTAL	2052.05 €

Capítulo 4. Medidas y resultados.

Partiendo de un estudio teórico, pasando por un estudio paramétrico de diseño y terminando con la construcción del prototipo de nuestras sondas, es el momento de demostrar el buen funcionamiento todo el trabajo realizado anteriormente.

Los pasos para medir parámetros dieléctricos, en este caso concreto permitividades de materiales cerámicos, son parecidos a los expuestos en el punto 2.3. En este caso, prescindiremos del HFSS puesto que pasamos de simular a medir realmente. Por tanto, procedemos tal que así:

1. Calibramos el equipo de medida.
2. Realizamos medida de Short (reflexión) y la almacenamos para su posterior exportación. Esta medida es necesaria para realizar la calibración del tipo respuesta.
3. Medimos y almacenamos los parámetros S (en transmisión y reflexión) de la muestra a medir.
4. Extraemos la muestra manteniendo intacta la separación entre las sondas y, al igual que con la muestra, medimos los parámetros S del aire.
5. Exportamos los archivos de texto con los datos e importamos en Microwave Office donde los procesamos mediante las *Output Equations*. En el Anexo 2 podemos encontrar las diferentes ecuaciones utilizadas.
6. Representamos gráficamente el valor de la permitividad obtenida.

Se han realizado cuatro medidas, acorde a la variedad de muestras de que disponemos (Figura 57): en primer lugar, una lámina de teflon de 3 mm de espesor, la segunda es el mismo material, pero con un espesor mayor: 6 mm, la tercera muestra se trata de una cerámica llamada cordierita de 6 mm de espesor y, por último, otra cerámica, de diseño propio de la empresa Microbiotech S.L., llamada MBT01 de 10 mm de grosor.



Figura 57. Muestras analizadas.

Tras realizar todos los pasos citados anteriormente para cada una de las cuatro muestras, el resultado obtenido lo representamos de forma gráfica. En la Figura 58 podemos observar,

mediante barrido en frecuencia, el valor obtenido a la frecuencia de trabajo de cada una de las muestras.

Observamos como para las dos muestras de teflon, a pesar de contar con espesores distintos, el resultado obtenido es prácticamente idéntico. Evidentemente, el valor más fiable es el del TEFLON_3MM por la menor separación entre las sondas.

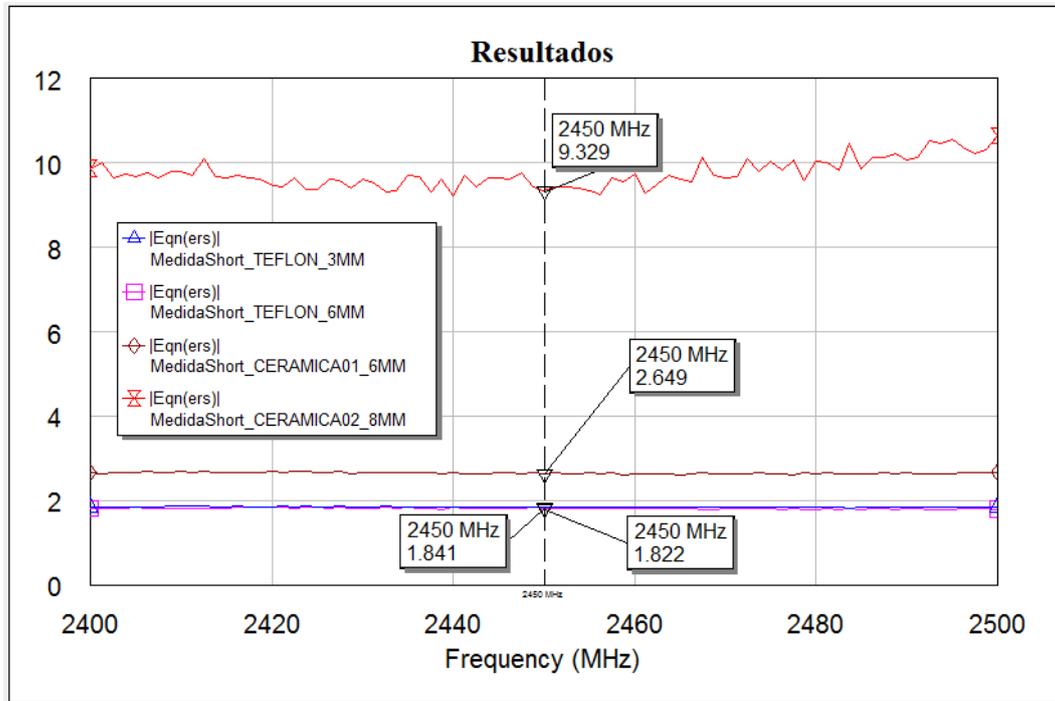


Figura 58. Resultados medida Er

En la Figura 59 vemos los resultados en forma de tabla. Si comparamos el valor obtenido para el teflon con el valor teórico vemos que difiere, pero obtenemos un valor similar al obtenido en simulación, 1.87 (Figura 48. Tabla comparativa mallados.). Dando por válido el proceso del Capítulo 3. El siguiente paso, como trabajo futuro, consistiría en conseguir matemáticamente un método corrector válido para cualquier muestra. Para ello serán necesarias muchas más muestras de las que disponemos actualmente, además de otro equipo ya comercializado y aprobado para comparar resultados.

Teflon 3mm	Teflon 6mm	Cordierita 6mm	MBT01 10mm
1.841	1.822	2.649	9.329

Figura 59. Tabla de resultados.

Así mismo, durante el apartado 1.4.3 ofrecimos también la posibilidad de obtener la tangente de pérdidas. De este valor apenas se ha hablado durante todo el proyecto puesto que no era determinante para el diseño de las sondas. Para estas cuatro muestras, observamos su comportamiento en la Figura 60.

Apreciamos unos resultados en torno a cero, pero muy distantes de los valores esperados, teniendo en cuenta que la tangente de pérdidas estipulada para el teflon es del orden de 10×10^{-4} .

Es por tanto uno de los aspectos a mejorar de nuestro sistema y que pueden formar parte de una futura línea de trabajo de investigación.

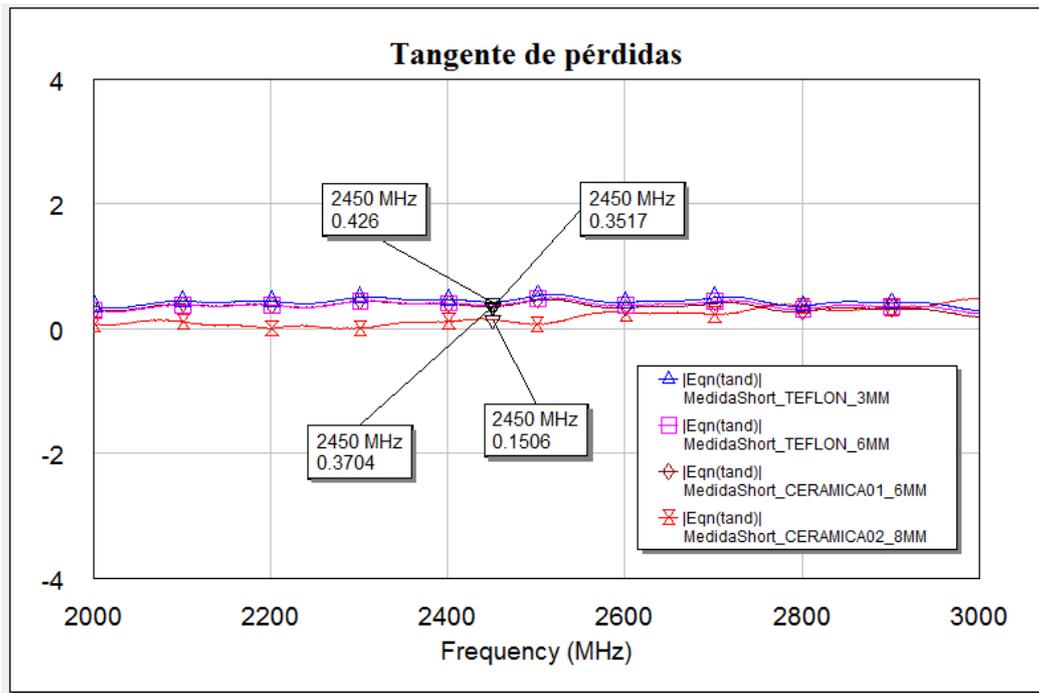


Figura 60. Resultados de la tangente de pérdidas.

Capítulo 5. Conclusiones.

Para concluir este trabajo debemos echar la vista atrás y valorar si se han cumplido los objetivos marcados. Tal como indicábamos en la introducción, el sistema debería ser completo, intuitivo, rápido, dinámico y fiable.

Como hemos visto a lo largo del documento, se presenta como solución final un sistema completo en el que no es necesario ningún elemento externo a lo expuesto. Si observamos el software de medida, la mecánica para realizar la medida y los pasos a seguir para el tratamiento, podemos afirmar que este método es intuitivo. Evidentemente, para que sea completamente intuitivo convendría diseñarlo como producto con automatizaciones y software interno que permita al usuario con pocas indicaciones obtener el resultado esperado.

Se trata de un sistema rápido, siempre y cuando el dispositivo de medida esté lo suficientemente calentado, pero teniendo en cuenta que puede pasar toda la jornada encendido esto no será problema. En cuestión de menos de dos minutos se puede tener el valor de permitividad de la muestra analizada.

Por último, la fiabilidad y la búsqueda de un sistema integral, es el punto por mejorar y posible línea de trabajo futuro. Para validar la fiabilidad del prototipo y del sistema será necesario disponer de un dispositivo de medidas contrastado y, como ya hemos dicho anteriormente, un gran número de muestras distintas. Esta cantidad de muestras distintas nos permitirá observar el comportamiento para un margen de permitividades mayor del que hemos estado trabajando, siendo posible tener que realizar alguna modificación en el prototipo de las sondas.

Bibliografía y referencias.

- [1] J. M. Catalá Civera, «Métodos de medida de las Propiedades Dieléctricas de Materiales». ITACA, GEA, UPV.
- [2] R. De los Reyes Cánovas, «Medida de propiedades dieléctricas en alimentos y su aplicación en el control de calidad de productos y procesos.», Tesis Doctoral, Universidad Politécnica de Valencia, Valencia, 2007.
- [3] D. M. Pozar, *Microwave Engineering*, Fourth Edition. University of Massachusetts at Amherst: John Wiley & Sons, Inc.
- [4] J. L. Altman, *Microwave Circuits*, Herbert J. Reich., 17 vols. Dunham Laboratory, Yale School of Engineering and Applied Science: D. Van Nostrand Company, Inc., 1964.
- [5] PocketVNA Imprint, «Help and Support», 05-sep-2017, <http://pocketvna.com/help/>.
- [6] ThorLabs, Inc, «Optomechanical Components», 20-ago-2017, https://www.thorlabs.com/navigation.cfm?guide_id=50.
- [7] Ansoft Corporation, «HFSS ANSYS», 22-ago-2017, <http://www.ansys.com/en-GB/products/electronics/ansys-hfss>.
- [8] National Instruments AWR Corporation, «Microwave Office», 28-ago-2017, <http://www.awrcorp.com/products/ni-awr-design-environment/microwave-office>.
- [9] D. A. Gray, *Handbook of Coaxial Microwave Measurements*. West Concord, Massachusetts: General Radio Company, 1968.
- [10] R. Meredith, *Engineers' Handbook of Industrial Microwave Heating*. London, United Kingdom: The Institute of Engineering and Technology, 2007.
- [11] Dassault Systèmes SOLIDWORKS Corp, «Company History», 30-ago-2017, http://www.solidworks.com/sw/183_ENU_HTML.htm.
- [12] Laboratorio de Ingeniería Mecánica y Universidad de La Coruña, «Nomenclatura de los tornillos», 01-sep-2017, <http://lim.ii.udc.es/docencia/din-sismec/Tornillos.pdf>.

Anexo 1. Datasheet PocketVNA.

Hardware specification

2 port Network Analyzer:

PocketVNA has two ports, where port 1 is the output. Port 1 measures the reflected signal (S11) and port 2 the transmitted signal (S21).

Frequency range:

You can perform measurements at least from 500 kHz to 4 GHz. Measurements slightly outside this region (such as 400 kHz or 4.2 GHz) might be possible but are not guaranteed. Please contact us if you want to perform measurements outside the specified frequency range.

Dynamic range:

Typical range is up to -70dB @50MHz and up to -40dB @4 GHz

Dynamic range varies over frequency and depends on scan and calibration parameters such as averaging factor or smoothing.

Impedance range:

Resulting from the dynamic range, impedance can be typically measured from 3 to than 1000 ohm. For most frequency ranges this range will be larger.

Measurement speed:

A normal scan takes about 10 ms per data point plus communication. As an example a 1001 points scan takes 12 seconds. By using averaging to improve resolution, speed can significantly increase.

Number of steps:

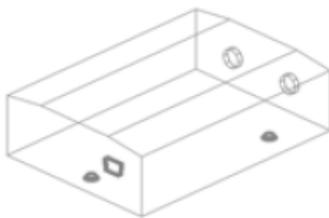
From 1 to 10001; Basically, maximum number of steps is mainly limited by the available measurement time. A 10001 steps scan take about 2 minutes.

Frequency resolution:

1 Hz; For example you can scan from 1MHz to 1.001MHz in 1001 steps.

Power consumption: < 500mA; typically 400 mA

Dimensions:



(length x width x height): 90mm x 64 mm x 26mm (about 3.5" x 2.5" x 1")

Anexo 2. Output equations MWO.

En función del dispositivo de análisis y del tipo de calibración de tipo respuesta, el tratamiento de los datos se realiza de forma distinta. A continuación, referimos las ecuaciones utilizadas para cada uno de los tipos.

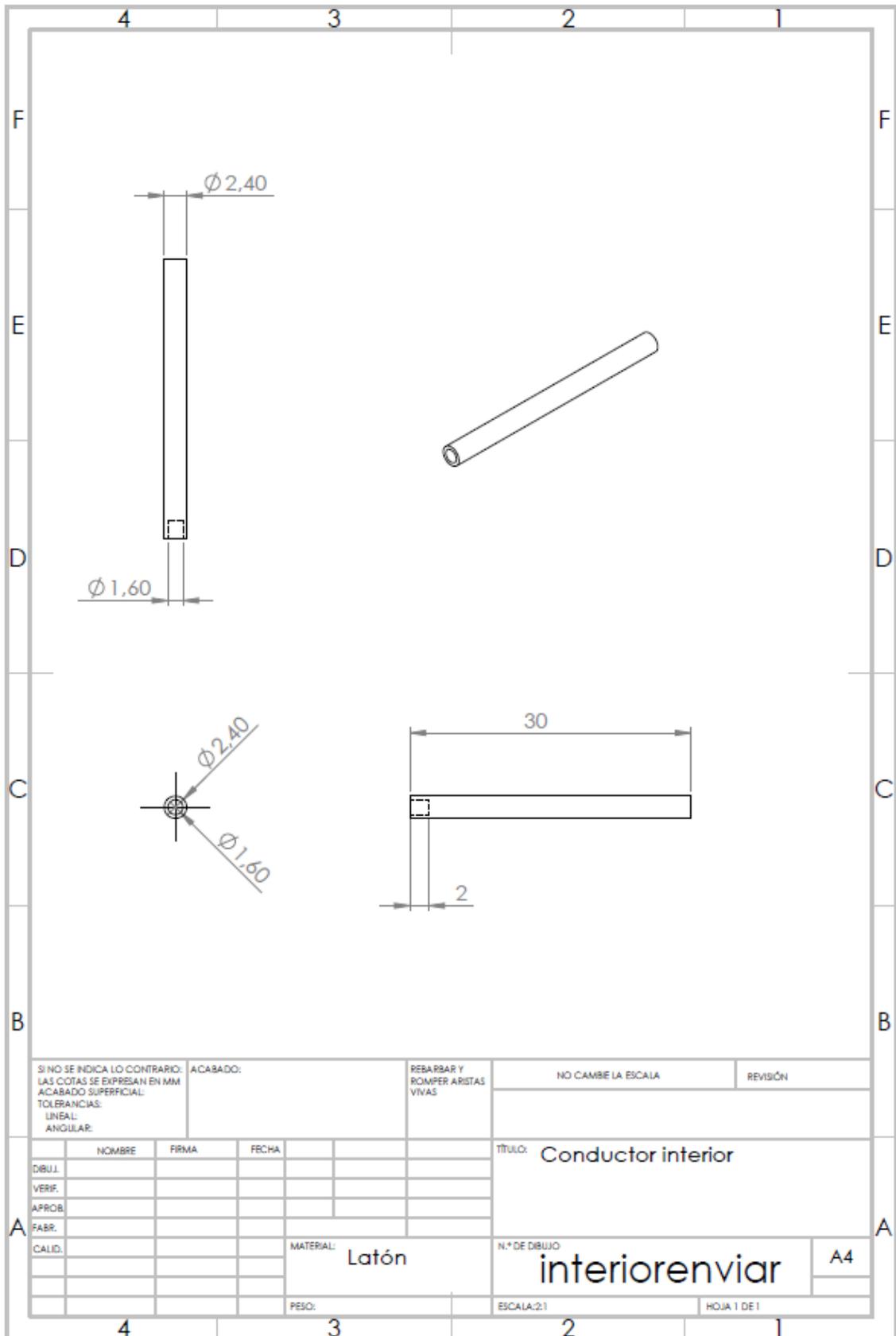
Análisis mediante PocketVNA.

Calibración tipo Short	Calibración tipo Thru
<p>Er = 1</p> <p>S11short = Simulacion_sondas_v30_Short:S(1,1)</p> <p>S11aire = Simulacion_sondas_v30_Aire:S(1,1) S11sample = Simulacion_sondas_v30_Sample_8:S(1,1)</p> <p>S21aire = Simulacion_sondas_v30_Aire:S(2,1) S21sample = Simulacion_sondas_v30_Sample_8:S(2,1)</p> <p>S11aire_cal=-S11aire/exp(j*angle(S11short)) S11sample_cal=-S11sample/exp(j*angle(S11short))</p> <p>S21aire_cal=-S21aire/exp(j*angle(S11short)) S21sample_cal=-S21sample/exp(j*angle(S11short))</p> <p>Y21aire=-2*S21aire_cal/(2*S11aire_cal+S11aire_cal^2-S21aire_cal^2+1)</p> <p>Y21aire=Y21aire/50 Y21sample=Y21sample/50</p> <p>ers=Er*imag(Y21sample)/imag(Y21aire)</p> <p>tand=real(Y21sample)/imag(-Y21sample)</p>	<p>Er = 1</p> <p>S21thru = Thru:S(2,1)</p> <p>S11aire = AireCer_8mm:S(1,1) S11sample = Ceramica_8mm:S(1,1)</p> <p>S21aire = AireCer_8mm:S(2,1) S21sample = Ceramica_8mm:S(2,1)</p> <p>S11aire_cal=S11aire/S21thru S11sample_cal=S11sample/S21thru</p> <p>S21aire_cal=S21aire/S21thru S21sample_cal=S21sample/S21thru</p> <p>Y21aire=2*S21aire_cal/(2*S11aire_cal+S11aire_cal^2-S21aire_cal^2+1)</p> <p>Y21aire=Y21aire/50 Y21sample=Y21sample/50</p> <p>ers=Er*imag(Y21sample)/imag(Y21aire)</p> <p>tand=real(Y21sample)/imag(-Y21sample)</p>

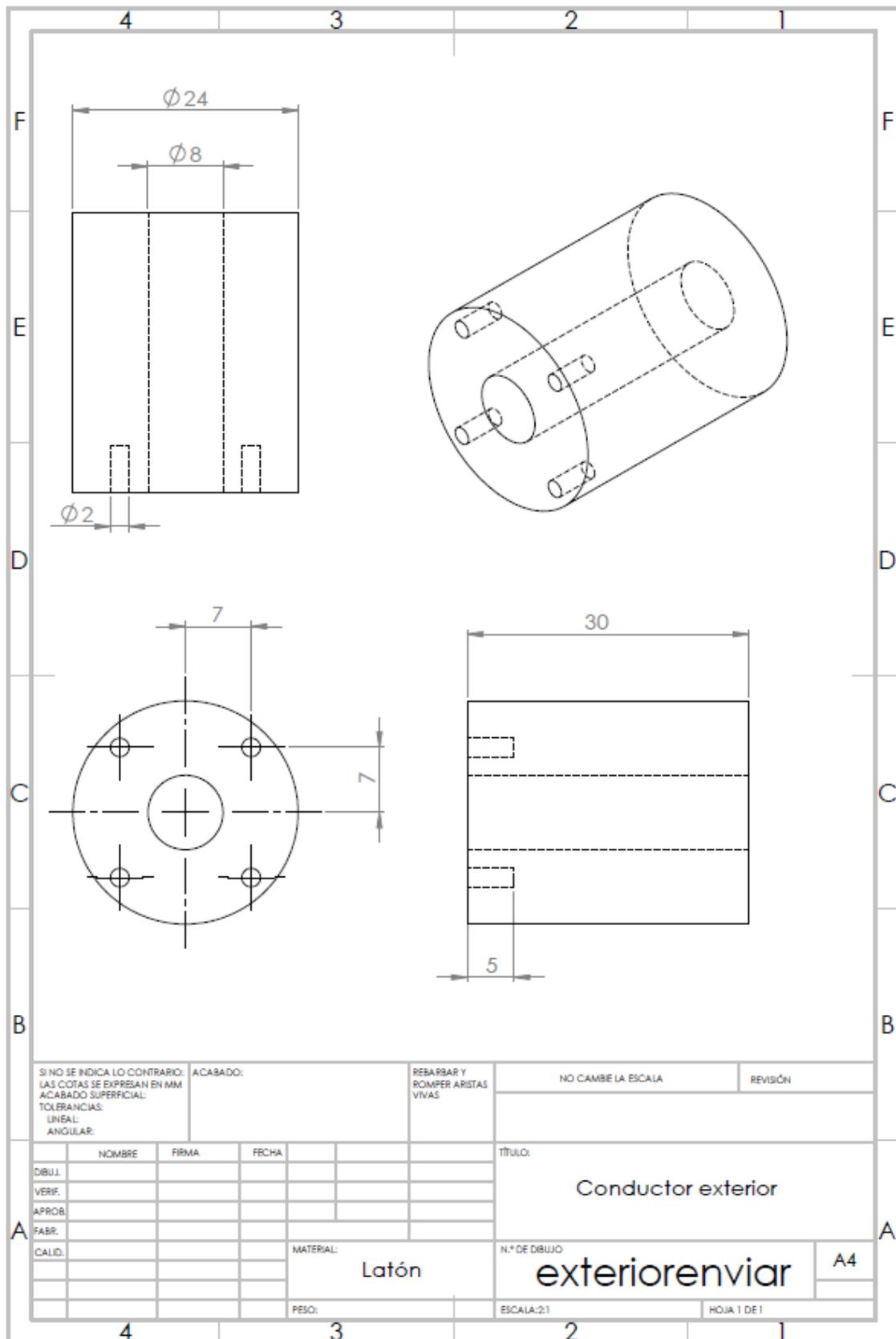
Análisis mediante VNA de Agilent Technologies E5062A.

Calibración tipo Short	Calibración tipo Thru
<p>Er = 1</p> <p>S11shortM = SHORT:PlotCol(1,2) S11shortF = SHORT:PlotCol(1,3) S11short=S11shortM*exp(j/180*_PI*S11shortF)</p> <p>S11aireM = AIR02_8MM_S11:PlotCol(1,2) S11aireF = AIR02_8MM_S11:PlotCol(1,3) S11aire=S11aireM*exp(j/180*_PI*S11aireF)</p> <p>S11sampleM = CERAMICA02_8MM_S11:PlotCol(1,2) S11sampleF = CERAMICA02_8MM_S11:PlotCol(1,3) S11sample=S11sampleM*exp(j/180*_PI*S11sampleF)</p> <p>S21aireM = AIR02_8MM_S21:PlotCol(1,2) S21aireF = AIR02_8MM_S21:PlotCol(1,3) S21aire=S21aireM*exp(j/180*_PI*S21aireF)</p> <p>S21sampleM = CERAMICA02_8MM_S21:PlotCol(1,2) S21sampleF = CERAMICA02_8MM_S21:PlotCol(1,3) S21sample=S21sampleM*exp(j/180*_PI*S21sampleF)</p> <p>S11aire_cal=-S11aire/S11short S11sample_cal=-S11sample/S11short</p> <p>S21aire_cal=-S21aire/S11short S21sample_cal=-S21sample/S11short</p> <p>Y21aire=-2*S21aire_cal/(2*S11aire_cal+S11aire_cal^2-S21aire_cal^2+1)</p> <p>Y21aire=Y21aire/50 Y21sample=Y21sample/50</p> <p>ers=Er*imag(Y21sample)/imag(Y21aire)</p> <p>tand=real(Y21sample)/imag(-Y21sample)</p>	<p>Er = 1</p> <p>S21thruM = THRU:PlotCol(1,2) S21thruF = THRU:PlotCol(1,3) S21thru=S21thruM*exp(j/180*_PI*S21thruF)</p> <p>S11aireM = AIR02_8MM_S11:PlotCol(1,2) S11aireF = AIR02_8MM_S11:PlotCol(1,3) S11aire=S11aireM*exp(j/180*_PI*S11aireF)</p> <p>S11sampleM = CERAMICA02_8MM_S11:PlotCol(1,2) S11sampleF = CERAMICA02_8MM_S11:PlotCol(1,3) S11sample=S11sampleM*exp(j/180*_PI*S11sampleF)</p> <p>S21aireM = AIR02_8MM_S21:PlotCol(1,2) S21aireF = AIR02_8MM_S21:PlotCol(1,3) S21aire=S21aireM*exp(j/180*_PI*S21aireF)</p> <p>S21sampleM = CERAMICA02_8MM_S21:PlotCol(1,2) S21sampleF = CERAMICA02_8MM_S21:PlotCol(1,3) S21sample=S21sampleM*exp(j/180*_PI*S21sampleF)</p> <p>S11aire_cal=S11aire/S21thru S11sample_cal=S11sample/S21thru</p> <p>S21aire_cal=S21aire/S21thru S21sample_cal=S21sample/S21thru</p> <p>Y21aire=2*S21aire_cal/(2*S11aire_cal+S11aire_cal^2-S21aire_cal^2+1)</p> <p>Y21aire=Y21aire/50 Y21sample=Y21sample/50</p> <p>ers=Er*imag(Y21sample)/imag(Y21aire)</p> <p>tand=real(Y21sample)/imag(-Y21sample)</p>

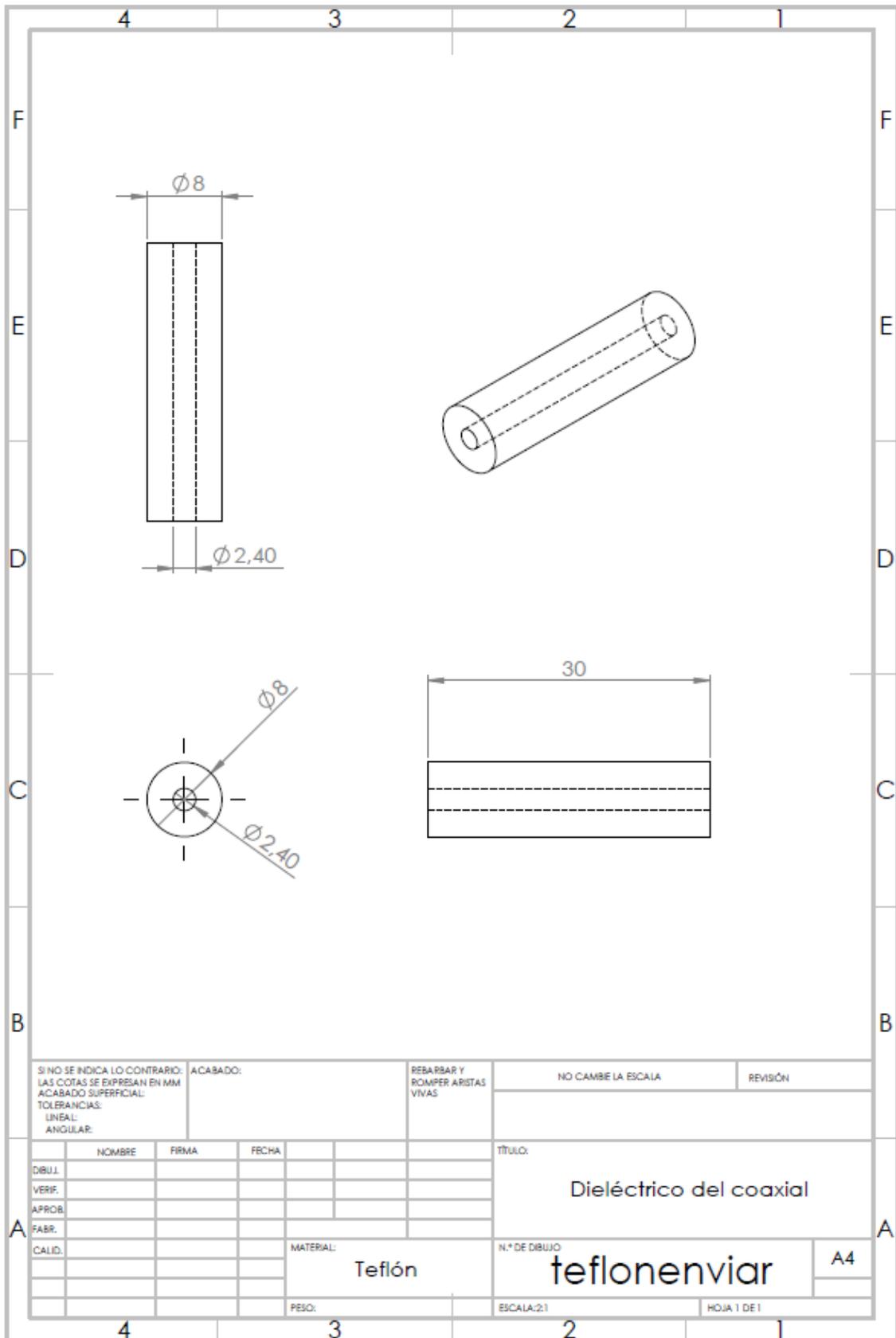
Anexo 3. Planos del mecanizado de las sondas.



SI NO SE INDICA LO CONTRARIO: LAS COTAS SE EXPRESAN EN MM ACABADO SUPERFICIAL: TOLERANCIAS: LINEAL: ANGULAR:		ACABADO:	REBARBAR Y ROMPER ARISTAS VIVAS	NO CAMBE LA ESCALA	REVISIÓN															
<table border="1"> <thead> <tr> <th>NOMBRE</th> <th>FIRMA</th> <th>FECHA</th> </tr> </thead> <tbody> <tr> <td> </td> <td> </td> <td> </td> </tr> </tbody> </table>			NOMBRE	FIRMA	FECHA													TÍTULO: Conductor interior		
NOMBRE	FIRMA	FECHA																		
MATERIAL: Latón			N.º DE DIBUJO interiorenvlar																	
PESO:			ESCALA:2:1																	
			HOJA 1 DE 1																	



SI NO SE INDICA LO CONTRARIO: LAS COTAS SE EXPRESAN EN MM ACABADO SUPERFICIAL: TOLERANCIAS: LINEAL: ANGULAR:		ACABADO:	REBARBAR Y ROMPER ARISTAS VIVAS	NO CAMBE LA ESCALA	REVISIÓN
DIBUJ.	NOMBRE	FIRMA	FECHA	TÍTULO: Conductor exterior	
VERIF.				MATERIAL: Latón	
APROB.				N.º DE DIBUJO exteriorenviar	A4
FABR.				ESCALA:2:1	HOJA 1 DE 1
CALID.			PESO:		



SINO SE INDICA LO CONTRARIO: LAS COTAS SE EXPRESAN EN MM ACABADO SUPERFICIAL: TOLERANCIAS: LINEAL: ANGULAR:		ACABADO:	REBARBAR Y ROMPER ARISTAS VIVAS	NO CAMBE LA ESCALA	REVISIÓN
DIBUJ.	NOMBRE	FIRMA	FECHA	TÍTULO: Dieléctrico del coaxial	
VERIF.					
APROB.					
FABR.					
CALID.			MATERIAL: Teflón	N.º DE DIBUJO: teflonenviar	A4
			PESO:	ESCALA:2:1	HOJA 1 DE 1

