

Estimación de emisiones electromagnéticas de campo lejano a partir de mediciones de campo cercano (Un enfoque a las líneas de energía eléctrica)

Arturo Rangel Merino
Roberto Linares y Miranda
José Luis López Bonilla

Sección de estudios de posgrado (SEPI),
Escuela Superior de Ingeniería Mecánica y Eléctrica (ESIME),
Instituto Politecnico Nacional (IPN). Unidad Profesional "Adolfo
López Mateos", Edif. Z, Acc. 3, 3er piso,
Av. IPN, Col. Lindavista,
C.P. 07738, México, D.F.
MÉXICO.

e-mail: arangelm@ipn.mx
rlinaresy@ipn.mx
jlopezb@ipn.mx

Recibido el 16 de agosto de 2006; aceptado el 27 de febrero de 2007.

1. Resumen

Cuantificar las emisiones de campo radiadas de las líneas de energía eléctrica cuando se utilizan como medio de comunicación con tecnología BPL, de forma sistemáticamente, aún es una tarea no resuelta. Este documento propone un método para calcular las emisiones de campo lejano en base a mediciones de campo cercano. El método se apoya en registrar las emisiones de la fuente de radiación dentro de la zona radiante de campo cercano, a partir de esos datos y de las expresiones de campo para dipolos elementales, se obtiene un modelo de la fuente de radiación. Del modelo determinado es posible calcular el campo lejano, siendo las expresiones de campo más adecuadas, las que incluyen los modelos de óptica geométrica y de onda-superficial de Norton, lo cual hace un método más exacto.

2. Abstract (Far Field Electromagnetic Emissions Evaluation from Near Field measurements. A focus on Power Lines)

To quantify the radiated field emissions of the electric power lines when they are used like communication media with

Broadband power line (BPL) technology, in systematic way is still an unsolved task. A method for calculating the far field emissions from near field measurements is approached. The method is based on recording the radiating source emissions inside of near field region (Fresnel), starting from those data and of the field expressions for elementary dipoles, a model of the radiation source is obtained. Of the calculated model it is possible to compute the far field, being the most appropriate field expressions, those that include the geometric optics model and of Norton surface-wave model, that which makes a more exact method.

Keywords: far field, near field measurements, genetic algorithm, BPL systems, power lines.

3. Introducción

El reciente despliegue de los dispositivos BPL (*Broadband Power Line*) conectados a las líneas de energía eléctrica como sistema de comunicación de banda ancha ha tomado gran importancia desde el punto de vista operativo. Los dispositivos y las líneas de energía (de bajo, medio o alto voltaje) que llevan señales BPL pueden actuar como radiadores no intencionales. La cantidad de radiación depende de la simetría de la red a las radiofrecuencias, esto es, la impedancia entre conductores y tierra. Cualquier discontinuidad de la impedancia en la línea de transmisión, la cual surge del acoplamiento de un dispositivo BPL, de un transformador, de una derivación o de un cambio en la dirección de la línea, o sencillamente las ondas estacionarias formadas por reflexiones de señal en los conductores pueden generar emisiones electromagnéticas (ver figura 1). Más aún, si la energía de RF es inyectada en uno o más de los conductores, los conductores restantes actúan como radiadores parásitos y, por tanto, las líneas pueden actuar como un arreglo de elementos de antena a ciertas frecuencias. La radiación puede generarse en los puntos correspondientes a los dispositivos de acoplamiento además de en una o más líneas de energía. El análisis en un espacio homogéneo simplifica bastante la parte teórica del algoritmo de transformación campo cercano a campo lejano. En la mayoría de los casos, sin embargo, debido a la propia complejidad de la estructura radiante el algoritmo tiene que

ser numérico. Los métodos numéricos como el NEC, método de momentos u otros similares, han sido utilizados con arreglos físicos reales y las impedancias de las líneas de potencia para simular la distribución de corriente y los campos radiados de las líneas de energía. Los resultados del modelado muestran que, dependiendo de la polarización de la antena, las ondas estacionarias generadas por una discontinuidad de la impedancia producirán radiación en múltiples puntos a lo largo de las líneas de energía.

Para caracterizar las emisiones de las líneas de energía eléctrica (LEE), es esencial detectar e identificar las fuentes de radiación, este proceso por su naturaleza comúnmente consume tiempo en exceso. Una posibilidad de identificar estas fuentes es realizar mediciones de campo cercano en la zona radiante y a partir de esos datos resolver el problema inverso de la radiación. No obstante, para que la transformación de campo lejano tenga validez, es recomendable que las mediciones se realicen de acuerdo a las normas para radiaciones EMI, EMC (CISPR22, EN550022, FCC PARTE 15, NOM125), las cuales especifican que estas deben efectuarse a una distancia de 3 ó 10 metros del dispositivo bajo prueba (DBP), dentro de un sitio de prueba abierto (SPA) o en una cámara semi-anechoica (CSA). El ambiente en un SPA es bastante ruidoso (nivel alto de contaminación electromagnética), mientras que el ambiente en las CSA es más limpio para la medición de emisiones radiadas. Las CSA, sin embargo, son voluminosas y sumamente costosas, por lo que sería un gasto bastante oneroso cubrir las exigencias de las normas EMC. Por lo anterior, resulta bastante atractivo poder estimar las radiaciones de campo lejano, de cualquier equipo eléctrico o electrónico, a partir de las mediciones de campo cercano realizadas ya sea en un SPA o en una CSA pequeña y de bajo costo.

El interés en el estudio del comportamiento de las líneas de energía como posibles radiadores de campo electromagnético por servir como medio de comunicación de la tecnología BPL es debido a que el intervalo de frecuencia en el que opera esta tecnología es de 1.7MHz a 80MHz, lo cual precisamente desde el punto de vista EMC representa un gran problema.

La cuantificación de campo lejano es un problema que ha recibido bastante atención por parte de algunos investigadores por ejemplo, Bucci [1] exploró la posibilidad de estimar campo lejano de mediciones, exclusivamente de amplitud, de campo cercano realizadas en dos superficies que confinan la fuente radiante y la solución se deriva de la optimización de una funcional, aunque su exactitud es buena requiere de conocimiento previo del dispositivo radiante y depende de la separación de las superficies. Petre y Sakar [2] calculan el campo lejano de mediciones de campo cercano tomadas sobre una superficie de los componentes tangenciales y su fase

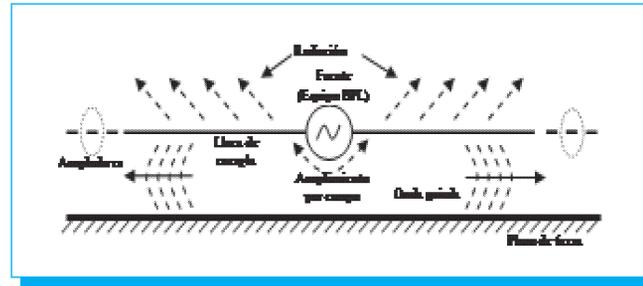


Fig. 1. Vista lateral de los puntos radiantes.

para encontrar una superficie de corriente equivalente con la cual, por medio del método de momentos, se calcula el campo lejano. Las propuestas de Formisario [3] y Kuzuoglu [4] son propuestas matemáticas que utilizan una técnica de minimización basada en los multiplicadores de Lagrange y el método de elemento finito para encontrar las fuentes radiantes. Laroussi [5] integra numéricamente la ecuación de propagación de onda para mediciones de campo cercano tomadas en dos superficies semiesféricas concéntricas que confinan a la fuente radiante. De forma muy sencilla, estas técnicas caracterizan las fuentes de radiación en base a mediciones a un nivel tal, que con expresiones básicas se puede calcular finalmente el campo lejano. Para el caso de las líneas de energía eléctrica Wu Qiong Luo [6] y [7] proponen un modelo de radiación utilizando los potenciales de Hertz, sin embargo, no llegan a formular las características de radiación en la zona de Fraunhofer. Las propuestas anteriores sugieren resolver el problema electromagnético inverso, es decir, optimización y a pesar de lo útiles que pueden resultar estas técnicas no existe un método sencillo, eficiente y robusto que cubra completamente todos los problemas de emisiones radiadas (sobre todo en campo lejano).

La mayoría de las aplicaciones de diseño en ingeniería, implican la selección de valores para las variables de entrada o diseño que mejor resultado dan al comportamiento y desempeño de un sistema. Al mismo tiempo es muy deseable que ese resultado cubra las especificaciones impuestas por las normas para esa aplicación. Esta última condición, obliga a encontrar los valores de los parámetros de entrada cuyo resultado es la optimización del desempeño del sistema y en conformidad con las normas.

En general, desde el punto de vista matemático las variables en los problemas de optimización son discretas y las técnicas de optimización matemática, basadas en cálculo, están enfocadas y desarrolladas para variables de entrada continuas. Los

métodos de optimización basados en cálculo no son únicos, también se han desarrollado métodos basados en procesos numéricos. De estos últimos, quizá la propuesta más recurrida y aplicada en cualquier disciplina es la basada en técnicas evolutivas y dentro de esta clasificación se encuentran los algoritmos genéticos. Las técnicas evolutivas son metodologías paralelas y globales de optimización robusta. Se basan en los principios de la selección natural de Charles Darwin y en la teoría genética de la selección natural de Ronald A. Fisher. La aplicación de las técnicas evolutivas como una abstracción de la evolución natural ha sido ampliamente probada por A. D. Channon [8]. En general, toda propuesta iterativa basada en población y que usa selección y variación aleatoria para generar nuevas soluciones puede ser vista como una técnica evolutiva. El algoritmo genético es un ejemplo de procedimiento de búsqueda que usa la selección aleatoria para la optimización de una función través de la codificación del espacio de parámetros. Los algoritmos genéticos fueron desarrollados por J.H. Holland [9] y quizá la referencia más popular es la de D.E. Goldberg [10] y una más reciente es la de Rahmat-Samii [11] para el tema del electromagnetismo. Los algoritmos genéticos han sido probados con éxito para una búsqueda robusta en espacios complejos. Algunos documentos y disertaciones, como en el caso de [8], establecen la validez de la técnica en aplicaciones de optimización y búsqueda robusta, acreditando a los algoritmos genéticos como una aproximación válida para la búsqueda de eficiencia y eficacia, por lo que son ampliamente utilizados hoy en día tanto en aplicaciones científicas como en círculos de ingeniería y negocios. Cabe subrayar que los algoritmos genéticos no están limitados en cuanto al espacio de búsqueda (aspectos relativos a la continuidad y existencia de derivadas entre otras propiedades). Por añadidura, los algoritmos genéticos son computacionalmente sencillos y extremadamente aptos en la tarea de buscar el mejoramiento del objetivo. Los algoritmos genéticos se caracterizan típicamente por los siguientes aspectos:

1. Trabajan con base en la codificación del conjunto variables (cadenas genéticas artificiales o individuos) y no con las variables en si mismas.
2. Trabajan con una población de soluciones potenciales más que el tratar de mejorar una sola solución.
3. Utilizan información que proviene directamente de una función objetivo, no de las derivadas ni de otro conocimiento auxiliar de la misma.
4. Aplican reglas de transición probabilística y no determinísticas.

La mecánica de un algoritmo genético es bastante sencilla, no involucra nada más complejo que la copia de la cadena, el intercambio de cadenas parciales o bien un cambio en alguna parte de esa cadena, todo esto en forma aleatoria.

Quizá la única exigencia que debe tenerse en cuenta para aplicar un algoritmo genético a un problema específico, es la de saber con certeza que existe el valor óptimo buscado para dicho problema.

3. Planteamiento del problema y propuesta de solución

Considérese una línea de energía eléctrica (LEE) emitiendo interferencia electro magnética (IEM) en un ambiente abierto (ver figura 2a), en el cual se conocen a corta distancia, la amplitud y fase de los componentes de los campos eléctrico y magnético, para un conjunto de puntos sistemáticamente colocados dentro de la zona de campo cercano a las líneas. La meta es encontrar, dentro del espacio de campo cercano, un conjunto de dipolos eléctricos y magnéticos como fuentes principales de radiación, los cuales radian los mismos valores de campo cercano que la LEE original (ver figura 2b). De la misma posición, orientación y magnitud de los dipolos equivalentes se pueden identificar las fuentes de radiación. Entonces, la radiación de campo lejano se puede calcular utilizando fórmulas conocidas para los campos creados por un dipolo eléctrico o magnético. Entonces, si en conjunto los N dipolos generan en las posiciones de medición los mismos valores de campo cercano que la LBPE, el cálculo de campo lejano se puede realizar con expresiones igualmente conocidas.

La medición en un contorno bien definido, como el mostrado en la figura 2a, puede representar ventajas en cualquier algoritmo para reducir la cantidad de datos y por tanto el tiempo de cómputo de la solución. El método propuesto en este documento se deriva de las expresiones básicas de elementos radiantes y de las mediciones sistemáticamente tomadas en la zona de campo cercano radiante de la fuente a ser caracterizada. El algoritmo no requiere la medición específica de alguna cantidad en particular, esto es, pueden tenerse mediciones de amplitud o fase de cualquier componente de campo.

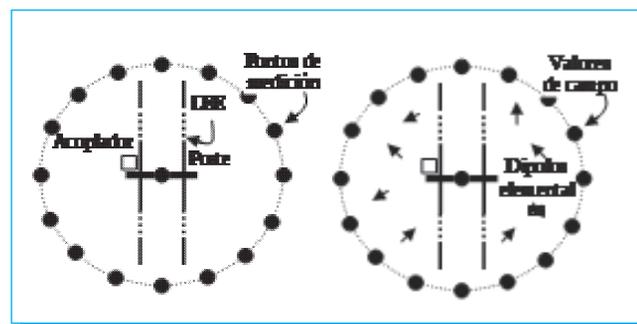


Fig. 2. Método de predicción de campo lejano.
 (a) Mediciones de campo cercano en un sitio abierto.
 (b) Sistema equivalente el cual genera el mismo campo cercano.

En una LEE, las emisiones de energía electromagnética se generan directamente en los elementos que la conforman, es decir, de los cables y de los bornes de conexión entre ellos. Los cables, con sus comúnmente largas conexiones, en sí mismos forman una antena de características desconocidas, por lo que es razonable modelar las fuentes principales de radiación (corrientes eléctricas y magnéticas) con un conjunto de N dipolos eléctricos y magnéticos localizados alrededor de un punto de remate de la LEE. De acuerdo a al teorema de superposición, el equivalente total de las corrientes eléctricas y magnéticas ($J_f(\vec{r})$) y ($M_f(\vec{r})$) de la LEE original se pueden expresar por:

$$J_f(\vec{r}) \approx \sum_{n=1}^{N_j} (Il\hat{a})_i \delta(r-r_{j,i})$$

$$M_f(\vec{r}) \approx \sum_{n=1}^{N_M} (j\mu\pi a^2 I\hat{a}_M)_i \delta(r-r_{M,i})$$

$$\underbrace{\hspace{10em}}_{N_j + N_M = N}$$

donde:

- I es la corriente (dipolo eléctrico o dipolo magnético);
- l es la longitud del dipolo eléctrico elemental;
- a es el radio del aro elemental del dipolo magnético;
- \hat{a}_J es la dirección del flujo de corriente en un dipolo eléctrico;
- \hat{a}_M es la dirección para la cual el aro magnético elemental es ortogonal de acuerdo a la regla de la mano derecha (o la dirección del flujo de la corriente magnética equivalente);
- r_j y r_M son las posiciones de los dipolos eléctricos y magnéticos respectivamente;
- N_j es el número de dipolos eléctricos;
- N_M es el número de dipolos magnéticos;
- N el número total de dipolos.

1) La aproximación de las corrientes reales para los campos generados por un dipolo eléctrico o magnético son bien conocidas. Para un dipolo eléctrico elemental colocado en el origen, con dirección $\hat{a}_J = \hat{z}$ ($\hat{a}_M = \hat{z}$), las expresiones de campo en cualquier punto significativo del espacio están dadas en [12] (pp.135, 207, 208).

Por lo tanto, el campo radiado por el conjunto de N dipolos elementales equivalente y sus imágenes en cualquier punto del espacio (en ambas zonas cercana y lejana) se pueden predecir o calcular fácilmente usando la superposición y la transformación de coordenadas.

2) El conjunto de N dipolos elementales puede ser caracterizado por un número pequeño de parámetros y, por tanto apropiado para manipulación por computadora. Un dipolo elemental i como se muestra en la figura 3, colocado en $r_i = (x_i, y_i, z_i)$, con orientación descrita por los ángulos θ_i y ϕ_i , y

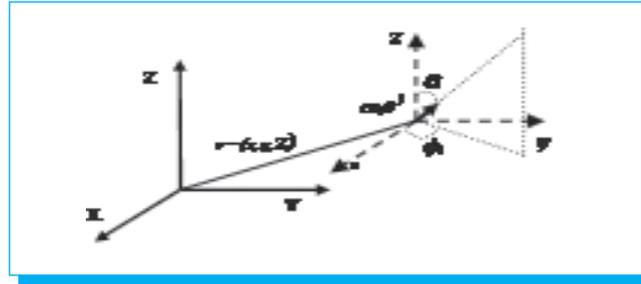


Fig. 3. Parámetros de un dipolo elemental.

excitado por una corriente compleja de amplitud \hat{a}_i y fase $\hat{\alpha}_i$, se puede representar por un vector de ocho componentes

$$d_i = (\epsilon_i, \alpha_i, \beta_i, \theta_i, \phi_i, x_i, y_i, z_i) \quad (1)$$

donde ϵ_i es un valor discreto que describe si el dipolo es eléctrico o magnético, y los componentes restantes son números reales.

Por lo tanto, un conjunto de N dipolos radiantes puede ser representado como un vector de $8N$ componentes denotado como:

$$s = (d_1, d_2, d_3, \dots, d_N) \quad (2)$$

El campo total radiado por el conjunto de dipolos elementales en el punto r_m , es una función de todos los $8N$ componentes del vector s y se puede representar por:

$$E(r_m, s) = E(r_m, d_1, d_2, d_3, \dots, d_N)$$

$$= \sum_{n=1}^N E_i(\epsilon_i, \alpha_i, \beta_i, \theta_i, \phi_i, x_i, y_i, z_i) \quad (4)$$

$$H(r_m, s) = H(r_m, d_1, d_2, d_3, \dots, d_N)$$

$$= \sum_{n=1}^N H_i(\epsilon_i, \alpha_i, \beta_i, \theta_i, \phi_i, x_i, y_i, z_i)$$

Donde E_i y H_i son los campos debidos al dipolo i en el punto r_m , E y H son los campos totales en el punto r_m . Por tanto, la amplitud o la fase de cualquier componente vectorial medido en el punto r_m , es apropiada para recuperar el vector s (excitaciones, orientaciones y posiciones de los dipolos).

Para recuperar los parámetros del vector s a partir de sus valores de amplitud o fase de cualquier componente vectorial de los dipolos E (ecuación) o H (ecuación) es un proceso numéricamente laborioso y una propuesta para resolver este problema con un buen grado de aceptación es por medio de algoritmos genéticos.

- 3) La aceptabilidad del conjunto de N dipolos como modelo simplificado de las LEE se puede estimar por comparación de los valores medidos de campo cercano con los calculados a partir del conjunto de dipolos equivalente.

Para evitar incertidumbres en el posicionamiento apropiado de cada dipolo del conjunto, es necesario hacer las mediciones en la zona reactiva del campo. En lo que respecta a la transformación campo cercano/campo lejano, si una fuente real se modela por dos dipolos relativamente cercanos y el campo cercano se predice con bastante precisión entonces se podrá hacer lo mismo para el campo lejano.

La propuesta se basa en lo siguiente. Sea $f_m(r_m, s)$ cualquier amplitud o fase de cualquier componente vectorial de campo eléctrico o magnético radiado por el conjunto de dipolos equivalentes en el punto r_m , y sea v_m , el valor real medido en el punto r_m . Si el conjunto de N dipolos modela aproximadamente las LEE entonces:

$$F(s) = \sum_{m=1}^M g_m (v_m - f_m(r_m, s)) = 0 \quad (5)$$

donde: M es el número de mediciones; g_m es una función de ponderación la cual depende del tipo de información (amplitud y/o fase) medida en el punto r_m . Entonces, una forma de comprobar que s es un buen modelo de las LEE es probar si $F(s)=0$, y una buena forma de encontrar s es minimizar $|F|$. Puesto que, $|F|$ es altamente no lineal y lleno mínimos locales, es muy probable que para encontrar s se tenga la necesidad de utilizar métodos de optimización no convencionales, tal como se mencionó por medio de los algoritmos genéticos. Dado un conjunto s de N dipolos, solo un número mínimo de componentes de valores de campo $f_m(r_m, s)$ son necesarios para recuperar sus $8N$ componentes (los tipos, excitaciones, orientaciones y posiciones de los N dipolos), siempre y cuando los puntos de medición r_m estén lo suficientemente bien distribuidos para evitar la redundancia de datos. Se pueden usar diferentes propuestas para los puntos de medición: en [13] se proporciona un criterio sencillo para el espaciamiento longitudinal y angular basado en los teoremas de muestreo de Fourier; en [14] se desarrolla un criterio más detallado teniendo presente el ancho de banda del campo diseminado.

Tomando en cuenta que las fuentes radian en todas direcciones y que los puntos de observación se ubican a distancias

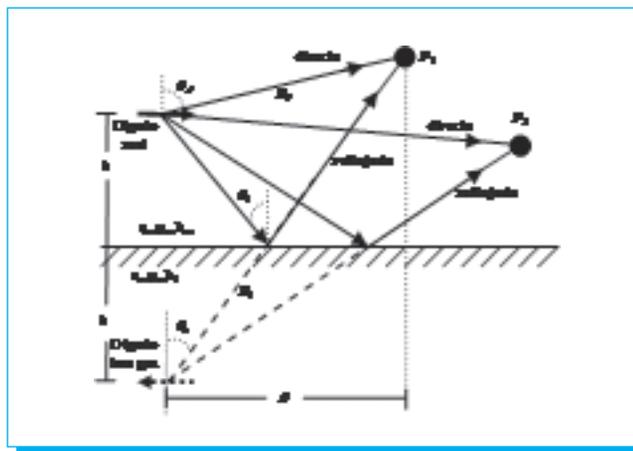


Fig. 4. Onda directa y reflejada en un punto lejano

mayores que varias longitudes de onda, por lo que se considera que el campo en esos puntos corresponde a la suma de la onda directa y reflejada de las rutas más cortas desde la fuente, lo anterior se ilustra en la figura 4.

La formulación completa para un dipolo eléctrico horizontal encima de un plano de tierra están dadas en [15], siendo éstas para el modo TE:

$$\begin{aligned} E_\phi &\approx \eta_0 \frac{jk_0 p}{4\pi} \sin \phi \{ G_0 + \Gamma_\perp G_1 \\ &\quad + (1 - \Gamma_\perp) F(q) G_1 \} \\ H_z &\approx \eta_0 \frac{jk_0 p}{4\pi} \sin \phi \{ G_0 \sin \theta_d + \Gamma_\perp G_1 \sin \theta_r \\ &\quad + (1 - \Gamma_\perp) F(q) G_1 \sin \theta_r \} \\ H_\rho &\approx \eta_0 \frac{jk_0 p}{4\pi} \sin \phi \{ G_0 \cos \theta_d + \Gamma_\perp G_1 \cos \theta_r \\ &\quad + (1 - \Gamma_\perp) F(q) G_1 \delta_0 \} \end{aligned} \quad (6)$$

donde:
$$q = - \frac{jk_0}{2 \sin^2 \theta_r} (\cos \theta_r + \delta_0)^2$$

$$\delta_0 = \frac{k_\perp}{k_0} \sqrt{1 - \left(\frac{k_0}{k_1}\right)^2 \sin^2 \theta_r} \quad (7)$$

Para el modo TM son:

$$\begin{aligned} E_z &\approx \eta_0 \frac{jk_0 p}{4\pi} \cos \phi \{ G_0 \sin \theta_d \cos \theta_d - \Gamma_\parallel G_1 \sin \theta_r \cos \theta_r \\ &\quad + (1 - \Gamma_\parallel) F(w) \Delta_0 G_1 \sin \theta_r \} \\ E_\rho &\approx -\eta_0 \frac{jk_0 p}{4\pi} \cos \phi \{ G_0 \cos^2 \theta_d - \Gamma_\parallel G_1 \cos^2 \theta_r \\ &\quad + (1 - \Gamma_\parallel) F(w) \Delta_0^2 G_1 \} \\ H_\phi &\approx - \frac{jk_0 p}{4\pi} \cos \phi \{ G_0 \cos \theta_d - \Gamma_\parallel G_1 \cos \theta_r \\ &\quad + (1 - \Gamma_\parallel) F(w) \Delta_0 G_1 \} \end{aligned} \quad (8)$$

donde:

$$w = -\frac{jk_0 R_0}{2\text{sen}^2\theta_r} (\cos\theta_r + \Delta_0)$$

$$\Delta_0 = \frac{k_0}{k_1} \sqrt{1 - \left(\frac{k_0}{k_1} \text{sen}\theta_r\right)^2}$$
(9)

en ambos casos es el momento eléctrico definido como:

$$p = j \frac{4\pi}{\omega\mu_0}$$
(10)

y G_0 y G_1 son las conocidas funciones de Green para cada medio dadas por:

$$G_0 = \frac{e^{-jk_0 R_0}}{R_0}; \quad G_1 = \frac{e^{-jk_1 R_1}}{R_1}$$
(11)

con:

$$R_0 = \sqrt{\rho^2 + (z-h)^2}, \quad R_1 = \sqrt{\rho^2 + (z+h)^2}$$
(12)

y la función $F(x)$ es:

$$F(x) = 1 - \sqrt{\pi x} e^{-x} \text{erfc}(j\sqrt{x})$$
(13)

donde:

$$\text{erfc}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^\infty e^{-t^2} dt = 1 - \text{erf}(x)$$

$$\text{erf}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^x e^{-t^2} dt$$

$$\text{erf}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{(-1)^n x^{n+1}}{n!(2n+1)}$$

$$= \frac{2}{\sqrt{\pi}} \left(x - \frac{1}{3}x^3 + \frac{1}{10}x^5 - \frac{1}{42}x^7 + \frac{1}{216}x^9 - \dots \right)$$

$\Gamma_{||}$ y Γ_{\perp} son los coeficientes de transmisión y reflexión de Fresnel para ondas, paralelas y perpendiculares al plano de tierra, con los cuales el cálculo de los componentes de campo en la zona de campo lejano pueden llegar a ser mas aproximados. Dichos coeficientes se pueden calcular con las expresiones siguientes:

$$\Gamma_{||} = \frac{\eta_0 \cos\theta_i - \eta_1 \cos\theta_t}{\eta_0 \cos\theta_i + \eta_1 \cos\theta_t}; \quad \Gamma_{\perp} = \frac{\eta_1 \cos\theta_i - \eta_0 \cos\theta_t}{\eta_1 \cos\theta_i + \eta_0 \cos\theta_t}$$
(14)

donde:

$$\text{sen}\theta_t = \frac{\eta_1}{\eta_0} \text{sen}\theta_i, \quad \eta_1 = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_r \epsilon_0 - j\sigma/\omega}}$$
(15)

Finalmente el número de onda para el plano de tierra es:

$$k_1^2 = \omega^2 \mu_0 (\epsilon_r \epsilon_0 - j\sigma/\omega)$$
(16)

y para el espacio libre:

$$k_0 = 2\pi/\lambda$$
(17)

Tabla 1. Valores de campo medidos para ensayo de método.

Frecuencia (MHz)	Paralela (dBm)	Perpendicular (dBm)	Transversal (dBm)
10	-71.8421	-70.6725	-61.9006
10	-67.4561	-67.1637	-65.7018
10	-74.1813	-75.6433	-82.9532
10	-70.6725	-72.1345	-73.8889
10	-65.4094	-63.655	-63.655

4. Ejemplo de aplicación del método

Con el fin de mostrar el procedimiento considérense los datos de componentes de campo eléctrico consignados en la tabla 1, los cuales fueron tomados de acuerdo al esquema de la figura 2ª. Es necesario aclarar que los datos han sido compensados para el ruido de fondo presente en el sitio abierto.

Al aplicar el método basado en algoritmos genéticos para cuatro dipolos, se obtienen los resultados consignados en la tabla 2. Es de notarse que los dipolos resultaron ser todos eléctricos. La parte superior de la figura 6 es muy parecida a la figura 5, que es precisamente lo que se buscaba por medio de la optimización representada por la ecuación .

Considerando el esquema de la figura 4 y las expresiones y , se calcula el campo lejano (ver figura 7), considerando en este caso, exclusivamente un punto de reflexión por el plano de tierra. La distancia al punto de predicción de campo lejano es de 3.1 km.

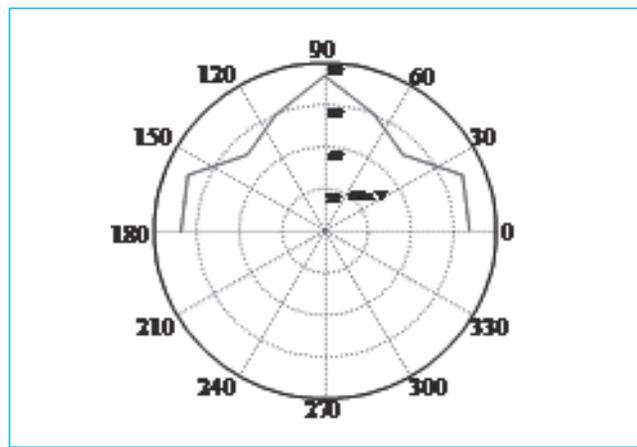


Fig. 5. Patrón de radiación de la LEE a 10 MHz.

Tabla 2. Valores de campo medidos para ensayo de método.

Dipolo	α	γ	θ	ϕ	x	y	z
E	-2.4831	0.7818	-0.0493	0.7470	4.9950	4.9981	4.9945
E	-2.4575	0.7827	-0.1620	0.7376	-2.9477	3.9329	4.8279
E	-1.4619	-0.6662	-0.1585	-0.5645	-0.8684	-3.6746	1.5450
H	-2.4851	0.7854	-0.2201	0.7079	4.9865	-4.9968	4.9938

5. Conclusiones

Como se puede apreciar en las figuras 5 y 6 los resultados alcanzados con la utilización de las técnicas evolutivas para determinación de las fuentes radiantes de las LEE son bastante aceptables, sin perder de vista que la gráfica 5 se obtiene de mediciones y la gráfica 6 se obtiene de un modelo matemático. El modelo para la región de campo lejano queda indicado con las ecuaciones y, en combinación con las expresiones y para cualquier componente vectorial de campo. Dada la complejidad de y se hizo necesario utilizar el algoritmo genético de las utilerías de MatLab para encontrar los parámetros del modelo (tipo de dipolo, excitación, fase, orientación y posición) y la simulación se realizó en Maple. Lo anterior debido a las limitaciones en la base numérica de MatLab. Otro aspecto importante que hay que tomar en cuenta, es la función objetivo a ser minimizada, el criterio que se aplicó en este documento puede es sencillamente minimizar la suma de la diferencia entre cada dato medido con su correspondiente dato estimado con el modelo. Quizá la utilización de un criterio de optimización diferente reduzca el tiempo de cómputo, que para el presente documento fue de 8 horas con una computadora personal con procesador

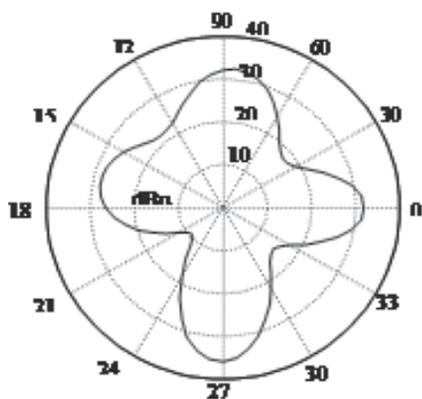


Fig. 6. Patrón de radiación del conjunto de dipolos de la tabla 2.

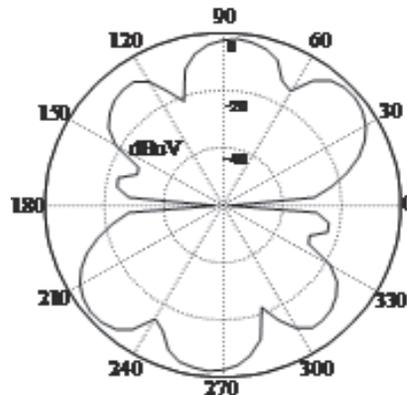


Fig. 7. $E\phi$ normalizado a 3.1 km.

P4 a 3GHz. Los parámetros utilizados para los algoritmos genéticos también influyen en el tiempo de procesamiento. El balance entre el número de individuos y generaciones, las probabilidades de cruce, mutación y reproducción son factores que pueden reducir sustancialmente el tiempo y para cada problema los valores de estos parámetros pueden cambiar para llegar a los valores de precisión deseados en la optimización.

6. Referencias

- [1] BUCCI O.M., D'ELIA G., LEONE G & PIERRI R., «Far-field pattern determination from the near-field amplitude measurements on two surfaces», *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 38, no. 11, Nov. 1990.
- [2] PETRE P. & SARKAR T.K., «Planar near-field to far-field transformation using an equivalent magnetic current approach», *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 42, pp. 534-537, Nov. 1992.
- [3] FORMISARO A., MARTONE R., & VILLONE F., «A Lagrangian approach to shape inverse electromagnetic problems». *IEEE Transaction on Magnetism.*, vol. 32, pp. 1314-1317, May. 1996.
- [4] KUZUOGLU M., «Source identification by Lagrange multipliers». *Proc. Antennas and Propagation Society Int. Symp.*, vol. 3, pp. 2292-2295, 1994.
- [5] LAROSSI R. & COSTACHE G.I., «Far-field predictions from near-field measurements using an exact integral equation solution», *IEEE Trans. Electromagn. Comp.*, vol. 36, n° 3, pp. 189-195, Aug. 1994.
- [6] WUO QION LUO, SOON YIM TAN & BONN TIONG TAN «Modeling and Measurements for the Power Line Communications Systems», *Asia-Pacific Microwave Conference Proceedings*, 2005.

- [7] WUO QION LUO, SOON YIM TAN, «A Radiated Emission Model for Power Line Communications», *IEEE Trans. On Power Delivery*, vol. 21, No. 3, July 2006.
- [8] CHANNON A.D. & DAMPER R.I., «Towards the Evolutionary Emergence of Increasingly Complex Advantageous Behaviours». *International Journal of Systems Science*, 31(7), p.p. 843-860.
- [9] HOLLAND, J.H.-*Adaptive in Natural and Artificial Systems*. Ann Arbor, MI: University of Michigan Press, 1975.
- [10] GOLDBERG D.E., *Genetic Algorithms, in Search, Optimization & Machine Learning*, Addison Wesley, 1997.
- [11] RAHMAT-SAMII, Y. AND MICHIELSSEN, E.-*Electromagnetic Optimization by Genetic Algorithms*, John Wiley & Sons, 1999.
- [12] BALANIS C.A., *Antenna Theory Analysis and Design*. 2nd. ed., New York, Wiley & Sons. 1997.
- [13] YAGHJIAN A.D., «An overview of near-field antenna measurements», *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 34, pp. 30-45, Jan. 1986.
- [14] BUCCI O.M. & FRANCESCHETTI G., «On the spatial bandwidth of scattered fields», *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. AP-35, pp. 1445-1455, Dec. 1987.
- [15] COTTON G. M., KUESTER F. G., HOLLOWAY L. C., «A frequency and time Domain investigation into Geometric optics approximation for wireless indoor applications», NTIA REPORT 000-379
- [16] CHARI M.V., *Numerical Methods in Electromagnetism*, Academic Press, San Diego, California, 2000.
- [17] MATTHEW N.O. SADIKU, *Numerical Technics in Electromagnetics*, CRC Press, Boca Raton, Florida, 1992.

DIGITAL DOT

SERVICIOS

DIGITALES

ELECTRÓNICOS

INTEGRALES

Producción y posproducción
en audio y video

Centenario 3, Col. Del Carmen,
Coyoacán, México, DF.
5339 5880
5339 5474