

Antena de guía de ondas ranurada para uso como medidor de concentración de polutantes en el ambiente: Estudio de viabilidad y optimización numérica

Aarón Ángel Salas Sánchez⁽¹⁾, María Elena López Martín⁽²⁾, Juan Antonio Rodríguez González⁽¹⁾, Francisco José Ares Pena⁽¹⁾.

aaronangel.salas@usc.es, melena.lopez.martin@usc.es, ja.rodriguez@usc.es, francisco.ares@usc.es

⁽¹⁾ Dpto. de Física Aplicada. Universidad de Santiago de Compostela. Facultad de Física, Campus Sur 15782 Santiago de Compostela.

⁽²⁾ Dpto. de Ciencias Morfológicas. Universidad de Santiago de Compostela. Facultad de Medicina, C/ San Francisco s/n 15782 Santiago de Compostela.

Abstract- An optimized antenna design based on waveguide-fed slot linear array antennas for measuring the polluted air level in the atmosphere is proposed. This device is based on the differences in terms of the environmental dielectric constant due to different particulate matter concentrations. Because these variations, it would be possible monitoring this pollution level due to changes in the performance of the antenna. The optimization process and some simulations results are presented.

I. INTRODUCCIÓN

La polución atmosférica supone un serio peligro para la salud pública. Este problema es especialmente grave en los sistemas respiratorios de los grupos poblacionales que presentan una mayor vulnerabilidad (niños y personas de la tercera edad). También cabe destacar el hecho de que la polución por sí sola produzca procesos alérgicos, sino que podría agravarlos potenciando el efecto de otros actores ambientales naturales como serían los granos de polen suspendidos en el aire. Otros efectos ambientales a tener en cuenta sería la reducción de la capa de ozono (que potencia la aparición de casos de cáncer de piel) o el daño a las construcciones y monumentos.

Uno de los componentes más peligrosos de la polución ambiental es la concentración de materia particulada (PM). Dichas partículas suponen un daño en la salud. A pesar de que las emisiones de polutantes vienen disminuyéndose durante estos últimos veinte años, en muchos estados miembros de la Unión Europea (UE) continúan excediendo los límites que han sido establecidos internacionalmente para la protección de la salud humana y el entorno [1], y estudios epidemiológicos llevados a cabo en varias ciudades de la UE durante la década pasada confirmaron que la polución ambiental continua afectando a la salud tanto de niños [2] como de adultos [3].

Los métodos actuales para la monitorización de la partículas PM son técnicas gravimétricas no continuas, manuales y presentan una muy limitada portabilidad y resolución temporal.

Para la monitorización continua, los métodos que se pueden utilizar [4-5] presentan limitaciones en portabilidad y/o resolución temporal.

Por lo tanto existe la necesidad de desarrollar sensores que permitan una exploración rápida y flexible de entornos tanto interiores como exteriores. Estos dispositivos podrían ser, por ejemplo, fácilmente integrables en una estación base elevada o montadas en un aeroplano o un vehículo aéreo no tripulado (UAV). Este es un hecho capital debido a la inhomogeneidad de la polución atmosférica en entornos urbanos (es bien conocido que la polución se transporta de una zona a otra debido al viento).

En este trabajo se ha desarrollado un estudio de viabilidad sobre una técnica novedosa para la medida y caracterización de las partículas polutantes utilizando una antena de microondas. Se verificará también, como la polución atmosférica a niveles ambientalmente interesantes altera el coeficiente de reflexión de una agrupación lineal de ranuras en una guía de ondas.

II. MODELADO ELECTROMAGNÉTICO DEL AIRE

En ausencia de polución ambiental, la constante dieléctrica del aire posee un valor muy cercano a la unidad pero es función de la presión atmosférica, la temperatura y la humedad. Un resultado empírico que puede ser útil en la descripción formal de dicha constante dieléctrica en el rango de las frecuencias de microondas viene dado por [6]:

$$\varepsilon_r = \left[1 + 10^{-6} \left(\frac{79P}{T} - \frac{11V}{T} + \frac{3.8 \times 10^5 V}{T^2} \right) \right]^2 \quad (1)$$

donde P representa la presión barométrica en milibares, T es la temperatura en Kelvin, y V es la presión de vapor de agua en milibares. Por ejemplo, con una presión de 1 atm, una humedad relativa del 60% y una temperatura de 20°C, la permitividad relativa de ese aire sin polución es de 1.00067.

Sin embargo, cuando se trata el caso de aire con presencia de polutantes la constante dieléctrica de dicho aire no solamente vendrá determinada por los factores antes señalados, sino que además se verá influenciada por la concentración y tipología de los polutantes que puedan

presentarse en él. Dicha influencia podría presentarse de una manera más dramática en entornos de alta concentración de polución, como podrían ser ciertos casos de emisiones industriales o la formación de nubes de ceniza en las inmediaciones de un volcán [7].

Para realizar una aproximación numérica al escenario polucionado se puede recurrir a la utilización de las denominadas teorías de medio efectivo. Mediante las mismas se pueden llevar a cabo cálculos de muestras de material heterogéneo, teniendo en cuenta la estructura, geometría y propiedades de sus constituyentes. Existe una familia de fórmulas de mezcla definidas por [8]:

$$\frac{\varepsilon_{eff} - \varepsilon_e}{\varepsilon_{eff} + 2\varepsilon_e + \nu(\varepsilon_{eff} - \varepsilon_e)} = f \frac{\varepsilon_i - \varepsilon_e}{\varepsilon_i + 2\varepsilon_e + \nu(\varepsilon_{eff} - \varepsilon_e)} \quad (2)$$

donde ε_{eff} representa la permitividad efectiva de una mezcla en la que se introducen inclusiones esféricas con permitividad ε_i que ocupan una fracción volúmica f en el material hospedador (cuya permitividad es ε_e). En la fórmula (2), ν es un parámetro adimensional que distingue dos aproximaciones diferentes: $\nu=0$ da lugar a la fórmula de Maxwell-Garnett mientras que $\nu=2$ da lugar a la ecuación desarrollada por Bruggeman. Para determinar qué fórmula sería más precisa, trabajos previos [9-10] han realizado simulaciones numéricas (mediante el método FDTD – *Finite Differences in Time Domain*) para calcular la permitividad efectiva de diferentes medios heterogéneos calculándola tanto para mezclas 2D como 3D. Dichos trabajos han concluido que en el caso donde se presentan clusterizaciones, la predicción de Bruggeman sería la más aproximada, mientras que si las inclusiones son esferas separadas la fórmula que mejor aproxima sería la del modelo Maxwell-Garnett.

Basándonos pues en todo lo anteriormente mencionado acerca del modelo electromagnético del aire podemos establecer las bases de funcionamiento del dispositivo. Cuando una antena de una geometría y una frecuencia de transmisión determinadas se ve inmersa en un ambiente de aire contaminado, la longitud de onda de la radiación que emitirá es presumiblemente distinta que para el caso en el que se presente un entorno limpio de polución. Por lo tanto, sería posible deducir la naturaleza y la concentración de partículas polutantes a partir de las diferencias que aparecerán en los distintos parámetros de la antena y diagrama de radiación. En el caso particular del presente trabajo estas diferencias se evalúan mediante diferencias en las medidas del coeficiente de reflexión de la antena.

III. MODELO DE ANTENA PROPUESTO

A. Primera aproximación

Elliott y Kurtz [11] utilizaron una aproximación de dipolo equivalente para calcular las longitudes de las ranuras ($2l_i$) y *offsets* (x_i) que aseguran admitancias reales y la adaptación de los alimentadores (véase fig. 1). El modelo de admitancias resultante es válido bajo la asunción de que la longitud de los *offsets* es no es elevada y que estamos ante guías de onda de altura suficiente (en nuestro caso, se está utilizando una guía de onda de altura completa (0.9in×0.4in) y un límite superior para los *offsets* de $3a/8$). Las autoimpedancias han sido calculadas utilizando expresiones empíricas en las que la impedancia mutua ha sido obtenida siguiendo la formulación estándar [12].

Basándose en este trabajo, *Rodriguez et al.* [13] utilizaron un proceso de optimización para determinar las longitudes de las ranuras y los *offsets* de una guía de ondas ranurada correspondientes a la distribución de excitaciones que genera un diagrama de radiación deseado y que no incluya elementos débilmente excitados.

Como primer paso hacia un hipotético uso de estos dispositivos como sistema de monitorización de aire contaminado, se ha introducido el ejemplo optimizado en [13] dentro de un medio efectivo con las propiedades obtenidas de cálculos desarrollados mediante las descripciones matemáticas expuestas en la sección II. Se considera una agrupación lineal de N ranuras longitudinales con un espaciado $\lambda_g/2$ entre sus centros (ver fig. 2).

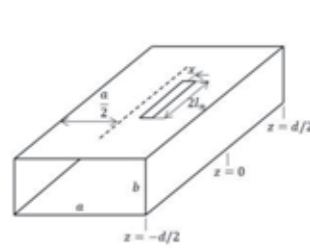


Fig. 1. Módulo elemental de ranura en la pared ancha de una guía de ondas.

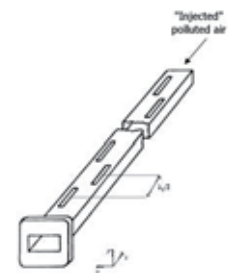


Fig. 2. Guía de ondas formada por agrupación lineal de ranuras.

B. Mejora del modelo: Optimización

Como base de optimización se ha utilizado una guía de ondas rellena de aire operando en el modo TE_{10} (Fig. 2). La agrupación está alimentada por una onda estacionaria y los voltajes de las ranuras V_n^s están en fase. Dados unos valores de l_n y x_n , las autoimpedancias $Z_{n,eq}^s$ de una agrupación de dipolos equivalentes con las mismas longitudes y posiciones relativas pueden ser obtenidas mediante el uso de modelos teóricos [14] o mediante expresiones empíricas [12]; las impedancias mutuas correspondientes $Z_{nm,eq}^s$ se calculan mediante fórmulas estándar [12].

La admitancia de la ranura Y_n^a viene expresada por:

$$\frac{Y_n^a}{G_0} = \frac{4ka \eta f_n^2}{\pi \beta b Z_{n,eq}^a} \quad (5)$$

donde

$$f_n = \frac{\text{sen}(\pi x_n / a)}{\text{sen}(kl_n)} [\cos(\beta l_n) - \cos(kl_n)] \quad (6)$$

(k, β) son las constantes de propagación en el espacio libre y en la guía de ondas, y $(1/\eta, G_0)$ son las admitancias en el espacio libre y en la guía de ondas, respectivamente. En (5), $Z_{n,eq}^a$ es la impedancia activa del n -ésimo dipolo cargado equivalente

$$Z_{n,eq}^a = Z_{n,eq} + Z_{n,eq}^b \quad (7)$$

donde $Z_{n,eq}^b$ es el término de acoplo mutuo, que depende de la impedancia mutua y del potencial de las ranuras.

La agrupación lineal diseñada consiste en N ranuras tipo *shunt* (fig. 2) en la pared superior de una guía de ondas rectangular rellena de aire de dimensiones a y b (fig. 1). La separación entre ranuras es de $\lambda_g/2$.

Ahora, se introduce la función de coste para garantizar la adaptación de la impedancia (donde $\varepsilon_r = 1.0$) y maximizar su sensibilidad ante variaciones de permitividad.

$$C = c_1 \cdot \sum_{n=1}^N (X_{n,eq}^a / R_{n,eq}^a)^2 + c_2 \cdot \sum_{n=1}^N |Y_n^a / G_0 - 1|^2 + c_3 \cdot 1 / s_{\min} \quad (8)$$

En (8) $X_{n,eq}^a$ y $R_{n,eq}^a$ son, respectivamente, las partes real e imaginaria de $Z_{n,eq}^a$; Y_n^a es la admitancia de la ranura calculada en (5) y s_{\min} la pendiente mínima de la función interpolada entre vecinos en una serie de puntos creada con los diferentes valores del coeficiente de reflexión frente a la permitividad del dieléctrico introducido en la guía de ondas (para este parámetro se ha impuesto una ligadura para evitar valores negativos) en el rango de $\varepsilon_r \in [1.00, \varepsilon_{r,opt}]$ donde $\varepsilon_{r,opt}$ está relacionado con la máxima concentración de polutantes. Por último c_1 , c_2 y c_3 son los pesos de la función de coste.

Por tanto, la función de coste C se minimiza perturbando sucesivamente l_n y x_n mediante el método de *Simulated Annealing* [13, 15]. En este proceso se utiliza el método de Elliott-Kurtz ya que se está ante un caso en el que la aproximación de campo eléctrico es adecuada, debido a que estamos ante valores lo suficientemente pequeños de permitividad relativa. Este campo está en gran acuerdo con el obtenido mediante la aproximación más realista de la distribución de campo eléctrico que Elliot describe en 1983 [16] con su versión mejorada y generalizada del método de Elliott-Kurtz. Stern y Elliott demostraron que el modelo estándar por el que una ranura longitudinal se representa mediante un elemento *shunt* en una línea de transmisión equivalente está menos justificada para *offsets* de ranuras más grandes y dimensiones b de la guía pequeñas [17]. Rengarajan *et al.* [18] también demostró problemas similares para guías de onda rellenas de material dieléctrico. Además de las limitaciones antes mencionadas, la representación *shunt* de las ranuras presenta imprecisiones también para el caso en el que los valores de permitividad altos. Por consiguiente, en este estudio se ha considerado una guía de ondas de altura completa, las pertinentes restricciones en los *offsets* y valores de permitividad relativa del material dieléctrico de relleno lo suficientemente bajos para el correcto modelado de la agrupación longitudinal de ranuras como elementos *shunt* dispuestos en una línea de transmisión equivalente. El acoplo mutuo interno no se ha considerado en este caso, debido a que se está ante una guía de onda de altura completa [19].

IV. RESULTADOS NUMÉRICOS

El objetivo principal de este trabajo reside en el diseño de un dispositivo con una sensibilidad máxima frente a variaciones de ε_r , producidas por la presencia de polutantes en el ambiente.

R.P. Michel *et al* [20] abordaron el estudio de las propiedades de partículas Diesel en la banda de frecuencia 2.0-40.0 GHz. Utilizando tanto un método de transmisión/reflexión (introduciendo una muestra en la sección de una guía de ondas o una línea coaxial y midiendo los parámetros de *scattering* gracias al uso de un analizador de

redes) como un método de perturbación de cavidad, se midió la constante dieléctrica compleja de múltiples muestras (partículas de hollín producidas por un motor Diesel y depositadas en un filtro).

Con el fin de analizar el efecto de los polutantes en términos de ε_r , puede considerarse un diámetro promedio de partículas de, aproximadamente, 0.2 μm [20-21] una frecuencia de 9.4 GHz ($\varepsilon_i \cong 2.9$), una humedad relativa de un 60% en el material de fondo (ver (1), $\varepsilon_e \cong 1.00067$) y $f \cong 0.018$ [22-23]. La permitividad efectiva resultante es $\varepsilon_r = \varepsilon_{eff} \cong 1.023$ (en este caso, los resultados de Bruggeman y Maxwell Garnett (2) coinciden).

Koven *et al.* [24] presenta un método para obtener la composición de polvo de observaciones desde “Aerosol Robotic Network (AERONET)” en la región popularmente conocida como “cinturón de polvo” de la Tierra. Una de sus medidas corresponde con la concentración de Black Carbon en el aire del Sudoeste del desierto del Sáhara (en estación veraniega). Utilizando esta medida (Tabla 2 de [24]) puede obtenerse un valor de $f = 0.0068$. Y, finalmente, suponiendo de nuevo que el aire presentaría una humedad del 60%, la permitividad efectiva resultante sería $\varepsilon_r = \varepsilon_{eff} \cong 1.009$.

A. Primera aproximación

Tomando en consideración los valores típicos de permitividad calculados con anterioridad, se establece un análisis de cómo afecta la variación de la constante dieléctrica del medio en el rango $\varepsilon_r \in [1, 1.05]$ a diferentes parámetros de la antena diseñada en [13]. La frecuencia de diseño ha sido 9.375GHz. Los resultados se muestran en la fig. 3 (coeficiente de reflexión). El comportamiento de esta agrupación tras la variación de la constante dieléctrica del medio sufre alteraciones apreciables del coeficiente de reflexión para valores de permitividad relativa que excedan 1.01 (debe hacerse constar que uno de los dos valores calculados llega a ser 1.023). Es digno de mención hacer hincapié en el hecho de que esta antena no ha sido optimizada buscando este comportamiento. El diseño de una antena de guía de onda similar ad hoc mejorará la sensibilidad del dispositivo [25].

B. Mejora del modelo: Optimización

Como resultado del proceso de optimización descrito en la sección IIIB se muestra una colección de pendientes mínimas de la función interpolada que representa el coeficiente de reflexión (ver Tabla I). Se han realizado un total de 3 procesos de optimización (variando $\varepsilon_{r,opt}$ desde 1.01 hasta 1.05). Además, esta pendiente mínima ha sido calculada para cada uno de los diferentes límites superiores del intervalo, mostrando como el caso en el que el valor máximo y el valor optimizado es el que presenta el mejor resultado.

También se puede ver una representación gráfica de los resultados en la fig. 3.

TABLA I
PENDIENTE MÍNIMA DEL COEFICIENTE DE REFLEXIÓN VS PERMITIVIDAD RELATIVA EN EL RANGO $\varepsilon_r \in [1.00, \varepsilon_{r,max}]$

$\varepsilon_{r,opt}$	$\varepsilon_{r,max}=1.01$	$\varepsilon_{r,max}=1.023$	$\varepsilon_{r,max}=1.05$
1.010	20.88	14.57	-6.73
1.023	16.23	16.05	6.33
1.050	13.85	13.74	13.74
<i>Diseñada en [13]</i>	10.81	10.81	10.74

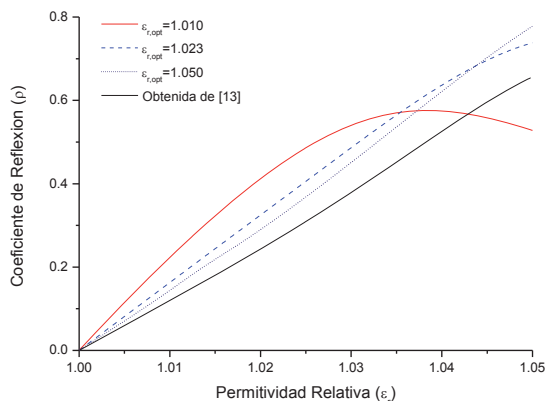


Fig. 3. Dependencia del coeficiente de reflexión de diferentes antenas optimizadas y de la antena descrita en la sección IIIA (diseñada en [13]) con respect a la permitividad relativa del medio efectivo en el que se ve inmersa.

V. CONCLUSIONES

En este trabajo se ha presentado una nueva técnica para la medida y caracterización de la polución particulada. Esta técnica involucra una agrupación lineal de ranuras longitudinales en la pared ancha de una guía de ondas rellena de aire con el objetivo de alcanzar una mayor sensibilidad ante variaciones de la constante dieléctrica en la que se ve sumergida. De este modo, el sistema presentará un ancho de banda estrecho y, por consiguiente, una mayor desadaptación ante pequeños cambios de su frecuencia de operación.

Tomando en consideración los resultados simulados expuestos en el presente trabajo, la idea de una antena de microondas para monitorizar el nivel de polución ambiental se erige como prometedora. Esta tecnología muestra la potencialidad de desarrollar un sensor que dé lugar a un sistema de medida simple, a tiempo real, flexible y fácil de transportar. Por ejemplo, sería fácilmente integrable dentro de un conjunto de sensores montados en un UAV (vehículo aéreo no tripulado).

Como observación final, es necesario hacer constar que, en cada caso, el sistema necesitará conocer el nivel de humedad real en el ambiente en el momento de registrar sus medidas, puesto que el método de cálculo del nivel de polución involucra conocer este dato para realizar el modelado correcto del escenario presente en el proceso de medida. Debido a esto, es obligado el desarrollo de dos medidores en paralelo, uno que registre la humedad y otro que se encargue de la determinación del nivel de contaminación. Por lo tanto, el siguiente paso de este estudio plantea el diseño de la integración de ambos sensores en un mismo sistema.

REFERENCIAS

- [1] O. Hänninen, and A. Knol, (eds.). *European perspectives on environmental burden of disease. Estimates for nine stressors in six European countries*. National Institute for Health and Welfare: Helsinki, Finland, 2011.
- [2] M. Vrijheid *et al.*, "European birth cohorts for environmental health research", *Environ. Health Perspect.*, vol. 120, N° 1, pp. 29-37, 2012.
- [3] K. E. Nachman and J. D. Parker, "Exposures to fine particulate air pollution and respiratory outcomes in adults using two national data sets: a cross-sectional study", *Environ. Health*, pp. 11-25, 2012.

- [4] *Current knowledge of particulate matter (PM) continuous emission monitoring*. Office of Air Quality, United States Environmental Protection Agency, Ref. EPA-454/R-00-039, Sep. 2000.
- [5] *Integrated Science Assessment for Particulate Matter (full report)*. United States Environmental Protection Agency, Federal Register Notice, Dec. 2009.
- [6] D. M. Pozar, *Microwave Engineering*, 2nd Ed., Wiley, 1998
- [7] T. Oguchi *et al.*, "Measurement of dielectric constant of volcanic ash erupted from five volcanoes in Japan", *IEEE Trans. Geosci. Remote Sens.*, vol. 45, N° 4, 2009.
- [8] A. H. Sihvola, "How Strict are theoretical bounds for dielectric properties of mixtures?", *IEEE Trans. Geoscience and Remote Sens.*, vol. 40, N° 4, pp. 880-886, 2002.
- [9] K. K. Kärkkäinen, A. H. Sihvola, K. I. Nikoskinen, "Effective Permittivity of Mixtures: Numerical Validation by the FDTD Method", *IEEE Trans. Geosci. Remote Sens.*, vol. 38, N° 3, pp. 1303-1308, 2000.
- [10] K. Kärkkäinen, A. Sihvola, K. Nikoskinen, "Analysis of a Three-Dimensional Dielectric Mixture with Finite Difference Method", *IEEE Trans. Geosci. Remote Sens.*, vol. 39, N° 5, pp. 1013-1018, 2001.
- [11] R. S. Elliott, L. A. Kurtz, "The design of small slot arrays", *IEEE Trans. Antennas Propag.*, pp. 214-219, 1978.
- [12] R. S. Elliott, *Antenna theory and design*, Rev. Ed., IEEE Press, 2003.
- [13] J. A. Rodríguez, F. Ares, E. Moreno, and G. Franceschetti, "Design of shunt slot arrays without weak excitations", *Electron. Lett.*, vol. 35, pp. 1396-1397, 1999.
- [14] T. V. Khac, and C. T. Carson, "Impedance properties of longitudinal slot antenna in the broad face of rectangular waveguide", *IEEE Trans.*, 1973, AP-21, (5), pp. 708-710.
- [15] W. H. Press, W. T. Vetterling, S. A. Teukolsky, and B. P. Flannery, *Numerical Recipes in C*, 2nd ed. Cambridge, U.K.: Cambridge Univ. Press, 1992.
- [16] R. S. Elliott, "An Improved Design Procedure for Small Arrays of Shunt Slots", *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 31, N° 1, pp. 48-53, 1983.
- [17] R. S. Elliott, G. J. Stern, "Resonant Length of Longitudinal Slots and Validity of Circuit Representation: Theory and Experiment", *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. Ap-33, N° 11, 1264-1270, 1985.
- [18] S. Rengarajan, M. Steinbeck, "Longitudinal Slots in Dielectric-Filled Rectangular Waveguides", *Microw. Opt. Technol. Lett.*, vol. 6, N° 11, pp 649-652, 1993.
- [19] R. S. Elliott, W. R. O'Loughlin, "The Design of Slot Array Including Internal Mutual Coupling", *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 34, N° 9, pp 1149-1154, 1986.
- [20] R. P. Michel, R Baican, E. Schubert, "Soot particle properties in the microwave range", *23rd European Microwave Conference*, pp. 959-960, Madrid 1993.
- [21] W. S. Kim, Y. H. Park, J. Y. Shin, and D. W. Lee, "Size Determination of Diesel Soot Particles Using Flow and Sedimentation Fiel-Flow Fractionation", *Anal. Chem.*, vol. 71, pp. 3265-3272, 1999.
- [22] *Diesel Exhaust particle size*, www.dieselnet.com", Rev. 2002.11
- [23] D. B. Kittelson, W. F. Watts, and M. Arnold, "Review of Diesel Particulate Matter Sampling Methods" University of Minnesota, Dept. Mechanical Engineering, Center for Diesel Research, 1998.
- [24] C. D. Koven, and I. Fung (2006), "Inferring dust composition from wavelength-dependent absorption in Aerosol Robotic Network (AERONET) data", *J. Geophys. Res.*, vol. 111, N° D14, 2006.
- [25] A. A. Salas-Sánchez, M. E. López-Martín, J. A. Rodríguez-González, F. J. Ares-Pena, "A Novel Method for Determination of Suspended Particulate Matter in the Atmosphere Using Array Antennas", *1st URSI Atlantic Radio Science Conference*, Gran Canaria, 2015.

Diseño de antenas Yagi-Uda con recubrimiento de poliimida para la monitorización del nivel de humedad relativa

Aarón Ángel Salas Sánchez⁽¹⁾, María Elena López Martín⁽²⁾, Juan Antonio Rodríguez González⁽¹⁾, Francisco José Ares Pena⁽¹⁾.

aaronangel.salas@usc.es, melena.lopez.martin@usc.es, ja.rodriguez@usc.es, francisco.ares@usc.es

⁽¹⁾ Dpto. de Física Aplicada. Universidad de Santiago de Compostela. Facultad de Física, Campus Sur 15782 Santiago de Compostela.

⁽²⁾ Dpto. de Ciencias Morfológicas. Universidad de Santiago de Compostela. Facultad de Medicina, C/ San Francisco s/n 15782 Santiago de Compostela.

Abstract- Polyimide film coating enhances the effects of humidity due to its sensibility to the water concentration. Some simulation results from different Yagi-Uda antennas coated with a polyimide film designs are presented. These designs are matched to the impedance of the feeding point by using an optimisation process. Once this process is completed, they are immersed in a humidity environment through the changes in terms of the dielectric constant of the polyimide.

I. INTRODUCCIÓN

En los últimos años, dentro de la Unión Europea, se está potenciando el desarrollo de diferentes soluciones para una mejora en la monitorización y control de las variables climáticas. De este modo se pretende dar una respuesta integral y coordinada a las variaciones ambientales que se vienen sucediendo en la época actual y se pretende desarrollar un modelo de sociedad que redunde en la mejora de la calidad de vida de sus ciudadanos. Un claro ejemplo de esto vendría a ser el caso del *Programa Copérnico* (EU 377/2014). El citado programa, dentro de su rama de servicios operacionales responsables del *Servicio de Monitorización Atmosférico*, trata la necesidad de “desarrollar métodos de monitorización fiables y asequibles que puedan ser aplicados en tiempo real”. Este programa está enmarcado dentro de la estrategia europea *Horizonte 2020*.

Los métodos de medida de la humedad ambiental existentes pueden presentarse en multitud de soluciones, desde utilizando sensores clásicos, donde un ejemplo típico podría ser el psicrómetro, hasta sensores miniaturizados que involucran diferentes principios de funcionamiento: resistencia, conductividad térmica, óptica, gravimetría y capacidad.

La principal desventaja de dispositivos como el psicrómetro estriba en que precisa de un regular mantenimiento y de una poca flexibilidad para la toma de datos de una manera dinámica.

En cuanto a los miniaturizados, puede decirse que se gana en precisión, estabilidad y se abarata el coste de su producción. En este trabajo se explora un método alternativo para el registro de la humedad relativa ambiental que se

enmarcaría dentro del campo de actuación sensores de este tipo.

Más concretamente, en este trabajo se presenta el diseño de un tipo de dispositivo que actúa como sistema de monitorización en tiempo real del nivel de humedad en la atmósfera basado en antenas de tipo Yagi-Uda (un único elemento activo que influencia electromagnéticamente diferentes elementos parásitos). Se llevará a cabo un proceso de simulación y adaptación de diferentes posibles opciones de diseño y a continuación se estudiará su comportamiento tras verse sumergidas en diferentes niveles de humedad ambiental.

II. BASES TEÓRICAS

La base del diseño que se propone descansa sobre la teoría asociada a las antenas de tipo Yagi-Uda. Más concretamente, para llevar a cabo la adaptación de una antena de este tipo, existen expresiones teóricas que relacionan el valor de la impedancia de entrada de la antena con la autoimpedancia de cada elemento que la forma y las impedancias mutuas entre los mismos. Atendiendo a las expresiones reflejadas en [1], la impedancia de entrada de la antena en el punto de alimentación vendría dada por la siguiente expresión:

$$Z_{in} = Z_{22} + \left(\frac{I_1}{I_2}\right) Z_{21} + \left(\frac{I_3}{I_2}\right) Z_{23} + \dots + \left(\frac{I_N}{I_2}\right) Z_{2N} \quad (1)$$

donde Z_{ii} es la autoimpedancia y Z_{ij} es la impedancia mutua; e I_2 es la corriente que atraviesa el dipolo activo, mientras que el resto de corrientes I_i son las corrientes inducidas por acople electromagnético en los diferentes dipolos parásitos. La autoimpedancia puede determinarse gracias a una versión mejorada de la solución King-Middleton de segundo orden [2] y la impedancia mutua puede calcularse mediante las expresiones que se reflejan en [1].

Sin embargo, siguiendo los pasos de [3] en la búsqueda de una mayor sensibilidad del dispositivo frente a variaciones del nivel de humedad relativa, se introduce una capa de poliimida. En [3], *Chang et al.* depositaron una capa de

poliimida (tras sintetizarla en laboratorio), ya que este material presenta una elevada capacidad de captación del agua suspendida en el ambiente. Este comportamiento asociado a la poliimida se traduce, para nuestro estudio, en una variación notable de su constante dieléctrica en función del nivel de humedad relativa del ambiente a la que se ve expuesta.

Debido a la introducción de un recubrimiento en los elementos que conforman la agrupación, las expresiones teóricas para el cálculo de la autoimpedancia y la impedancia mutua pierden precisión. *Popovic et al.* [4] tratan de dar una respuesta a parte de esto, estableciendo un modelo teórico para obtener una expresión teórica de la autoimpedancia de un elemento radiante que involucra un recubrimiento similar al que ocupa a este estudio. Pero, para poder tener en consideración también los fenómenos de acoplo mutuo presentes en el posible diseño final de la antena, un estudio mediante el método de los momentos se hace necesario, para poder asegurar con la certeza necesaria la validez de los resultados.

Por lo tanto, el diseño que se plantea en el presente trabajo es el de una agrupación de dipolos recubiertos con una capa de poliimida. En dicha agrupación únicamente se contará con un elemento activo y el resto actuarán como elementos pasivos (ya sean reflectores o directores).

III. MÉTODO

Como ya se ha mencionado en la sección previa, la filosofía de los dispositivos está basada, en gran medida, en las antenas Yagi-Uda. Para el diseño de los diferentes ejemplos se sigue una reformulación del método establecido en [5], dónde *Jones et al.* buscan antenas Yagi-Uda adaptadas y con alta ganancia mediante una optimización de *Algoritmos Genéticos*. Contrastando con la publicación referida, el objetivo de este trabajo no es la obtención de una ganancia elevada, únicamente se está buscando una adaptación del dispositivo a la línea de alimentación ($Z_{in}=50\Omega$). Además, cabe destacar que el método formal de optimización difiere con respecto a [3] en que se ha utilizado una alternativa basada en el algoritmo PSO (*Particle Swarm Optimization*). Todo el proceso de optimización puede verse resumido en términos de diagrama de flujo como muestra la figura 1. Este método de optimización está integrado dentro del software de simulación electromagnética FEKO [6], responsable de todos los procesos de simulación contenidos en este trabajo.

Una vez establecido el objetivo a cumplir por las antenas a diseñar es necesario traducirlo a una función de coste integrable dentro del software de simulación. La calidad del diseño vendrá determinada matemáticamente mediante dicha función de coste, que se define de la siguiente manera:

$$C = c_1 \cdot |\operatorname{Re}(Z_{in}) - Z_0| + c_2 \cdot |\operatorname{Im}(Z_{in})| \quad (2)$$

donde Z_{in} es la impedancia de entrada de la antena, Z_0 es la impedancia del cable alimentador (50Ω) y c_1, c_2 son constantes de proporcionalidad para establecer los pesos de los diferentes objetivos (en este caso $c_1 = 1.0, c_2 = 1.0$).



Fig. 1. Diagrama de flujo del método de optimización utilizado. $\Omega_i \equiv$ Conjunto de variables a optimizar en la iteración i -ésima.

Las variables que sufrirán modificación en este proceso serán las ligadas a la geometría de la antena, i.e., la longitud de los diferentes dipolos y las distancias de separación entre elementos vecinos (véase fig. 2).

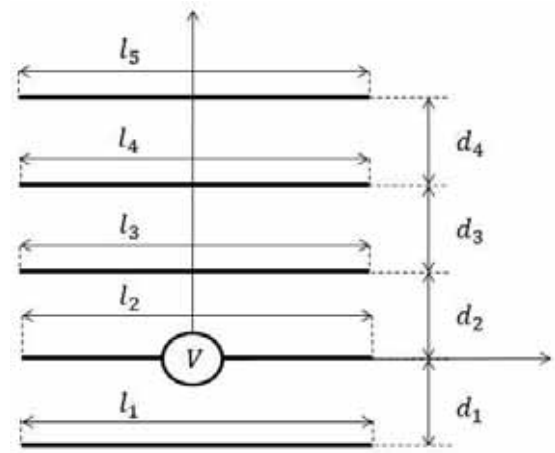


Fig. 2. Disposición inicial de una antena Yagi-Uda que cuenta con un elemento reflector y tres elementos directores. Las variables que se determinarían mediante el proceso de optimización son las longitudes de cada elemento (l_1, \dots, l_5) y las distancias entre elementos (d_1, \dots, d_4) con el objetivo de conseguir una $Z_{in} = 50 \Omega$.

IV. EJEMPLOS

Para estudiar el comportamiento de los diferentes diseños con respecto a la variación de humedad relativa se aplica la relación de dependencia directa que existe entre el nivel de humedad relativa y la constante dieléctrica de la poliimida. En [3] se estableció una relación experimental entre diferentes medidas de constante dieléctrica de la poliimida y diferentes concentraciones ambientales de humedad. Dichos valores están en el rango de 2.5 a 3.1 para variaciones de humedad relativa entre el 20% y el 90%.

Para todos los ejemplos mostrados a continuación se fijó una frecuencia de estudio de 5GHz y se introdujo una capa de poliimida de un espesor igual a 0.001λ (ver detalle de la geometría con recubrimiento para un elemento radiante en la figura 3).

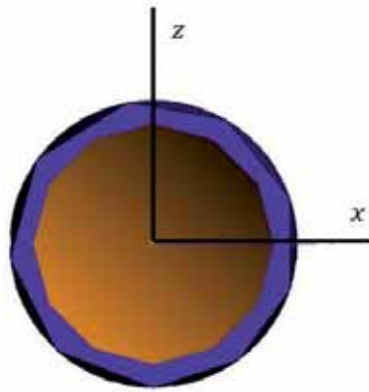


Fig. 3. Detalle de uno de los elementos de la antena Yagi-Uda con el recubrimiento de poliimida de 0.001λ de espesor.

A. Ejemplo 1

El primero de los ejemplos corresponde a una configuración de antena tipo Yagi-Uda con un elemento reflector y tres directores (fig. 4).

Una vez aplicado el proceso de optimización para adaptar se puede observar el comportamiento de su frecuencia de resonancia en la figura 7.

B. Ejemplo 2

El siguiente ejemplo corresponde a una configuración de antena tipo Yagi-Uda con dos elementos reflectores y otros dos directores (fig. 5).

Una vez aplicado el proceso de optimización para adaptar se puede observar el comportamiento de su frecuencia de resonancia en la figura 7.

C. Ejemplo 3

El último de los ejemplos corresponde a una configuración de antena tipo Yagi-Uda similar al del ejemplo 2 pero que cuenta con un plano de tierra paralelo al plano en el que están contenidos los elementos (fig. 6). Esta disposición presentaría la particularidad de que podría verse integrada con otro tipo de dispositivos que estuvieran bajo el plano de tierra, con lo que sería altamente integrable en un dispositivo más ambicioso y con diferentes tipos de medidores.

Una vez aplicado el proceso de optimización para adaptar se puede observar el comportamiento de su frecuencia de resonancia en la figura 7.

En lo que respecta a la variación de la frecuencia de resonancia, si atendemos a la figura 7, podemos observar como existe una máxima variación entre concentraciones límite de humedad relativa de alrededor de 28 MHz en el primero de los dispositivos, 31 MHz en el segundo de ellos y 37 MHz para el último. Por lo tanto, podemos establecer el último de los ejemplos como caso que aporta mayor sensibilidad ante variaciones de concentración de humedad relativa. Estos resultados son bastante mayores que los ofrecidos por el dispositivo estudiado en [3], donde la variación en términos de frecuencia de resonancia es de unos 9 MHz.

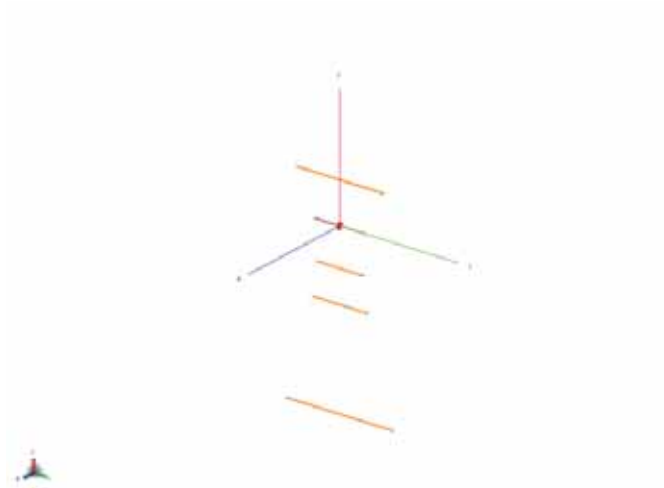


Fig. 4. Disposición final de la antena adaptada del ejemplo 1.

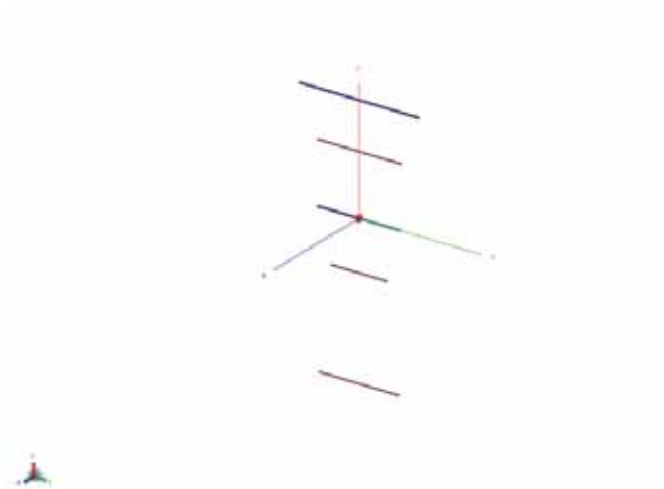


Fig. 5. Disposición final de la antena adaptada del ejemplo 2.

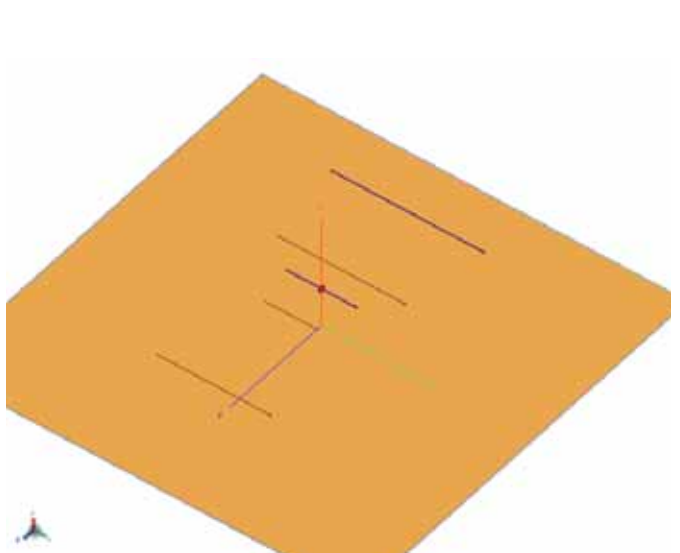


Fig. 6. Disposición final de la antena adaptada del ejemplo 3.

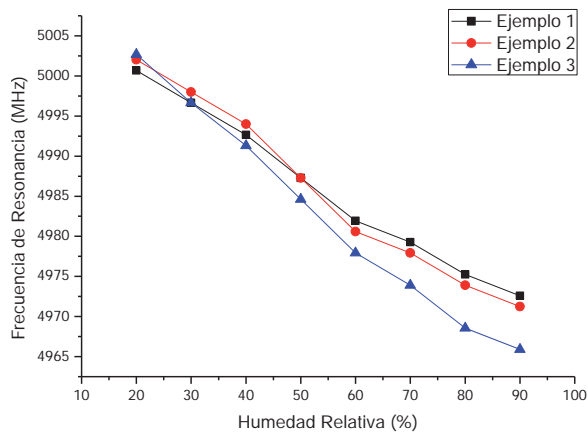


Fig. 7. Comportamiento de la frecuencia de resonancia de los diferentes ejemplos en función del nivel de humedad relativa en el ambiente.

V. CONCLUSIONES

En este trabajo se ha presentado una aproximación numérica a diferentes modelos de antena como solución para monitorizar la humedad relativa en el ambiente. En comparación con otras soluciones equivalentes (como la ofrecida en [3]) podemos afirmar la potencialidad de nuestro método, ya que presenta una mayor sensibilidad ante cambios de concentración de humedad relativa en el ambiente.

Atendiendo también a la potencialidad de otros métodos, podemos hablar de que aquí se ha presentado un sistema que ofrece una manera más sencilla de ser alimentado, contraponiéndose con alternativas presentadas recientemente como en [7] en el cual se hacía también un estudio de viabilidad de un dipolo corto frente a un plano de tierra, pero al tratarse de un dipolo de tales características exigía una red de alimentación más compleja.

Este sensor podría enmarcarse dentro de una estrategia integrada para la correcta determinación de otros parámetros ambientales como la concentración de polutantes en el ambiente. Para ello, se plantea un modelado conjunto de una antena de la tipología aquí presentada con un diseño para la determinación del nivel de polución ambiental que precisa del dato de la humedad relativa [8] como *input* para su adecuado funcionamiento.

REFERENCIAS

- [1] R. S. Elliott, *Antenna theory and design*, Rev. Ed., IEEE Press, 2003.
- [2] R.W.P. King, E.A. Aronson, C.W. Harrison, Jr., "Determination of the Admittance and Effective Length of Cylindrical Antennas," *Radio Science*, vol. 1, pp. 835-850, 1966.
- [3] K. Chang, Y.H. Kim, Y.J. Kim and Y.J. Yoon, "Functional antenna integrated with relative humidity sensor using synthesised polyimide for passive RFID sensing," *Electron. Lett.*, vol. 43, no.5, pp. 7-8, Mar. 2007.
- [4] B.D. Popovic, and A. Nestic, "Generalisation of the concept of equivalent radius of thin cylindrical antennas," *IEE Proc.*, Vol. 131, Pt. H, No. 3, June 1984.
- [5] E.A. Jones, W.T. Joines, "Design of Yagi-Uda Antennas Using Genetic Algorithms," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 45, no. 9, pp. 1386-1392, Sept. 1997.
- [6] EM Software and Systems, *FEKO Suite 6.3*, (www.feko.info), 2014.
- [7] A.A. Salas Sánchez, J.A. Rodríguez González, E. Moreno Piquero, M.E. López Martín, F.J. Ares Pena, "Estudio de viabilidad para la

medición de la humedad relativa mediante antenas de dipolo con recubrimiento de poliimida," URSI 2013 Santiago de Compostela.

- [8] A.A. Salas Sánchez, M.E. López Martín, J.A. Rodríguez González, F.J. Ares Pena, "Antena de guía de ondas ranurada para uso como medidor de concentración de polutantes en el ambiente: Estudio de viabilidad y optimización numérica," trabajo enviado al simposium URSI 2016 Madrid.