

Simplificación del método del corto circuito para la medición de la permitividad dieléctrica

Lipuma Daniel -dlipuma822@alumnos.iaa.edu.ar
 Ing. Raul Gastaldi- rgastaldi@iaa.edu.ar
 Ing. Sergio Medina -smedina@iaa.edu.ar
 Ing. Marcela Busnardo- mbusnardo@iaa.edu.ar

Facultad de Ingeniería
 Instituto Universitario Aeronáutico
 Grupo de Investigación y Desarrollo
 Av. Fuerza Aérea 6500, Córdoba, Argentina

Resumen— Para la medición de la permitividad de distintos materiales, se simplificó el método del corto circuito [1], al considerar sin pérdidas los distintos materiales analizados, y resolviendo la ecuación resultante de la aplicación del método por medio de un programa de cálculo numérico desarrollado en lenguaje Fortran, evitando la resolución de ecuaciones complejas. Para tal fin se utilizó un banco de microondas Decca Radar en el rango de frecuencias de 2,6 a 4Ghz.

I. INTRODUCCION

Un banco de microondas es un elemento de laboratorio para la medición de distintos parámetros en guías de ondas. Estas son tubos conductores metálicos huecos que por su interior pueden propagar determinadas configuraciones de campos electromagnéticos. Si esta línea de transmisión se encuentra cargada, las ondas incidentes y reflejadas conforman ondas estacionarias las cuales pueden ser medidas con una línea ranurada

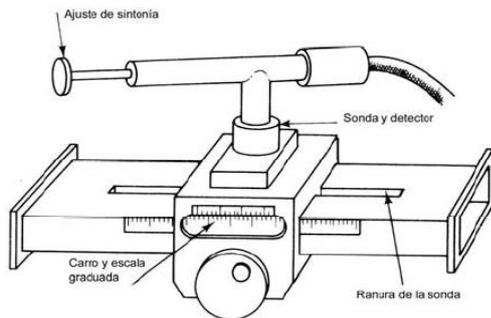


Figura 1. Guía de onda ranurada

Una línea ranurada es una sección de la guía de onda que cuenta con un corte por el que se desliza una sonda, y esta sobre un carro en una escala milimétricamente calibrada, con un detector que proporciona la tensión inducida por la onda. Este detector se encuentra entre la carga y el generador y con el que se localizan los máximos y mínimos de tensión y la posición de estos con respecto a la carga en la escala milimétrica, posibilitando la medición de distintos parámetros

tales como, longitud de onda, frecuencia, impedancia, etc. En este caso se utiliza para la medición de la permitividad dieléctrica.

II. CARACTERISTICA DE LOS MATERIALES

Las ecuaciones del campo electromagnético en un material homogéneo e isotrópico, son lineales, las propiedades de estos pueden ser completamente especificadas por tres constantes μ , ϵ y σ , las cuales son la permitividad dieléctrica, la permeabilidad magnética, y la conductividad del medio respectivamente.

$$\epsilon = \epsilon' - j\epsilon'' = \epsilon'(1 - j \tan \delta) \quad (1)$$

$$\mu = \mu' - j\mu'' \quad (2)$$

$$\tan \delta = \sigma/\omega$$

$\tan \delta$, se denomina tangente de pérdida, que es igual a la potencia disipada dividido por la energía almacenada por ciclo y por lo tanto una medida de la energía que se pierde en forma de calor cuando una onda se propaga a través del material.

Dado que el interés se dirige hacia una comparación entre la permitividad compleja ϵ , y ϵ_0 , la permitividad del vacío (que a efectos prácticos es igual a la permitividad del aire), se define ϵ_r , la constante dieléctrica relativa o permitividad relativa como

$$\epsilon_r = \frac{\epsilon}{\epsilon_0} = \epsilon' - j\epsilon'' \quad (3)$$

Los valores de ϵ_r son muy importantes y se requieren con frecuencia, tanto en el trabajo industrial como en el de laboratorio

III. MÉTODO DEL CORTOCIRCUITO

En la determinación de la constante dieléctrica compleja de un medio dieléctrico, se requiere de la medida experimental del coeficiente de ondas estacionarias, así como de la posición del mínimo de tensión en el interior de la guía de ondas.

Este fenómeno viene caracterizado por el valor del coeficiente de reflexión, en la superficie de separación aire-dieléctrico. Dicho coeficiente de reflexión está relacionado con SWR (relación de onda estacionaria), y con la distancia al primer mínimo de la amplitud del campo eléctrico originado en la guía de ondas.

Este método es el más adecuado no solo por su disponibilidad sino también porque es muy apropiado para las mediciones a frecuencias de microondas.

IV. CALCULO

El proceso de cálculo requiere la resolución de una ecuación trascendente que gobierna la impedancia del sistema muestra-cortocircuito en la línea de transmisión equivalente a la guía de ondas como se puede observar en la siguiente figura.

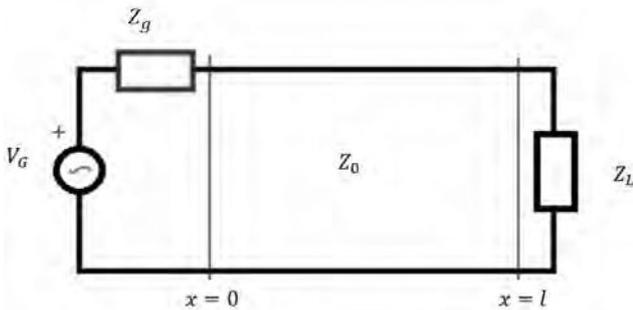


Figura 2. Circuito equivalente para guía de onda cargada con muestra de dieléctrico en su interior

Siendo Z_g la impedancia del generador, Z_0 la impedancia característica de la línea y Z_L la impedancia desconocida del conjunto muestra-cortocircuito.

A. Ecuacion

$$\frac{\tanh(\gamma_2 L)}{\gamma_2 L} = \frac{1}{j\beta_1 L} \left(\frac{1 + jSWR \tan(\beta_1 x_{min})}{SWR + j \tan(\beta_1 x_{min})} \right) \quad (4)$$

Dicha ecuación es a la cual se arriba [7 (3.35) Pag.76]. Siendo modificada la notación S por SWR , teniendo en cuenta que la impedancia en un mínimo de voltaje detectado es igual a $SWR^{-1}Z_0$, y la constante de propagación dentro de la guía que es igual a $\gamma_1 = \alpha_1 + j\beta_1$, es simplificada ya que se toma sin pérdidas, la constante de atenuación $\alpha_1 = 0 \therefore \gamma_1 = j\beta_1$. Y la expresión $\tanh(j\beta_1 x_{min})$ deviene en $j \tan(\beta_1 x_{min})$

Algunas simplificaciones pueden obtenerse para dieléctricos de bajas pérdidas, donde el valor de la tangente de pérdidas es pequeño ($\tan \delta < 0.1$), sin embargo para medios dieléctricos con altas pérdidas es preciso resolver la ecuación general (4). Pero si se sabe, a priori, que la tangente de pérdida de una determinada muestra es muy pequeña y carece de interés, el dieléctrico puede ser considerado sin pérdidas. Cuando esto es así, tanto las medidas y los cálculos posteriores son más simples y más rápidos que cuando la permitividad debe ser considerada compleja.

La resolución del problema analítico se ha efectuado generalmente mediante la utilización de gráficos, entre los que merecen destacar los realizados por Westphal [3] y por Delbos-Demau [5], basados en modificaciones de la carta de Smith. En ellos se fundamentan algunos métodos de cálculo entre los que cabe citar el elaborado por Stuart O. Nelson [6] conducente a un programa para la resolución numérica, así como otros posteriores.

En este trabajo, se calcula la ecuación (4) considerando una muestra sin pérdidas $SWR \rightarrow$ por lo tanto el segundo término de la ecuación toma la forma:

$$K = \tan \frac{\beta_1(x_{min})}{\beta_1 L} \quad (6)$$

Luego

$$\frac{\tanh(\gamma_2 L)}{\gamma_2 L} = K \quad (7)$$

Al considerarse sin pérdidas la constante γ_2 es imaginaria pura, entonces la ecuación (7) resulta:

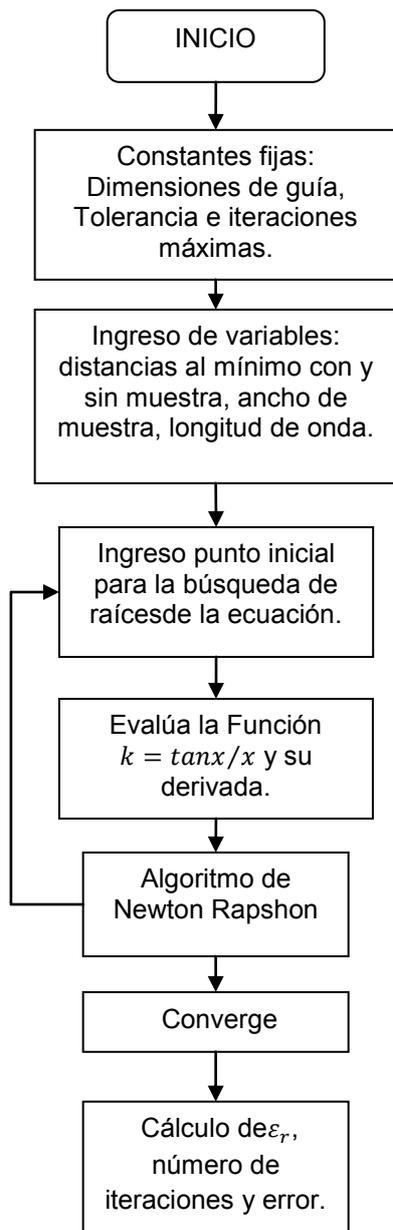
$$\frac{\tan(x)}{x} = K \quad (8)$$

Por lo tanto cabe destacar que solo se tienen en cuenta las distancias al mínimo, longitud de onda guía y ancho de la muestra.

La ecuación (8) es resuelta mediante el método de Newton Raphson en un programa en lenguaje FORTRAN [2], [4] cuyo diagrama de flujo se muestra debajo. Y si el método converge se calcula la permitividad mediante la fórmula (9)

$$\epsilon_r = \frac{\left(\frac{a}{\pi}\right)^2 \left(\frac{x}{L}\right)^2 + 1}{\left(\frac{2a}{\lambda_g}\right)^2 + 1} \quad (9)$$

Donde a es el ancho de la guía de onda, λ_g longitud de onda de la guía, y L ancho de la muestra.



V. PROCEDIMIENTO

La línea ranurada es seguida por el corto circuito de guía de onda. Durante una parte de la medición, la muestra se inserta en la línea de transmisión delante del corto circuito a fin de que las paredes de la muestra toquen el corto circuito.

Se conecta el equipo sin la muestra dieléctrica en la línea para encontrar la posición del mínimo de referencia en la línea ranurada con respecto a un plano de referencia elegido arbitrariamente, como se puede observar en la figura 3. Luego

se mide la longitud de onda λ_g , midiendo la distancia entre mínimos en la sección ranurada. Posteriormente se quita el corto circuito, y se inserta la muestra dieléctrica de ancho L , volviéndose a colocar el corto, de tal manera que toque la muestra. Se mide la nueva posición del mínimo en la sección ranurada con respecto al plano de referencia y se toma lectura de la nueva posición del mínimo.

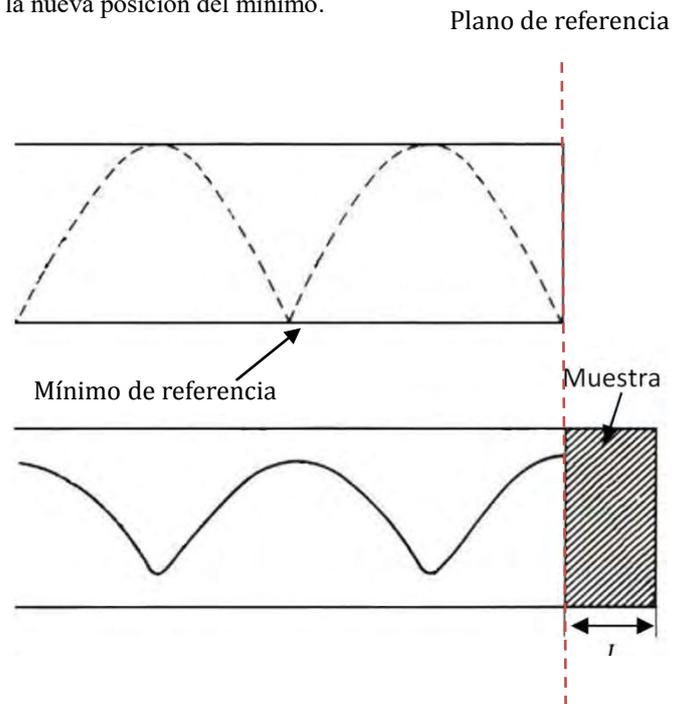


Figura 3. Onda estacionaria generada por el cortocircuito y por el conjunto muestra-cortocircuito

VI. RESULTADOS

A menos que el valor de la permitividad que se mide se conozca aproximadamente, es necesario llevar a cabo la medición en dos muestras de diferentes longitudes. Ya que cada conjunto de datos produce infinitas soluciones debido a la naturaleza de la función (8), como se puede observar en la figura debajo.

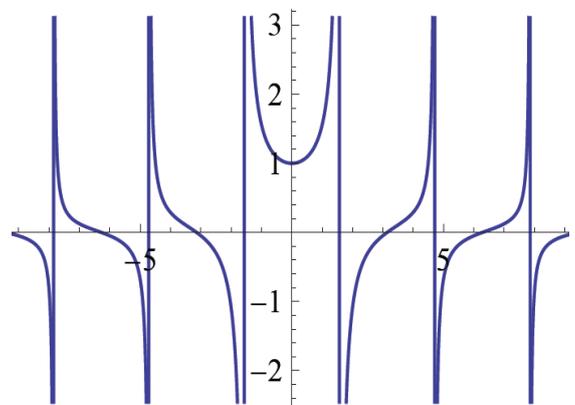


Figura 4. Grafica de la función $\tan(x)/x$

Por ejemplo para la medición de la constante dieléctrica del acrílico, con una distancia al mínimo de 15.33cm una distancia al mínimo con muestra de 12.55 cm, un ancho de la muestra de 15mm, con una longitud de onda guía de 18.2 cm

$$\frac{\tan(x)}{x} = -0.8431 = K$$

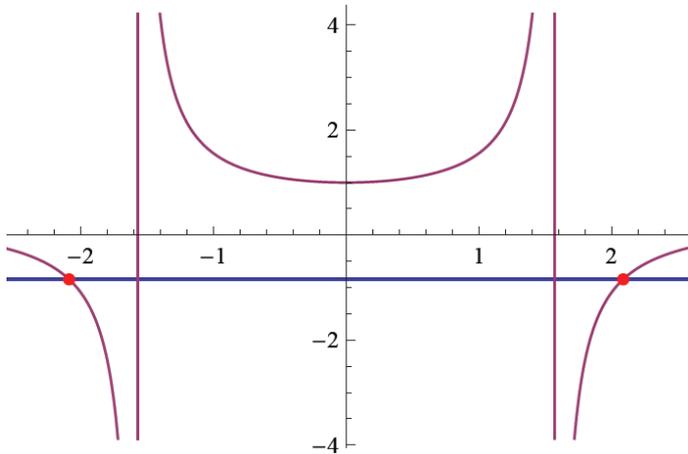


Figura 4. Grafica de la funcion $k=\tan(x)/x$

Como se puede observar la ecuación (8) tiene múltiples raíces:

$$\begin{aligned} x_1 &= \pm 2.0874 \\ x_2 &= \pm 4.9476 \\ x_3 &= \pm 8.0011 \\ x_4 &= \pm 11.1020 \\ x_5 &= \pm 14.2203 \end{aligned}$$

Con lo cual es necesario conocer un valor aproximado de la constante dieléctrica de la muestra, en este caso un valor aproximado a 5 que se encuentra en la bibliografía.

Comprobando para cada raíz de la ecuación, se obtiene el siguiente conjunto de valores:

$$\epsilon_r = \{5.3805; 26.9836; 69.4338; 133.0324; 217.7999\}$$

Del cual evidentemente tomamos como físicamente posible el primer valor de 5.3805.

Los resultados están resumidos en la siguiente tabla para la medición de 4 materiales distintos en la frecuencia de 3GHz.

	Permitividad Dieléctrica
Acrílico	5,30
Teflón	2,10
Madera	1.80
Pertinax	5,10

Los resultados no pueden justificar el error cometido ya que no se dispone de un elemento patrón con una constante dieléctrica definida, incluso se desestima el cálculo de la tangente de pérdida pero todas las mediciones coinciden con los valores normales para cada material. Solo se lo considera un método ágil para obtener una aproximación al resultado real que satisfice las expectativas del alumno a la hora de realizar un práctico de laboratorio.

VII. AGRADECIMIENTOS

Agradecemos a los integrantes del Departamento de Electrónica del Instituto Universitario Aeronáutico que colaboraron en todas las etapas de la investigación.

VIII. REFERENCIAS

- [1] Montgomery "Techniques of microwave measurements" Radiation Laboratory Series Cap 10 pp 561-672, 1947
- [2] T. P. Iglesias, A. Seoane, and J. Rivas "An Algorithm for Solving Roberts-von Hippel Equation: Separation of Close Solutions" IEEEJunio 1993
- [3] Westphal, "Dielectric measuringtechniques"1954, cap. II, pp. 63-122.
- [4] J. Letosa, "Medida por microordenador de constantes dieléctricas complejas: método de Von-Hippel", 1990.
- [5] G. Delbos C. Demau "Nouveaux abaques pour la determination des constantes dieletriques" Diciembre 1966
- [6] Stuart O. Nelson S "Computer Program for Precise Calculation of Dielectric Properties From Short-Circuited " Diciembre 1974
- [7] James Baker-Jarvis "Transmission/Reflection and Short-circuit Line Permittivity Measurements" Julio 1990
- [8] Dakin T., Works C. "Microwave dielectric measurements" 1947
- [9] Gupta R. C, Pradhan "Microwave dielectric properties of seed lac" 1958 M. Ahlawat & R.S. Shinde "Development of versatile dielectric constant measurements system for low loss ferrite and dielectrics"