



Cálculo de la permitividad dieléctrica compleja de los materiales absorbentes con pérdidas

*Daryl Ortega González, Yuri González Morales,
Pedro Arzola Morris*

RESUMEN / ABSTRACT

En el presente trabajo se muestra un método de cálculo de la permitividad dieléctrica compleja de los materiales absorbentes de radiofrecuencia pasando por una exhaustiva etapa de medición de los parámetros de dispersión de una línea de transmisión coaxial construida para ver el comportamiento de la onda en modo Transverso electromagnético (TEM). Dicho método, cuyo análisis se realizó en la banda de 1-10GHz, fue orientado de forma tal que en él se hace uso de las teorías del Campo Electromagnético y la de Línea de Transmisión y su único requerimiento es una buena base experimental. En los cálculos se hace uso del material poliuretano dopado con carbón activado al 8%.

Palabras claves: Permitividad compleja, material absorbente, cámara anecoica.

Presently work shows up a calculation method of the dielectric complex permittivity of radiofrequency absorbent materials, going by an exhaustive stage of measurement of the dispersion parameters of a line of coaxial built transmission to see the development of the electromagnetic wave in Transverse electromagnetic (TEM) mode. This method whose analysis was carried out in the band of 1-10GHz, it was guided in such way that in it use of the theories of the electromagnetic field is made and that of transmission line and its only requirement is an experimental good base. In the calculations use of the material poliuretanodopado is made with coal activated at the 8%.

Key words: complex permittivity, absorbent material, anechoic chamber.

Calculation of the dielectric complex permittivity of the absorbent materials with losses

1. -INTRODUCCIÓN

Las cámaras anecoicas son recintos que absorben la energía electromagnética que incide sobre sus paredes y consta de dos partes fundamentales además de las antenas [1-3]: La Jaula de Faraday y los materiales absorbentes de ondas electromagnéticas [4]; los cuales, con determinada composición y geometría, realizan la absorción de las ondas electromagnéticas (OEM) incidentes. Un ejemplo de estos últimos son las estructuras piramidales de material que son los absorbentes más populares para la atenuación de las OEM en cámaras anecoicas [5].

El interior de una cámara anecoica simula las condiciones del espacio libre, escenario idóneo para obtener mediciones fiables, lo cual se logra gracias a la composición y geometría de los materiales radio absorbentes [6]. Es entonces una cuestión de primer orden conocer las propiedades dieléctricas del absorbente, es decir su permitividad dieléctrica compleja [7]. Lo antes mencionado lleva a la necesidad del desarrollo de un método teórico-experimental que haga viable dicho cálculo en el ancho de banda comprendido de 1-10 GHz, lo cual constituye el objetivo fundamental de este trabajo.

El método propuesto es analítico y experimental, razón por la cual difiere de otros algoritmos más complejos que emplean métodos iterativos y modelos simulados; requisitos que no son estrictamente necesarios para obtener un buen resultado. A través de dicho método se obtiene la permitividad dieléctrica compleja en función de la frecuencia por medios electromagnéticos.

Las ondas incidentes en el material radioabsorbente bajo estudio cumplirán las condiciones de propagación en el espacio libre. El modo Transverso electromagnético (TEM), utilizado para simular la propagación de las OEM en el espacio libre, se obtiene por medio de una línea de transmisión coaxial[8]. El método implementado cumple rigurosamente con los principios y leyes de la Teoría del Campo Electromagnético (TCEM) y la aproximación de algunos elementos auxiliares de la Teoría de Líneas de Transmisión (LT).

Como material absorbente, objeto de estudio en el método, se emplea poliuretano expandido dopado con carbón activado que es el mejor material posible para la cámara ya que presenta elevada absorción, buena conductividad y adhesión[9]. Al mezclar en proporciones convenientes ambas sustancias se obtiene un compuesto moldeable que absorbe con eficiencia las ondas electromagnéticas incidentes y transforma su energía en forma de calor.

Una vez calculada la permitividad dieléctrica compleja por el método propuesto en el presente artículo entonces existe la posibilidad ulterior de realizar un estudio exhaustivo del comportamiento de los materiales en función a su composición para lograr una respuesta óptima de estos en diferentes geometrías. Cuando el dopaje del material está optimizado y el espesor está en el orden de una longitud de onda, la reflectividad es cercana a -33 dB. Puede obtenerse una mayor reflectividad con dimensiones mayores; con tres longitudes de ondas la reflectividad es del orden de los -51 dB. Estos valores varían de un fabricante a otro, como se puede constatar en sus datos, y dependiendo también de cada producto específicamente[10, 11]. El absorbente a utilizarse no es muy robusto y requiere un alto grado de mantenimiento, sobre todo, los que se ubiquen cerca de las puertas y las áreas de mayor tráfico[12].

Para el desarrollo del método se emplean exclusivamente un Analizador de redes ZVB-20 y la línea de transmisión coaxial modo TEM con el auxilio de algoritmos desarrollados en el software Mathcad.

Es necesario señalar que con la culminación de este trabajo se abre una real posibilidad de redescubrir la composición de los materiales absorbentes, aspecto celosamente guardado por los fabricantes, cuyos datos no se publican. De aquí se impone resaltar que el impacto del trabajo trasciende como una asimilación tecnológica en las que la deducción, la ingeniería inversa y la concatenación de la ciencia, tanto de tipo teórica como experimental, e incluso la imaginación, han jugado un papel decisivo.

2.-MEDICIÓN DE LOS PARÁMETROS DE DISPERSIÓN [S] DE LA LÍNEA DE TRANSMISIÓN COAXIAL.

La figura 1 muestra la línea de transmisión coaxial, construida con el objetivo de lograr ondas electromagnéticas en modo TEM. Está diseñada justamente para que se propague este modo hasta una frecuencia crítica de 10 GHz. Para frecuencias mayores la propagación tendría lugar en modos de orden superior.

La línea fue construida de forma tal que se evita el acople entre el modo TEM y el modo TM_{01} [13]. Como en otros modos de propagación, en ondas TEM la distribución de campo que se absorbe se obtiene en la superficie[14], base sobre la que se mide el campo en ambos puertos. La razón que justifica la elección de ondas modo TEM radica en que las OEM en el espacio libre se propagan de esta forma.

Si se excita el puerto uno de la línea con frecuencias de 1-10GHz y se sitúa un corto circuito en el puerto dos, entonces se obtiene el comportamiento del coeficiente de reflexión (S_{11}) de la línea de transmisión con dieléctrico aire (figura 2), que como era de esperar resulta próxima a 0 dB. Este resultado se justifica por las pérdidas debido a los conductores de la línea[15]. El poliuretano puro se comporta de manera satisfactoria con muy bajas pérdidas de retorno.

Asimismo en la figura 2 se aprecia que el carbón activado en estado puro empleado como absorbente no es efectivo ya que a pesar de disipar una parte de la energía de la OEM tiene un alto coeficiente de reflexión. En este caso no predomina el mecanismo de absorción pero de la literatura se conoce que el mismo es un buen absorbente[16].

En el poliuretano dopado con carbón activado (en nuestro caso al 8%) predomina el mecanismo de absorción sobre el mecanismo de reflexión de la OEM ya que el material se hace más conductivo con el dopaje y por tanto se producen mayores pérdidas de retorno.

A posteriori los datos obtenidos permitirán caracterizar la permitividad dieléctrica compleja del poliuretano dopado con carbón activado teniendo en cuenta las pérdidas propias de la línea de transmisión coaxial.



Figura 1
 Línea de transmisión coaxial construida.

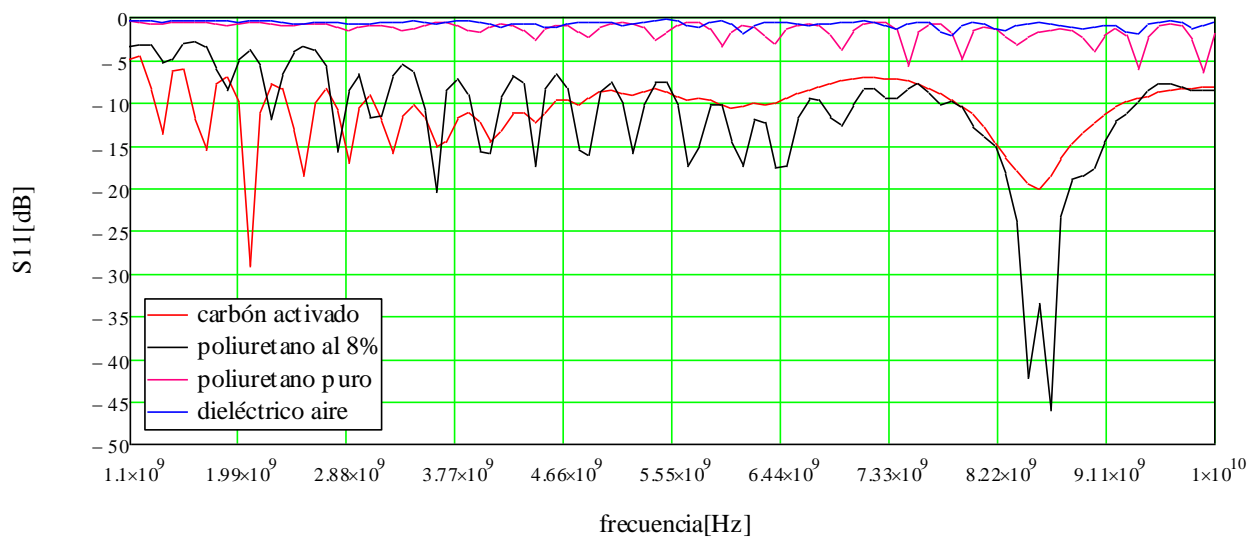


Figura 2
 Parámetro S11 medido en los distintos materiales con el puerto dos en corto circuito.

3.-PERMITIVIDAD DIELECTRICA COMPLEJA.

3.1.-FUNDAMENTO TEÓRICO[17-21].

En un material dieléctrico con conductividad finita no es posible despreciar las corrientes de desplazamiento como se hizo en los conductores. Las corrientes de desplazamiento son usualmente mucho mayores que las de conducción por lo que el material puede emplearse como un dieléctrico.

Tampoco pueden despreciarse completamente las corrientes de conducción si es necesaria alguna información sobre el efecto de sus pérdidas. Es necesario tener en cuenta la conductividad σ y la atenuación α , puesto que una es dependencia de la otra, y la permitividad dieléctrica ϵ para determinar la constante dieléctrica compleja definida anteriormente.

No obstante debido a que hay que hacer mediciones y a la variación de las propiedades dieléctricas con la frecuencia es más común expresar las propiedades dieléctricas por medio de las componentes ϵ' y ϵ'' de modo que:

$$\epsilon_c = \epsilon_0(\epsilon' - j\epsilon'') \quad (1)$$

Donde:

ϵ_0 :permitividad dieléctrica del vacío.

ϵ' :permitividad dieléctrica (parte real) relativa al vacío

ϵ'' :parte imaginaria.

A partir de aquí:

$$\epsilon'' = \frac{\sigma}{\omega\epsilon_0} = \frac{36\pi\sigma}{\omega \times 10^{-9}} \quad (2)$$

Donde σ es la conductividad en Siemens por Metro y ω la frecuencia angular. La razón ϵ''/ϵ' es de común uso como parámetro de referencia en tablas y gráficos y expresa directamente la razón entre la corriente de conducción respecto a la corriente de desplazamiento en el dieléctrico, se le conoce como tangente de pérdidas:

$$\tan\delta = \frac{\epsilon''}{\epsilon'} = \frac{\sigma}{\omega\epsilon_0\epsilon'} = \frac{\sigma}{\omega\epsilon} \quad (3)$$

Una línea de transmisión coaxial presenta una impedancia que depende de sus dimensiones y de la permitividad dieléctrica del aislante empleado en su interior relativo a la permitividad del vacío. Si se mantienen sus dimensiones y se modifica la última se produce un cambio de impedancia y por la misma causa el valor de su coeficiente de reflexión como se expresa en (4).

$$\Gamma = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \quad (4)$$

Dónde:

Γ es el coeficiente de reflexión.

Z_L y Z_0 son las impedancias de la carga y de la y la característica de la línea respectivamente.

Además los parámetros [S] caracterizan a la red de dos puertos que se va a emplear, donde:

$$S_{ij} = \left. \frac{V_i^-}{V_j^+} \right| V_k^+ = 0 \text{ para } k \neq j \quad (5)$$

Para determinar S_{ij} se inyecta una onda incidente de voltaje V_j^+ en el puerto j y se mide la amplitud de la onda reflejada V_i^- que sale por el puerto i. Las ondas incidentes en todos los puertos excepto la j se anulan, lo que significa que todos los puertos están conectados a cargas acopladas. Por tanto, S_{ii} es el coeficiente de reflexión visto desde el puerto i cuando todos los demás puertos tienen conectadas cargas acopladas y S_{ij} es el coeficiente de transmisión del puerto j al puerto i [19].

3.2.- CÁLCULO DE LA PARTE REAL DE LA PERMITIVIDAD DIELÉCTRICA COMPLEJA.

En este apartado se obtiene por medio de la TCEM y de LT la parte real de la permitividad dieléctrica compleja del material de interés: Poliuretano dopado al 8%. Como se explica posteriormente se tomarán sólo los parámetros de dispersión del poliuretano para dicho cálculo.

Para determinar la componente real de la permitividad relativa se hará uso de los parámetros de dispersión de la red de dos puertos diseñada (figura 1) con el puerto dos en corto circuito y además se dispondrá del análisis de redes de dos puertos. La línea de transmisión coaxial construida con el puerto dos cortocircuitado provoca que $S_{12}=0$, en cuyo caso se tiene:

$$\Gamma_{in} = \frac{V_1^-}{V_1^+} = S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1-S_{22}\Gamma_L} = \frac{Z_{in}-Z_0}{Z_{in}+Z_0} \quad (6)$$

$$\Gamma_{in} = S_{11} \quad (7)$$

Donde Γ_{in} es el coeficiente de reflexión a la entrada de la línea. La ecuación (7) se traduce en que la lectura del Analizador Vectorial del Redes (AVR) va a coincidir con el coeficiente de reflexión en el puerto uno. Se toma el poliuretano para calcular la parte real debido a que no provee componente compleja. La onda que viaja a través de él lo hace con una constante de propagación puramente real. Se concluye que dicho material solo puede dar información de la permitividad intrínseca (parte real).

3.3.- CÁLCULO DEL COEFICIENTE DE REFLEXIÓN.

Para obtener el coeficiente de reflexión primero se diferenciarán los parámetros S11 en decibele entre el poliuretano y el aire para ver solamente la contribución del poliuretano. Los datos obtenidos por el AVR y por el software Mathcad se muestran en la figura 3.

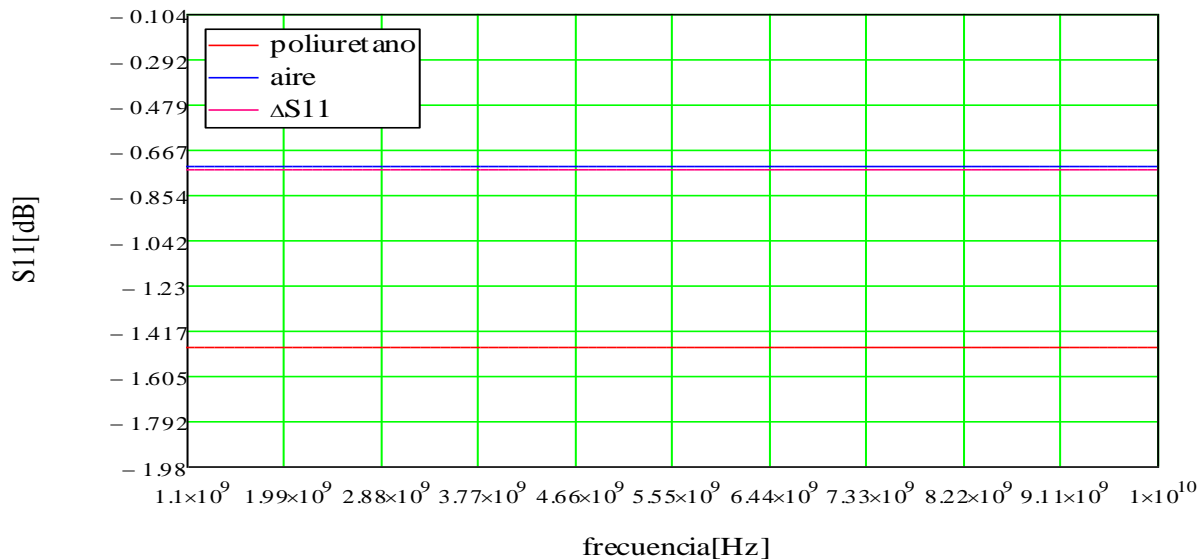


Figura 3

Función diferencia entre el poliuretano puro y el aire en dB.

Donde se observa que la diferencia en dB es de -0,737.

Como el coeficiente de reflexión es un parámetro lineal, es válido determinar su diferencia en veces para lo cual se tendría para el coeficiente de reflexión de la línea con dieléctrico de aire, Γ_{aire} :

$$\Gamma_{aire} = S_{11aire}(veces) = 10^{\frac{S[dB]}{20}} \quad (8)$$

$$\Gamma_{aire} = 10^{\frac{-0,737}{20}}$$

$$\Gamma_{aire} = 0.919$$

Para el poliuretano:

$$\Gamma_{poli} = S_{11poli}(veces) = 10^{\frac{S[dB]}{20}} \quad (9)$$

$$\Gamma_{poli} = 10^{\frac{-1,487}{20}}$$

$$\Gamma_{poli} = 0,843$$

Por último el valor modular de la diferencia entre ambos:

$$\Delta\Gamma = 0,076$$

Este valor diferencia es el coeficiente de reflexión debido al poliuretano y refleja que el poliuretano puro es un material muy radiotransparente, comportándose prácticamente como el aire.

3.4.- CÁLCULO DE IMPEDANCIA DE LA LÍNEA (Z_l).

Es conocido de la analogía de Línea de Transmisión para onda plana reflejada en la superficie de separación de los medios la relación vista en (4), donde $Z_l \leq Z_0$ y $Z_0 = 50$ ohm debido al dieléctrico aire.

Se calcula Γ para determinar a través de (4) cuál debe ser la Z de la línea con las dimensiones prefijadas para el aire a 50 ohm con un material (poliuretano) y luego ver qué ϵ_r proporcionó dicha Z .

El análisis parte de:

$$\Gamma(Z_l + Z_0) = Z_l - Z_0 \quad (10)$$

$$\Gamma Z_l + \Gamma Z_0 = Z_l - Z_0$$

$$Z_l(\Gamma - 1) = -\Gamma Z_0 - Z_0$$

$$Z_l = \frac{-\Gamma Z_0 - Z_0}{\Gamma - 1} \quad (11)$$

Los cálculos arrojados por Mathcad indican que $Z_l = 42,937 \Omega$.

3.5.- CÁLCULO DE LA PERMITIVIDAD RELATIVA REAL.

Ya se tienen todos los datos que se suman a los datos del diseño $D = 13,9\text{mm}$, $d = 6,03\text{mm}$ para determinar finalmente la permitividad ϵ_{rp} del poliuretano. Se plantea la proporcionalidad:

$$\frac{Z_0}{\frac{138 \log \frac{D}{d}}{\sqrt{\epsilon_r}}} = \frac{Z_l}{\frac{138 \log \frac{D}{d}}{\sqrt{\epsilon_{rp}}}} \quad (12)$$

Luego:

$$\epsilon_{rp} = \left(\frac{Z_0 \frac{138 \log \frac{D}{d}}{Z_l}}{\frac{138 \log \frac{D}{d}}{\sqrt{\epsilon_r}}} \right)^2 \quad (13)$$

Donde finalmente se obtiene $\epsilon_{rp} = 1,356$

Este resultado confirma que la parte real de la permitividad dieléctrica compleja es casi constante en el rango de trabajo y muy cercana a la del aire.

La densidad de la espuma de poliuretano es la que dicta la permitividad. En su estado natural es 2,2 pero como el que se utilizó está mezclado con aire este valor disminuye. El valor de 1,3 está dado para una determinada densidad de poliuretano con aire.

Como el poliuretano tiene una tangente de pérdida sumamente baja, se puede considerar con una buena aproximación que la parte real de la permitividad se debe solo al poliuretano y la imaginaria al carbón activado.

La polarización del dieléctrico no produce pérdidas medibles porque se emplean campos muy débiles.

4.- CÁLCULO DE LA PARTE IMAGINARIA DE LA PERMITIVIDAD DIELÉCTRICA COMPLEJA.

Para el cálculo de la parte imaginaria de la permitividad se hará uso de los parámetros [S] de la línea de transmisión con el material absorbente poliuretano dopado con carbón activado al 8%(Figura 4) en su interior con el puerto dos en corto circuito. En este nuevo estado la impedancia en el puerto dos de la línea es cero por lo que toda la señal retorna como se ve en la figura 5. En ese caso se tiene:



Figura 4

Poliuretano dopado con Carbón Activado al 8%

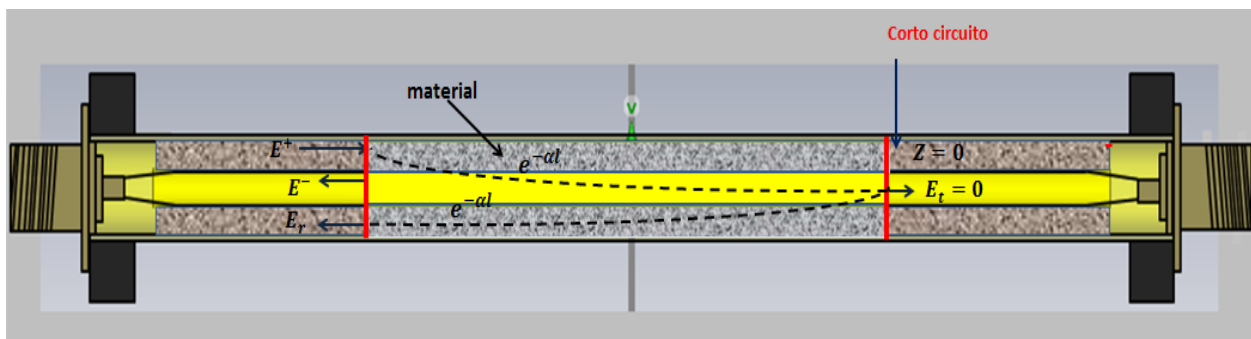


Figura 5

Cable coaxial con material absorbente poliuretano dopado en su interior.

$$S_{11} = \frac{V_1^-}{V_1^+} \quad (14)$$

Esto en términos de energía electromagnética sería:

$$S_{11} = \frac{E_{reflejada}}{E^+} (FP) \quad (15)$$

Donde,

$$E_{reflejada} = E^- + E_r \quad (16)$$

$$S_{11} = \frac{E^- + E_r}{E^+} = \left(\frac{E^-}{E^+} + \frac{E_r}{E^+} \right) (FP) \quad (17)$$

La función de pérdidas (FP) , dada por las corrientes superficiales, los fenómenos de fallas eléctricas en líneas coaxiales y el desacople entre la línea y el analizador [15] ,se va a tomar en cuenta en los posteriores cálculos que involucren al parámetro S11 con el puerto dos en corto circuito así como cuando la línea está conectada a ambos puertos del analizador. La figura 6 muestra que el parámetro S11 con la línea conectada a ambos puertos para el aire debiera dar $-\infty$ dB idealmente y sin embargo los resultados experimentales arrojan el valor de -10 dB. En los cálculos se diferenciaron el valor experimental con el resultado arrojado por el software CST Studio el cual refleja para este caso -85 dB (figura 6).

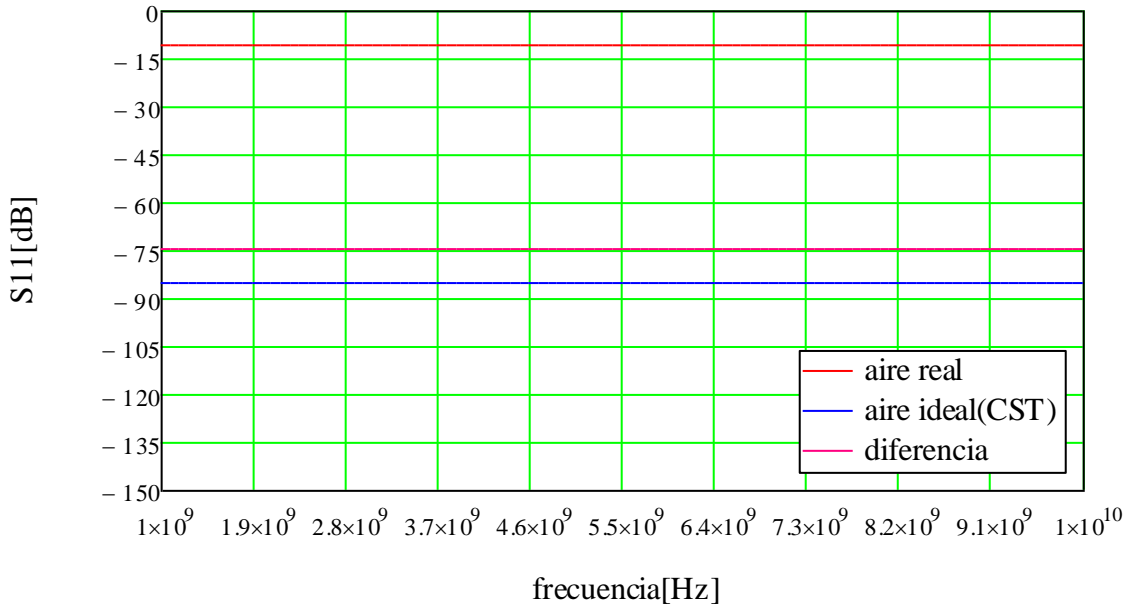


Figura 6
Comportamiento real e ideal del parámetro S₁₁ transferencial en el aire y la diferencia de ambos.

De esta manera:

$$S_{11trans} = \frac{E^-}{E^+} \quad (18)$$

Por lo que,

$$S_{11} = S_{11trans}(FP) + \frac{E_r}{E^+}(FP) \quad (19)$$

Se considera que la señal que queda confinada en múltiples reflexiones dentro del material, que es el primer término de una serie decreciente, es aproximadamente cero.

Se evita el análisis fasorial y sólo se analiza la amplitud de la señal para saber cuánto se atenuó luego de su recorrido de ida y vuelta dentro del material absorbente, entonces:

$$E_r = Ae^{-2\alpha l} \quad (20)$$

Donde $|E^+| = A$, por lo que,

$$S_{11} = S_{11trans}(FP) + \frac{Ae^{-2\alpha l}}{A}(FP)$$

$$S_{11} = S_{11trans}(FP) + e^{-2\alpha l}(FP) \quad (21)$$

El parámetro S11 en el espacio libre a cortocircuito es:

$$S_{11el} = \frac{E_{el}^- + E_{rel}}{E_{el}^+}(FP) \quad (22)$$

$$S_{11el} = \frac{E_{el}^-}{E_{el}^+}(FP) + \frac{E_{rel}}{E_{el}^+}(FP) \quad (23)$$

El primer término corresponde al parámetro transferencial S11 del aire, el cual es aproximadamente cero veces y se asume como tal. El segundo término en veces debería ser uno pero se ve modificado por el factor por lo que la expresión toma la forma:

$$S_{11el} = 1(FP) \quad (24)$$

Se conoce que la diferencia entre ambos parámetros [S] en dB dará información de cuánto se atenúa la señal en su recorrido de ida y vuelta.

$$\Delta S_{11}[dB] = S_{11}[dB] - S_{11el}[dB] \quad (25)$$

$$\Delta S_{11}[dB] = FP[dB] + 20 \log(S_{11trans} + e^{-2\alpha l}) - FP[dB] \quad (26)$$

$$\Delta S_{11}[dB] = 20 \log(S_{11trans} + e^{-2\alpha l}) \quad (27)$$

4.1.-CÁLCULO DE LA FUNCIÓN ATENUACIÓN EN [Np/m].

La función $\Delta S_{11}[dB]$ se determina experimentalmente (figura 7) ya que se midieron ambos parámetros por separado en el AVR y se diferenciaron en Mathcad.

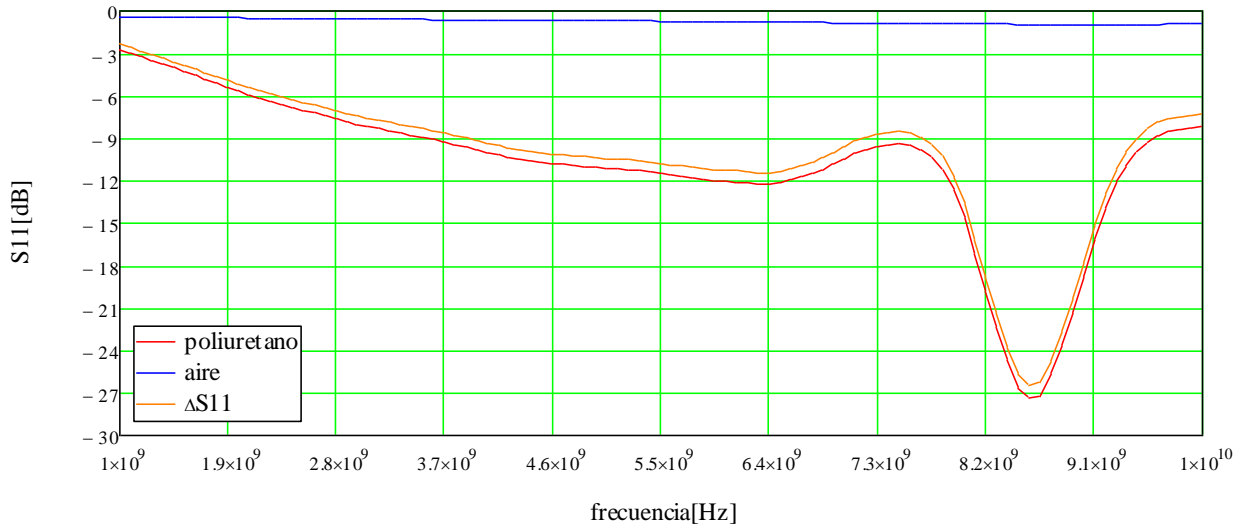


Figura 7
Diferencia entre el poliuretano al 8% y el aire con el puerto 2 en corto circuito.

En este punto es válido advertir que la función $S_{11trans}$ está en veces. A partir de la función diferencia en dB se calcula la función atenuación (α) en [Np/m], la cual depende de la frecuencia.

$$\alpha = \frac{\ln(10^{\frac{\Delta S_{11}[dB]}{20}} - S_{11trans})}{2l} \text{ [Np/m]} \quad (28)$$

Donde l es la longitud de la línea de transmisión en metros $l = 0.22$. Los resultados arrojados, luego de aplicar (28), por el asistente Mathcad indican lo mostrado en la figura 8.

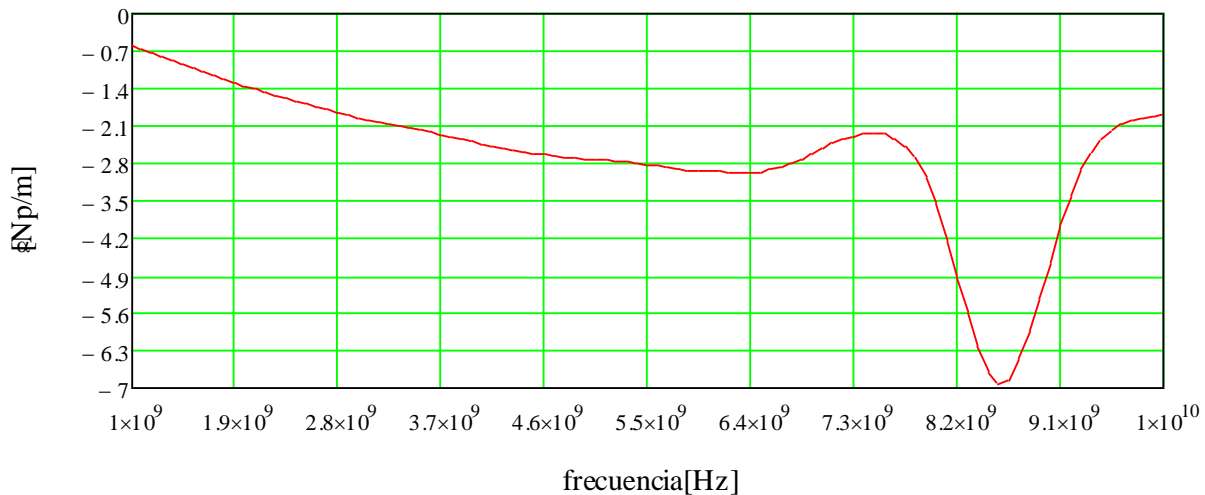


Figura 8
Función atenuación del poliuretano dopado con carbón activado al 8% en la banda de 1-10GHz.

Se obtienen datos de atenuación confiables ya que predomina el mecanismo de absorción dado el bajo dopaje del poliuretano[9]. Los bajos niveles de absorción se deben al bajo nivel de dopaje. Esta condición garantiza la confiabilidad de la medición ya que prácticamente la reflexión es un mecanismo secundario en el proceso. Independientemente del pico negativo se puede observar que el carbón activado tiene una mayor absorción a altas frecuencias a partir de los 4 a 5GHz.

4.2.-CÁLCULO DE LA FUNCIÓN CONDUCTIVIDAD.

Conocidos los valores de la atenuación (α) y la expresión que relaciona la atenuación con la conductividad σ se puede hallar el valor de esta última en función de la frecuencia si se calcula la raíz de la expresión (29).

$$\text{root}\left[-\alpha - \left[\omega \sqrt{\frac{\mu_0 \epsilon_r \epsilon_0}{2}} \left[\sqrt{1 + \frac{\sigma^2}{\omega^2 \epsilon_r \epsilon_0}} - 1 \right] \right], \sigma \right] \quad (29)$$

El resultado se muestra en la Fig. 9.

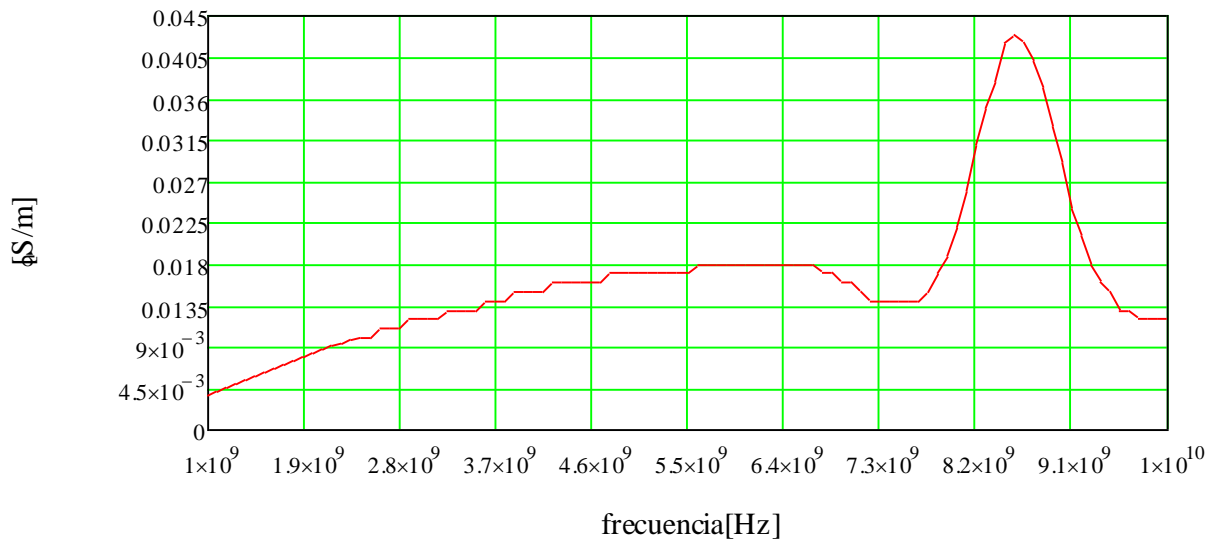


Figura 9

Función conductividad del poliuretano dopado con carbón activado al 8% en la banda de 1-10GHz.

Los datos que se obtienen en este caso brindan un valor de conductividad contra frecuencia que es confiable debido al bajo coeficiente de reflexión de la mezcla.

4.3.-CÁLCULO DE LA PARTE IMAGINARIA DE LA PERMITIVIDAD DIELECTRICA COMPLEJA.

Al obtener la conductividad en el rango de frecuencias se determina la parte imaginaria de ϵ :

$$\epsilon_{\text{img}} = \frac{\sigma}{\omega} \quad (30)$$

Y luego la permitividad relativa parte real que sería:

$$\epsilon_{\text{imgr}} = \frac{\epsilon_{\text{img}}}{\epsilon_0} \quad (31)$$

Los valores arrojados se muestran en la figura 10.

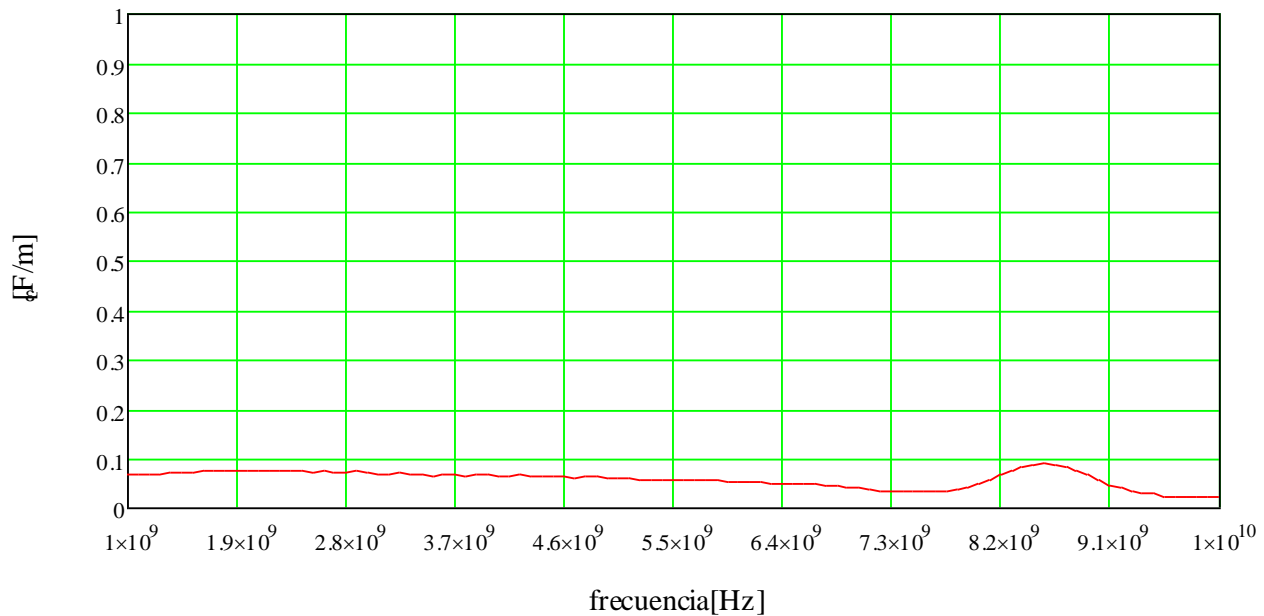


Figura 10
Parte imaginaria de la permitividad relativa en la banda de 1-10GHz.

El resultado explica cómo la atenuación es baja debido al nivel de dopaje. Por esta causa es que se necesita un nivel de dopaje más alto aunque el coeficiente de reflexión aumente ligeramente. A causa de esto se explica la necesidad de atender el problema geométrico del material con estructuras que garanticen múltiples reflexiones en el mismo, y que tengan una respuesta superior a baja frecuencias como las estructuras con geometría de Chebyshev[22].

5.- CONCLUSIONES.

El trabajo cumple con el objetivo de obtener un método analítico-experimental confiable que resuelve una incógnita fundamental: conocer la permitividad dieléctrica compleja de materiales absorbentes de radiofrecuencias en un gran ancho de banda en el segmento de las microondas, con el objetivo de optimizar la reflectividad para su empleo en cámaras anecoicas, lo que constituye una asimilación tecnológica con un dispositivo relativamente sencillo para la obtención de los datos mediante un Analizador Vectorial de Redes(AVR). Partiendo de la TCEM y al cumplir con sus leyes, principios y teoremas se ha logrado un método de cálculo de la permitividad dieléctrica compleja para materiales absorbentes de radiofrecuencia empleando como medio de análisis ondas electromagnéticas, el cual es aplicable a otros materiales, requiriendo única y exclusivamente una base experimental que sustente los resultados. Se ha logrado caracterizar la permitividad compleja de un material compuesto de poliuretano y carbón activado. El trabajo sienta las bases para la determinación óptima de la composición de los materiales absorbentes y para la comprobación de los resultados en el proceso de su realización. Es necesario señalar que este representa una primera etapa como método y que servirá de fundamento para su propio perfeccionamiento con una base experimental más amplia, planificada a realizar en un futuro cercano. El método es aplicable también a materiales radiotransparentes, donde es necesario conocer la permitividad dieléctrica compleja y su aplicación e influencia en domos de antenas.

Como se ha dicho el método empleado resuelve el problema de la determinación de la permitividad dieléctrica compleja de materiales compuestos mediante el empleo del método analítico-experimental obviando los métodos iterativos de aproximación y el empleo de modelos simulados. La unidad teórico-experimental garantiza la veracidad de los resultados obtenidos lo cual constituye el aporte de este trabajo.

REFERENCIAS

1. Wan X, Zhang L, Jia SL, Yin JY, Cui TJ. Horn Antenna with Reconfigurable Beam-Refraction and Polarization Based on Anisotropic Huygens Metasurface. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. 2017;65(9):4427-4434.
2. Molinet AP, Gálvez JRS, Ledo LV. Algoritmo de transformación de campo cercano a campo lejano en coordenadas planas. *Revista de Ingeniería Electronica, Automática y Comunicaciones, RIELAC*. 2017;38(3):47-55.
3. González DO, Valdés LF, Sosa AM-M, Morris PA. Diseño de antena de bocina corrugada a 3 GHz para uso en cámaras anecoicas. *Telemática*. 2017;16(3):1-14.
4. Morris PA, Morales CA. Diseño de Cámara Anecoica Rectangular para Radiofrecuencia. *Telem@tica*. 2013;12(2):12-22.
5. Duan Wi, Chen H, Sun M, Ding Y, Sun X, Cai C, et al. A Composite Electromagnetic Absorber for Anechoic Chambers. 2013 Proceedings of the international Symposium on Antennas & Propagation. Nanjing ;China: IEEE Conferences; Ocubre, 2013. p. 412-414. Disponible en : <http://ieeexplore.ieee.org/document/6717475/>
6. Chen LF, Ong CK, Neo CP, Varadan VV, Varadan VK. *Microwave Electronics. Measurement and Materials Characterization*: John Wiley & Sons; 2004.
7. Xiong Z, Chen J, Chen Z. Low Frequency Modeling for Electromagnetic Analysis of Arbitrary Anechoic Chambers. *IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility (EMC)*. Ottawa;Canada: IEEE Conference Publications; Julio, 2016. p. 13-18. Disponible en : <http://ieeexplore.ieee.org/document/7571567/>.
8. Jazi B, Niknam AR, Abdoli-Arani A. Influence of Thermal and Collisional Effects on the Dielectric Permittivity Tensor in a Multi Layer Plasma Waveguide With Elliptical Cross Section. *IEEE Transactions Plasma Science*. 2012;40(2):414-420.
9. Khalid T, Albasha L, Qaddoumi N, Yehia S. Feasibility Study of Using Electrically Conductive Concrete for Electromagnetic Shielding Applications as a Substitute for Carbon-laced Polyurethane Absorbers in Anechoic Chambers. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. 2017;65(5):2428-2435.
10. Holloway CL, DeLyser RR, German RF, McKenna P, Kanda M. Comparison of Electromagnetic Absorber Used in Anechoic and Semi-Anechoic Chambers for Emissions and Immunity Testing of Digital Devices. *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*. 1997;39(1):33-47.
11. Chung BK, Chuah HT, W. BJ. A Microwave Anechoic Chamber for Radar-Cross Section Measurement. *IEEE Antennas and Propagation Magazine*. 1997;39(3):21-26.
12. Leland H H. *Electromagnetic Anechoic Chambers: A John Wiley & Sons, INC., Publication*; 2002.
13. Huang Y-T, Dian BC, Chappell WJ. Spectral Signature Decay Analysis and New Tapered Coaxial Transmission Line Spectrometer Design. *IEEE Transactions Microwave Theory and Techniques*. 2013;61(12):4630-4635.
14. Yagitani S, Ozaki M, Imachi T, Yoshimura Y, Sugiura H. Measurement and Visualization of Radio Waves Incident on Thin Metamaterial Absorber. 2016 URSI Asia-Pacific Radio Science Conference(URSI AP-RASC); Seoul,Korea: IEEE Conference Publications; Agosto,2016. p. 384-385. Disponible en : <http://ieeexplore.ieee.org/document/7601249/>.
15. Choi J-H, Kim Y-H, So J-H. Design of Low Distortion High Voltage Coaxial-Type Transmission Line for Quasi-Square Wave Nano-Pulse with Several Hundred Kilovolts in Vacuum *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation*. 2015;22(4):1809-1814.
16. Wang H, Guo H, Liu Y, Yi C, Chu J. Regeneration of Activated Carbon Spent with Phenol and Formation of Hydrogen Peroxide in a Pulsed Discharge Plasma System. *IEEE Transactions on Plasma Science*. 2016;44(9):1834-1841.
17. Shao Y, Li X-C, Wu L-S, Mao J-F. A Wideband Millimeter-Wave Substrate Integrated Coaxial Line Array for High-Speed Data Transmission. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. 2017;65(8):2789-800.
18. Gu D, Lu X, Ginley R. Efficient Rectangular Waveguide-to-Stripline Transition in D-Band. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*. 2017;27(8):688-690.
19. Pozar DM. *Microwave Engineering*. 4th ed: John Wiley and Sons; 2012.
20. Nikolski VV. *Electrodinámica y propagación de ondas de radio*. 2da ed: Mir Moscu;1985.
21. Ramo S, Whinneri JR. *Fields and Waves in Modern Radio*. 2nd ed: Six Printing; 1962.
22. Gau J-RJ, Burnside WD, Gilreath M. Chebyshev Multilevel Absorber Design Concept. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. 1997;45(8):1286-93.

AUTORES

Daryl Ortega González, Ing. en Telecomunicaciones y Electrónica, Profesor e Investigador, Aspirante a Máster, Grupo de Investigación de Radares, Departamento de Telecomunicaciones y Telemática, disciplina de Comunicaciones Inalámbricas, Facultad de Telecomunicaciones y Electrónica, Universidad Tecnológica de la Habana José Antonio Echeverría (CUJAE), La Habana, Cuba, email: dortegag@tele.cujae.edu.cu, fedortegag@gmail.com. Labora en el Proyecto “Laboratorio de Radiación “del más amplio proyecto de “Radar Costero”.

Yury González Morales, Ing. en Telecomunicaciones y Electrónica, Grupo de Investigación de Radares, Departamento de Telecomunicaciones y Telemática, disciplina de Comunicaciones Inalámbricas, Facultad de Telecomunicaciones y Electrónica, Universidad Tecnológica de la Habana José Antonio Echeverría (CUJAE), La Habana, Cuba, email: ygonzalezm@electronica.cujae.edu.cu. Laboró en el Proyecto “Laboratorio de Radiación “del más amplio proyecto de “Radar Costero”.

Pedro Arzola Morris, Ing. Radiotécnico, Máster en Ciencias, profesor Auxiliar e investigador, Grupo de Investigación de Radares, Departamento de Telecomunicaciones y Telemática, disciplina de Comunicaciones Inalámbricas, Facultad de Telecomunicaciones y Electrónica, Universidad Tecnológica de la Habana José Antonio Echeverría (CUJAE), La Habana, Cuba email: pedro.amorris@gmail.com, arzola@electronica.cujae.edu.cu. Actualmente Profesor del Departamento de Telecomunicaciones y Telemática, dirigente del Proyecto “Laboratorio de Radiación” del Grupo de RADAR.