

DIRECTIVOS

Fray Orlando Rueda Acevedo, O.P.
Rector
Fray Guillermo León Villa Hincapié O.P.
Vicerrector Académico
Decano División de Ingenierías
Fray Guillermo León Villa Hincapié O.P.
Decano División de Ingenierías
Fray José Rodrigo Arias Duque O.P.
Vicerrector Administrativo-Financiero
Fernando Niño Ruiz
Editor

COMITÉ EDITORIAL

Humberto Meléndez Reyes
Decano Ingeniería Industrial
Paola Fernanda Guzmán Castillo
Decana Ingeniería Mecatrónica
Fernando Niño Ruiz
Decano Ingeniería de Telecomunicaciones
Jairo Puentes Bruges
Decano Química Ambiental
William Castro Jaluba
Secretario de División
Javier E. Peña Manosalva
Representante Docentes

COMITÉ CIENTÍFICO

Luis O. Sarmiento Alvarez.
Rocio Perez Paez.
Hernando Gonzalez Acevedo.
John Edwar Arias.
Jorge Lopez Ordoñez.
Elias de los Reyes. UPV - España
Francisco Morant Anglada. UPV - España
Jose Ma. Blanco Triana POLITECNICO DE TURIN - España
Carlos Alvarez UPV - España
Miguel Ferrando Bataller UPV - España
Hermengildo Gil Gómez UPV - España

Corrección Ortográfica y de estilo
Ciro Antonio Roza Gauta

Producción Creativa
Departamento de Comunicaciones
Director Dpto. Comunicaciones
C.S. Oscar Castellanos Rodríguez
Diseño y Diagramación
D.G. Claudia Hernández
Impresión
Armonia Impresores Ltda.

© Universidad Santo Tomás

ISSN 1692 - 1798

Cada artículo es responsabilidad de su autor y no refleja la posición de la revista. Se autoriza la reproducción de los artículos siempre y cuando se cite al autor y la revista Iteckne. Agradecemos el envío de un copia de la reproducción a esta dirección: Universidad Santo Tomás, Facultades de Ingeniería.

Carrera 18 No. 9-27.
E-mail: iteckne@ustabuca.edu.co
Bucaramanga - Santander.
Servicio al Cliente Iteckne
Teléfono 6800 801 Ext. 1411- 1421.
Fax 6717067

Contenido

Editorial	3
Modelado del incremento de capacidad en canales satelitales utilizando lógica difusa	5
Caracterización del sonido de un motor de combustión interna de automóvil mediante la huella espectral del sonido en el plano tiempo frecuencia	12
Técnicas de separación de fuentes sonoras aplicadas a la resíntesis de escenas acústicas 3D	18
Obtención de la matriz de dispersión generalizada (MDG) de estructuras de guías rectangulares en serie mediante la técnica de ajuste modal	25
Control de una turbina eólica de velocidad variable conectada a la red eléctrica	33
Consideraciones para el diseño de una agrupación circular de barrido horizontal en banda milimétrica	38
Reflection measurements calibration with a tunable resonator	47
High speed silicon electro-optical modulators: one step further toward VLSI photonics	51
Evaluación del impacto de la política de colas Longest-in-System (LIS) en redes ad hoc*	55
Establecimiento de áreas de seguridad para el tratamiento de madera con microondas	63
ALCANCE Y POLÍTICA EDITORIAL	69

La revista ITECKNE es una publicación científica y tecnológica de la División de Ingenierías de la Universidad Santo Tomás, Seccional de Bucaramanga, que en la actualidad comprende las Facultades de Ingeniería de Telecomunicaciones, Ingeniería Mecatrónica, Ingeniería Industrial y Química Ambiental que tiene por objeto divulgar los resultados de las investigaciones que se realizan en su seno.

Inició su publicación el año 2002 y desde su inicio ha contado con un gran apoyo, no solamente del cuerpo de profesores de la Institución, sino de expertos y científicos de otras instituciones con las que la Universidad Santo Tomás y particularmente la División de Ingenierías ha hecho convenios. Esta valiosa colaboración nos ha permitido estar abiertos a los avances científicos desarrollados en otros países, situación que contribuye a mantenernos actualizados y a la vanguardia en las disciplinas profesionales que conforman la División de Ingenierías.

Editorial

A la fecha bastaría hacer un barrido muy rápido del espectro electromagnético, para darse cuenta de su uso y aplicaciones: telefonía celular, internet y servicios de telecomunicaciones inalámbricos (WIFI, WIMAX), transmisión de datos, radiolocalización y domótica, entre otros, como también, las ya conocidas emisiones de radiodifusión en Frecuencia Modulada (FM), en Amplitud Modulada (AM) y canales de televisión.

El desafío que se le presenta a la humanidad es el de compatibilizar y lograr tener una “convivencia y tolerancia tecnológica” de todos estos avances. Es decir, cada servicio tiene sus beneficios intrínsecos, pero además, se convierte en un posible interferente para los otros y, a su vez, todos los otros lo interfieren a él. Esta es la razón social desde una óptica investigativa, sobre el tema de la Compatibilidad Electromagnética (CEM) en Colombia y que de alguna forma, la academia quiere contribuir en esta acepción ampliada de la convivencia y de la tolerancia.

Una forma de definir la Compatibilidad Electromagnética es la capacidad de dos o más sistemas para funcionar cada uno satisfactoriamente en el ambiente producido por los otros. Esos sistemas pueden ser equipos, dispositivos u organismos vivos. A su vez, al interferente se le denomina "Interferencia Electromagnética".

A partir de la misma definición, se pueden inferir algunos puntos que son importantes para entender el problema. Hace poco más de cien años, este problema no existía. La humanidad estaba sencillamente expuesta a las radiaciones naturales. Dicho de otro modo, el "problema" lo generó el mismo ser humano. Por lo tanto, no sólo debe compatibilizarse entre toda la tecnología desarrollada, sino que debe incluirse a él mismo y, por extensión, a todo el resto de los seres vivos.

Por consiguiente, lo que se procura evitar, es que las perturbaciones electromagnéticas producidas por los equipos eléctricos no afecten el correcto funcionamiento de otros equipos semejantes, incluidas las redes de telecomunicaciones y de distribución de energía eléctrica, y que estos equipos dispongan de un nivel adecuado de inmunidad ante las perturbaciones electromagnéticas para lograr el funcionamiento previsto, además de garantizar un ambiente seguro, libre de perturbaciones electromagnéticas o EMI por sus siglas en inglés (ElectroMagnetic Interferente) y de los posibles efectos nocivos para la salud humana.

Los avances tecnológicos en Colombia también han traído consigo consecuencias adversas con relación al equilibrio del entorno electromagnético, que con el transcurso del tiempo se presentan y a las cuales desde hace poco se les está dando la importancia que merecen. Es importante señalar que las normas CEM de certificación para equipos que el país requiere deben estar ajustadas internacionalmente permitiendo que:

- Los consumidores ganen con la protección de los estándares de seguridad internacionalmente reconocidos y obtengan igual acceso a productos y servicios que están disponibles para consumidores en todo mundo.

- Los entes reguladores puedan tener un acercamiento a una legislación consistente, científicamente basada en las recomendaciones de la Organización Mundial de Salud – OMS -, la Unión Internacional de Telecomunicaciones – UIT -, la International Electrotechnical Commission -IEC- y la Organización Mundial de Comercio – OMC -.
- La industria gane al desarrollar y fabricar productos acorde con los estándares internacionales ampliamente aceptados y puedan poner estos productos a la venta alrededor del mundo, de una manera segura y oportuna.

Todo lo anteriormente expuesto en este Editorial, no sólo ha sido tema para una de nuestras líneas de investigación en la Universidad, sino también un compromiso social que la Universidad Santo Tomás en su impronta humanista y crítica, ha querido liderar en Colombia, con el apoyo de la comunidad académica y científica internacional. Este apoyo no se ha hecho esperar y el Instituto de Aplicaciones de las Tecnologías de la Información y de las Comunicaciones Avanzadas – ITACA – adscrito a la Universidad Politécnica de Valencia – UPV – de España, ha donado a la Facultad de Ingeniería de Telecomunicaciones tres cámaras apantalladas de tamaño 6x3x3 cada una, las cuales serán destinadas, una para sala de control o de instrumentación, y las otras dos, inicialmente para realizar pruebas de emisiones e inmunidad conducidas, ya que inmediatamente a una de ellas se les colocará la ferrita en sus seis caras de la caja metálica para constituirla en una cámara anecoica, y la otra, se le colocará un agitador de modos o de campos ó una paleta metálica para que se transforme en una cámara reverberante y así las dos, prestarían similares servicios de pruebas de ensayo para emisiones e inmunidad radiadas y conducidas. Para el diseño y la construcción de las cámaras se han tenido en cuenta con las normas del CISPR (Comité Internacional Spécial de des Pertubations Radioélectriques) de la CEI.

Finalmente, es importante mencionar que una de las funciones sociales de la academia es armonizar el conocimiento con las necesidades y los requerimientos que demanda la comunidad en general y esto se puede reflejar, como lo es en este caso de CEM, por los avances y esfuerzos financieros realizados por la Universidad, en la construcción de estos tres laboratorios de ensayo que servirán como aporte institucional para mejorar la convivencia y la tolerancia tecnológica en nuestro país.

Fernándo Niño Ruiz, PhD.
Editor

Modelado del incremento de capacidad en canales satelitales utilizando lógica difusa

Dr. Max Suell Dutra (*)
M.Sc(c) César Hernando Valencia Niño (**)

(*) Programa de Ingeniería Mecánica
Instituto Alberto Luís Coimbra de Posgraduação e Investigación en Ingeniería - COPPE
Universidade Federal de Rio de Janeiro
Rio de Janeiro, Brasil
Red de Investigación en Telecomunicaciones - REDinTel
maxsuell@mecanic.coppe.ufrj.br

(**) División de Ingenierías
Facultad de Ingeniería de Telecomunicaciones
Universidad Santo Tomás
Bucaramanga, Colombia
Unidad Investigadora de Telecomunicaciones - UNITEL
chvn00@gmail.com

Resumen— La capacidad de modelado utilizando lógica difusa permite obtener respuestas a sistemas de enorme complejidad, el desarrollo del presente artículo se centra en la consecución de un modelo utilizando lógica difusa que describa el comportamiento de un canal satelital tradicional que utiliza el canal de sincronización para envío de información.

Palabras Claves— Lógica difusa, incremento de capacidad, canal digital, análisis de desempeño

Abstract— The capacity of modeling using fuzzy logic allows to obtain answers to systems of enormous complexity, the development of the present article is focused on the attainment of a model using fuzzy logic that describes the behavior of a channel of a traditional satellite that uses the channel of synchronization to send information.

Keywords— Fuzzy logic, capacity increase, digital channel, performance analysis.

INTRODUCCIÓN

A través de la utilización de modelos basados en lógica difusa se han descrito y examinado en los últimos 40 años casos de alta complejidad en diversas áreas como: ingenierías, administrativas, económicas entre otras [1] y [2], en la ingeniería su aplicación más fuerte ha sido en el campo relacionado con los procesos de control de dispositivos. La utilización de los modelos de lógica difusa ha permitido el desarrollo de tareas de alta complejidad con una significativa reducción del tiempo necesario para la realización de las mismas. Para tener una mayor idea del funcionamiento de la lógica difusa, retornaremos a sus inicios.

La lógica difusa fue concebida por el Dr. Lofti Zadeh, quien la propuso como un método para reducir el análisis de sistemas de alta complejidad. Su motivación fue presentar una solución alternativa

a la matemática clásica, para resolver una gran cantidad de problemas de elevada complejidad y con clara tendencia a aumentar. El manejo de esta nueva alternativa solo sería posible si se replanteaban los recursos de la matemática clásica.

Es así como se plantea la utilización de términos difusos [3] que se definen en categorías generales, pero no son estrictamente rígidos. La transición de estos términos a su siguiente grado depende del aumento o disminución del grado de pertinencia que éste tenga dentro del modelo preestablecido.

El centro de los términos difusos son las variables lingüísticas [4], que describen cualquier tipo de recurso a ser tenido en cuenta para un análisis bajo estos modelos. A su vez contienen los términos lingüísticos [4], que son los encargados de demostrar el grado de pertinencia que tiene la variable anterior en una escala de 0 a 1.

Otros elementos de gran importancia son las reglas que establecerán el comportamiento del modelo: Éstas son fijadas por el autor teniendo en cuenta experiencias previas de expertos que describen su comportamiento.

Un ejemplo de las reglas y operadores utilizados en lógica difusa son:

If (input1 is mf1) and (input2 is mf1) then (output1 is mf1) (1)

If (input1 is mf1) or (input2 is mf1) then (output1 is mf1) (2)

If (input1 is not mf1) and (input2 is not mf1) then (output1 is not mf1) (3)

Donde cada una de las entradas input1 e input2 son variables lingüísticas, con tiene términos lingüísticos mf1 que pueden ser negados o no. Estos están relacionados mediante operadores and y or, para así entrar al algoritmo encargado de la toma de decisiones basado en las reglas predeterminadas, tomando en cuenta el operador then que concatena con la salida output1 quien también tiene términos lingüísticos mf1 que pueden ser negados o no.

En este artículo se muestran los resultados obtenidos mediante la aplicación de la lógica difusa para el modelamiento del incremento de la capacidad de canales satelitales, ya que este trabajo permitirá implementar un modelo de menor complejidad al modelo matemático clásico y obtendrá los mismos resultados en cualquier tipo de procesador que trabaje con lógica difusa.

AUMENTO DE CAPACIDAD EN CANALES SATELITALES

En esta sección serán mostrados los elementos necesarios para aumentar la capacidad de un canal satelital, utilizando el canal de sincronización para transmisión de información de datos, en la parte II-A se describirá la capacidad de un esquema tradicional. En la parte II-B y II-C se presentan los diagramas de bloques con los elementos necesarios para el transmisor y receptor.

Capacidad de un esquema tradicional

El sistema satelital a ser considerado es de topología en estrella, ya que esta configuración es el más común para este tipo de comunicación.

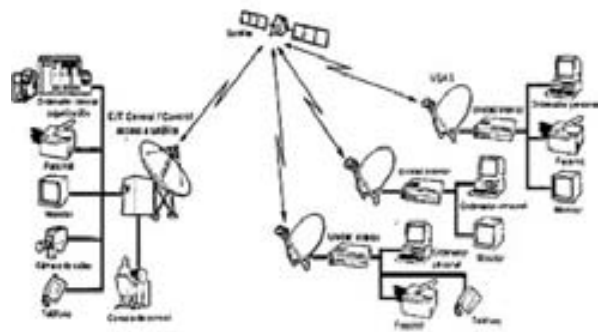


Figura 1. Topología en estrella

Nos basamos en el hecho de que la capacidad de un sistema tradicional depende de la cantidad de energía que tiene el sistema para tomar aquella información que le llega, amplificarla y retransmitirla, la capacidad estará determinada por:

$$C_{tradicional} = E_{total} / E_{bit} \quad (4)$$

Donde:

$C_{tradicional}$ Es la capacidad total del sistema.

E_{total} Es la energía total que tiene el sistema.

E_{bit} Es la energía que necesita para transmitir un bit por segundo.

El ancho de banda es igual, tanto para el enlace de subida como para el enlace de bajada de forma tal que [8]:

$$ab_{subida} = ab_{bajada} = ab \quad (5)$$

De la misma forma que obtuvimos la capacidad en bits para el sistema, se obtiene el número de canales activos que podemos operar simultáneamente. Este valor se encuentra de la siguiente forma:

$$NC = E_{total} / E_{canal} \quad (6)$$

Donde:

E_{canal} Es la energía que necesita cada canal.

Transmisor

El sistema transmisor será el encargado de tomar la información del canal dedicado a la transmisión de datos y la información del canal de sincroniza-

ción para hacer una mezcla de los dos y así obtener un solo canal con mayor capacidad. El modelo presentado en la Figura 2 es el equivalente para el transmisor, el cual está compuesto por la puerta de entrada que se encargará de tomar los datos del canal dedicado y los datos e intervalos de silencio que van por el canal de sincronización, para después enviarlos al combinador. Este a su vez será el encargado de administrar estos datos para que sean correctamente codificados y organizados por el planificador en una sola trama.

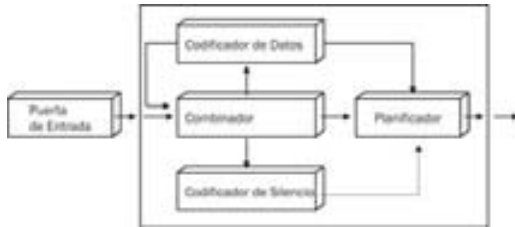


Figura 2. Transmisor

Receptor

El sistema receptor se encargará de tomar todos los datos de llegada, decodificarlos según su origen, ya sean datos del canal dedicado o datos e intervalos de silencio del canal sincronizado.

El control de llegada dará la señal de arrancar cuando los datos lleguen o de detenerse cuando estos dejen de llegar. Se incluye el temporizador para tener en cuenta los tiempos de llegada de cada trama de datos.

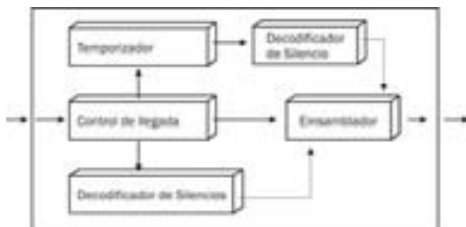


Figura 3. Receptor

MODELAMIENTO DIFUSO PARA LA CAPACIDAD DEL CANAL

Como se mencionó en los diagramas de bloques expuestos anteriormente, encontramos tanto el canal dedicado así como el canal de sincronización [5], [6] y [7], este último estará compuesto por un

pequeño subcanal de datos y un subcanal de intervalos de silencio, para el canal de sincronización la capacidad estará dada por la siguiente fórmula:

$$C_s = C_d + C_i \tag{7}$$

C_s Es la capacidad del canal de sincronización.

C_d Es la capacidad de datos del canal de sincronización.

C_i Es la capacidad de los intervalos de silencio.

La capacidad total del sistema estará determinada por [9]:

$$C_{total} = C_d + C_s \tag{8}$$

Donde:

C_{total} Es la capacidad total del sistema.

C_d Es la capacidad del canal dedicado.

De esta forma teóricamente estaría demostrado según la ecuación (8) que la capacidad del sistema aumenta dependiendo de la capacidad de datos del canal de sincronización.

Análisis de la capacidad de un canal tradicional

Para obtener resultados numéricos de la capacidad de un canal tradicional se eligieron los siguientes datos:

- $M = 20$, *Numero de nodos.*
- $N = 40$, *Numero de canales.*
- $b = 640\text{kbps}$, *Ancho de banda de cada canal.*
- $bt = 25.6\text{Mbps}$, *Ancho de banda del sistema.*

La capacidad total puede ser obtenida mediante la siguiente ecuación,

$$NC = E_{total} / E_{canal} \tag{9}$$

El comportamiento de la capacidad del canal es presentado en la figura 4 para todas las cantidades posibles de canales dentro del sistema.

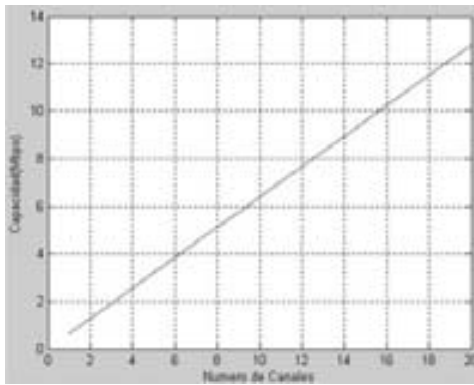


Figura 4. Capacidad del canal tradicional

Los resultados presentados a continuación fueron obtenidos utilizando el Toolbox de lógica difusa de Matlab7.0, la configuración del modelo difuso es la siguiente,

Sistema de Inferencia: Sugeno

Operador and: Método de producto

Operador or: Método probabilístico

Método de defuzzificación: Media ponderada

En la parte III-B se obtiene la capacidad total del sistema para un valor fijo de intervalos de silencio de 0.1 m y en la parte III-C se obtiene la capacidad total del sistema para un valor fijo de tamaño de 8 bits.

Análisis de la capacidad con un valor fijo de intervalos de silencio

Para la realización de este análisis la configuración particular del modelo difuso es la siguiente:

Variable Lingüística de entrada: Tamaño de Datos.

Términos Lingüísticos de la variable de entrada: mf1, mf2, mf3, mf4, mf5 y mf6.

Variable Lingüística de salida: Capacidad

Términos Lingüísticos de la variable de salida: mf1, mf2, mf3, mf4, mf5 y mf6.

Las relaciones de pertinencia de los términos lingüísticos de la variable de entrada están definidas por las siguientes ecuaciones:

$$mf1(x) = \begin{cases} 0, & 0 \leq x \leq 1 \\ x-1, & 1 < x \leq 2 \\ -0.26x+1.52, & 2 < x \leq 5.8 \\ 0, & x > 5.8 \end{cases}$$

$$mf2(x) = \begin{cases} 0, & 0 \leq x \leq 4.9 \\ 10x-49, & 4.9 < x \leq 5 \\ -0.066x+1.33, & 5 < x \leq 20 \\ 0, & x > 20 \end{cases}$$

$$mf3(x) = \begin{cases} 0, & 0 \leq x \leq 8 \\ 0.5x-4, & 8 < x \leq 10 \\ -0.166x+2.66, & 10 < x \leq 16 \\ 0, & x > 16 \end{cases}$$

$$mf4(x) = \begin{cases} 0, & 0 \leq x \leq 14 \\ 0.333x-4.66, & 14 < x \leq 17 \\ -0.166x+3.822, & 17 < x \leq 23 \\ 0, & x > 23 \end{cases}$$

$$mf5(x) = \begin{cases} 0, & 0 \leq x \leq 16 \\ 0.333x-5.328, & 16 < x \leq 19 \\ -0.133x+3.527, & 19 < x \leq 26.5 \\ 0, & x > 26.5 \end{cases}$$

$$mf6(x) = \begin{cases} 0, & 0 \leq x \leq 22 \\ 0.111x-2.442, & 22 < x \leq 31 \\ -0.25x+8.75, & 31 < x \leq 35 \\ 0, & x > 35 \end{cases}$$

La Figura 5 presenta los 6 términos lingüísticos de la variable de entrada tenidos en cuenta con sus respectivas relaciones de pertinencia dentro de los tamaños posibles para los datos.

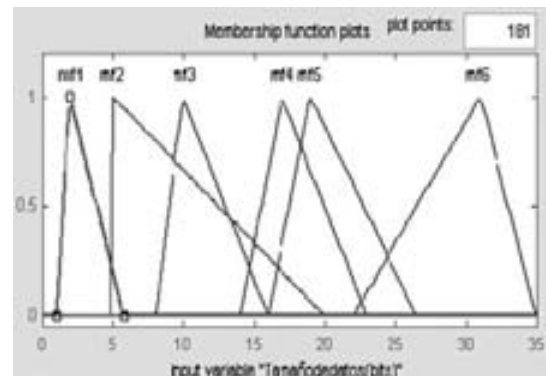


Figura 5. Términos lingüísticos para la variable de entrada

Los valores de las constantes utilizadas para cada uno de los términos lingüísticos de la variable de salida son:

- mf1=0.0
- mf2=7.2
- mf3=7.6
- mf4=4.8
- mf5=2.3
- mf6=0.6

La Figura 6 presenta la capacidad máxima basándose en el algoritmo de Sugeno y las reglas establecidas para diferentes tamaños de los paquetes de datos.

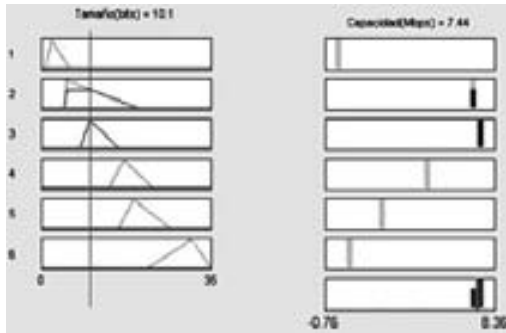


Figura 6. Máxima capacidad según la reglas

La Figura 7 presenta la curva de salida de la capacidad del canal con respecto a la variación del tamaño de datos.

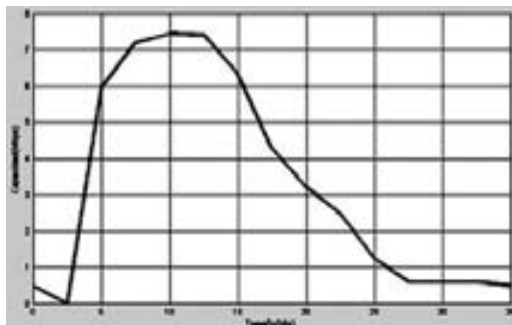


Figura 7. Curva de salida

La Tabla 1 presenta la capacidad del canal para los diferentes tamaños de datos.

Tamaño de Datos(bits)	Capacidad(Mbps)
0	0
3	7.2
5	5.95
8	7.2
10	7.44
13	7.41
15	6.32
18	3.98

20	3.21
23	1.97
25	1.24
28	0.6
33	0.6
30	0.6
35	0.5

Tabla 1. Capacidad del canal

Los resultados obtenidos demuestran que para el valor trabajado de intervalo de silencio, la máxima capacidad se alcanza en un tamaño de datos de 11 bits.

Análisis de la capacidad con el valor fijo de tamaño de bits

Para la realización de este análisis la configuración particular del modelo difuso es la siguiente:

Variable Lingüística de entrada: Intervalo de Silencio.

Términos Lingüísticos de la variable de entrada: mf1, mf2 mf3, mf4 ymf5.

Variable Lingüística de salida: Capacidad

Términos Lingüísticos de la variable de salida: mf1, mf2, mf3, mf4,mf5 y mf6.

Las relaciones de pertinencia de los términos lingüísticos de la variable de entrada están definidas por las siguientes ecuaciones:

$$mf1(x) = \begin{cases} 0, & 0 \leq x \leq 1e-5 \\ 20000x-0.2, & 1e-5 < x \leq 6e-5 \\ -5263.15x+1.315, & 6e-5 < x \leq 25e-5 \\ 0, & x > 25e-5 \end{cases}$$

$$mf2(x) = \begin{cases} 0, & 0 \leq x \leq 1e-4 \\ 10000x-1, & 1e-4 < x \leq 2e-4 \\ -3333.33x+1.666, & 2e-4 < x \leq 5e-4 \\ 0, & x > 5e-4 \end{cases}$$

$$mf3(x) = \begin{cases} 0, & 0 \leq x \leq 25e-5 \\ 6666.66x-1.666, & 25e-5 < x \leq 4e-4 \\ -3333.33x+2.333, & 4e-4 < x \leq 7e-4 \\ 0, & x > 7e-4 \end{cases}$$

$$mf4(x) = \begin{cases} 0, & 0 \leq x \leq 5e-4 \\ 10000x-5, & 5e-4 < x \leq 6e-4 \\ -3333.33x+2.999, & 6e-4 < x \leq 9e-4 \\ 0, & x > 9e-4 \end{cases}$$

$$mf5(x) = \begin{cases} 0, & 0 \leq x \leq 7e-4 \\ 10000x - 7, & 7e-4 < x \leq 8e-4 \\ -3333.33x + 3.666, & 8e-4 < x \leq 11e-4 \\ 0, & x > 11e-4 \end{cases}$$

La Figura 8 presenta los 5 términos lingüísticos de la variable de entrada tenidos en cuenta, con sus respectivas relaciones de pertinencia dentro de los tamaños posibles para los intervalos de silencio.

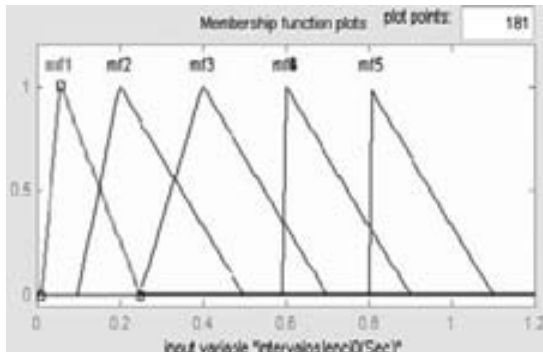


Figura 8. Términos lingüísticos para la variable de entrada

Los valores de las constantes utilizadas para cada uno de los términos lingüísticos de la variable de salida son:

- mf1*=8.5
- mf2*=2.5
- mf3*=1.7
- mf4*=1.2
- mf5*=1.0
- mf6*=0.0

La Figura 9 presenta la capacidad máxima basándose en el algoritmo de Sugeno y las reglas establecidas para diferentes tamaños de los intervalos de silencio.

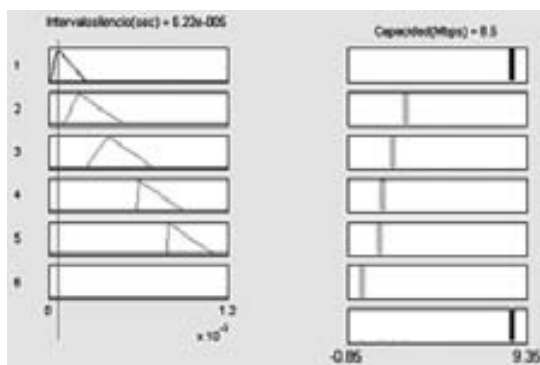


Figura 9. Máxima capacidad según las reglas

La Figura 10 presenta la curva de salida de la capacidad del canal con respecto a la variación del tamaño de los intervalos de silencio.

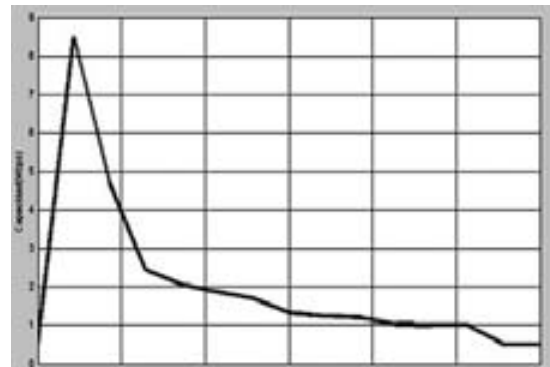


Figura 10. Curva de salida

La Tabla 2 presenta la capacidad del canal para los diferentes tamaños de datos.

Intervalo de Silencio(ms)	Capacidad(Mbps)
0.1	8.5
0.2	3.75
0.3	2.23
0.4	1.9
0.5	1.7
0.6	1.33
0.7	1.2
0.8	1.05
0.9	1
1.0	1
1.1	0.5
1.2	0.5

Tabla 2. Capacidad del canal

Los resultados obtenidos demuestran que para el valor trabajado de tamaño de datos, la máxima capacidad se alcanza en un tamaño de intervalo de silencio de 0.1 m.

Utilizando valores adecuados para intervalos de silencio y tamaño de datos, se estableció el comportamiento del modelo para diferentes valores de números de canales. En la Figura 11 se encuentra la comparación entre un canal tradicional y el canal propuesto, notando que existe una mejora en la capacidad total del sistema.

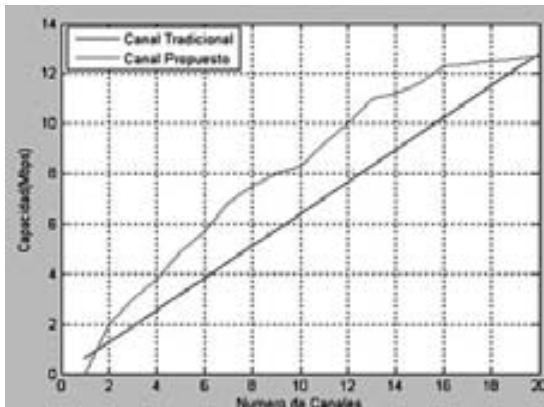


Figura 11. Comparación de capacidades

CONCLUSIONES

En este artículo queda demostrado que es posible incrementar la capacidad de un canal satelital utilizando el canal de sincronización para envío de datos, también queda ampliamente demostrado la versatilidad de los modelos difusos para diferentes aplicaciones que conllevan un alto grado de complejidad, este sistema es susceptible de ser implementado en microprocesadores que operen bajo lógica difusa y por tanto mejorar el rendimiento de dicho procesador y los tiempos de respuesta.

Bajo ciertas condiciones especiales es posible implementar este modelo para otros sistemas de comunicaciones con el fin de aumentar la capacidad.

REFERENCIAS

- [1] M. Sugeno, Industrial applications of Fuzzy Control, North-Holland, Amsterdam.
- [2] D. Filev, Fuzzy modeling of complex systems. Int. J. Approx Reasoning 4.
- [3] R. Yager, Simultaneous solution of fuzzy models: an application to economic equilibrium analysis. Fuzzy Sets and Systems.
- [4] E. Cox, The Fuzzy Systems Handbook, AP Profesional, Chappaqua, New York.
- [5] M. J. Neely, "Dynamic Power Allocation and Routing for Satellite and Wireless Networks with Time Varying Channels", MASSACHUSETTS INSTITUTE OF TECHNOLOGY, 2003

- [6] M. J. Neely, E. Modiano and C. Rohrs, "Packet Routing over Parallel Time-Varying Queues with Application to Satellite and Wireless Networks", MASSACHUSETTS INSTITUTE OF TECHNOLOGY.
- [7] H.J. Su and E. Geraniotis, "Adaptive Closed-Loop Power Control With Quantized Feedback and Loop Filtering", IEEE Transactions on Wireless Communications, 2002
- [8] J. P. Choi and V. W. S. Chan, "Optimum Multibeam Satellite Downlink Power Allocation Based on Tr&c Demands", MASSACHUSETTS INSTITUTE OF TECHNOLOGY.
- [9] D. M. Novakovic and M. L. Dukic, "Evolution Of The Power Control Techniques For Ds-cdma Toward 3G Wireless Communication Systems", IEEE Communications, Surveys.

Caracterización del sonido de un motor de combustión interna de automóvil mediante la huella espectral del sonido en el plano tiempo frecuencia

MSc. Luis Omar Sarmiento Alvarez (*)

MSc(c). Hernando González A(**)

PhD. Fernando Niño Ruíz (***)

Estudiantes Mario Guarín Bacarao, Camilo Eduardo Rojas S., Pedro Luís Paredes V.

(*), (**), (***) División de Ingenierías

Facultad de Ingeniería de Telecomunicaciones

Universidad Santo Tomás

Bucaramanga, Colombia

Grupo de Investigación en Procesamiento de Señal - GIPSE

fernino@ustabuca.edu.co, losarmiento@ustabuca.edu.co, hernando_gonza@hotmail.com

Resumen— Los motores de automóvil emiten huellas sonoras que pueden ser usadas para monitorear la condición de la máquina. Este monitoreo es necesario para detectar posibles desviaciones de los parámetros de los motores y así asegurar que sea realizado el mantenimiento apropiado. El presente artículo surge de la necesidad de monitorizar el estado de un motor de combustión interna de automóvil, de tal forma que, a partir del sonido, indique si se presenta falla o no y, si es el caso, indique el grado y el tipo de falla. Con ese fin, se propone un nuevo método para captar el sonido en el interior de un motor, a diferencia de otros trabajos que captan los sonidos desde el exterior. El sonido es adquirido, digitalizado y procesado por medio de la densidad espectral de potencia y por la transformada de Choi-Williams, con el fin de diferenciar las huellas mecánicas espectrales y tiempo-frecuencia de motores con y sin fallas.

Palabras Claves— Análisis de fallas, motor de combustión interna, análisis tiempo frecuencia, análisis espectral.

Abstract— The automobile engines emit sonorous tracks that can be used to monitor the condition of the machine. This test is necessary to detect possible deviations of the parameters of the motors and thus to assure that the appropriate maintenance is made. This article arises from the necessity to monitor the state of a motor of internal combustion of automobile, of such form that, from the sound, it indicates if fault appears or and, if it is the case, does not indicate the degree and the type of fault. For this reason, a new method sets out to catch the sound inside a motor, unlike other researches that catch the sounds from the outside. The sound is acquired, digitized and processed by means of the spectral density of power and by the transformed one of Choi-Williams, with the purpose of differentiating the spectral mechanical tracks and time-frequency from motors with and without faults.

Keywords— Fault Analysis, motor of internal combustion, analysis time frequency, spectral analysis.

INTRODUCCIÓN

El análisis del estado del motor de combustión interna (MCI) de un automóvil es una tarea que se hace en algunas ocasiones de forma empírica, valiéndose de la experiencia auditiva del técnico automotriz, tarea que es susceptible a errores de diagnóstico.

La Figura 1, muestra los tiempos del ciclo termodinámico de un motor de cuatro tiempos. Se denomina ciclo de cuatro tiempos el que requiere cuatro

carreras del émbolo (dos vueltas completas del) para completar el ciclo termodinámico. Estos cuatro tiempos son: Primer tiempo o admisión. En esta fase el descenso del pistón aspira la mezcla aire. Segundo tiempo o compresión. Al llegar al final de carrera inferior, la válvula de admisión se cierra y comprime el gas contenido en la cámara por el ascenso del pistón. Tercer tiempo o explosión. Al llegar al final de carrera superior, el gas ha alcanzado la presión máxima y salta la chispa en la provocando

la inflamación de la mezcla. Cuarto tiempo o escape. En esta fase el pistón empuja, en su movimiento ascendente, los gases de la combustión a través de la válvula de escape que permanece abierta.

Desde el punto de vista investigativo, se han reportado estudios del MCI por medio de vibraciones, mediciones de presión y mediciones de sonido, entre otros. Algunos de los métodos que emplean vibraciones se basan en separación ciega de fuentes [1],[2], wavelets [3] y análisis tiempo-frecuencia [4],[5],[6],[7], ; los que emplean variaciones de presión emplean a menudo wavelets [8] y análisis tiempo-frecuencia [9], mientras que los sonidos del motor han sido analizados con wavelets [10], transformadas tiempo-frecuencia [11],[12] y análisis espectral [13]. El inconveniente de los métodos basados en el sonido del motor, es que las mediciones son realizadas desde el exterior del motor y en ocasiones, dentro de cámaras anecóicas [1] para evitar reflexiones y aislar sonidos indeseados. En el caso del análisis en MCI de automóviles, se presenta el inconveniente de que el sensor acústico si es ubicado en el exterior del motor, capta otros sonidos, como los producidos por vibraciones y por el ambiente, dificultando de esta forma el análisis, con el agravante de que no es posible determinar en cual cilindro se presenta la falla, sí la hay.

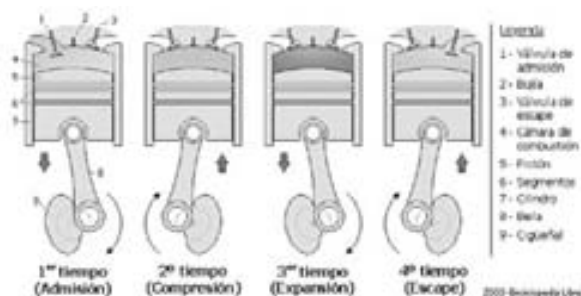


Figura 1. Tiempos del ciclo termodinámico de un motor: admisión, compresión, expansión, y escape.

Es bien conocido que el sonido contiene información importante acerca de la condición de las superficies de contacto de las partes rotantes. El sonido mecánico en un motor se produce por vibración de estructuras sólidas, por contacto físico entre diferentes superficies y por contacto mecánico e impacto entre dos partes en movimiento [11].

El presente trabajo presenta una nueva técnica basada en el análisis del sonido del MCI mediante técnicas espectrales y de tiempo-frecuencia,

haciendo mediciones en el interior del motor de cada uno de los cilindros del motor. De esta forma es posible diferenciar los resultados entre un motor libre de fallas y uno con fallas.

MÉTODOS

Base de datos.

El método se aplicó a una base de datos compuesta por trece registros sonoros de automóviles tipo taxi de la misma marca y línea. Uno de estos registros corresponde a un automóvil cero kilómetros facilitado por la empresa Hyundai Motors de Bucaramanga. Los restantes registros corresponden a automóviles, que según criterio de un técnico especializado, presentaban fallas y ameritaba el desmonte del motor. La base de datos incluye además las anotaciones de los fallos que detectó el técnico, luego de que el motor fue destapado. La Tabla 1, muestra las características técnicas del automotor.

Los sonidos del motor se adquirieron mediante un micrófono estándar de Electret especialmente adaptado al interior del cuerpo de una bujía [14]. De esta forma, el dispositivo puede ser roscado a la culata del motor para captar solamente los sonidos que se sucedan en el interior de cada cilindro. La señal es captada, digitalizada por la tarjeta multimedia de un computador a una frecuencia de muestreo de 44100 Hz y almacenadas en formato .wav. La duración inicial de cada registro es de cinco segundos. En la parte central de la Figura 2, se muestran los dos sensores de prueba construidos para captar los sonidos del motor en el presente trabajo.

ESPECIFICACIONES TÉCNICAS	
Tipo de motor	4 cilindros en línea, 12 Válvulas (3 por cilindro). Un árbol de levas, corte automático de combustible a las 6.200 rpm.
Cilindrada (c.c.)	1,086
Sistema de alimentación de combustible	Inyección electrónica multipunto (MPI)
Potencia	63 hp/6.200 rpm
Torque	8.3 kg-m / 3.250 rpm

TABLA 1. Características técnicas del automóvil tipo taxi Hyundai atos empleado las pruebas.

Análisis espectral no paramétrico.

La densidad espectral de potencia (power spectrum density, PSD) de una señal, es estimada por medio del periodograma.

Para disminuir la varianza de la PSD estimada y prevenir la dispersión espectral, se emplea el enventanado y el enventanado solapado. La longitud de la ventana es directamente proporcional a la resolución en frecuencia mientras que la forma de la ventana es importante para prevenir la dispersión. Como las señales físicas siempre contienen ruido, al usar solo una ventana podría presentarse aumento de la varianza de la estimación de la PSD. Para reducir la varianza, la señal se divide en varios segmentos y el promedio de los periodogramas de esos segmentos es usado como la estimación de la PSD [11]. En el presente trabajo, la señal sonora que se va a analizar, fue dividida en ocho segmentos con un 50% de solapamiento.



Figura 2. Micrófonos de Electret empotrados dentro de una bujía y otros elementos necesarios para capturar los sonidos dentro del motor.

El análisis espectral realizado a las señales de la base de datos sonoras muestra que la banda de frecuencias de interés se concentra entre cero y 500 Hz, a diferencia del reporte en [1] cuyo rango es de cero a 250 Hz. La Figura 3 muestra los registros de dos automóviles con sus respectivas PSD's. El registro No. 1 corresponde a un automóvil cero Km, que es tomado como referencia para este estudio. La PSD de este registro muestra componentes por debajo de 250 Hz. Por el contrario, la PSD del registro No. 2, correspondiente a un automóvil con falla, presenta componentes de frecuencia cercanos a 500 Hz. Por esta razón la frecuencia de muestreo se fija para este estudio en 1000 Hz. A la vista de estos resultados se procedió a diezmar los registros en 1/44 veces la frecuencia de muestreo original, no sin antes pro-

cesarlos con un filtro pasa bajas bidireccional de octavo orden chebyshev tipo I para evitar el aliasing. De esta forma se consiguió una frecuencia de muestreo de aproximadamente 1000 Hz.

Análisis tiempo frecuencia.

Las distribuciones tiempo-frecuencia fueron desarrolladas desde los años 40 y han sido aplicadas en las áreas de procesamiento y análisis de señales no estacionarias, por ejemplo en la señal de la voz humana. Actualmente las distribuciones están siendo desarrolladas como resultado de la selección de una función arbitraria llamada "kernel", que lleva a la distribución a someterse a determinadas restricciones. A partir de una ecuación general deducida por Cohen [15], fueron creadas nuevas distribuciones con propiedades deseables, como por ejemplo las distribuciones Choi-Williams, Zao-Atlas-Marks y Cohen-Posch.

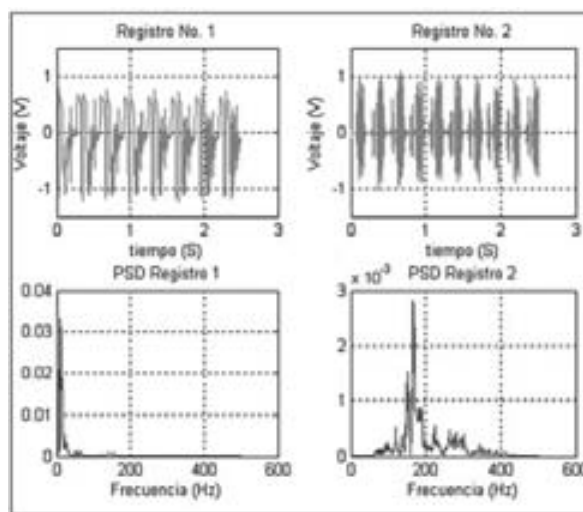


Figura 3. Registros 1 y 2 con sus respectivas PSD. El registro No. 1 es del pistón # 4 de un automóvil sin falla (cero Kms). El registro No. 2, pistón # 4, presenta falla. Se observa que las componentes en frecuencia pueden llegar hasta los 500 Hz.

Una aplicación industrial importante del análisis tiempo frecuencia (TF) es el monitoreo de vibraciones en maquinaria para detectar y diagnosticar defectos, y proporcionar advertencias tempranas de fallas inminentes [5]. En este trabajo, para analizar el sonido en el plano TF se realizaron pruebas con la transformada de Choi-Williams y la transformada de Wigner-Ville suavizada, pero los mejores resultados se obtuvieron con la primera. La Figura 4, muestra la huella espectral en el plano TF del motor de referencia empleado en este estudio.

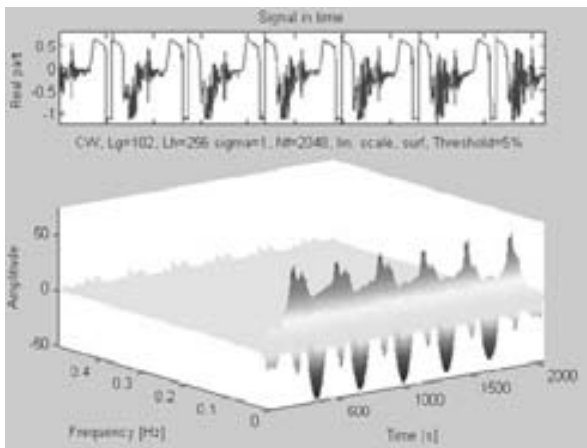


Figura 4. Representación tiempo frecuencia para el automóvil de referencia. En la parte superior se observa la señal en el dominio del tiempo.

RESULTADOS

La Figura 5, muestra un detalle de del registro sonoro (panel superior) en el dominio del tiempo y del resultado del análisis espectral (panel superior) realizado al automóvil de referencia, que se asume libre de fallas por ser cero Kms.

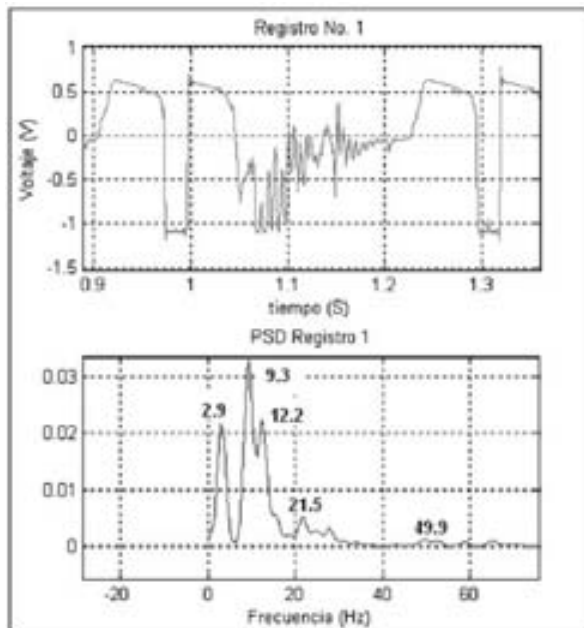


Figura 5. Análisis del motor de referencia. En le panel superior,Detalle del registro sonoro en el dominio del tiempo mostrando un ciclo termodinámico completo. En el panel inferior, resultado del análisis espectral mostrando los picos característicos cuando no se presenta falla.

En el panel superior de esta figura se detalla el ciclo termodinámico completo del motor de cuatro tiempos, con una representación similar a la letra m. Para interpretar este resultado debe tenerse

en cuenta que los picos positivos corresponden a los instantes en que el sensor está sometido a mayor presión sonora, situación que acontece cuando las válvulas están cerradas. Así, en el cambio brusco ascendente un poco antes del instante $t=1$ segundo, se presenta compresión. En adelante, se presenta sucesivamente la expansión, el escape y la admisión, en intervalos iguales de tiempo. El panel inferior de la misma figura revela que el espectro de la señal posee tres picos principales en 2.9, 9.3 y 12.2 Hz.

La Figura 6. muestra los datos para un automóvil que presenta falla ocasionada por recalentamiento. En el momento del evento, aumentó la temperatura, el cilindro se expandió y rayó la camisa. Esta situación es caracterizada en el espectro de la PSD por un rico contenido de frecuencias por encima del pico normal ubicado en 12.2 Hz. El espectro en el plano TF muestra estas componentes adicionales que se presentan cuando la señal en el dominio del tiempo muestras sus valores máximos.

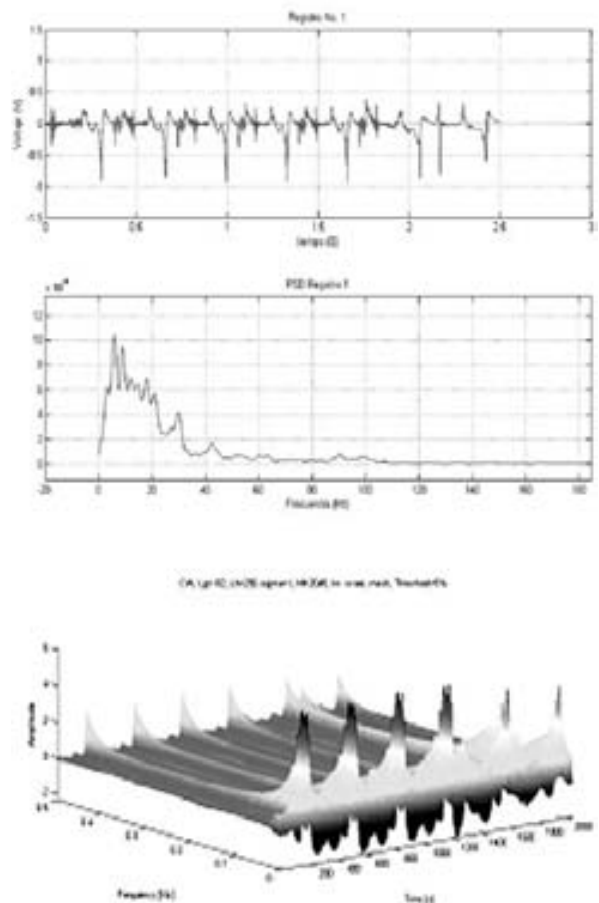


Figura 6. Registro de automóvil con falla. Panel superior, registro en el tiempo. Panel medio, PSD. Panel inferior, espectro TF.

CONCLUSIONES

Se ha presentado una nueva metodología para el análisis de los fallas en MCI a partir de los sonidos de la máquina. A diferencia de otros métodos propuestos, esta implementación obtiene los sonidos dentro del motor, directamente en la cámara que contiene cada pistón, sin que se presente ningún tipo de interferencia externa. De esta forma la metodología propuesta puede entregar el análisis para cada uno de los pistones por separado.

Con esta herramienta, se pudo ser determinar y caracterizar los registros y los espectros de un motor sin fallas. En el dominio del tiempo, la forma de onda de la señal sonora de un ciclo termodinámico completo presenta una forma de M con abundantes oscilaciones en los tiempos de expansión y escape. Así mismo, la PSD, revela que el motor sin fallas presenta tres picos principales con un máximo en 9.3 Hz. El espectro TF proporciona información acerca de los instantes en los que se presentan las componentes de frecuencia encontrándose que en condiciones normales son pocas las contribuciones en un instante de tiempo determinado.

Lo interesante se esta metodología es que aporta un nuevo enfoque de investigación, en el que, una vez se ha caracterizado el ciclo termodinámico de un motor sin fallas, puede determinarse en cuál de los tiempos se presentan componentes de frecuencia inusuales y, de esta forma, relacionar la falla con cada uno de los tiempos del ciclo, para determinar si la falla se presenta en las válvulas, en el pistón, en los anillos o en la camisa del cilindro.

AGRADECIMIENTOS

Agradecimientos a la empresa Hyundai Motors de Bucaramanga por su colaboración en el desarrollo del presente artículo.

REFERENCIAS

- [1] G. Gelle, M. Colas, G. Delaunay, Blind source separation applied to rotating machines monitoring by acoustical and vibration analysis, *Journal of Mechanical Systems and Signal Processing* 14 (3) (2000) 427–442.
- [2] X. Liu, R.B. Randall. Blind source separation of internal combustion engine piston slap

from other measured vibration signals. *Mechanical Systems and Signal Processing* 19 (2005) 1196–1208.

- [3] G Chandroth, AJC Sharkey. Vibration signatures, wavelets and principal components analysis in diesel engine diagnostics NE Sharkey - Marine Technology ODRA, 1999 - seatecsafety.co.uk.
- [4] A.A. Silva y M.A. Irmão. Comparación de Representaciones Tiempo-Frecuencia Aplicadas en la Simulación y Análisis de Fallas en Sistemas Engranados. *Información Tecnológica-Vol. 15 N° 5-2004*, págs.: 17-22.
- [5] L. Atlas, G. Bernard, S. Narayanan. Applications of Time-frequency analysis to signals from manufacturing and machine monitoring sensors. *Proceedings of the IEEE*, vol. 84, No. 9, september 1996.
- [6] Rizzoni, G. Chen, X.C. Detection of internal combustion engine knock using time-frequency distributions. *Circuits and Systems*, 1993. *Proceedings of the 36th Midwest Symposium on. page(s): 360-363 vol. 1.*
- [7] Rohrbaugh, R.A. Application of time-frequency analysis to machinery condition assessment. *Signals, Systems and Computers*, 1993. *Conference Record of The Twenty-Seventh Asilomar Conference on. vol. 2, p.p. 1455-1458.*
- [8] AK Sen, G Litak, R Taccani, R Radu. Wavelet Analysis of Cycle-to-Cycle Pressure Variations in an Internal Combustion Engine. 2006 - arxiv.org.
- [9] Samimy, B. Rizzoni, G. Mechanical signature analysis using time-frequency signal processing: application to internal combustion engine knock detection. *Proceedings of the IEEE*, 1996 Vol. 84, No. 9. p.p. 1330-1343.
- [10] L. Chen, W. Guizeng, Q. Qinggang . Wavelet packet images matching applied to noise faults diagnosis. *nt.ntnu.no.*
- [11] U. Benko, J. Petrovcic, Fault diagnosis of a vacuum cleaner motor by means of sound analysis. *Journal of Sound and Vibration* 276 (2004) 781–806.

- [12] G. T. Zheng, A. Y. T. Leung. Internal Combustion Engine Noise analysis With Time-Frequency Distribution. *Journal of Engineering for Gas Turbines and Power* – July 2002 – Volume 124, Issue 3, pp. 645-649.
- [13] Samat, S.A.; Tahir, S.M.; Shaapos; ameri, A.Z. Engines condition monitoring based on spectrum analysis of sound signals. *Signal Processing and its Applications, Sixth International, Symposium on. 2001. Page(s): 735 - 736 vol.2.*
- [14] M. Blanco, C. Garzón. Análisis tiempo frecuencia de los sonidos de un motor de automóvil. Proyecto integrador para la asignatura de procesamiento digital de señales, Universidad Santo Tomás, Bucaramanga. 2005.
- [15] Cohen, L. "Time-Frequency Analysis", Prentice Hall PTR, New Jersey (1995).

Técnicas de separación de fuentes sonoras aplicadas a la resíntesis de escenas acústicas 3D

MSc(c). Máximo Cobos (*)
PhD. José J. López (**)

(*), (**) Universidad Politécnica de Valencia
Valencia, España

Grupo de Tratamiento de Audio y Comunicaciones - GTAC
jjlopez@dcom.upv.es, macoser1@iteam.upv.es,

Resumen— La Separación de Fuentes ha sido un tema de intensa investigación en muchas aplicaciones de tratamiento de señal, cubriendo desde el procesado de voz, hasta el análisis de imágenes biomédicas. Aplicando estas técnicas a los sistemas de reproducción espacial de audio, se puede solucionar una limitación importante en la resíntesis de escenas sonoras 3D. El sistema Wave-field Synthesis (WFS) puede sintetizar un campo acústico mediante arrays de altavoces y también es capaz de posicionar varias fuentes en el espacio. Sin embargo, es necesario disponer de las señales individuales correspondientes a cada fuente y esto supone un problema habitualmente. En este artículo proponemos utilizar técnicas de Separación de Fuentes Sonoras para obtener distintas pistas a partir de grabaciones mono o estéreo. Aunque los algoritmos existentes están lejos de conseguir una alta calidad, se han realizado tests subjetivos que demuestran cómo no es necesario realizar una separación óptima para conseguir resultados aceptables en la reproducción de escenas 3D.

Palabras clave— Separación de fuentes sonoras, Wave-field Synthesis, reproducción de sonido 3D.

Abstract— Source Separation has been a subject of intense research in many signal processing applications, ranging from speech processing to medical image analysis. Considering these spatial audio systems, it can be used to overcome one fundamental limitation in 3D scene resynthesis. Wave-field Synthesis is a spatial sound reproduction system that can synthesize an acoustic field by means of loudspeaker arrays and it is also capable of positioning several sources in space. However, the individual signals corresponding to these sources must be available and this is often a difficult problem. In this paper we propose to use Sound Source Separation techniques in order to obtain different tracks from stereo and mono mixtures. Although existing algorithms are far from getting audio quality, subjective tests show how it's not necessary an optimum separation for getting acceptable results in 3D scene reproduction.

Keywords— Sound source separation, Wave-field synthesis, 3D sound scene reproduction.

INTRODUCCIÓN

El sistema Wave-Field Synthesis ha adquirido bastante popularidad en los últimos años gracias a su capacidad de sintetizar de forma real el campo sonoro producido por un conjunto de fuentes virtuales. WFS está basado en el principio de Huygens: cada punto de un frente de onda que se propaga en el espacio es el centro de un nuevo tren de ondas y la onda que avanza como un todo puede ser considerada como la suma de todas las ondas secundarias que surgen de cada uno de esos puntos. Bajo este principio, se han desarrollado complejas técnicas de procesado de señal que permiten alimentar una agrupación de altavoces de tal forma

que la interferencia de las señales radiadas por cada uno de ellos da lugar al campo sonoro que se pretende sintetizar. En la Figura 1 se muestra una interpretación intuitiva del sistema WFS [1].



Figura 1. Array de altavoces (fuentes secundarias) sintetizando el campo acústico creado por una fuente primaria

La gran ventaja de WFS frente a otros sistemas de reproducción espacial es la eliminación del efecto 'sweet spot' que típicamente se produce en los sistemas multicanal más populares como 5.1. Esto da lugar a que la zona de escucha en WFS sea mucho más amplia y a que las fuentes conserven su posición a pesar de que el oyente se desplace de un lugar a otro (Figura 2). Para recrear una escena acústica, las distintas fuentes virtuales (voces, instrumentos, etc.) que componen la escena se deben colocar en distintas posiciones del espacio.

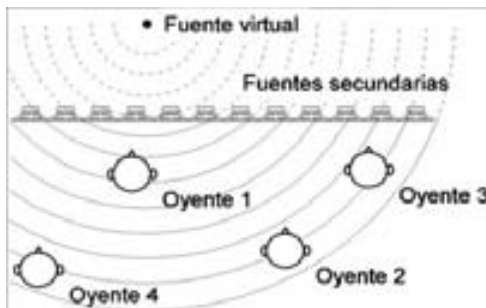


Figura 2. Las fuentes virtuales se colocan en el espacio, haciendo que todos los oyentes las perciban con fidelidad espacial

Usando el algoritmo de síntesis WFS, las distintas señales de excitación que alimentan a cada altavoz del array se calculan a partir de cada fuente de la escena. Por lo tanto, una gran ventaja es que la escena sonora es totalmente independiente de la configuración de los altavoces.

La necesidad de disponer de las señales separadas para cada fuente es en muchas ocasiones un gran inconveniente. A pesar de que la mayoría de los productos musicales comerciales se graban mediante pistas separadas para cada instrumento (o fuente en general), en el proceso de mezcla estéreo esta información se pierde. Desafortunadamente, la mayoría del material existente se encuentra únicamente disponible en formato estéreo y no hay posibilidad de acceder a la grabación multipista original.

En este artículo proponemos utilizar técnicas de Separación de Fuentes Sonoras (SFS) para solucionar este problema. El esquema de la Figura 3 muestra el método propuesto para sintetizar una escena acústica 3D a partir de una entrada mono o estéreo. Este esquema se ha llevado a la práctica utilizando varios algoritmos y se han realizado pruebas subjetivas tomando varios tipos de mez-

clas. Todas las pruebas han sido realizadas en el sistema WFS de 96 altavoces desarrollado en nuestro grupo de investigación.



Figura 3. Aplicación de la SFS a WFS

El artículo está estructurado de la siguiente manera: en la Sección 2 se comenta de forma general las aplicaciones y tipos de algoritmos de SFS y en la Sección 3 se describe con más detalle los algoritmos implementados en este trabajo. Para terminar, en la Sección 4 se realizan una serie de experimentos basados en tests auditivos que permitirán evaluar el funcionamiento del esquema propuesto.

SEPARACIÓN DE FUENTES DE SONIDO

Aplicaciones

La Separación de Fuentes Sonoras (SFS) ha sido durante los últimos años y es en la actualidad una de las líneas que más interés despierta en el procesamiento de señal. Se entiende por técnicas de separación de fuentes sonoras aquellas cuyo objetivo es estimar las señales producidas por diferentes fuentes a partir de una o varias señales de mezcla de todas ellas [2]. Las aproximaciones tradicionales a este problema han sido siempre el Análisis de Componentes Independientes (ICA) y la conformación de haz o beamforming. A pesar de que ambas consiguen buenos resultados, es necesario trabajar con varios sensores y asumir ciertas propiedades de las fuentes que no siempre se cumplen en la práctica (fuentes estadísticamente independientes y no gaussianas en ICA). Aunque los humanos somos capaces de extraer perceptualmente un sonido de una mezcla, los sistemas automáticos para realizar una escucha discriminada constituyen un gran reto en la disciplina del aprendizaje automático.

La SFS tiene un gran número de aplicaciones potenciales: separación de alta calidad en mezclas musicales, realzado de señales/voz, búsqueda por contenido en bases de datos multimedia, reconocimiento de voz en ambientes de múltiples

locutores, etc. Sin embargo, las limitaciones que existen actualmente en los métodos de separación hacen que algunas de estas aplicaciones todavía no sean realizables en la práctica. Un determinado algoritmo de separación puede funcionar bien para alguna tarea determinada, pero ser de escasa utilidad en otras. Este hecho hace que dependiendo de la aplicación, sean varios los factores que afecten a la calidad de la separación, y de ahí que deban utilizarse distintos criterios para evaluar el funcionamiento de estos algoritmos.

Dependiendo de la aplicación, el objetivo final de la separación puede ser el de obtener el conjunto total de fuentes que formaron la mezcla, o bien extraer una única fuente (fuente objetivo) a partir de la mezcla. Por ejemplo, extraer voz de una mezcla ruidosa o la voz cantante de una mezcla musical. Esto último podría ser interesante no sólo para propósitos de remezcla, sino para la transcripción automática de letras de canciones o melodías, reconocimiento de artistas y otras tareas de recuperación de información musical.

Este artículo está enfocado hacia una aplicación Orientada a Calidad Audio (Audio Quality Oriented, AQO). Esto quiere decir que las fuentes se extraen para ser escuchadas después del proceso de separación. Aunque los algoritmos de separación producen señales llenas de artefactos que reducen su calidad, éstos tienen una menor importancia cuando las fuentes separadas vuelven a mezclarse de nuevo en un sistema WFS. Algunos artefactos que afectan a las pistas separadas son la diafonía entre fuentes, el sonido metálico o el característico canto de pájaros que aparece comúnmente al aplicar procesos de compresión. Sin embargo, cuando las pistas separadas se procesan por el algoritmo WFS para resintetizar una escena acústica, los mecanismos de enmascaramiento que se producen en la escucha hacen que las fuentes se perciban con suficiente calidad a pesar de que la separación esté bastante lejos de ser óptima.

Separación monoaural y estéreo

Los primeros trabajos en la separación de fuentes a partir de mezclas monoaurales se concentraron en la separación de voz. No obstante, el análisis y el procesado de señales musicales han adquirido recientemente una especial atención [4]. En general, la música es más difícil de separar que la voz. Los instrumentos musicales tienen un amplio

rango de mecanismos de producción de sonido y las señales resultantes tienen por tanto muchas características especiales, tanto temporales como espectrales. A pesar de que las señales acústicas se producen de forma independiente en cada una de las fuentes, es precisamente la armonía la que da sentido a la música, dando lugar a una alta correlación entre ellas. Los métodos orientados a resolver el problema de separación monoaurales que no utilizan un conocimiento previo de las fuentes se pueden agrupar en tres categorías según a la clasificación propuesta en [3]:

- **Deducción basada en modelos:** En aplicaciones musicales, el modelo más utilizado es el modelo sinusoidal. Este modelo tiene principalmente en cuenta la armonicidad de las fuentes sonoras, lo cual lo hace muy útil en la separación de instrumentos musicales o voz mediante seguimiento de pitch.
- **Aprendizaje no supervisado:** Intentan aprender las características de las fuentes a partir de las señales de mezcla observadas. Los algoritmos de este tipo suelen utilizar principios basados en teoría de la información y análisis estadístico: Análisis de Subespacios Independientes (Independent Subspace Analysis, ISA), Factorización de Matrices No negativas (Non-negative Matrix Factorization), y las llamadas técnicas "sparse" [2].
- **Análisis computacional de escenas auditivas (Computational Auditory Scene Analysis o CASA):** Los métodos basados en CASA se fundamentan en la habilidad de los humanos para percibir y reconocer fuentes individuales presentes en una mezcla. Los modelos computacionales para realizar esta tarea típicamente consisten en dos etapas. A pesar de que nuestro cerebro no resintetiza la forma de onda de cada fuente de forma independiente, el sistema auditivo humano es una referencia muy útil en el desarrollo de sistemas de separación monoaurales, pues es el único sistema conocido existente capaz de separar de forma robusta una señal de interés en varias circunstancias.

Aparte de las técnicas de separación monoaurales, también existen técnicas orientadas específicamente al problema de separación de fuentes sonoras en grabaciones musicales sacando partido del proceso de mezcla estéreo. Este es el caso del

algoritmo ADress [4], que distingue diferentes fuentes analizando la diferencia de señal existente entre los dos canales estereofónicos.

ALGORITMOS IMPLEMENTADOS

Antes de comprobar el comportamiento de los algoritmos de SFS en un sistema WFS, es necesario seleccionar cuáles de ellos son apropiados para implementar. Hemos intentado tomar una selección representativa de algoritmos de separación (para mezclas estéreo y mono) de diferentes técnicas y casos de estudio. Específicamente, para grabaciones monocanal se ha implementado un algoritmo de Factorización No-negativa de Matrices (NMF) combinada con criterios de continuidad temporal y sparseness[3] y un algoritmo de separación de voz basado en CASA [5]. Para grabaciones estéreo se ha utilizado el algoritmo ADress [4].

NMF

El algoritmo NMF se basa en minimizar el error de reconstrucción entre los espectrogramas de amplitud de la señal observada y un modelo de mezcla. El modelo de mezcla es $X \approx BG$, siendo X el espectrograma de la mezcla, B una matriz de funciones base y G una matriz de ganancias temporales para cada una de la funciones base de B . La estimación de B y G se realiza mediante la minimización de una función de coste $c(B,G)$, la cual es una suma ponderada de tres términos: un error de reconstrucción $c_r(B,G)$, un término de continuidad temporal $c_t(G)$, y un término de sparseness $c_s(G)$:

$$c(\mathbf{B}, \mathbf{G}) = c_r(\mathbf{B}, \mathbf{G}) + \alpha c_t(\mathbf{G}) + \beta c_s(\mathbf{G}) \quad (1)$$

Donde α y β son los pesos utilizados para dar mayor o menor importancia a los criterios de continuidad temporal y sparseness, respectivamente.

El algoritmo comienza inicializando cada elemento de B y G con ruido blanco gaussiano, y en cada iteración ambas matrices se actualizan según las siguientes reglas:

$$\mathbf{B} \leftarrow \mathbf{B} \times \frac{\mathbf{X} + \epsilon}{\mathbf{B}\mathbf{G} + \epsilon} \mathbf{G}^T, \quad (2)$$

$$\mathbf{G} \leftarrow \mathbf{G} \times \frac{\nabla c^-(\mathbf{B}, \mathbf{G})}{\nabla c^+(\mathbf{B}, \mathbf{G})}. \quad (3)$$

La Figura 4 muestra el resultado de aplicar el algoritmo a una señal mezcla de dos notas tocadas por dos instrumentos (flauta y oboe).

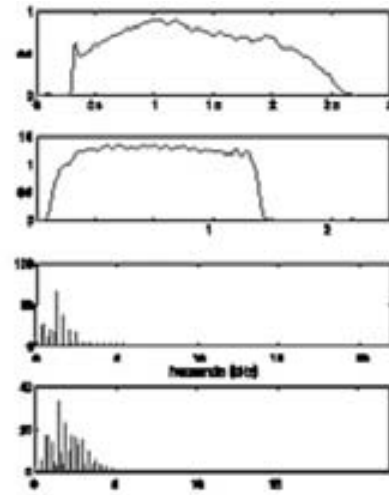


Figura 4. Componentes NMF estimadas para una señal de mezcla de 2 notas. Las ganancias se representan en la parte superior y las funciones base en la parte inferior.

Dos funciones base que fueron calculadas corresponden al espectro armónico de las dos notas tocadas. También se muestra la ganancia temporal de las funciones base en las dos representaciones superiores y dan información acerca de cuándo comienzan a sonar las notas y de sus respectivos niveles a lo largo del tiempo.

Segregación de voz CASA

El algoritmo para separación de voz monoaural implementado se engloba dentro de las técnicas CASA. Se trata de un sistema para segregar voz de una mezcla [5]. La Figura 5 muestra las etapas principales de este algoritmo.

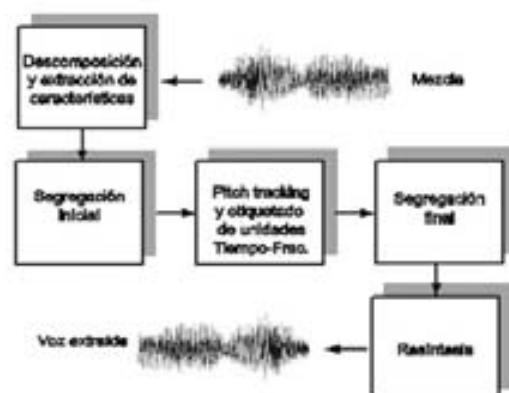


Figura 5. Diagrama de las múltiples etapas del algoritmo CASA para segregación de voz.

El sistema genera segmentos o agrupaciones de elementos tiempo-frecuencia basándose en la continuidad temporal y la correlación cruzada entre canales. Estos segmentos se agrupan en una primera etapa de acuerdo con sus periodicidades. La otra etapa de agrupación se basa en la modulación de amplitud común a los segmentos y también en la continuidad temporal de éstos. La estimación del pitch de la señal de voz que se pretende separar es un paso muy importante del algoritmo y determina en gran medida la calidad de la trama de voz obtenida. El mecanismo utilizado para la estimación de pitch es el llamado correlograma, que viene dado por la autocorrelación de las señales de salida de un banco de filtros auditivo:

$$A_{ii}(c, m, \tau) = \frac{1}{N_c} \sum_{n=0}^{N_c-1} h(c, mT - n)h(c, mT - n - \tau) \quad (4)$$

Donde:

τ es un delay de 12.5 ms

$h(c, n)$ indica la salida del filtro del canal c

n la ventana de tiempo

T es el desplazamiento temporal entre ventanas

3.3 Discriminación en acimut y resíntesis

El algoritmo ADRes (Azimuth Discrimination and Resynthesis) explota el uso del potenciómetro de panorámica como medio de conseguir localización espacial en grabaciones estereofónicas. En este tipo de material, sólo existe una diferencia de intensidad interaural entre los canales izquierdo y derecho para una única fuente. Se basa en escalar un canal frente a otro para conseguir la cancelación de cada uno de los instrumentos y extraer la información de cada instrumento a partir de nulos en el dominio acimutal. A partir de esta información se realiza la posterior resíntesis de la fuente. Los planos frecuencia-acimut para los canales izquierdo y derecho en una determinada ventana temporal vienen dados por:

$$Az_{R(k,j)} = |Lf(k) - g(i) \cdot Rf(k)| \quad (5)$$

$$Az_{L(k,j)} = |Rf(k) - g(i) \cdot Lf(k)| \quad (6)$$

Donde:

$Lf(k)$ y $Rf(k)$ son los espectros de amplitud de los canales izquierdo y derecho

$g(i)$ es un factor de ganancia en acimut.

Para la resíntesis de las fuentes, se toma:

$$Az_{R(k,j)} = \begin{cases} Az_{R(k)\max} - Az_{R(k)\min} & \text{si } Az_{R(k,j)} = Az_{R(k)\min} \\ 0 & \text{en cualquier otro caso} \end{cases} \quad (7)$$

$$Az_{L(k,j)} = \begin{cases} Az_{L(k)\max} - Az_{L(k)\min} & \text{si } Az_{L(k,j)} = Az_{L(k)\min} \\ 0 & \text{en cualquier otro caso} \end{cases} \quad (8)$$

La operación anterior equivale a realizar un cambio de nulos por picos en los planos descritos por (5) y (6), obteniendo el espectro en tiempo corto de las fuentes anuladas.

EVALUACIÓN SUBJETIVA

Descripción de los experimentos

En las secciones anteriores se ha visto cómo existen múltiples aproximaciones al problema de recuperar un conjunto de fuentes de una mezcla. Éstas no solo aprovechan las características de las señales involucradas, sino también las características de nuestro sistema auditivo o del montaje experimental utilizado al registrar la mezcla. Este amplio rango de algoritmos trae consigo otro importante problema: ¿cómo evaluar el funcionamiento de un algoritmo de SFS?

Desde un punto de vista objetivo, varios criterios de evaluación ya han sido propuestos en la literatura: SDR (Signal-to Distortion Ratio), SIR (Signal-to-Interference Ratio), y SAR (Signal-to-Artifacts Ratio). Aunque éstos están relacionados con la calidad de audio percibida, no modelan los fenómenos auditivos de ponderación de sonoridad y enmascaramiento espectral. Por ello, en [6] se proporcionan algunas guías para la evaluación subjetiva de algoritmos de separación, proponiendo una modificación del estándar MUSHRA. En el marco de WFS, los tests de evaluación subjetiva deben tener en cuenta que el posicionamiento de las fuentes es un parámetro adicional de interés. Para evaluar la calidad de las escenas resintetizadas mediante algoritmos de SFS, éstas se han comparado con escenas de referencia creadas con señales que habían sido registradas de forma independiente, manteniendo la misma configuración espacial de las fuentes.

Para este trabajo, se han resintetizado tres escenas acústicas a partir de grabaciones monoaurales y estéreo:

- La escena 1 es una mezcla instantánea de sonido ambiente donde intervienen tres fuentes: una ambulancia (izquierda), un claxon de coche (derecha) y gotas de agua (frente).
- La escena 2 es una grabación musical de una canción pop compuesta por tres fuentes: voz cantada (frente), piano (derecha) y batería (izquierda).
- La escena 3 consiste en una mezcla instantánea de la ambulancia y el claxon de coche de la escena 2 junto con voz masculina (mono).

La evaluación subjetiva se llevó a cabo mediante una serie de tests auditivos. El test se realizó de forma separada a cada sujeto empleando un jurado compuesto por 20 personas. Cada uno de los sujetos se sentaba frente al array WFS y las diferentes escenas se le presentaban sucesivamente.

En primer lugar se le mostraba una escena acústica obtenida mediante la aplicación de alguno de los algoritmos de separación implementados y comentados en la Sección 3. Posteriormente, se le hacía una serie de preguntas acerca del número de fuentes que podían percibir y también sobre la percepción de su localización espacial. Tras esto, la escena se le volvía a presentar, pero esta vez resintetizada a partir de las fuentes originales, repitiéndoles las mismas preguntas que en el caso anterior. El último paso del test consistía en la evaluación de la calidad de la escena resintetizada con fuentes separadas una vez ya había sido escuchada la escena con fuentes originales.

Específicamente, se consideraban tres aspectos en relación con el procedimiento descrito anteriormente:

1. **Identificación de las fuentes:** habilidad para identificar las fuentes que estaban presentes en la escena.
2. **Localización de fuentes:** habilidad de identificar la dirección de llegada de las fuentes.
3. **Evaluación de calidad:** Calidad subjetiva de la escena resintetizada en comparación con la de referencia.

La puntuación válida para el tercero de los tests era: excelente (5), buena (3.75), regular (3.75), pobre (1.25) y mala (0).

Para el primer y el segundo test, las respuestas de los sujetos eran puntuadas comparando sus respuestas en el caso de la escena resintetizada utilizando el algoritmo bajo test y las respuestas dadas en el caso de la escena de referencia. La máxima de las puntuaciones se daba siempre que la respuesta era la misma en ambos casos (con fuentes separadas y con fuentes originales). La puntuación final obtenida por el algoritmo en estos dos tests es la media de todas las puntuaciones del jurado.

Resultados

Los resultados obtenidos con los tests se muestran en la Tabla 1. En ella se muestra la puntuación obtenida por los algoritmos ADress y NMF en el caso de escenas de sonido ambiente y música. La escena 3 sólo se procesó mediante el algoritmo CASA.

	Escena 1: Sonido ambiente			Escena 1: Musica		
	Ident.	Localiz.	Calidad	Ident.	Localiz.	Calidad
ADress	4.4	4.5	3.4	4.2	4.7	0.9
NMF	3.7	3.3	1.5	1.5	0.1	0.1

Tabla 1. Resultados para ADress y NMF

El algoritmo NMF funciona peor que el algoritmo ADress tanto en el caso de sonido ambiente como en la escena musical. Debe tenerse en cuenta que el algoritmo ADress es un algoritmo especialmente desarrollado para mezclas musicales estéreo, mientras que el algoritmo NMF es un algoritmo para mezclas monocanal.

Es también muy interesante apreciar la diferencia existente en la calidad subjetiva evaluada por los sujetos entre los casos de música y sonido ambiente. Con el algoritmo ADress, la calidad subjetiva obtenida para la escena 1 (sonido ambiente) fue 3.4, pero para la escena 2 (música) fue de 0.9. Esta diferencia muestra cómo los sujetos tienden a ser más críticos en su evaluación cuando la escena es un pasaje musical, especialmente cuando hay voz cantada presente. La identificación y la localización es bastante buena para ambos algoritmos en las dos escenas.

El algoritmo CASA para segregación de voz se aplicó a la escena 3 para segregar voz de otros sonidos presentes en la mezcla. La Tabla 2 muestra la puntuación obtenida mediante los tests de escucha.

	Escena 3: Ambiente + voz		
	Ident.	Localiz.	Calidad
Extracción voz CASA	5	2.5	3.6

Tabla 2. Resultados para el algoritmo CASA

El algoritmo para segregación de voz se evaluó como “bueno” en términos de calidad, aunque todos los sujetos notaron que la voz no provenía de una única dirección. Esto es porque el algoritmo estaba especialmente pensado para segregar voz tonal (vocales), dejando como fondo consonantes fricativas y otras componentes de alta frecuencia de la voz. Estas componentes de fondo molestaban en la percepción de la señal de voz, haciendo confusa su localización espacial.

CONCLUSIONES

En este artículo se ha intentado abordar una de las dificultades que limitan el uso extendido de los sistemas Wave-field Synthesis: la recreación de escenas 3D a partir de material existente en formato mono o estéreo.

Se ha propuesto el uso de técnicas de SFS para solucionar este problema, aunque los algoritmos existentes están todavía bastante lejos de conseguir una calidad óptima de separación.

En primer lugar, se ha realizado una revisión de los diferentes tipos de algoritmos de separación y posteriormente se han implementado algunos de ellos para ser utilizados en la resíntesis de escenas acústicas utilizando un sistema WFS de 96 altavoces. Para la evaluación subjetiva del funcionamiento de estos algoritmos, se ha realizado una campaña de evaluación subjetiva utilizando un jurado de 20 personas. Los resultados muestran que la calidad percibida varía con la naturaleza de la escena, siendo las escenas musicales más críticas que aquellas de sonido ambiente. Los algoritmos utilizados en este trabajo no proporcionan pistas separadas de alta calidad, pero los efectos de enmascaramiento en la etapa de reproducción WFS relajan la calidad necesaria en la separación

si las fuentes separadas se mezclan de nuevo espacialmente.

A pesar de que los resultados no son definitivos, éstos abren una línea de investigación en la que trabajar más profundamente.

AGRADECIMIENTOS

Este trabajo ha sido financiado por el Programa Nacional de I+D+I del Ministerio de Educación y Ciencia con el proyecto TEC2006-13883-C04-01 y fondos FEDER.

REFERENCIAS

- [1] A. J. Berkhout, D. de Vries, P Vogel, “Acoustic Control by Wave field Synthesis”, *J. Acoust. Soc. Am.*, vol 93, pp. 2765-2778, 1993.
- [2] C. Jutten , M. Babaie-Zadeh, “Source separation: principles, current advances and applications”, presented at the 2006 German-French Institute for Automation and Robotic Annual Meeting, IAR 2006, Nancy, France, November 2006.
- [3] T. Virtanen, “Sound Source Separation in Monaural Music Signals”, PhD. Thesis, presented at Tampere University of Technology, November 2006.
- [4] D. Barry, B. Lawlor, and E. Coyle, “Sound source separation: Azimuth discrimination and resynthesis”. *Proceedings of the 7th Int. Conference on Digital Audio Effects (DAFTX 04)*, 2004.
- [5] G. Hu, D.L. Wang, “Monaural speech segregation based on pitch tracking and amplitude modulation”. *IEEE Transactions on Neural Networks*, vol. 15, pp. 1135-1150, 2004.
- [6] E. Vincent, M G. Jafari and M. D. Plumbley, “Preliminary guidelines for subjective evaluation of audio source separation algorithms”. 2006 ICA Research Network Workshop, University of Liverpool, September 2006.

Obtención de la matriz de dispersión generalizada (MDG) de estructuras de guías rectangulares en serie mediante la técnica de ajuste modal

MSc(c). Ivan A. Mantilla G. ()*
*PhD. Alejandro Díaz M. (**)*
*PhD. Juan V. Balbastre T. (***)*
*PhD. Luis Nuño F. (****)*

*(**) Instituto de Aplicaciones de las Tecnologías de la Información y de las Comunicaciones Avanzadas – ITACA*
Universidad Politécnica de Valencia
Valencia, España
Grupo de Electromagnetismo y Materia - GEM

(), (**), (***) Instituto de Aplicaciones de las Tecnologías de la Información y de las Comunicaciones Avanzadas – ITACA*
Universidad Politécnica de Valencia
Valencia, España
Grupo de Electromagnetismo Aplicado – GEA
imantilla@itaca.upv.es, jbalbast@itaca.upv.es, lnuno@dc.com.upv.es

Resumen— En este artículo se presenta una descripción de la técnica de adaptación modal aplicada al cálculo de los coeficientes de expansión modal por medio de los cuales se calcula la Matriz de Dispersión Generalizada (MDG) de una estructura de microondas con guías rectangulares. Se presenta la definición de la MDG, con las expresiones matemáticas que la describen, luego se hace un breve desarrollo de la técnica de adaptación modal en guías rectangulares, presentando la formulación que caracteriza este tipo de estructuras. Paso siguiente se plantean las expresiones para el cálculo de la MDGs total de un sistema con varios tramos de guías, y por último se presentan algunos resultados comparativos de casos típicos en microondas, con un software comercial de diferencias finitas en el dominio del tiempo (FD-TD), junto con una comparación de tiempos, para mostrar la gran eficiencia computacional que posee esta técnica. Cabe anotar que no se presenta una técnica nueva ni una aplicación nueva, sólo se hace un comparativo para mostrar las virtudes de esta técnica.

Palabras Claves— Matriz de Dispersión Generalizada, adaptación modal, coeficientes de expansión modal

Abstract— This article shows a description of the technique of modal adaptation applied to the calculation of the coefficients of modal expansion by means of which the Matrix of Dispersión Generalizada (MDG) of a structure of microwaves with rectangular guides calculates. The definition of the MDG appears, of the mathematical expressions that describe it, soon takes control a brief development of the technique of modal adaptation in rectangular guides, presenting the formulation that characterizes east type of structures. In the following step, the expressions for the calculation of the total MDGs of a system with several sections of guides consider, and finally some comparative results of typical cases in microwaves appear, with a commercial software of finite differences in the dominion of the time (FD-TD), along with a comparison of times, to show the great computacional efficiency that has this technique. It is possible to write down that one does not appear a new technique nor a new application, is only made a comparative one to show the virtues of this technique.

Keywords— Matrix of Dispersión Generalizada, Modal adaptation, Coefficients of modal expansion

INTRODUCCIÓN

La caracterización de elementos de guiado de ondas es un punto muy importante para el diseño de estructuras de microondas. La simulación numérica de la respuesta de estos componentes permite el diseño de una gran variedad de estructuras, como filtros, guías corrugadas, bocinas, iris, hornos, etc. Es de gran importancia el estudio de estructuras con guías rectangulares, debido al gran potencial aplicativo que poseen. La matriz de dispersión generalizada (MDG) describe la interacción mutua de n modos dominantes y modos al corte [1],[2],[3]. Está estrechamente relacionada con la matriz de dispersión convencional [Sc] que se utiliza en redes de microondas. La diferencia es que ésta tiene en cuenta sólo el modo fundamental y cada uno de sus parámetros S_{ij} son escalares, mientras que la MDG incluye tanto el modo fundamental como los de orden superior, siendo cada uno de sus parámetros matrices en lugar de escalares. Estas matrices dependen de los modos utilizados para cada uno de los tramos, y su cálculo requiere de una técnica analítica o numérica. En este caso se ha utilizado una técnica analítica, conocida como Ajuste Modal (del Inglés Mode Matching) [1],[2],[4],[5]. Consiste en utilizar las expresiones analíticas de los campos normalizados en cada guía y mediante la imposición de las condiciones de contorno en las discontinuidades, calcular los valores de amplitudes para cada uno de los modos. Esta técnica se ha escogido por su eficiencia computacional y exactitud que suministra, dado su gran componente analítica. Por otro lado, cabe anotar que una de las ventajas de esta técnica es que permite la solución de un problema con cierta complejidad geométrica, mediante la división de éste en secciones más sencillas, cuyos parámetros son conocidos o fácilmente calculables. El límite de esta técnica es en aplicaciones de guías rectangulares en cascada, ya que para otros componentes la complejidad analítica aumenta significativamente, hasta el punto de requerir apoyo de técnicas numéricas.

MATRIZ DE DISPERSIÓN GENERALIZADA (MDG)

Como se ha comentado en la introducción, la MDG describe el comportamiento electromagnético de redes de microondas, mediante relaciones modales en cada sección. Para una mejor comprensión,

obsérvese la figura 1, la cual consiste en una red equivalente de dos accesos.

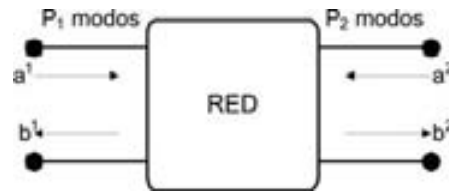


Figura 1. Red de dos accesos.

En ella a^i y b^i , son las amplitudes complejas de los modos incidentes y reflejados en el acceso i . Se toman dos planos de referencia tales que la estructura a resolver quede entre ellos, permitiendo de esta manera el tratamiento de un mayor número de problemas. Cada plano de referencia se trata como un puerto "físico" y se supone que cada uno de ellos está acompañado de infinitos puertos "modales".

En el tipo de problemas que nos ocupa, con base en los modos de cada tramo de guía, se debe calcular la MDG de la discontinuidad y luego, junto con las MDG de las guías (las cuales son conocidas), obtener la Matriz que caracterice todo el sistema.

Se expresan las componentes transversales de los campos como combinación lineal de funciones base, tal y como se muestra a continuación:

$$\vec{E}_t^i = \sum_{n=1}^{P_i} v_n^i \cdot \vec{e}_n^i \quad (1)$$

$$\vec{H}_t^i = \sum_{n=1}^{P_i} i_n^i \cdot \vec{h}_n^i \quad (2)$$

donde $v_n^i v_n^i$ e $i_n^i i_n^i$, representan los coeficientes de expansión modal de tensión y corriente para el modo n en el acceso i , $\vec{e}_n^i \vec{e}_n^i$ y $\vec{h}_n^i \vec{h}_n^i$ son los campos transversales normalizados en amplitud eléctrica y magnética, respectivamente, en el acceso i . Las amplitudes complejas de los modos, para el caso de la red de dos accesos de la figura 1, se relacionan con los coeficientes de expansión modal de la siguiente manera:

$$\vec{v}_n^1 = \vec{a}_n^1 + \vec{b}_n^1 \quad (3)$$

$$\vec{i}_n^1 = \vec{a}_n^1 - \vec{b}_n^1 \quad (4)$$

$$\bar{v}_n^2 = \bar{a}_n^2 + \bar{b}_n^2 \quad (5)$$

$$\bar{i}_n^2 = \bar{a}_n^2 - \bar{b}_n^2 \quad (6)$$

$\bar{a}_n^1 \bar{a}_n^1$: Amplitud compleja del modo n en la guía 1, incidente al acceso.

$\bar{b}_n^1 \bar{b}_n^1$: Amplitud compleja del modo n en la guía 1, reflejado desde el acceso.

$\bar{a}_n^2 \bar{a}_n^2$: Amplitud compleja del modo n en la guía 2, incidente al acceso.

$\bar{b}_n^2 \bar{b}_n^2$: Amplitud compleja del modo n en la guía 2, reflejado desde el acceso.

Conocidas las expresiones anteriores, se define la matriz de dispersión generalizada, como:

$$[S] = \begin{bmatrix} \bar{S}_{11(P_1 \times P_2)} & \bar{S}_{12(P_1 \times P_2)} \\ \bar{S}_{21(P_2 \times P_2)} & \bar{S}_{22(P_2 \times P_2)} \end{bmatrix}_{(P_1+P_2) \times (P_1+P_2)} \quad (7)$$

la cual relaciona los modos incidentes y reflejados de los accesos de la siguiente forma:

$$\begin{bmatrix} \bar{b}_{(P_1 \times 1)}^1 \\ \bar{b}_{(P_2 \times 1)}^2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \bar{S}_{11(P_1 \times P_2)} & \bar{S}_{12(P_1 \times P_2)} \\ \bar{S}_{21(P_2 \times P_2)} & \bar{S}_{22(P_2 \times P_2)} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \bar{a}_{(P_1 \times 1)}^1 \\ \bar{a}_{(P_2 \times 1)}^2 \end{bmatrix} \quad (8)$$

donde el énfasis superior de una línea denota un vector y la doble línea una matriz. Y los sub-índices de cada vector o matriz son sus respectivos tamaños.

No obstante, para el cálculo de la MDG de la discontinuidad, resta calcular las amplitudes complejas de los modos salientes de los accesos ($\bar{b}^1 \bar{b}^1$ y $\bar{b}^2 \bar{b}^2$), por medio de la técnica de ajuste modal, como anteriormente se ha comentado. A manera de generalización para el caso de un número N de accesos, se tiene la siguiente relación para el elemento $\bar{S}_{ij} \bar{S}_{ij}$ de la MDG:

$$\bar{b}^i = \sum_{j=1}^N \bar{S}_{ij} \cdot \bar{a}^j; \quad i = 1 \dots N \quad (9)$$

siendo $\bar{b}^i \bar{b}^i$ un vector de amplitudes complejas de modos que se reflejan desde el acceso ii y $\bar{a}^j \bar{a}^j$ el vector de amplitudes complejas de modos que se propagan hacia el acceso jj . Finalmente el tamaño de $[S][S]$ será de NxN sub-matrices, y el de

cada uno de ellas será de $P_i \times P_j P_i \times P_j$, donde P_x P_x es el número de modos utilizados en el acceso xx .

LA TÉCNICA DE AJUSTE MODAL

Esta técnica consiste en expresar el campo eléctrico y magnético en ambos lados de una discontinuidad transversal como suma de los infinitos modos normales (soluciones ortonormales) de cada una de las secciones de guía de onda, con coeficientes desconocidos, e imponiendo posteriormente las condiciones de contorno de las componentes transversales de los campos [5],[6]. De este procedimiento se obtiene un sistema de ecuaciones que debe resolverse para obtener los coeficientes, con los que finalmente se calcula la MDG de la discontinuidad. Para ilustrar la filosofía de la técnica, se desarrollan los campos para un caso general de dos guías rectangulares en cascada, como se muestra en la figura 2.

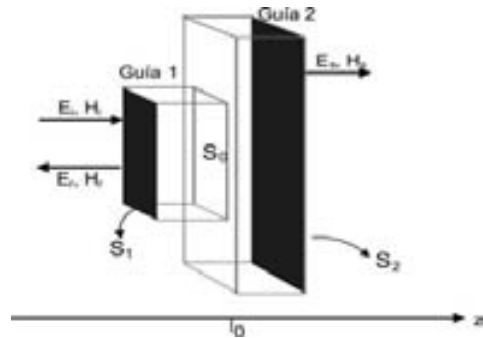


Figura 2. Guías rectangulares en cascada.

Si se tiene un campo incidente $\bar{E}_i = \bar{E}^{(1)+}$ $\bar{E}_i = \bar{E}^{(1)+}$ que se propaga en la dirección $+z+z$, la discontinuidad en el plano $z=0z=0$ produce un campo reflejado $\bar{E}_r = \bar{E}^{(1)-}$ $\bar{E}_r = \bar{E}^{(1)-}$ que se propaga en dirección $-z-z$, y un campo transmitido $\bar{E}_s = \bar{E}^{(2)+}$ $\bar{E}_s = \bar{E}^{(2)+}$ que se propaga en dirección $+z+z$. Las componentes transversales de estos campos quedan:

$$\bar{E}_t^{(1)} = \bar{E}_t^{(1)+} + \bar{E}_t^{(1)-} \quad (10)$$

$$\bar{E}_t^{(1)} = \sum_{m=1}^{\infty} a_m^1 \cdot \bar{e}_m^{(1)} \cdot e^{-\gamma_m^{(1)} z} + b_m^1 \cdot \bar{e}_m^{(1)} \cdot e^{\gamma_m^{(1)} z} \quad (11)$$

$$\vec{H}_t^{(1)} = \vec{H}_t^{(1)+} + \vec{H}_t^{(1)-} \tag{12}$$

$$\vec{H}_t^{(1)} = \sum_{m=1}^{\infty} a_m^1 \cdot \vec{h}_m^{(1)} \cdot e^{-\gamma_m^{(1)} z} - b_m^1 \cdot \vec{h}_m^{(1)} \cdot e^{\gamma_m^{(1)} z} \tag{13}$$

$$\vec{E}_t^{(2)} = \vec{E}_t^{(2)+} = \sum_{m=1}^{\infty} b_m^2 \cdot \vec{e}_m^{(2)} \cdot e^{-\gamma_m^{(2)} z} \tag{14}$$

$$\vec{H}_t^{(2)} = \vec{H}_t^{(1)+} = \sum_{m=1}^{\infty} b_m^2 \cdot \vec{h}_m^{(2)} \cdot e^{-\gamma_m^{(2)} z} \tag{15}$$

donde $\gamma_m^{(i)} \gamma_m^{(i)}$, es la constante de propagación del modo m en la guía ii .

Las condiciones de contorno para los campos transversales son:

$$\vec{E}_t^{(1)} \Big|_{z=0} = \begin{cases} \vec{E}_t^{(2)} \Big|_{z=0}, & \text{sobre } S_0 \\ 0, & \text{sobre } S_1 - S_0 \end{cases} \tag{16}$$

$$\vec{E}_t^{(2)} \Big|_{z=0} = \begin{cases} \vec{E}_t^{(1)} \Big|_{z=0}, & \text{sobre } S_0 \\ 0, & \text{sobre } S_2 - S_0 \end{cases} \tag{17}$$

$$\vec{H}_t^{(1)} \Big|_{z=0} = \vec{H}_t^{(2)} \Big|_{z=0}, \quad \text{sobre } S_0 \tag{18}$$

Imponiendo 16-18 y desarrollando, queda el siguiente sistema:

$$\sum_{m=1}^{\infty} (a_m^1 + b_m^1) \cdot \vec{e}_m^{(1)} = \sum_{m=1}^{\infty} b_m^2 \cdot \vec{e}_m^{(2)} \tag{19}$$

$$\sum_{m=1}^{\infty} (a_m^1 - b_m^1) \cdot \vec{h}_m^{(1)} = \sum_{m=1}^{\infty} b_m^2 \cdot \vec{h}_m^{(2)} \tag{20}$$

donde $a_m^1 a_m^1$ son los coeficientes conocidos, ó valores de entrada; $b_m^1 b_m^1$ y $b_m^2 b_m^2$ son los coeficientes desconocidos. Se debe tener en cuenta que en las expresiones 19-20 las funciones $\vec{e}_m^{(i)} \vec{e}_m^{(i)}$ y $\vec{h}_m^{(i)} \vec{h}_m^{(i)}$ tienen dependencia espacial con las variables $(x, y)(x, y)$, por lo tanto para eliminar

esta dependencia y obtener el sistema definitivo, se tendrán que multiplicar vectorialmente estas funciones por $\vec{h}_m^{(i)} \vec{h}_m^{(i)}$ y $\vec{e}_m^{(i)} \vec{e}_m^{(i)}$ respectivamente, e integrar este producto sobre $S_0 S_0$ [4].

Las expresiones para los campos normalizados en una guía rectangular son [7],[8],[9]:

$$\vec{e}_{tmn}^{TE}(x, y) = N_{mn} \left(\hat{x} \frac{n}{b} \cos \frac{m\pi x}{a} \sin \frac{n\pi y}{b} - \hat{y} \frac{m}{a} \sin \frac{m\pi x}{a} \cos \frac{n\pi y}{b} \right) \tag{21}$$

$$\vec{e}_{tmn}^{TM}(x, y) = N_{mn} \left(\hat{x} \frac{m}{a} \cos \frac{m\pi x}{a} \sin \frac{n\pi y}{b} - \hat{y} \frac{n}{b} \sin \frac{m\pi x}{a} \cos \frac{n\pi y}{b} \right) \tag{22}$$

$$N_{mn} = \frac{\sqrt{v_m v_n}}{\sqrt{n^2 \frac{a}{b} + m^2 \frac{b}{a}}} \tag{23}$$

$$v_m = \begin{cases} 1, & m = 0 \\ 2, & m \neq 0 \end{cases} \tag{24}$$

donde aa y bb son las dimensiones horizontales y verticales de la guía, respectivamente y los sub-índices mm y nn hacen referencia a las variaciones del modo en la dirección horizontal y vertical, respectivamente.

OBTENCIÓN DE LA MDG TOTAL DE LA ESTRUCTURA

Se ha visto como obtener la MDG de la discontinuidad entre dos guías. Una vez obtenidas, éstas se deben combinar con las MDGs de cada guía para así obtener una matriz general que describa todo el sistema. A continuación se describe brevemente cómo se hace éste cálculo para un tramo de dos redes bi-puerto.

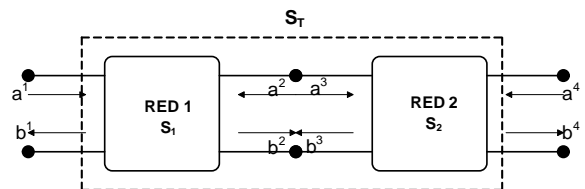


Figura 3. Conexión de dos redes bi-puerto.

Para cada red la MDG es:

$$[S_1] = \begin{bmatrix} \bar{S}_{11} & \bar{S}_{12} \\ \bar{S}_{21} & \bar{S}_{22} \end{bmatrix} \tag{25}$$

$$[S_2] = \begin{bmatrix} \bar{S}_{33} & \bar{S}_{34} \\ \bar{S}_{43} & \bar{S}_{44} \end{bmatrix} \quad (26)$$

Y cada elemento de la matriz total $S_T S_T^T$, viene dado por:

$$\bar{S}_{11T} = \bar{S}_{11} + \bar{S}_{12} \Delta_1 \bar{S}_{33} \bar{S}_{21} \quad (27)$$

$$\bar{S}_{12T} = \bar{S}_{12} \Delta_1 \bar{S}_{34} \quad (28)$$

$$\bar{S}_{21T} = \bar{S}_{43} \Delta_2 \bar{S}_{21} \quad (29)$$

$$\bar{S}_{22T} = \bar{S}_{43} \Delta_2 \bar{S}_{22} \bar{S}_{34} + \bar{S}_{44} \quad (30)$$

$$\Delta_1 = (I - \bar{S}_{33} \bar{S}_{22})^{-1} \quad (31)$$

$$\Delta_2 = (I - \bar{S}_{22} \bar{S}_{33})^{-1} \quad (32)$$

donde I es la matriz identidad.

RESULTADOS

Se han simulado dos casos típicos de estructuras de microondas. En ambos casos se obtienen resultados comparativos entre la técnica descrita aquí y un software comercial de FD-TD (Finite Difference Time Domain). Dada la limitación de espacio, se muestran resultados únicamente para el acoplo entre el primer modo de cada guía, pero los resultados son igualmente correctos para cualquier otra combinación de modos. Se hace un barrido de frecuencias de $2 - 5 \text{ GHz}$ para el caso 1 y de $10 - 15 \text{ GHz}$ para el caso 2.

Caso 1

En la figura 4 se muestra una estructura típica de guías de onda, formada por dos tramos de guías rectangulares en serie. En la tabla 1 se muestran las respectivas dimensiones, número de modos utilizados en las simulaciones con Mode-Matching y la propiedad dieléctrica de cada una, posteriormente en las figuras 5-7 se muestran los resultados comparativos entre la técnica acá descrita y FD-TD.

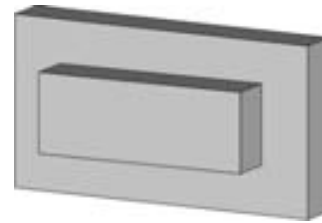


Figura 4. Estructura para el caso 1.

Guía	Ancho (cm)	Alto (cm)	Longitud (cm)	Número de Modos	ϵ_r
1	6	2	1	8	1
2	8.6	4.3	1	23	1

Tabla 1. Datos para el caso 1.

Los resultados para este caso son:

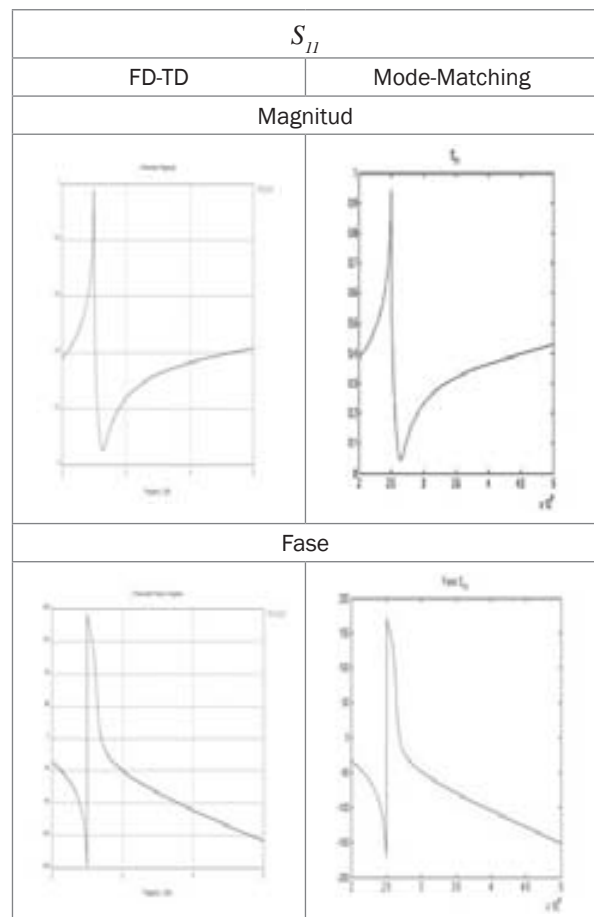


Figura 5. Parámetro S_{11} - caso 1

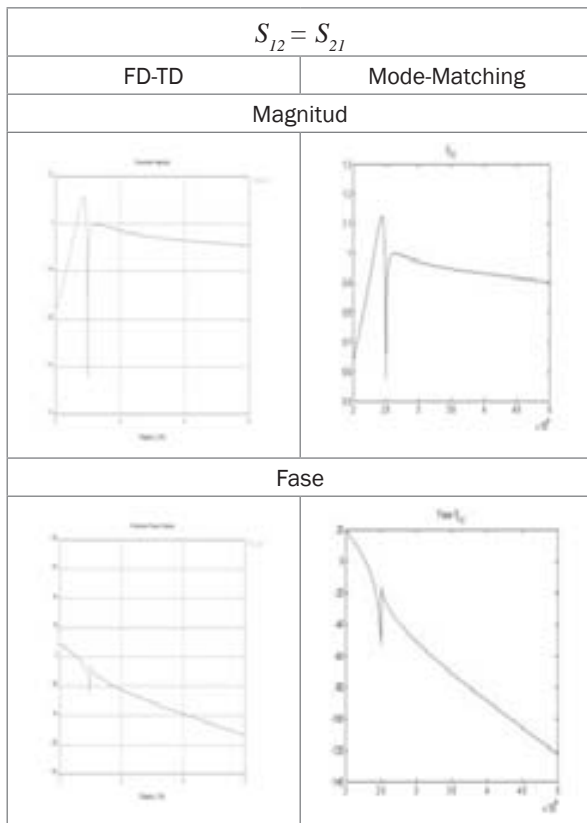


Figura 6. Parámetro $S_{12}S_{12}$ -caso 1

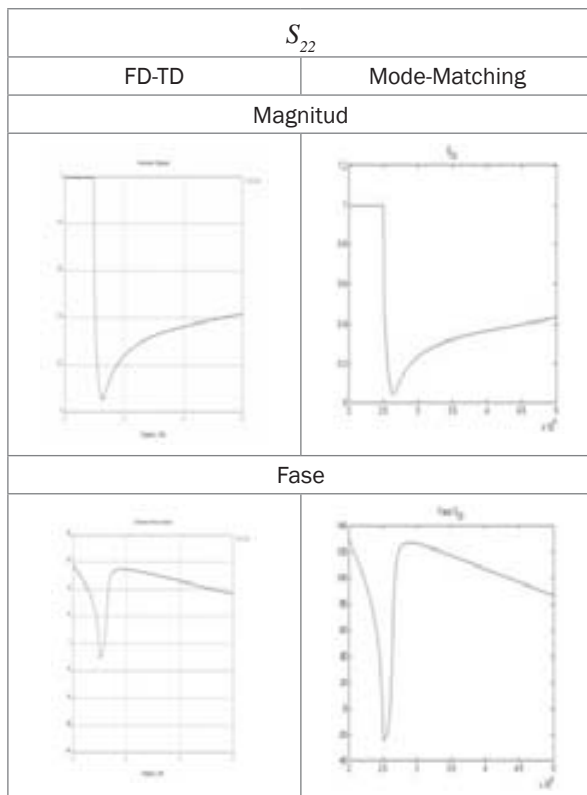


Figura 7. Parámetro $S_{22}S_{22}$ -caso 1

Caso 2

En la figura 8, se muestra un filtro capacitivo paso bajo simplemente corrugado, muy utilizado en aplicaciones radar, multiplexores de satélites, calentamiento por microondas, entre otras; en una guía WR-75. Se muestran sus dimensiones para una aplicación en la banda de los **10 – 15 GHz**. Este modelo ha sido validado ya por [10], [11]. Todas las dimensiones están dadas en mm.

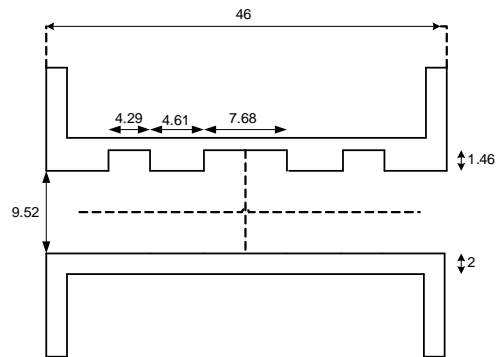
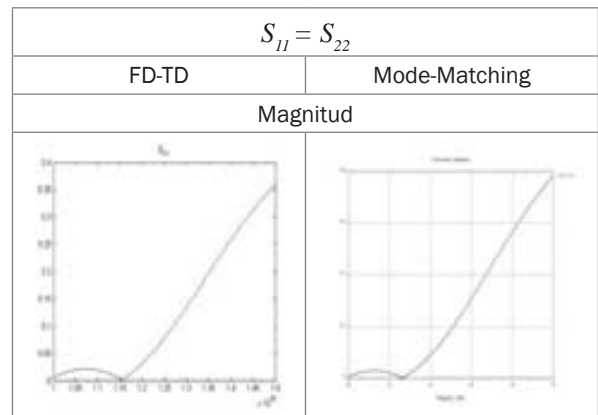


Figura 8. Filtro simplemente corrugado.

Por ser una estructura simétrica, los parámetros $S_{11}S_{11}$ y $S_{22}S_{22}$, son iguales, y por ser al mismo tiempo reciproca, el $S_{12}S_{12}$ y $S_{21}S_{21}$ también lo son. Se han utilizado 32 modos para los tramos con dimensión vertical menor y 44 para los tramos de mayor dimensión vertical.

Los resultados son:



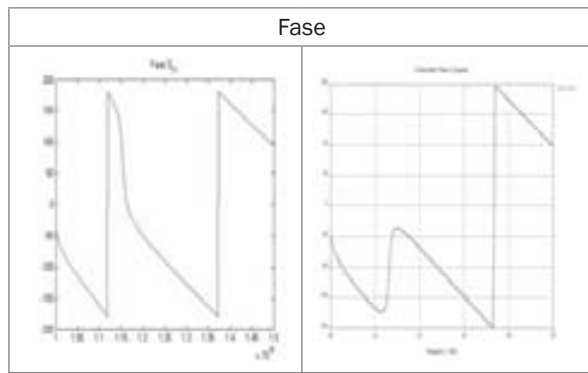


Figura 9. Parámetro $S_{11}S_{11}$ -caso 2

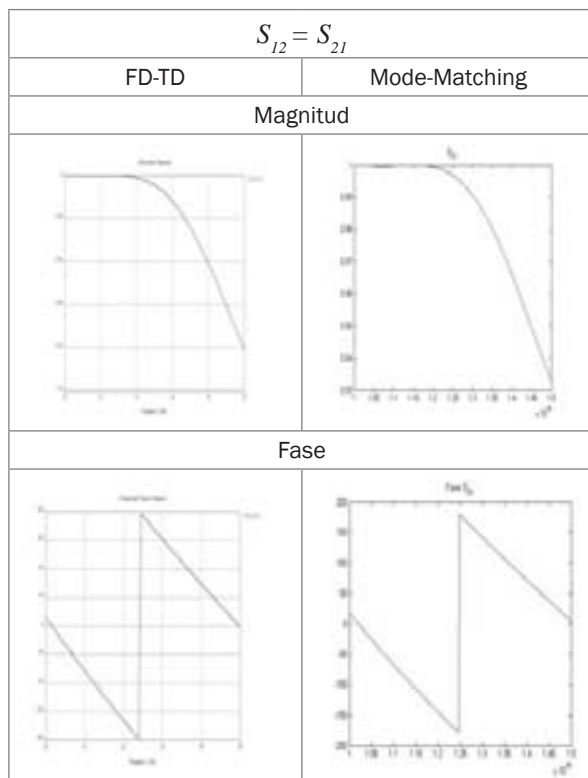


Figura 10. Parámetro $S_{12}S_{12}$ -caso 2

Se puede observar que la técnica acá descrita, en todos los casos se ajusta de manera muy exacta a los resultados. Para la figura 9, la diferencia de fases entre los 11-12 GHz se debe a que en ese punto la amplitud es cero, y para estos casos la variación de fase no es relevante.

Comparativa de tiempos

Técnica \ Caso	1	2
FD-TD	1290 seg.	36814 seg.
Mode Matching	21.2 seg.	781.40 seg.

Tabla 3. Comparativa de tiempos FD-TD - Mode Matching

CONCLUSIONES

Se ha descrito una técnica analítica para la obtención de la Matriz de Dispersión Generalizada en estructuras de guías de onda rectangulares en cascada, presentando el desarrollo matemático principal de toda la teoría. La obtención de la MDG mediante la técnica de ajuste modal presenta una alta eficiencia computacional al no requerir la evaluación de complejas aproximaciones numéricas, característica que al tiempo la provee de gran exactitud. Esta técnica puede ser utilizada como base para la solución de problemas con un alto grado de complejidad en conjunción con técnicas numéricas.

BIBLIOGRAFÍA

- [1] Hahn, W.C: "A New Method for the Calculation of Cavity Resonators". J. Appl. Phys. Vol. 12. Jan. 1941, pp. 62-68.
- [2] Carricoats, P.J.B; Slinn, K.R: "Numerical Solution of Waveguide-Discontinuity Problems". Proceeding IEE. vol. 114. July 1967, pp. 878-886.
- [3] Rozzi, T.E: "Equivalent Network for Interacting Thick Inductive Irises". IEEE Trans.Microwave Theory and Tech. vol. 20, issue 5. 1972, pp. 323-330.
- [4] Wexler, A: "Solution of Waveguide discontinuities by Modal Analysis". IEEE Trans. Microwave Theory and Tech. vol. 15, Sep. 1967, pp. 508-517.
- [5] Shih, Y.C; Gray, K.G: "Convergence of Numerical Solutions of Step-Type Waveguide Discontinuity Problems by Modal Analysis". IEEE Trans. MTT-S International Microwave Symposium Digest.
- [6] G. Concianuro, M. Guglielmi, R. Sorrentino, Advanced Modal Analysis, John Wiley & Sons, Ltd, 2000.
- [7] J. Jin, The Finite Element Method in Electromagnetics, New York (NY): John Wiley & Sons, Inc, 2002.
- [8] A. Díaz Morcillo, M. Requena P, J. Monzó Cabrera, Transmisión por Soporte Físico, Universidad Politécnica de Cartagena, Septiembre de 2006.

- [9] L. Nuño F, J. Balbastre T, L. Juan Llácer, H. Esteban G, *Electrodinámica para Ingenieros*, Universidad Politécnica de Valencia, Marzo de 2005.
- [10] T. Rozzi and M. Mongiardo, "E-plane steps in rectangular waveguide", *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, vol. 39, pp. 1279-1288, Aug. 1991.
- [11] P. Soto, V. Boria, J. Catalá-Civera, N. Chouaib, M. Guglielmi and B. Gimeno, "Analysis, design, and experimental verification of microwave filters for safety issues in open-ended waveguide systems", *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, vol. 48, pp. 2133-2140, Nov. 2000
- [12] N. Marcuvitz, *Waveguide Handbook*. New York (NY): McGraw-Hill Book Company Inc., 1951.
- [13] M. Abramowitz and I. Stegun, *Handbook of mathematical functions*. New York (NY): Dover Publications, 1970.
- [14] Constantine A. Balanis, *Advanced Engineering Electromagnetics*, John Wiley & Sons, Inc, 1989.
- [14] R. F. Harrington, *Time Harmonic Electromagnetic Field*. New York (NY): MacGraw-Hill Book Company Inc, 1961.

Control de una turbina eólica de velocidad variable conectada a la red eléctrica

MSc (c) HERNANDO GONZÁLEZ ACEVEDO

División de Ingenierías
Facultad de Ingeniería Mecatrónica
Universidad Santo Tomas
Bucaramanga, Colombia

Grupo de Investigación en Automatización, Modelamiento, Simulación y Control de Productos y Procesos
hernando_gonza@hotmail.com

Resumen— La mayoría de las turbinas eólicas instaladas actualmente, utilizan un generador de inducción doblemente alimentado (DFIG), conectado al sistema a través de una caja multiplicadora. En el artículo se presenta una descripción del modelo matemático de cada uno de los subsistemas que la conforman: modelo del viento, modelo aerodinámico, modelo mecánico y eléctrico.

Palabras claves— Turbina eólica, Modelo de la velocidad del viento, Modelo del sistema mecánico, Generador DFIG

Abstract— Most of installed current eolic turbines use a generator of induction doubly fed (DFIG), connected to the system through a multiplying box. This article presents a description of the mathematical model of each one of the subsystems that conform it: model of the wind, aerodynamic model, mechanical and electrical model.

Keywords— Eolic turbine, Model of the wind speed, Model of the Mechanical System, Generating DFIG

INTRODUCCIÓN

Obtener energía a partir de fuentes renovables es una meta de obligatorio cumplimiento si se desea preservar la salud del planeta. La energía eólica es una alternativa que se ha venido estudiando desde finales del siglo XX, principalmente en países europeos, debido a que es una fuente inagotable, no contaminante y de libre acceso. Su integración con los sistemas de potencia ha sido un tema de investigación, buscando en primer lugar determinar modelos matemáticos de los elementos que la conforman realizando a partir de ellos estudios de la estabilidad [1], [2], [3], [4], entre otros.

El segundo enfoque ha sido el estudio de técnicas de control que permitan regular la potencia activa y reactiva que entrega el generador de inducción a la línea de transmisión. Algunos autores se basan en los conceptos de control por orientación del flujo del estator o el rotor[5], [6], [7], y el control de torque directo (DTC) [8]. Dado que los parámetros de la máquina pueden cambiar como resultado de la saturación y variaciones de la temperatura, se implementan esquemas de control que incorpo-

ren de alguna forma la adaptación de parámetros o sean insensibles a estas modificaciones como los propuestos en [9], [10] y [11].

MODELO DINÁMICO DEL VIENTO

La velocidad del viento se puede calcular como la suma de dos componentes: la primera corresponde a un perfil de velocidad media que incide sobre el área del rotor y la segunda, denominada turbulencia, se relaciona con las variaciones temporales que presenta la señal, las cuales siguen un comportamiento en frecuencia definido por el espectro de Kaimal [3]

$$S_i(f) = \frac{\sigma^2 L}{2 V_0} \frac{1}{\left(1 + \frac{3L}{2V_0} f\right)^{\frac{5}{3}}} \quad (1)$$

$$L = \begin{cases} 20z & \text{para } z < 20 \text{ mt} \\ 600 & \text{para } z > 20 \text{ mt} \end{cases} \quad (2)$$

$$\sigma = IV_o \quad (3)$$

- f Frecuencia
- L Longitud de escala de la turbulencia
- z Altura de la torre
- σ Desviación estándar de la velocidad del viento
- I Intensidad de turbulencia
- V_0 Velocidad media del viento

Para simular las fluctuaciones del viento en el dominio del tiempo se emplea un generador de ruido blanco seguido por un filtro análogo [4] que presente una densidad espectral aproximada al PSD de Kaimal, ecuación (1). En la figura 1 se observa de forma simultánea estos dos espectros para un $\sigma = 0,1$, $L=600$ y una velocidad media del viento de 15 m/s.

$$H(s)\sigma = \sqrt{\frac{L}{V_0} \frac{0,0182c^{23}s^2 + 1,3653cs + 0,9846}{1,3463c^{23}s^2 + 3,7593cs + 1}} \quad (4)$$

$$c = \frac{L}{2\delta V_0} \quad (5)$$

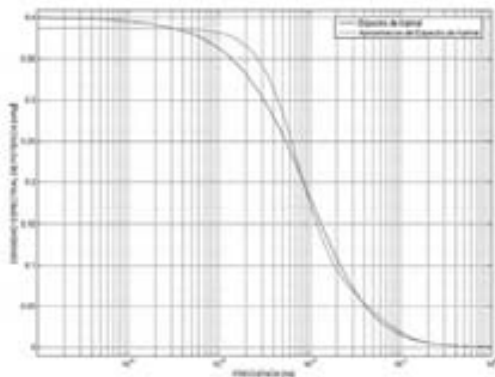


Figura 1. Aproximación del espectro de Kaimal

En una turbina de tres aspas perfectamente espaciadas se ha encontrado que las componentes que generan fluctuaciones en el torque aerodinámico son los armónicos de tercer orden de la componente de turbulencia, con una frecuencia fundamental igual a la velocidad del rotor. Este fenómeno se denomina “muestreo rotacional de turbulencia” [3]. Con el fin de modelar este fenómeno se implementa el diagrama de bloques de la figura 2, el cual genera una velocidad de viento equivalente a la observada en un punto sobre el área del rotor.

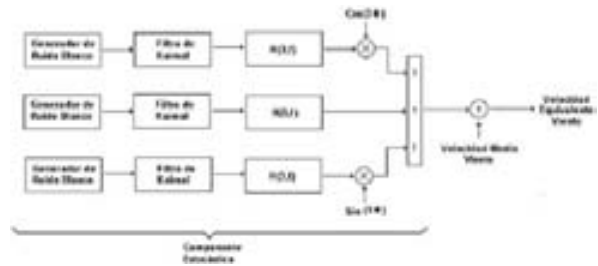


Figura 2 Diagrama de bloque del modelo equivalente de la velocidad del viento

θ es el desplazamiento angular de la turbina y los filtros $H(0,f)$ y $H(3,f)$ se definen respectivamente como

$$H(0, f) = \frac{4,7869d_{TF}s + 0,9904}{7,6823d_{TF}^2s^2 + 7,3518d_{TF}s + 1} \quad (6)$$

$$H(3, f) = \frac{0,2766d_{TF}s + 0,0307}{0,3691d_{TF}^2s^2 + 1,7722d_{TF}s + 1} \quad (7)$$

$$d_{TF} = \frac{R}{V_0} \quad (8)$$

donde R el radio de la turbina .

En la figura 3 se observa el PSD de una secuencia de datos que simulan la velocidad del viento sobre una turbina eólica para un radio de 40 m, una velocidad promedio del viento de 20 m/s, una longitud de escala de 600 m, una intensidad de turbulencia de 20% y una velocidad del rotor de 0,31 Hz.

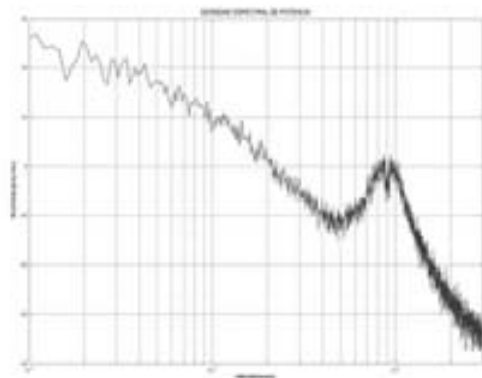


Figura 3. PSD para una secuencia de datos de la Velocidad del Viento

MODELO AERODINÁMICO DE LA TURBINA

La potencia desarrollada por una turbina eólica se determina a partir de la siguiente relación:

$$P = \frac{1}{2} \rho A V^3 C_p(\lambda, \beta) \quad (9)$$

$$\ddot{e} = \frac{\dot{\omega}_{Rot} R}{v} \quad (10)$$

donde ρ es la densidad del aire, A es la superficie barrida por las aspas, V es la velocidad equivalente del viento, C_p es el coeficiente de potencia, β es el ángulo de paso de las aspas, ω_{ROT} es la velocidad mecánica del rotor de la turbina y R el radio del aspa. El coeficiente C_p depende del diseño aerodinámico de la turbina y el máximo valor teórico es 0,593, denominado el límite de Betz. Una aproximación de esta curva se encuentra en [12].

$$C_p \beta = 0,5176 \left(\frac{116}{\lambda_1} - 0,4\lambda - 5 \right)^{-2} \lambda + 0,0068 \quad (11)$$

$$\frac{1}{\ddot{e}_i} = \frac{1}{\ddot{e} + 0,08\hat{a}} - \frac{0,035}{\hat{a}^3 + 1} \quad (12)$$

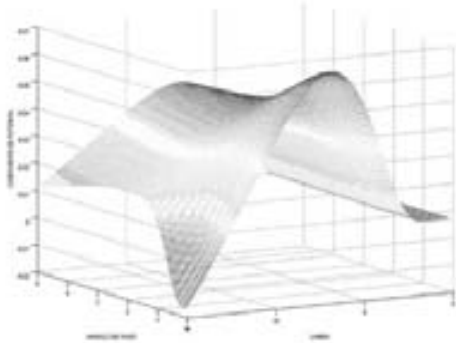


Fig 4. Coeficiente de Potencia

MODELO DINÁMICO DEL SISTEMA MECÁNICO

Existen componentes mecánicos presentes en una turbina eólica que pueden transmitir oscilaciones a la red, como son las aspas, el eje de baja velocidad, la caja multiplicadora y el eje de alta velocidad. Una aproximación común para caracterizar esta dinámica es utilizar el modelo matemá-

tico de un sistema mecánico de dos masas, considerando que la unión entre las aspas y el buje está fuertemente amortiguada.

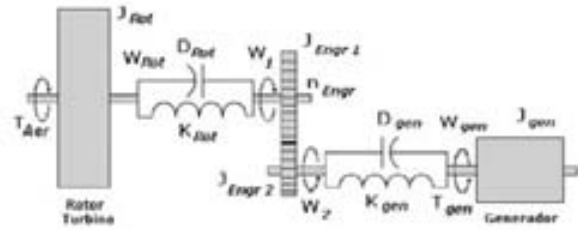


Figura 5. Sistema Mecánico

Las ecuaciones que describen la dinámica del sistema mecánico de la figura 5 son:

$$T_{Aer} - D_{Rot}(\omega_{Rot} - \omega_1) - Q_{Rot} = J_{Rot} \frac{d}{dt} \omega_{Rot} \quad (13)$$

$$D_{Rot}(\omega_{Rot} - \omega_1) + Q_{Rot} - T_1 = J_{Eng1} \frac{d}{dt} \omega_1 \quad (14)$$

$$T_2 - D_{Gen}(\omega_2 - \omega_{Gen}) - Q_{Gen} = J_{Eng2} \frac{d}{dt} \omega_2 \quad (15)$$

$$D_{Gen}(\omega_2 - \omega_{Gen}) + Q_{Gen} - T_{Elec} = J_{Gen} \frac{d}{dt} \omega_{Gen} \quad (16)$$

$$Q_{Rot} = K_{Rot} \int (\omega_{Rot} - \omega_1) dt \quad (17)$$

$$Q_{Gen} = K_{Gen} \int (\omega_2 - \omega_{Gen}) dt \quad (18)$$

$$\frac{T_1}{T_2} = \frac{\omega_2}{\omega_1} = n_{Eng} \quad (19)$$

T_{Aer} Par aerodinámico

J_{Rot} Momento de inercia de las aspas y el buje

K_{Rot} Coeficiente de rigidez del eje de baja velocidad

D_{Rot} Coeficiente de amortiguamiento del eje de baja velocidad

ω_{Rot} Velocidad mecánica de la turbina

J_{Eng1} Momentos de inercia de los engranes de la

caja multiplicadora

ω_1 Velocidad mecánica de los engranes de la

caja multiplicadora

n_{Eng} Relación de engranes de la caja multiplicadora

K_{Gen} Coeficiente de rigidez del eje de alta velocidad

ω_{Gen} Velocidad mecánica del generador de inducción

J_{Gen} Momento de inercia del generador de inducción

T_{Elec} Torque electromagnético producido por el generador de inducción

MODELO DINÁMICO DE UN GENERADOR DOBLEMENTE ALIMENTADO - DFIG

Un DFIG es un generador de inducción de rotor bobinado, con el estator conectado a la red de transmisión o a una carga balanceada, y el rotor va unido a un inversor AC/AC, el cual suministra potencia reactiva.

El sistema de ecuaciones diferenciales que caracteriza la dinámica de la máquina se puede establecer utilizando el sistema de referencia ABC o un sistema de coordenadas arbitrario dq. En el primer caso, las inductancias son función de la velocidad del rotor, por lo cual los coeficientes de la matriz de estados son variante en el dominio del tiempo. Un cambio del sistema de referencia a un sistema de coordenadas que gire a una velocidad angular arbitraria ω_g , reduce la complejidad de estas ecuaciones. Normalmente se pueden utilizar tres transformaciones:

Transformación de Park $\omega_g = \omega_r$

Transformación de Clarke $\omega_g = 0$

Velocidad de Sincronismo $\omega_g = \omega_0$

La matriz de transformación para las corrientes del estator a variables dq esta dada por la ecuación (20),

$$\begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\omega_r t) & \cos(\omega_r t - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\omega_r t + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\omega_r t) & -\sin(\omega_r t - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\omega_r t + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} \quad (20)$$

La matriz de transformación para las corrientes del rotor esta dada por la ecuación (21)

$$\begin{bmatrix} I_{dr} \\ I_{qr} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} \quad (21)$$

$$\frac{d}{dt} \theta = \omega_g - \omega_r \quad (22)$$

Las ecuaciones para el voltaje del estator y el rotor, aplicando las matrices detransformación son

$$\begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ V_{dr} \\ V_{qr} \end{bmatrix} = [R] \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \\ I_{dr} \\ I_{qr} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Psi_{ds} \\ \Psi_{qs} \\ \Psi_{dr} \\ \Psi_{qr} \end{bmatrix} + [\Omega] \begin{bmatrix} \Psi_{ds} \\ \Psi_{qs} \\ \Psi_{dr} \\ \Psi_{qr} \end{bmatrix} \quad (23)$$

$$R = \begin{bmatrix} R_s & 000 \\ 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_r & 0 \\ 000 & & & R_r \end{bmatrix} \quad (24)$$

$$\Omega = \begin{bmatrix} 0 & -\omega_g & 0 & 0 \\ \omega_g & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -(\omega_g - \omega_r) \\ 0 & 0 & (\omega_g - \omega_r) & 0 \end{bmatrix} \quad (25)$$

$$\begin{bmatrix} \Psi_{ds} \\ \Psi_{qs} \\ \Psi_{dr} \\ \Psi_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{ss} & 0 & L_m & 0 \\ 0 & L_{ss} & 0 & L_m \\ L_m & 0 & L_{rr} & 0 \\ 0 & L_m & 0 & L_{rr} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \\ I_{dr} \\ I_{qr} \end{bmatrix} \quad (26)$$

Donde

R Resistencia del bobinado del estator

L_{ss} Inductancia del bobinado del estator

R_r Resistencia del bobinado del rotor

L_{rr} Inductancia del bobinado del rotor

L_m Inductancia mutua

P_f Número de par de polos

El par electromagnético, la potencia activa y reactiva suministrada por la máquina, se definen respectivamente como

$$T_e = \frac{3}{2} P_f L_m (I_{dr} I_{qs} - I_{qr} I_{ds}) \quad (27)$$

$$P_{ACT} = \frac{3}{2} (V_{ds} I_{ds} + V_{qs} I_{qs}) \quad (28)$$

$$Q_{REA} = \frac{3}{2} (V_{qs} I_{ds} - V_{ds} I_{qs}) \quad (29)$$

CONCLUSIONES

Un modelo matemático es un método apropiado para el estudio de los efectos de la variación de la velocidad del viento sobre la generación de potencia eléctrica en turbinas eólicas utilizando generadores DFIG. Cada uno de los bloques que conforma el sistema se puede implementar en una herramienta de simulación, como puede ser MATLAB, y establecer estrategias de control que permitan regular la potencia activa entregada por el generador.

BIBLIOGRAFÍA

- [1] Hokkanen, Martti. Salminen, Heikki J. Vekara, Timo. A Short Review Of Models For Grid-Connected Doubly Fed Variable Speed Wind Turbines. University of Vaasa. 2004
- [2] Ledesma, Pablo. Análisis Dinámico de Sistemas Eléctricos con Generación Eólica. Departamento de Ingeniería Eléctrica. Universidad Carlos III de Madrid. 2001.
- [3] Carvalho Rosas, Pedro André. Dynamic Influences of Wind Power on The Power System. Ph.D. Thesis. Technical University of Denmark, March 2003.
- [4] Iov, Florin. Contributions to Modelling, Analysis and Simulation of Ac Drive Systems. Application to Large Wind Turbines. Ph.D. Thesis. Dunarea de Jos University- Galati. 2003.
- [5] Vidal, Paul Etienne. Pietrzak Maria. Stator Flux Oriented Control of a Doubly Fed Induction Machine. Laboratoire d'Electrotechnique et d'Electronique Industrielle, Unité mixte de recherche INPT-ENSEEIH/CNRS. 2003
- [6] Petersson, Andreas. Harnefors, Lennart. Thiringer, Torbjorn. Comparison Between Stator Flux and Grid Flux Oriented Rotor Current Control of Doubly Fed Induction Generators. IEEE Power Electronics Specialists Conference. 2004
- [7] Jeong-Ik Jang. Young Sin Kim. Dong Choon Lee. Active and Reactive Power Control of DFIG for Wind Energy Conversion Under Unbalanced Grid Voltage. Dept. Of Electrical. Eng. Yeungnam Univ. 2006
- [8] Bonnet, F. Vidal, P.E. Pietrzak-David, M. Direct Torque Control of Doubly Fed Induction Machine. Bulletin of the Polish Academy of Sciences. 2006.
- [9] Rocha, Ronilson. Martins Filho, Luis Siqueira. A multivariable H^∞ control for wind energy conversion system. Department of control and Automation. Department of Computation Campus Morro do Cruzeiro. IEEE 2003.
- [10] Kathryn E. Johnson, Lucy Y. Pao, Mark J. Balas, Lee J. Fingersh. Control of variable speed wind turbines, standard and adaptive techniques for maximizing energy capture. IEEE Control Systems Magazine. 2006
- [11] Sun Yaojie, Kang Longyun, Shi Weixiang, Cao Binggang, Yang Zhongying. Robust Sliding Mode Control of Variable Speed Wind Power System. IEEE 2004
- [12] Siegfried. Heier. Grid Integration Of Wind Energy Conversion Systems. John Wiley and Sons. 1999. ISBN 0-471-97143-X.
- [14] Vas, Peter. Vector Control of AC Machines. Clarendon Press OXFORD. 1994

Consideraciones para el diseño de una agrupación circular de barrido horizontal en banda milimétrica

PhD(c) O.E. Herrera (*)
PhD J.V. Balbastre (**)
PhD L. Nuño (***)

(*), (**), (***) Instituto de Aplicaciones de las Tecnologías de la Información y de las Comunicaciones Avanzadas – ITACA
Universidad Politécnica de Valencia
Valencia, España
Grupo de Electromagnetismo Aplicado – GEA
osherbe@upvnet.upv.es, jbalbast@itaca.upv.es, lnuno@dc.com.upv.es

Resumen— En este artículo se realiza el estudio inicial para diseñar una agrupación circular de barrido en acimut en banda milimétrica, cumpliendo con las restricciones específicas de diseño, relativas a las dimensiones físicas de la agrupación y de las características del haz de barrido.

Palabras Claves— Agrupación Circular, barrido electrónico

Abstract— In this article a initial study is done to design a circular grouping of sweeping in azimuth in millimetric band, fulfilling the specific restrictions of design, relative to the physical dimensions of the grouping and the characteristics of the sweeping beam.

Keywords— Circular Grouping, electronic sweeping

INTRODUCCIÓN

Existen importantes diferencias entre las agrupaciones circulares y las agrupaciones lineales [1-3]. En las agrupaciones circulares es posible obtener diagramas de radiación más estrechos en acimut y tener además la habilidad de cubrir los 360° en acimut con una simetría total (con espaciamientos entre elementos, menores o iguales a $\lambda/2$) y hasta 180° de elevación, mientras que con agrupaciones lineales se requieren al menos 3 agrupaciones (que cubren 120° cada una de ellas) para dar una cobertura similar y con una simetría no tan adecuada.

En esta publicación se desarrolla un análisis previo para realizar una agrupación circular, capaz de barrer de forma continua con un haz de 360° en acimut, partiendo de las limitaciones técnicas relativas al tamaño de la agrupación y las especificaciones relacionadas con el tipo de haz que se desea generar. Se determina el tipo de elemento radiante adecuado y se dan varias opciones de posibles redes para alimentación.

AGRUPACIÓN CIRCULAR VS AGRUPACIÓN LINEAL

En la literatura es usual encontrar numerosos estudios de las agrupaciones lineales [4-7], ya sean en una dimensión, denominadas ULA (Uniform linear arrays) o en dos dimensiones URA (Uniform rectangular arrays). Sin embargo, se encuentran en mucha menor medida estudios que examinen las agrupaciones cilíndricas o circulares llamadas UCA (Uniform circular arrays).

La desventaja de utilizar agrupaciones circulares aparece precisamente al intentar aprovechar su principal característica, que consiste en la posibilidad de poder barrer los 360° de acimut, casi sin distorsión. Esta desventaja radica en la necesidad de un desfaseador por cada uno de los elementos que conforman la agrupación. Sin embargo se puede solventar simplificando el potencial de la agrupación.

Se puede dar esta simplificación si se utiliza sectorización, lo que disminuiría los desfaseadores, pero agregaría tantos conmutadores como desfaseadores, y estos conmutadores, tendrían tantas salidas como sectores la agrupación circular. En otras

palabras, se elegiría el sector por conmutación y se barrería angularmente por desfase progresivo de los elementos que conformarán el sector.

En [8] se establece que una agrupación circular con sectorización de 90% necesitará un 21% menos de elementos para conseguir la misma ganancia, en comparación con una agrupación plana de 4 caras, asumiendo que en el mismo plano, la longitud de la cara de la agrupación plana es igual al diámetro de la agrupación cilíndrica y que los elementos en ambas agrupaciones están equiespaciados 0.5λ . Si por el contrario, se equiespaciaran los elementos 0.58λ en la agrupación plana y se mantuvieran el 0.5λ en la agrupación circular, aun esta última tendría un 8% menos de elementos. Ahora bien, si la sectorización fuera mayor en la agrupación circular, por ejemplo 120° , el número de elementos necesarios para tener la misma ganancia de una agrupación de 4 caras sería de un 36% menos.

OBJETIVOS DEL DISEÑO

Se debe diseñar una agrupación cilíndrica compacta de aproximadamente 20 cm de diámetro y 5 cm de altura, con suficiente espacio interior para la electrónica.

La frecuencia central de trabajo es de 37 GHz.

Debe poderse realizar una exploración en acimut de 360° con un ancho de haz del lóbulo principal en acimut de 5° y en elevación de 10° con una relación de lóbulo principal a secundario de más de 30 dB y una ganancia total mayor de 35 dBi.

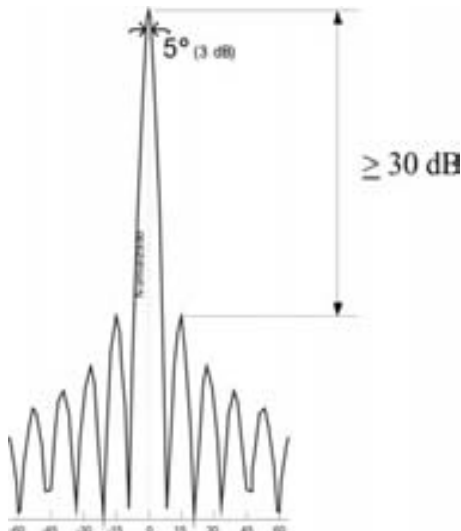


Figura 1 Requerimientos del Lóbulo Principal en Acimut

Especificaciones	Valor	Unidad
Frecuencia Central	37	GHz
Longitud de Onda	≈ 8.108	mm
NLPS	≥ 30	dB
Ganancia	35	dB
Ancho de Haz en Acimut a - 3 dB del máximo	≈ 5	$^\circ$
Ancho de Haz en Elevación a - 3 dB del máximo	≈ 10	$^\circ$
Alto de la Agrupación	≈ 5	cm
Ancho de la Agrupación	≈ 20	cm

Tabla 1. Especificaciones Técnicas

AGRUPACIÓN CILÍNDRICA

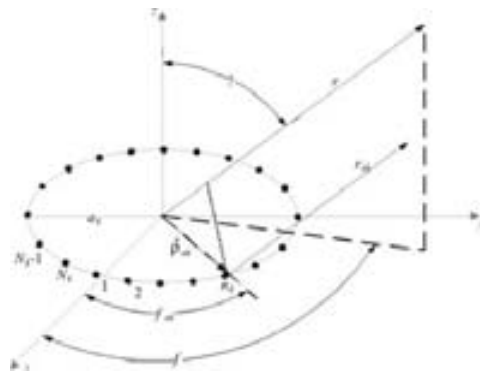


Figura 2. Agrupación Circular de N elementos

En la figura anterior, el origen del sistema de coordenadas está localizado en el centro de la agrupación. El ángulo de elevación es $\theta \in [0, \frac{\pi}{2}]$ y está medido desde el eje z, y el ángulo acimutal $\phi \in [0, 2\pi]$ está medido en el sentido contrario de las agujas del reloj desde el eje x hasta el eje y.

La agrupación muestra un grupo de elementos dispuestos alrededor de un círculo de radio a con N elementos localizados en ϕ_{nk} . Para elementos normalmente equi-espaciados se tiene que:

$$\phi_n = n\Delta\phi, n = 1, 2, \dots, N \tag{1}$$

O lo que es lo mismo [9]

$$\phi_n = 2\pi (n/N), n = 1, 2, \dots, N \tag{2}$$

Cada elemento tiene asociado un peso ω_{nk} y una fase δ_{nk} .

La ecuación resultante para el campo lejano de la agrupación con N elementos en disposición cilíndrica $\phi_n = n\Delta\phi$ es la siguiente:

$$F_{(\theta, \phi)} = \sum_{n=1}^N I_{nk} g_{(\theta, \phi - \phi_n)} e^{j\beta[a \cdot \text{sen}\theta \cos(\phi - \phi_n)]}$$

$$I_n = w_n e^{-j\beta\delta_n}$$

$$\beta = 2\pi/\lambda \quad (3)$$

Siendo $g_{(\theta, \phi - \phi_n)}$ el diagrama de radiación radial de cada elemento, a el radio de la agrupación y $\beta = 2\pi/\lambda$.

En las agrupaciones circulares equiespaciadas (UCA) para evitar el aliasing espacial es necesario que el espaciamiento entre elementos cumpla con la siguiente diferencia [10, 11]:

$$d \leq \lambda/2 \quad (4)$$

O lo que es lo mismo, que el número de elementos de la agrupación circular obedezca la siguiente desigualdad.

$$N > 4\pi a/\lambda \quad (5)$$

Donde

$$d = a \cdot \text{sen}(2\pi/N) \quad (6)$$

ELEMENTOS RADIANTES

El elemento radiante de la agrupación circular podrán ser guías ranuradas ubicadas en el eje Z.

Para el tamaño de las guías se debe tener en cuenta el espacio que permite la geometría de la agrupación.

En la siguiente figura se muestra una vista en planta de dos elementos de la agrupación circular

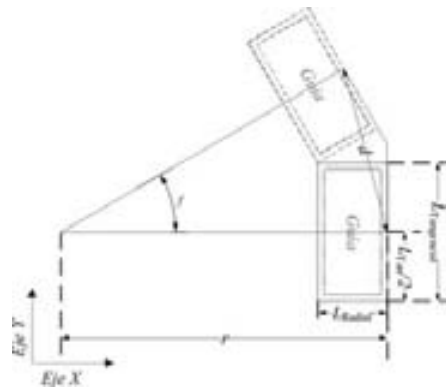


Figura 3. Vista en planta de guías dispuestas en una agrupación circular

Donde:

ϕ = el espaciamiento angular entre las guías y está dado por $\phi = 2\pi / N$

d = el espaciamiento entre elementos y para nuestro caso debe ser de 0.5λ

r = es el radio de la agrupación y está dado por $r = d / \text{sen}(2\pi / N)$

$L_{\text{Tangencial}}$ = Es la dimensión externa de la cara tangencial a la agrupación de la guía.

L_{Radial} = Es la dimensión externa de la cara radial a la agrupación de la guía.

La disposición anterior valdría para una guía ranurada del siguiente tipo

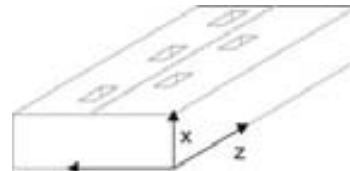


Figura 4. Agrupación de ranuras desplazadas en cara ancha de guía

El ancho máximo de la cara tangencial de la guía está dado por la siguiente ecuación:

$$L_{\text{Tangencial}} = 2(r - L_{\text{Radial}}) \text{sen}(\pi/N) \quad (7)$$

Teniendo además como volumen mínimo para la electrónica un cilindro con una base poligonal de tantos lados como elementos radiantes (el radio de la circunferencia circunscrita está dado por $r + L_{\text{Radial}}$) y altura igual a la longitud de la guía.

CÁLCULOS

Para las características técnicas dadas en la tabla 1 tenemos lo siguiente:

Para evitar los lóbulos de difracción, la separación entre las guías debe ser de 0.5λ .

$$d = 0.5\lambda = 4.050 \text{ mm} \quad (8)$$

Lo que permite, reemplazando (6) en (7), ubicar elementos radiantes con la cara tangencial a la dirección radial en función del número de elementos N y la dimensión del propio elemento en la dirección radial es decir:

$$L_{\text{Cara Tangencial}} = \frac{d}{\cos(\pi/N)} - 2L_{\text{Cara Radial}} \text{sen}(\pi/N) \quad (9)$$

Para el caso de guías se tiene que

$$L_{\text{Cara Tangencial}} = 2L_{\text{Cara Radial}} \quad (10)$$

Por lo que reemplazando (10) en (9) queda

$$L_{\text{Cara Tangencial}} = \frac{d}{\cos(\pi/N)(1 + \text{sen}(\pi/N))} \quad (11)$$

Ahora bien, la elección del número de elementos está directamente relacionada con la complejidad de la electrónica y el tamaño deseado, sin embargo, unas de las limitantes más importantes no es el tamaño, sino la capacidad de colocar las fases y amplitudes adecuadas en la entrada de cada guía y la reducción de la electrónica necesaria para lograr tal fin.

Un número de elementos razonables y justificados posteriormente podría ser el siguiente:

$$N = [80 : 88] \quad (12)$$

Con la limitación de tener $N/2$ par y $N/4$ impar, lo que ayuda a la técnica de síntesis utilizada, que se explica más adelante, se tendría que el máximo número de elementos de la agrupación sería:

$$N = [80, 84, 88] \quad (13)$$

Ahora bien, si se tiene claro que el espaciamiento entre elementos debe ser de 0.5λ , tanto para evitar el aliasing espacial, como para garantizar

espacio físico de los elementos radiantes, se tiene que el nuevo radio de la agrupación estará dado según (6)

$$a = 0.5\lambda / \text{sen}(2\pi/N) \approx [6.3727 \sim 7.0088]\lambda \approx [5.1671 \sim 5.6828 \text{ cm}] \quad (14)$$

El espaciamiento entre los elementos sería entonces:

$$d = 0.5 \lambda = 4.054 \text{ mm} \quad (15)$$

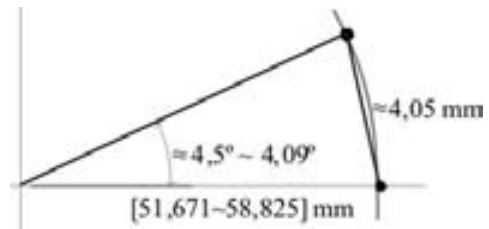


Figura 5. Distribución de elementos en la agrupación circular

En la siguiente tabla se muestra un resumen de las especificaciones calculadas para la agrupación circular que se está diseñando.

Especificación	Valor	Unidad
Distancia entre elementos radiantes	4,05	mm
Radio de la Agrupación	51,671 ~ 58,825	mm
Número de elementos	80,84,88	

Tabla 2. Especificaciones Calculadas para la agrupación circular

Con esta nueva información se puede calcular el tamaño de las guías que se pueden utilizar como elementos radiantes.

Según (11) el tamaño máximo de guía, con una separación entre elementos de 0.5λ está dada por

$$L_{\text{Cara Tangencial Max}} \approx 0.49\lambda \approx 3.9786 \text{ mm} \quad (16)$$

Si se asumen unas paredes de 0.5 mm cada una, la guía deberá tener un ancho interno de la cara que se ubique tangencial a la agrupación circular menor a:

$$L_{\text{Cara Interna Tangencial Max}} \approx 2.9786 \text{ mm} \quad (17)$$

Para cumplir esta restricción, se tendría que utilizar la guía WR-10 que cubre originalmente la ban-

da W (75 a 110 GHz), cuyas dimensiones internas son $a \approx 2,54$ mm y $b \approx 1,27$ mm

Esta última guía es extremadamente pequeña y además, se tendría que rellenar con un dieléctrico que permita que la frecuencia de corte sea menor que la frecuencia de trabajo.

Otra opción sería metalizar un dieléctrico, por lo que tendríamos caras de grosor despreciables que nos permitiría utilizar guías más grandes.

Las dimensiones máximas de este tipo de guía con dimensiones externas e internas prácticamente iguales deberán ser $a \approx 3,9786$ mm y $b \approx 1,9893$ mm.

La frecuencia de corte del modo fundamental, TE_{10} , para estas guías está dado por:

$$f_c = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_r} 2a} \quad (18)$$

Se tiene entonces que encontrar un dieléctrico determinado que permita

$$\epsilon_r = (c/2a - f_{c,obj})^2 \quad (19)$$

Donde la frecuencia de corte óptima estaría dada por:

$$f_{opt} = f/\sqrt{3} \quad (20)$$

Que para este caso sería de 21.36 GHz que equivale a la guía WR-28. Según (19) el dieléctrico debería tener una permitividad de:

$$\epsilon_r \approx 3,08 \quad (21)$$

Dieléctricos con estas características podrían ser Polyflon Copper-Clad ULTEM (tm) con un ϵ_r de 3.05 y una $\tan \delta = 0.006$.

La constante de atenuación de la guía está dada por:

$$a = a_c + a_d \quad (22)$$

La atenuación debida a los dieléctricos se puede calcular independientemente de la geometría de la guía, si se asumen las paredes de la guía conductoras perfectas.

Si se asume que el dieléctrico no tiene pérdidas magnéticas ($\mu'' = 0$) y si la frecuencia de trabajo

está lo suficientemente por encima de la frecuencia de corte ($f > f_c$) y las pérdidas son pequeñas se tiene que $k_z = \omega_r \sqrt{\mu\epsilon''}$ [12]

$$\alpha_d = \frac{\tan \delta}{2\sqrt{1-(f_c/f)^2}} \quad (23)$$

La constante de atenuación debida a las pérdidas en el conductor para el modo fundamental TE_{10} viene dada por [12]:

$$\alpha_c = \frac{R_s}{b\eta} \frac{1+2\frac{b}{a}(f_c/f)^2}{\sqrt{1-(f_c/f)^2}} \quad (24)$$

Donde

$$R_s = \sqrt{\omega\mu/2\sigma} = \sqrt{\pi f\mu/\sigma} \quad (25)$$

Esto para el caso en el que la profundidad de penetración sea por un lado mucho menor que el espesor de las paredes de la guía y por el otro mucho mayor que la rugosidad de la superficie.

Para el caso que se implemente guías metalizadas, esta metalización además de ser lo suficientemente lisa, debe ser de un grosor mucho mayor que:

$$\delta = \frac{1}{\sqrt{\pi f\mu\sigma}} \quad (26)$$

En todo caso para la frecuencia de interés el grosor mínimo será de decenas de nm

Con σ la conductividad y μ la permeabilidad del metal utilizado como se muestra en la siguiente tabla:

METAL	σ (S/m)	μ
Aluminio	3,816x107	1.000021
Oro	4,098x107	0.99996
Plata	6,173x107	0.99998

Tabla 3. Conductividad y permeabilidad de materiales conductores

SÍNTESIS PARA LA AGRUPACIÓN CIRCULAR

Una vez calculadas la dimensión de la agrupación circular, el número de elementos radiantes, el tipo de elemento radiante, sólo queda determinar los

pesos y fases que esta red deberá proveer a los elementos radiantes.

Debido al elevado número de elementos radiantes, se puede utilizar una técnica de proyección de la posición de éstos en un plano tangencial a la circunferencia [13], como se muestra en la siguiente figura.

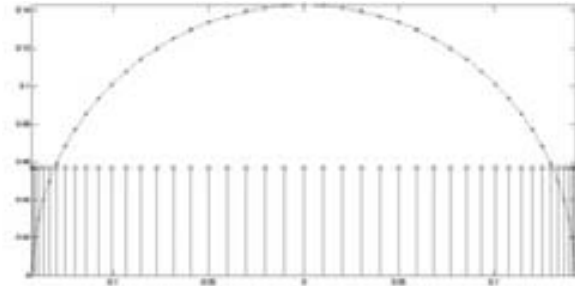


Figura 6. Proyección espacial de los elementos de la agrupación circular en el eje y

La apertura de la agrupación proyectada corresponderá a

$$l_p = 2r \quad (27)$$

Para un barrido que tendrá siempre un área visible de 180°.

La densidad de los elementos proyectados crece a medida que se aleja del centro con un factor de:

$$1/\cos(i\Delta\phi), \quad i = -N/8 + \frac{1}{2} : N/8 - \frac{1}{2} \quad (28)$$

Al mismo tiempo que los diagramas de radiación de los elementos disminuyen (giran) en un factor de:

$$\cos(i\Delta\phi), \quad i = -N/8 + \frac{1}{2} : N/8 - \frac{1}{2} \quad (29)$$

Por lo que se ve compensado el efecto de aglomerar los elementos en la proyección.

Luego de tener la región visible proyectada, se aplica a esta agrupación los pesos de Taylor de un parámetro [9], que es muy eficiente para gran número de elementos, y permite una iluminación constante.

$$w_n = \frac{J_0 \left(j\pi B \sqrt{1 - (Y_n/a)^2} \right)}{J_0(j\pi B)} \quad (30)$$

Donde:

J_0 es la función de Bessel de orden cero,

Y_n son las posiciones de los elementos proyectados en el eje y

a es el radio de la agrupación

El parámetro B define el comportamiento del nivel de lóbulo secundario principal y está dado por [14]

$$NPLS = 20 \log (\sinh (\pi B) / \pi B) + 13.26 \text{ dB} \quad (31)$$

Los valores que deben tomar B están tabulados en [9, 14]

Es importante anotar, que la síntesis de Taylor de un solo parámetro tiene una mayor directividad con un número impar de elementos. Sin embargo comparado con la síntesis de Dolph-Tschebyscheff se gana entre un 12% a 15% de mayor ancho de haz, pero con la ventaja de tener una caída geométrica de los lóbulos secundarios, que permite concentrar mayor energía en el lóbulo principal

Para una agrupación circular de radio 56,828 cm, 45 elementos activos, elementos radiantes omnidireccional y pesos de Taylor de un solo parámetro para B= 1.741. Se obtiene el siguiente diagrama de radiación de la agrupación circular

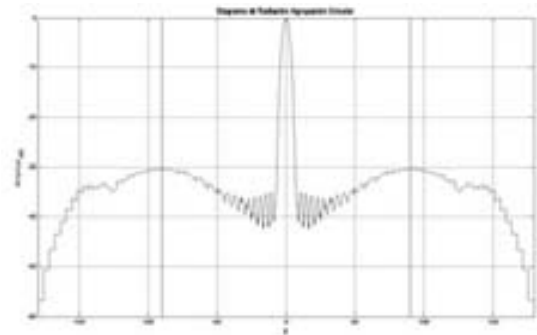


Figura 7. Diagrama de Radiación de Agrupación circular. Radio 56,828 cm, 45 elementos activos, elemento radiante omnidireccional y pesos de Taylor de un solo parámetro para B= 1.741.

Para una agrupación circular de radio 51,671 cm, 41 elementos activos con elementos radiantes del tipo $(1+\cos(\varphi - \varphi_n))/2$ y pesos de Taylor de un solo parámetro para 1.2762. Se consigue el siguiente diagrama de radiación de la agrupación circular

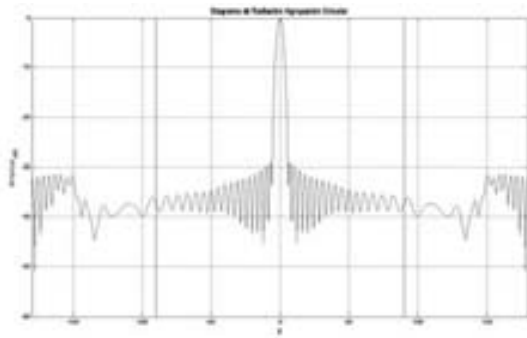


Figura 8. Diagrama de Radiación de Agrupación circular. Radio 51,671 cm, 41 elementos activos, elemento radiante $(1+\cos(\varphi - \varphi_n))/2$ y pesos de Taylor de un solo parámetro para 1.2762.

Al disminuir el ancho de haz de los elementos radiantes, los cálculos de síntesis de Taylor dejan de ser exactos, debido a que su desarrollo se basa una línea continua con segmentos tipo dipolo, por lo que se vería aumentado el ancho de haz y disminuida la relación de lóbulo principal a secundario; es decir la relación de B en las tablas deja de ser exacta para un NPLS deseados.

RED DE ALIMENTACIÓN

Esta es una de las partes más complejas de abordar en las agrupaciones circulares. A grandes rasgos, existen dos opciones.

La primera, que es la ideal, es dotar a cada elemento radiante de un atenuador y desfasador digital que coloque en cada uno de ellos la fase y amplitud adecuada, en función de la dirección a la que se esté apuntando. Con esta opción se puede tener haces completamente adaptativos, limitados tan sólo por el número de estados alcanzables por el desfasador y atenuador

La segunda opción es tener una red de alimentación que garantice una distribución de la amplitud y fase fija, y una compleja red de conmutación que permita que cada elemento obtenga la amplitud y fase adecuada, en función de los ángulos de dirección, que deberán ser discretos y coincidir con la posición angular.

Cada una de ellas se puede combinar de distintas formas, sub-agrupar o simplificar.

Por ejemplo, sacrificando directividad y NPLS, se puede forzar la fase constante y sintetizar solo la fase, inclusive utilizar el mismo desfasador para dos elementos consecutivos y soluciones mixtas.

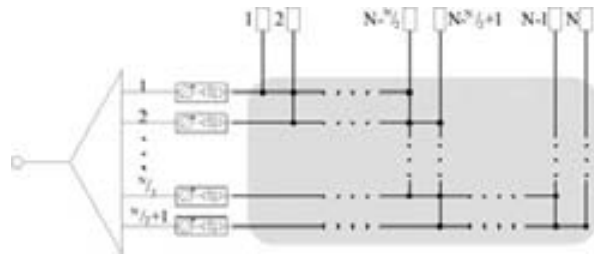


Figura 9. Red de alimentación de la agrupación circular

En la figura anterior, cada uno de los puntos de conexión de la red de conmutación es básicamente un conmutador de dos estados, que permite dejar pasar la señal desde o hacia la antena de la columna en la que se ubica o dejar pasar la señal entre los demás conmutadores de su misma fila.

Será necesaria el siguiente número de conexiones en la red de conmutación. Tales conexiones serían conmutadores 1:2

$$NoConexiones = (N - N/2)(N/2 + 1) \quad (32)$$

Otra solución para reducir la red es asumir que, para una misma configuración de apuntamiento, se pueda dirigir el haz a direcciones adyacentes sólo con variar la fase, lo que permitiría reducir el número de conexiones internas. Sin embargo, esto es posible si el elemento activo produce la fase y amplitud de forma independiente. Es de anotar que las direcciones adyacentes a las que se apuntarían están fuertemente limitadas por la aparición de lóbulos secundarios por encima del umbral de diseño.

Por ejemplo, si cada configuración es capaz de cubrir tres posiciones angulares, se llamará M al número de posiciones simultáneas que cubriría cada configuración, ya que sólo harían falta un número de conexiones en la red de conmutación.

$$NoConexiones = (N - N/2)(N/2 + 1)/M \quad (33)$$

Como se muestra en la siguiente figura.

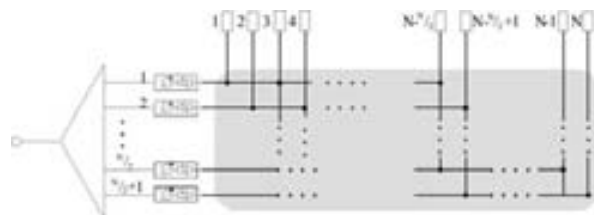


Figura 10. Red de alimentación de la agrupación circular con 3 direcciones de apuntamiento simultáneas para cada configuración

En la siguiente figura se esquematiza otra opción que utiliza la red de alimentación fija y se produce el perfil de amplitudes de manera pasiva, por lo que se necesitaría una matriz del tipo Cross-Point, que permitiese que circulara la señal en dos direcciones independientes por el mismo punto [15, 16]

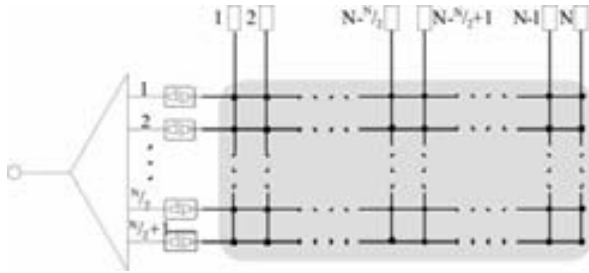


Fig. 11 Red de alimentación de la agrupación circular con Cross-Point

Si los puntos cross-point no fueran viables, con un conmutador 1:2 sería posible obtener una matriz similar que cumpla las mismas funciones, como se representa a continuación.

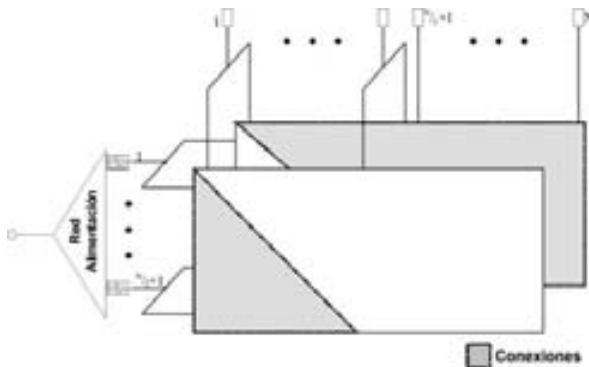


Fig. 12 Red de alimentación de la agrupación circular sin Cross-Point

En [17] se detallan otras posibles arquitecturas que desarrollan arquitecturas mixtas utilizando lentes de simetría rotacional, conmutadores, y redes de alimentación tipo Butler, que permiten minimizar de forma importante el número de componentes activos.

CONCLUSIONES

En esta publicación se realizó un rápido desarrollo de las consideraciones de diseño iniciales de una agrupación circular con barrido en acimut, abordando las dimensiones de la agrupación, el tipo de elemento radiante y la red de alimentación, teniendo presente las dimensiones geométricas requeridas y las especificaciones del diagrama de radiación esperado.

REFERENCIAS

- [1] A. Czylik, "Comparison and optimization of antenna concepts for downlink beamforming," in 10th International Conference on Telecommunications. ICT, 23 Febrero - 1 Marzo 2003, pp. 192 - 197.
- [2] P. Ioannides and C. A. Balanis, "Uniform Circular Arrays for Smart Antennas," in IEEE Antennas and Propagation Magazine. vol. 47, Agosto 2005, pp. 192-206.
- [3] P. Ioannides and C. A. Balanis, "Uniform circular and rectangular arrays for adaptive beamforming applications " Antennas and Wireless Propagation Letters, vol. 4, pp. 351 - 354, 2005.
- [4] L. C. Godara, "Application of antenna arrays to mobile communications. II. Beam-forming and direction-of-arrival considerations," Proceedings of the IEEE vol. 85, pp. 1195 - 1245, Agosto 1997.
- [5] L. C. Godara, "Applications of antenna arrays to mobile communications. I. Performance improvement, feasibility, and system considerations," Proceedings of the IEEE vol. 85, pp. 1031-1060, Julio 1997.
- [6] S. C. Swales, M. A. Beach, D. J. Edwards, and J. P. McGeehan, "The performance enhancement of multibeam adaptive base-station antennas for cellular land mobile radio systems," IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol. 39, pp. 56 - 67, Febrero 1990.
- [7] S. Anderson, M. Millnert, M. Viberg, and B. Wahlberg, "An adaptive array for mobile communication systems," IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol. 40, pp. 230 - 236, Febrero 1991.
- [8] R. J. Mailloux, Phased array antenna handbook, 2 ed. Boston: Artech House, 2005.
- [9] C. A. Balanis, Antenna theory : analysis and design, 2 ed. New York: John Wiley & Sons, 1997.
- [10] C. P. Mathews and M. D. Zoltowski, "Eigenstructure techniques for 2-D angle estimation with uniform circular arrays," IEEE Transactions on Signal Processing [IEEE Transactions

- on Acoustics, Speech, and Signal Processing] vol. 42, pp. 2395 - 2407, Septiembre 1994.
- [11] M. A. Doron and E. Doron, "Wavefield modeling and array processing .I. Spatial sampling," IEEE Transactions on Signal Processing [IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing] vol. 42, pp. 2549 - 2559, Octubre 1994.
- [12] L. Nuño Fernandez, J. V. Balbastre Tejedor, L. Juan Llacer, and H. Esteban González, *Electrodinámica para ingenieros*. Valencia, 2005.
- [13] W.-D. Wirth, *Radar technique using array antennas*. United Kingdom: The Institution of Electrical Engineers, 2001.
- [14] R. C. Hansen, "Linear arrays," in *The handbook of antenna design*, 2 ed. vol. 1 y 2 London: Peter Peregrinus Ltd., 1986.
- [15] R. A. La Rue, T. P. Ngo, E. Chan, and J. D. Levin, "A novel microwave cross-point switch MMIC employing thyristors for broadband services," *IEEE MTT-S Digest*, pp. 247-250, 2003.
- [16] A. Romano, "Apparatus and method for enhancing the isolation of an MMIC cross-point switch." vol. US006265953B1 U.S.: Com Dev Ltd, 1999, p. 17.
- [17] A. E. Holley, E. C. Dufort, and R. A. Dell-Imagine, "An Electronically Scanned Beacon Antenna," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. AP-22, pp. 3-12, 1974.

Reflection measurements calibration with a tunable resonator

B. García Baños (*)
PhD (c) R. Pérez Páez (**)
J.M. Catalá Civera (***)

(*), (***) Instituto de Aplicaciones de las Tecnologías de la Información y de las Comunicaciones Avanzadas – ITACA
Universidad Politécnica de Valencia
Valencia, España
Grupo de Electromagnetismo Aplicado – GEA
beagarba@teleco.upv.es, jmcatala@dcom.upv.es

(**) División de Ingenierías
Facultad de Ingeniería de Telecomunicaciones
Universidad Santo Tomas
Bucaramanga, Colombia
Unidad Investigadora de Telecomunicaciones – UNITEL
Roprepe@doctor.upv.es

Resumen— Los reflectómetros de microondas se calibran tradicionalmente con la técnica OSL (abierto, cortocircuito y carga adaptada). El mayor inconveniente de esta técnica es el elevado coste de los estándares de calibración. En este trabajo se describe una modificación de la técnica de calibración, de forma que se utiliza un resonador sintonizable, o tres resonadores. Este hecho hace que el nuevo kit de calibración sea mucho más flexible, fácil de implementar, y con un importante ahorro en el coste. Las medidas realizadas muestran el buen funcionamiento del procedimiento descrito, comparado con el método tradicional OSL.

Palabras claves – Calibración, reflectómetro, técnica OSL, resonador sintonizable

Abstract— Microwave reflectometers are traditionally calibrated with the open-short-load (OSL) technique. The major drawback of the OSL calibration is the high cost of calibration standards. A standard modification which makes use of a tunable resonator or three resonators is described. This fact yields to a flexible, very easy to implement calibration kit, with a significant cost saving. The good performance of the procedure is shown by measured results, and compared with that of the common OSL method.

Keywords— Calibration, reflectometer, OSL technique, tunable resonator.

INTRODUCTION

At microwave frequencies, the reflection coefficient of devices can be measured with vector-indicating reflectometers. These reflectometers provide the parameter Γ_t , which is a complex quantity, in magnitude and phase. Instead of using vector network analyzers, which allow to perform accurate measurements both in transmission and reflection devices, reflectometers provide only reflection measurements, but with a significant cost saving [1].

Previous calibration must be performed in order to eliminate systematic errors from the measurement results. Systematic errors are those which

are repetitive in consecutive measurements, such as reflections and losses introduced by cables, connectors, etc.

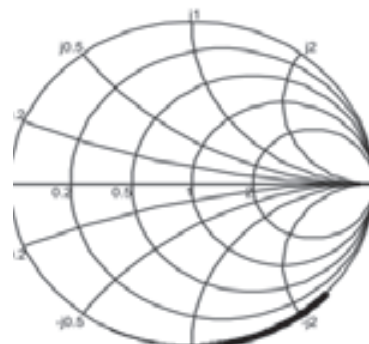


Fig. 1. Traditional standards used for OSL calibration. Distribution of the standards around the Smith Chart.

The measurement point in which the device under test (DUT) is going to be connected, is called the reference plane. In order to calibrate the system, measurements have to be made at the reference plane when known devices, called standards, are connected. Typically, an open, short and matched load are used as the standards in the common OSL technique [2,3]. These are chosen because the calibration technique is used under the assumption that the standards are uniformly distributed around the Smith chart (See Fig. 1). The open and short standards are highly reflective ($\Gamma_t \approx 1$), and therefore are located at the outer limit of the Smith Chart, with opposite phases. Conversely, the load standard is highly absorbent ($\Gamma_t \approx 0$), and thus it is located near the Smith Chart center.

The OSL standards are usually expensive and fragile items which increase the total cost of the system. This is a major drawback, because in some cases the cost of the calibration standards may be higher than that of the reflectometer itself.

In this work, the OSL standards are replaced by a variety of resonators (3 resonators) or a single tunable resonator in the frequency range of interest. The resonators were chosen due to their low cost manufacturing process, and because their responses are well distributed around the Smith Chart. In Fig. 2 it is shown the parameter S11 of the three resonators used in this work. It can be seen that both high reflective and absorbent responses are combined in the frequency range of interest with this new standards.

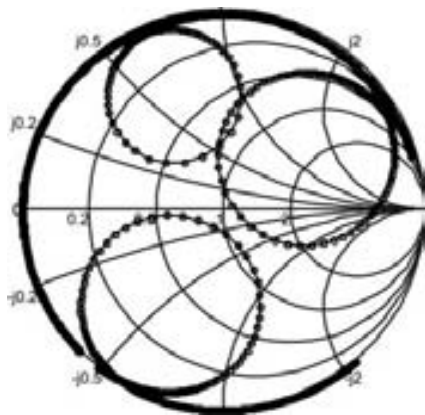


Fig. 2. Resonances used as standards distributed around the Smith Chart.

The other alternative is to use a tunable resonator which provide three different resonances as

long as three phase shifters (for instance, three SMA transitions) are used in order to spread as much as possible the three resonances around the Smith Chart.

Resonators can be manufactured very easily as structures in microstrip technology. This is of considerable interest as an alternative calibration kit for reflectometric systems in which low cost calibration standards are required.

CALIBRATION PROCEDURE

The calibration moves the measurement reference plane to the end of the test cable. To this end, it is convenient to visualize the calibration as shown in Fig. 3. The non-ideal reflectometer is modelled by an ideal one in cascade with a two-port error network [4]. The well-known relation between the measured reflection Γ_m of the DUT whose true reflection coefficient is Γ_t , is given by:

$$\Gamma_t = \frac{\Gamma_m - S_1}{\Gamma_m S_2 - \Delta} \quad (1)$$

where $\Delta = S_1 S_2 - S_2 S_1$ and S_j are the elements of the scattering matrix representing the error network. Measurements performed of the three known standards allow for the determination of the scattering parameters S_j . The measurements of the three standards lead to the following system of equations:

$$\Gamma_{t_std_i} = \frac{\Gamma_{m_std_i} - S_1}{\Gamma_{m_std_i} S_2 - \Delta} \quad (2)$$

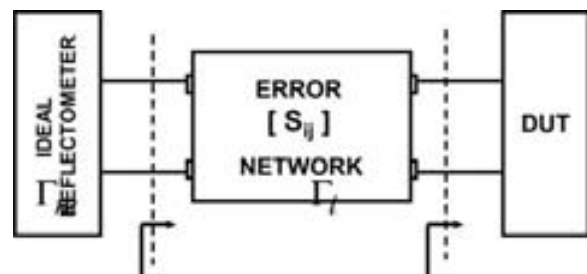


Fig. 3. Error Network model considered in this work.

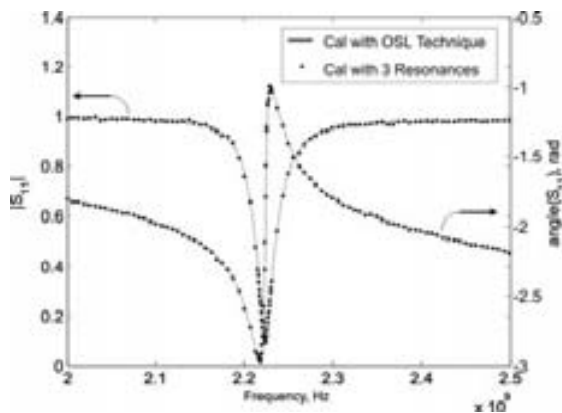


Fig. 4. Reflection factor of a resonator calibrated with OSL standards and with three resonances.

where std_i stands for the calibration standard i ($i=1,2,3$). As can be seen in (2), it is a determined system with a solution which corresponds to the values of scattering parameters S_{11} , S_{12} , S_{21} and S_{22} of the error network. After the measurements of the three standards, these error parameters are computed, and subsequent measurements must be corrected using (1). This characterization of the error network allows systematic errors to be mathematically removed from measurements.

Another possibility is to use more than three standards in the calibration procedure. In that case, the system of equations is overestimated, and a least squares algorithm should be used to obtain the error network scattering parameters [3,5]. This possibility may be interesting if DUTs of very different behaviours are going to be measured, because the redundant standards cover free spaces between the three initial standards around the Smith Chart.

As we may observe, the equation terms depend only on the measurement configuration (reflection), not on the calibration standards or the standard definitions that we apply. Thus, instead of using the short, open and load as the three standards, we can substitute the traditional OSL kit by three resonators (or three different resonances obtained with a tunable resonator).

While their responses continue to be characterized, the key point is that the expensive kit of calibration is no longer required. Furthermore, this flexibility provides the opportunity to choose an optimal spread of the resonances over the Smith chart. Indeed, it is recommended that the reflec-

tion parameter Γ_T of at least one of the three standards be similar to that of the DUT which is going to be measured.

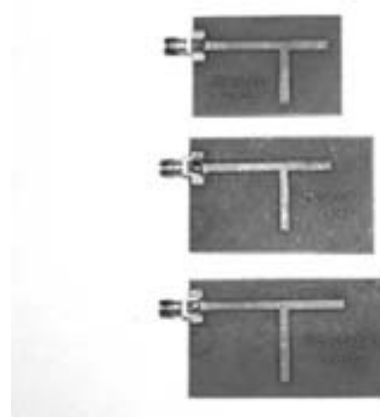


Fig. 5. Example of resonators made in microstrip technology, which can be used as standards for reflectometers calibration.

MEASUREMENT RESULTS

Measurements of the reflection coefficient of a microstrip resonator were carried out on a Hewlett Packard Vector Network Analyzer (HP8510C) over a frequency range of 2 GHz to 2.5 GHz. In this case, the DUT is a resonator, whose response combine high reflective and absorbent points in frequency.

Calibration was performed with three resonators whose resonances are well distributed over the frequency range (see Fig. 5). The responses of the three resonators spread around the Smith Chart, but don't provide the same values as the resonator used as DUT, that is to say, the reflection response of the DUT is not used as a standard itself in any frequency point of the calibration procedure.

In Figure 4 it is shown the result from calibration based on the OSL method in comparison with the calibration obtained with the three resonances. Both calibration procedures lead to similar results in magnitude and phase of the reflection measurement, which demonstrate the good performance of the suggested standards.

CONCLUSIONS

It is proposed a reflectometer calibration technique in which the need of a short, open and matched load has been eliminated. Instead of this

calibration kit, the only item now required to calibrate the measurement is a tuneable resonator or three resonators which are easy to implement in microstrip technology. This allows to exploit the flexibility of standards configuration by choosing the resonances which are better distributed over the Smith chart. This approach is not intended to replace other methods of error analyses based on least square or on traditional check-standard measurements. As a practical matter, it is possible to use more resonators to determine uncertainties in the calibration and measurements with redundant data [3,5]. However, this method offers an easy to implement alternative that leads to a significant cost saving without losing accuracy in a reasonably wide bandwidth.

REFERENCES

- [1] D. Polo, M. Contelles, B.García-Baños and J.M. Catalá-Civera, "Design of a low cost reflectometer coefficient system at microwave frequencies", 10th International Conference on Microwave and RF heating, 2005, Modena, Italy.
- [2] "Specifying Calibration Standards for the Agilent 8510 Network Analyzer", Product Note 8510-5a, 2001.
- [3] Dylan Williams, "De-embedding and Terminating Microwave Fixtures with non-linear least squares", IEEE Trans. On Microwave Theory Tech., vol. 38, No. 6, June 1990, ps. 787-791.
- [4] Glenn F. Engen, "Thru-Reflect-Line: An improved technique for calibrating the dual six port automatic network analyzer", IEEE Trans. On Microwave Theory Tech., vol. 27, No. 12, Dec. 1979, ps. 987-993.
- [5] Dylan Williams, Jack. C.M. Wang, Uwe Arz, "An optimal vector network analyzer calibration algorithm", IEEE Trans. On Microwave Theory Tech., vol. 51, No. 12, Dec. 2003, ps. 2391-2401.

High speed silicon electro-optical modulators: one step further toward VLSI photonics

MSc(c) Antoine Brimont (*)
PhD Pablo Sanchis (**)
PhD Javier Martí (***)

(*), (**), (***) Universidad Politécnica de Valencia
Valencia, Spain

Valencia Nanophotonics Technology Center (NTC)
abrimont@ntc.upv.es, pabsanki@dc.com.upv.es, jmarti@dc.com.upv.es

Resumen— Este artículo repasa las evidencias experimentales pasadas de la viabilidad de los moduladores electro-ópticos del solo silicio basados en el efecto de la dispersión del plasma, el único mecanismo experimental probado para alcanzar operación a múlti-gigahertz en dispositivos del silicio. Además se demuestra una nueva manera de inducir efectos electro-ópticos en silicio y el primer uso industrial de un modulador del silicio fabricado usando procesos industriales estándares de la fabricación del CMOS.

Palabras Claves— moduladores electro-ópticos del solo silicio, efecto de la dispersión del plasma.

Abstract— This paper reviews the last experimental evidences of the feasibility of all-Silicon electro-optical modulators based on the plasma dispersion effect, the only experimentally proven mechanism to achieve multi GHz operation in Silicon devices. A new way of inducing electro-optical effects in silicon is also shown and finally the first industrial application of a Silicon modulator fabricated using industry-standard CMOS fabrication process is presented.

Keywords— Silicon electro-optical modulators, plasma dispersion effect

INTRODUCTION

Silicon photonics aims at scaling down dramatically the dimensions of optical components[1]. Furthermore, electronic and optical functionalities could be integrated monolithically into an all-silicon chip at very low cost [2]. Most research activities have been so far focused on passive structures and significant progress has been made [3]. However, the realisation of active devices in silicon remains challenging as silicon does not exhibit the linear electro-optic(Pockels) effect (classically used in III-V semiconductors) because of its centrosymmetric crystalline structure [4]. As modulation of light is a key aspect for information processing, alternative ways to alter the refractive index in all-silicon structures have been proposed. So far, the plasma dispersion effect in silicon-based structures has been demonstrated to be the most efficient technique.

EFFECTIVE MODULATION OF LIGHT IN SILICON

The plasma dispersion effect is based on free carrier concentration variation in a semiconductor, which alters both the real and imaginary part of the refractive index, respectively known as electrorefraction and electroabsorbition. These parameters were derived experimentally by Soref [4] from the Drude-Lorenz equations at the specific telecommunication wavelengths (1.3 μm and 1.55 μm). His conclusions led to the following empirical equations [5]:

At $\lambda = 1.55 \mu\text{m}$:

$$\Delta n = \Delta n_e + \Delta n_h = -[8.8 \times 10^{-22} \Delta n_e + 8.5 \times 10^{-18} (\Delta n_h)^{0.8}]$$

$$\Delta \alpha = \Delta \alpha_e + \Delta \alpha_h = 8.5 \times 10^{-22} \Delta n_e + 6.0 \times 10^{-18} \Delta n_h$$

Where: Δn_e is the change in refractive index resulting from change free electron concentration; Δn_h is the change in refractive index resulting from chan-

ge in free hole concentration; $\Delta\alpha_e$ is the change in absorption resulting from change in free electron concentration; $\Delta\alpha_h$ is the change in absorption resulting from change in free hole concentration. From these two equations we can calculate the change in refractive index for a certain variation free carrier concentration. As an example, let us start with a forward biased p-i-n doped silicon rib waveguide (fig1); concentrations in free carriers injected through the junctions experimentally achievable are of the order of $5.10^{17}/\text{cm}^3$, which leads to refractive index variation (At $\lambda= 1.55 \mu\text{m}$):

$$\Delta n = -[8.8 \times 10^{-22} (5.10^{17}) + 8.5 \times 10^{-18} (5 \times 10^{17})^{0.8}]$$

$$\Delta n = 1.7 \cdot 10^{-3}$$

This result enables to evaluate, what should be the p-i-n silicon rib length so an electro magnetic wave propagating through it experiences the desired phase-shift. For example, the change in refractive index to obtain a π -phase shift is assumed to be approximately equal to the change in effective index. From the following equation, the required theoretical length to achieve a π -phase shift is given by:

$$L_\pi = \frac{\lambda}{2\Delta n_{\text{eff}}}$$

$$L_\pi \approx 455 \mu\text{m}$$

Metal contacts

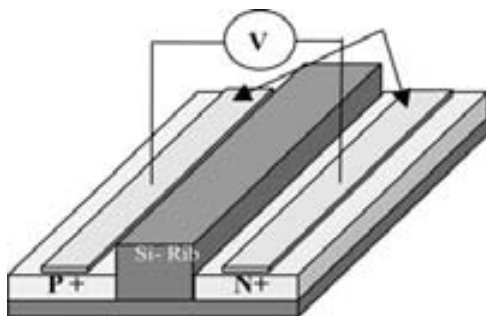


Fig. 1. Phase shifter: Single Silicon rib Waveguide embedded into a p-i-n structure

This phase shifter can be converted into an amplitude modulator integrating it into both arms of a Mach-Zehnder interferometer (MZI), as shown in Fig 2:

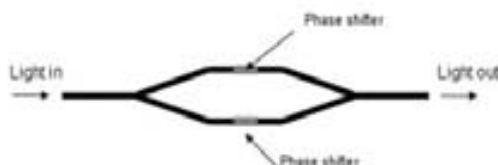


Figura 2. Amplitude modulator with phase shifters integrated into both arms of a MZI.

SILICON MODULATOR DEVICES

As seen in the previous part, an approximate length of half a millimetre is necessary to achieve theoretically a π -phase shift with average injection level of free carriers through the junction. Many optical architectures (MZI, ring resonator, Bragg reflector...) and electrical configuration (p-i-n, MOS, pn) have been proposed and made possible the use of silicon for high speed modulation. Indeed, Intel [6] and Cornell University [7] have recently reported in the literature two high speed silicon modulators respectively based on accumulation (MOS) (fig2) and injection of carriers (p-i-n) (fig3). Both modulators have shown high frequency operation ($>10\text{GHz}$). In the MOS configuration (fig 3), a positive voltage is applied to the "gate" (metal contact), which results in accumulation of a thin charge layer on the dielectric layer creating a channel between the source and drain. The overlap between optical mode propagating trough the slightly doped Si and the accumulation of free carriers produces a variation of the refractive index and therefore a phase modulation of the optical signal.

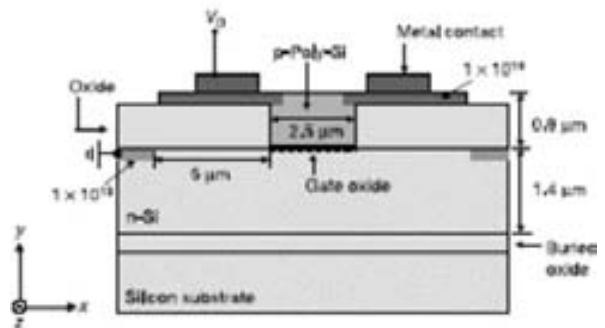


Fig. 3. MOS phase shifter [Ref 6].

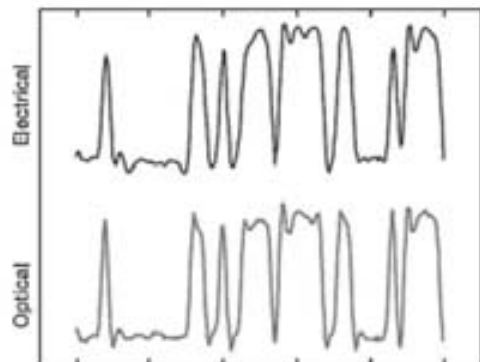


Fig. 4. Pseudo random bit sequence of a silicon mach-Zehnder interferometer modulator containing a single 2.5 mm- long capacitor phase shifter in one arm at a data bit rate of 1 Gbit/s [Ref 6]

The full amplitude modulator consists of two phase shifter integrated into both arms of a MZI. Data transmission rate up to 10 Gbits/s has been reported (figura 4) (with improved configuration [9]). The total device length is about a few mm due low interaction between the optical mode and the accumulated charge carriers beneath the gate region. Though high modulation performance the dimensions of the device make it unsuitable for large scale integration.

The p-i-n electro-optical modulator is basically a ring resonator embedded into a p-i-n electrical configuration. In principle, for the p-i-n structures, reaching the steady state in forward bias operation (injection of electrons) is a relatively slow process (10 ns). However, experiment shows that due to the resonating nature of this electro-optical modulator the optical rise time is much shorter than the electrical rise time. The resonance is completely tuned from the probe wavelength for a voltage of ~0,9V. The p-i-n junction has not yet reached its steady state at this voltage, thus low carrier injection level are necessary to get the transition “on-off”. However, due to the fact that the p- type zone do not cover the whole ring. The carriers diffuse in the non p-i-n region and cannot be extracted efficiently during the reverse bias period resulting in a longer fall time (1,5 ns), thus limiting the modulator speed. In the shown configuration, data transmission bit rate reached 1.5 Gbits/s. With an improved configuration (a rectangular p-type region has been added close to the insertion waveguide to improve extraction of carriers) and optimised driving voltages the data transmission has been improved to 12.5 Gbits/s [8]. In conclusion, in p-i-n modulators, although high compactness (14 μm), and high modulation speed may be achieved, carrier recombination time in the reverse-biased operation may limit to some extent the device speed.

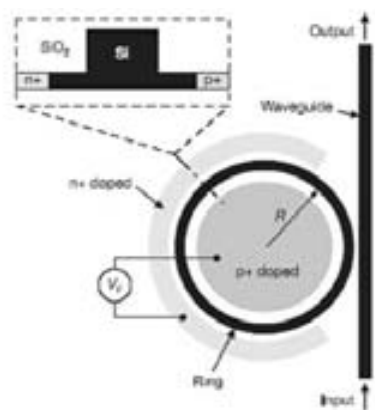


Fig. 5. Schematic layout of the ring resonator-based modulator. The inset shows the cross-section of the ring R.radius of the ring. V_V Voltage applied on the modulator. [Ref 7]

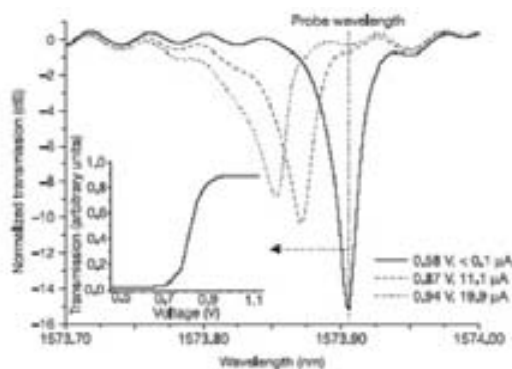


Fig. 6. DC measurement of the ring resonator. The main panel show the transmission spectra of the ring resonator at the bias voltage of 0,58 V 0,87 V and 0,94 V respectively. The vertical dashed line marks the position of the probe wavelength used in the transfer function of the modulator for light with a Wavelength 1573,9 nm [Ref 7]

A NEW WAY TO ENHANCE THE ELECTRO OPTICAL EFFECT IN SILICON

Although many theoretical and practical realisations have presented, both Silicon modulators presented previously are to our knowledge the best experimental realisation so far. Another way to achieve electro-optical modulation in Silicon is to break the crystal symmetry by inducing strain within the latter [10] (figura 8).

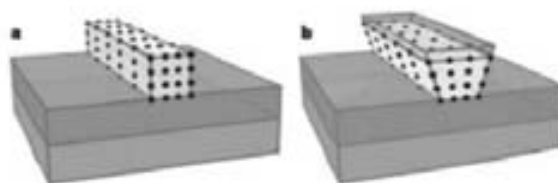


Fig. 7. Applying strain to crystalline silicon. A Waveguide fabricated in the top layer of an SOI wafer. b. The same waveguide with a straining layer deposited on the top. The straining layer breaks the inversion symmetry and induces a linear electro-optic effect. [Ref 10]

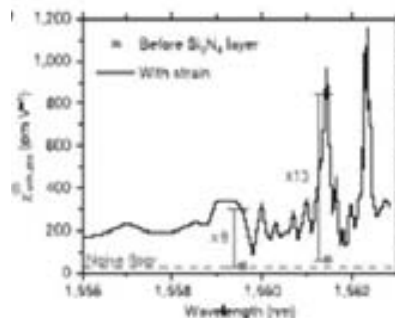


Fig. 7. Effect of straining the silicon structure. a. Diagram of the investigated PCW. b. Enhanced nonlinearity measured before (blue points) and after (black line) applying the straining layer. A strain-induced increase in by one order of magnitude is observed, compared to the weakly strained structure before deposition of. The noise floor is shown as the dashed green line. [Ref 10].

The strain induced non-linearity within crystalline silicon would enable to design and fabricate without the necessity of doping the Silicon leading to simpler Silicon devices.

SILICON TECHNOLOGY AND INDUSTRIAL APPLICATIONS

In 2005, Luxtera Inc. Announced World's First 10Gbit CMOS Optical Ring Modulator [11]. The longstanding issue of building ultra-high-density optical modulators into mass-produced silicon chips were solved. For the first time, Luxtera inc demonstrated the possibility of manufacturing optical modulators much smaller than electrical drivers with an equivalent data-rate using an industry-standard CMOS fabrication process. The new Luxtera Ring Modulator delivers more than 10 gigabits per second (Gbit/s) of bandwidth with a radius of only 30 microns. Multiple modulators can be integrated in a single optical interface, making 100Gbit/s and 1 terabit per second (Tbit/s) achievable in the foreseeable future.

CONCLUSION

The feasibility of making a compact Silicon modulator at low cost and operating at GHz frequency has been shown. However, improvements still have to be done to compete with other materials technologies although the possibility of integrating monolithically silicon photonics components and their electronic counterparts on the same chip remains really attractive since the performance of electronic circuits would be enhanced in a considerable way.

Silicon technology still produces a great interest and may probably be the cornerstone of future Hybrid Electro-Photonic technological devices

REFERENCES

- [1] Special Issue on Optical Networks, IEEE J. Lightwave Technology, vol. 23, issue 10, 2005.
- [2] G. T. Reed, "Device physics: The optical age of silicon", Nature, vol. 427, pp. 595-596, 2004.
- [3] K. Yamada, T. Tsuchizawa, T. Watanabe, et al, "Microphotonics devices based on silicon wire waveguiding system", IEICE Trans Electron E87-C, 351-358, 2004.

- [4] A. Soref and B. R. Bennett, "Electrooptical effects in silicon", IEEEJ. Quantum Electron. Vol. QE-23, no 1, pp 123-129, Jan. 1987
- [5] Graham T. Reed and Andrew P. Knights, "Silicon Photonics, an introduction", John Wiley and Sons, 2004.
- [6] L. Liao, D. Samara-Rubio, M. Morse, A. Liu, D. Hodge, D. Rubin, U. Keil, and T. Franck, "High speed silicon Mach-Zehnder modulator," Opt.. Exp., vol. 13, pp. 3129-3135, 2005.
- [7] Q. Xu, B. Schmidt, S. Pradhan, and M. Lipson, "Micrometre-scale silicon electro-optic modulator," Nature, vol. 435, pp. 325-327, 2005.
- [8] Q Xu, S. Manipatruni, B. Schmidt, J. Shakya, and M. Lipson "12.5 Gbit/s carrier-injection-based silicon microring silicon modulators" Opt.. Exp., Vol. 15, No. 2436 2007
- [9] L. Liao, D. Samara-Rubio, M. Morse, A. Liu, D. Hodge, D. Rubin, U. Keil, and T. Franck, "High speed silicon Mach-Zehnder modulator," Opt.. Exp., vol. 13, pp. 3129-3135, 2005.
- [10] R. S. Jacobsen, K. N. Andersen, P. I. Borel, J. Fage-Pedersen, L. H. Frandsen, O. Hansen, M. Kristensen¹, A. V. Lavrinenko, G. Moulin, H Ou, C. Peucheret, B. Zsigri and A. Bjarklev "Strained silicon as a new electro-optic material" Nature 441, 199-202(11 May 2006)
- [11] <http://www.luxtera.com>

Evaluación del impacto de la política de colas Longest-in-System (LIS) en redes ad hoc*

PhD (c) I.J. Niño (*)
PhD Carlos T. Calafate (**)
PhD Juan Carlos Callo (***)
PhD Pietro Mallzoli (****)

(*), (**), (***), (****) Universidad Politécnica de Valencia
Valencia, España

Departamento de Informática Sistemas y Computadores
innigon@doctor.upv.es, calafate@disca.upv.es, jucano@disca.upv.es, pmanzoni@disca.upv.es

Resumen— El objetivo de este trabajo es analizar el impacto que diferentes políticas de planificación de paquetes basadas en asignar una prioridad diferente a los paquetes de datos en la cola pueden tener en la estabilidad y prestaciones de las conocidas redes MANETs. Se han comparado la disciplina de servicio LIS (Longest-in-System) y FIFO (First-in-First-Out) en redes MANETs tanto estáticas como dinámicas utilizando diferentes niveles de congestión de la red. Los resultados obtenidos muestran que la aplicación de la disciplina de servicio LIS produce mejoras en términos de throughput y retardo para el entorno estático, logrando que el sistema sea más estable. Asimismo se demuestra y explica porqué para el entorno dinámico móvil las políticas de colas seleccionadas no afectan de forma importante a las prestaciones de la red.

Palabras claves— políticas de planificación de paquetes, LIS, FIFO, redes MANETs.

Abstract— The objective of this paper is to analyze the impact that different policies from planning of packages based on assigning a priority different from the packages of data in the tail can have in the stability and benefits of the known MANETs networks. LILY (Longest-in-System) and FIFO (First-in-First-Out) in static MANETs networks have been compared the discipline on watch as as much dynamic using different levels from congestión of the network. The obtained results show that the application of the discipline on watch LILY produces improvements in terms of throughput and retardation for the static surroundings, obtaining that the system is more stable. Also it demonstrates and explains why the movable dynamic policies of selected tails do not affect of important form the benefits of the network.

Keywords— policies from planning of packages, LILY, FIFO, MANETs networks.

INTRODUCCIÓN

Las redes MANETs se caracterizan por ser una red multi-salto dinámica y flexible, cuya topología puede variar aleatoriamente y de forma impredecible debido a la movilidad de sus estaciones, y en las cuales no se requieren de una infraestructura fija para garantizar su correcto funcionamiento.

Tales características hacen que este tipo de redes sean fácilmente reconfigurables y presenten una alta adaptabilidad ante variaciones relacionadas con el entorno, las condiciones del medio, y variaciones del tráfico.

Para ofrecer garantías de calidad de servicio en redes MANETs, varios estudios se han centrado en la utilización de algoritmos de planificación de envío

de paquetes que intentan mejorar las prestaciones de la red mediante técnicas de reparto del ancho de banda y estabilidad del sistema [1], [2].

En [3] se evalúa, para redes cableadas, como afectan en la estabilidad en el sistema diferentes disciplinas de colas, entre ellas FI - FO (First-In First-Out) y LIS (Longest-in-System). Se concluye que, la disciplina de colas LIS permite alcanzar la estabilidad en el sistema mientras que FIFO se muestra inestable en algunos tipos de redes. Finalmente, el trabajo desarrollado por Andrew et al. [4], estudia la interacción entre algoritmos de encaminamiento y de planificación en redes inalámbricas de multiple salto.

En este trabajo se evalúa el impacto que los algoritmos (Longest-in-System) [3] de planificación

de envío de paquetes pueden tener en redes MANETs, de cara a mejorar el soporte que este tipo de redes ofrece a aplicaciones de tiempo real. Se implementa una disciplina de colas teniendo en cuenta los resultados obtenidos por Andrew et al. [3] y se evalúa el impacto que la política de colas LIS tiene en las prestaciones de la red.

El resto del trabajo se organiza como sigue. En la sección 2 se presenta el algoritmo de planificación LIS, y se describe su implementación en el simulador ns-2 [5]. En la sección 3 se describen los entornos de simulación estáticos y dinámicos utilizados y se presentan los resultados obtenidos utilizando diferentes niveles de congestión. Finalmente, en la sección 4 se presentan las conclusiones obtenidas y el trabajo futuro.

DISCIPLINA DE COLAS LIS

El presente trabajo parte del estudio desarrollado por Andrews et al. [3], en el cual se analiza la estabilidad universal de las redes y de los protocolos. Los autores definen que un sistema o protocolo es estable si y solo si tanto el número máximo de paquetes en cualquier cola como el retardo extremo-extremo máximo de cualquier paquete están limitados.

Según las premisas anteriores sobre la estabilidad de un sistema y de un protocolo, los autores concluyen que los algoritmos de planificación FTG (Farthes-to-Go), NTS (Nearestto-Source), SIS (Shortest-in-System) y LIS (Longest-in-System) son universalmente estables. En particular, los autores demuestran que para los algoritmos FTG, NTS y SIS el tamaño de la cola puede llegar a ser exponencial, lo que indica que algunos paquetes tienen que esperar un número exponencial de pasos para alcanzar su destino, mientras que para el algoritmo LIS su crecimiento es polinomial. Por tanto, en este trabajo se ha seleccionado el algoritmo LIS (Longest-in-System) y se pretende analizar si las características del mismo afectan de igual manera a las redes MANET, permitiendo afirmar que una red MANET utilizando el protocolo LIS es estable.

La política Longest-in-System o LIS, ofrece mayor prioridad a aquellos paquetes más antiguos. La idea fundamental de LIS consiste en ordenar los paquetes en la cola teniendo en cuenta el tiempo de generación de cada paquete.

En la siguiente sección, una vez validada la implementación que se ha realizado, se evalúa si la política LIS permite mejorar la estabilidad del sistema en redes MANETs.

RESULTADOS EXPERIMENTALES

En esta sección se realiza una evaluación experimental de la política LIS. Se ha utilizado el conocido simulador NS-2, y se ha realizado un estudio de sensibilidad variando parámetros representativos para evaluar la eficacia de esta política de colas. Se ha comparado la política LIS con la disciplina de colas FIFO, que es la que utiliza por defecto el simulador NS-2.

Para evaluar la bondad de la política LIS en redes MANET se evalúa el throughput (medido en destino), el retardo medio, medido extremo a extremo y el tamaño de las colas. La política LIS busca producir alguna mejora en la estabilidad del sistema. Es decir, que en el caso del retardo el valor medio para los distintos flujos tienda a igualarse y a mantenerse constante, y en el caso del throughput, analizar si éste también muestra una tendencia hacia la estabilidad.

Los entornos se han seleccionado con el objetivo de que determinadas estaciones presenten un nivel de saturación de tráfico elevado, que permita observar las diferencias entre ambas disciplinas de colas. En las simulaciones realizadas se ha variado la tasa de transferencia de bits por conexión entre pares de nodos desde 64, 128, 256, 512, 1024, 2048 y 4096 Kbit/s. Entre los parámetros comunes utilizados para comparar ambas políticas se encuentran el protocolo de encaminamiento (se ha utilizado el protocolo AODV, Ad-hoc On Demand Distance Vector), el tiempo de simulación (ajustado a 425 segundos), la tecnología inalámbrica (IEEE 802.11g) y el tipo de tráfico, (tráfico UDP con tiempo entre paquetes obtenido a partir de una distribución exponencial negativa). Otros parámetros, como el porcentaje de paquetes perdidos o descartados, el porcentaje de paquetes reordenados por LIS y el tamaño medio de la cola de las estaciones son de gran importancia a la hora de analizar resultados.

De cara a medir el porcentaje de paquetes reordenados por LIS, se han ampliado las estadísticas ofrecidas por el simulador para incluir el ratio de reordenación del algoritmo LIS.

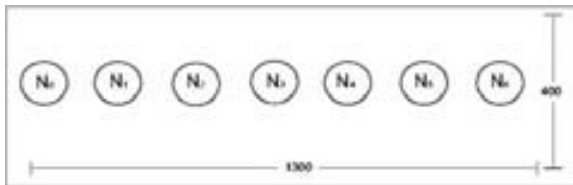


Figura 1. Topología del escenario estático

Este se ha definido como:

$$R_{LIS}(\%) = \frac{\sum r_{event}}{\sum Q_{event}}$$

Dónde Revents hace referencia a eventos de reordenación por parte del algoritmo LIS y Qevent hace referencia a eventos de entrada de un paquete en la cola.

Evaluación del impacto de la política de colas LIS en entornos estáticos

El objetivo principal de los experimentos es evaluar si la aplicación de la disciplina de colas LIS favorece la estabilidad del sistema en comparación con la disciplina estándar FIFO. Para ello, en primer lugar, se evaluará la política LIS en entornos estáticos. Se ha tenido en cuenta el diseño del entorno, de tal forma que se pueda observar un alto nivel de tráfico para poder analizar adecuadamente el impacto de la política sobre el retardo y el throughput.

Como se puede observar en la figura 1, el escenario utilizado en los experimentos es rectangular (1300x400 metros), siendo el número de nodos igual a 7 y la separación entre nodos de 200 metros. Dado que el radio de transmisión es de 250 metros, cada nodo se encuentra dentro del alcance directo de sus nodos vecinos.

En cada nodo se genera un flujo de datos de tipo exponencial negativo cuyo destino es, en todos los casos, el nodo 6. Se utiliza el protocolo de encaminamiento reactivo AODV (Ad hoc On-Demand Distance Vector), que como su nombre lo indica utiliza algoritmos vector distancia para crear y mantener las rutas. Las simulaciones se llevan a cabo durante un período de 425 segundos, los primeros 100 segundos se utilizan únicamente para encontrar rutas, evitando mezclar tráfico de encaminamiento y de datos, y los últimos 25 segundos se utilizan para cerrar las conexiones correctamente. La tasa

de generación de datos varía de 64 a 4096 Kbits, de cara a estudiar el comportamiento de la red a medida que el tráfico aumenta.

Impacto de la carga en las prestaciones

En este apartado se pueden observar los resultados obtenidos tras los experimentos descritos anteriormente.

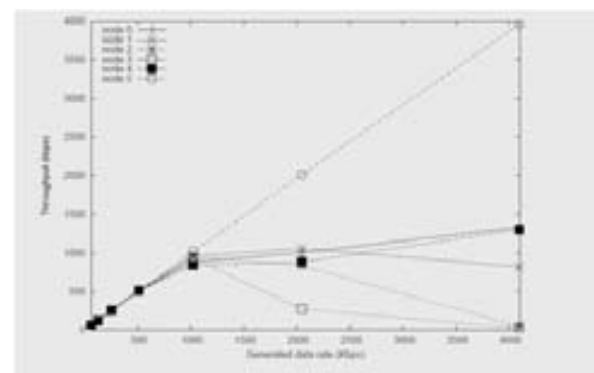
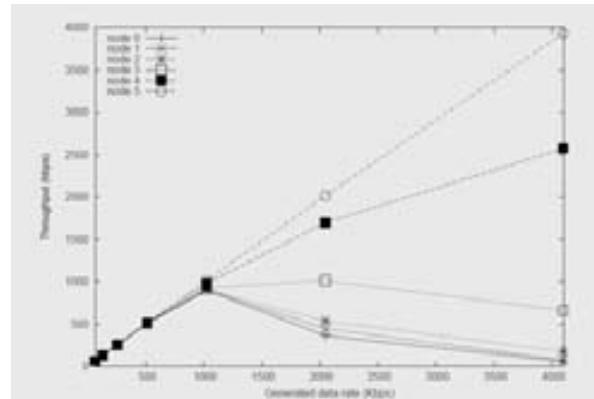


Figura 2. Resultados del throughput con una política FIFO (arr.) y LIS (ab.) a diferentes tasas de transferencia de datos.

La figura 2 muestra la tendencia de crecimiento del throughput tanto con FIFO como con LIS. Se observa que, para una carga de hasta 512 Kbit/s, el throughput es muy similar. Sin embargo, a partir de 512 Kbit/s se producen cambios significativos y de interés entre ambas políticas, para la comparación de prestaciones llevada a cabo. Analizando ambas gráficas se puede ver que la política de colas LIS permite igualar el throughput obtenido por los diferentes flujos salientes de los nodos 0, 1, 2 y 4. Si analizamos el nodo 3, su nivel de throughput disminuye notablemente debido a que en este nodo confluye el tráfico procedente de varios nodos, en este caso el 0, 1, 2 y de el mismo, lo que provoca un incremento significativo del tamaño de su cola. Además, su posición en la cadena de nodos (inter-

media) hace que esté en desventaja a la hora de transmitir con respecto a los demás. Para el nodo 5 se verifica justo lo contrario, éste casi no registra pérdidas para ninguna de las políticas de colas utilizadas. Esto se debe a que es el nodo más cercano al nodo destino, disponiendo de un mayor ancho de banda para la transmisión del tráfico.

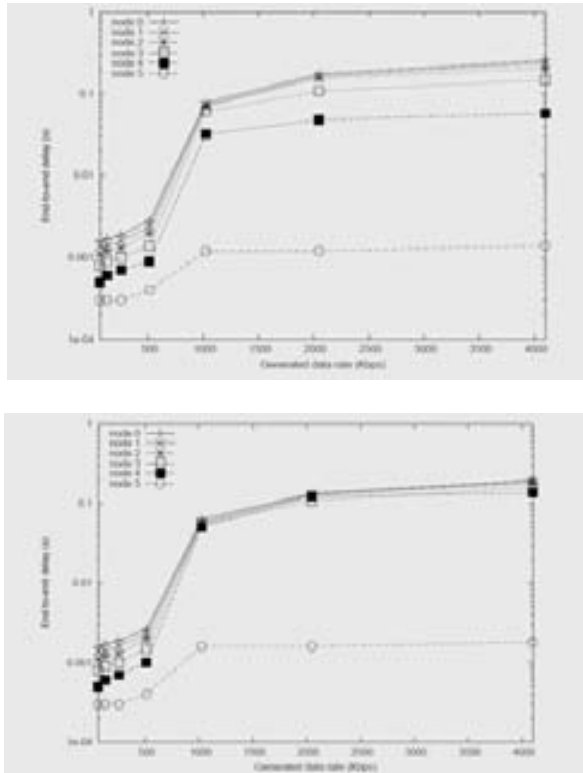


Figura 3. Resultados del End-to-end delay con una política FIFO (arr) y LIS (ab.) a diferentes tasas de transferencia de datos.

En la figura 3 se compara el retardo percibido por los paquetes con las disciplinas de colas FIFO y LIS. Tal y como ocurre para el throughput, se puede apreciar que, para tasas de bits de hasta 512 kbit/s, el retardo es similar para ambas disciplinas. Sin embargo, para tasas de transmisión más elevadas, se observa que la disciplina de colas LIS es bastante más eficiente ya que permite que los valores de retardo de los diferentes flujos de datos tiendan a ser similares. La única excepción es, tal y como sería de esperar, el nodo 5, el cual apenas sufre un ligero incremento del retardo al utilizar LIS.

Una mayor equidad en los niveles de retardo percibidos por conexión, tal y como la ofrecida por la disciplina de colas LIS, es bastante interesante si el propósito es la transmisión de flujos VoIP, donde variaciones en el retardo empeoran las prestaciones percibidas por los usuarios.

Otra de las métricas importantes, y que ayudan en la comparación de ambas políticas, es la pérdida de paquetes en cola. Una pérdida significativa de paquetes tiene como consecuencia una disminución en los niveles de throughput.

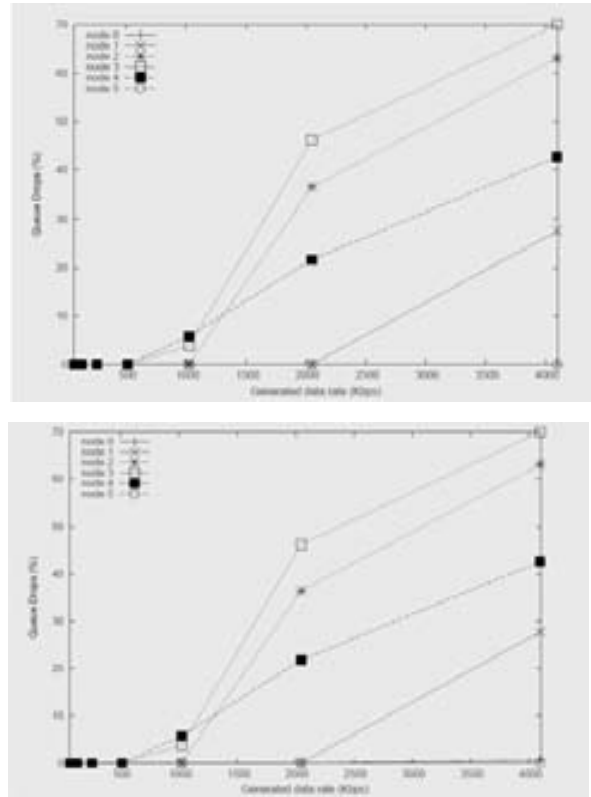
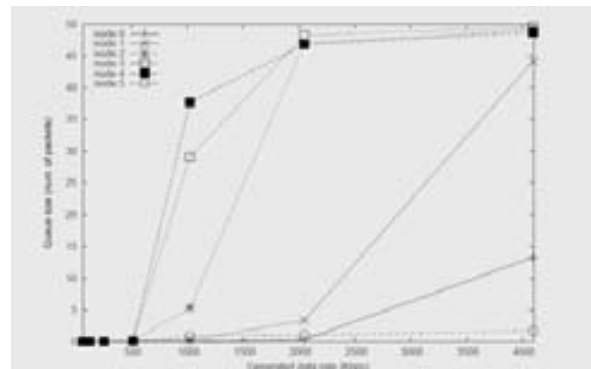


Figura 4. Pérdidas de paquetes con una política FIFO (arr) y LIS (ab) a diferentes tasas de transmisión.

De acuerdo a los resultados presentados en las gráficas de la figura 4, se puede ver que los porcentajes de paquetes perdidos utilizando FIFO o LIS son muy similares. Estos valores son los esperados ya que LIS es una política de colas y no de descarte de paquetes (como por ejemplo RED [6]).



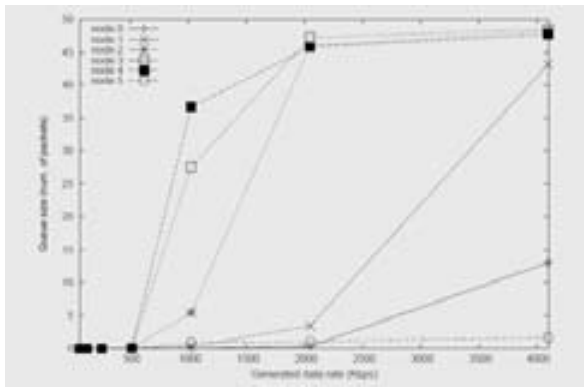


Figura 5. Número de paquetes en la cola con una política FIFO (arr.) y LIS (ab.) a diferentes tasas de transmisión.

Además, se observa que el porcentaje más alto de pérdida de paquetes se presenta en el nodo 3, lo cual es comprensible si se tiene en cuenta que en este nodo también se encuentran las colas de mayor tamaño, como se puede ver en la figura 5, y por tanto la probabilidad de pérdida de paquetes aumenta.

El tamaño de la cola está estrictamente relacionado con la aplicabilidad de la política de colas LIS ya que, para valores muy reducidos, la acción del algoritmo será casi nula. De hecho, se verifica que sólo para cargas superiores a 512 kbit/s el tamaño de las colas es suficiente como para permitir observar un contraste entre FIFO y LIS. Este es el tema de la siguiente sección.

Comportamiento bajo saturación

En esta sección se realiza una evaluación detallada del comportamiento de LIS en el escenario seleccionado para tasas de transmisión de 1024, 2048 y 4096 Kbit/s, y se analizan, además de los parámetros anteriores, el porcentaje de paquetes afectados por la disciplina de colas LIS.

Se verifica que, para una tasa de tráfico por fuente de 1024 Kbit/s, la política LIS introduce perturbaciones mínimas respecto a FIFO. A medida que la saturación en la red aumenta ambas políticas provocan comportamientos distintos en cada una de las estaciones del escenario. Mientras que una política FIFO la tendencia es de beneficiar los flujos de datos más cercanos al destino, en detrimento de los más distantes, para la política LIS los fuentes más castigados son aquellos que parten de nodos intermedios en la cadena. Esto se debe a que estos nodos están en desventaja respecto a los demás en términos de acceso al

medio inalámbrico, cuyas probabilidades se ven bastante más reducidas.

En cuanto al retardo se puede decir que, en general, la política LIS es bastante eficaz al lograr igualar el retardo para los distintos flujos. De nuevo, la posición privilegiada del nodo 5 hace que éste sea la excepción.

En la figura 6 se presentan los resultados en términos de descarte de paquetes en la cola y tamaño medio de la cola. Tal y como se comentó anteriormente, los resultados obtenidos son muy parecidos para ambas políticas.

En la primera gráfica se puede apreciar que en los nodos 2, 3 y 4, y para tasas de bits de 2048 y 4096 Kbit/s, existe un mayor número de pérdidas de paquetes por descarte debido a que el tamaño medio de la cola es bastante elevado.

Respecto al grado de actuación de la política de colas LIS, el valor máximo para el coeficiente de reordenación de paquetes RLIS se alcanza para en el nodo 4 a 1024 Kbit/s. Para este valor de carga existe una relación directa entre el número de paquetes en la cola y el coeficiente RLIS.

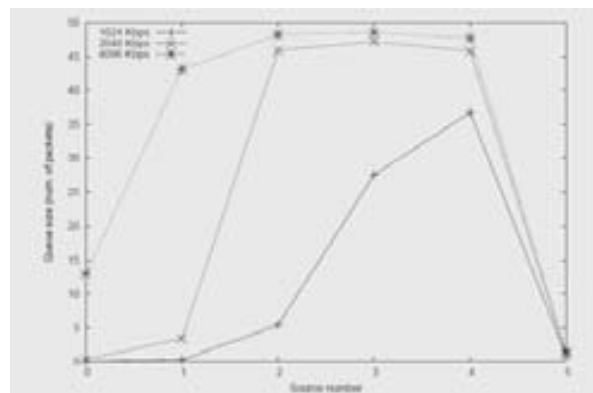
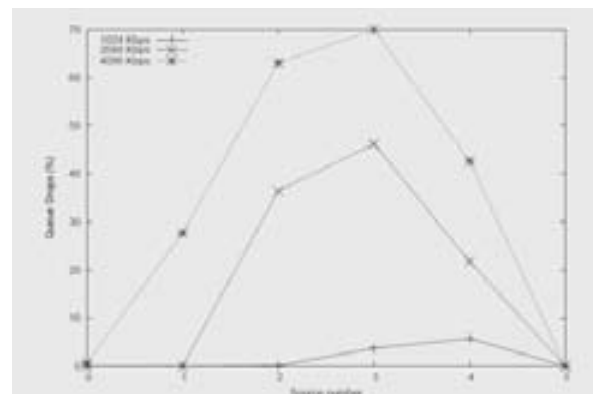


Figura 6. Resultados en términos de pérdida de paquetes (arr.) y tamaño medio de la cola (ab.) por fuente para ambas políticas de colas.

A medida que la carga aumenta verificamos que hay una tendencia hacia la igualdad en términos de RLIS, excepto para la cola del nodo 0 dónde no hay competición entre flujos de datos.

Evaluación del impacto de la política de colas LIS en entornos móviles

Procedemos ahora a analizar si, para el caso de entornos con movilidad, el impacto de la política de colas LIS puede resultar tan significativa como en entornos estáticos. Se ha utilizado un escenario rectangular de 1120x400 metros en el cual se han desplegado un total de 30 nodos móviles. Todos los nodos se mueven a una velocidad de 5m/s de acuerdo con el modelo de movilidad random waypoint. La duración de los experimentos sigue siendo de 425 segundos, de acuerdo a las mismas premisas descritas en el escenario estático para los 100 primeros y los últimos 25 segundos. Los resultados que se presentan son un promedio de 5 simulaciones según diferentes patrones de movilidad. El protocolo de encaminamiento utilizado sigue siendo el AODV, y el tipo de tráfico utilizado es el mismo que en el escenario estático, es decir, exponencial negativo. En este entorno la carga inyectada por cada fuente de datos variará de forma gradual entre 64 y 6024 Kbit/s hasta alcanzar la saturación de la red.

En la figura 7 se presentan los resultados obtenidos en términos de throughput y retardo extremo.

Se puede verificar que, incluso cuando se ha cruzado el umbral de los 1024 Kbit/s, prácticamente no existen diferencias entre ambas políticas, tanto para el throughput como para el retardo. Esto se debe principalmente a que el tráfico se reparte más por los nodos presentes en la red, habiendo menos probabilidades que distintos flujos de datos confluyan en un mismo nodo. Este hecho reduce la probabilidad de que se presente un nivel de ocupación de la cola que permita que la disciplina de colas LIS actúe reordenando los paquetes.

En la figura 8 se presentan los resultados relativos a la tasa de paquetes perdidos (izquierda), tamaño de la cola (centro) y tasa de reordenación de paquetes (derecha).

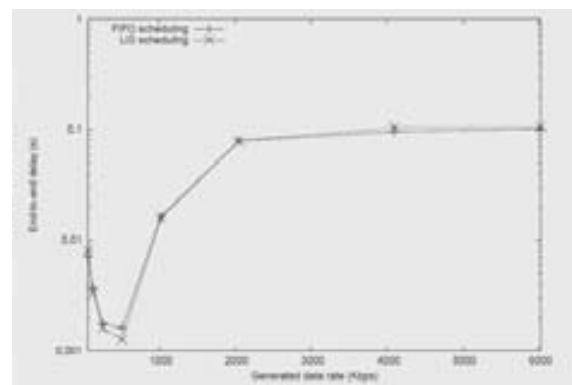
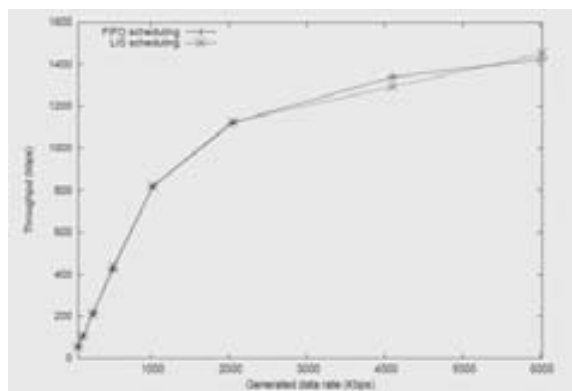
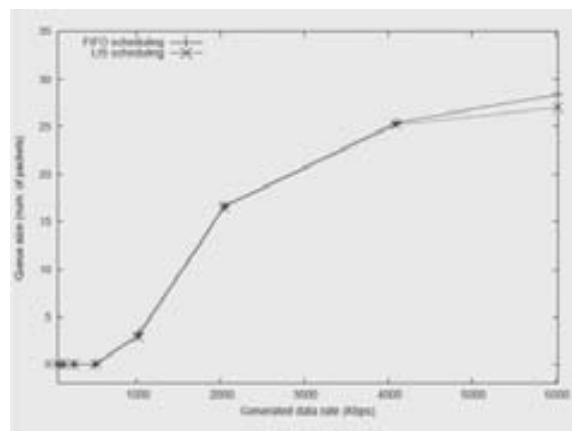
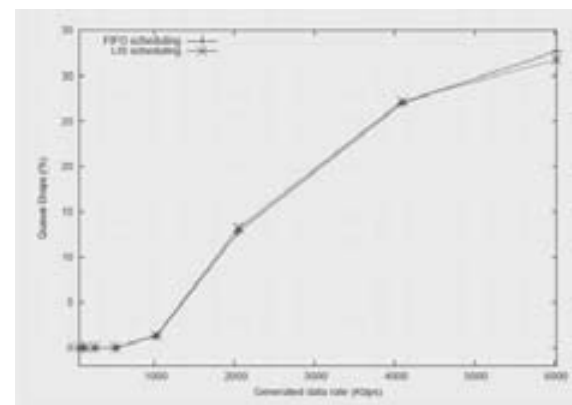


Figura 7. Comparación entre las políticas FIFO y LIS en términos de throughput (arr.) y retardo (ab.) a diferentes tasas de transferencia de datos.



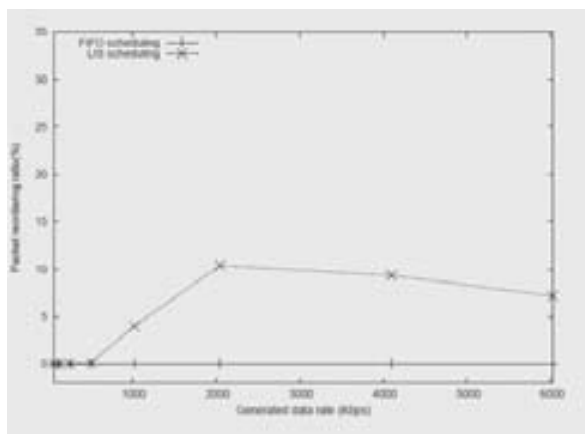


Figura 8. Comparación entre las políticas FIFO y LIS en términos de pérdidas de paquetes (izq.), tamaño de la cola (centro) y tasa de reordenación de paquetes (der.) a diferentes tasas de transferencia de datos.

De forma similar a lo que ocurría en el escenario estático, prácticamente no hay diferencias entre FIFO y LIS en cuanto a tasa de paquetes perdidos y tamaño medio de la cola. Respecto al escenario estático se verifica, además, que tanto la tasa de pérdida como el tamaño medio de la cola presentan valores bastante inferiores. En cuanto a la tasa de re-ordenación RLIS, tal y como sería de esperar, presenta valores más bajos que en el escenario estático. Para entender claramente el porqué ocurre esto, en la figura 9 se presenta el diagrama de caja y bigotes que refleja la distribución del tamaño medio de la cola de los nodos.

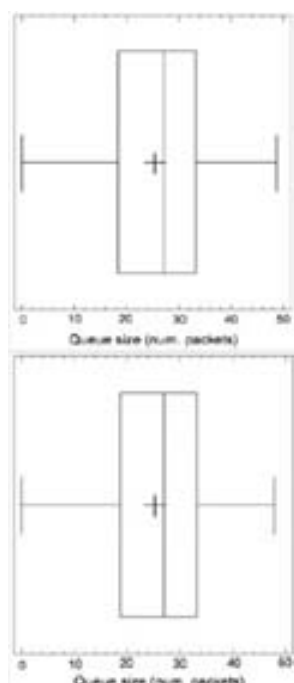


Figura 9. Diagrama de caja y bigotes para el tamaño de la cola utilizando políticas FIFO (arr.) y LIS (ab.) en saturación (4069 kbit/s).

Como se puede verificar, el tamaño de la cola presenta una distribución prácticamente normal, lo que significa que, en los distintos nodos de la red, el tamaño de la cola tiende a ser muy heterogéneo y raramente se acerca a la saturación. Esto es debido a que, en entornos móviles, la ruta mínima entre fuente y destino no suele coincidir con la ruta entre otro par de nodos. Además, la existencia de varios caminos simultáneamente reduce la probabilidad de que varios flujos de datos confluyan en un mismo nodo. Por último, el hecho de que la topología de la red cambie constantemente hace que cualquier coincidencia de rutas sea muy transitoria, reduciendo más aún la eficacia de una política de colas como LIS.

CONCLUSIONES

En este trabajo se ha implementado la disciplina de servicio LIS (Longest-in-System) basada en asignar mayor prioridad en la cola de entrada de las estaciones de la red a aquellos paquetes que hayan sido inyectados primero en el sistema [3]. Se ha comparado la política LIS con la disciplina de servicio FIFO en entornos tanto estáticos como dinámicos en busca de efectos positivos en la estabilidad y prestaciones del sistema.

Los resultados muestran mejoras y tendencias hacia una estabilidad del retardo para el entorno estático bajo la disciplina de servicio LIS. Por otra parte, para el entorno con movilidad, el comportamiento de ambas disciplinas de servicio es parecido.

En entornos estáticos, se verifica que una vez superado el punto de saturación, los valores de throughput aumentan en ciertos nodos y disminuyen en otros de una forma distinta a lo que ocurre con FIFO, lo que significa que el comportamiento de la red es completamente distinto en función de la política utilizada. Utilizando una política LIS, los valores del retardo de los diferentes flujos de datos se igualan, lo que permite lograr un mejor soporte a roaming y a aplicaciones con requisitos de tiempo real, tales como VoIP. Se verifica además que la política de planificación LIS actúa esencialmente cuando hay saturación de tráfico, siendo el porcentaje de paquetes reordenados mayor.

Para el entorno móvil, en los escenarios utilizados, la probabilidad de que varios flujos de datos confluyan en un mismo nodo es mínima debido

a mayores densidades de nodos y mayor dispersión del tráfico. Al no disponer de una saturación de tráfico significativa en prácticamente ninguno de los nodos, el reducido número de paquetes en cola, conlleva que el porcentaje de reordenación de paquetes para el escenario móvil sea muy bajo, no llegando a apreciarse las mejoras de una política tipo LIS. Un análisis comparativo del comportamiento para los distintos escenarios nos permite concluir que el impacto de una política de ordenación de paquetes en colas en redes ad hoc es mucho más evidente en redes estáticas, siendo necesario un gran número de fuentes y una carga muy elevada para que se pueda llegar a apreciar alguna ventaja en entornos de red móviles.

REFERENCIAS

- [1] Heng Xu, Xin Wang, and C. K. Toh. Comparative Analysis of Scheduling Algorithms in Ad Hoc Mobile Networking. In Proceedings of the 6th International Conference on Parallel and Distributed Computing, Applications and Technologies, pages 639 – 643, Dalian, China, December 2005.
- [2] Byung Gon Chun and Mary Baker. Evaluation of Packet Scheduling Algorithms in Mobile Ad Hoc Networks. *Mobile Computing and Communication Review*, Volume 6 (Issue 3): 36 – 49, July 2002.
- [3] Matthew Andrews, Baruch Awerbuch, Antonio Fernandez, Tom Leighton, Zhiyong Liu, and Jon Kleinberg. Universal Stability results and Performance Bounds for Greedy Contention Resolution Protocols. *Journal of the ACM*, Volume 48 (Issue 1): 39 – 69, January 2001.
- [4] Matthew Andrews and Lisa Zhang. Routing and Scheduling in Multihop Wireless Networks with Time Varying Channels. In Symposium on Discrete Algorithms. Proceedings of the 15th annual ACM SIAM Symposium on Discrete Algorithms, pages 1031 – 1040, New Orleans, January 2004.
- [5] K. Fall and K. Varadhan. ns notes and documents. The VINT Project. UC Berkeley, LBL; USC/ISI and Xerox PARC, February 2000. Available at http://www.isi.edu/nsnam/ns/ns_documentation.html
- [6] Sally Floyd and Van Jacobson. Random Early Detection Gateway for Congestion Avoidance. *IEEE/ACM Transaction on Networking*, pages 297 – 413, August 1993.

Establecimiento de áreas de seguridad para el tratamiento de madera con microondas

PhD (c) Ángela Tatiana Zona (*)
PhD Juan Vicente Balbastre (**)
Ing. Oneira Calderón (***)

(*), (**) Instituto de Aplicaciones de las Tecnologías de la Información y de las Comunicaciones Avanzadas – ITACA
Universidad Politécnica de Valencia
Valencia, España
Grupo de Electromagnetismo Aplicado – GEA
anzoor@doctor.upv.es, jbalbast@itaca.upv.es

(***) División de Ingenierías
Facultad de Ingeniería de Telecomunicaciones
Universidad Santo Tomas
Bucaramanga, Colombia
Unidad Investigadora de Telecomunicaciones – UNITEL
onecalu@hotmail.com

Resumen— En este artículo se establecen las áreas de seguridad en los tres planos cuando se tratan maderas con el sistema de desinsectación de maderas por microondas, el cual ha sido desarrollado por el Grupo de Electromagnetismo Aplicado del Instituto ITACA y que funciona a 2,45 GHz. La metodología está basada en la medida de la intensidad de campo radiada por la antena a una distancia específica.

Palabras claves— Desinsectación de madera por microondas, aplicaciones industriales de las microondas

Abstract— In this article the areas of security in the three planes settle down when wood is dealt with the system of wood decontamination by microwaves, which has been developed by the Group of Electromagnetism Applied of the Institute ITACA and that works to 2,45 GHz. The methodology is based on the measurement of the intensity of field broadcast by the antenna to a distance specifies.

Keywords— wood decontamination by microwaves, microwave industrial applications.

INTRODUCCIÓN

El procesamiento de madera mediante microondas ha sido estudiado ampliamente por el Doctor Grigori Torgovnikov [1].

La viabilidad de desinsectar maderas con microondas está ampliamente para restauración obras de arte [2][3] y desinsectación de madera [4][5].

El grupo de electromagnetismo aplicado ha realizado investigaciones en esta área [6] [7], de donde ha surgido la necesidad de construir un sistema con características específicas conforme a los resultados de la investigación, en esta área existen otros sistemas [8][9].

Es muy importante que cuando estos sistemas no se constituyen por cavidades cerradas, es neces-

rio tener en cuenta la normativa relacionada [10] [11] para la seguridad de las personas.

El objetivo de la presente investigación es establecer las áreas de seguridad para el público y el operario durante el tratamiento de madera con microondas, respetando los límites de exposición de seres humanos a las ondas electromagnéticas que a 2,45 GHz en áreas públicas es 61,4 V/m y en áreas de trabajo es 137 V/m[10][11].

El artículo está dividido en tres partes fundamentales, en la primera se explica la metodología seguida, en la segunda se muestran y discuten los resultados, permitiendo el establecimiento de las áreas de seguridad, para terminar con la conclusión que nos deja esta investigación.

MÉTODOS

El establecimiento de áreas de seguridad se basa en la intensidad de campo producida por el sistema de desinsectación de madera por microondas (SDMM), esta se mide con un equipo de medida de radiación (EMR) dentro de una cámara semianecoica para mayor seguridad.

La cámara se encuentra en la Escuela Técnica Superior de Ingenieros de Telecomunicación de la Universidad Politécnica de Valencia y está equipada con una mesa giratoria y un mástil que se controlan desde el exterior.

El SDMM ha sido diseñado por el Grupo de Electromagnetismo Aplicado, funciona a 2,45 GHz con dos modos de funcionamiento: 1 ó 2 kW, es decir, 1 ó 2 magnetrones en funcionamiento. El sistema consta de un generador y un aplicador, el primero está compuesto por dos fuentes conmutadas controladas por un micro-controlador y dos magnetrones controlados individualmente; el segundo es una guía que consigue polarización circular para cualquiera de los modos de funcionamiento, termina en una bocina cuadrada con lado de 10,5 cm y cuenta con un dispositivo para evitar radiaciones traseras. El tiempo y porcentaje de potencia son programables en la caja de control ó mediante un mando a distancia que permite configurar y poner en funcionamiento el sistema desde el exterior de la cámara

El EMR debe ubicarse en campo lejano para que las medidas sean validas, en este caso es a más de 37,7cm de la cara de radiación.

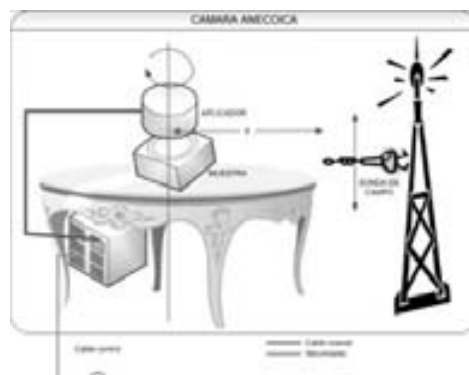
$$E_{lejano} = \frac{2 \times D^2}{\lambda} = \frac{2 \times 15,20cm^2}{12,24cm} = 37,7cm$$

$$D = \frac{\sqrt{21,5cm^2 + 21,5cm^2}}{2} = 15,30cm$$

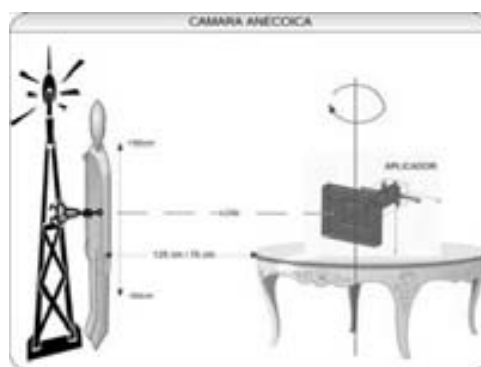
Con el fin de considerar el caso más pesimista posible con el SDMM se programa un tratamiento de 2 kW durante 10 segundos. La intensidad de campo eléctrico se mide alrededor del aplicador en dos planos: sobre el plano de la superficie irradiada a 2,75 m desde el centro del aplicador (Figura 1a) y en el corte principal del diagrama de radiación a 2 m de la cara del aplicador (Figura 1b).

En el caso del plano de la superficie irradiada el EMR se ubica a cuatro alturas diferentes: 0; 1; 1,5 y 1,75 m, tomando los datos de intensidad de campo cada 30° para cada altura. Debido a que la radiación del aplicador puede poner en peligro la caja de control, se coloca una muestra de madera de 20x20x5 cm para ser tratada, su función es absorber la energía en la dirección de máxima radiación, además de producir reflexiones laterales para considerar el peor caso.

En el caso del corte principal del diagrama de radiación el EMR se ubica en línea de vista con el aplicador, se toman los datos cada 45° y se repite a alturas de 0,5 m sobre y bajo la línea de vista. El mismo procedimiento se repite para la altura de la cadera, el pecho y la cabeza de un maniquí con 1,85 m de altura que viste el traje y el EMR se coloca debajo del traje. La ubicación más restrictiva en este caso es directamente enfrente del aplicador sin una muestra en medio, aunque no es una ubicación potencial se tiene en cuenta como el peor de los casos.



a. Plano superficie irradiada



b. Corte principal del diagrama de radiación

Figura 1. Configuración de laboratorio

Finalmente, se establecen tres radios que delimitan cuatro áreas de seguridad, sabiendo que [12]:

$$\frac{|E_1|^2}{|E_2|^2} = \frac{r_2^2}{r_1^2} \quad (1)$$

Y conociendo la intensidad de campo a una distancia del aplicador y el límite establecido por la normativa, se pueden calcular los radios como:

$$R = \sqrt{\frac{[DISTANCIA_m]^2 \times [MAX_V/m]^2}{[LIMITE_V/m]^2}} \quad (2)$$

Donde para calcular el primer radio (R1) se usa el límite en áreas públicas, para calcular el segundo (R2) y el tercero (R3) se usa el de áreas de trabajo, pero para R3 se debe tener en cuenta el apantallamiento del traje. De esta manera el exterior de R1 se establece como área pública, el espacio comprendido entre R1 y R2 como área de trabajo donde el operario puede circular, el espacio comprendido entre R2 y R3 como área de trabajo donde el operario debe vestir obligatoriamente el traje apantallado si desea circular y finalmente, el interior de R3 como área restringida donde el operario no puede circular bajo ninguna circunstancia durante un tratamiento.

RESULTADOS

La mayor intensidad de campo en la Figura 2 se obtiene para una altura de 1m en la dirección 210° a una distancia de 2,5 m, donde se miden 86,21 V/m. Considerando el caso anterior como el más peligroso se calculan R1 y R2, que son 3,51 y 1,57 m respectivamente. Dichos radios deben establecerse desde el centro del aplicador cuando se tratan las esquinas de piezas con superficies mayores la de la cara del aplicador.

En la Figura 3 la máxima intensidad de campo se encuentra en 0°, cuando el EMR y el aplicador están enfrentados. Aunque de los tres patrones la máxima intensidad de campo debería estar en línea de vista con el aplicador (90 cm), esta se encuentra a la altura de 140 cm posiblemente debido reflexiones sobre la mesa.

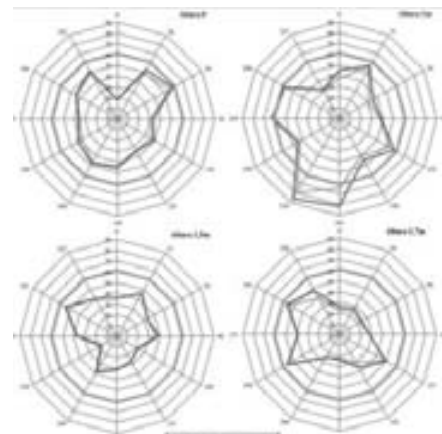


Figura 2. Mediana de Campo - superficie irradiada (V/m)

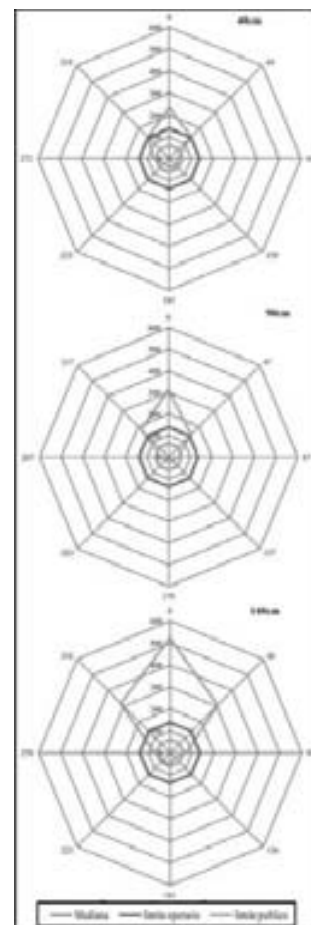


Figura 3. Mediana de campo - corte principal del diagrama (V/m)

En este caso, para establecer los radios es necesario identificar diferentes rangos de ángulos observando cuidadosamente los límites de la Figura 3. En las Tabla 1 y Tabla 2, se calculan R1 y R2 respectivamente.

Tabla 1. R1 corte principal del diagrama

Angulos (°)	MAX (V/m)	R1 (m)
[285-75]	520,13	16,94
[75-90] & [270-285]	100,00	3,26
[90-270]	53,09	1,73

Tabla 2. R2 corte principal del diagrama

Angulos (°)	MAX (V/m)	R2 (m)
[315-45]	520,13	7,59
[45-70] & [290-315]	316,85	4,62
[70-90] & [270-209]	137,00	2,00
[90-270]	53,09	0,77



Figura 4. Configuración de las medidas con el traje apantallado

Para calcular el último radio (R3) es necesario conocer la intensidad de campo dentro del traje apantallado o en su defecto poder calcular el apantallamiento producido por el traje. En la Figura 4 se muestra la configuración implementada para las medidas hechas con el traje.

La intensidad de campo se representa en la Figura 4. El caso más pesimista cuando se habla del corte principal del diagrama de radiación a 2 m de la cara del aplicador se encuentra a 1,73 m de altura (altura de la cabeza, donde el traje tiene rejilla en lugar de tela). En la Tabla 3 se calcula R3 teniendo en cuenta los rangos de ángulos usados para el cálculo de R2.

En la figura 6 se representa el diagrama de seguridad establecido para los planos de los cortes del diagrama de radiación. La exactitud de los radios está relacionada con la potencia aplicada, el tipo y grosor de la pieza a tratar, sin embargo estos radios se consideran validos para todo tipo de tratamiento con el SDMM ya que se han establecido sin tratar ninguna pieza.

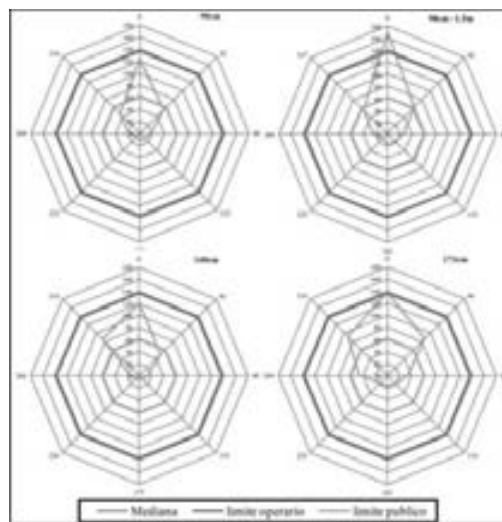


Figura 5. Mediana de campo con traje corte principal del diagrama (V/m)

Tabla 3. R3 corte principal del diagrama

Angulos(°)	MAX(V/m)	R3(m)
[315-45]	137,00	2,00
[45-70] & [290-315]	97,36	1,42
[70-90] & [270-209]	60,00	0,87
[90-270]	45,97	0,67

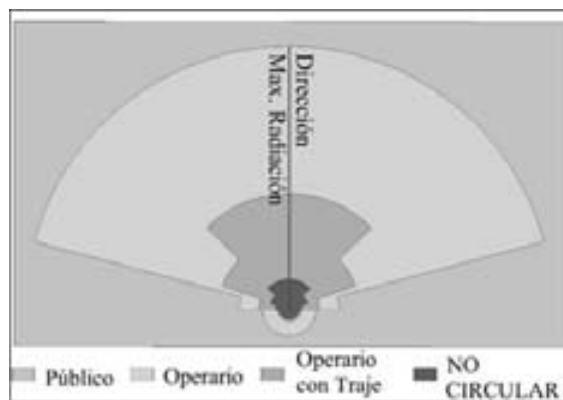


Figura 6. Áreas de seguridad corte principal del diagrama

Por otro lado, las dos graficas superiores en la Figura 5 permiten calcular el error relativo de los cálculos, ya que se tiene la intensidad de campo a una altura de 90 cm dentro del traje apantallado a dos distancias: 1,5 m y 2 m, de esta manera:

Para calcular R3 en el plano de la superficie irradiada es necesario conocer la atenuación que presenta el traje (Tabla 4).

Tabla 4. Atenuación del traje

Punto	Sin traje (V/m)	Con traje (V/m)	Atenuación (dB)
140 a 2 m	520,13	120,22	12,72
90 a 2 m	313,33	124,10	8,04
90 a 1,5 m	417,76 *	170,25	7,79

*Calculada con la medida sin traje a 2m.

La menor atenuación teniendo en cuenta el error de 5,5% es 7,4 dB, conociendo que la máxima intensidad de campo es 86,21 V/m a 2,5 m para el tratamiento de 2 kW y modificando el límite de la ecuación al multiplicarlo por la atenuación en lineal (2,34), se calcula el radio R3 como:

En la Figura 7 se muestra las áreas de seguridad establecidas para los planos paralelos a la superficie irradiada.

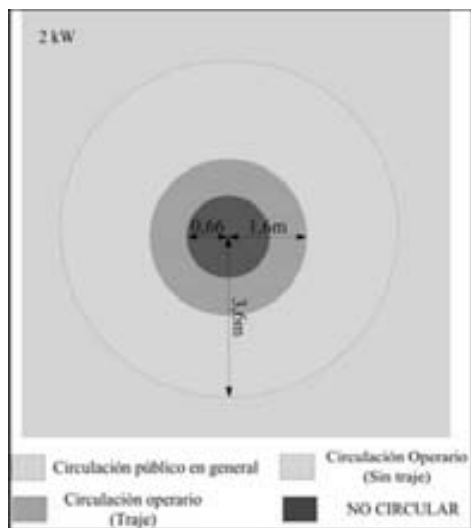


Figura 7. Áreas de seguridad superficie irradiada

CONCLUSION

Se han establecido las áreas de seguridad alrededor del sistema de desinsectación de madera por microondas cuando se tiene un tratamiento de 2 kW. Ya que los radios se han estimado para el peor de los casos con este sistema, se consideran válidos para cualquier tipo de tratamiento.

Las áreas de seguridad para piezas grandes deben establecerse desde el centro del aplicador cuando se tratan los bordes de la pieza. Por otro lado, aunque las zonas de seguridad estén esta-

blecidas en la dirección de máxima radiación se recomienda no situarse en frente del aplicador durante un tratamiento.

Para reducir los límites en la dirección de máxima radiación se recomienda un estudio de la atenuación producida por diferentes tipos y grosores de maderas, con el fin de establecer la atenuación de intensidad de campo en cada caso y también para conocer el máximo grosor tratable con el sistema.

Finalmente, se deben establecer diferentes procedimientos de aplicación dependiendo de la pieza y el modo de funcionamiento.

AGRADECIMIENTOS

A los grupos SCRM y ICEM del Instituto ITACA, y a la empresa DS3D por su colaboración.

REFERENCIAS

- [1] Torgovnikov, G. "Dielectric properties of Wood and wood based materials". 1993. Springer Verlag.
- [2] Bini, M., Andreuccetti, D. et al September 1997b. "Treatment planning in microwave heating of painted wooden boards", Proceedings of VI International Conference on Microwave and High Frequency Heating, Fermo (AP):361-364.
- [3] Andreuccetti, D., Bini, M. et al June 1995a. "Feasibility of Microwave Disinfestation of Wood". Proc. of 26th Annual Meeting IRG/WP, Helsingor (Denmark), doc. no. IRG/WP/95-40051
- [4] Webber, H., et al.1946. "High frequency electric fields as lethal agents for insects". Journal of Economic Entomology: 487-498.
- [5] Plaza, P., Balbastre, J., Fernández, A., Gordillo J. y de los Reyes, E. "Microwave Disinfestation of Bulk Timber". En proceso de publicación.
- [6] "Microwave treatment for woodworm disinfestation in large-format works of art". Proceedings of international conference on heritage, weathering and conservation. HWC-2006, June. Madrid, Spain. Pags 707-712 Vol. II

- [7] "Initial procedure to exterminate woodworms in panel paintings by microwave-power application". International Microwave Power Institute's 40th annual Symposium Proceedings. 2006. Boston, USA. Pags. 267-271
- [8] Andreuccetti, D., Bini, M. et al. September 1995b. "A microwave device for woodworm disinfestations". Proc. of the International Conference on Microwave and High Frequency Heating, ST John's College, Cambridge(UK).
- [9] Bini, M., Ignesti, A. et al. "A Portable Microwave System for Woodworm Disinfestation of Artistic Painted Boards," Journal of Microwave Power and Electromagnetic Energy, vol. 32, pp. 180 - 187, 1997 1997.
- [10] Ministerio de la Presidencia, "REAL DECRETO 1066/2001 de 28 de septiembre. Reglamento que establece condiciones de protección del dominio público radioeléctrico, restricciones a las emisiones radioeléctricas y medidas de protección sanitaria frente a emisiones radioeléctricas.," BOE núm. 234 de 29 de septiembre, 2001, pp. 36217-36227.
- [11] Norma Europea, "Exposición humana a campos electromagnéticos," C. 50166-2, Ed., 1994.
- [12] Balbastre J., Nuño L., Llácer, L., González H., "Electrodinámica para ingenieros". 2005. Valencia. Ediciones VJ.

ALCANCE Y POLÍTICA EDITORIAL

La revista ITECKNE es una publicación científica y tecnológica de la División de Ingenierías de la Universidad Santo Tomás, Seccional de Bucaramanga, que en la actualidad comprende las facultades de Ingeniería de Telecomunicaciones, Ingeniería Mecatrónica, Ingeniería Industrial y química ambiental que tiene por objeto divulgar los resultados de las investigaciones que se realizan en su seno.

La revista recibe contribuciones en idiomas Español e Inglés. Igualmente se aceptan traducciones al Español de artículos publicados originalmente en cualquier otro idioma. Se aceptan los siguientes tipos de trabajos:

1. Artículo de Investigación Científica y Tecnológica: Documento que presenta, de manera detallada, los resultados originales de proyectos de investigación. La estructura generalmente utilizada contiene cuatro apartes importantes: introducción, metodología, resultados y conclusiones.
2. Artículo de Reflexión: Documento que presenta resultados de investigación desde una perspectiva analítica, interpretativa o crítica del autor, sobre un tema específico, recurriendo a fuentes originales.
3. Artículo de Revisión: Documento resultado de una investigación donde se analizan, sistematizan e integran los resultados de investigaciones publicadas o no publicadas, sobre un campo en ciencia o tecnología, con el fin de dar cuenta de los avances y las tendencias de desarrollo. Se caracteriza por presentar una cuidadosa revisión bibliográfica.
4. Artículo Corto: Documento breve que presenta resultados originales preliminares o parciales de una investigación científica o tecnológica, que por lo general requieren de una pronta difusión.
5. Reporte de Caso: Documento que presenta los resultados de un estudio sobre una situación particular con el fin de dar a conocer las experiencias técnicas y metodológicas consideradas en un caso específico. Incluye una revisión sistemática comentada de la literatura sobre casos análogos.

La periodicidad es semestral. El objetivo principal de esta publicación es considerar aquellos artículos de las tipologías mencionadas con un alto nivel de calidad académico y que adicionalmente sean relevantes a la coyuntura económica y social a nivel local e internacional.

Procedimiento de aceptación de los artículos

Los trabajos se aceptan para publicación previo un proceso cuidadoso de revisión de su calidad académica. El Editor en conjunto con el Comité Editorial hace una primera evaluación, después de la cual, el trabajo puede ser rechazado sin evaluación adicional o se acepta para la evaluación de los pares académicos. Los trabajos se rechazan en esta primera evaluación porque no son suficientemente originales, tienen serias deficiencias en su estructura, o una pobre redacción o no cumplen con los requisitos de presentación exigidos por la revista. Los que son aceptados en esta primera etapa, son enviados a dos pares académicos expertos en el área respectiva, cuyas identidades no serán conocidas por el autor y, a su vez, los pares evaluadores tampoco conocerá la(s) identidad(es) del(los) autor(es). Por lo tanto el proceso de evaluación serán doblemente ciego. Los evaluadores cuentan con un plazo entre uno y dos meses calendario para emitir un concepto detallado sobre la estructura y redacción del artículo, su originalidad, el alcance de su contenido, el planteamiento y la justificación del problema abordado, la descripción de la metodología utilizada, la consistencia entre los resultados y las conclusiones y la concordancia y precisión de las referencias bibliográficas citadas.

Cuando las recomendaciones de los dos pares evaluadores coinciden, el Editor toma de determinación de aceptar o rechazar el trabajo. Si no coinciden, busca el concepto de un tercer evaluador. Si el trabajo es rechazado, se le devuelve a su(s) autor(es) junto con le recomendación de corregir el trabajo y consideración su publicación en otra revista. La decisión de rechazar un trabajo es definitiva e inapelable. Si el trabajo es

aceptado, pero con la recomendación de hacer modificaciones, se le devuelve al(los) autor(es) junto con las recomendaciones de los árbitros para que preparen una nueva versión corregida para lo cual disponen de un mes calendario. Los autores deben remitir la nueva versión con una carta en la que expliquen detalladamente los cambios efectuados, de acuerdo con las recomendaciones recibidas. El Editor toma la determinación de aceptarlo o rechazarlo, considerando el concepto de los evaluadores y las correcciones hechas por el(los) autor(es). Los trabajos no publicados serán archivados como artículos rechazados o en proceso de aceptación.

INSTRUCCIONES PARA LOS AUTORES

El formato para la presentación de los documentos es el siguiente:

1) El trabajo debe ser original e inédito y su contenido será de responsabilidad exclusiva de su(s) autor(es) y no compromete a la Universidad. El documento deberá ser enviado en media magnético (Word) a la siguiente dirección y/o correo electrónico:

Fernando Niño Ruiz – Editor

Revista ITECKNE

División de Ingenierías

Universidad Santo Tomás

Carrera 18 No. 9 -27

Bucaramanga, Colombia

Email: iteckne@ustabuca.edu.co

fernino@ustabuca.edu.co

2) En medio digital en Word, a espacio sencillo, en letra Times New Roman, tamaño 12, en papel tamaño Carta, márgenes de 3 cm, sin superar las 12.000 palabras o las 40 páginas y en formato no modificable PDF.

3) La primera página del documento deberá incluir la siguiente información y en ese orden:

- a) Título: Debe Contener en forma concisa el contenido del trabajo.
- b) Nombre del autor
- c) Resumen en Español y Abstract en Inglés que no supere las 120 palabras.
- d) Palabras Clave en Español y keywords en Inglés (máximo 7)
- e) Clasificación del artículo de acuerdo con el sistema utilizado por la Institute of Electric and Electronic Engineering, IEEE o American Society of Mechanical Engineering ASME según el tema de que se trate.
- f) En nota de pie de página (con un asterisco) se incluirán los agradecimientos o información relacionada con ayuda financiera para elaborar el documento (sin afectar la numeración consecutiva de notas de pie de página del resto del documento).
- g) En nota de pie de página (con dos asteriscos) se incluirá el grado de escolaridad del autor, afiliación institucional, correo electrónico (tres asteriscos para un segundo autor y así sucesivamente).

4) En el resto del documento no debe haber indicios que permitan identificar a los autores, con el fin de que pueda preservarse su anonimato.

- 5) Las notas de pie de página serán exclusivamente de carácter aclaratorio o explicativo y no deben incluir referencias bibliográficas.
- 6) Las referencias bibliográficas deben aparecer en el texto con el apellido y la primera inicial del nombre del autor, y entre paréntesis, el año de la publicación: (Ejemplo: Según Pérez L. (2004); en caso del uso de comillas se incluirá la página citada: Según Pérez L. (2004, 21) "..."; y si son varias páginas: Según Pérez (2004, 21-25). Si la referencia se presenta entre paréntesis: (Pérez, L. 2004, 21-24)
- 7) Los cuadros y graficas deberán indicar su fuente de información en su parte inferior y los datos de origen deben presentarse en otro archivo magnético. Como la revista podría ser en blanco y negro, las curvas en las gráficas deben ser presentadas con símbolos diferenciadores, (Ejemplo: con rombos, con asteriscos, en línea continua, en línea discontinua, más gruesa o más fina, etc.).
- 8) Las ecuaciones deben ser enumeradas consecutivamente a lo largo del texto entre paréntesis ((1), (2), (3), etc.) y esta enumeración debe estar alineada a la derecha de la página.

8. La numeración del documento debe presentarse de la siguiente manera:

1. Título 1er nivel

1.1. Título 2º nivel

1.1.1. Título 3er nivel

1.1.1.1. Título 4º nivel

9. La bibliografía del documento debe incluir solamente las publicaciones citadas en el texto y de la siguiente manera:

- a) Libros: Apellido e inicial del nombre del autor, año de publicación entre paréntesis, título en letra cursiva, ciudad de publicación (y país si la ciudad no es conocida) y editorial. Ejemplo: Varian, H. (1999). *Microeconomía Intermedia: un enfoque actual*, Barcelona).
- b) Capítulo de un libro: Apellido e inicial del nombre del autor, año de publicación entre paréntesis, título del capítulo entre comillas, inicial del nombre y apellido del editor o compilador, título del libro en letra cursiva, ciudad de publicación (y país si la ciudad no es conocida), editorial y páginas del capítulo; (Ejemplo: Tovar, H. (1987). "La lenta ruptura con el pasado colonial (1810-1850)". En J .A. Ocampo, compilador, *Historia Económica de Colombia*. Bogota, Siglo XXI editores, pp 87 -117 .)
- c) Artículos: Apellido e inicial del nombre del autor, año de publicación. Entre paréntesis, título entre comillas, nombre de la revista en letra cursiva, volumen, número y páginas que ocupa el artículo; (Ejemplo: Qiu, L. (1995). "Strategic trade policy under uncertainty". En *Review of International Economics*. Vol 3, Num 1, pp75-85.
- d) Documentos de trabajo: Apellido e inicial del nombre del autor, año de publicación entre paréntesis, título entre comillas, nombre de la serie en letra cursiva; (Ejemplo: Hall, R. (1989). "Invariance Properties of Solow's Productivity Residual". En: *NBER Working Papers Series*, 3034, Cambridge.

9) Adicional al documento, el autor deberá anexar la Hoja de Vida actualizada, que contenga al menos: e-mail, número de cédula, fecha de nacimiento, grado de escolaridad y publicaciones actualizadas, las cuales deberán incluir el nombre y el ISSN de la revista, el número de páginas y la Universidad o Institución que edita la Revista.

