

**ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR DE INGENIERÍA DE
TELECOMUNICACIÓN**



**Universidad
Politécnica
de Cartagena**

PROYECTO FIN DE CARRERA

**Programación en Matlab del algoritmo
Nicholson-Ross-Weir para la medida de
propiedades dieléctricas**

Autor: Manuel Rodríguez Villar
Director: Juan Monzó Cabrera



Autor	Manuel Rodríguez Villar	e-mail	manolo_rv@hotmail.com
Director	Juan Monzó Cabrera	e-mail	juan.monzo@upct.es
Título	Programación en Matlab del algoritmo Nicholson-Ross-Weir para la medida de propiedades dieléctricas		
Descriptor	Medida de propiedades dieléctricas, método en transmisión reflexión.		
Resumen <p>El objetivo de este proyecto fin de carrera es la programación y validación del método de Nicholson-Ross-Weir a partir de simulaciones de los parámetros de dispersión de una guía de onda cargada con un dieléctrico con pérdidas.</p> <p>Las simulaciones se realizarán con el software comercial CST Microwave Studio, el cual nos proporcionará los parámetros de dispersión de la guía de onda cargada con el dieléctrico, mientras que la metodología de medida se programará con el software Matlab.</p>			
Titulación	Ingeniero de Telecomunicación		
Departamento	Tecnologías de la Información y las Comunicaciones		
Fecha de Presentación	Julio 2013		

ÍNDICE

CAPÍTULO 1: INTRODUCCIÓN	7
1.1- OBJETIVOS DEL PROYECTO.....	7
1.2- ESTRUCTURA DEL PROYECTO.....	8
CAPÍTULO 2: FUNDAMENTOS TEÓRICOS.....	9
2.1- GUÍAS DE ONDA RECTANGULARES.....	9
2.1.1- Modos TE en la guía rectangular.....	11
2.1.2- El modo fundamental de la guía rectangular: modo TE_{10}	13
2.2- PARÁMETROS DE DISPERSIÓN.....	17
2.2.1- Matrices de impedancias y admitancias.....	17
2.2.2- Parámetros S.....	19
2.3- TÉCNICAS DE MEDIDA DE PROPIEDADES DIELECTRICAS.....	21
2.3.1- Introducción.....	21
2.3.2- Definición de permitividad.....	22
2.3.3- Métodos en transmisión-reflexión.....	24
2.3.4- Algoritmo de Nicholson-Ross-Weir.....	28
CAPÍTULO 3: CST MICROWAVE STUDIO.....	32
3.1- INTRODUCCIÓN.....	32
3.2- DISEÑO DE LA GUÍA DE ONDA RECTANGULAR.....	33

CAPÍTULO 4: RESULTADOS.....	37
4.1- TEFLÓN (PTFE).....	37
4.2- NITRURO DE ALUMINIO.....	46
4.3- POLIAMIDA.....	52
CAPÍTULO 5: INFLUENCIA DE LA SECCIÓN DE LA MUESTRA SOBRE LOS RESULTADOS OBTENIDOS.....	59
5.1- TEFLÓN (PTFE).....	59
5.2- NITRURO DE ALUMINIO.....	68
5.3- POLIAMIDA.....	78
CAPÍTULO 6: CONCLUSIONES.....	88
CAPÍTULO 7: REFERENCIAS.....	89

CAPÍTULO 1: INTRODUCCIÓN

1.1- OBJETIVOS DEL PROYECTO

En este proyecto fin de carrera el objetivo es la programación y validación del algoritmo Nicholson-Ross-Weir para la medida de las propiedades dieléctricas de distintos materiales con pérdidas. Vamos a utilizar el material teflón (PTFE), dada su gran capacidad aislante y resistencia a la temperatura. También utilizaremos el nitruro de aluminio y el material poliamida.

La guía de onda que vamos a emplear es la más usada en el calentamiento por microondas, tiene un tamaño estándar, es el modelo WR-340 cuyas dimensiones internas para la sección transversal a la dirección de propagación son $8.6 \times 4.3 \text{ cm}^2$.

Las propiedades dieléctricas que vamos a medir con este algoritmo serán la permitividad y la permeabilidad relativa eléctrica, a partir de los parámetros de dispersión que previamente habrán sido extraídos del software CST Microwave Studio en el que diseñaremos una guía de onda rectangular con la muestra a estudiar, dándole distintos espesores a cada muestra para observar los distintos resultados de permitividad y permeabilidad que proporcionan dichos cambios.

Este algoritmo emplea una serie de ecuaciones utilizando los parámetros de dispersión, que nos llevarán a la obtención de las propiedades dieléctricas. En el capítulo 2 se explicará con más detalle su funcionamiento.

Para el desarrollo del algoritmo Nicholson-Ross-Weir se utilizará el software Matlab, herramienta muy potente que nos permite trabajar (como es nuestro caso) con vectores complejos de numerosas componentes, ya que vamos a trabajar con un material con pérdidas que implica la existencia de parte imaginaria.

1.2- ESTRUCTURA DEL PROYECTO

La estructura principal de este proyecto se divide en siete capítulos. A continuación se señala una breve descripción de los temas abordados por cada capítulo.

En el **capítulo 1**, se hace una introducción al proyecto señalando sus objetivos.

En el **capítulo 2**, se explican los fundamentos sobre guías de ondas, parámetros de dispersión, y técnicas de medida de propiedades dieléctricas.

En el **capítulo 3**, se introduce, la herramienta de análisis utilizada en este proyecto, CST Microwave Studio, y se explica el diseño de la guía realizado para la simulación.

En el **capítulo 4**, se exponen los resultados obtenidos al simular la guía diseñada en el capítulo 3, donde se compararán los resultados prácticos con los valores teóricos de permitividad y permeabilidad.

En el **capítulo 5**, se estudiarán los resultados cuando la muestra no ocupa totalmente la sección de la guía.

En el **capítulo 6**, se deducen las conclusiones obtenidas en el proyecto.

En el **capítulo 7**, se detallan las diferentes referencias empleadas durante el desarrollo del proyecto.

CAPÍTULO 2: FUNDAMENTOS TEÓRICOS

2.1- GUÍAS DE ONDA RECTANGULARES

Las guías de onda son dispositivos fundamentales para el calentamiento por microondas. Una guía de onda se define como una estructura metálica con dieléctrico en su interior que presenta una sección transversal constante e invariable a lo largo del trayecto de propagación de las ondas electromagnéticas.

En este proyecto trabajaremos en concreto con una guía de onda rectangular. Estas guías de onda rectangulares se utilizan para el calentamiento por microondas debido a su capacidad de transmitir grandes potencias con una atenuación casi nula, y con poco nivel de calentamiento. Además, como es nuestro caso, las guías de onda permiten introducir pequeñas muestras en su interior para realizar medidas o aplicaciones monomodo.

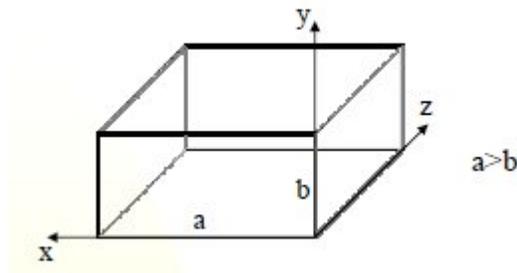


Figura 2.1. Ejes y dimensiones de la guía rectangular.

El principal problema de este tipo de medio de transmisión es que presentan un comportamiento dispersivo en condiciones multimodo, lo que hace que se restrinja su uso a anchos de banda pequeños frente a los cables coaxiales, aunque por otra parte con las guías de onda se trabaja más adecuadamente que con los cables coaxiales para altos niveles de potencia (en el entorno de kilovatios) ya que éstos se calentarían y acabarían degradándose.

En este proyecto trabajaremos en condiciones monomodo, ya que vamos a trabajar en un rango de 2 a 3 GHz (ancho de banda pequeño) y por tanto sólo se propagará un modo.

El modo que vamos a utilizar en este proyecto es el más usado en las aplicaciones de calentamiento por microondas, el modo principal, que es modo TE_{10} , este modo presenta, como su numeración indica, un máximo en la dirección x mientras que su distribución es invariante en y, esto nos permitirá situar la muestra en el interior de la guía con una uniformidad de calentamiento adecuada.

Para resolver los campos en el interior de la guía, para los modos TE y TM, se debe resolver el siguiente tipo de ecuación de onda:

$$\nabla_t^2 A_z + (k^2 + \gamma^2) A_z = 0 \quad (2.1)$$

Donde A_z representa E_z o H_z si consideramos los modos TM o los modos TE respectivamente.

Podemos resolver la ecuación (2.1) por separación de variables, suponiendo que:

$$A_z(x, y) = X(x) \cdot Y(y) \quad (2.2)$$

Donde las coordenadas transversales son x e y, y $X(x)$ e $Y(y)$ son las funciones que definen $A_z(x,y)$. Utilizando esta expresión e introduciéndola en la ecuación (2.1) se obtienen dos ecuaciones diferenciales cuya solución general es una combinación de exponenciales o, de forma equivalente, se puede obtener una solución general para esta ecuación con funciones trigonométricas:

$$\frac{\partial^2 X(x) / \partial x^2}{X(x)} + \frac{\partial^2 Y(y) / \partial y^2}{Y(y)} = -k_c^2 \rightarrow \begin{cases} \frac{\partial^2 X(x) / \partial x^2}{X(x)} = -k_x^2 \\ \frac{\partial^2 Y(y) / \partial y^2}{Y(y)} = -k_y^2 \end{cases} \quad (2.3)$$

Siendo:

$$k_c^2 = k_x^2 + k_y^2 \quad (2.4)$$

Nos queda la siguiente solución general:

$$A_z = [A_1 \cos(k_x x) + B_1 \text{sen}(k_x x)] \cdot [C_1 \cos(k_y y) + D_1 \text{sen}(k_y y)] \quad (2.5)$$

Una vez resuelta la ecuación de onda de forma general procederemos a analizar la solución particular para el modo TE que es nuestro caso.

2.1.1- MODOS TE EN LA GUÍA RECTANGULAR

Para los modos TE, la solución A_z se corresponde con la componente axial de campo magnético ($A_z = H_z$) ya que en este caso, $E_z = 0$. En cuanto a las condiciones a aplicar para este tipo de soluciones la derivada normal de la componente la componente axial del campo magnético sobre las paredes de la guía de onda debe ser cero:

$$\left. \frac{\partial H_z}{\partial n} \right|_{cont} = 0 \quad (2.6)$$

Las paredes se sitúan en los planos $x=0$, $y=0$, $x=a$, $y=b$, lo que impone las siguientes restricciones para la solución propuesta para H_z :

$$\begin{cases} x = 0 \Rightarrow B_1 = 0, & x = a \Rightarrow A_1 \text{sen}(k_x a) = 0 \Rightarrow k_x = \frac{m\pi}{a}, m = 0, 1, \dots \\ y = 0 \Rightarrow D_1 = 0, & y = b \Rightarrow C_1 \text{sen}(k_y b) = 0 \Rightarrow k_y = \frac{n\pi}{a}, n = 0, 1, \dots \end{cases} \quad (2.7)$$

Así, la componente axial de campo magnético se expresa como:

$$H_z = B \cos(k_x x) \cos(k_y y) \quad (2.8)$$

Donde el producto de las constantes $A_1 C_1$ ha sido sustituido por la constante B.

Aplicando:

$$\vec{H}_m = \frac{-\gamma_n}{k_{cn}^2} \nabla_t H_{zn} \quad (2.9)$$

Se obtienen las componentes transversales:

$$\begin{aligned} H_x &= \frac{j\beta}{k_c^2} B k_x \text{sen}(k_x x) \cos(k_y y) \\ H_y &= \frac{j\beta}{k_c^2} B k_y \cos(k_x x) \text{sen}(k_y y) \end{aligned} \quad (2.10)$$

A partir de la definición de la impedancia de los modos TE se pueden hallar las componentes transversales de campo eléctrico.

$$Z_{TE} = \frac{\eta}{\sqrt{1 - \left(\frac{k_c}{k}\right)^2}} \rightarrow E_x = Z_{TE} H_y, \quad E_y = -Z_{TE} H_x \quad (2.11)$$

Es importante resaltar que para las expresiones (2.8-2.11) que muestran la solución para la componente axial del campo magnético, los valores m y n pueden ser nulos por

separado, puesto que en este caso H_z no se anula. Sin embargo para el caso particular del modo TE_{00} , la componente axial de campo magnético sería constante de valor B y, además, el resto de componentes serían nulas. Por lo tanto esta constante B sería también nula.

Por lo tanto, y como conclusión importante, no existirá el modo TE_{00} , o lo que es equivalente, para los modos TE_{mn} los índices pueden ser cero por separado, pero no a la vez.

2.1.2- EL MODO FUNDAMENTAL DE LA GUÍA RECTANGULAR: MODO TE_{10}

El primer modo que se propagará en la guía rectangular es el modo TE_{10} y, por tanto, será el que menor frecuencia de corte presente.

Dada la gran importancia de este modo, las ecuaciones halladas anteriormente se van a particularizar para este modo fundamental.

La frecuencia de corte de este modo TE_{10} es muy particular dado que es independiente de la altura de la guía de onda y sólo depende de su anchura (a).

$$f_{c_{mn}} = \frac{1}{2a\sqrt{\mu\epsilon}} \quad (2.12)$$

Sin embargo, como generalmente interesa tener el máximo ancho de banda sin distorsión y maximizar la potencia a transmitir sin rotura de dieléctrico, la altura suele ser igual a $b=a/2$, como es nuestro caso en el que trabajaremos con el modelo de guía de onda WR-340 donde $a=8.6$ cm y $b=4.3$ cm, que es el modelo más usado en el calentamiento por microondas. Si se cumple esta condición, el modo TE_{10} se podrá utilizar en un ancho de banda de una octava, antes de la aparición de los modos superiores (TE_{01} y TE_{20}).

Las expresiones de los campos para el modo TE₁₀ son:

$$\begin{aligned} H_z &= B \cos\left(\frac{\pi x}{a}\right), H_x = \frac{j\beta}{k_c^2} B \frac{\pi}{a} \operatorname{sen}\left(\frac{\pi}{a} x\right), H_y = 0 \\ E_x &= Z_{TE} H_y = 0, E_y = -Z_{TE} H_x = -Z_{TE} \frac{j\beta}{k_c^2} B \frac{\pi}{a} \operatorname{sen}\left(\frac{\pi}{a} x\right) \end{aligned} \quad (2.13)$$

Donde no se ha incluido la exponencial de propagación, término $e^{-\gamma z}$, en las componentes, ni tampoco su variación en función del tiempo debido a su naturaleza fasorial, ya que nos encontramos en régimen permanente senoidal.

Es importante destacar que, en el caso del modo TE₁₀, el campo eléctrico presenta polarización vertical, es decir, en la dirección y de la guía de onda, y presenta una componente nula en la dirección x. Esto es muy interesante porque facilita la excitación del modo fundamental dentro de la guía. De hecho, esta excitación se puede realizar mediante la inclusión de una antena de tipo monopolo en el centro de la guía, $x=a/2$, teniendo en cuenta que esta antena debe estar situada a una distancia $z=\lambda_g/4$ de un cortocircuito.

En la figura 2.2 se puede observar la distribución del campo eléctrico en la guía de onda. Puede apreciarse como el campo es máximo en el centro de la guía mientras que decrece de forma senoidal hacia los extremos, donde el campo es nulo.

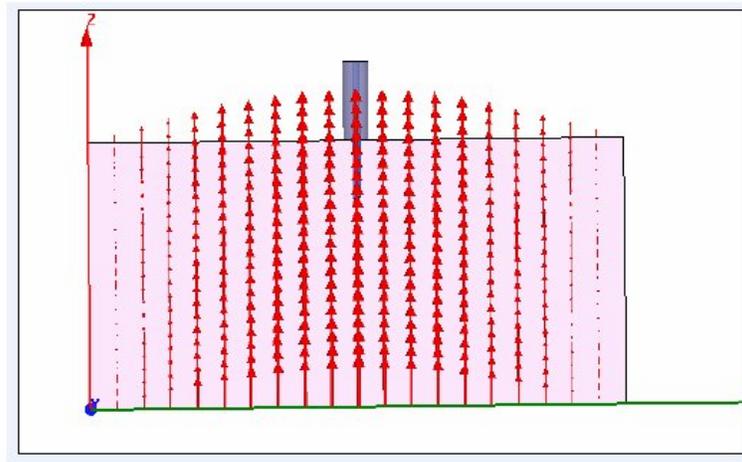


Figura 2.2. Distribución del campo eléctrico para el modo TE₁₀

Además también es importante resaltar que el campo eléctrico se mantiene constante para cualquier corte con los planos $x=\text{cte}$, es decir, el campo es constante con la variable y .

En cuanto a la potencia de este modo al utilizar una relación $b=a/2$ se facilita, por un lado, tener un mayor ancho de banda monomodo a la vez que se maximiza la potencia máxima que se puede transmitir.

En este proyecto se va a utilizar la guía rectangular WR-340 con dimensiones de ancho $a=8.6\text{cm}$, y alto $b=4.3\text{cm}$. En dicha guía se excitará el modo TE₁₀ en un rango de frecuencias de 2 a 3 GHz, lo cual asegura su comportamiento monomodo.

La longitud de onda del material bajo estudio tiene la siguiente expresión:

$$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\mu_r \epsilon_r - \left(\frac{\lambda_0}{\lambda_c}\right)^2}} \quad (2.14)$$

Programación en Matlab del algoritmo Nicholson-Ross-Weir para la medida de propiedades dieléctricas

Donde λ_0 es la longitud de onda en el vacío, λ_c es la longitud de onda de corte para el modo TE_{10} (que es igual a $2a$), ϵ_r es la permitividad relativa y μ_r es la permeabilidad relativa.

2.2- PARÁMETROS DE DISPERSIÓN

2.2.1- MATRICES DE IMPEDANCIAS Y ADMITANCIAS

La conexión de los circuitos con el exterior se realiza mediante líneas de transmisión, y sólo es posible acceder a la red a través de ellas. Dichos accesos se denominan puertos o 'ports'. En cada una de estas líneas es necesario fijar un plano de referencia, PR_i , donde mediremos las tensiones y corrientes; $\{V_i, I_i, i=1,2, \dots\}$, que servirán para describir las propiedades de la red o circuito. Una red de N accesos viene definida por $2N$ variables $\{V_i, I_i\}$ de las que solamente la mitad son independientes.

La descripción más usual se la red es a través de sus matrices de impedancias o admitancias:

$$\begin{aligned} [V] &= [Z] * [I] \\ [I] &= [Y] * [V] \\ [Z] &= [Y]^{-1} \end{aligned} \quad (2.15)$$

donde (V) e (I) son vectores de dimensión N , que representan tensiones e intensidades respectivamente de cada uno de los puertos.

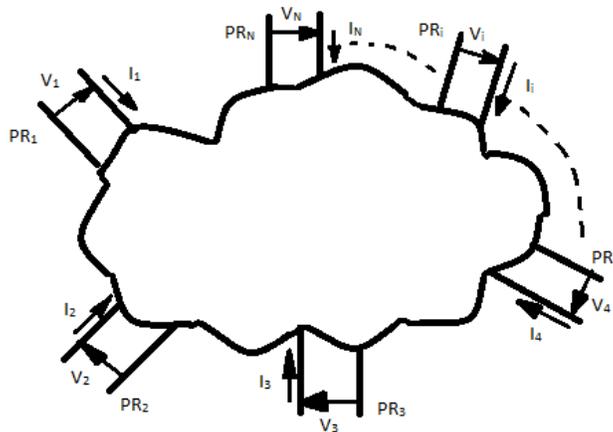


Figura 2.3. Estructura de una red de microondas

La matriz $[Z]$ o matriz de impedancias y la matriz $[Y]$ o matriz de admitancias, son matrices cuadradas, y la relación existente entre ambas es:

$$[Z]=[Y]^{-1} \quad (2.16)$$

El problema surge debido a que las matrices de impedancias $[Z]$ y las de admitancias $[Y]$, a frecuencias de microondas presentan los siguientes inconvenientes:

- Un desplazamiento de los planos de referencia produce cambios en las tensiones (V_i) y corrientes (I_i), gobernados por expresiones no triviales y, por tanto, modificaciones profundas en la forma de las matrices. Así que puede resultar muy difícil identificar dos redes idénticas pero con planos de referencia distintos.

- Los elementos Z_{ij} e Y_{ij} se deben medir con circuitos abiertos o cortocircuitos en los planos de referencia y a frecuencias de microondas:

- 1) Es difícil conseguir circuitos abiertos, dado que una línea en circuito abierto tiende a radiar energía y, por tanto, presenta una impedancia infinita.
- 2) No siempre es posible situar los cortocircuitos o circuitos abiertos en el plano de interés.
- 3) En caso de dispositivos activos, un cortocircuito o circuito abierto puede producir daños irreversibles, oscilaciones u otros efectos indeseados.

2.2.2- PARÁMETROS S

Para eliminar los inconvenientes que presentan las matrices de impedancias y admitancias aparecen los llamados parámetros de dispersión (parámetros S), siguiendo ciertos convenios entre las ondas positivas y negativas llegamos a que:

$$a_i = \overline{V_i^+} = \frac{V_i^+}{\sqrt{Z_{0i}}} = \sqrt{Y_{0i}} \cdot V_i^+ \quad (2.17)$$

$$b_i = \overline{V_i^-} = \frac{V_i^-}{\sqrt{Z_{0i}}} = \sqrt{Y_{0i}} \cdot V_i^-$$

En función de estas variables a_i y b_i se define la matriz de dispersión (scattering) mediante la relación:

$$\begin{pmatrix} b_1 \\ b_2 \\ \vdots \\ b_N \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} s_{11} & s_{12} & \dots & s_{1N} \\ s_{21} & s_{22} & & s_{2N} \\ \vdots & & \ddots & \vdots \\ s_{N1} & s_{N2} & \dots & s_{NN} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} a_1 \\ a_2 \\ \vdots \\ a_N \end{pmatrix} \Leftrightarrow [b] = [S] \cdot [a] \quad (2.18)$$

que proporciona las amplitudes normalizadas de las ondas negativas o reflejadas en función de las amplitudes de las ondas positivas o incidentes.

De forma que los elementos S_{ij} vienen dados por:

$$s_{ii} = \left. \frac{b_i}{a_i} \right|_{a_k=0 (k \neq i)} = \left. \frac{\overline{V_i^-}}{\overline{V_i^+}} \right|_{\overline{V_k^+}=0 (k \neq i)} \quad (2.19)$$

$$s_{ji} = \frac{b_j}{a_i} \Big|_{a_k=0 (k \neq i)} = \frac{V_j^-}{V_i^+} \Big|_{V_k^+=0 (k \neq i)}$$

Siendo el significado de cada uno de estos valores:

- S_{ii} es el coeficiente de reflexión visto desde el plano de referencia i -ésimo cuando situamos en dicho acceso un generador y todos los demás accesos están terminados.

- S_{ji} es el coeficiente de transmisión (señal saliente en el plano de referencia j dividida por la señal entrante en el plano de referencia i , con un generador en el acceso i y todos los demás terminados).

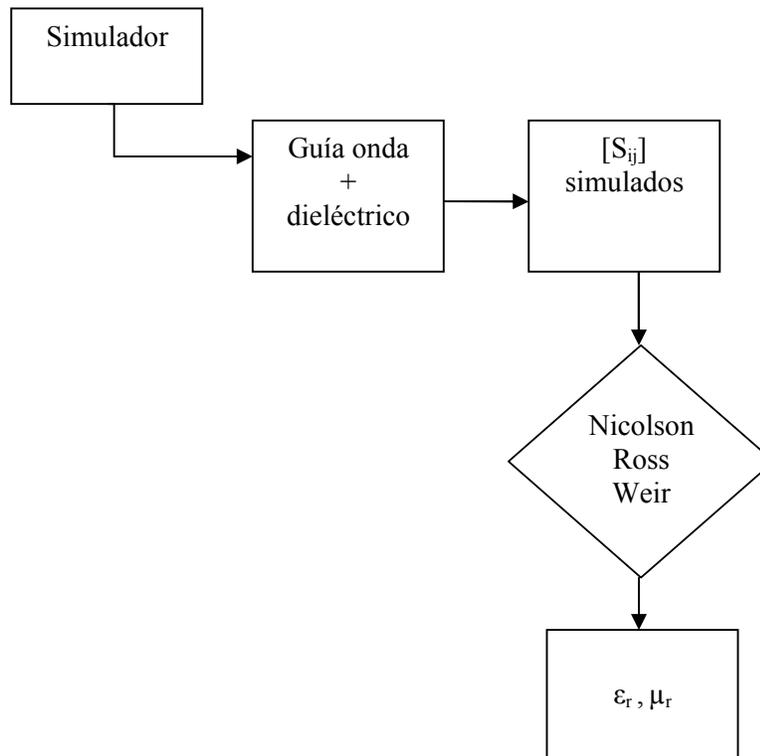
Una vez definida la matriz $[S]$ podemos comprobar que con los parámetros S_{ij} se eliminan los inconvenientes de la formulación con matrices $[Z]$ e $[Y]$:

-Un desplazamiento de planos de referencia da lugar, solamente, a cambios de fase en las ondas de potencia, por tanto, los valores de los parámetros S se verán modificados en su fase únicamente.

-La condición de acceso terminado implica la terminación del acceso con la impedancia característica de la línea y esta condición es independiente del plano donde se sitúe la terminación. Dicha impedancia es una carga resistiva, menos peligrosa que un cortocircuito o un circuito abierto.

En este proyecto vamos a generar los parámetros de dispersión con el programa CST Microwave Studio, diseñando la guía de onda con un dieléctrico en su interior, y tras la simulación exportaremos los parámetros de dispersión resultantes para trabajar con ellos utilizando el algoritmo de Nicholson-Ross-Weir, que a través de una serie de ecuaciones a partir de los parámetros de dispersión nos dará como resultado los valores de permitividad y permeabilidad.

En el siguiente esquema se explica el proceso:



Esquema 2.1. Esquema de utilización de los parámetros de dispersión.

2.3- TÉCNICAS DE MEDIDA DE PROPIEDADES DIELECTRICAS

2.3.1- INTRODUCCIÓN

Las propiedades dieléctricas de la materia son de gran importancia cuando se quiere comprender la interacción del campo eléctrico con la materia. De hecho, la permitividad compleja del material interviene en las ecuaciones de Maxwell como elemento fundamental, y dicha magnitud marca tanto la distribución de campo eléctrico como la disipación de energía en el material.

Además, los materiales dieléctricos forman parte fundamental de multitud de dispositivos de comunicaciones: en circuitos electrónicos de comunicaciones con tecnología impresa, antenas impresas, osciladores, filtros, etc. Por lo que su correcta caracterización es fundamental para poder diseñar adecuadamente dichos dispositivos.

También los parámetros dieléctricos del suelo marcan las pautas de propagación, por ejemplo, en fenómenos de onda de superficie y también en fenómenos de difracción, y fenómenos asociados a la refracción atmosférica.

Existen multitud de técnicas que permiten estimar la permitividad compleja de los materiales (a la cual también nos referimos como propiedades dieléctricas) y la elección de una u otra dependerá entre otros factores de las pérdidas previstas para el material, su posibilidad de mecanización, frecuencia de medida, precisión requerida, estado del material (sólido, líquido, ...), si se realiza o no contacto con la muestra, si el proceso es destructivo, etc.

2.3.2- DEFINICIÓN DE PERMITIVIDAD

La permitividad puede definirse como aquella constante que relaciona los vectores de intensidad de campo eléctrico y el vector de desplazamiento eléctrico. Para el vacío o aire esta constante toma el valor $\epsilon_0 = 8.85 \times 10^{-12}$ (F/m), sin embargo para otros materiales este valor puede variar enormemente, tomando incluso valores complejos.

$$\vec{D} = \epsilon \vec{E} \quad (2.20)$$

Cuando hablemos de permitividad nos referiremos a la permitividad compleja relativa, esto es, la permitividad absoluta del material dividida por la permitividad del vacío:

$$\varepsilon_r = \frac{\varepsilon}{\varepsilon_0} = \varepsilon' - j\varepsilon'' = \varepsilon' (1 - j\varepsilon''/\varepsilon') = \varepsilon' (1 - jtg\delta) \quad (2.21)$$

La cual es una magnitud adimensional y con valores más sencillos de manejar que la permitividad absoluta. A la parte real de la permitividad se la denomina constante dieléctrica (ε') o constante dieléctrica relativa mientras que a la parte imaginaria se la denomina factor de pérdidas o factor de disipación (ε'').

Se suele definir la tangente de pérdidas ($tg\delta$) como la relación entre la parte real y la parte imaginaria de la permitividad relativa como indica la siguiente ecuación:

$$tg\delta = \frac{\varepsilon''}{\varepsilon'} \quad (2.22)$$

El factor de pérdidas (ε'') indica la capacidad del material para disipar la energía de microondas en forma de calor, mientras que la constante dieléctrica (ε') indica la manera en la que la energía se almacenará o distribuirá en el seno del material dieléctrico.

Generalmente los métodos de medida suelen proporcionar la permitividad relativa, la cual suele presentar valores complejos. En el caso general en el que la permitividad relativa presente un valor complejo, la fase del vector desplazamiento eléctrico y el vector de intensidad de campo eléctrico será distinta y, consecuentemente, el dieléctrico presentará pérdidas que se transformarán en calor.

La permitividad relativa de los materiales dependerá de multitud de factores tales como la temperatura, la humedad interna del material o la frecuencia. Así pues, los métodos de medida deben ser capaces de medir los cambios de la permitividad en función de estos parámetros de la forma más precisa posible.

Sin embargo, la permitividad relativa puede tener valores muy dispersos lo cual dificulta que un único método pueda proporcionar toda la precisión requerida. Como ejemplo podemos comparar la permitividad del agua a 3GHz frente a la permitividad del teflón a esa misma frecuencia. En el caso del agua destilada la permitividad relativa será $\epsilon_r=78-j12$ mientras que para el teflón (PTFE) $\epsilon_r=2.1-j0.0001$. Como puede observarse, la parte real del agua es aproximadamente 36 veces mayor que la del teflón mientras que la parte imaginaria es 120000 veces mayor.

Como consecuencia existirán métodos especializados en medir materiales con bajas pérdidas y valores de permitividad también pequeños y otros más adecuados para materiales con altas pérdidas dieléctricas. Además, en este ejemplo, se han mostrado dos materiales con diferentes estados: el agua es un líquido mientras que el PTFE es sólido.

En este proyecto utilizaremos el método de transmisión-reflexión que se explica en el siguiente apartado.

2.3.3- MÉTODOS EN TRANSMISIÓN-REFLEXIÓN

En los métodos de transmisión-reflexión la muestra dieléctrica se sitúa dentro de la línea de transmisión y se usan los parámetros de dispersión de la línea para la estimación de la permitividad relativa. En este caso se usan los dos puertos de la guía de onda o la línea de transmisión para estimar la permitividad y tanto las reflexiones como la energía transmitida de un puerto a otro son usadas para calcular las propiedades dieléctricas del material.

Este método es el preferido para caracterizar materiales con pérdidas altas o medias y tiene la ventaja de proporcionar tanto la permitividad como la permeabilidad con tan solo una medida.

En la figura se muestra un esquema de medida con una sección de línea de transmisión que contiene la muestra de material a caracterizar:

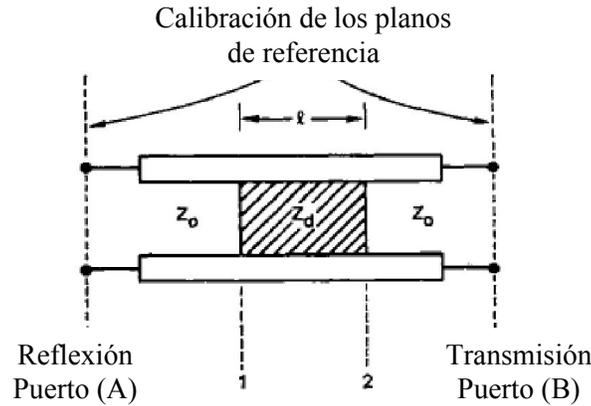


Figura 2.4. Línea de transmisión que contiene la muestra y planos de referencia

Los parámetros de reflexión y de transmisión, S_{11} y S_{21} se miden en los puertos A y B. Estos parámetros medidos se normalizan a Z_0 y son trasladados en fase hasta los planos 1 y 2, que son los planos interfaz entre el aire y la muestra. A partir de estos parámetros S_{11} y S_{21} , se pueden obtener la permitividad y la permeabilidad.

Principios de funcionamiento del método de transmisión-reflexión

La figura 2.5 muestra una configuración típica para una medida en Tx/Rx. La muestra bajo estudio se introduce en un segmento de línea según el eje x.

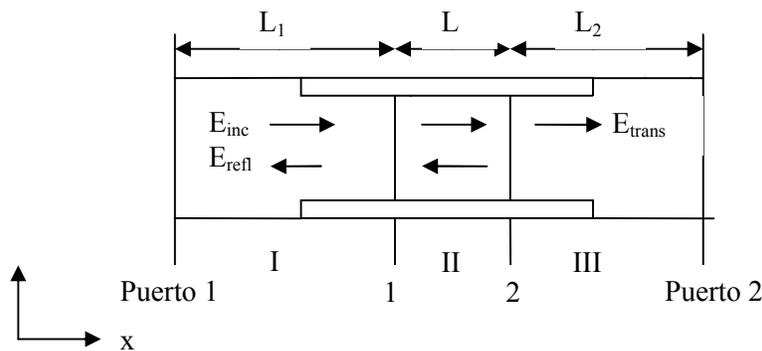


Figura 2.5. Esquema de medida en Tx/Rx con una línea de transmisión general

Las ecuaciones de dispersión se pueden utilizar para analizar los campos eléctricos en las interfaces de la muestra. Si los campos en las tres secciones de la línea son E_I , E_{II} y E_{III} para una onda incidente normalizada se tiene:

$$E_I = C_1 e^{\gamma_0 x} \quad (2.23)$$

$$E_{II} = C_2 e^{-\gamma x} + C_3 e^{\gamma x} \quad (2.24)$$

$$E_{III} = C_4 e^{-\gamma_0 x} \quad (2.25)$$

donde:

$$\gamma_0 = j \sqrt{\left(\frac{w}{c}\right)^2 - \left(\frac{2\pi}{\lambda_c}\right)^2} \quad (2.26)$$

$$\gamma = j \sqrt{\frac{w^2 \mu_r \epsilon_r}{c^2} - \left(\frac{2\pi}{\lambda_c}\right)^2} \quad (2.27)$$

donde w es la frecuencia angular, c es la velocidad de la luz en el vacío, μ_r es la permeabilidad magnética relativa del material y ϵ_r su permitividad eléctrica relativa, γ_0 y γ son las constantes de propagación de la línea con aire y material respectivamente, y por último λ_c es la longitud de onda de corte de la línea.

Haciendo uso de las condiciones de contorno de campo eléctrico y magnético se pueden determinar las constantes C_1 , C_2 , C_3 y C_4 . La condición de contorno de campo eléctrico es la condición de continuidad de su componente tangencial en las interfaces:

$$E_I \Big|_{x=L_1} = E_{II} \Big|_{x=L_1} \quad (2.28)$$

$$E_{II} \Big|_{x=L_1+L} = E_{III} \Big|_{x=L_1+L} \quad (2.29)$$

donde L_1 y L_2 son las distancias desde los respectivos puertos a las caras de la muestra y L es la longitud de la muestra. La longitud total de la línea de transmisión es $L_{tot}=L_1+L_2+L$. Por otra parte, las condiciones de contorno para el campo magnético requieren la suposición de que no se generan corrientes superficiales, con lo que las componentes tangenciales del campo magnético son continuas a través de las interfaces, es decir,

$$\frac{1}{\mu_0} \cdot \frac{\partial E_{II}}{\partial x} \Big|_{x=L_1} = \frac{1}{\mu_0 \mu_r} \cdot \frac{\partial E_{III}}{\partial x} \Big|_{x=L_2} \quad (2.30)$$

$$\frac{1}{\mu_0 \mu_r} \cdot \frac{\partial E_{III}}{\partial x} \Big|_{x=L_1+L} = \frac{1}{\mu_0} \cdot \frac{\partial E_{III}}{\partial x} \Big|_{x=L_2+L} \quad (2.31)$$

Los parámetros de dispersión de la red de dos puertos de la figura 2.5 se pueden obtener resolviendo las ecuaciones (2.23), (2.24), (2.25) con las condiciones de contorno (2.29, 2.30). Puesto que la red es recíproca la matriz de dispersión será simétrica ($S_{21}=S_{12}$) y se obtiene:

$$S_{11} = R_1^2 \cdot \frac{\Gamma(1-T^2)}{1-\Gamma^2 T^2} \quad (2.32)$$

$$S_{22} = R_2^2 \cdot \frac{\Gamma(1-T^2)}{1-\Gamma^2 T^2} \quad (2.33)$$

$$S_{21} = R_1 R_2 \cdot \frac{\Gamma(1-T^2)}{1-\Gamma^2 T^2} \quad (2.34)$$

donde

$$R_i = e^{-\gamma_0 L_i} \quad i=\{1,2\} \quad (2.35)$$

$$T = e^{-\gamma d} \quad (2.36)$$

$$\Gamma = \frac{(\gamma_0/\mu_0) - (\gamma/\mu)}{(\gamma_0/\mu_0) + (\gamma/\mu)} \quad (2.37)$$

El sistema de ecuaciones tiene varias soluciones. Así la permitividad relativa compleja (ϵ_r) y la permeabilidad relativa compleja (μ_r) de la muestra se pueden determinar por diferentes caminos. Vamos a ver el algoritmo con el que vamos a trabajar.

2.3.4- ALGORITMO DE NICHOLSON-ROSS-WEIR

Nicholson y Ross y Weir combinan las ecuaciones (2.32) y (2.34) de S_{11} y S_{21} , y derivan fórmulas explícitas para el cálculo de la permitividad y la permeabilidad. El algoritmo suele llamarse algoritmo de Nicholson-Ross-Weir (NRW).

En el algoritmo NRW, la transmisión y la reflexión se expresan mediante los parámetros de dispersión S_{11} y S_{21} . El coeficiente de reflexión viene dado por:

$$\Gamma = K \pm \sqrt{K^2 - 1} \quad (2.38)$$

$$K = \frac{(S_{11}^2(w) - S_{21}^2(w)) + 1}{2 \cdot S_{11}(w)} \quad (2.39)$$

La elección correcta del signo en la ecuación (2.38) se hace con la condición $\Gamma \leq 1$. El coeficiente de transmisión es:

$$T = \frac{(S_{11}(w) + S_{21}(w)) - \Gamma}{1 - \{S_{11}(w) + S_{21}(w)\} \cdot \Gamma} \quad (2.40)$$

A partir de estas ecuaciones se puede calcular la permitividad y la permeabilidad como:

$$\epsilon_r = \frac{\lambda_0^2 \left(\frac{1}{\Lambda^2} + \frac{1}{\lambda_c^2} \right)}{\mu_r} \quad (2.41)$$

$$\mu_r = \frac{1 + \Gamma}{\Lambda \cdot (1 - \Gamma) \cdot \sqrt{\frac{1}{\lambda_0^2} - \frac{1}{\lambda_c^2}}} \quad (2.42)$$

donde

$$\frac{1}{\Lambda^2} = - \left[\frac{1}{2\pi \cdot d} \cdot \ln \left(\frac{1}{T} \right) \right]^2 \quad (2.43)$$

λ_0 es la longitud de onda en la línea vacía, y λ_c es la longitud de onda de corte de la línea de transmisión.

Ambigüedad

Podemos observar que la ecuación (2.43) tiene infinitas raíces ya que el logaritmo de un número complejo es $\ln \left(\frac{1}{T} \right) = \ln \left| \frac{1}{T} \right| + j \cdot \left(\text{fase} \left(\frac{1}{T} \right) + 2 \cdot \pi \cdot n \right)$ con n entero. Por lo tanto, las ecuaciones (2.41) y (2.42) son ambiguas porque la fase del coeficiente de transmisión T no cambia si la longitud del material aumenta un múltiplo de longitud de onda.

Como el retardo de grupo a través del material es función de su longitud total, la ambigüedad de fase se resuelve encontrando una solución para ϵ_r y μ_r en la cual el valor del retardo de grupo calculado se corresponda al valor determinado de medir los datos a dos o

más frecuencias. Para esta forma de trabajo, los pasos en frecuencia en los cuales se realiza la medida deben ser lo suficientemente pequeños para que la fase del coeficiente de transmisión varíe menos que 2π de una frecuencia a la siguiente.

También ocurre la ambigüedad cuando el grosor de la muestra es múltiplo de la mitad de la longitud de onda de la muestra: $d = n \cdot \lambda_g / 2$, con $n=1, \dots, \infty$.

Además si el espesor de la muestra d es mayor que la mitad de la longitud de onda de la misma muestra, $\lambda_g/2$, también habrá ambigüedad. El tamaño óptimo de la muestra será aquel que cumpla que el espesor d sea igual a un cuarto de la longitud de onda de dicha muestra, es decir, $d = \lambda_g/4$, siendo λ_g :

$$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\mu_r \epsilon_r - \left(\frac{\lambda_0}{\lambda_c}\right)^2}} \quad (2.44)$$

Donde λ_0 es la longitud de onda en el vacío, λ_c es la longitud de onda de corte para el modo TE_{10} (que es igual a $2a$), ϵ_r es la permitividad relativa y μ_r es la permeabilidad relativa.

En la siguiente tabla se muestran los valores de espesor de muestra para los distintos materiales donde se presentará ambigüedad, que será cuando el grosor d sea múltiplo de la mitad de la longitud de onda del material, siendo n un número entero de 1 a ∞ .

			f = 2GHz	f = 3GHz
Material	μ_r	ϵ_r	$d = \lambda_g/2 \times n$ (cm)	$d = \lambda_g/2 \times n$ (cm)
Teflón	1	2.08	$6.53 \times n$	$3.78 \times n$
Nitruro de Aluminio	1	8.6	$2.67 \times n$	$1.74 \times n$
Poliamida	1	3.5	$4.53 \times n$	$2.81 \times n$

Tabla 2.1. Valores de espesor de muestra que presentan ambigüedad.

En este proyecto utilizaremos el método descrito anteriormente sobre datos proporcionados por el simulador CST Microwave Studio, el cual nos proporciona los parámetros de dispersión en módulo y fase en un rango de 2 a 3 GHz, y posteriormente aplicaremos el método mediante rutinas de Matlab.

CAPÍTULO 3: CST MICROWAVE STUDIO

3.1- INTRODUCCIÓN

CST Microwave Studio, es una herramienta especializada para la simulación de componentes en alta frecuencia. Sus aplicaciones abarcan desde comunicaciones móviles, diseño sin hilo e integridad de la señal, hasta diseño y análisis de campos electromagnéticos en general.

Los diversos problemas electromagnéticos se resuelven mediante la Técnica de Integración Finita (TIF), consistente en la reformulación discreta de las ecuaciones de Maxwell en su forma integral. De esta manera, se permite la simulación de problemas reales de campos electromagnéticos, con un amplio rango de frecuencias y geometrías complejas.

El programa proporciona manuales de usuario, diversos ejemplos de diseños y una interfaz gráfica sencilla e intuitiva, que facilitan al diseñador su labor. La ventana principal del programa se muestra en la figura 3.1.

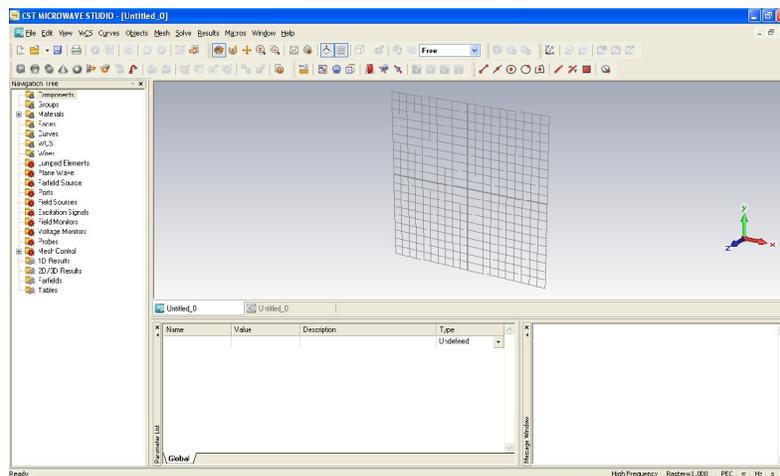


Figura3.1. Ventana principal de CST Microwave Studio.

La ventana principal del programa está dividida en cinco partes. En la primera de ellas, situada en la parte superior de la pantalla, se encuentran los menús principales y las barras de herramientas de acceso rápido a las distintas funciones del programa. La segunda parte se encuentra a la izquierda, y muestra un árbol de navegación del proyecto, que permite acceder a los distintos componentes, materiales y resultados de simulación entre otros. La parte situada en el centro, es el plano de diseño en el que se dibujan las estructuras a simular. Por último abajo se muestra en una ventana la lista de parámetros y en otra ventana los mensajes de ventana.

3.2- DISEÑO DE LA GUÍA DE ONDA RECTANGULAR

Para diseñar la guía de onda rectangular con un dieléctrico en su interior vamos a crear un nuevo proyecto, al crearlo, el programa nos pedirá que elijamos una plantilla para trabajar, pero no elegiremos ninguna. El material de fondo será un conductor eléctrico perfecto (PEC).

A continuación estableceremos las unidades de trabajo en centímetros, la frecuencia en Hertzios, y el rango de frecuencia de trabajo lo fijaremos de 2 a 3 GHz. A esta frecuencia sólo se propagará el modo fundamental, el modo TE_{10} . También resolveremos las condiciones límite de campo eléctrico transversal en los ejes de coordenadas x, y, z, además de los planos de simetría y las condiciones límite de temperatura.

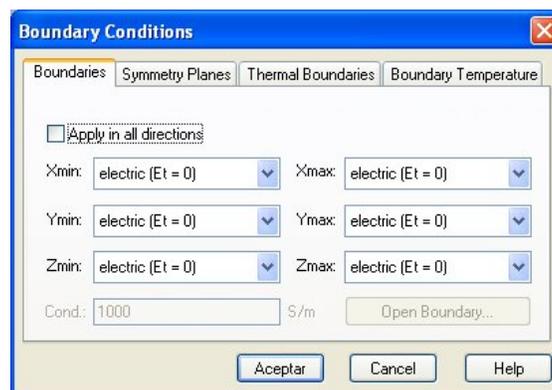


Figura 3.2. Condiciones límite de campo eléctrico, planos de simetría y temperatura.

Una vez fijadas estas condiciones ya podemos diseñar la guía de onda en el vacío, con las medidas estándar del modelo de guía WR-340.

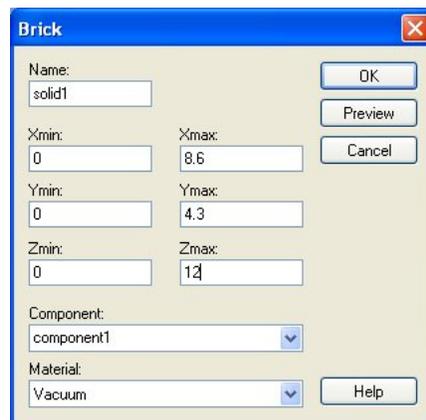


Figura 3.3. Diseño de la guía de onda en el vacío.

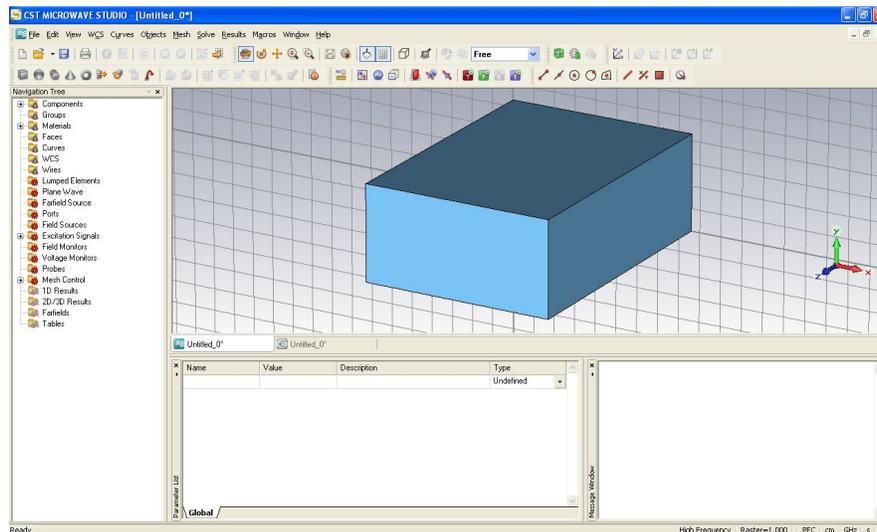


Figura 3.4. Guía de onda en el vacío.

Ahora cargaremos el material que va a contener la muestra, que será el teflón, dada su gran capacidad aislante y resistencia a la temperatura. La muestra la insertaremos en el medio de la guía, y probaremos con distintos espesores de muestra para ver los distintos resultados que proporciona cada espesor.

A continuación marcaremos los puertos en los extremos de la guía:

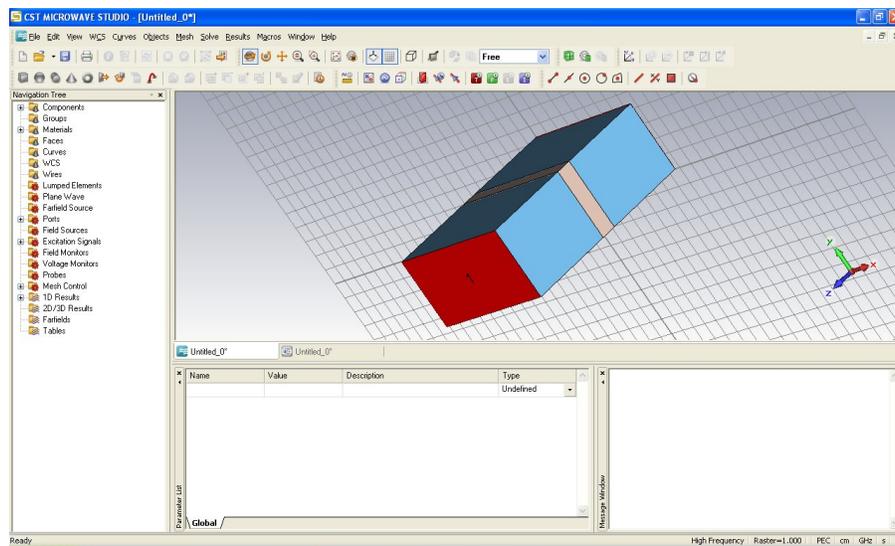


Figura 3.5. Guía de onda con dieléctrico en su interior.

Ahora comenzamos la simulación en el dominio del tiempo, y el programa nos proporcionará los parámetros de dispersión necesarios para utilizarlos en el algoritmo de Nicholson-Ross-Weir. El módulo y la fase de estos parámetros los exportaremos en ASCII para trabajar con ellos con el programa Matlab.

En la siguiente figura se representa el esquema de simulación de la guía con la muestra en su interior, de ancho $a=8.6\text{cm}$ y altura $b=4.3\text{cm}$, d será el grosor de la muestra simulada.

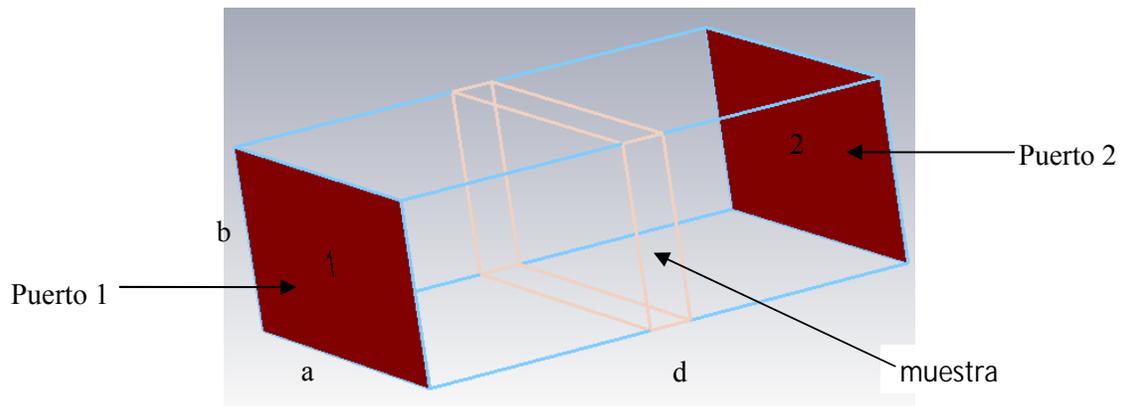


Figura 3.6. Esquema de simulación de la guía de onda con dieléctrico en su interior.

CAPÍTULO 4: RESULTADOS

4.1- TEFLÓN (PTFE)

Muestra de 1cm de espesor con un rango de 2 a 3 GHz

A continuación se muestran las gráficas de permitividad y permeabilidad resultantes tras simular con el material teflón con una muestra de 1cm de grosor y con un rango de 2 a 3 GHz:

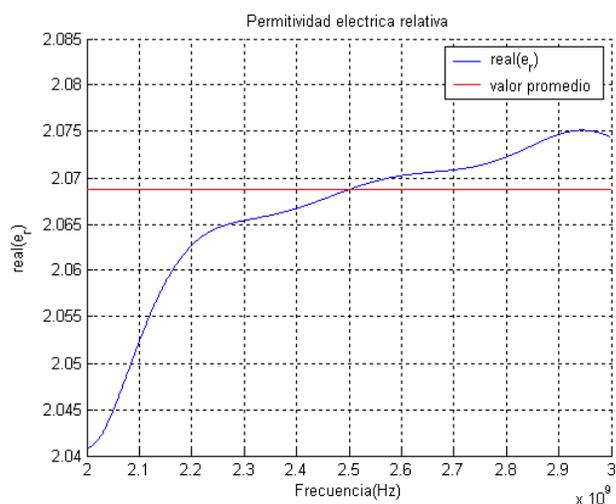


Figura 4.1. Permitividad eléctrica relativa frente a la frecuencia.

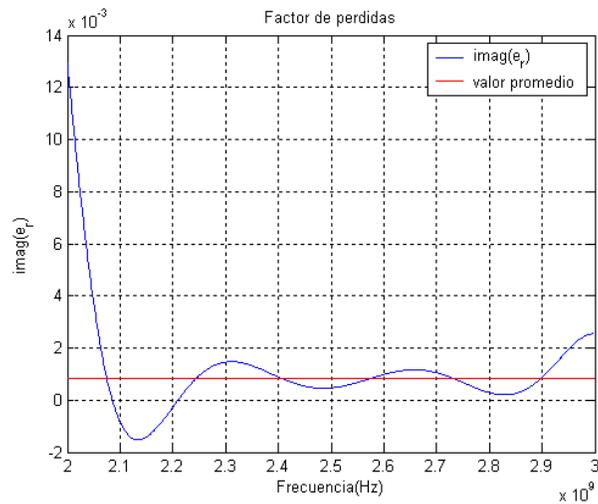


Figura 4.2. Factor de pérdidas frente a la frecuencia.

Material	ϵ_r' (promedio)	ϵ_r' (simulador)	ϵ_r'' (promedio)	ϵ_r'' (simulador)
Teflón (PTFE)	2.068	2.08	0.0008	0.0003

Tabla 4.1. Valores de las propiedades dieléctricas.

Las figuras 4.1 y 4.2 muestran los resultados al aplicar el método de Nicholson-Ross-Weir sobre una muestra dieléctrica de 1cm de grosor. De los resultados se puede deducir que el error introducido por el método de medida es pequeño en este caso, y que los resultados obtenidos se aproximan a los resultados esperados.

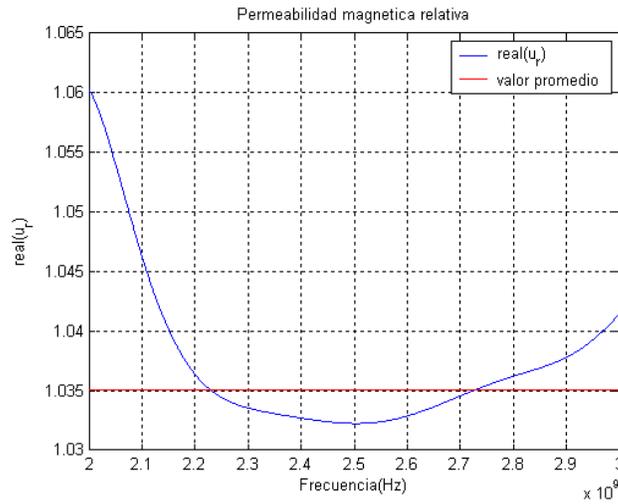


Figura 4.3. Parte real de la permeabilidad magnética relativa frente a la frecuencia.

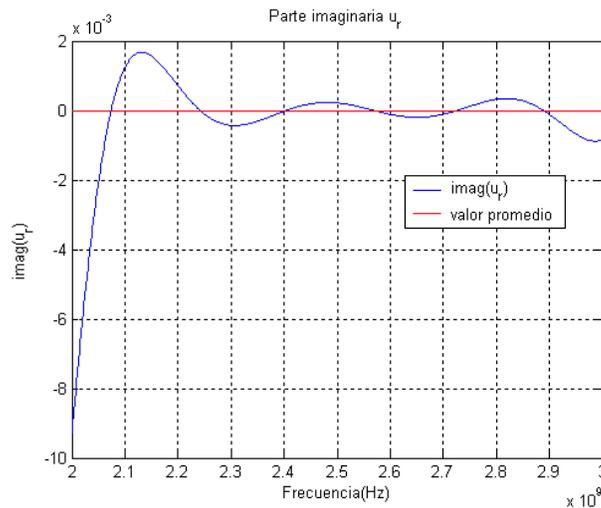


Figura 4.4. Parte imaginaria de la permeabilidad magnética relativa frente a la frecuencia.

Material	μ_r' (promedio)	μ_r' (simulador)	μ_r'' (promedio)	μ_r'' (simulador)
Teflón (PTFE)	1.035	1	4.48e-6	0

Tabla 4.2. Valores de las propiedades magnéticas.

Las figuras 4.3 y 4.4 muestran los resultados al aplicar el método de Nicholson-Ross-Weir sobre una muestra dieléctrica de 1cm de grosor. De los resultados se puede ver que se realiza una mala aproximación de la permeabilidad magnética relativa en los rangos

de 2 a 2.2GHz y de 2.7 a 3 GHz, por lo que la permitividad eléctrica relativa se ve afectada también en estos valores de frecuencia.

Muestra de 2.38 cm de espesor con un rango de 2 a 3 GHz

A continuación se muestran las gráficas de permitividad y permeabilidad resultantes tras simular con el material teflón con una muestra de 2.38cm de grosor, que corresponde al valor de espesor óptimo ($\lambda_g/4$) y con un rango de 2 a 3 GHz:

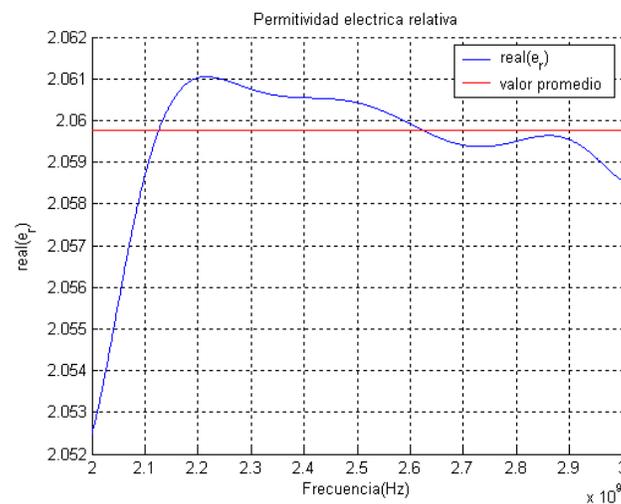


Figura 4.5. Permitividad eléctrica relativa frente a la frecuencia.

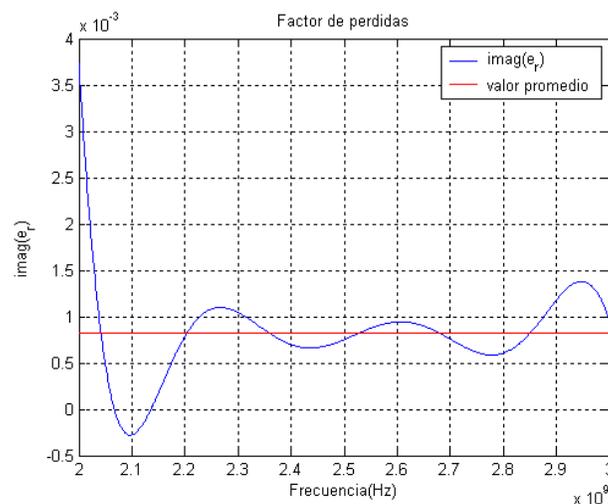


Figura 4.6. Factor de pérdidas frente a la frecuencia.

Material	ϵ_r' (promedio)	ϵ_r' (simulador)	ϵ_r'' (promedio)	ϵ_r'' (simulador)
Teflón (PTFE)	2.0597	2.08	0.0008	0.0003

Tabla 4.3. Valores de las propiedades dieléctricas.

Las figuras 4.5 y 4.6 muestran los resultados al aplicar el método de Nicholson-Ross-Weir sobre una muestra dieléctrica de 2.38cm de grosor. De los resultados se puede deducir que el error introducido por el método de medida es pequeño en este caso, y que los resultados obtenidos se aproximan a los resultados esperados.

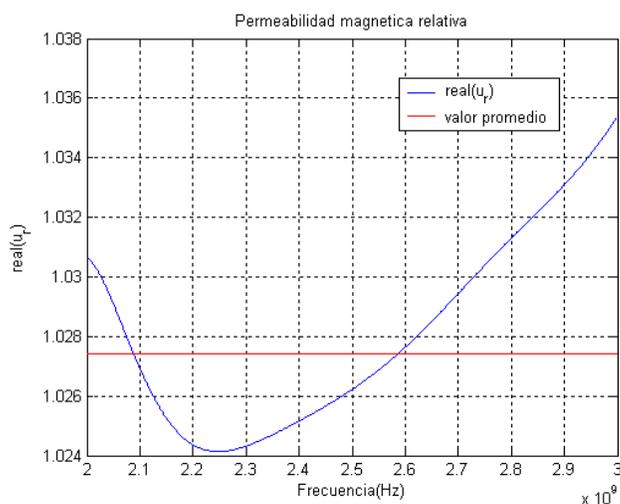


Figura 4.7. Parte real de la permeabilidad magnética relativa frente a la frecuencia.

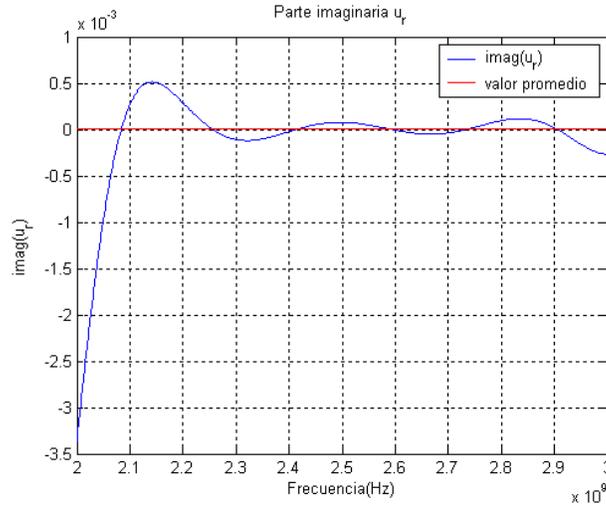


Figura 4.8. Parte imaginaria de la permeabilidad magnética relativa frente a la frecuencia.

Material	μ_r' (promedio)	μ_r' (simulador)	μ_r'' (promedio)	μ_r'' (simulador)
Teflón (PTFE)	1.0274	1	8.94e-6	0

Tabla 4.4. Valores de las propiedades magnéticas.

Las figuras 4.7 y 4.8 muestran los resultados al aplicar el método de Nicholson-Ross-Weir sobre una muestra dieléctrica de 2.38cm de grosor. De los resultados se puede ver que se realiza una mala aproximación de la permeabilidad magnética relativa en los rangos de 2 a 2.1GHz y de 2.6 a 3 GHz, por lo que la permitividad eléctrica relativa se ve afectada también en estos valores de frecuencia.

Muestra de 9 cm de espesor con un rango de 2 a 3 GHz

A continuación se muestran las gráficas de permitividad y permeabilidad resultantes tras simular con el material teflón con una muestra de 9cm de grosor, lo que implica que existirá ambigüedad ya que el grosor de la muestra es mayor que $\lambda_g/2$, y con un rango de 2 a 3 GHz:

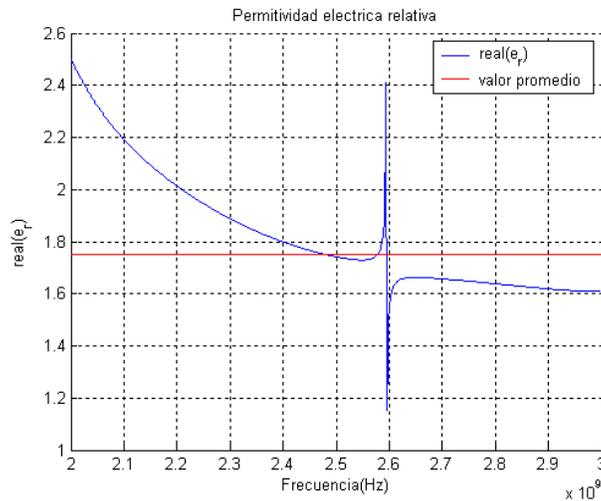


Figura 4.9. Permitividad eléctrica frente a la frecuencia.

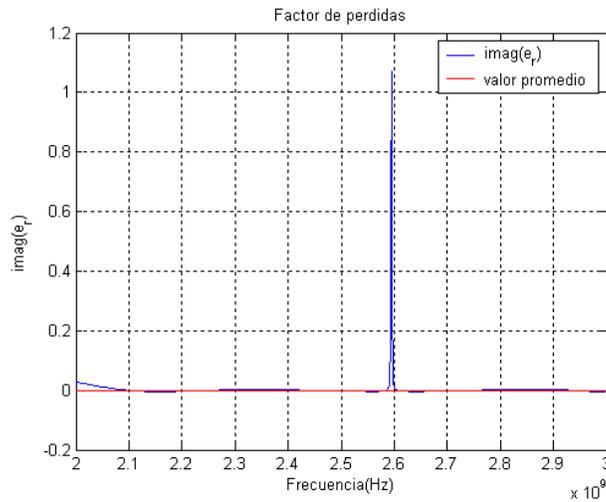


Figura 4.10. Factor de pérdidas frente a la frecuencia.

Material	ϵ_r' (promedio)	ϵ_r' (simulador)	ϵ_r'' (promedio)	ϵ_r'' (simulador)
Teflón (PTFE)	1.749	2.08	0.00018	0.0003

Tabla 4.5. Valores de las propiedades dieléctricas.

Las figuras 4.9 y 4.10 muestran los resultados al aplicar el método de Nicholson-Ross-Weir sobre una muestra dieléctrica de 9cm de grosor. De los resultados se puede deducir que en este caso el espesor de la muestra es mayor que $\lambda_g/2$, por lo que existe ambigüedad, lo que implica que el error relativo sea mayor. La ambigüedad se presenta a la frecuencia de 2.6GHz, y este valor corresponde con una longitud de onda del material de $\lambda_g = 10.12$ cm.

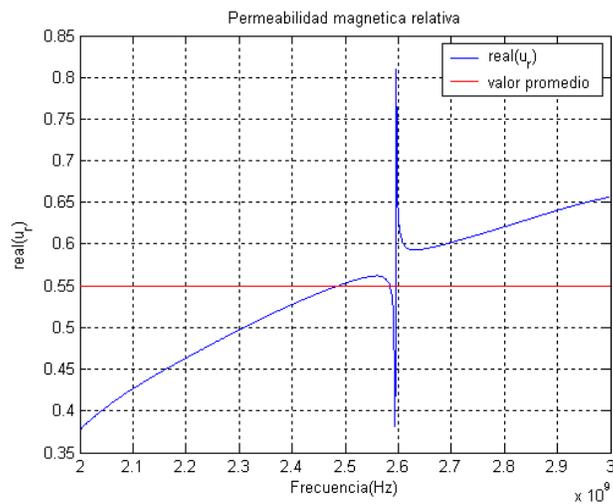


Figura 4.11. Parte real de la permeabilidad magnética frente a la frecuencia.

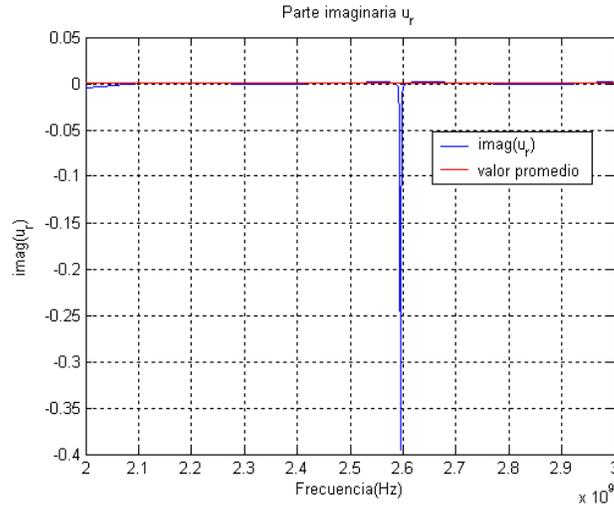


Figura 4.12. Parte imaginaria de la permeabilidad magnética relativa frente a la frecuencia.

Material	μ_r' (promedio)	μ_r' (simulador)	μ_r'' (promedio)	μ_r'' (simulador)
Teflón (PTFE)	0.55	1	0.0003	0

Tabla 4.6. Valores de las propiedades magnéticas.

Las figuras 4.11 y 4.12 muestran los resultados al aplicar el método de Nicholson-Ross-Weir sobre una muestra dieléctrica de 9cm de grosor. De los resultados se puede ver que una mala estimación de la permeabilidad magnética afecta como consecuencia a una mala estimación de la permitividad eléctrica relativa.

4.2- NITRURO DE ALUMINIO

Muestra de 1cm de espesor con un rango de 2 a 3 GHz

A continuación se muestran las gráficas de permitividad y permeabilidad resultantes tras simular con el material nitruro de aluminio con una muestra de 1cm de grosor, que es el valor de espesor óptimo ($\lambda_g/4$), y con un rango de 2 a 3 GHz:

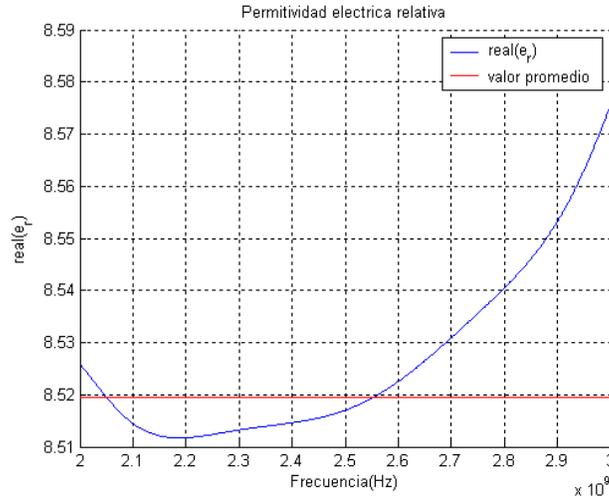


Figura 4.13. Permittividad eléctrica relativa frente a la frecuencia.

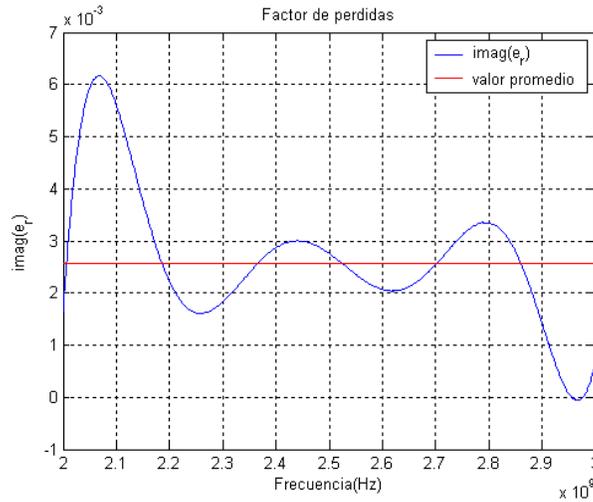


Figura 4.14. Factor de pérdidas frente a la frecuencia.

Material	ϵ_r' (promedio)	ϵ_r' (simulador)	ϵ_r'' (promedio)	ϵ_r'' (simulador)
Nitruro de Aluminio	8.5193	8.6	0.002	0.0003

Tabla 4.7. Valores de las propiedades dieléctricas.

Las figuras 4.13 y 4.14 muestran los resultados al aplicar el método de Nicholson-Ross-Weir sobre una muestra dieléctrica de 1cm de grosor. De los resultados se puede

deducir que el error introducido por el método de medida es pequeño en este caso, y que los resultados obtenidos se aproximan a los resultados esperados.

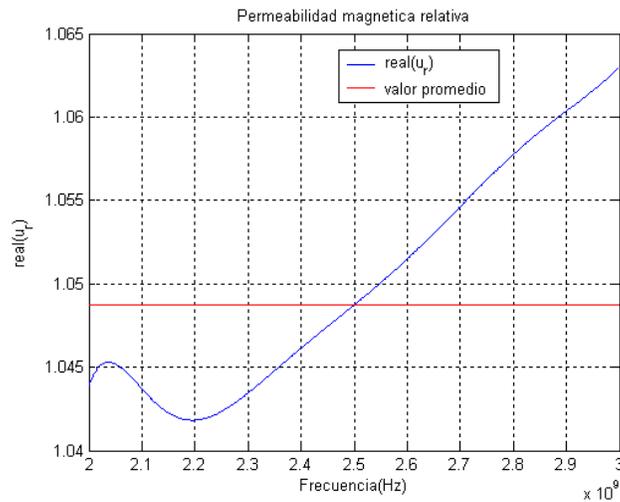


Figura 4.15. Parte real de la permeabilidad magnética relativa frente a la frecuencia.

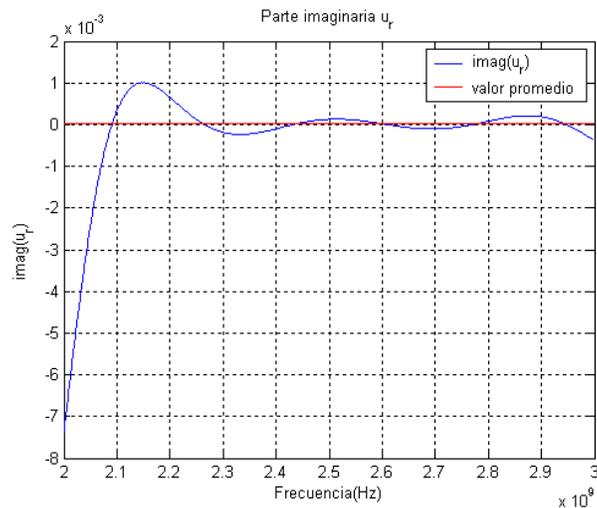


Figura 4.16. Parte imaginaria de la permeabilidad magnética relativa frente a la frecuencia.

Material	μ_r' (promedio)	μ_r' (simulador)	μ_r'' (promedio)	μ_r'' (simulador)
Nitruro de Aluminio	1.048	1	2.03e-5	0

Tabla 4.8. Valores de las propiedades magnéticas.

Las figuras 4.15 y 4.16 muestran los resultados al aplicar el método de Nicholson-Ross-Weir sobre una muestra dieléctrica de 1cm de grosor. De los resultados se puede deducir que la correcta elección del grosor de la muestra es fundamental para que la medida sea precisa.

Muestra de 2.1 cm de espesor con un rango de 2 a 3 GHz

A continuación se muestran las gráficas de permitividad y permeabilidad resultantes tras simular con el material nitruro de aluminio con una muestra de 2.1cm de grosor, lo que implica que existirá ambigüedad ya que el grosor de la muestra es múltiplo de $\lambda_g/2$, y con un rango de 2 a 3 GHz:

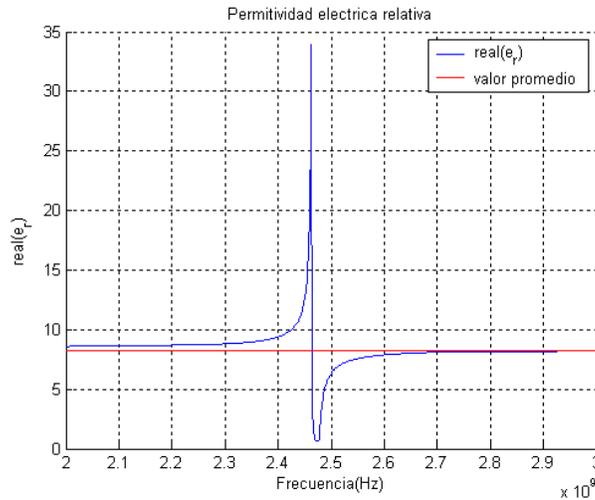


Figura 4.17. Permitividad eléctrica relativa frente a la frecuencia.

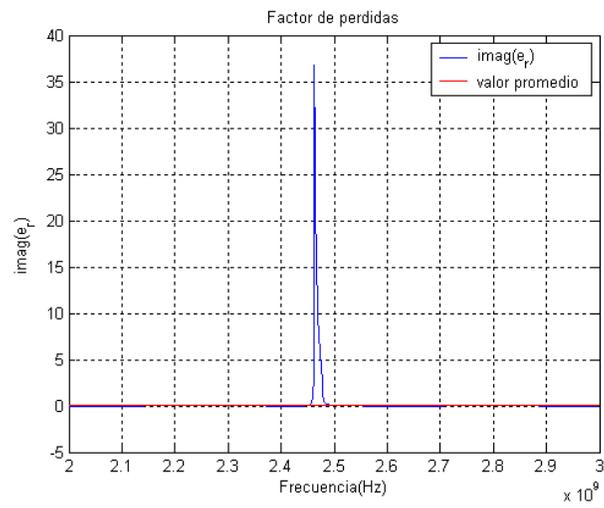


Figura 4.18. Factor de pérdidas frente a la frecuencia.

Material	ϵ_r' (promedio)	ϵ_r' (simulador)	ϵ_r'' (promedio)	ϵ_r'' (simulador)
Nitruro de Aluminio	8.23	8.6	0.012	0.0003

Tabla 4.9. Valores de las propiedades dieléctricas.

Las figuras 4.17 y 4.18 muestran los resultados al aplicar el método de Nicholson-Ross-Weir sobre una muestra dieléctrica de 2.1cm de grosor. De los resultados se puede deducir que en este caso el espesor de la muestra es múltiplo de $\lambda_g/2$, por lo que existe ambigüedad, lo que implica que el error relativo sea mayor. La ambigüedad se presenta a la frecuencia de 2.45GHz, y este valor corresponde con una longitud de onda del material de $\lambda_g = 4.2$ cm, es decir, $\lambda_g/2$.

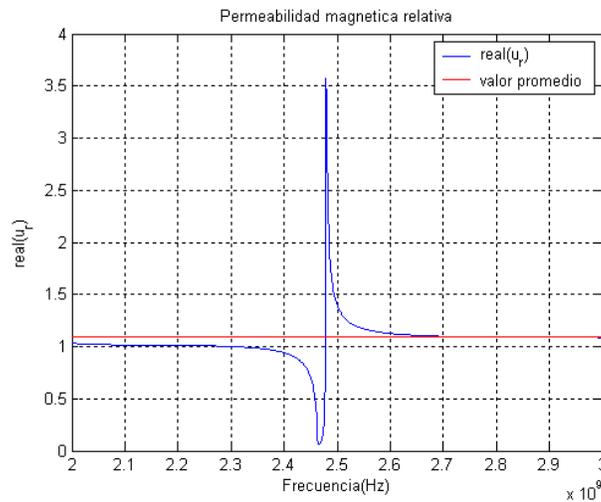


Figura 4.19. Parte real de la permeabilidad magnética relativa frente a la frecuencia.

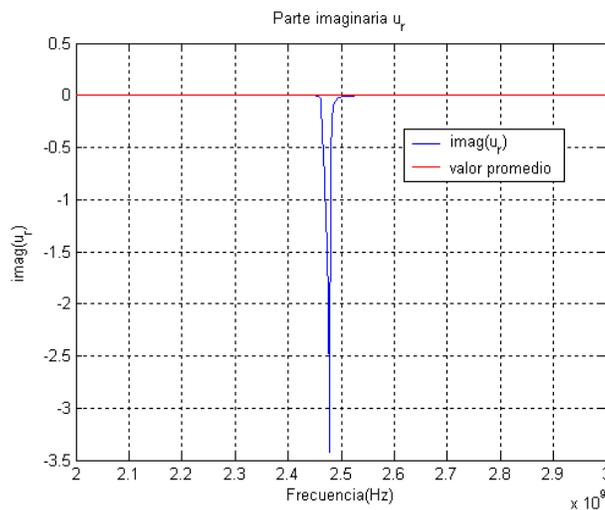


Figura 4.20. Parte imaginaria de la permeabilidad magnética relativa frente a la frecuencia.

Material	μ_r' (promedio)	μ_r' (simulador)	μ_r'' (promedio)	μ_r'' (simulador)
Nitruro de Aluminio	1.09	1	0.0002	0

Tabla 4.10. Valores de las propiedades magnéticas.

Las figuras 4.19 y 4.20 muestran los resultados al aplicar el método de Nicholson-Ross-Weir sobre una muestra dieléctrica de 2.1cm de grosor. De los resultados se puede deducir que una mala estimación de la permeabilidad magnética relativa afecta como consecuencia a una mala estimación de la permitividad eléctrica relativa.

4.3- POLIAMIDA

Muestra de 1cm de espesor con un rango de 2 a 3 GHz

A continuación se muestran las gráficas de permitividad y permeabilidad resultantes tras simular con el material poliamida con una muestra de 1cm de grosor y con un rango de 2 a 3 GHz:

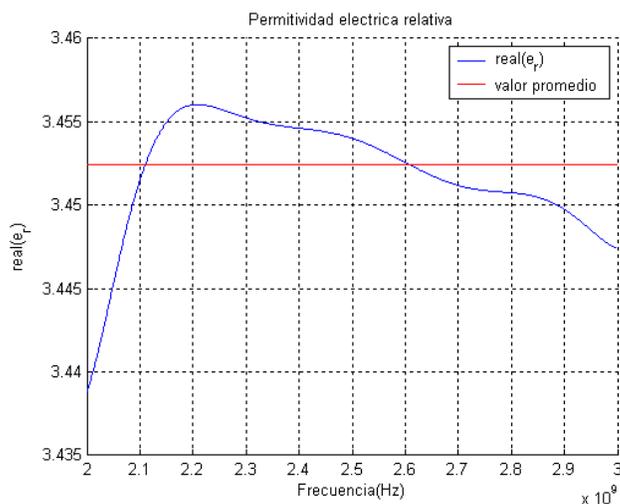


Figura 4.21. Permitividad eléctrica relativa frente a la frecuencia.

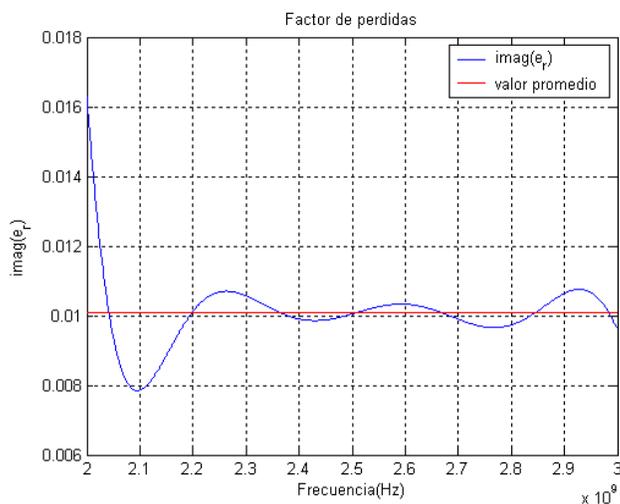


Figura 4.22. Factor de pérdidas frente a la frecuencia.

Material	ϵ_r' (promedio)	ϵ_r' (simulador)	ϵ_r'' (promedio)	ϵ_r'' (simulador)
Poliamida	3.452	3.5	0.01	0.003

Tabla 4.11. Valores de las propiedades dieléctricas.

Las figuras 4.21 y 4.22 muestran los resultados al aplicar el método de Nicholson-Ross-Weir sobre una muestra dieléctrica de 1cm de grosor. De los resultados se puede deducir que el error introducido por el método de medida es pequeño en este caso, y que los resultados obtenidos se aproximan a los resultados esperados.

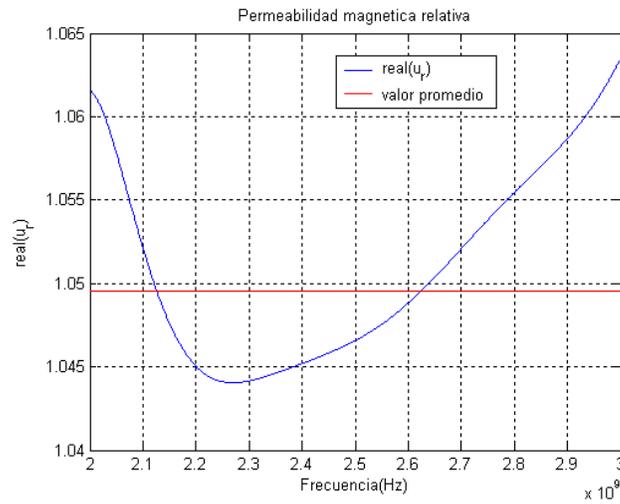


Figura 4.23. Parte real de la permeabilidad magnética relativa frente a la frecuencia.

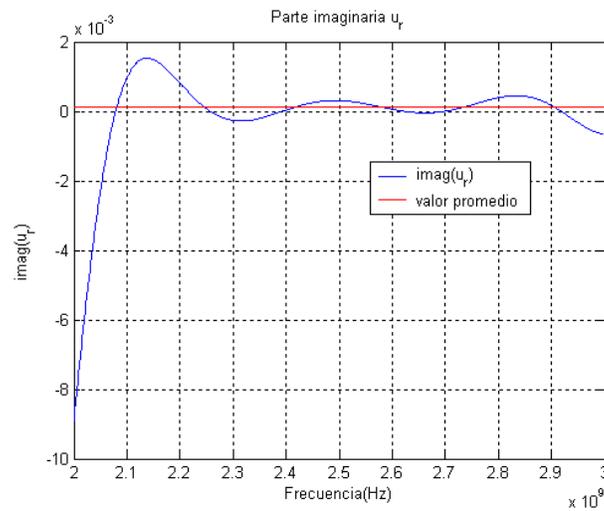


Figura 4.24. Parte imaginaria de la permeabilidad magnética relativa frente a la frecuencia.

Material	μ_r' (promedio)	μ_r' (simulador)	μ_r'' (promedio)	μ_r'' (simulador)
Poliamida	1.049	1	0.0001	0

Tabla 4.12. Valores de las propiedades magnéticas.

Las figuras 4.23 y 4.24 muestran los resultados al aplicar el método de Nicholson-Ross-Weir sobre una muestra dieléctrica de 1cm de grosor. De los resultados se puede ver que se realiza una mala aproximación de la permeabilidad magnética relativa en los rangos

de 2 a 2.2GHz y de 2.62 a 3 GHz, por lo que la permitividad eléctrica relativa se ve afectada también en estos valores de frecuencia.

Muestra de 1.6 cm de espesor con un rango de 2 a 3 GHz

A continuación se muestran las gráficas de permitividad y permeabilidad resultantes tras simular con el material poliamida con una muestra de 1.6cm de grosor, que es el valor de espesor óptimo ($\lambda_g/4$), y con un rango de 2 a 3 GHz:

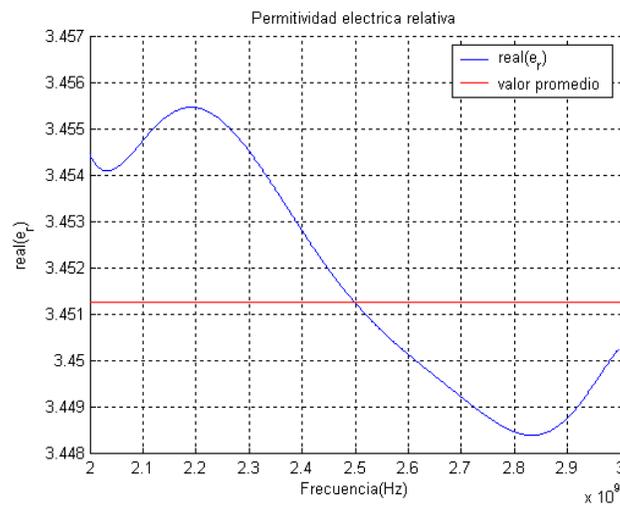


Figura 4.25. Permitividad eléctrica relativa frente a la frecuencia.

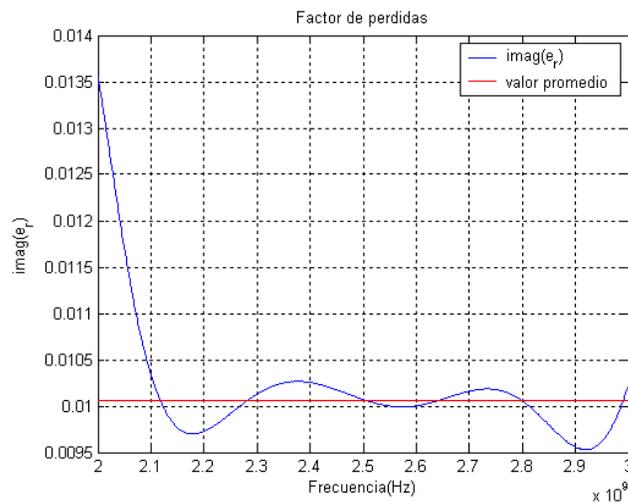


Figura 4.26. Factor de pérdidas frente a la frecuencia.

Material	ϵ_r' (promedio)	ϵ_r' (simulador)	ϵ_r'' (promedio)	ϵ_r'' (simulador)
Poliamida	3.4512	3.5	0.01	0.003

Tabla 4.13. Valores de las propiedades dieléctricas.

Las figuras 4.25 y 4.26 muestran los resultados al aplicar el método de Nicholson-Ross-Weir sobre una muestra dieléctrica de 1.6cm de grosor. De los resultados se puede deducir que el error introducido por el método de medida es pequeño en este caso, y que los resultados obtenidos se aproximan a los resultados esperados.

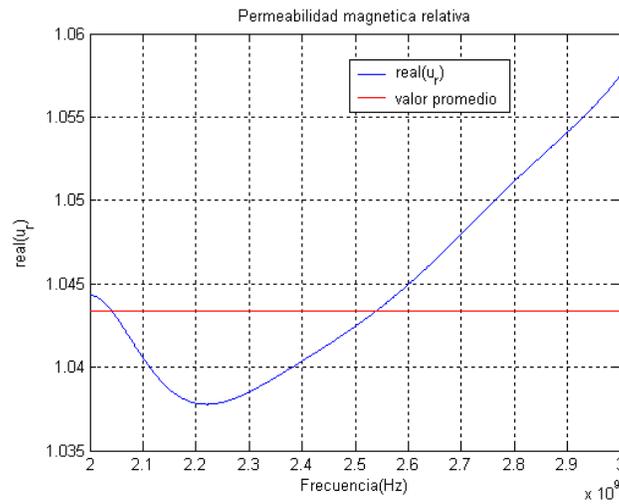


Figura 4.27. Parte real de la permeabilidad magnética relativa frente a la frecuencia.

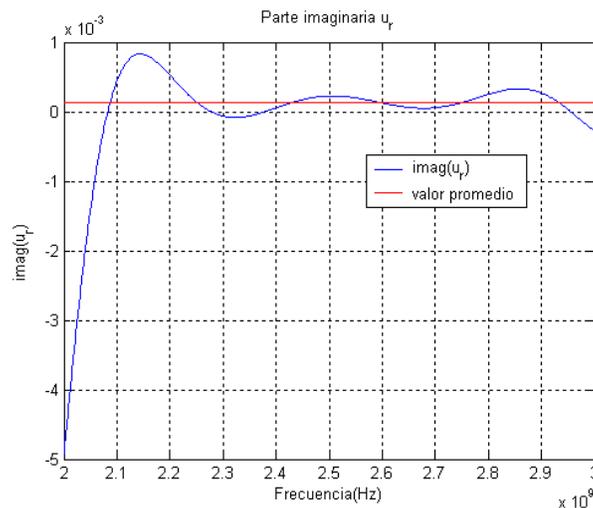


Figura 4.28. Parte imaginaria de la permeabilidad magnética relativa frente a la frecuencia.

Material	μ_r' (promedio)	μ_r' (simulador)	μ_r'' (promedio)	μ_r'' (simulador)
Poliamida	1.043	1	0.0001	0

Tabla 4.14. Valores de las propiedades magnéticas.

Las figuras 4.27 y 4.28 muestran los resultados al aplicar el método de Nicholson-Ross-Weir sobre una muestra dieléctrica de 1.6cm de grosor. De los resultados se puede deducir que la correcta elección del grosor de la muestra es fundamental para que la medida sea precisa.

CAPÍTULO 5: INFLUENCIA DE LA SECCIÓN DE LA MUESTRA SOBRE LOS RESULTADOS OBTENIDOS

5.1- TEFLÓN (PTFE)

Muestra de Teflón con 2.38 cm de espesor cuando tiene una altura de 4.25 cm, lo que hace que deje un hueco de aire de 0.5 mm por debajo de la pared superior de la guía de onda

A continuación se muestran las gráficas de permitividad y permeabilidad resultantes tras simular con el material teflón con una muestra de 2.38cm de grosor, que es el valor de espesor óptimo ($\lambda_g/4$), y cuando la muestra tiene una altura de 4.25 cm, lo que hace que deje un hueco de aire de 0.5 mm por debajo de la pared superior de la guía de onda.

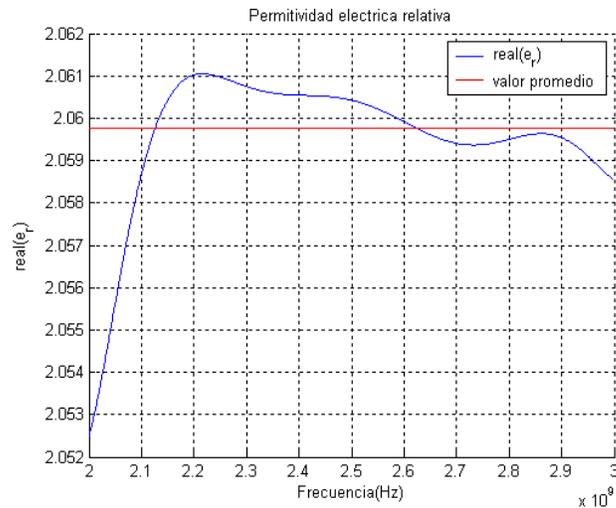


Figura 5.1. Permitividad eléctrica frente a la frecuencia.

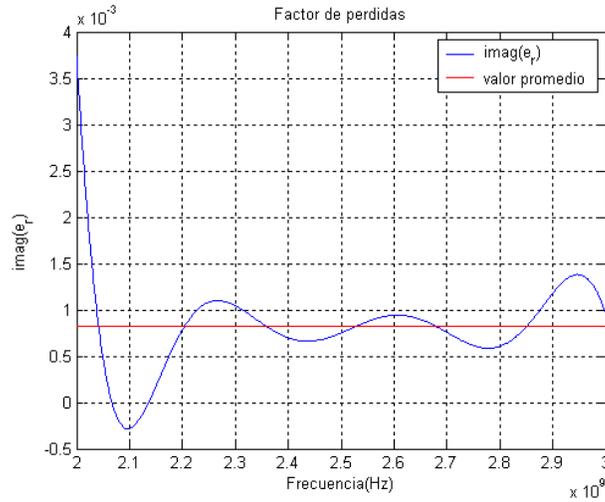


Figura 5.2. Factor de pérdidas frente a la frecuencia.

Material	ϵ_r' (promedio)	ϵ_r' (simulador)	ϵ_r'' (promedio)	ϵ_r'' (simulador)
Teflón (PTFE)	2.0597	2.08	0.0008	0.0003

Tabla 5.1. Valores de las propiedades dieléctricas.

Las figuras 5.1 y 5.2 muestran los resultados al aplicar el método de Nicholson-Ross-Weir sobre una muestra dieléctrica de 2.38cm de grosor cuando la muestra tiene una altura de 4.25 cm, lo que hace que deje un hueco de aire de 0.5 mm por debajo de la pared superior de la guía de onda. De los resultados se puede deducir que éstos son prácticamente iguales que cuando la muestra ocupaba totalmente la sección en el apartado 4.1, por lo que el dejar un hueco de aire de 0.5 mm por debajo de la pared superior de la guía de onda apenas afecta a los resultados.

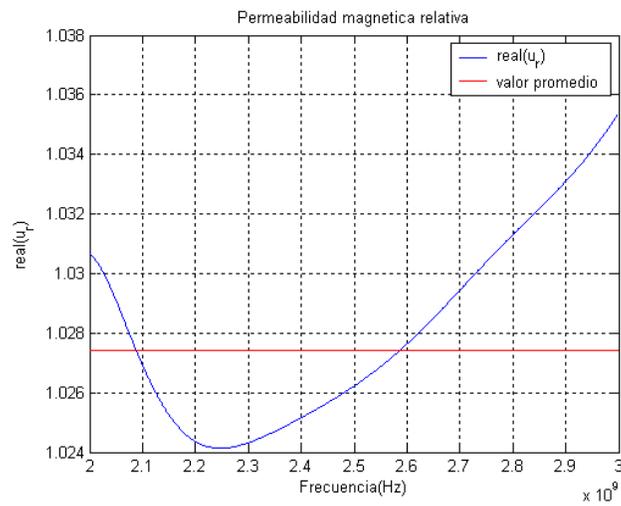


Figura 5.3. Parte real de la permeabilidad magnética relativa frente a la frecuencia.

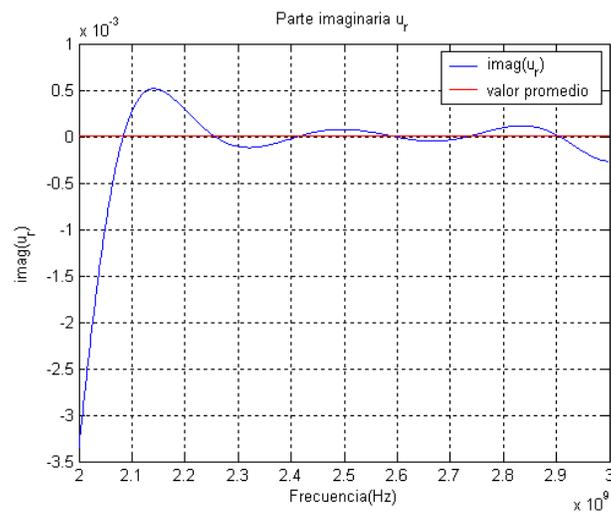


Figura 5.4. Parte imaginaria de la permeabilidad magnética relativa frente a la frecuencia.

Material	μ_r' (promedio)	μ_r' (simulador)	μ_r'' (promedio)	μ_r'' (simulador)
Teflón (PTFE)	1.027	1	9.2e-6	0

Tabla 5.2. Valores de las propiedades magnéticas.

Las figuras 5.3 y 5.4 muestran los resultados al aplicar el método de Nicholson-Ross-Weir sobre una muestra dieléctrica de 2.38cm de grosor cuando la muestra tiene una altura de 4.25 cm, lo que hace que deje un hueco de aire de 0.5 mm por debajo de la pared superior de la guía de onda. De los resultados se puede deducir que éstos también son prácticamente iguales que cuando la muestra ocupaba totalmente la sección en el apartado 4.1, por lo que el dejar un hueco de aire de 0.5 mm por debajo de la pared superior de la guía de onda apenas afecta a los resultados.

Muestra de Teflón con 2.38 cm de espesor cuando tiene una altura de 4.2 cm, lo que hace que deje un hueco de aire de 1 mm por debajo de la pared superior de la guía de onda

A continuación se muestran las gráficas de permitividad y permeabilidad resultantes tras simular con el material teflón con una muestra de 2.38cm de grosor, que es el valor de espesor óptimo ($\lambda_g/4$), y cuando la muestra tiene una altura de 4.2 cm, lo que hace que deje un hueco de aire de 1 mm por debajo de la pared superior de la guía de onda.

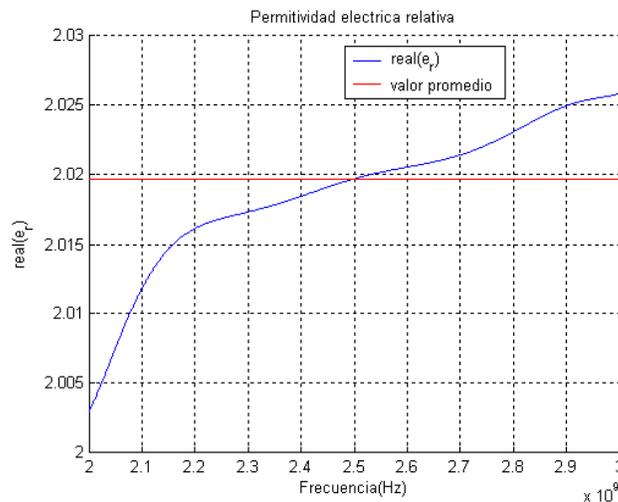


Figura 5.5. Permitividad eléctrica relativa frente a la frecuencia.

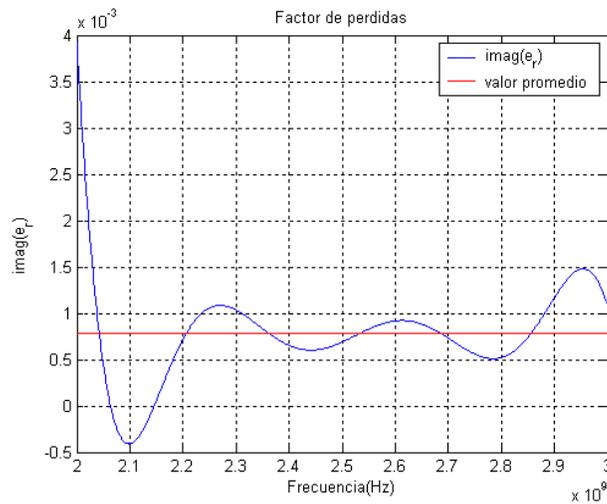


Figura 5.6. Factor de pérdidas frente a la frecuencia.

Material	ϵ_r' (promedio)	ϵ_r' (simulador)	ϵ_r'' (promedio)	ϵ_r'' (simulador)
Teflón (PTFE)	2.019	2.08	0.0007	0.0003

Tabla 5.3. Valores de las propiedades dieléctricas.

Las figuras 5.5 y 5.6 muestran los resultados al aplicar el método de Nicholson-Ross-Weir sobre una muestra dieléctrica de 2.38cm de grosor cuando la muestra tiene una altura de 4.2 cm, lo que hace que deje un hueco de aire de 1 mm por debajo de la pared superior de la guía de onda. De los resultados se puede deducir que la permitividad eléctrica relativa ha variado respecto al valor que obtuvimos en el apartado 4.1, cuando la muestra ocupaba totalmente la sección, que era de 2.0597, frente al valor 2.019 que se obtiene ahora, por lo que el error relativo es del 1.97%. En cuanto al factor de pérdidas, este valor es prácticamente igual al que obtuvimos en el apartado 4.1, en el que obtuvimos un valor de 0.0008 frente al valor de 0.0007 que obtenemos en este caso.

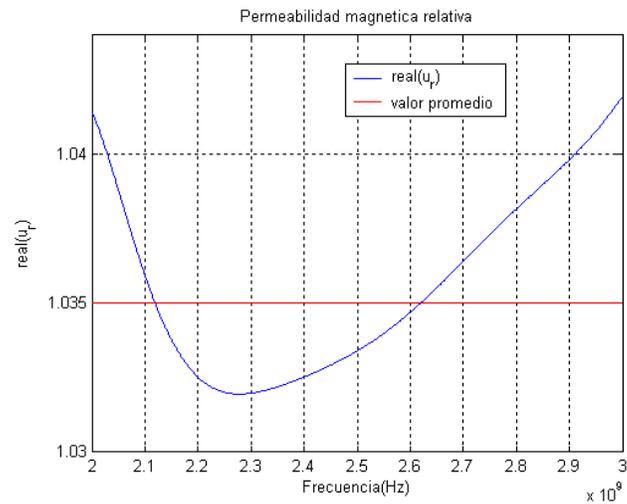


Figura 5.7. Parte real de la permeabilidad magnética relativa frente a la frecuencia.

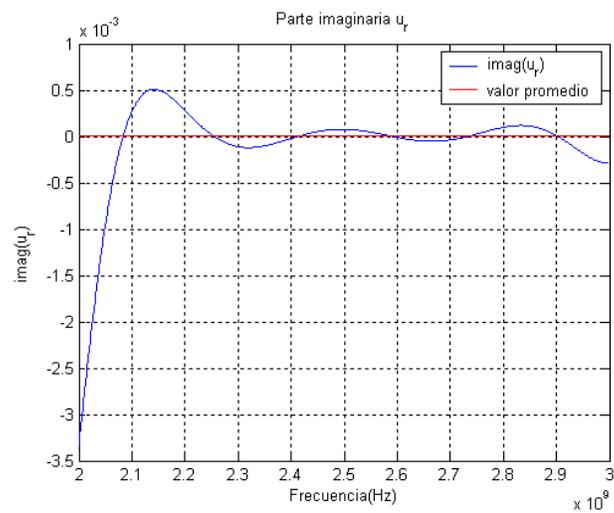


Figura 5.8. Parte imaginaria de la permeabilidad magnética relativa frente a la frecuencia.

Material	μ_r' (promedio)	μ_r' (simulador)	μ_r'' (promedio)	μ_r'' (simulador)
Teflón (PTFE)	1.035	1	7.8e-6	0

Tabla 5.4. Valores de las propiedades magnéticas.

Las figuras 5.7 y 5.8 muestran los resultados al aplicar el método de Nicholson-Ross-Weir sobre una muestra dieléctrica de 2.38cm de grosor cuando la muestra tiene una altura de 4.2 cm, lo que hace que deje un hueco de aire de 1 mm por debajo de la pared superior de la guía de onda. De los resultados se puede deducir que la permeabilidad magnética relativa ha variado respecto al valor que obtuvimos en el apartado 4.1, cuando la muestra ocupaba totalmente la sección, que era de 1.0274, frente al valor 1.035 que se obtiene ahora, por lo que el error relativo es del 0.739%. En cuanto a la parte imaginaria de la permeabilidad magnética relativa, este valor es prácticamente igual al que obtuvimos en el apartado 4.1, prácticamente nulo.

Muestra de Teflón con 2.38 cm de espesor cuando tiene una altura de 4.1 cm, lo que hace que deje un hueco de aire de 2 mm por debajo de la pared superior de la guía de onda

A continuación se muestran las gráficas de permitividad y permeabilidad resultantes tras simular con el material teflón con una muestra de 2.38cm de grosor, que es el valor de espesor óptimo ($\lambda_g/4$), y cuando la muestra tiene una altura de 4.1 cm, lo que hace que deje un hueco de aire de 2 mm por debajo de la pared superior de la guía de onda.

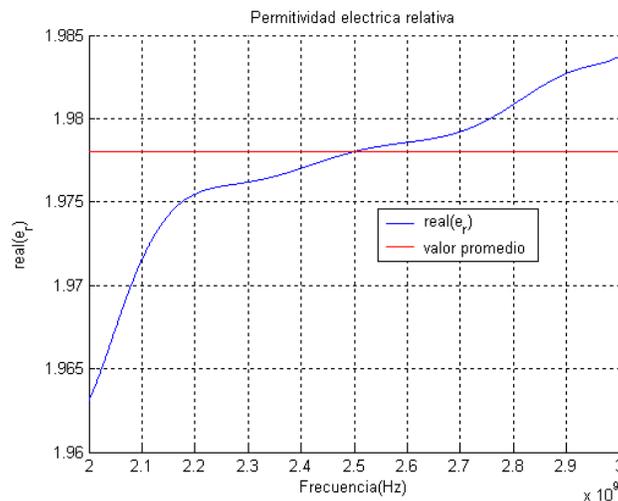


Figura 5.9. Permitividad eléctrica relativa frente a la frecuencia.

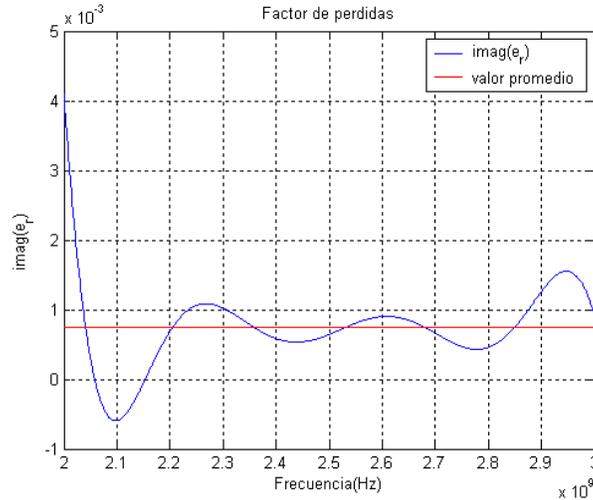


Figura 5.10. Factor de pérdidas frente a la frecuencia.

Material	ϵ_r' (promedio)	ϵ_r' (simulador)	ϵ_r'' (promedio)	ϵ_r'' (simulador)
Teflón (PTFE)	1.97	2.08	0.00074	0.0003

Tabla 5.5. Valores de las propiedades dieléctricas.

Las figuras 5.9 y 5.10 muestran los resultados al aplicar el método de Nicholson-Ross-Weir sobre una muestra dieléctrica de 2.38cm de grosor cuando la muestra tiene una altura de 4.1 cm, lo que hace que deje un hueco de aire de 2 mm por debajo de la pared superior de la guía de onda. De los resultados se puede deducir que la permitividad eléctrica relativa ha variado notablemente respecto al valor que obtuvimos en el apartado 4.1, cuando la muestra ocupaba totalmente la sección, que era de 2.0597, frente al valor 1.97 que se obtiene ahora, por lo que el error relativo es del 4.35%. En cuanto al factor de pérdidas, este valor es prácticamente igual al que obtuvimos en el apartado 4.1, en el que obtuvimos un valor de 0.0008 frente al valor de 0.00074 que obtenemos en este caso.

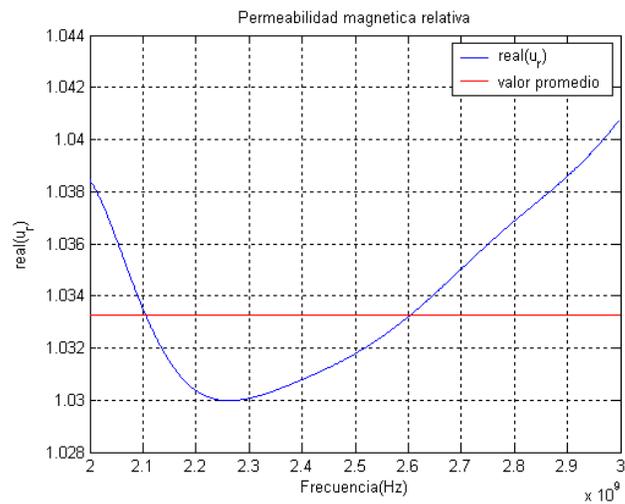


Figura 5.11. Parte real de la permeabilidad magnética relativa frente a la frecuencia.

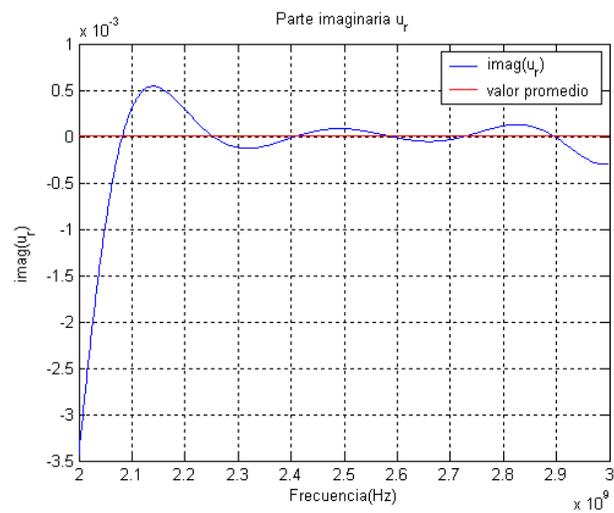


Figura 5.12. Parte imaginaria de la permeabilidad magnética relativa frente a la frecuencia.

Material	μ_r' (promedio)	μ_r' (simulador)	μ_r'' (promedio)	μ_r'' (simulador)
Teflón (PTFE)	1.033	1	8e-6	0

Tabla 5.6. Valores de las propiedades magnéticas.

Las figuras 5.11 y 5.12 muestran los resultados al aplicar el método de Nicholson-Ross-Weir sobre una muestra dieléctrica de 2.38cm de grosor cuando la muestra tiene una altura de 4.1 cm, lo que hace que deje un hueco de aire de 2 mm por debajo de la pared superior de la guía de onda. De los resultados se puede deducir que la permeabilidad magnética relativa ha variado respecto al valor que obtuvimos en el apartado 4.1, cuando la muestra ocupaba totalmente la sección, que era de 1.0274, frente al valor 1.033 que se obtiene ahora, por lo que el error relativo es del 0.54%. En cuanto a la parte imaginaria de la permeabilidad magnética relativa, este valor es prácticamente igual al que obtuvimos en el apartado 4.1, prácticamente nulo.

5.2- NITRURO DE ALUMINIO

Muestra de Nitruro de Aluminio con 1 cm de espesor cuando tiene una altura de 4.25 cm, lo que hace que deje un hueco de aire de 0.5 mm por debajo de la pared superior de la guía de onda

A continuación se muestran las gráficas de permitividad y permeabilidad resultantes tras simular con el material nitruro de aluminio con una muestra de 1 cm de grosor, que es el valor de espesor óptimo ($\lambda_g/4$), y cuando la muestra tiene una altura de 4.25 cm, lo que hace que deje un hueco de aire de 0.5 mm por debajo de la pared superior de la guía de onda.

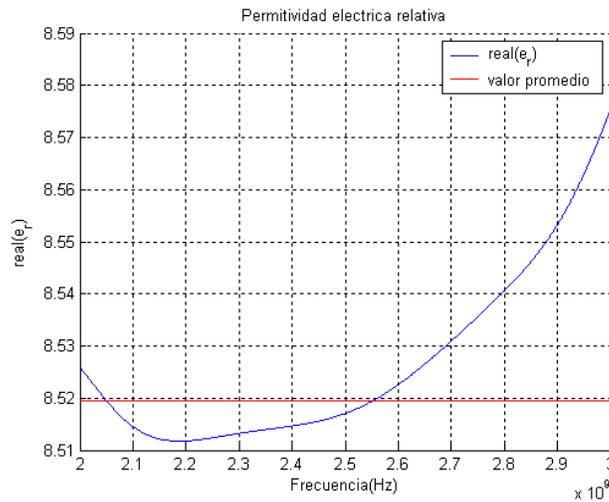


Figura 5.13. Permitividad eléctrica frente a la frecuencia.

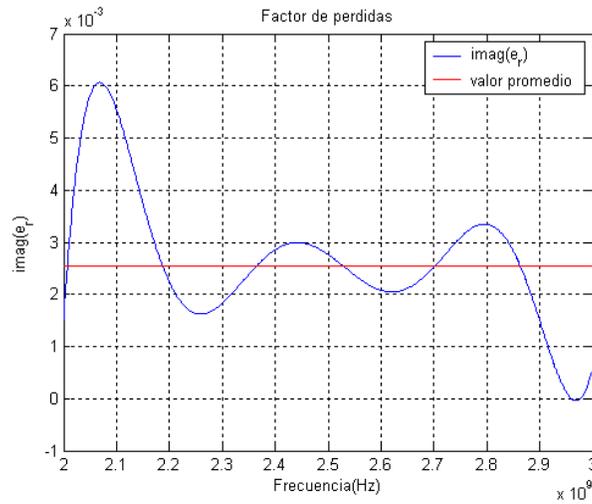


Figura 5.14. Factor de pérdidas frente a la frecuencia.

Material	ϵ_r' (promedio)	ϵ_r' (simulador)	ϵ_r'' (promedio)	ϵ_r'' (simulador)
Nitruro de Aluminio	8.52	8.6	0.0025	0.0003

Tabla 5.7. Valores de las propiedades dieléctricas.

Las figuras 5.13 y 5.14 muestran los resultados al aplicar el método de Nicholson-Ross-Weir sobre una muestra dieléctrica de 1 cm de grosor cuando la muestra tiene una

altura de 4.25 cm, lo que hace que deje un hueco de aire de 0.5 mm por debajo de la pared superior de la guía de onda. De los resultados se puede deducir que el valor de la permitividad eléctrica relativa es prácticamente igual al valor que obtuvimos en el apartado 4.2, cuando la muestra ocupaba totalmente la sección, que era de 8.5193. En cuanto al factor de pérdidas, este valor es prácticamente igual al que obtuvimos en el apartado 4.2, en el que obtuvimos un valor de 0.002 frente al valor de 0.0025 que obtenemos en este caso, por lo que el dejar un hueco de aire de 0.5 mm por debajo de la pared superior de la guía de onda apenas afecta a los resultados.

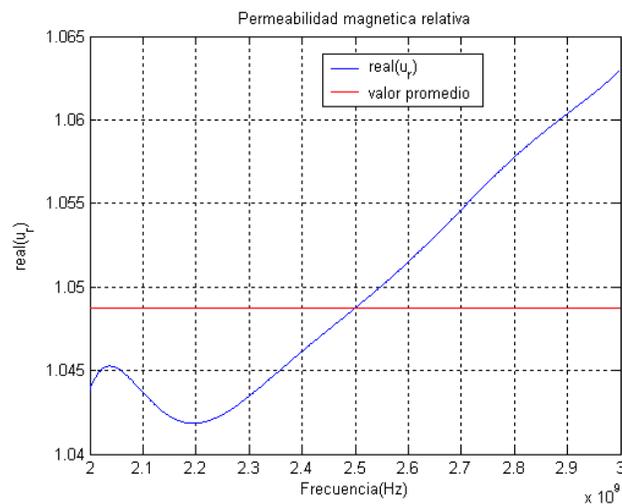


Figura 5.15. Parte real de la permeabilidad magnética relativa frente a la frecuencia.

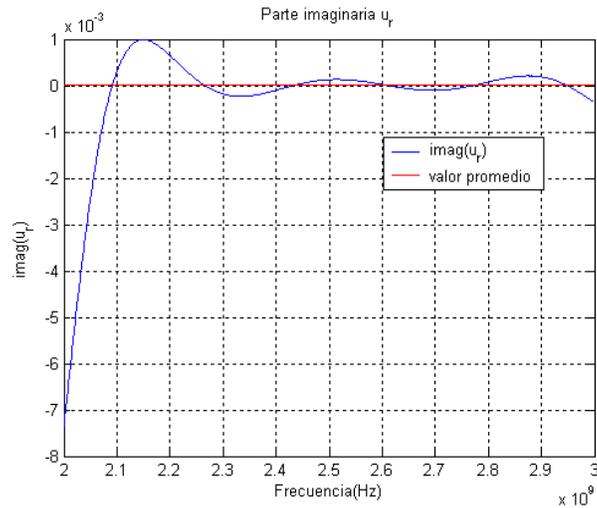


Figura 5.16. Parte imaginaria de la permeabilidad magnética relativa frente a la frecuencia.

Material	μ_r' (promedio)	μ_r' (simulador)	μ_r'' (promedio)	μ_r'' (simulador)
Nitruro de Aluminio	1.048	1	2e-5	0

Tabla 5.8. Valores de las propiedades magnéticas.

Las figuras 5.15 y 5.16 muestran los resultados al aplicar el método de Nicholson-Ross-Weir sobre una muestra dieléctrica de 1 cm de grosor cuando la muestra tiene una altura de 4.25 cm, lo que hace que deje un hueco de aire de 0.5 mm por debajo de la pared superior de la guía de onda. De los resultados se puede deducir que éstos también son prácticamente iguales que cuando la muestra ocupaba totalmente la sección en el apartado 4.2, por lo que el dejar un hueco de aire de 0.5 mm por debajo de la pared superior de la guía de onda apenas afecta a los resultados.

Muestra de Nitruro de Aluminio con 1 cm de espesor cuando tiene una altura de 4.2 cm, lo que hace que deje un hueco de aire de 1 mm por debajo de la pared superior de la guía de onda

A continuación se muestran las gráficas de permitividad y permeabilidad resultantes tras simular con el material nitruro de aluminio con una muestra de 1 cm de grosor, que es el valor de espesor óptimo ($\lambda_g/4$), y cuando la muestra tiene una altura de 4.2 cm, lo que hace que deje un hueco de aire de 1 mm por debajo de la pared superior de la guía de onda.

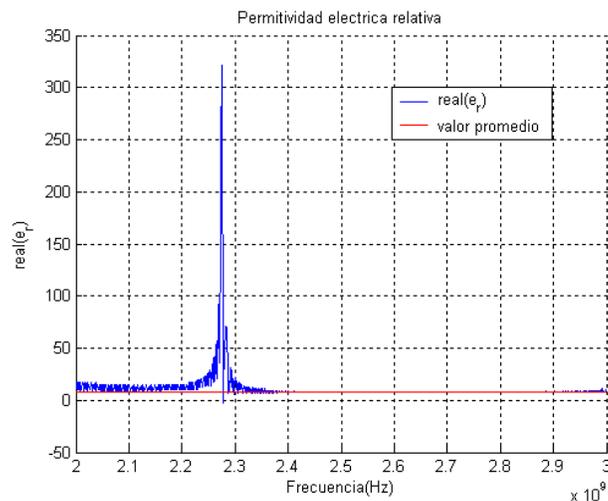


Figura 5.17. Permitividad eléctrica relativa frente a la frecuencia.

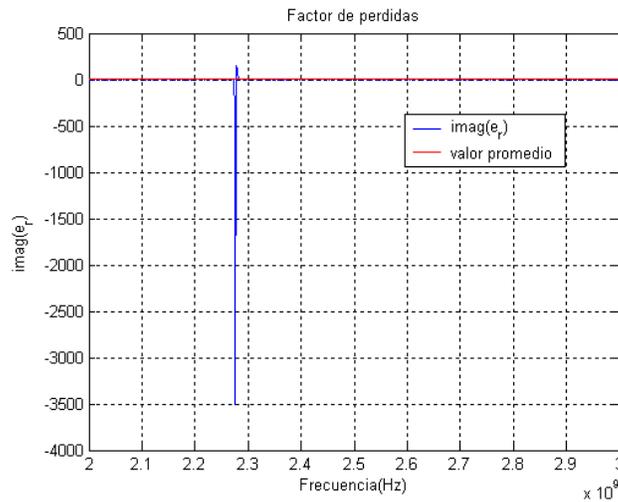


Figura 5.18. Factor de pérdidas frente a la frecuencia.

Material	ϵ_r' (promedio)	ϵ_r' (simulador)	ϵ_r'' (promedio)	ϵ_r'' (simulador)
Nitruro de Aluminio	7.65	8.6	0.00253	0.0003

Tabla 5.9. Valores de las propiedades dieléctricas.

Las figuras 5.17 y 5.18 muestran los resultados al aplicar el método de Nicholson-Ross-Weir sobre una muestra dieléctrica de 1 cm de grosor cuando la muestra tiene una altura de 4.2 cm, lo que hace que deje un hueco de aire de 1 mm por debajo de la pared superior de la guía de onda. De los resultados se puede deducir que la permitividad eléctrica relativa ha variado notablemente respecto al valor que obtuvimos en el apartado 4.2, cuando la muestra ocupaba totalmente la sección, que era de 8.5193, frente al valor 7.65 que se obtiene ahora, por lo que el error relativo es del 10.2%. En cuanto al factor de pérdidas, este valor es prácticamente igual al que obtuvimos en el apartado 4.2, en el que obtuvimos un valor de 0.002 frente al valor de 0.00253 que obtenemos en este caso.

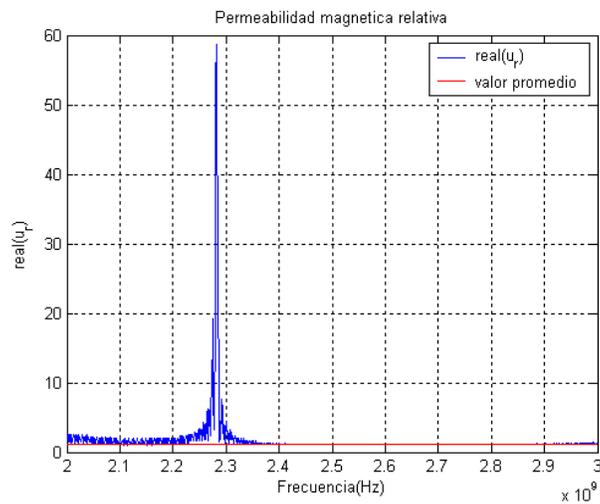


Figura 5.19. Parte real de la permeabilidad magnética relativa frente a la frecuencia.

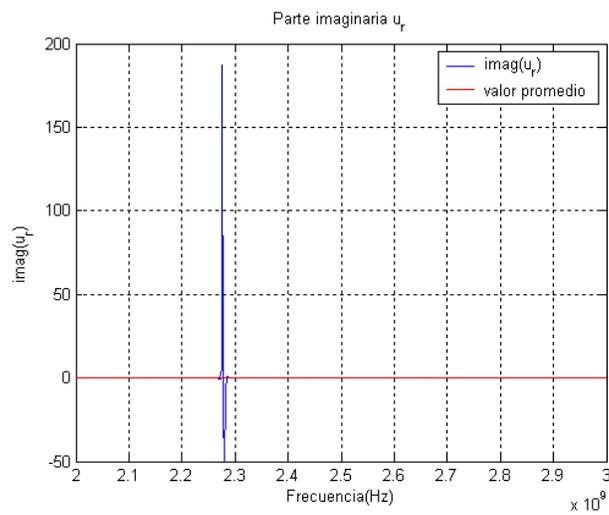


Figura 5.20. Parte imaginaria de la permeabilidad magnética relativa frente a la frecuencia.

Material	μ_r' (promedio)	μ_r' (simulador)	μ_r'' (promedio)	μ_r'' (simulador)
Nitruro de Aluminio	1.082	1	6.5e-6	0

Tabla 5.10. Valores de las propiedades magnéticas.

Las figuras 5.19 y 5.20 muestran los resultados al aplicar el método de Nicholson-Ross-Weir sobre una muestra dieléctrica de 1 cm de grosor cuando la muestra tiene una altura de 4.2 cm, lo que hace que deje un hueco de aire de 1 mm por debajo de la pared superior de la guía de onda. De los resultados se observa claramente como la estimación de la permitividad y la permeabilidad es completamente errónea en gran parte del ancho de banda estudiado, sobre todo desde 2 hasta 2.4 GHz.

Muestra de Nitruro de Aluminio con 1 cm de espesor cuando tiene una altura de 4.1 cm, lo que hace que deje un hueco de aire de 2 mm por debajo de la pared superior de la guía de onda

A continuación se muestran las gráficas de permitividad y permeabilidad resultantes tras simular con el material nitruro de aluminio con una muestra de 1 cm de grosor, que es el valor de espesor óptimo ($\lambda_g/4$), y cuando la muestra tiene una altura de 4.1 cm, lo que hace que deje un hueco de aire de 2 mm por debajo de la pared superior de la guía de onda.

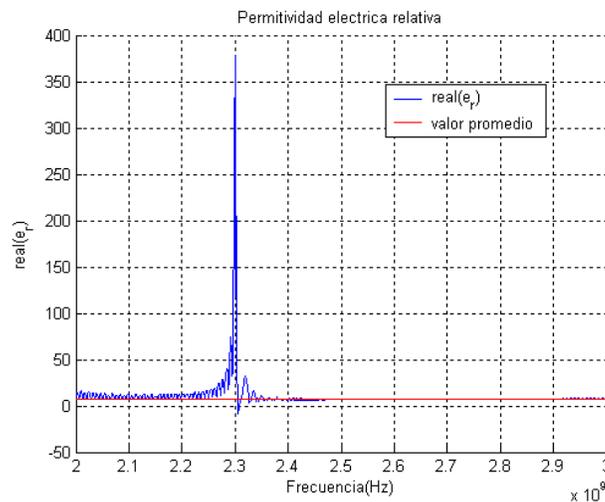


Figura 5.21. Permitividad eléctrica relativa frente a la frecuencia.

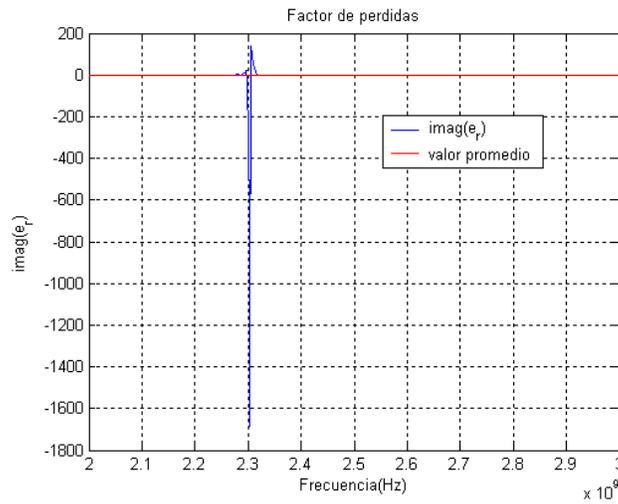


Figura 5.22. Factor de pérdidas frente a la frecuencia.

Material	ϵ_r' (promedio)	ϵ_r' (simulador)	ϵ_r'' (promedio)	ϵ_r'' (simulador)
Nitruro de Aluminio	7.018	8.6	0.003	0.0003

Tabla 5.11. Valores de las propiedades dieléctricas.

Las figuras 5.21 y 5.22 muestran los resultados al aplicar el método de Nicholson-Ross-Weir sobre una muestra dieléctrica de 1 cm de grosor cuando la muestra tiene una altura de 4.1 cm, lo que hace que deje un hueco de aire de 2 mm por debajo de la pared superior de la guía de onda. De los resultados se puede deducir que la permitividad eléctrica relativa ha variado notablemente respecto al valor que obtuvimos en el apartado 4.2, cuando la muestra ocupaba totalmente la sección, que era de 8.5193, frente al valor 7.018 que se obtiene ahora, por lo que el error relativo es del 17.62%. En cuanto al factor de pérdidas, este valor ha variado poco respecto al valor que obtuvimos en el apartado 4.2, en el que obtuvimos un valor de 0.002 frente al valor de 0.003 que obtenemos en este caso.

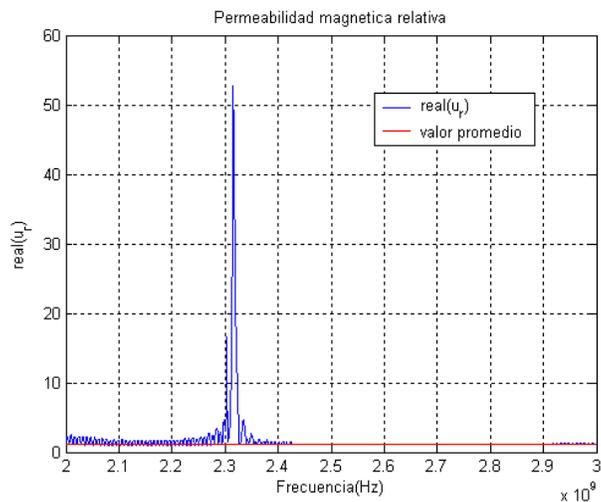


Figura 5.23. Parte real de la permeabilidad magnética relativa frente a la frecuencia.

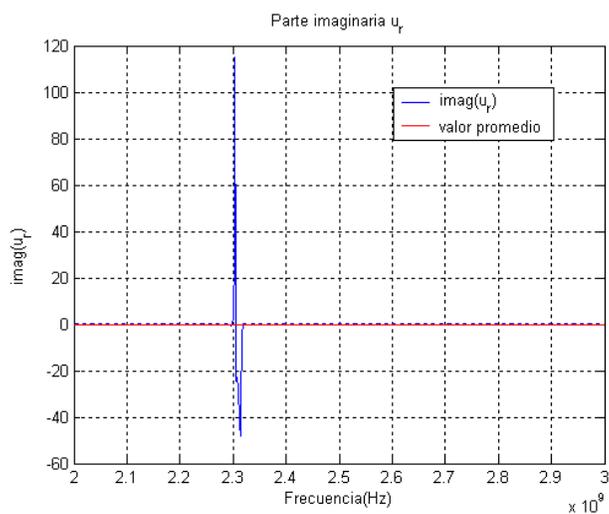


Figura 5.24. Parte imaginaria de la permeabilidad magnética relativa frente a la frecuencia.

Material	μ_r' (promedio)	μ_r' (simulador)	μ_r'' (promedio)	μ_r'' (simulador)
Nitruro de Aluminio	1.094	1	1.1e-5	0

Tabla 5.12. Valores de las propiedades magnéticas.

Las figuras 5.23 y 5.24 muestran los resultados al aplicar el método de Nicholson-Ross-Weir sobre una muestra dieléctrica de 1 cm de grosor cuando la muestra tiene una altura de 4.1 cm, lo que hace que deje un hueco de aire de 2 mm por debajo de la pared superior de la guía de onda. De los resultados se observa claramente como la estimación de la permitividad y la permeabilidad es completamente errónea en gran parte del ancho de banda estudiado, sobre todo desde 2 hasta 2.4 GHz.

5.3- POLIAMIDA

Muestra de Poliamida con 1.6 cm de espesor cuando tiene una altura de 4.25 cm, lo que hace que deje un hueco de aire de 0.5 mm por debajo de la pared superior de la guía de onda

A continuación se muestran las gráficas de permitividad y permeabilidad resultantes tras simular con el material poliamida con una muestra de 1.6 cm de grosor, que es el valor de espesor óptimo ($\lambda_g/4$), y cuando la muestra tiene una altura de 4.25 cm, lo que hace que deje un hueco de aire de 0.5 mm por debajo de la pared superior de la guía de onda.

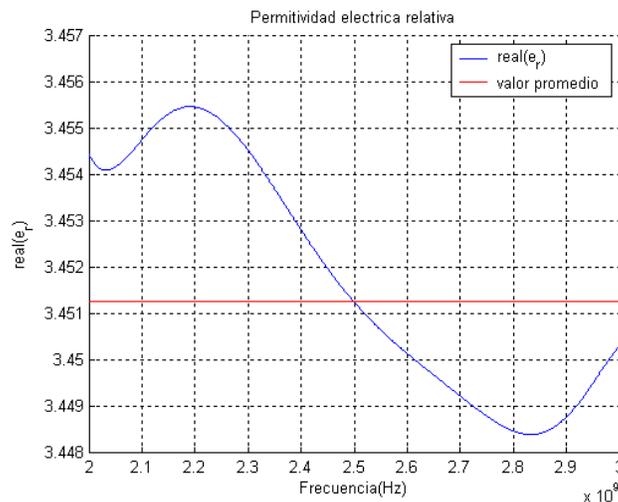


Figura 5.25. Permitividad eléctrica relativa frente a la frecuencia.

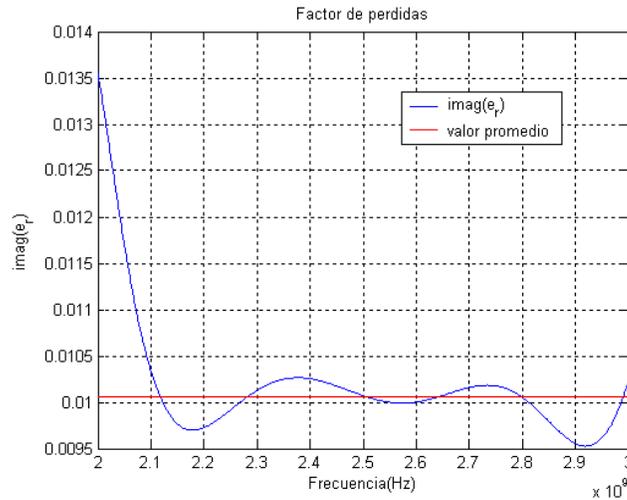


Figura 5.26. Factor de pérdidas frente a la frecuencia.

Material	ϵ_r' (promedio)	ϵ_r' (simulador)	ϵ_r'' (promedio)	ϵ_r'' (simulador)
Poliamida	3.451	3.5	0.01	0.003

Tabla 5.13. Valores de las propiedades dieléctricas.

Las figuras 5.25 y 5.26 muestran los resultados al aplicar el método de Nicholson-Ross-Weir sobre una muestra dieléctrica de 1.6 cm de grosor cuando la muestra tiene una altura de 4.25 cm, lo que hace que deje un hueco de aire de 0.5 mm por debajo de la pared superior de la guía de onda. De los resultados se puede deducir que el valor de la permitividad eléctrica relativa es prácticamente igual al valor que obtuvimos en el apartado 4.3, cuando la muestra ocupaba totalmente la sección, que era de 3.4512. En cuanto al factor de pérdidas, este valor es prácticamente igual al que obtuvimos en el apartado 4.3, en el que obtuvimos un valor de 0.01 frente al mismo valor que obtenemos en este caso, por lo que el dejar un hueco de aire de 0.5 mm por debajo de la pared superior de la guía de onda apenas afecta a los resultados.

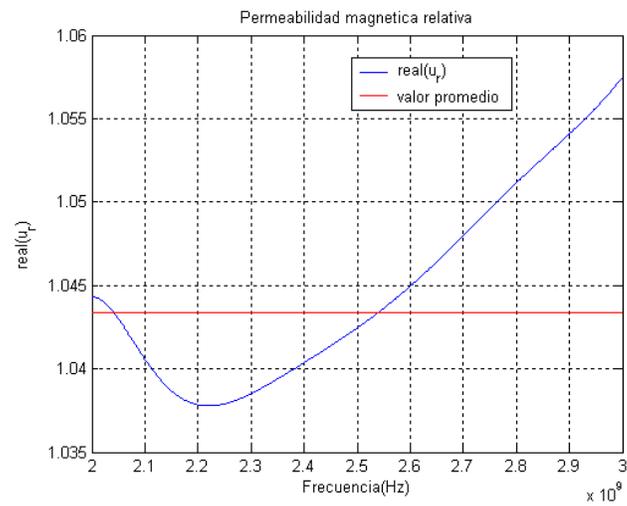


Figura 5.27. Parte real de la permeabilidad magnética relativa frente a la frecuencia.

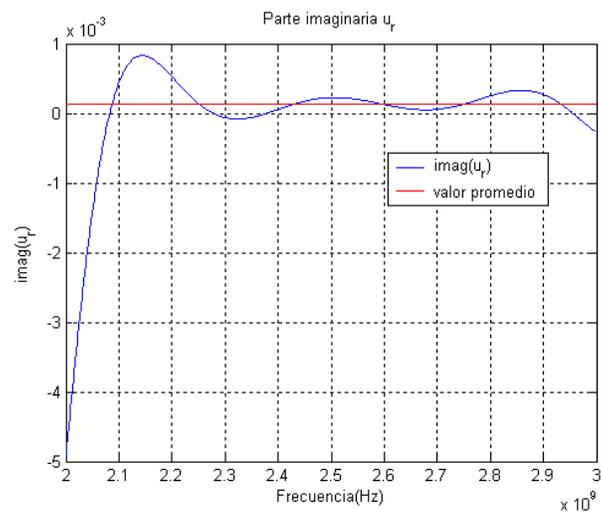


Figura 5.28. Parte imaginaria de la permeabilidad magnética relativa frente a la frecuencia.

Material	μ_r' (promedio)	μ_r' (simulador)	μ_r'' (promedio)	μ_r'' (simulador)
Poliamida	1.0433	1	0.0001	0

Tabla 5.14. Valores de las propiedades magnéticas.

Las figuras 5.27 y 5.28 muestran los resultados al aplicar el método de Nicholson-Ross-Weir sobre una muestra dieléctrica de 1.6 cm de grosor cuando la muestra tiene una altura de 4.25 cm, lo que hace que deje un hueco de aire de 0.5 mm por debajo de la pared superior de la guía de onda. De los resultados se puede deducir que éstos también son prácticamente iguales que cuando la muestra ocupaba totalmente la sección en el apartado 4.3, por lo que el dejar un hueco de aire de 0.5 mm por debajo de la pared superior de la guía de onda apenas afecta a los resultados.

Muestra de Poliamida con 1.6 cm de espesor cuando tiene una altura de 4.2 cm, lo que hace que deje un hueco de aire de 1 mm por debajo de la pared superior de la guía de onda

A continuación se muestran las gráficas de permitividad y permeabilidad resultantes tras simular con el material poliamida con una muestra de 1.6 cm de grosor, que es el valor de espesor óptimo ($\lambda_g/4$), y cuando la muestra tiene una altura de 4.2 cm, lo que hace que deje un hueco de aire de 1 mm por debajo de la pared superior de la guía de onda.

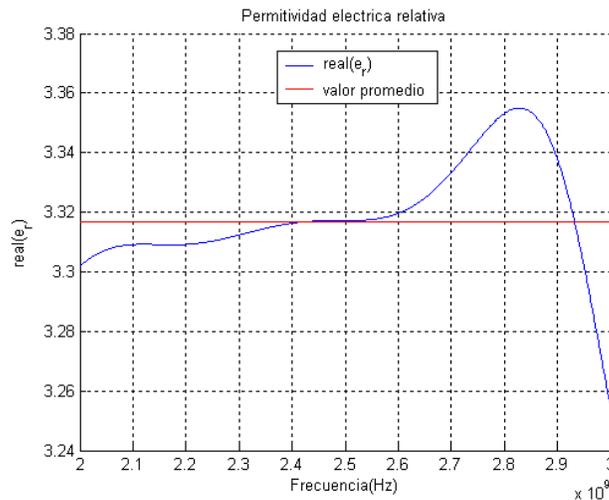


Figura 5.29. Permitividad eléctrica relativa frente a la frecuencia.

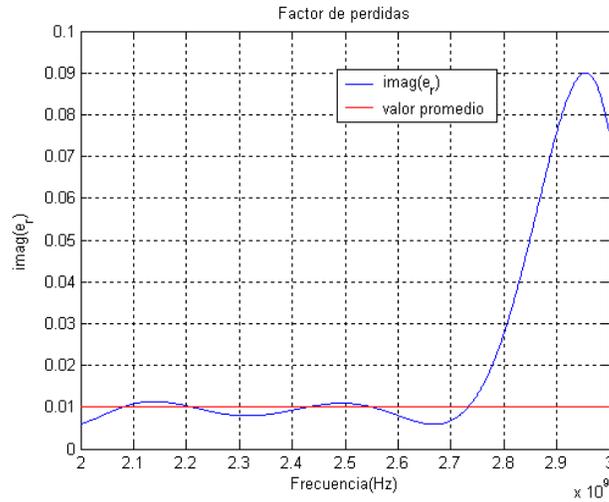


Figura 5.30. Factor de pérdidas frente a la frecuencia.

Material	ϵ_r' (promedio)	ϵ_r' (simulador)	ϵ_r'' (promedio)	ϵ_r'' (simulador)
Poliamida	3.316	3.5	0.01	0.003

Tabla 5.15. Valores de las propiedades dieléctricas.

Las figuras 5.29 y 5.30 muestran los resultados al aplicar el método de Nicholson-Ross-Weir sobre una muestra dieléctrica de 1.6 cm de grosor cuando la muestra tiene una altura de 4.2 cm, lo que hace que deje un hueco de aire de 1 mm por debajo de la pared superior de la guía de onda. De los resultados se puede deducir que la permitividad eléctrica relativa ha variado respecto al valor que obtuvimos en el apartado 4.3, cuando la muestra ocupaba totalmente la sección, que era de 3.4152, frente al valor 3.316 que se obtiene ahora, por lo que el error relativo es del 2.9%. En cuanto al factor de pérdidas, este valor es el mismo al que obtuvimos en el apartado 4.3.

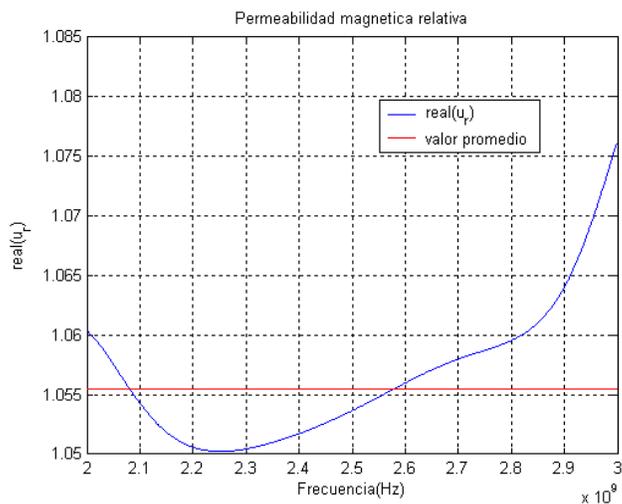


Figura 5.31. Parte real de la permeabilidad magnética relativa frente a la frecuencia.

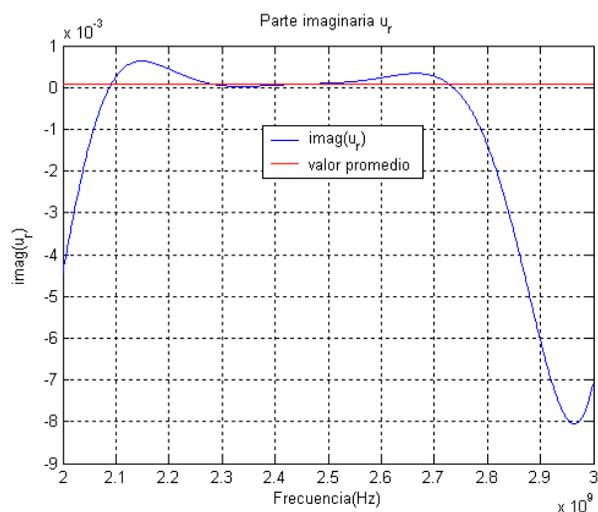


Figura 5.32. Parte imaginaria de la permeabilidad magnética relativa frente a la frecuencia.

Material	μ_r' (promedio)	μ_r' (simulador)	μ_r'' (promedio)	μ_r'' (simulador)
Poliamida	1.055	1	6.9e-5	0

Tabla 5.16. Valores de las propiedades magnéticas.

Las figuras 5.31 y 5.32 muestran los resultados al aplicar el método de Nicholson-Ross-Weir sobre una muestra dieléctrica de 1.6 cm de grosor cuando la muestra tiene una altura de 4.2 cm, lo que hace que deje un hueco de aire de 1 mm por debajo de la pared superior de la guía de onda. De los resultados se puede deducir que la permeabilidad magnética relativa ha variado respecto al valor que obtuvimos en el apartado 4.3, cuando la muestra ocupaba totalmente la sección, que era de 1.043, frente al valor 1.055 que se obtiene ahora, por lo que el error relativo es del 1.15%. En cuanto a la parte imaginaria de la permeabilidad magnética relativa, este valor es prácticamente igual al que obtuvimos en el apartado 4.3, prácticamente nulo.

Muestra de Poliamida con 1.6 cm de espesor cuando tiene una altura de 4.1 cm, lo que hace que deje un hueco de aire de 2 mm por debajo de la pared superior de la guía de onda

A continuación se muestran las gráficas de permitividad y permeabilidad resultantes tras simular con el material poliamida con una muestra de 1.6 cm de grosor, que es el valor de espesor óptimo ($\lambda_g/4$), y cuando la muestra tiene una altura de 4.1 cm, lo que hace que deje un hueco de aire de 2 mm por debajo de la pared superior de la guía de onda.

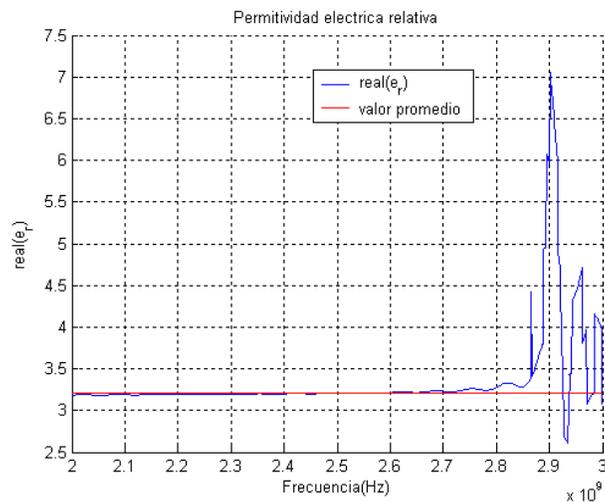


Figura 5.33. Permittividad eléctrica relativa frente a la frecuencia.

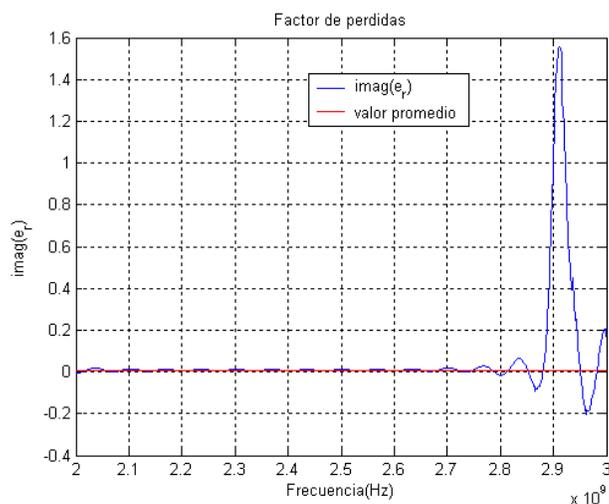


Figura 5.34. Factor de pérdidas frente a la frecuencia.

Material	ϵ_r' (promedio)	ϵ_r' (simulador)	ϵ_r'' (promedio)	ϵ_r'' (simulador)
Poliamida	3.2	3.5	0.009	0.003

Tabla 5.17. Valores de las propiedades dieléctricas.

Las figuras 5.33 y 5.34 muestran los resultados al aplicar el método de Nicholson-Ross-Weir sobre una muestra dieléctrica de 1.6 cm de grosor cuando la muestra tiene una

altura de 4.1 cm, lo que hace que deje un hueco de aire de 2 mm por debajo de la pared superior de la guía de onda. De los resultados se observa claramente como la estimación de la permitividad y la permeabilidad es completamente errónea desde 2.85 GHz hasta 2.9 GHz.

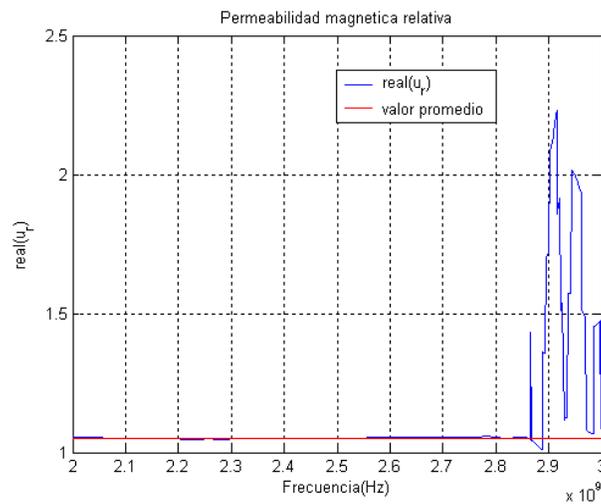


Figura 5.35. Parte real de la permeabilidad magnética relativa frente a la frecuencia.

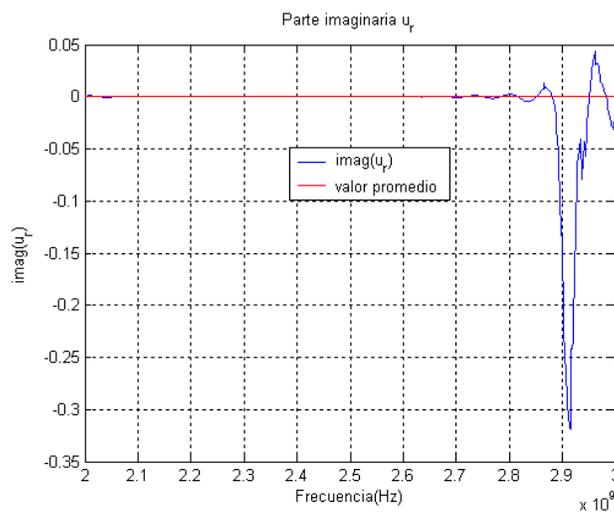


Figura 5.36. Parte imaginaria de la permeabilidad magnética relativa frente a la frecuencia.

Material	μ_r' (promedio)	μ_r' (simulador)	μ_r'' (promedio)	μ_r'' (simulador)
Poliamida	1.052	1	9.9e-5	0

Tabla 5.18. Valores de las propiedades magnéticas.

Las figuras 5.35 y 5.36 muestran los resultados al aplicar el método de Nicholson-Ross-Weir sobre una muestra dieléctrica de 1.6 cm de grosor cuando la muestra tiene una altura de 4.1 cm, lo que hace que deje un hueco de aire de 2 mm por debajo de la pared superior de la guía de onda. De los resultados se observa claramente como la estimación de la permitividad y la permeabilidad es completamente errónea desde 2.85 GHz hasta 2.9 GHz.

Podemos observar tras los resultados que a mayor permitividad del material el error relativo será mayor en las simulaciones, como ocurre con el material nitruro de aluminio, al no estar la muestra ocupada totalmente por la sección los resultados se verán más afectados.

CAPÍTULO 6: CONCLUSIONES

Como hemos visto el algoritmo propuesto de Nicholson-Ross-Weir (NRW) nos permite extraer las características dieléctricas y magnéticas (ϵ_r y μ_r) de los materiales a partir de los parámetros de dispersión o scattering en módulo y fase que hemos obtenido con el programa CST Microwave Studio, pero este proceso tiene un error relativo en la obtención de los resultados que depende de la frecuencia, grosor, permitividad y permeabilidad del material. Cuanto mayor sea el grosor y las características dieléctricas y magnéticas del material, obtendremos un mayor error relativo en los resultados finales.

El algoritmo presenta ambigüedad cuando el espesor de la muestra es mayor que la mitad de la longitud de onda de dicha muestra, y también cuando la longitud de la muestra es múltiplo de la mitad de la longitud de onda del material. El tamaño óptimo de la muestra será aquel que cumpla que el espesor d sea igual a un cuarto de la longitud de onda de dicha muestra.

Podemos observar tras los resultados que a mayor permitividad del material el error relativo será mayor en las simulaciones, como ocurre con el material nitruro de aluminio, al no estar la muestra ocupada totalmente por la sección los resultados se verán más afectados.

CAPÍTULO 7: REFERENCIAS

- Transmisión por soporte físico. Alejandro Díaz Morcillo, María Eugenia Requena Pérez, Juan Monzó Cabrera. Ediciones UPCT.
- Aplicaciones industriales del calentamiento asistido por microondas. Juan Monzó Cabrera.
- Measurement of the Intrinsic Properties of Materials by Time-Domain Techniques. A. M. Nicolson and G. F. Ross. IEEE Transactions on instrumentation and measurement, VOL. IM-19, No. 4. November 1970.
- Automatic Measurement of Complex Dielectric Constant and Permeability at Microwave Frequencies. William B. Weir. IEEE, VOL. 62, No. 1. January 1974.
- CST Microwave Studio User's Manual: www.cst.com
- Ayuda en línea de Matlab: www.mathworks.com