Edición No. 5

CONTENIDO

DIRECTIVOS
Rector Seccional
Fray Carlos Arturo Díaz Rodríguez, O.P.
Vicerrector Académico
Fray Tiberio Polanía Ramírez, O.P.
Vicerrector Administrativo-Financiero
Fray Jesús Antonio Ceballos Giraldo, O.P.
Decano de División de Ingenierías
Fray Guillermo León Villa Hincapié, O.P.

Director
Fray Guillermo León Villa Hincapié., O.P.
Editor
Fernando Niño Ruiz
Universidad Santo Tomás Seccional Bucaramanga

Concejo editorial
Alexander García Pérez
Javier Alejandro Meléndez
Javier Peña
Liliana Margarita Prieto
David Prieto
Richard Caicedo
William Castro
Fernando Niño Ruiz
Fray Guillermo León Villa Hincapié, O.P.

Asesores internacionales
Elías de los Reyes Davó
Miguel Fernando Bataller
Juan Vicente Balbastre
Luis Nuño Fernández
Francisco Morant Anglada
José Simó Ten
Emilio García

Corrección Ortográfica y de estilo
Ciro Antonio Rozo Gauta

Producción Creativa
Departamento de Comunicaciónes
Director Dpto. Comunicaciónes
C.S. Oscar Castellanos Rodríguez
Diseño y Diagramación
D.G. Edith Domínguez Suárez
Impresión
Litografía La Bastilla

Derechos Reservados Universidad Santo Tomás

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

Pág.

Editorial 2

Linux el éxodo, la liberación 3
Grupo de Investigación T&J BITCOM Ltda.

Criterio de movilidad para agentes software en una arquitectura híbrida de control de robots móviles 15
Juan Luis Posadas Yagüe

Analysis and optimization of electric field distributions in multimode mocrowave heating applicator excited by multiple input sources 24
J. Pitarch, Beatriz García - Baños

Tecnología óptica integrada: cristales fotónicos 35
Francisco Cuesta S.

Análisis eficiente de cámaras semianecoicas mediante análisis modal 41
Luis Nuño, Fernando Niño

Modelado de fallos intermitentes en sistemas de eventos discretos 47
Correcher, E. García, F. Morant, E. Quiles

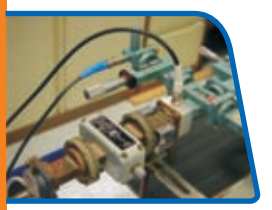
CARENA: a tool to capture and replay web navigation session 56
I.J. Niño

Control de turbinas eólicas de velocidad variable sin sensores de velocidad 68
R. Cárdenas Dobson

Análisis tiempo - frecuencia mediante la transformada de Wigner-Ville de la actividad auricular para la identificación de arritmias auriculares en el ECG superficial 74
Luis Omar Sarmiento Álvarez

Empleo de la teoría de modos característicos para el diseño de una antena de banda ancha con polarización lineal 80
Eva Antonino Daviu

Moisture monitoring with maximun sensitivity using optimized open-ended coaxial microwave sensors 87
Beatriz García Baños, R. Pérez Páez



Analysis of waveguides loades with a lossy anisotropic material recovered with adjacent materials 95
Beatriz García Baños, R. Pérez Páez

ISSN 1692-1798

EDITORIAL

Fernando Niño Ruíz
Dr. Ingeniería de Telecomunicaciones
Universidad Politécnica de Valencia
Decano Facultad de Ing. de Telecomunicaciones
Universidad Santo Tomás

Cuando la Seccional de Bucaramanga de la Universidad Santo Tomás decidió incursionar en el área de las ingenierías en esta región del país, teniendo en cuenta su experiencia, reconocimiento y posicionamiento local, nacional e internacional, asumió un reto institucional que era garantizarle a la sociedad la excelencia académica de su nueva oferta educativa en esta área del conocimiento.

Después de casi 10 años los logros y los resultados no han dado espera, hoy en día tenemos alrededor de 220 nuevos ingenieros en telecomunicaciones y mecatrónica, prestando sus servicios profesionales en el Departamento de Santander, en Colombia y en países tales como: Arabia Saudita, Estados Unidos, España, Italia, Argentina, Inglaterra, y Alemania, entre otros. Pero el impacto de éstos no solo ha sido en el mercado laboral, sino también que han contribuido en la generación empleo, convirtiéndose en los quijotes de las nuevas empresas basadas en el conocimiento.

El compromiso de las Facultades de Ingeniería no finaliza solo en formar profesionales, sino que éstos vean a su Claustro Universitario como un socio tecnológico para el desarrollo de sus proyectos profesionales y de vida, como también, el de poder continuar con su formación profesional a nivel de especialización, maestría y doctorado. Es así como, que los ingenieros tomasinos se han beneficiado de los convenios que la Universidad Santo Tomás tiene con universidades extranjeras, para realizar estudios de doctorado y que en la gran mayoría de los casos ellos han sido beneficiarios de las becas de cooperación internacional que se gestionan al interior de la Universidad. Es por esto, que en la actualidad más de sesenta ingenieros de telecomunicaciones y de mecatrónica adelantan estudios de maestría y doctorado por fuera del país, los cuales en un corto y mediano plazo regresarán al país para poner al servicio de nuestros programas de ingeniería y de los diferentes sectores productivos, los altos conocimiento adquiridos que contribuirán enormemente a la comunidad académica y al desarrollo de la región y del país.

En esta búsqueda permanente de la excelencia académica, la Universidad le ha apostado a la cualificación de sus docentes dándoles la oportunidad de capacitarse en Colombia y por fuera de éste en programas de doctorado para apoyar la docencia y los grupos de investigación desarrollo e innovación I+D+I. Pero el esfuerzo financiero no solo se concentró en el mejoramiento del recurso humano, sino también, en una de sus grandes fortalezas que son sus laboratorios que se tienen tales como: microondas, antenas, automatización, control, robótica, instrumentación, comunicaciones satelitales, telemática, telefonía y comunicaciones inalámbricas entre otros.

El reto se ha cumplido y se ha superado, pero las metas no han finalizado, porque una de ellas, es el constituirnos en referente de ingenierías por excelencia.

ISSN 1692-1798

LINUX
El éxodo
La liberación

GRUPO DE INVESTIGACIÓN T&J
BITCOM LTDA
Universidad Santo Tomás Bucaramanga
Est. ANDRÉS MORANTES HERNÁNDEZ
Ing. JAVIER ALEJANDRO MELÉNDEZ BETANCOURT
contacto@bitcom-la.com

Con este documento pretendemos guiarlo a la luz y al mismo tiempo intentamos mostrarle las bondades que LINUX ofrece a nuestra vida de Ingeniería, nuestra intensión no es desacreditar otros sistemas operativos. Nuestro interés es que usted aprenda cuando empiece a leer este documento "CAMBIE SU MENTE"

ABSTRACT

With this document we pretend to guide you to the light and at the same time we try to show the goodness that Linux offers to our engineering live, don't discrediting others operative systems and you realize it when you start this document. "CHANGE YOUR MIND"

PALABRAS CLAVES

Open source, LINUX, Ubuntu, Sistema operativo, comandos LINUX, sistema de archivos.

INTRODUCCIÓN

Linux fue creado por Linus Torvalds en 1991 como un proyecto personal. Él estaba buscando una manera de ejecutar un sistema operativo basado en Unix sin gastar mucho dinero. Además, de aprender las entradas y salidas del procesador 386. El lanzó el sistema de forma gratuita para que cualquiera pudiera hacerlo y hacerle mejoras bajo la licencia GNU (General Public License).

Hoy por hoy, Linux ha crecido en el mercado de los sistemas operativos. Se ha puesto a tono para correr en una variedad de arquitecturas incluso el Alfa de Compaq, Sun SPARC , UltraSPARC, y Motorola PowerPC. Linux está desarrollándose ahora por los centenares (sino miles) de programadores en el mundo. Ejecuta programas como Sendmail, Apache, y Lazo que son algunos del software de servidor más populares en la Internet.

El término “Linux” sólo se refiere al Kernel: el centro del sistema operativo. Esta parte es responsable de controlar su procesador, memoria, unidades de disco duro, y periféricos. Eso es realmente todo lo que Linux hace. Controla las funciones de su computadora y se asegura que todos los programas se comporten de excelente forma. Todos esos programas que hacen útil a Linux son desarrollados por los grupos de programadores independientes. El Kernel y sus programas son desarrollados conjuntamente por varias compañías e individuos para hacer un sistema operativo. A esto lo llamamos una distribución de Linux.

OPEN SOURCE Y FREE SOFTWARE

Dentro de la comunidad de Linux, hay dos movimientos ideológicos de trabajo. El movimiento del Free Software (Software Libre) que está trabajando hacia la meta de hacer todo el software libre de restricciones de propiedad intelectuales, cree en las mejoras técnicas y trabaja en favor de la comunidad. El movimiento Open Source (Código Abierto) está trabajando hacia la mayoría de las mismas metas, pero toma un acercamiento más “pragmático” prefiriendo basar sus argumentos en los méritos económicos y técnicos de hacer el código fuente disponible libremente, en lugar de los principios morales y éticos que manejan el Movimiento del Software Libre.

El movimiento del Software Libre está encabezado por la Free Software Fundation que está organizando la recaudación de fondos para el proyecto GNU. El software libre es más que una ideología. En esencia, el software libre es un esfuerzo por garantizar ciertos derechos para usuarios y diseñadores. Estas libertades incluyen la libertad para ejecutar el programa por cualquier razón, la libertad para estudiar y modificar el código fuente, la libertad para redistribuir la fuente, y la libertad para compartir cualquier modificación. Para garantizar estas libertades, se creó la GNU General Públic License (GPL). GPL proporciona a cualquiera que distribuya un programa compilado autorizado bajo la licencia GPL a proporcionar el código fuente, y ser libre de hacer las modificaciones al programa con tal de que esas modificaciones estén disponibles en el código fuente. Esto garantiza que una vez el programa “se abre a la comunidad, no puede cerrarse" excepto por el consentimiento de cada autor de cada pedazo de código (incluso las modificaciones) dentro de él. La mayoría de los programas de Linux son distribuidos bajo licencias GPL.

Es importante señalar que la GPL no dice nada sobre el precio. Tan contradictorio como puede parecer, usted puede cobrar por el software libre. La" parte libre" está en que usted posee el código fuente, no en el precio que usted paga por el software. (Sin embargo, una vez que alguien lo ha vendido, o incluso lo ha dado, un programa compilado distribuido bajo la GPL éstas obligan a que proporcionen su código fuente también.)

Al frente del joven movimiento del Open Source, se encuentra la OSI (Open Source Iniciative) cuyo propósito es buscar apoyo para la distribución de software de código abierto. Es decir, software que tiene el código fuente disponible así como el programa listo para ejecutarse. Ellos no ofrecen una licencia específica, pero en cambio, apoyan los varios tipos de licencia de fuente abierta disponibles. La idea detrás de la OSI es tener más compañías usando código abierto permitiéndoles escribir sus propias licencias certificadas por la Open Source Initiative. Muchas compañías quieren liberar el código fuente, pero no quieren usar la licencia GPL, debido a que no pueden cambiar la GPL radicalmente, ellos ofrecen la oportunidad de proporcionar su propia licencia certificada por esta organización.

Aunque la Free Software Fundation y la Open Source Initiative trabajan para ayudarnos no son la misma cosa. La Free Software Fundation usa una licencia específica y proporciona el software bajo esa licencia. La Open Source Initiative busca un soporte para todas las licencias de código abierto, incluyendo la licencia de la Free Software Fundation. La forma en que cada uno defiende hacer el código fuente disponible divide a los dos movimientos, pero el hecho que dos grupos ideológicamente diversos estén trabajando hacia la misma meta presta creencia a los esfuerzos de cada uno.

ISSN 1692-1798

EL SISTEMA DE ARCHIVOS

Antes de instalar un LINUX como sistema operativo y de conocer todas las bondades que no tienen otros, debe conocer el sistema de archivos por lo cual haremos una breve introducción a continuación.

Para esto utilizaremos como ejemplo el sistema de archivos de una distribución Linux llamada Slackware.

La primera diferencia notable entre Slackware Linux y DOS o Windows es el filesystem (Sistema de Archivos). Para comenzar, nosotros no usamos letras diferentes para denotar las particiones diferentes. Bajo Linux, hay un directorio principal. Usted puede relacionar esto al C: de DOS. Cada partición en su sistema se monta en un directorio en el directorio principal.

Nosotros llamamos al directorio principal, directorio raíz, y se denota con un solo slash(/). Este concepto puede parecer extraño, pero hace la vida realmente fácil para usted cuando quiere agregar más espacio. Por ejemplo, digamos que se quede sin espacio en el directorio /home. La mayoría de las personas instalan Linux y crean un gran directorio raíz. Entonces debemos conocer que una partición puede montarse en cualquier directorio y usted simplemente puede ir a la tienda comprar una nueva unidad de disco duro y montarlo en el directorio /home. Usted ha agregado ahora un poco más de espacio a su sistema. Y todo sin tener que mover muchas cosas y dando un simple comando.

A continuación, usted encontrará una breve descripción de los directorios bajo el S.O Linux Slackware.

/bin. Aquí se guardan los programas de usuario esenciales. Éstos representan el grupo mínimo de programas requerido para usar el sistema. Las cosas como el shell (que es el interprete de comandos de Linux) y los comandos del filesystem (ls, cp, y así sucesivamente). El directorio /bin normalmente no recibe modificación después de la instalación.

/boot. Contiene archivos que utiliza el cargador de Linux (LILO). Este directorio también recibe poca modificación después de la instalación.

/cdrom. ¿Recuerda que todas las unidades tienen que ser montadas en un directorio en el directorio raíz? Entonces /cdrom es provisto para el montaje de la unidad de CDROM.

/dev. Todo en Linux se trata como un archivo, los dispositivos del hardware como los puertos serie, discos duros y escáneres. Para acceder a estos dispositivos, tiene que estar presente un archivo especial que llame al nodo del dispositivo. Todos los nodos del dispositivo se guardan en el directorio /dev Usted encontrará esto en muchos sistemas basados en UNIX.

/etc. Este directorio guarda los archivos de configuración del sistema. Todo el archivo de configuración del sistema X window, la base de datos del usuario, las entradas de inicio de sistema.

/home. Linux es un sistema operativo multiusuario. Cada usuario en el sistema se le otorga una cuenta y un único directorio para los archivos personales. A este directorio se le llama el "home" del usuario. El Directorio /home es el predefinido como ubicación para estos directorios.

/lib. Aquí se guardan bibliotecas del Sistema que se requieren para el funcionamiento básico. La biblioteca de C, el cargador dinámico, la biblioteca del ncurses, y los módulos del kernel están entre otras cosas.

/lost+found. Cuando el sistema se arranca, los filesystems se verifican para cualquier error. Si se descubren los errores, se ejecuta el programa fsck (que es como el scandisk de windows) para ver si cualquiera puede corregirse. Las partes corregidas del filesystem se escriben al directorio /lost+found

/mnt. Este directorio sirve de punto de montaje temporal para discos duros o discos extraíbles (memoria Usbflash).

/opt. Paquetes de software optativos. La idea detrás de /opt es de que cada paquete opcional se instale en /opt/<software package>, lo que hará fácil desinstalarlo después. Slackware incluye algunas cosas en /opt (como KDE en /opt/kde), pero usted es libre agregar lo que usted quiera a /opt. (KDE permite la visualización de la información en ventanas así como windows)

/proc. Éste es un directorio único. Realmente no es parte del filesystem, pero es un sistema de archivos virtual que proporcio-

na acceso a la información del kernel. Los varios pedazos de información que el kernel quiere que usted sepa se muestran a través de "archivos" en el directorio /proc Usted también puede enviar la información al Kernel a través de algunos de estos "archivos".

/root El administrador del sistema es conocido como "root" el directorio home del root se encuentra en el directorio /root en lugar de /home/root, (aclaramos que esto no es un trabalenguas). La razón es simple. ¿Qué pasaría si /home estuviera en una partición diferente a / y no pudiera montarse? root querría entrar y reparar el problema naturalmente. Si su directorio home estuviera en el filesystem dañado, seria difícil para él entrar. /

/sbin Programas esenciales que se ejecutan por el root y durante el proceso de arranque del sistema se guardan aquí. Los usuarios normales no ejecutan los programas de este directorio.

/tmp Este directorio permite la ubicación de almacenamiento temporal. Todos los usuarios tiene acceso a este directorio.

/usr Éste es el directorio grande en un sistema Linux. Lo mejor va aquí: programas, documentación, el código fuente del kernel, y el sistema X window. Éste es el directorio en el que, usted estará instalando mas programas probablemente.

/var Aquí se guardan archivos log del Sistema, datos del cache, y archivos de bloqueo de programa. Éste es el directorio para los datos frecuentemente-cambiantes.

Usted debe ahora tener una buena percepción de lo que contiene los directorios en el filesystem. La próxima sección le ayudará a encontrar los archivos específicos fácilmente, para que usted no tenga que hacerlo a mano.

COMANDOS IMPORTANTES

En todo sistema Linux existe algo llamado terminal, consola etc... , en esta terminal usted puede digitar los comandos a continuación. Pero antes de que busque como entrar al modo consola haremos una analogía con Windows para que entiendas de qué le estamos hablando en este artículo. Hace muchos años cuando yo manejaba Windows recuerdo que existía una ventana para digitar comandos al DOS estando dentro de Windows. Esto es similar a de lo que estamos hablando en este párrafo.

man

man (Abreviatura de "manual") es una forma tradicional de documentación en línea en Unix y sistemas operativos de Linux. Los archivos especialmente estructurados, "**man pages**", están escritos para la mayoría de las órdenes y son distribuidos con el software. Ejecutando man comando (la palabra comando no es para que digites comando sino el comando del cual necesitas obtener ayuda) mostrará la ayuda sobre el comando o programa especificado.

Como hay tantos de ellos, se agrupan las páginas del man en secciones enumeradas. Este sistema es tan largo que usted verá a menudo órdenes, programas, e incluso funciones de biblioteca de programación referidas con su número de sección en man. Por ejemplo, usted podría ver el man(1). Esto le indica que usted está viendo las páginas del man de la sección uno (comandos de usuario); usted puede especificar que quiere ver en la sección 1 la página del manual referente al comando "man" ejecutando el programa man (1) man. Especificar la sección del manual que usted desea ver puede ser muy útil en el caso de que existan varios comandos o programas con el mismo nombre.

Tabla 1. Secciones de las páginas del Manual

Sección	Contenido
Sección 1	Comandos de usuario (Introducción solamente)
Sección 2	Funciones del Sistema
Sección 3	Funciones de la librería de C
Sección 4	Dispositivos (Ej. Discos Duros)
Sección 5	Formatos de Archivos y Protocolos *Ej. wtmp, /etc/passwd,nfs)
Sección 6	Juegos (Introducción solamente)
Sección 7	Convenciones, paquetes macro, (e.g., nroff, ascii)
Sección 8	Administración del Sistema (Introducción solamente)

Además del man (1), están los comandos whatis (1) y apropos (1), cuyo propósito es hacerle más fácil encontrar la información en el sistema whatis da una descripción muy breve de comandos del sistema, un poco en el estilo de una referencia

ISSN 1692-1798

de bolsillo. Apropos se usa para buscar la página del man que contiene una palabra clave dada.

find

El comando *find*(1) puede buscar lo que sea. Yo quiero buscar en todo mi Linux para encontrar el archivo usta.doc que se encuentra en alguna parte del sistema pero que no recordamos.

```
$ find / -name usta.doc
./home/papers/lusta.doc  → (esta es la respuesta)
```

Nos falta por decir que el símbolo $ es el prompt del sistema. En las diferentes distribuciones este prompt puede variar entre $ y #.

Find tardará un rato en ejecutarse, ya que tiene que cruzar el árbol del directorio raíz entero. Si usted ejecuta este orden como un usuario normal, usted conseguirá mensajes de error de permiso denegado para los directorios que sólo root puede ver. Pero find encontró nuestro archivo, lo que es bueno.

cd

La orden cd se usa para cambiar el directorio de trabajo. Usted simplemente coloca cd seguido de la ruta a donde quiere pasar. Aquí están algunos ejemplos:

```
darkstar:~$ cd /bin
  darkstar:/bin$ cd usr
  bash: cd: usr: No such file or directory
  darkstar:/bin$ cd /usr
  darkstar:/usr$
```

Note que si no comienza con slash, el sistema intenta cambiar a un directorio en el directorio actual.

La orden cd no es como los otros comandos. Es una orden construida en el shell. . Esto puede que ahora no tenga ningún sentido para usted y básicamente el resultado significará que no hay ninguna página del manual para esta orden. En cambio, usted puede usar la ayuda del shell. Así:

```
$ help cd
```

Esto desplegará las opciones para cd y cómo usarlas.

ls

Este comando lista los archivos de un directorio. Los usuarios de Windows y DOS notarán su similitud con el comando dir. Sólo ls(1) listará los archivos en el directorio actual. Para ver lo que está en su directorio raíz, usted podría emitir estas órdenes:

```
$ cd /
$ ls
bin  cdr   dev home lost+found proc sbin  tmp  var
boot cdrom etc lib  mnt   root  suncd usr  vmlinuz
```

El problema que mucha gente tiene con ese resultado es que no es fácil saber cual es un directorio y cuál es un archivo. Algunos usuarios prefieren que la agregue un identificador de tipo en cada lista, así:

```
$ ls FC
  bin/  cdr/   dev/ home/ lost+found/ proc/ sbin/  tmp/ var/
  boot/ cdrom/ etc/ lib/  mnt/        root/ suncd/ usr/ vmlinuz
```

Los directorios tienen un slash al final del nombre, los ejecutables tienen un asterisco, y así sucesivamente.

ls también pueden usarse ls para conseguir otras estadísticas en los archivos. Por ejemplo, para ver las fechas de creación, dueños, y permisos, usted miraría una lista larga:

```
$ ls l
  drwxr-xr-x   2 root    bin        4096 May  7  1994 bin/
  drwxr-xr-x   2 root    root       4096 Feb 24 03:55 boot/
  drwxr-xr-x   2 root    root       4096 Feb 18 01:10 cdr/
  drwxr-xr-x  14 root    root       6144 Oct 23 18:37 cdrom/
  drwxr-xr-x   4 root    root      28672 Mar  5 18:01 dev/
  drwxr-xr-x  10 root    root       4096 Mar  8 03:32 etc/
  drwxr-xr-x   8 root    root       4096 Mar  8 03:31 home/
  drwxr-xr-x   3 root    root       4096 Jan 23 21:29 lib/
  drwxr-xr-x   2 root    root      16384 Nov  1 08:53 lost+found/
  drwxr-xr-x   2 root    root       4096 Oct  6  1997 mnt/
  dr-xr-xr-x  62 root    root          0 Mar  4 15:32 proc/
  drwxr-x---x  12 root    root       4096 Feb 26 02:06 root/
  drwxr-xr-x   2 root    bin        4096 Feb 17 02:02 sbin/
  drwxr-xr-x   5 root    root       2048 Oct 25 10:51 suncd/
  drwxrwxrwt   4 root    root     487424 Mar  7 20:42 tmp/
  drwxr-xr-x  21 root    root       4096 Aug 24  1999 usr/
  drwxr-xr-x  18 root    root       4096 Mar  8 03:32 var/
  -rw-r---r---  1 root    root     461907 Feb 22 20:04 vmlinuz
```

Suponga que usted quiere conseguir una lista de los archivos ocultos en el directorio actual.

Este simple comando hace eso:

```
$ ls a
  .       bin   cdrom  home       mnt   sbin   usr
  ..      boot  dev    lib        proc  suncd  var
 .pwrchute_tmp cdr  etc  lost+found  root  tmp  vmlinuz
```

Archivos que comienzan con un punto (llamados "archivos con punto") están "ocultos" cuando usted ejecuta ls. Usted los verá sólo si coloca la opción a. (a=all)

Hay muchas más opciones que pueden encontrarse en la página manual. No se olvide que usted puede combinar opciones. ls.

more

more es lo que nosotros llamamos una utilidad pager. A menudo el resultado de un comando en particular es demasiado grande para encajar en una pantalla. Los comandos por sí solos no saben encajar su output para separar las pantallas. Ellos dejan este trabajo a la utilidad del pager. El Comando more separa las salidas por pantalla en pantallas individuales y espera hasta que usted presione la barra espaciadora para continuar en la siguiente pantalla. Pulsando enter adelantará una línea. Aquí está un ejemplo bueno:

```
$ cd /usr/bin
$ ls -l
```

Eso debe desplazar durante algún tiempo. Para separar la salida por pantalla en varias pantallas, simplemente manéjelo por tuberías con el comando more: (la palabra tuberías es utilizada en este documento cuando queremos pasar la salida de un comando como parámetros de entrada a otro comando)

```
$ ls l | more
```

less

La orden more es bastante hábil, pero a menudo usted encontrará que usted ha adelantado mas allá de la pantalla que usted quería. more no proporciona una manera de retroceder. El comando less(1) proporciona esa función. Se usa de la misma forma que el comando more por lo que los ejemplos anteriores aplican aquí también. En resumen, less es más que more.

cat

cat(1) es la abreviatura de "encadene o concatene". Fue diseñado originalmente para fusionar archivos de texto en uno, pero puede usarse para muchos otros propósitos.

Para fusionar dos o más archivos en uno, usted lista los archivos después del comando cat y apoyándose del signo >, el cual es un carácter propio de redireccionamiento de la shell y que redireccionara los archivos como entrada para la creación de uno sólo (bigfile). Por ejemplo:

```
$ cat file1 file2 file3 > bigfile
```

Esta orden toma el contenido de file1, file2, y file3 y lo fusiona todos en uno. La nueva salida será una salida estándar llamada bigfile.

También puede usarse cat para mostrar archivos. Muchas personas usan "cat" en archivos de textos con el comando **more** o **less** así:

```
$ cat file1 | more
```

Esto mostrará el archivo file1 y lo conduce por tuberías a través del comando more para que sólo le muestre una pantalla a la vez.

Otro uso corriente para cat es copiar archivos. Usted puede copiar cualquier archivo con **cat**, así:

```
$ cat /bin/bash > ~/mybash
```

El Programa /bin/bash se copia a su directorio home con el nombre "mybash".

cat tiene muchos usos, aquí sólo discutimos algunos. Ya que cat hace uso de la entrada estándar y de la salida estándar, es ideal para usarlo en scripts del shell o como parte de otras órdenes complejas.

ISSN 1692-1798

touch

touch(1) se usa para cambiar el timestamp en un archivo. Usted puede cambiar el timestamps de acceso y el timestamp de modificación con esta orden. Si el archivo especificado no existe, touch creará un archivo de longitud cero con el nombre especificado. Para marcar un archivo con el tiempo actual del sistema, usted debe usar este comando:

```
$ touch file1
```

Hay varias opciones para el comando **touch**, opciones para especificar que timestamp modificar, que tiempo usar y muchas más.

echo

El Comando **echo**(1) despliega el texto especificado en la pantalla. Usted especifica cual string desplegar después del comando echo Por defecto **echo** desplegará el string y una línea de caracteres nueva después. Usted puede usar la opción **-n** para suprimir la impresión de una nueva línea. La opción **-e** causará que echo busque los caracteres de escape en el string y los ejecute.

mkdir

mkdir(1) crea un nuevo directorio. Usted simplemente especifica el directorio a crear y luego ejecuta **mkdir**. Este ejemplo crea el directorio prueba en el directorio actual:

```
$ mkdir prueba
```

Usted puede también especificar la ruta así:

```
$ mkdir /usr/local/prueba
```

La opción **-p** le indica la **mkdir** hacer cualquier directorio raíz. El ejemplo anterior fallaría si /usr/local no existiera. La opción **-p** creará el directorio /usr/local y después el /usr/local/prueba:

```
$ mkdir -p /usr/local/prueba
```

ln

ln se usa para crear enlaces (Links) entre los archivos. Estos enlaces pueden ser duros o suaves (simbólicos). Si usted quisiera hacer un link simbólico al directorio /var/media/mp3 y poner en el enlace en su directorio home, tendría que hacer esto:

```
$ ln s /var/media/mp3 ~/mp3
```

La opción **-s** le dice al **ln** hacer un link simbólico. La próxima opción es el objetivo del enlace, y por último como se llamará el enlace. En este caso, sólo creará un archivo llamado mp3 en su directorio home que apunte hacia /var/media/mp3. Usted puede llamar el link con cualquier nombre que usted quiera simplemente cambiando la última opción.

Hacer un link duro es tan fácil como esto. Todo lo que tiene que hacer es eliminar la opción -s Hacer un enlace duro como el anterior, sería así:

```
$ ln /var/media/mp3 ~/mp3
```

cp

cp copia los archivos. Los usuarios de DOS notarán su similitud con el comando copy. Hay muchas opciones para el **cp**, por lo que usted puede echar una mirada al manual antes de usarlo.

El uso más común de **cp** es para copiar un archivo de una ubicación a otra. Por ejemplo:

```
$ cp file1 /tmp
```

Esto copiará el archivo file1 de su actual directorio al directorio /tmp directory.

Muchos usuarios prefieren mantener los timestamps, como en este ejemplo:

```
$ cp a file1 /tmp
```

Esto asegura que los timestamps no son modificados en la copia.

Para que se copien todos los archivos de un directorio a otro, usted haría lo siguiente:

```
$ cp R adirectory /tmp
```

(adirectory es el directorio origen y /tmp es el directorio destino) Esto copiaría el directorio adirectory a el directorio /tmp El cp tiene muchas más opciones que se discuten con detalle en las páginas del manual.

mv

mv mueve los archivos de una ubicación a otra. Los usuarios de DOS notarán la similitud con la orden move. Usted nombra la fuente y el destino cuando ejecuta **mv**. Este ejemplo muestra el uso normal de **mv**:

```
# mv myfile /usr/local/share/prueba
```

mv tiene algunas opciones que se documentan en la página del manual.

rm

rm elimina los archivos y árboles de directorios. Los usuarios de DOS notarán la similitud entre del y el comando deltree. Los rm pueden ser muy peligrosos si usted no se fija. Linux no proporciona una forma de recuperar los archivos.

Para quitar un solo archivo especifique su nombre cuando ejecute el comando **rm**:

```
$ rm file1
```

Si el archivo tiene los permisos de leer desactivados, usted conseguirá un mensaje de error. Para forzar la eliminación del archivo sin importar lo que pase, coloque la opción **-f**

```
$ rm -f file1
```

Para quitar un directorio entero usted utiliza las opciones **-r** y **-f** juntas. Éste es un buen ejemplo de cómo eliminar directorios enteros de su unidad de disco duro. Pero sabemos que usted realmente no quiere hacer esto (no es responsabilidad de nosotros). Pero, aquí está sin embargo el comando:

```
# rm -rf /
```

Tenga cuidado con el **rm**; se le puede salir el tiro por la culata. Hay muchas más opciones que se discuten con detalle en la página del manual.

rmdir

rmdir elimina directorios del filesystem. El directorio debe estar vacío antes de que pueda quitarse. La sintaxis simplemente es:

Este ejemplo quitará el subdirectorio prueba del directorio de trabajo actual:

```
$ rmdir <directory>
```

Si ese directorio no existe, el **rmdir** le dirá. Usted también puede usar una ruta completa para indicar un directorio a eliminar, como se muestra en este ejemplo:

```
$ rmdir prueba
```

Este ejemplo trata de quitar el directorio prueba que esta dentro del directorio /tmp

Usted también puede quitar un directorio y todos sus directorios raíz usando la opción p.

```
$ rmdir -p /tmp/prueba
```

Esto intentará quitar primero el directorio prueba dentro de /tmp. Si lo logra, intentará quitar después el directorio /tmp. rmdir continuará haciendo esto hasta que consiga un error o hasta que el árbol de directorios sea eliminado por completo.

sudo

sudo (SUperuser DO) es una herramienta que permite otorgar a un usuario o grupos de usuarios normales, permisos para ejecutar algunos comandos como root (o como otros usuarios) sin necesidad de conocer su password. Es posible que no esté instalado en tu distribución de Linux y tengas que instalarlo.

Distribución UBUNTU-LINUX

Hemos pensado que usted ya estará cansado de tanta teoría y querrá ir a la práctica, pero sa-

ISSN 1692-1798

bemos que tendrá miedo de instalar un sistema operativo totalmente desconocido para usted sobre su PC ya que podría dañar la información. Por esto damos una solución muy viable y es que introduzca el CD que regalamos en esta revista para que puedas trabajar en un sistema operativo LINUX llamado UBUNTU sin que afectes tu PC (el sistema operativo será emulado desde el CD y no sobre su disco duro). No tenga miedo, hágalo y disfrútelo.

"Ubuntu" es una antigua palabra Africana que significa "humanidad hacia otros". Ubuntu también significa "soy lo que soy debido a lo que todos somos". La distribución Ubuntu Linux lleva al mundo del software libre el espíritu de Ubuntu.

Ubuntu es un sistema operativo completo basado en Linux, disponible de forma libre con soporte para la comunidad y los profesionales. Ubuntu está desarrollado por una gran comunidad a la que te invitamos a participar.

La comunidad Ubuntu se basa en el Manifiesto Ubuntu, el cual establece que: el software deberá estar siempre disponible sin costo alguno, que dicho software podrá ser utilizado en la lengua materna del usuario independientemente de cualquier discapacidad, y que los usuarios siempre tendrán la libertad de adaptar y alterar el software de acuerdo a sus necesidades particulares.

Esto es lo que hace a Ubuntu radicalmente diferente del software tradicional: no es sólo que esté disponible de forma gratuita, si no que también se tiene el derecho a modificarlo para que trabaje de la forma que se desea.

El equipo detrás de Ubuntu se compromete públicamente con sus usuarios a lo siguiente:

Nunca se tendrá que pagar por Ubuntu, ni siquiera habrá cargos por la "Edición Comercial". Todas las versiones de Ubuntu se desarrollarán con la misma calidad.

Se incluirán las mejores traducciones y opciones de accesibilidad disponibles en la comunidad el Software Libre. De esta forma Ubuntu podrá ser utilizado por el mayor número posible de personas.

Las nuevas versiones de Ubuntu se liberarán de forma regular y predecible; cada seis meses se liberará una nueva versión. El usuario tendrá la libertad de elegir entre la versión estable o la versión en desarrollo. Cada versión tendrá soporte técnico por, al menos, 18 meses.

Ubuntu está completamente comprometido con los principios de desarrollo del Software Libre; animamos a los usuarios a que lo usen, lo mejoren y lo compartan con los demás.

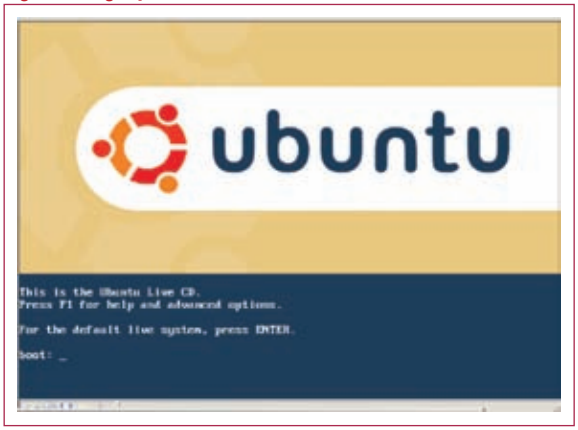
Ubuntu es apropiado tanto para ordenadores de escritorio como para servidores. La versión actual está disponible para plataformas Intel x86 (PC - IBM), AMD64 (Hammer) y PowerPC (G3, G4 y G5 inclusive portátiles iBook y PowerBook).

Ubuntu incluye más de 16,000 programas entre los cuales se incluyen el kernel 2.6 de Linux y Gnome 2.14. También se incluyen las aplicaciones que se esperan en cualquier ordenador de escritorio, como procesador de texto, hoja de cálculo y navegador para Internet. Adicionalmente se incluyen un servidor Web, clientes de correo electrónico, varios lenguajes y herramientas de programación y, por supuesto, varios juegos.

Uso Del CD LIVE

Para este paso sencillamente se mostrará gráficamente y paso a paso cómo usar el CD-Live el cual ofrece ubuntu, pero primero que todo hay que saber que estos CD's son booteables el cual antes de ponerse a correr se debe configurar la BIOS como primer dispositivo a recono-

Figura 1. Logotipo



cer cuando se encienda el PC. Ud sabrá que ya está corriendo este CD porque la primera imagen que verá será el logotipo de Ubuntu.

Figura 2.

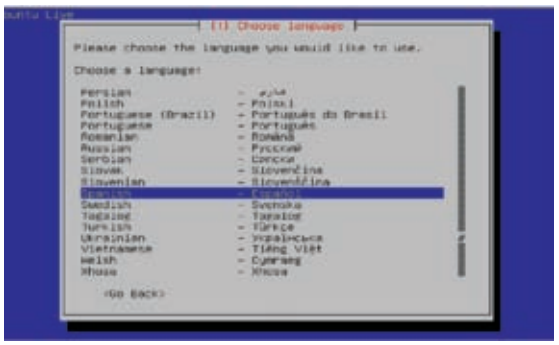
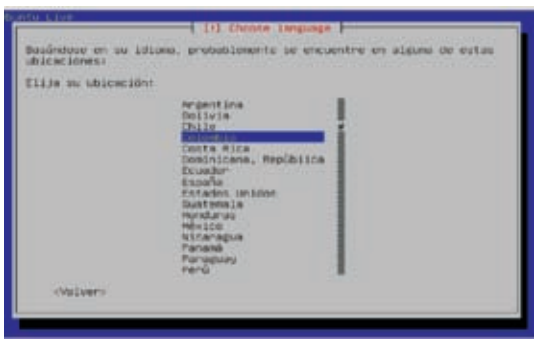


Figura 3.



Después de haber escogido el idioma, el teclado y haya detectado el hardware y periféricos aparecerá por último una pantalla de fondo negro que nos indica que la inicialización de nuestro sistema Linux está en progreso.

En la siguiente gráfica es importante escoger la resolución que quiere que se use al correr el escritorio, esto depende de su pantalla, por lo general este reconoce qué resoluciones son las que su escritorio puede usar, pero aun así se desea usar otra diferente, se puede escoger moviendo las flechas y seleccionando con la barra espaciadora.

Figura 4.

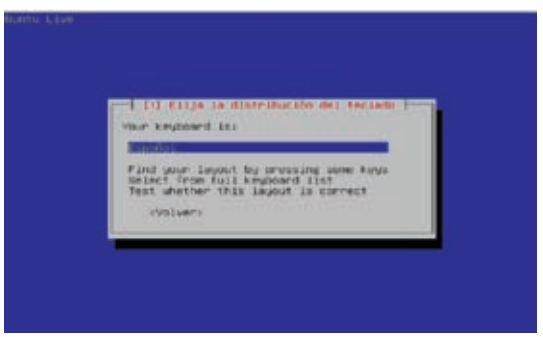
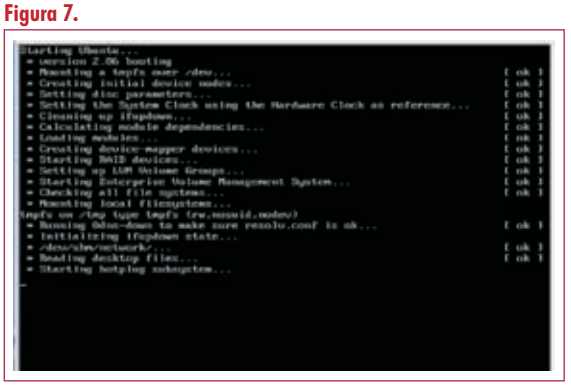


Figura 5.

Figura 6.

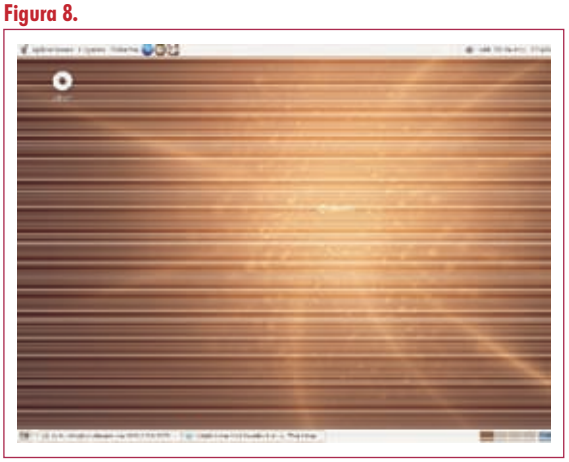
Figura 7.



En la siguiente gráfica podemos observar Ubuntu-Linux el cual corre con el escritorio GNOME. Podemos observar algunas diferencias con el escritorio usado en Windows. Para encontrar los menús de despliegue podemos mirar en la parte superior y abajo se pondrá ver las ventanas abiertas minimizadas.

ISSN 1692-1798

Figura 8.



En esta Fig 10 podemos ver algunos programas que ya por defecto vienen con Linux, éste es el conocido GIMP, el cual es un editor de imágenes muy parecido al Adobe Photoshop.

Figura 9.

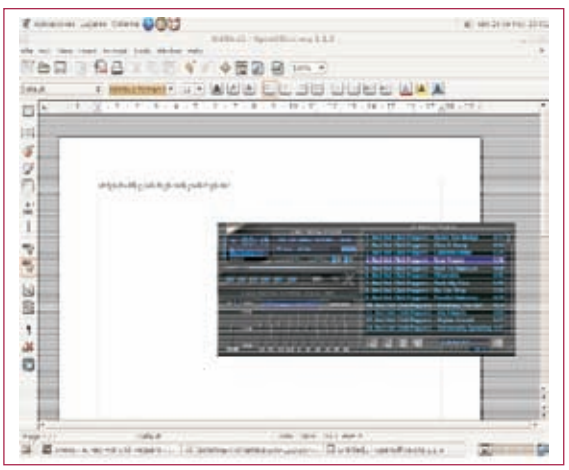
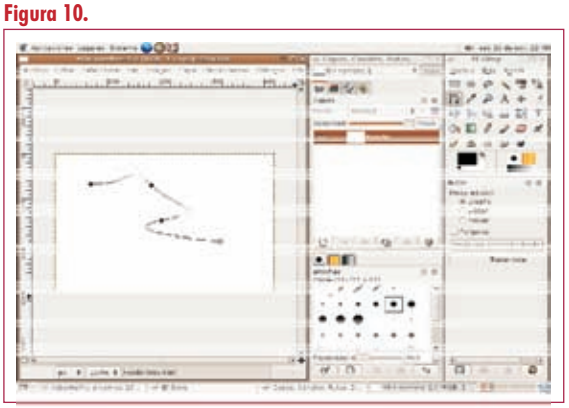


Figura 10.



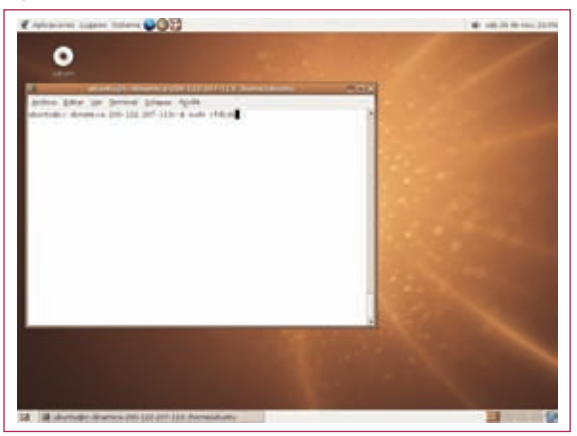
En Fig 9 se mostrará también dos programas más, que también vienen por defecto en Linux, éstos son el OPEN OFFICE el cual es un cliente de oficina muy parecido el MICROSOFT OFFICE con la diferencia que éste es de uso libre, además de esto podemos ver el XMMS que es un reproductor de MP3 muy parecido también al WINAMP y que también es de uso libre.

MONTANDO DISCOS DE WINDOWS EN LINUX

Por lo general los discos de Windows no son vistos en Linux, ya que éstos no tienen el mismo formato que usa Linux, pero usted puede montarlo al sistema operativo. Para esto se tiene que saber qué partición es la que desea usar. Con la herramienta CFDISK podemos ver fácilmente una lista de particiones que se estará usando en su disco.
Abra una ventana de Terminal y escriba:
sudo cfdisk

Nota: en mucho de los casos, hay que usar la herramienta sudo el cual ejecuta servicios de root como usuarios.

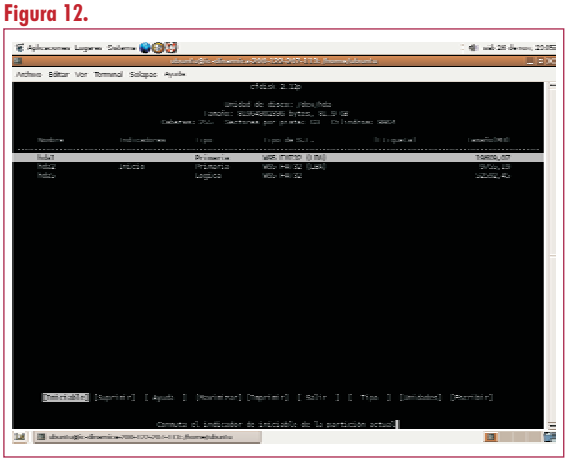
Figura 11.



Ahora para montar una partición hay que primero crear una carpeta en el sistema de archivos de Linux, en este caso usaremos la partición hda2 que se muestra en la Fig 12.

Nota: fíjese que cuando no se usa sudo para hacer configuraciones de root, él vota un error como el que se muestra en la figura 18 al tratar de crear una carpeta con la herramienta medir. ("mkdir: no se pue-

Figura 12.



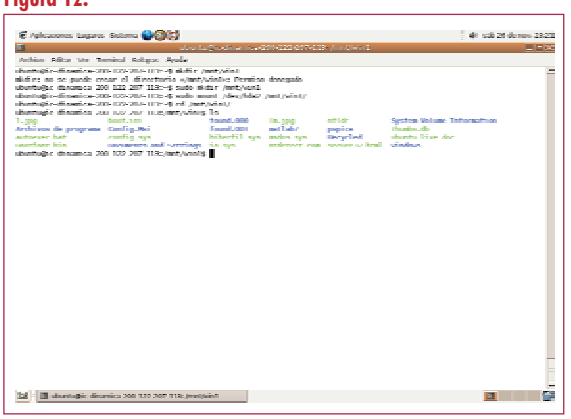
de crear el directorio <</mnt/win1>>: permiso denegado").

En la misma Terminal escribimos:

```
sudo mkdir /mnt/win1
sudo mount /dev/hda2 /mnt/win1
cd /mnt/win1
ls
```

Crea un directorio llamado win1 en la carpeta /mnt
monta la partición 2 (fat32) en la carpeta creada
se posesiona sobre la carpeta creada
ve el contenido de la carpeta creada

Figura 12.



CONCLUSIONES

Por último no nos queda sino decir que investigue todo lo que puede ofrecer esta distribución, que lea muchos artículos como éste, que están disponibles en Internet, que espere nuestro siguiente artículo en la próxima edición de esta revista (www.google.com/linux) y sobre todo como última recomendación si usted es de las personas que no les gusta hacer las cosas por sí solo, que es un facilista, que le gusta el click click click y no sabe realmente lo que está haciendo, entonces, empiece a recapacitar y cambie su manera de pensar porque si no, Linux no es para usted.

Nota: Agradecimientos a UBUNTU Linux por la colaboración de los CDS donados para nuestra revista.

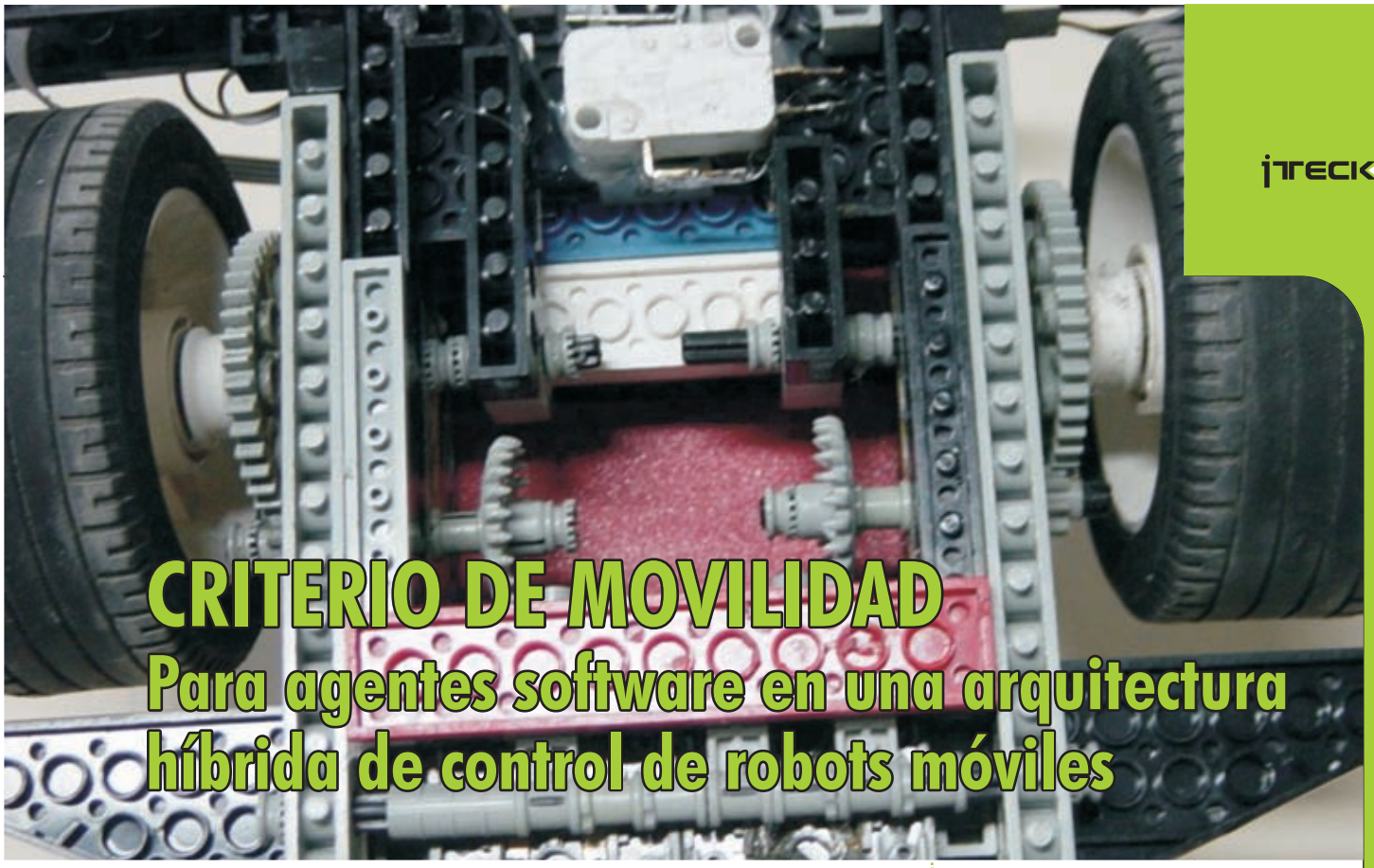
BIBLIOGRAFÍA

http://www.slackbook.org/

http://www.ubuntulinux.org/

http://www.ubuntu-es.org/ubuntu/

ISSN 1692-1798



CRITERIO DE MOVILIDAD
Para agentes software en una arquitectura híbrida de control de robots móviles

En este artículo se presenta un criterio de movilidad para agentes software con capacidad de movilidad de código que constituyen los componentes de una arquitectura híbrida para el control de robots móviles. En primer lugar, se justifica el uso de dichos agentes en este tipo de arquitecturas, caracterizadas por componentes que deben interactuar en un entorno dinámico accediendo a información que se encuentra distribuida entre los nodos del sistema. En segundo lugar, se establece el criterio para la movilidad de los agentes con el objetivo de cumplir los tiempos de ejecución de los mismos y de reducir las necesidades de comunicación en el acceso a los datos.

Se propone un nuevo nivel semántico donde en la especificación de la arquitectura se indican los componentes o agentes para ejecutar pero no su ubicación física, ésta se determina automática y dinámicamente en función de las características del sistema. Cada agente podrá moverse allí donde las condiciones del entorno le sean más favorables.

Juan Luis Posadas Yagüe
Universidad Politécnica de Valencia
Camino de Vera s/n, Valencia 46022
jposadas@disca.upv.es

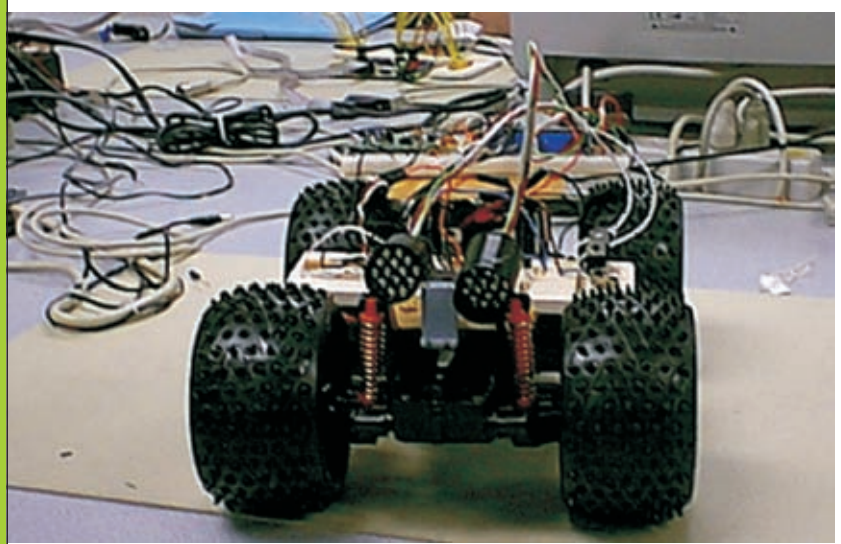
José Luis Poza Luján
Universidad Politécnica de Valencia
Camino de Vera s/n, Valencia 46022
jopolu@disca.upv.es

José Enrique Simó Ten
Universidad Politécnica de Valencia
Camino de Vera s/n, Valencia 46022
jsimo@disca.upv.es

Palabras Clave
Sistemas multiagente, Robots móviles, Sistemas de control distribuido, Sistemas de tiempo real.

INTRODUCCIÓN
Los sistemas multiagente (MAS) [2], caracterizados por la modularidad y ejecución independiente de los agentes, resultan adecuados para la especificación e implementación de arquitecturas híbridas para el control de robots móviles. Pueden establecerse relaciones entre los agentes software, elementos principales de los MAS, y los agentes físicos propios de arquitecturas para robots. De hecho, se obser-

va claramente una implicación directa de las características de los paradigmas existentes en robótica móvil [5] con las características de los agentes móviles. Esto es debido a la autonomía que caracteriza a estos agentes y que permite estudiarlos como si se tratara de verdaderos agentes físicos. En este sentido, existen implementaciones de sistemas donde se asocia cada agente físico o robot a un agente software formando una sola entidad, de manera que el agente software proporciona la inteligencia y el



robot la capacidad de interacción con el entorno real. Sin embargo, se puede realizar una abstracción mayor donde varios agentes móviles a través de la red de comunicaciones pueden utilizar diferentes agentes físicos para la consecución de sus tareas como si se trataran de nuevos recursos disponibles en el entorno software distribuido. Desde este punto de vista, el diseño de una arquitectura general para la implementación de este tipo de sistemas, requiere la existencia de algún criterio que permita la movilidad, entre los nodos de la arquitectura, de los agentes software que además tendrán que poder acceder a la información distribuida de los sensores e indicar acciones a los actuadores. Si además se necesita reacción en tiempo real, como por ejemplo para poder evitar obstáculos, tendrán que coexistir diferentes tipos de agentes con diferentes restricciones temporales, las cuales deberán contemplarse en el establecimiento de los criterios de movilidad.

AGENTES EN ARQUITECTURAS DE CONTROL DE ROBOTS MÓVILES

Los agentes nos ofrecen en un amplio dominio de aplicaciones [2] tanto la habilidad de resolver problemas que hasta entonces no habían podido resolverse (por no disponerse de la tecnología adecuada o porque la utilización de la existente implicaba un coste excesivo de dificultad, tiempo, consumo, riesgo y otras cosas) como la habilidad de resolver problemas de una forma significativamente mejor (atendiendo al coste, sencillez, eficiencia, rapidez y demás) que la forma utilizada hasta el momento.

Justificación del uso de agentes

Existe una serie de características que cuando forman parte de la especificación de un sistema se suelen citar para justificar la adopción de una tecnología basada en agentes. Dichas características se describen en las secciones siguientes.

Sistemas reactivos

Cuando el sistema es reactivo existiendo una continua interacción con el entorno [7]. A este tipo de sistemas pertenecen los denominados sistemas complejos (complex systems) y los sistemas abiertos (open systems).

Sistemas complejos. Son sistemas donde, debido a su complejidad, la modularidad y la abstracción constituyen las herramientas más adecuadas para el desarrollo natural de su diseño e implementación.

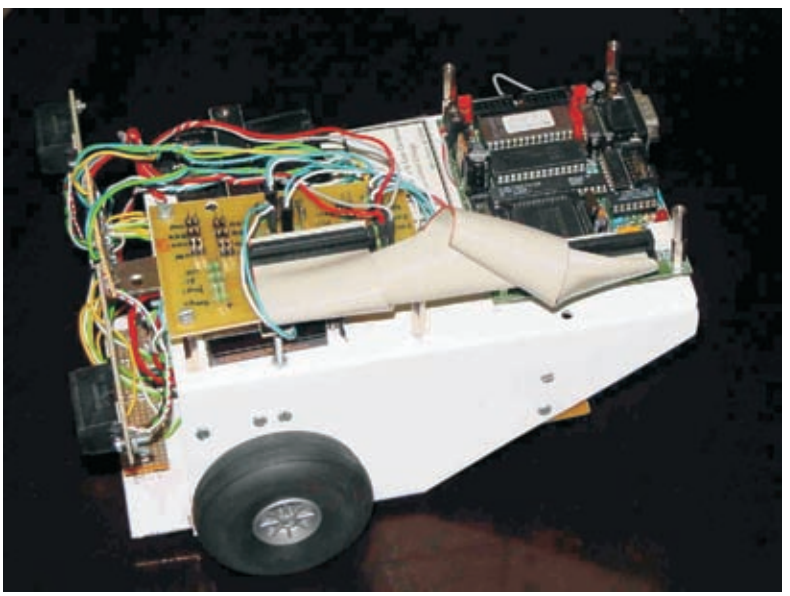
Los agentes representan una poderosa herramienta para realizar sistemas modulares. Un sistema basado en múltiples agentes facilita la tarea de descomponer un problema en un determinado número de com-

ISSN 1692-1798

ponentes más pequeños y sencillos, los cuales son más fáciles de desarrollar, especializados en resolver subpartes de dicho problema. Esta descomposición permite a cada agente utilizar la técnica más apropiada para resolver su problema particular, en lugar de tener que adoptarse forzosamente una técnica global para todo el sistema que podría no ser la óptima en la resolución de cada uno de los casos particulares. Desde este punto de vista, se aprecia la idoneidad del empleo de los agentes para la descomposición en subtareas de las tareas u objetivos asignados a un robot con arquitectura de control híbrida.

El concepto de agente también proporciona una útil abstracción del sistema. De forma que el programador puede concebir el sistema complejo como una sociedad cooperativa de elementos autónomos especializados en la resolución de problemas concretos y sencillos. Mediante la cooperación de estos elementos autónomos se abordan y se resuelven objetivos y problemas cada vez más complejos. Las arquitecturas híbridas para el control de robots móviles suelen organizarse en diferentes niveles formados por componentes independientes que tienen que cooperar entre ellos. En este sentido, los agentes también resultan idóneos para especificar e implementar dichos componentes.

Sistemas abiertos. Son sistemas cuya estructura cambia de forma dinámica. Se caracterizan porque los componentes que lo forman no son conocidos a priori, pueden cambiar a lo largo del tiempo y pueden ser heterogéneos (en el sentido en que pueden implementarse por diferentes personas, en diferentes momentos y usando diferentes técnicas y herramientas de software). En este sentido, los agentes son adecuados para este tipo de sistemas por sus características de autonomía y ejecución



independiente que permiten el desarrollo individual de los mismos así como su integración de forma dinámica en el sistema. Las características de los sistemas abiertos se relacionan directamente con las arquitecturas híbridas para el control de robots móviles donde no hubiera que especificarse a priori ni todos los componentes software ni su ubicación física, sino que éstos se adaptaran dinámicamente a un entorno también dinámico.

Sistemas distribuidos
Cuando la información, el control o los recursos se encuentran distribuidos. En este caso, el uso de agentes permite su distribución en función de la ubicación de los datos o recursos. Una arquitectura adecuada para el control de robots móviles debería ser híbrida y distribuida acorde con la propia naturaleza distribuida de la información sensorial y comportamientos.

Sistemas interoperativos
Cuando el sistema posee elementos que deben interactuar con otros elementos de otros sistemas. Los agentes pueden facilitar la interacción entre sistemas mediante el uso de lenguajes comunes de comunicación entre agentes. En una arquitectura híbrida multinivel tiene que existir una interacción entre los componentes de los distintos niveles que la forman.

Discusión
En todos estos casos, la utilización de agentes suele proporcionar una forma natural de modelar el sistema e implementarlo, resultando, por lo tanto, idóneos en la especificación e implementación de arquitecturas híbridas para el control de robots móviles. Los agentes constituirán los componentes de tales arquitecturas y dependiendo de la función a realizar o ubicación dentro de la arquitectura (nivel al que pertenezcan) tendrán que poseer determinadas características. Dichas características permiten realizar una clasificación de los distintos tipos de agentes existentes.

Clasificación de los agentes

Los agentes se pueden clasificar [6] atendiendo a diversos factores.

Según su movilidad:

Estáticos: permanecen donde son creados.

Móviles: pueden moverse a través de la red.

Según su forma de actuar:

Deliberativos: derivan del paradigma de pensamiento deliberativo. Los agentes procesan un modelo de razonamiento simbólico interno que les permite planificar sus actuaciones y negociar con otros agentes para alcanzar sus objetivos.

Reactivos: tienen su origen en las investigaciones llevadas a cabo por Brooks (1986) y Agre y Chapman (1987). Estos agentes no tienen ningún modelo simbólico interno de razonamiento, sino que actúan según el modo de comportamiento estímulo-respuesta.

En general un agente puede clasificarse por la característica que más destaque e influya en su comportamiento e implementación.

Agentes móviles

Los agentes móviles son objetos móviles con autonomía flexible que pueden tomar decisiones en cuanto a su movilidad (dónde y cuándo viajar y otros).

En base al modelo de movimiento empleado, pueden distinguirse dos tipos de agentes móviles:

Agentes con sólo movimiento de código (just code). En el transporte de los agentes móviles sólo se realiza el transporte del código necesario para su ejecución en otro lugar, no se transportan los datos correspondientes al contexto o estado de ejecución. Ejemplos [3]: TCL, JAVA con RMI (Remote Method Invocation).

Agentes con movimiento de código y contexto de ejecución (not just code). En este caso puede interrumpirse la ejecución de un agente en un punto concreto y proseguir, tras realizarse el movimiento a otro ordenador, con la ejecución de dicho objeto desde el punto en el que se interrumpió. Ejemplos [3]: TELESCRIPT, OBLIQ.

Los agentes móviles también se diferencian por el modelo de comunicación utilizado para interactuar entre ellos:

Agentes con sólo comunicación local. Para que un agente se comunique con otro agente en otra máquina tiene que viajar a esa máquina. Ejemplo: TELESCRIPT.

Agentes con comunicación por red. No es necesario que un agente se desplace al lugar donde se encuentra el agente con el que tiene que comunicarse. En este caso el transporte de un agente implica, además del movimiento de código y contexto, el movimiento de las conexiones. Ejemplo: OBLIQ.

Ventajas de los agentes móviles

Algunas de las ventajas que pueden obtenerse con los sistemas de agentes móviles [4] se describen a continuación.

Reducir la carga de la red. Permiten que los agentes se comuniquen en el mismo nodo y no a través de la red, reduciéndose de esta forma las transferencias de datos por la red. También, cuando hay que procesar una gran cantidad de información ubicada en nodos remotos, puede transferirse el código necesario allí donde se encuentren los datos y procesarse de forma local. La idea es mover el código en lugar de los datos si éstos ocupan un mayor volumen.

ISSN 1692-1798

Vencer la latencia de la red. Sistemas de tiempo real estricto, tales como robots, necesitan responder a cambios en su entorno en un tiempo determinado. Realizar un control de los robots a través de la red puede no ser aceptable por las latencias introducidas por ésta. Los sistemas móviles ofrecen una solución al permitir la transmisión al robot, desde un nodo central, del código necesario para controlarlo de forma local.

Adaptación dinámica al entorno. Los agentes móviles pueden percibir su entorno de ejecución y reaccionar autónomamente a cambios. De esta forma, múltiples agentes móviles tienen la habilidad de distribuirse a través de los nodos de la red manteniendo siempre la configuración óptima para la resolución de un determinado problema. Cada agente puede moverse al nodo donde las condiciones del entorno le sean más favorables para su ejecución.

Estas características son adecuadas en una arquitectura híbrida cuyos componentes puedan, por un lado, incorporase al sistema de forma dinámica y, por otro lado, moverse a través de los diferentes nodos con el objetivo de acceder a la información del sistema reduciendo el coste temporal de las comunicaciones. Además, el uso de agentes móviles permite emplear técnicas de delegación de código para controlar los robots mediante el envío, en primer lugar, del código necesario a los nodos distribuidos y, posteriormente, la ejecución del mismo de forma local, evitando así los problemas de latencia de la red en la ejecución del código de control, y pudiéndose acotar su tiempo de ejecución para el estudio y cumplimiento de las restricciones temporales del sistema.

ARQUITECTURA SC-AGENT

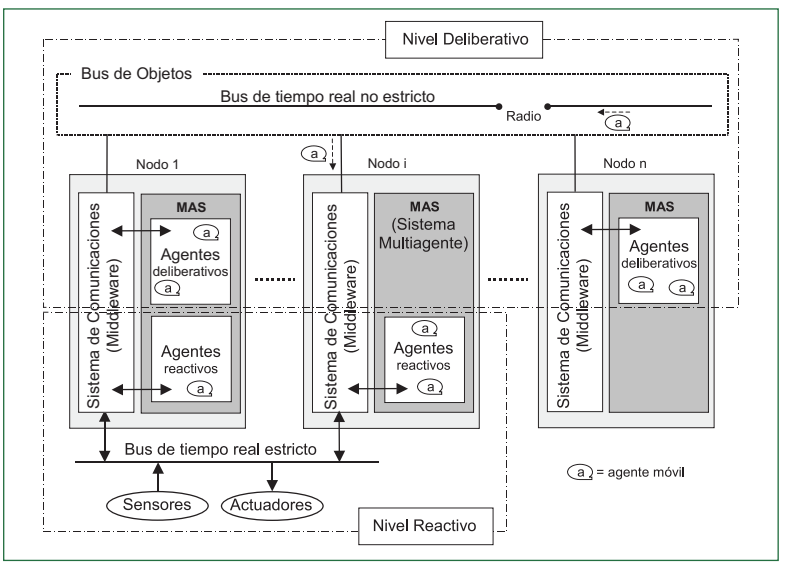
La arquitectura basada en agentes propuesta [9, 10, 11] se denomina SC-Agent y está formada por tres bloques: un nivel deliberativo, un nivel reactivo y un sistema de comunicaciones interfaz entre ambos niveles (fig. 1).

El nivel deliberativo es un sistema de tiempo real no estricto que representa un nivel de conocimiento superior y ejecuta procesos de planificación basándose en el estado de un modelo simbólico interno del entorno. Como resultado de la planificación, los objetivos se dividen en patrones de comportamiento [1, 5] que son enviados al nivel reactivo. Cada patrón de comportamiento está implementado a través de uno o varios agentes software.

El nivel reactivo es un sistema de tiempo real estricto conectado con los sensores y los actuadores, tiene que reaccionar en un tiempo acotado ante los diferentes valores de los sensores (estímulos). El nivel reactivo recibe del nivel deliberativo los patrones de comportamiento o agentes, que se ejecutan concurrentemente y que usan la información sensorial para el cálculo de las acciones que llevarán a cabo los actuadores.

El sistema de comunicaciones (SC) [8] proporciona la infraes-

Figura 1: Estructura y conexiones de la arquitectura distribuida propuesta. Buses de tiempo real estricto y no estricto requeridos por el sistema de comunicaciones



tructura hardware y software necesaria para el acceso a los sensores y actuadores y para la interacción entre los distintos componentes de la arquitectura. Constituye una interfaz entre los niveles reactivo y deliberativo mediante la cual, el nivel deliberativo envía los patrones de comportamiento o agentes al nivel reactivo y accede a la información sensorial para incorporarla en el modelo interno simbólico del entorno. El diseño del sistema de comunicaciones contempla los diferentes requerimientos temporales de los niveles reactivo y deliberativo.

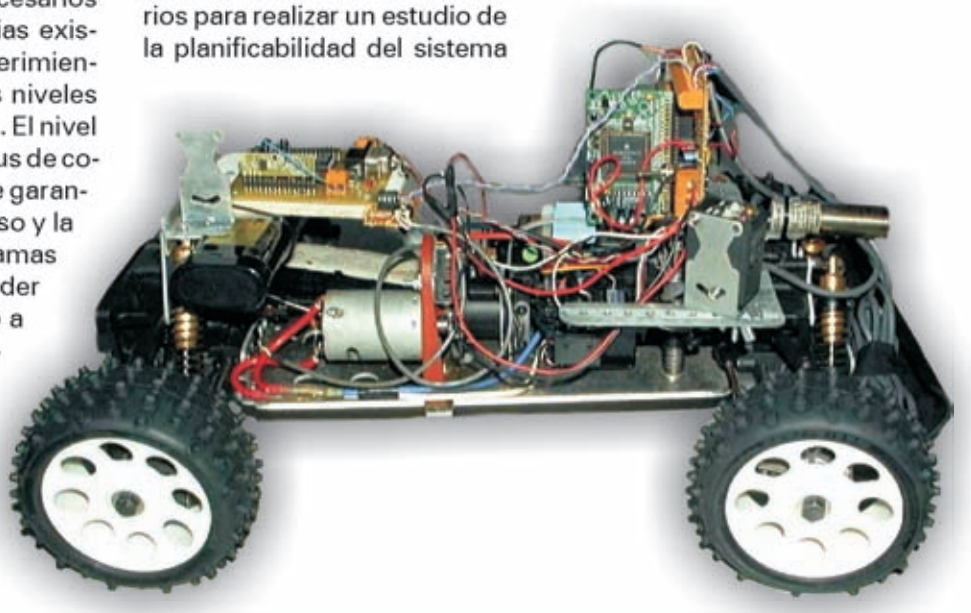
Para permitir las comunicaciones en el nivel reactivo, los nodos reactivos tendrán que estar interconectados mediante un bus de tiempo real estricto. Por otro lado, para permitir las comunicaciones en el nivel deliberativo, los nodos deliberativos tendrán que estar interconectados mediante un bus de tiempo real no estricto.

Ambos buses son necesarios debido a las diferencias existentes entre los requerimientos temporales de los niveles reactivo y deliberativo. El nivel reactivo necesita un bus de comunicaciones [12] que garantice el tiempo de acceso y la transmisión de las tramas de datos para responder en un tiempo acotado a los cambios del entorno. Por su parte, el nivel deliberativo puede usar un bus sin estas restricciones que por el contrario permita comunicar estructuras de datos más complejas (como supondría la propia transmisión de los agentes).

CRITERIO DE MOVILIDAD DE LOS AGENTES

En el establecimiento de un criterio de movilidad de los agentes, tienen que considerarse distintas necesidades de control temporal.

Necesidad del control temporal de la ejecución de los agentes. Debe asegurarse la ejecución de aquellos agentes reactivos cuya omisión pondría en peligro al sistema. En un sistema donde no se conoce a priori ni el número, ni la ubicación de los procesos o agentes que tienen que ejecutarse, características que dependen de la dinámica del sistema, no pueden calcularse los tiempos correspondientes a los "peores casos" de ejecución necesarios para realizar un estudio de la planificabilidad del sistema que permita asegurar los tiempos periódicos de ejecución de los procesos. Sin embargo, sí pueden medirse los tiempos de ejecución reales, lo cual permite la adaptación dinámica de los agentes en función de sus restricciones temporales y tiempos reales de ejecución (por ejemplo, si un agente no consigue ejecutarse en un tiempo inferior o igual al requerido en su especificación, podría moverse a otro nodo del sistema distribuido donde se cumplieran dichas características temporales). Para ello, cada agente del sistema debe poseer como restricción temporal un periodo de ejecución que ha de cumplirse con mayor o menor precisión dependiendo de la importancia del agente (reactivo o deliberativo). Por ejemplo, si el sistema no pudiera cumplir los periodos de ejecución de los agentes necesarios para que el robot vaya a una determinada velocidad esquivando los obstáculos que encuentre en su ca-



ISSN 1692-1798

mino, podría optar por reducir la velocidad (con la consiguiente degradación de prestaciones pero asegurando la integridad del sistema mediante el uso de periodos de ejecución mayores) o podría optar por delegar a otros nodos la ejecución de agentes no críticos (en caso de existir) para así asegurar la ejecución de los estrictamente necesarios en ese momento.

Necesidad del control temporal del acceso a los datos. El control temporal del acceso a los datos implica el control del tiempo requerido y empleado en el acceso a los datos del sistema. Los agentes también deberán caracterizarse con los tiempos máximos admisibles en el acceso a los datos que requieren. En un bus de tiempo real estricto puede estimarse el tiempo de transmisión y acceso a los datos correspondiente al "peor caso" mediante un estudio previo de la planificabilidad del acceso al bus. Sin embargo, en un bus de tiempo real no estricto no puede calcularse dicha estimación, aunque sí pueden obtenerse los "retrasos reales" en el acceso a los datos. El "retraso real" de un dato proporciona su antigüedad. Utilizar "retrasos reales" implica, al no disponer a priori del tiempo correspondiente al "peor caso", no poder planificar el momento de recepción de los datos. Sin embargo, utilizar "retrasos reales" permite al agente, en el momento de la recepción de los datos, validar los datos considerando su antigüedad y adaptarse dinámicamente a los tiempos de recepción reales (por ejemplo, moviéndose el agente a otro nodo donde los tiempos de recepción sean menores). Para ello, es necesario que el sistema proporcione la antigüedad de los datos disponibles en el mismo.

Como conclusión, los agentes deberán poder determinar dinámicamente el grado de adecuación al nodo en el que residen mediante el cálculo de algún índice de medida. Para dicho cálculo, es necesario el control temporal tanto de la ejecución de los agentes como del acceso a los datos caracterizándolos con su antigüedad. El índice de medida empleado se ha denominado "Índice de Comodidad" y su formulación se describe en la sección siguiente.

Índice de comodidad

Se ha denominado "Índice de Comodidad" a la medida en la que se basan los agentes para decidir si el nodo donde residen es adecuado para su ejecución o por el contrario deben moverse a otro nodo distinto.

La ubicación de cada agente en un computador u otro depende de varios factores:

En función de las restricciones de tiempo real de su tarea. Si el sistema no puede cumplir el periodo de ejecución del agente, éste podría moverse a otro nodo donde sí se cumpliera su periodo de ejecución. A diferencia de los agentes deliberativos, el no cumplimiento del periodo de ejecución de un agente reactivo podría ser crítico en la integridad del sistema.

En función de la antigüedad de los datos que reciba. Un agente ejecutándose en un computador con acceso directo al bus de tiempo real estricto recibirá los valores transmitidos mucho antes que un agente ejecutándose en otro computador conectado al sistema a través del bus de tiempo real no estricto. Por ello, un agente que forme parte del nivel reactivo probablemente deberá ejecutarse en un nodo con acceso directo al bus de tiempo real estricto, para así minimizar los tiempos tanto de recepción de la información como de actuación y poder realizar un control temporal más preciso evitando las estimaciones realizadas en las transmisiones por buses de tiempo no real. Sin embargo, un agente deliberativo perfectamente podrá ejecutarse en un nodo donde la información temporal de los valores que reciba no sea tan precisa como antes aunque sí con una antigüedad estimada adecuada para la realización de su tarea. Todo ello implica que para cada agente habrá que especificar, como parte de sus restricciones temporales, la máxima antigüedad admisible para cada uno de los datos que utilice en su procesamiento.

La formulación del "Índice de Comodidad" (I_c) viene dada por la siguiente expresión (1):

$$I_C \quad Min\ I_{Act}, I_{Dat} \qquad (1)$$

donde I_{Act} denota un "Índice de Actividad" que es igual a (2):

$$I_{Act} \quad \frac{t_{MAXComp} \quad t_{Esp} \quad t_{Proc} \quad t_{Com}}{t_{MAXComp}} \qquad (2)$$

siendo:

$t_{MAXComp}$: restricción temporal del agente que indica el máximo tiempo de computación o ejecución permitido para el procesamiento de la tarea asignada. Este valor se corresponderá con el periodo de ejecución del agente.

t_{Esp}: tiempo de espera real correspondiente al retraso producido en la ejecución del agente debido a interrupciones del sistema o expulsiones por tareas más prioritarias del sistema.

t_{Proc}: tiempo real correspondiente al procesamiento de la tarea asignada al agente.

t_{Com}: tiempo real correspondiente al retraso producido en la ejecución del agente debido a las tareas de comunicación (por ejemplo, en su caso, para el acceso a los datos).

El otro término de la ecuación (1), I_{Dat} denota un "Índice de Acceso a los Datos" que es igual a (3,4):

(3)

$$I_{Dat} \quad Min \frac{t_{MAXAnt}\ d \quad t_{Ant}\ d}{t_{MAXAnt}\ d} \quad d \quad L$$

(4)

$$L \quad D_1, D_2, \ldots, D_n$$

siendo:
n: número de datos que el agente requiere en su ejecución.

L: lista con el conjunto de datos (D_1, D_2, ..., D_n) que el agente requiere en su ejecución.

$t_{MAXAnt}(d)$: tiempo máximo de antigüedad del dato d para que sea válido en el procesamiento del agente.

$t_{Ant}(d)$: tiempo real de antigüedad del dato d.

El "Índice de Actividad" de un agente indica si se están cumpliendo las restricciones de máximo tiempo de cómputo para dicho agente. Para ello, se tiene que contabilizar el tiempo real de ejecución del agente mediante la suma de su tiempo de procesamiento más los retrasos correspondientes a los tiempos de espera por expulsiones e interrupciones y los tiempos de espera por las comunicaciones. Cuando dicha suma supera el valor máximo permitido, el valor del "Índice de Actividad" es negativo indicando el incumplimiento de las restricciones temporales establecidas. Cuanto menor sea este índice, mayores serán los retrasos.

El "Índice de Acceso a los Datos" de un agente indica si se están recibiendo los datos con una antigüedad adecuada para el procesamiento del agente. Para ello tiene que calcularse, para cada dato, la diferencia entre la máxima antigüedad permitida y la antigüedad real en ese momento. El valor que establece el "Índice de Acceso a los Datos" viene dado por la menor de las diferencias en proporción calculadas. Un "Índice de Acceso a los Datos" negativo indica que existe al menos un dato que no es válido para el procesamiento del agente. Cuanto menor sea el índice mayor es la antigüedad del dato.

El "Índice de Comodidad" se obtiene tomando el menor de los dos índices ("Índice de Actividad" o "Índice de Acceso a los datos").

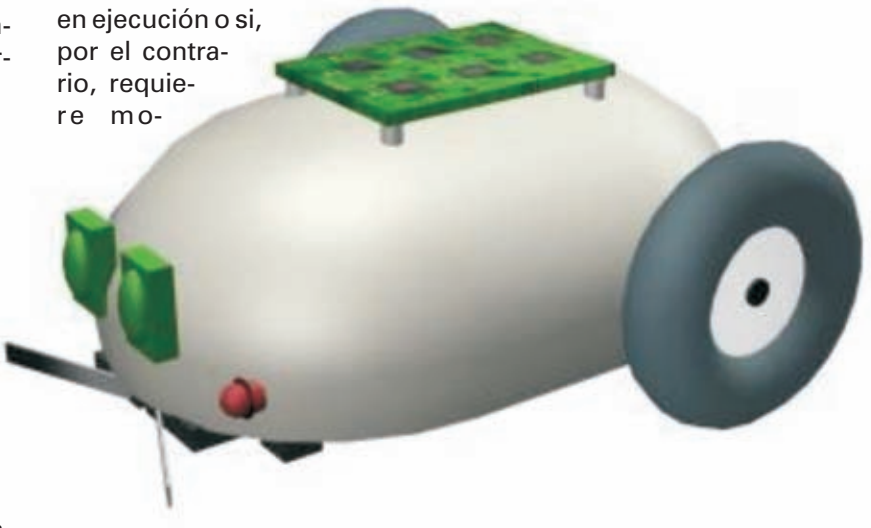
Cuanto mayor es el valor del "Índice de Comodidad" ($I_{Comodidad}$), mayor es la adecuación del agente al nodo donde está ejecutándose. El valor máximo para $I_{Comodidad}$ es 1, y se corresponde con el caso ideal donde el coste temporal de ejecución del agente y acceso a los datos es despreciable y, por tanto, igual a 0. El rango de valores entre 0 y 1 indican un $I_{Comodidad}$ adecuado, lo cual significa que el agente cumple con sus restricciones temporales (periodo de ejecución y máxima antigüedad admisible para los datos) en el nodo donde está ejecutándose. Cuanto más cerca de 1 se encuentra el valor del $I_{Comodidad}$, más holgura existe entre los valores reales de los tiempos y los máximos admisibles. Un $I_{Comodidad}$ con valor negativo significa que el agente no está cumpliendo con sus restricciones temporales en el nodo de ejecución. En este caso el agente podría decidir moverse a otro nodo. Cuanto menor sea el valor de $I_{Comodidad}$, mayores serán los retrasos en el cumplimiento del periodo de ejecución del agente o en la antigüedad de los datos recibidos.

ISSN 1692-1798

Cada agente, en función del valor de su "Índice de Comodidad", podrá decidir si quedarse o no en el nodo donde reside (por ejemplo: si $I_{Comodidad}$ 0 permanecer en el nodo, si $I_{Comodidad}$ 0 moverse a otro nodo). En este caso es el propio agente quien decide qué hacer, sin embargo, el sistema también podría realizar tareas de reajuste de ejecución de agentes en cada nodo en función de los mismos "Índices de Comodidad". Podría existir un agente deliberativo que se encargara de esta función.

CONCLUSIONES

La movilidad introduce más expresividad en el sistema. El hecho de que los agentes sean móviles para poder viajar entre los nodos les ofrece la posibilidad de encontrar dinámicamente su ubicación óptima. Esta idea introduce un nuevo nivel semántico en la ejecución de código donde se indica qué hay que ejecutar pero no dónde. La ubicación física de los componentes a ejecutar se realizará en el sistema de forma dinámica e inteligente adaptándola en tiempo real a las necesidades y cambios del mismo. Todo ello implica la necesidad de un índice de medida que indique la adecuación del agente en el nodo donde está en ejecución o si, por el contrario, requiere moverse a otro nodo. Para la especificación y el cálculo de este índice es fundamental la incorporación al sistema de un control temporal en la ejecución de los agentes y en el acceso a los datos.



BIBLIOGRAFÍA

[1] Arkin, R., (1998). Behavior-Based Robotics. MIT Press.

[2] Jennings, N.R., Wooldridge, M.J., (1998). Agent Technology. Springer.

[3] Karnit, N.M., Tripathi, A.R., (1998). Design Issues in Mobile-Agent Programming Systems. IEEE Concurrency July-September 1998, pp. 52-61.

[4] Lange D.B., Oshima, M., (1999). Seven Good Reasons for Mobile Agents. Communications of the Association of Computing Machinery, v. 42, no. 3.

[5] Murphy, R.R., (2000). Introduction to AI Robotics. MIT Press.

[6] Nwana, H., Lee, L., Jennings, N., (1996). Coordination in Software Agent Systems. BT Technology Journal, 14(4), 1996.

[7] Pnueli, A., (1986). Specification and development of reactive systems. Information Processing 86. Elsevier, North-Holland.

[8] Posadas, J.L., Perez, P., Simo, J.E., Benet, G., Blanes, F., (2002). Communications Structure for Sensory Data in Mobile Robots. Engineering Applications of Artificial Intelligence 15 (2002) pp. 341-350.

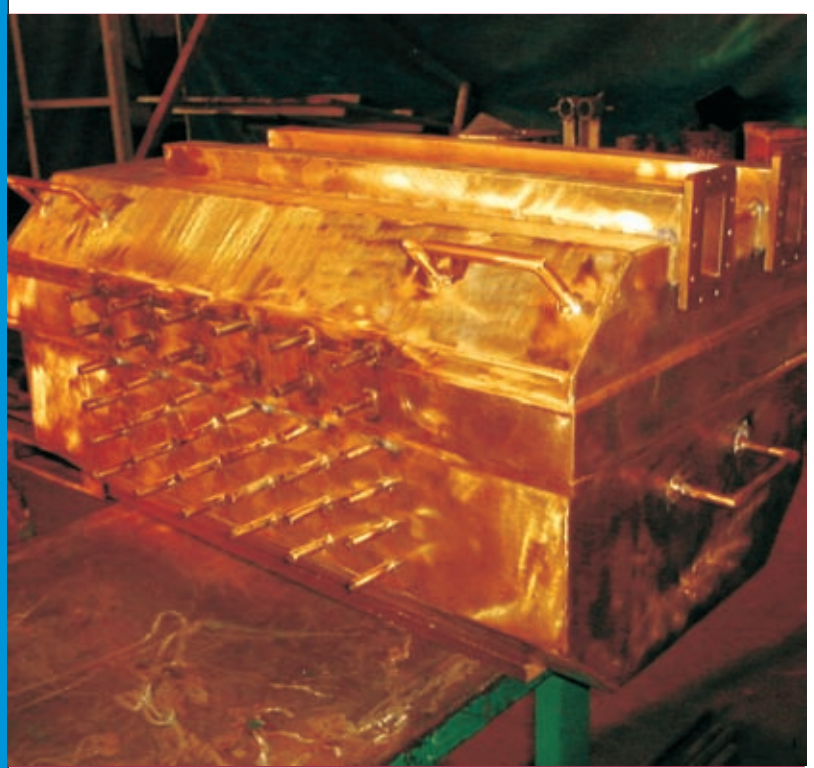
[9] Posadas, J.L., Simo, J.E., Poza, J.L., Pérez, P., Benet, G., Blanes, F., (2003). Una Arquitectura para el Control de Robots Móviles Mediante Delegación de Código y Sistemas Multiagente. IV Workshop de Agentes Físicos - WAF'03.

[10] Posadas Yagüe, Juan Luis (2003). Arquitectura para el Control de Robots Móviles Mediante Delegación de Código y Agentes. PhD Thesis. Universidad Politécnica de Valencia.

[11] Posadas, J.L., Simo, J.E., Blanes, F., Benet, G., Poza, J.L., Albero, M., (2004). An architecture to control mobile robots by means of code delegation and multi-agent systems. 5th IFAC/EURON Symposium on Intelligent Autonomous Vehicles - IAV2004. Lisbon, Portugal.

[12] Tindell, K.W., Hansson, H., Wellings, A.J., (1994). Analysing Real-Time Communications: Controller Area Network (CAN). Proceedings of IEEE RealTime Systems Symposium RTSS'94. F. Jahanian and K. Ramaritham, eds., IEEE Computer Society Press, pp. 259-263.

Analysis and Optimization of Electric Field Distributions in Multimode Microwave Heating Applicators Excited by Multiple Input Sources



J. Pitarch
Beatriz García-Baños
Miguel Contelles-Cervera
R. Pérez-Páez
F. Peñaranda-Foix

KEY WORDS

Electromagnetic heating, Cavities, Multiport circuits, Waveguide discontinuities, Scattering matrices, Genetic algorithms, Minimization methods.

ABSTRACT

Multimode applicators are extensively used in the industry for microwave heating of bulk materials in which the electric field uniformity usually is not very uniform due to the multiple standing-waves in the chamber. In this paper, we present a fast tool for improving the heating uniformity in multimode applicators with rectangular geometries based on multifeeding techniques. The position of each input port is selected by using genetic algorithms (GA) optimization procedures. Moreover, with this technique, for instance, it is also possible to identify the port position for reducing the cross-coupling between the sources. An example of multimode design is presented to demonstrate the application of the tool.

Multimode applicators are extensively used in the industry for microwave heating of bulk materials in which the electric field uniformity usually is not very uniform due to the multiple standing-waves in the chamber. In this paper, we present a fast tool for improving the heating uniformity in multimode applicators with rectangular geometries based on multifeeding techniques.

ISSN 1692-1798

INTRODUCTION

In microwave heating systems, multimode applicators are often used for processing bulk materials whose overall dimensions are too large in term of wavelength of the operating frequency [1].

The microwave heating is a very complex process depending on many physical parameters which are, in turn, influenced by a number of factors, such as the geometry of the product and applicator, and the way of excitation of the microwave field in the operating chamber. Because the dimensions of the enclosure are very large, uniform field patterns are difficult to achieve due to the large number of standing-wave modes excited, leading to uneven temperature profiles in the materials an appearing the well known "hot or cool spots".

As a result, a number of techniques are used to promote uniform heating. To establish reasonably uniform electric field strength throughout the cavity, it is desirable to control how the modes are excited. Mechanical devices like stirrers and rotating tables are known to be the classical tools used for this purpose [1]. The multiple modes are thoroughly mixed up to achieve a completely random field distribution and therefore increase the probability of uniform heat release. The main drawback of this technique is the difficulty of analysis of the cavity with the stirrers, which sometimes implies an unpredictable behavior. Other techniques are based on the employment of more than one exciting port in the cavity, the so-called multifed technique [2]-[3]. Waveguide positioning and orientation are important as they determine which modes are excited in the cavity. Therefore, by selecting the appropriate emplacement, it is possible to generate the specific combination of modes to achieve the desired heat release on the processed materials. The disadvantage of using multiple sources is that sources affect each other. This leads to a mechanism known as "cross-coupling". Cross-coupling can be significant in an unloaded or low-loss cavity.

There is not yet sufficient published theories for how cavities with several simultaneous sources actually work. In [4] there are some perspectives investigated about the cross-coupling and field distribution applicable to multifed empty cavities. Unfortunately, up to date the field computing in multimode cavities is very time-consuming because the high amount of electromagnetic solutions involved. This makes the optimization, sometimes, an unapproachable task.

In this work we present a fast tool for improving the heating uniformity of electric field distribution in multimode microwave applicators excited with multiple sources. The technique is based on the mode-matching technique and the scattering matrix formulation with a rectangular-based geometry, and optimization procedures based on genetic algorithms. With this procedure, for instance, it is possible to find out efficiently the optimum position of feeding waveguides in the applicator to generate the best uniform temperature distribution within the processed material. Moreover, optimum weights of the feeding ports and cavity sizes can be determined for reducing the cross-coupling between incident ports.

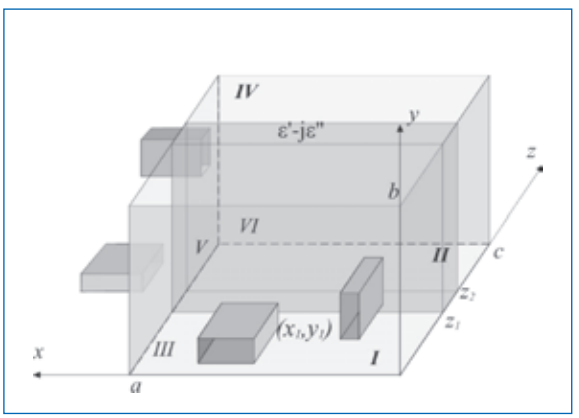
THEORETICAL APPROACH

Outline

In this section, the Generalized Circuital Analysis is used for computing the scattering parameters and the electric field inside a multifed cavity [3]. Specifically, the analysis is restricted to rectangular resonant cavities fed through a set of hollow rectangular waveguides placed on the cavity walls (see Fig. 1); neither the cavity nor the waveguides have ohmic losses. A sheet of dielectric material with complex permittivity $_r = \varepsilon' - j\varepsilon''$ and thickness $t = z_2 \quad z_1$ is placed at $z=z_1$, parallel to Side I and occupying the whole cavity cross-section. Some additional restrictions are imposed: the edges of the feeding waveguides must be parallel to the cavity edges, their cross-sections must be completely included in the cavity wall and no partial overlaps are allowed.

Such a structure can be split for the analysis in *N*-furcated waveguides (the feeding networks) connected by waveguide sections of a given length containing the dielectric sheet material (the cavity itself).

Fig. 1 Multimode rectangular cavity fed with several sources.

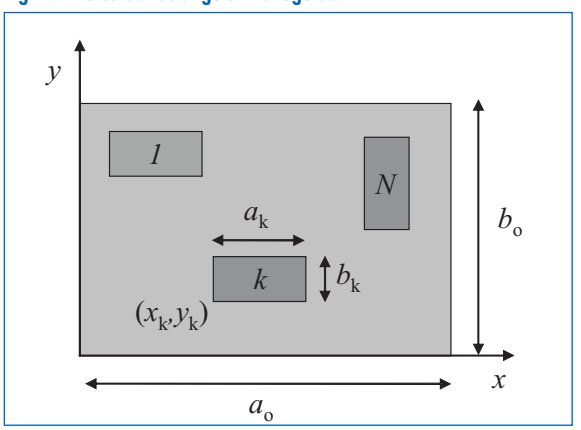


The circuital analysis of the whole structure is reduced to the characterization of the N-furcated waveguide, since all additional elements (namely, sections of rectangular waveguides and changes in the material filling the waveguide) can be straightforwardly characterized. For this study, the formulation based on scattering matrices was chosen because transmission matrices may lead to numerical instabilities when cut-off modes are considered. Once the global scattering matrix is obtained, electromagnetic fields inside the cavity and dielectric can be straightforwardly computed for a given excitation.

Scattering matrix of the N-furcated waveguide

Fig. 2 shows the geometry of a N-furcated waveguide, consisting of a set of N non-overlapping rectangular waveguides in $z<0$ with cross section Ω_k , $1 \le k \le N$, (the feeding network), and one single waveguide in $z>0$ with cross-section Ω_0 (the cavity). If a_k ,b_k are the length of the edges of waveguide k along the x and y directions, respectively, and (x_k,y_k) are its left bottom corner coordinates, the conditions $x_k \ge x_0$, $x_k + a_k \le x_0 + a_0$ and $y_k \ge y_0$, $y_k + b_k \le y_0 + b_0$ must be satisfied for $1 \le k \le N$. (assuming that subindex 0 stands for the cavity waveguide).

Fig. 2. N-furcated rectangular waveguide.



Applying the tangential electric and magnetic field continuity conditions at $z=0$ (Side I), we have:

$$\vec{E}_{t,0}(x,y) \quad \vec{E}_{t,k}(x,y) \quad \text{if } (x,y) \in \Omega_k \qquad (1\text{-a})$$
$$\vec{E}_{t,0}(x,y) \quad 0 \quad \text{otherwise}$$

ISSN 1692-1798

$\vec{H}_{t,0}\ x,y \quad \vec{H}_{t,k}\ x,y \quad \text{if}\ x,y \quad _k$ (1-b)

where , $\vec{E}_{t,k}$, $\vec{H}_{t,k}$ $(1 \le k \le N)$ are, respectively, the electric and magnetic field components transverse to the propagation direction in the *k-th* waveguide. The transverse electric and magnetic fields in a homogenously filled waveguide are expanded using an orthogonal basis of TE^z and TM^z modes:

$\vec{E}_{t,k} \quad _{m_k} a_{m_k}^h \ b_{m_k}^h \ \vec{e}_{m_k}^h \quad _{n_k} a_{n_k}^e \ b_{n_k}^e \ \vec{e}_{n_k}^e$ (2-a)

$\vec{H}_{t,k} \quad _{m_k} a_{m_k}^h \ b_{m_k}^h \ \vec{h}_{m_k}^h \quad _{n_k} a_{n_k}^e \ b_{n_k}^e \ \vec{h}_{n_k}^e$ (2-b)

Where $0 \le k \le N$, $\vec{e}_{m_k}^h$, $\vec{h}_{m_k}^h$, $\vec{e}_{n_k}^e$, $\vec{h}_{n_k}^e$ are the transverse electric and magnetic field modal patterns of TE^z (superscript h) and TM^z (superscript e) modes, respectively and $a_{m_k}^h$, $b_{m_k}^h$, $a_{n_k}^e$, $b_{n_k}^e$ the corresponding incoming *(a)* and outgoing *(b)* modal coefficients. The transverse electric field modal patterns satisfy the orthonormality condition

$_k \vec{e}_{p_k}^u \ \vec{e}_{q_k}^v \, dS \quad _{pq}$ (3)

where $u=\{e, h\}$, $v=\{e, h\}$; p, q are modal indices and δ_{pq} the Kroneker delta. Expanding both sides of (1-a) using (2-a), multiplying by $\vec{e}_{m_k}^h$, $\vec{e}_{n_k}^e$ and applying the orthonormality relationship given by (3) yields to

$b_0 \quad a_0 \quad _{k\ 1}^{N} M^{k0} \quad a_k \quad b_k \quad 1 \quad k \quad N$ (4)

where the matrix notation is introduced by defining the following matrix and vectors:

$M^{k0} \quad \begin{matrix} V_{hh}^{k0} & V_{he}^{k0} \\ V_{eh}^{k0} & V_{ee}^{k0} \end{matrix}$ (5-a)

$a_k \quad \begin{matrix} a_k^h \\ a_k^e \end{matrix}$ (5-b)

$b_k \quad \begin{matrix} b_k^h \\ b_k^e \end{matrix}$ (5-c)

The elements of the coupling matrices M^{k0} are given by:

$V_{uv,p_0q_k}^{k0} \quad _k \vec{e}_{p_0}^u \ \vec{e}_{q_k}^v \, dS$ (6)

with u, v, p and q defined above in this section. Furthermore, Gentili proved in [5] that the cavity TM^z modes do not excite the TE^z modes in the feeding waveguides and therefore the coupling integrals in the V_{he}^{k0} submatrix always vanish.

A similar procedure can be applied to the boundary condition on the transverse magnetic field given by (1-b), although in this case the orthonormality relationship (3) must be used along with the transverse modal admittance $Y_{p_k}^u$ definition:

$\vec{e}_{p_k}^u \ Y_{p_k}^u \quad \vec{h}_{p_k}^u \quad \hat{z}$ (7)

In this way, an additional set of linear equations relating the modal coefficient vectors is obtained:

$Y_k \quad a_k \quad b_k \quad M^{k0t} \quad Y_0 \quad a_0 \quad b_0 \quad 1 \quad k \quad N$ (8)

where the superscript t stands for the transposed matrix and the modal admittance matrices are defined by:

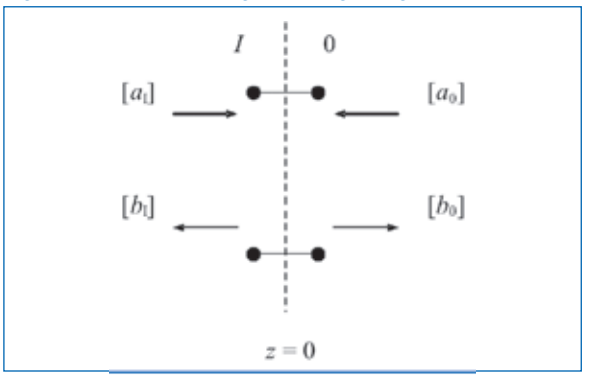
$Y_k \quad \begin{matrix} Y_k^h & 0 \\ 0 & Y_k^e \end{matrix} \quad 0 \quad k \quad N$ (9)

Where $Y_k^u \quad \text{diag}\ Y_{p_k}^u$.

(4) and (8) can be written in a still more compact matrix notation by joining together all the feeding waveguides into a virtual port, labeled port I in Fig. 3, while the cavity remains labeled as port 0 [7]-[8]

The new modal coefficient vectors for port I are given by

Fig 3. Virtual Port containing all feeding waveguides.



$$a_I \quad \begin{matrix} a_1 \\ a_2 \\ \vdots \\ a_N \end{matrix} \quad (10\text{-a}) \qquad b_I \quad \begin{matrix} b_1 \\ b_2 \\ \vdots \\ b_N \end{matrix} \quad (10\text{-b})$$

Defining now the block matrix

$$M^{I0} \quad M^{10} \quad M^{20} \quad \cdots \quad M^{N0} \qquad (11)$$

(4) and (8) can be transformed into

$$b_0 \quad a_0 \quad M^{I0} \quad a_I \quad b_I \qquad (12\text{-a})$$

$$Y_I \quad a_I \quad b_I \quad M^{I0\,t} \quad Y_0 \quad a_0 \quad b_0 \qquad (12\text{-b})$$

where is the block diagonal modal admittance matrix. For this block formulation, the generalized matrix relating the modal coefficients can be defined as:

$$\begin{matrix} b_I \\ b_0 \end{matrix} \quad \begin{matrix} S_{11}^A & S_{12}^A \\ S_{21}^A & S_{22}^A \end{matrix} \quad \begin{matrix} a_I \\ a_0 \end{matrix} \quad S_A \quad \begin{matrix} a_I \\ a_0 \end{matrix} \qquad (13)$$

with each element calculated from (12):

$$S_{11}^A \quad A \quad B \qquad (14\text{-a})$$

$$S_{12}^A \quad 2 \quad A \quad M^{I0\,t} \qquad (14\text{-b})$$

$$S_{21}^A \quad M^{I0} \quad 1 \quad S_{11}^A \qquad (14\text{-c})$$

$$S_{22}^A \quad M^{I0} \quad S_{12}^A \quad I \qquad (14\text{-d})$$

Where $A \quad Y_I \quad M^{I0\,t} \quad Y_0 \quad M^{I0} \quad {}^{1}$ and

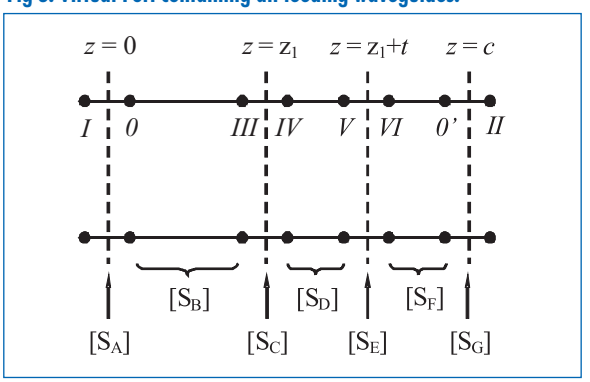
$B \quad Y_I \quad M^{I0\,t} \quad Y_0 \quad M^{I0}$

Although solving (14) to obtain the scattering matrix involves the inversion of a square matrix, this is not a major drawback. Indeed, the dimension of this matrix depends on the number of modes needed to guarantee the convergence of the modal expansion given by (2). The convergence criteria are governed by the aspect ratio between the feeding waveguides and the cavity $(\; {}_k / \; {}_0)$, which is usually small. Therefore, the computational effort is kept under reasonable values even when very accurate results are needed [5], [9].

Electromagnetic fields computation

The cavity equivalent circuit, formed by the cascade connection of several two-port networks, corresponding, for instance, to multiple feeding in Sides I and VI, is shown in Fig. 4.

Fig 3. Virtual Port containing all feeding waveguides.



Matrices $[S_B]$, $[S_D]$ and $[S_F]$ represent sections of waveguide of length ${}_B = z_1$ and ${}_F = c - z_1 - t$, respectively, and they are given by:

$$S_B \quad \begin{bmatrix} 0 & \text{diag } e^{\gamma^0_{p0} \; {}_B} \\ \text{diag } e^{{}^0_{p0} \; {}_B} & 0 \end{bmatrix} \qquad (15\text{-a})$$

ISSN 1692-1798

$$S_D \quad \begin{matrix} 0 & \text{diag } e^{\,{}^{d}_{p_0}\ell_t} \\ \text{diag } e^{\,{}^{d}_{p_0}\ell_t} & 0 \end{matrix} \qquad (15\text{-b})$$

$$S_F \quad \begin{matrix} 0 & \text{diag } e^{\,{}^{0}_{p_0}\ell_F} \\ \text{diag } e^{\,{}^{0}_{p_0}\ell_F} & 0 \end{matrix} \qquad (15\text{-c})$$

where ${}^{0}_{p_0}$ is the propagation constant of the *p-th* mode of an empty rectangular waveguide of cross-section ${}_{0}$ and ${}^{d}_{p_0}$ is the propagation constant of the *p-th* mode of a waveguide with the same cross-section, but filled with a dielectric material of complex permittivity ${}_{r} = \varepsilon' - j\varepsilon''$.

Matrices $[S_C]$, $[S_E]$ are the scattering matrices representing a change in the complex permittivity of the dielectric medium filling the waveguide and they can be straightforwardly derived as:

$$S_C \quad \begin{matrix} \text{diag}\,\dfrac{Z^{d}_{p_0} - Z^{0}_{p_0}}{Z^{d}_{p_0} + Z^{0}_{p_0}} & \text{diag}\,\dfrac{2Z^{d}_{p_0}}{Z^{d}_{p_0} + Z^{0}_{p_0}} \\ \text{diag}\,\dfrac{2Z^{0}_{p_0}}{Z^{d}_{p_0} + Z^{0}_{p_0}} & \text{diag}\,\dfrac{Z^{0}_{p_0} - Z^{d}_{p_0}}{Z^{d}_{p_0} + Z^{0}_{p_0}} \end{matrix} \qquad (16\text{-a})$$

$$S_E \quad \begin{matrix} \text{diag}\,\dfrac{Z^{0}_{p_0} - Z^{d}_{p_0}}{Z^{d}_{p_0} + Z^{0}_{p_0}} & \text{diag}\,\dfrac{2Z^{0}_{p_0}}{Z^{d}_{p_0} + Z^{0}_{p_0}} \\ \text{diag}\,\dfrac{2Z^{d}_{p_0}}{Z^{d}_{p_0} + Z^{0}_{p_0}} & \text{diag}\,\dfrac{Z^{d}_{p_0} - Z^{0}_{p_0}}{Z^{d}_{p_0} + Z^{0}_{p_0}} \end{matrix} \qquad (16\text{-b})$$

where $Z^{0}_{p_0}$ and $Z^{d}_{p_0}$ are the transversal modal impedances of the *p-th* mode of a waveguide of cross-section ${}_{0}$, empty and filled with a dielectric of complex permittivity ${}_{r}$, respectively.

Finally, matrix $[S_G]$ is defined by joining all the feeding waveguides placed at $z = c$ in the virtual port *II* on the right and considering the empty section of the cavity on the left to be port *0′*. It is calculated in the same way that $[S_A]$, and the relationship between waves are:

$$\begin{matrix} [b_0] \\ b_{II} \end{matrix} \quad \begin{matrix} [S^{G}_{11}] & [S^{G}_{12}] \\ S^{G}_{21} & S^{G}_{22} \end{matrix} \quad \begin{matrix} [a_{0'}] \\ a_{II} \end{matrix} \quad S_G \quad \begin{matrix} [a_{0'}] \\ a_{II} \end{matrix} \qquad (17)$$

The overall matrix characterization relating the modal coefficients at the feeding waveguides is constructed by a simple circuital analysis, by calculating the scattering matrix of each element [i=(1,2); j=(1,2)] is calculated following the formulation described in [10]:

$$[S^{T}_{ij}] \quad [S_{ij}] \quad [S_{if}][\ ][\ ]_{gf}\left([S_{gj}] \quad [S_{gg}][\ ]_{fg}\,[S_{fj}]\right) \qquad (18\text{-a})$$

$$S_{ig} \qquad {}_{2} \qquad {}_{fg} \qquad S_{fj} \qquad S_{ff} \qquad {}_{gf} \qquad S_{gj}$$

$$[\ ]_{fg} \quad \left(I - [S_{fg}]\right)^{-1} \quad [\ ]_{gf} \quad \left(I - [S_{gf}]\right)^{-1} \qquad (18\text{-b})$$

$${}_{1} \quad \left(I - {}_{gf}\,[S_{gg}] \quad {}_{fg}\,[S_{ff}]\right)^{-1} \qquad (18\text{-c})$$

$${}_{2} \quad \left(I - {}_{fg}\,[S_{ff}] \quad {}_{gf}\,[S_{gg}]\right)^{-1} \qquad (18\text{-d})$$

Where I is the identity matrix, f and g represent the ports that are interconnected when joining two or more networks and superscript T indicates the total matrix that relates the modal coefficients between ports I and II. Then the scattering matrix $[S^T]$ is defined as follows:

$$\begin{matrix} [b_I] \\ b_{II} \end{matrix} \quad \begin{matrix} [S^{T}_{11}] & [S^{T}_{12}] \\ S^{T}_{21} & S^{T}_{22} \end{matrix} \quad \begin{matrix} [a_I] \\ a_{II} \end{matrix} \quad S^T \quad \begin{matrix} [a_I] \\ a_{II} \end{matrix} \qquad (19)$$

Volumetric microwave heat generation

From the microwave electric field distribution inside the cavity, described by (2), the temperature evolution within the dielectric material is given by the so-called heat equation [1], [2] with internal heat generation,

$$\frac{T}{t} \quad \frac{k_T}{c_P} \quad {}^{2}T \quad \frac{Q_{gen}}{c_P} \qquad (20)$$

where (kg/m^3) represents the density of the dielectric body, c_p (J/kg^oC) its specific heat and k_T $(W/^oC)$ the thermal conductivity, T (^oC) is the temperature, and t is the time (seconds). Q_{gen}

(W/m^3) is known as the volumetric heat generation factor and takes into account the conversion of microwave energy into heat due to dielectric losses:

$$Q_{gen} \quad 2 f_{o} \quad |E_{rms}|^2 \quad (21)$$

where f is the frequency of the source and E_{rms} the effective electric field intensity in the material in V/m.

OPTIMIZATION

The uniformity of the electric field distribution or the volumetric heat generation over the material described by equation (21) can be evaluated by the statistic standard deviation (). Numerical results show that many different configurations of sizes and positions of waveguides, and cavity lead to similar values of this parameter. Therefore, for the optimization of this last parameter, gradient-type algorithms would not always reach the best solution (global minimum).

The complexity of our problem lies in the complexity of the objective function: the size of the problem domain, constraints, non-linear interactions and many co-dependent elements. Thus, in our particular problem, the choice of using GA was due to their robustness because they can handle all search spaces, are applicable without derivative information or other auxiliary knowledge, and because they can identify multiple optimal solutions [11].

Genetic Algortihms (GA) are parameter search procedures based upon the mechanics of natural genetics. GA operates on a population of potential solutions applying the principle of survival of the fittest to produce better and better approximations to a solution. At each generation, a new set of approximations is created by the process of selecting individuals according to their level of fitness in the problem domain and breeding them together using operators borrowed from natural genetics. This process lead to the evolution of populations of individuals that are better suited to their environment that the individuals that they were created from. GA work on population of individuals instead of single solutions, and this implies that the search is performed in a parallel manner.

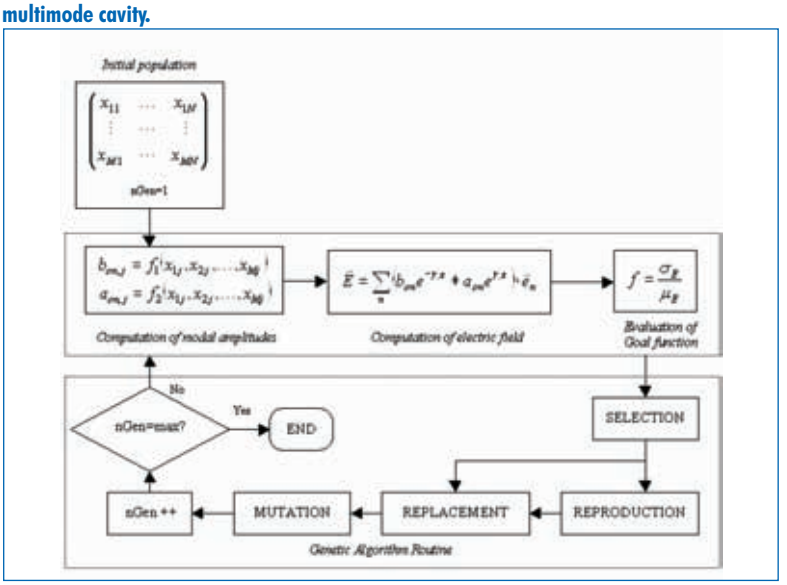
GA have been shown to solve linear and non-linear problems by exploring promising areas trough mutation, crossover, and selection operations applied to individuals (potential solutions) of the population, and they have been gaining popularity in recent years as a robust optimization tool for a variety of problems in engineering, science, economics, finance, etc [11]-[12]. The main drawback of GA is that they require a trade-off between available computer time and accuracy of the optimal solution.

A possible goal function f defined for being used with the GA optimization procedure may be defined as:

$$f \quad \frac{E}{E} \quad (22)$$

Where $_E$ represents the standard deviation of the electric field distribution on a specific region of the dielectric mate-

Fig. 5. Genetic algorithm routine for the optimisation of the electric field in the multimode cavity.



ISSN 1692-1798

rial and $_E$ is its mean value in that region.

An alternative to $_E$ is the relation between the maximum and minimum electric field in the desired region (E_{MAX}/E_{MIN}), which is minimum for even field profiles.

This goal function is then introduced in the optimization procedure, according to the diagram described in Fig. 5, using the position of sources and cavity dimensions among others, as variables.

Both the simulation tool and the GA optimization procedure were implemented. MATLAB® is used for this implementation because it provides many built in auxiliary functions useful for function optimization, integrating numerical analysis, matrix computation and graphics in an easy-to-use environment.

NUMERICAL RESULTS

An example of a multimode cavity with multiple feeds is presented to demonstrate the application of the optimization algorithm and the theoretical approach described above.

First cavity simulated is a cubic cavity of dimensions 400 mm X 400 mm X 400 mm, excited by three sources WR-340 at 2.45 GHz, placed in Side I (see Fig. 1). The initial positioning of the sources was chosen to minimize the mutual cross-coupling. Fig. 11 shows the distribution of the sources. The rest of parameters of the simulations are given in Table I. The proposed region of interest in the material for optimal focusing the distribution of heat release is a square sample of 250 mm X 250 mm of surface and two different thicknesses of 10 and 30 mm respectively. Dielectric properties of the sample are $_r = 3 - j0.1$, which are particularly challenging since this moderate low losses would lead to relatively high stationary waves inside the material which may complicate the uniformity of electric field distribution. In Tables I and II, the goal is the ratio between the maximum and minimum values of the field, is the normalized standard deviation, is the power efficiency, x_s, y_s and z_s are the coordinates of the closed point of the sample to the origin, and S_{ij} are the magnitudes of the S parameters of the feeds.

Fig. 6 shows the calculated 2-D power density distribution (x,y dimensions) on the central layer of the considered material sample $(Z=Z_1 + t/2)$ for $t=10\ mm$. The power density represented in that figure, has been normalized respect to the total incident density of power in the cavity due to all sources, according to the following equation.

$$Q_{norm} \quad \frac{Q_{gen}\big|_{layer}}{P_{inc}/V_{sample}} \qquad (23)$$

Thus, the efficiency of the feeding is also illustrated with this representation. The higher values of this parameter the more microwave power absorbed in the material.

As Fig. 6 shows, the uniformity reached is low $=0.4$ (see Table I) for this specific positioning of sources and material, which would produce undesirable hot points during a

Fig. 6. Calculated 2-D normalized electric field distribution at the central layer of the considered material sample in the multifed cavity. Parameters of the simulation correspond to N°1 in Table I.

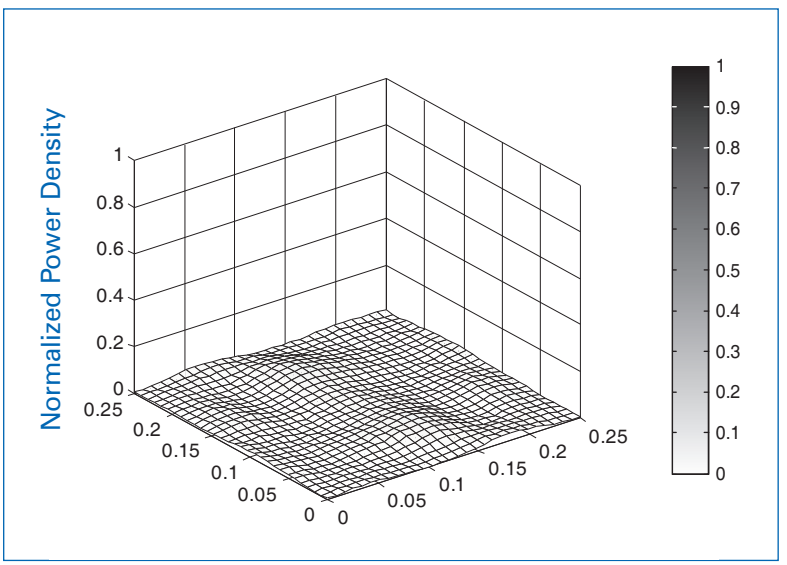
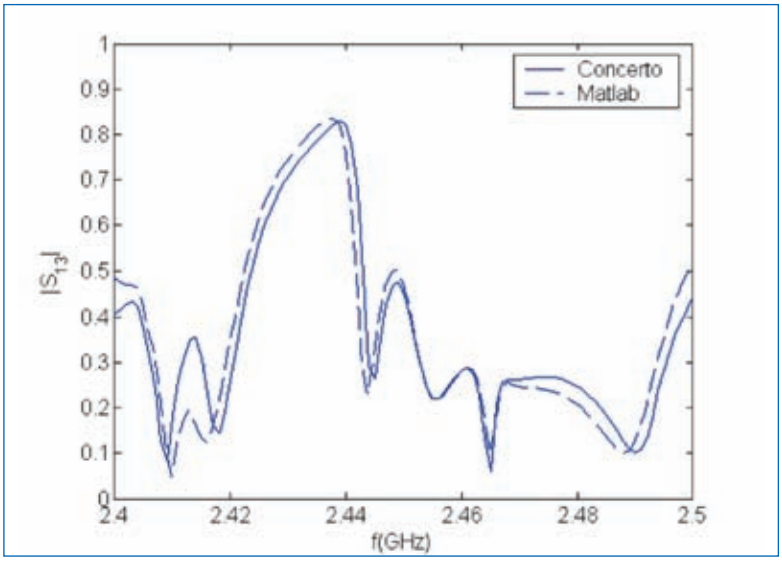


Fig. 7. S13 parameter with Concerto, shape reduced to 25 cm side (snapping graphs)



microwave heating experiment. The efficiency is very low as well ( ) and therefore, with this distribution of sources most of microwave power would be reflected to the sources.

It must be remarked that the simulation tool developed contemplates the material with the same transversal dimensions as the cavity; meanwhile the sample of material considered here in is only a fragment of it. Taking into account that in a realistic heating situation the material does not cover all the cavity section, some differences of the electric field distribution should be expected, depending upon the aspect ratio between the areas of the considered sample respect to the overall cavity section.

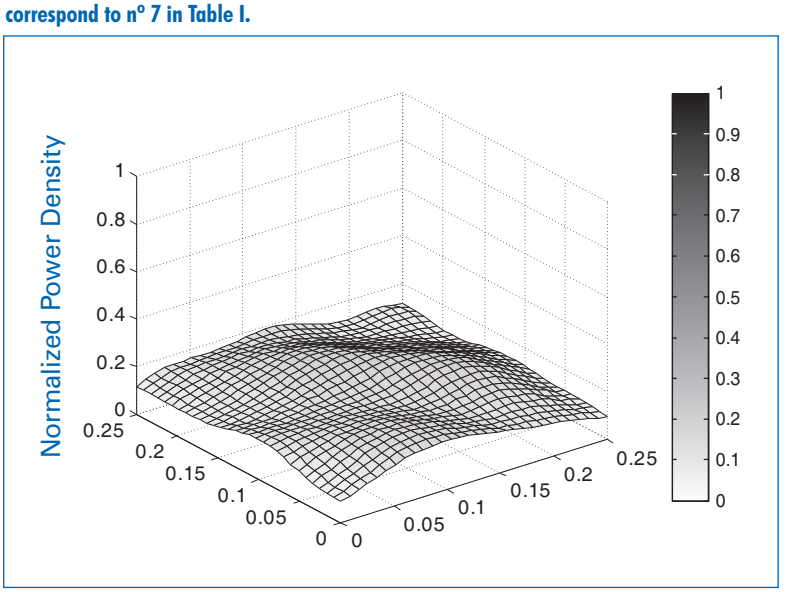
Fig. 7 shows the calculated cross-coupling between the sources 1 and 3 (horizontally positioned in Fig. 11a) in the range of frequencies from 2.4 to 2.5 GHz. The same configuration of the multimode cavity has been solved by using the commercial FDTD electromagnetic simulator CONCERTO®, and added to Fig. 7 for validation purposes.

From Fig. 7, very good agreement can be observed between both approaches, which confirms the good behavior of the developed simulation tool.

To improve the electric field uniformity on the proposed material for optimal focusing of the heat distribution, this multifed cavity design was introduced in the GA optimization algorithm. Position and polarization of sources, cavity length and material sample location inside the cavity were defined as variables for the GA evolution. Several goal functions were tested with the GA procedures The relation between the maximum and minimum electric field $f=(E_{MAX} / E_{MIN})$ was the function that provided better results.

GA reached convergence after several generations. Table I gives some of the best results for a thickness $t=10\ mm$, along with the final parameters of the

Fig. 8. Calculated 2-D normalized electric field distribution at the central layer of the considered material sample in the multifed cavity. Parameters of the simulation correspond to nº 7 in Table I.



ISSN 1692-1798

simulation. In all examples, the optimization algorithm led to a significant reduction of the standard deviation of the electric field distribution which resulted in a substantial improvement of the uniformity.

The normalized power density of the best simulation (nº 7 in Table I) is drawn in Fig. 8. It is interesting to note that both the uniformity of microwave heat release (=0.1) and the efficiency (=0.78) are considerably improved by using a unique goal function f in the GA optimization procedure. The position and polarization of sources can be better appreciated in Fig. 11b.

Computational time of the programmed simulation tool in MATLAB lasted less than 1 s. for each individual frequency point in a Pentium III at 1.2 GHz. When solving the GA evolution algorithm for the results represented in Table I, the total time was around 2 h.

In a similar manner, several simulations were performed for the same cavity and sources but for a material thickness of $t=30mm$. This new thickness is even more challenging because as the material thickness increases, the internal standing-waves increase as well. Table II gives the results of the design parameters after the optimization procedure compared with the initial distribution of sources and sample (nº 1).

Figs. 9 and 10 show the normalized power density distribution *(x,y dimensions)* on the central layer of the material sample $(z = z_1 + 15\ mm)$, for the same positioning of sources of Fig. 6 (Nº 1), and for the best results of Table II (Nº 7), respectively. Again the results achieved for a thickness of $t = 30\ mm$ considerably improves the uniformity *(from =0.55 to =0.18)*. Respect to the efficiency, the improvement is negligible *(from = 0.77 to = 0.79)*. For this last parameter, for instance, simulation Nº 2, increases to = 0.91, with a

Fig. 9. Calculated 2-D normalized electric field distribution at the central layer of the considered material sample in the multifed cavity. Parameters of the simulation correspond to nº 1 in Table II.

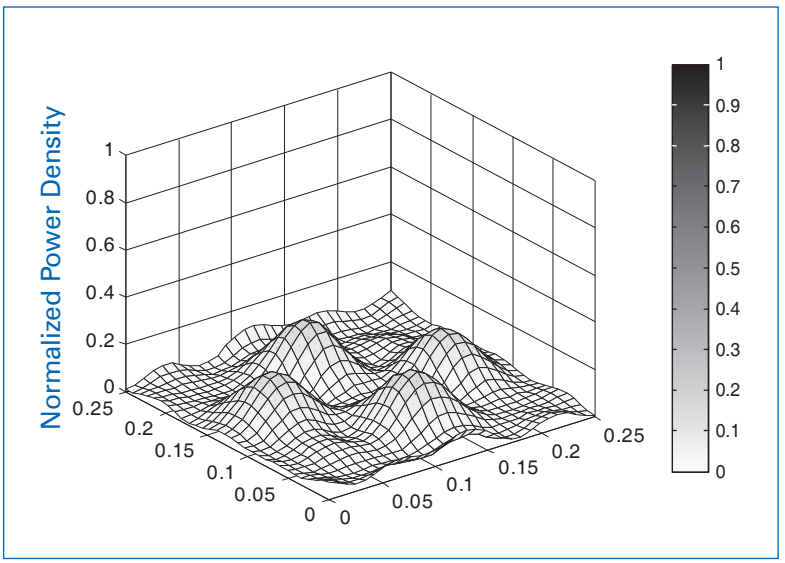


Fig. 10. Calculated 2-D normalized electric field distribution at the central layer of the considered material sample in the multifed cavity. Parameters of the simulation correspond to nº 7 in Table II

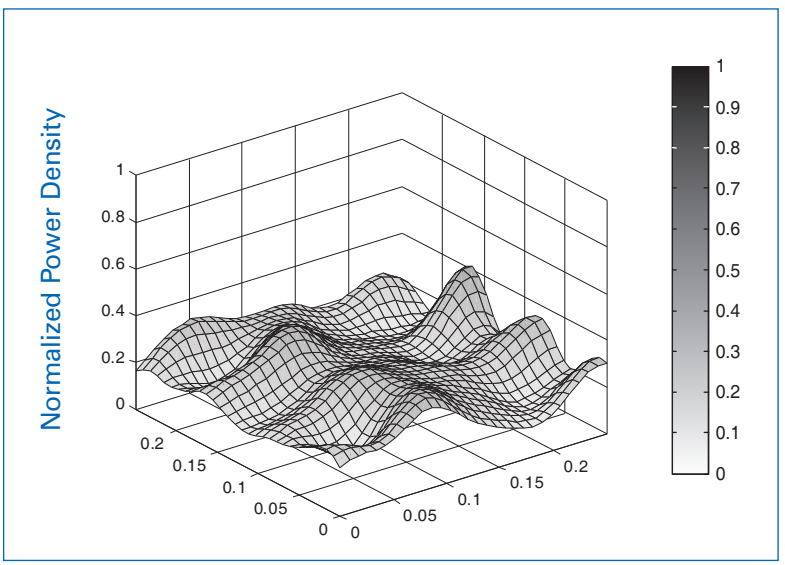
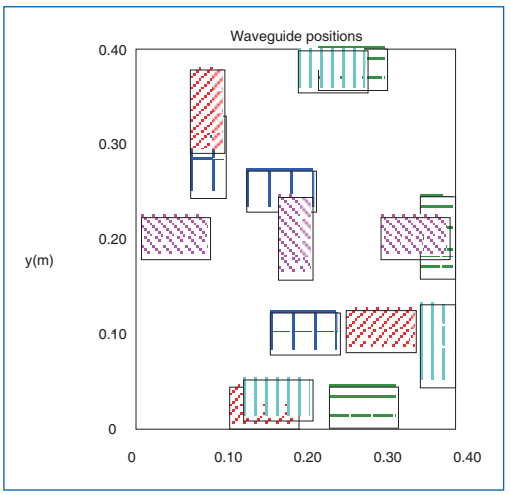


Fig. 11. Distribution of emplacements for the multiple sources in Side I of the multifed cavity before and after the optimization procedure. A) Initial distribution fot t=10 mm (table I, nº 1) and t=30 mm (Table II, nº 1), b) Optimized t=10 mm (Table I, nº 7), c) Optimized t=30 mm (Table II, nº 1), d) Optimized t=30 mm (Table II, nº 2).



slight reduction of the electric field uniformity $=0.23$.

Fig. 11 depicts the physical position of the input sources in Side I for the optimized simulations performed on the proposed materials. It is interesting to note that for each material considered in the simulations the position of the sources is quite different. The most irregular distributions are the ones which provide better uniform results of electric field distributions.

CONCLUSIONS

We have proposed an optimization algorithm based on the principle of the GA to calculate approximations of the uniformity of electric field distributions in multimode cavities. The algorithm has been integrated into a simulation tool for multimode applicators excited with several sources and tested with the design of a multimode cavity.

In all the examples tested, the optimization algorithm led to a significant reduction of the standard deviation of the electric field distribution which resulted in a substantial improvement of the uniformity of heating on the proposed materials.

This work opens new perspectives to the improvement of the uniformity of electric field distributions, as well as the reduction of the cross-coupling of multiple-feed microwave cavities. Industrial problems requiring control of the uniformity of microwave heating in applicators may be effectively solved through the use of this technique

BIBLIOGRAFY

A.C. Metaxas, and R.J. Meredith, Industrial Microwave Heating. London: Peter Peregrinus Ltd., 1983, pp. 71-103.

T.V. Chow-Ting-Chan and H.C. Reader, Understanding Microwave heating Cavities, London: Artech House, 2000, pp. 126-163.

J. M. Catalá-Civera, J. Pitarch, T. Canós, F. Peñaranda-Foix, J. V. Balbastre, and E. de los Reyes, "Improving the heating uniformito in multimode microwave applicators by the optimization of the position of multiple feeds", in Proc. Progress in Electromagnetic research Symposium Conf., 2003, p.51.

T.V. Chow-Ting-Chan and H.C. Reader, "Modelling of Modes and Perspectives on Multiple-Feeds in Microwave Ovens," J. Microwave Power Electromagnetic Energy, vol. 31, 1996, pp.238-250.

G. Conciauro, M. Guglielmi, R. Sorrentino, Advanced modal analysis-CAD Techniques for Waveguide Components and Filters, Chichester, U. K.: J. Wiley & Sons, 2000.

G. G. Gentili, "Properties of TE-TM mode-matching techniques", IEEE Trans. Microwave Theory and Tech., vol. MTT-39. pp- 1019-1026, sep. 1991.

J. Esteban, J.M. Rebollar, "Generalized Scattering Matrix of Generalized Two-Port Discontinuities: Application to Four-Port and Nonsymmetric Six-Port Couplers", IEEE Trans. Microwave Theory and Techs., vol. MTT-39, pp. 1725-1734, Oct. 1991.

F. Dai, "Scattering and transmission matrix representation of multiguide junctions", IEEE Trans. Microwave Theory and Tech., vol. MTT-40, pp. 1538-1544, Jul. 1992.

S. W. Lee, W. R. Jones, and J. J: Campbell, "Convergence of numerical solutions of iris-type discontinuity problems", IEEE Trans. Microwave Theory and tech., vol. MTT-19. pp. 528.536. jun. 1971.

Felipe L. Penaranda-Foix and Miguel Ferrando, "Circuital analysis of open space scattering problems", in Proc. 31st European Microwave Conference, pp. 277-280, London, 2001.

Yahya Rahmat-Samii and Eric Michielssen, Electromagnetic, Optimization by Genetic Algorithms. Wiley-Interscience, 1999

M. Mattes and J. R. Mosig, "A novel adaptative sampling technique algorithm based on the survival-of-the-fittest principle of genetic algorithms", IEEE Trans. Microwave Theory and Tech., vol. MTT-52, pp. 265-274, Jan. 2004.

ISSN 1692-1798

TECNOLOGÍA ÓPTICA INTEGRADA: cristales fotónicos

Francisco Cuesta Soto
Javier Martí Sendra
Centro de Tecnología Nanofotónica de Valencia
Universidad Politécnica de Valencia
Camino de Vera s/n 46022, Valencia, España

Uno de los principales campos de la tecnología óptica en la actualidad son las comunicaciones ópticas. Su evolución ha dado lugar a un desarrollo considerable de dispositivos ópticos y ha propiciado la aparición de nuevas líneas de investigación y aplicaciones como por ejemplo los sensores biofotónicos. En estos campos es donde la tecnología óptica integrada juega un papel más importante. Dentro de la tecnología integrada se destacan en este artículo los cristales fotónicos bidimensionales.

Como se presenta a continuación las propiedades ópticas de estos cristales permiten un confinamiento muy grande de la luz, que permitirá la implementación de funciones básicas útiles en una gran variedad de dispositivos.

ABSTRACT

Uno de los principales campos de la tecnología óptica en la actualidad son las comunicaciones ópticas. Su evolución ha dado lugar a un desarrollo considerable de dispositivos ópticos y ha propiciado la aparición de nuevas líneas de investigación y aplicaciones como por ejemplo los sensores biofotónicos. En estos campos es donde la tecnología óptica integrada juega un papel más importante. Dentro de la tecnología integrada se destacan en este artículo los cristales fotónicos bidimensionales. Como se presenta a continuación las propiedades ópticas de estos cristales permiten un confinamiento muy grande de la luz, que permitirá la implementación de funciones básicas útiles en una gran variedad de dispositivos.

PALABRAS CLAVES

Comunicaciones ópticas, cristales, dispositivos ópticos.

INTRODUCCIÓN

Los sistemas de comunicaciones actuales tienen una capacidad tal que permiten el intercambio de grandes cantidades de información. Este es un hecho de gran relevancia en la sociedad actual que viene denominándose, debido a este hecho, como la **sociedad de la información.** El vertiginoso aumento de usuarios de los sistemas de comunicaciones unido al desarrollo de nuevos servicios de telecomunicación que requieren cada vez más capacidad han sido los principales impulsores del crecimiento de los sistemas de comunicaciones.

Gracias a los sistemas ópticos de comunicaciones ha sido posible el aumento de la capacidad de las redes de comunicación a costes razonables. En un principio la única función que desempeñaban estos sistemas ópticos era la conexión punto a punto entre dos nodos en los cuales se hacía la conversión optoelectrónica[1,2]. Esta conversión optoelectrónica es desde hace ya unos años el cuello de botella de las redes por lo que existe una tendencia a dotar al dominio óptico de más funcionalidades para poder aprovechar de esta manera su mayor ancho de banda. Como ejemplo, en las redes actuales basadas en **WDM (Wavelength Division Multiplexing)** se puede implementar un encaminamiento de "grueso" de los canales todo en el dominio óptico. Se crea de esta forma el concepto de capa óptica.

Es éste uno de los principales motivos que lleva al estudio de tecnologías ópticas capaces de implementar nuevas funciones. Existen varias tendencias como son la óptica de bloque, la óptica integrada en fibras o la óptica integrada en circuitos.

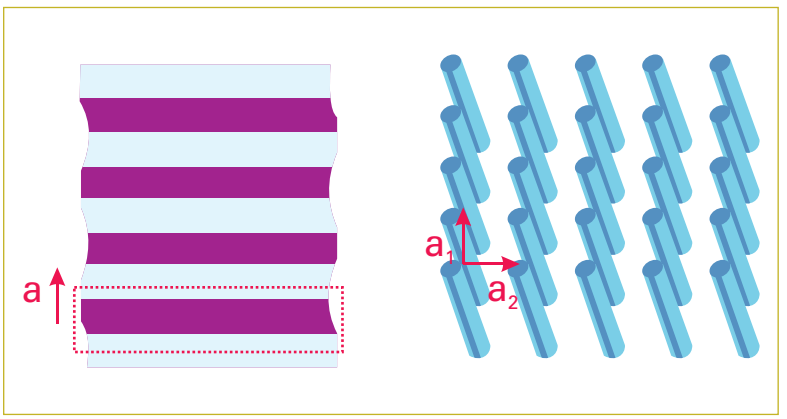
Aparte de la aplicación a sistemas de comunicaciones, ya se está planteando en la actualidad la posibilidad de aplicaciones muy diversas como es la biofotónica[3] o la computación óptica. Ésta es una visión muy futurista pero que ya está en mente de los investigadores como una tendencia de la tecnología[4]. De esta manera se justifica la tendencia hacia la óptica integrada de forma que en pequeños circuitos ópticos de escala milimétrica se puedan introducir funcionalidades complejas. Para que esta visión llegue a hacerse realidad son necesarios grandes avances tanto en el diseño de dispositivos como en los sistemas de fabricación. Como resultado, el éxito en el desarrollo de esta tecnología fotónica implicaría una nueva revolución que daría lugar a nuevas aplicaciones de un modo análogo al éxito de la microelectrónica que favoreció la accesibilidad de la tecnología electrónica desde el hogar de los particulares.

LOS CRISTALES FOTÓNICOS

Los cristales fotónicos son una de las tecnologías en las que más se está investigando en la actualidad para la elaboración de dispositivos ópticos[5]. Presentan unas propiedades muy atractivas, como son sus reducidas dimensiones y su capacidad de confinar en gran medida los campos electromagnéticos, que les hacen muy versátiles para la elaboración de funcionalidades.

Estos cristales consisten en un medio dieléctrico en el que la permitividad varía periódi-

Figura 1: Ejemplos simples de cristales fotónicos uni-, bidimensionales. Los distintos colores representan materiales con distintas constantes dieléctricas. La característica que define a un cristal fotónico es su periodicidad (a) a lo largo de uno o más ejes y la celda básica que se repite.



ISSN 1692-1798

camente en función de la posición dentro del cristal. Precisamente, se les denomina cristales por su analogía con los materiales cristalinos. En ambos casos se puede hablar de una celda básica (o molécula) que se repite periódicamente según un vector de red (ver Figura1).

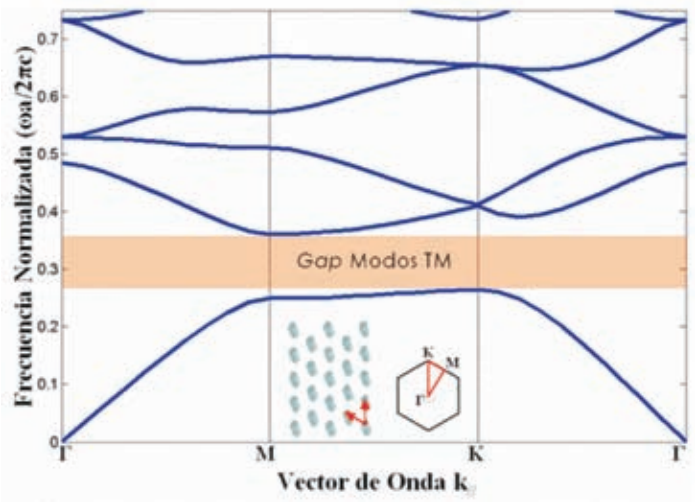
Una versión simple de un cristal fotónico podría ser una estructura infinita de capas, todas del mismo grosor, en la que de capa a capa se va alternando entre dos valores de permitividad (dos materiales distintos). Esto es lo que constituiría un cristal unidimensional, sin embargo la periodicidad se puede dar en varias direcciones del espacio por lo que se obtendrían cristales fotónicos bi- y tridimensionales como se puede ver esquemáticamente en la Figura 1.

Esta geometría periódica que presentan los cristales fotónicos es el origen de una de sus principales propiedades, la existencia de una banda de frecuencias prohibidas conocida como *photonic bandgap*. Una visión física del comportamiento electromagnético de un cristal fotónico sería la siguiente: Un haz de luz monocromático incidente en la estructura con un determinado ángulo de entrada presentará reflexiones en cada una de las interfaces internas debidas a la variación de la permitividad del medio. De esta forma los modos que viajen por el cristal fotónico serán el fruto de la suma de múltiples reflexiones. Con un ajuste adecuado de la variación de la permitividad y de la periodicidad de la estructura se puede conseguir que las múltiples reflexiones se sumen coherentemente con una fase opuesta a la de la señal incidente de forma que la señal electromagnética se anula en el cristal. Este fenómeno, que sólo será posible en un rango de frecuencias, da lugar a una gran cantidad de fenómenos físicos que todavía están por estudiar. En este caso en particular se considerarán cristales fotónicos bidimensionales, por lo que el efecto del *bandgap* se dará sólo en un plano.

ANÁLISIS DE CRISTALES FOTÓNICOS

Una herramienta muy utilizada para el estudio de los cristales fotónicos, aunque no la única, es el diagrama de bandas[5,6]. Este diagrama es análogo al diagrama de dispersión utilizado para estudiar los materiales cristalinos de la naturaleza y es la herramienta elegida para la introducción a esta tecnología. Debido a que la luz no está confinada en ninguna dirección es necesario estudiar cómo se propaga según la dirección que tenga, por este motivo se representa en el eje de abscisas un conjunto representativo de direcciones del espacio (que se corresponden con los vectores de onda) que podrán tomar los modos que se propaguen por el cristal. En el eje de ordenadas se representará las frecuencias que pueden tener dichos modos en la dirección determinada por el eje de vectores de onda. Se puede observar que el eje de ordenadas está normalizado, ésto es debido a que el cristal fotónico presenta propiedades de escalado derivadas de las ecuaciones de Maxwell. De esta forma una estructura con unos valores de permitividad fijos se comporta igual para distintos valores de su periodo (a) en distintas frecuencias. Esto permite que un diseño de un cristal con un periodo del orden de los centímetros se comporte igual en el rango de la microondas que la misma estructura reducida al orden de micras en el infrarrojo, por lo que esta tecnología se podría aplicar a otros campos. En la Figura 2 se presenta el diagrama de bandas de una estructura con patrón periódico hexagonal de pilares cilíndricos de permitividad 12 (Si) en un substrato de permitividad 2.1 (SiO_2). Las líneas azules indican, para cada dirección contenida en el plano del cristal, a qué frecuencia se puede propagar un modo con polarización TM, con uno solo componente eléctrico del campo en la dirección del pilar. Una lectura más directa sería a la inversa, para una frecuencia dada se puede obtener la constante de propagación de la onda lo que nos indicaría en qué dirección se propaga la onda al entrar en la estructura de cristal fotónico. Se puede observar una región de frecuencias en la que no existe ningún modo. En este caso la onda no podrá propagarse por el cristal fotónico.

Figura 2. Diagrama de las bandas TM de la estructura triangular de cilindros de silicio sobre un substrato de sílice. Para el acoplador sólo interesará el conjunto de direcciones . En las figuras insertadas tenemos dibujada la estructura de cristal fotónico y la llamada zona de Brillouin que indica (en rojo) los vectores de onda que se han elegido en la representación.



APLICACIONES DEL CRISTAL FOTÓNICO

A la hora de implementar dispositivos con la tecnología de cristales fotónicos se aprovecha el efecto de las frecuencias prohibidas. Según se ha visto en el apartado anterior no existe ningún modo que se propague en el cristal fotónico en dicho rango de frecuencias pero si se introduce un defecto dentro de la estructura del cristal este sí podrá ser capaz de concentrar un modo dentro de la frecuencia prohibida. De esta forma dicho modo estará confinado al defecto ya que en el resto de la estructura está prohibido. En caso de que el defecto sea puntual se podrá realizar una cavidad con un alto factor de calidad[5,7-9] mientras que si el defecto es lineal se puede implementar una guía óptica[5,10-11] como se muestra en las Figuras 3a) y 3b). Al estudiar la estructura con el defecto con el diagrama de bandas se observará que aparece un modo nuevo en la región del *gap.* Este modo es el asociado al mismo defecto, por lo que el patrón de campo presentará una concentración de energía en el defecto como se observa en la Figura 3c) para el caso de la guía. La Figura 4 muestra cómo queda el diagrama de bandas que se utiliza para el estudio.

Figura 3: a) Ejemplo de un defecto puntual para la implementación de una cavidad. b) Implementación de una guía. c) Campo en la guía: Patrón transversal del campo Ez del modo TM contenido en el gap (ver Figura 3.7). El vector de onda considerado es ky=ð/2a.

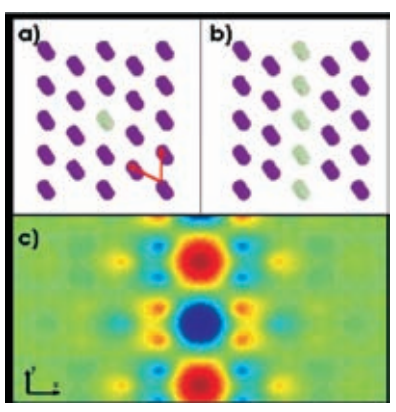
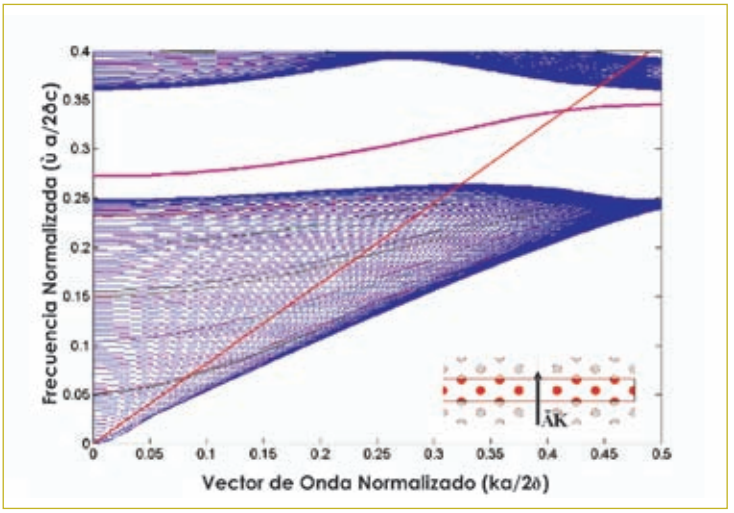


Figura 4. Diagrama de bandas de la guía realizada en la estructura de columnas de silíceo embebidas en sílice al eliminar una línea completa de cilindros en la dirección ΓK. En morado se representa el modo de la guía y en rojo el borde inferior del cono de luz. En la figura insertada se representa la supercelda usada para el cálculo.



ISSN 1692-1798

Figura 5. Diagrama de bandas en la dirección ΓK del acoplador direccional con una fila de cilindros en el centro. En rojo el modo impar, en verde el par y en línea discontinua el que correspondería a una de las guías aislada. En la figura insertada se resalta la supercelda utilizada para los cálculos.

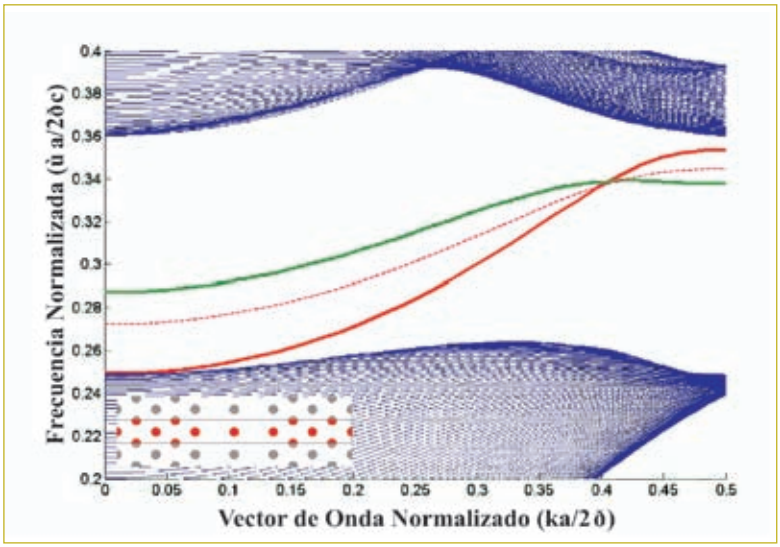
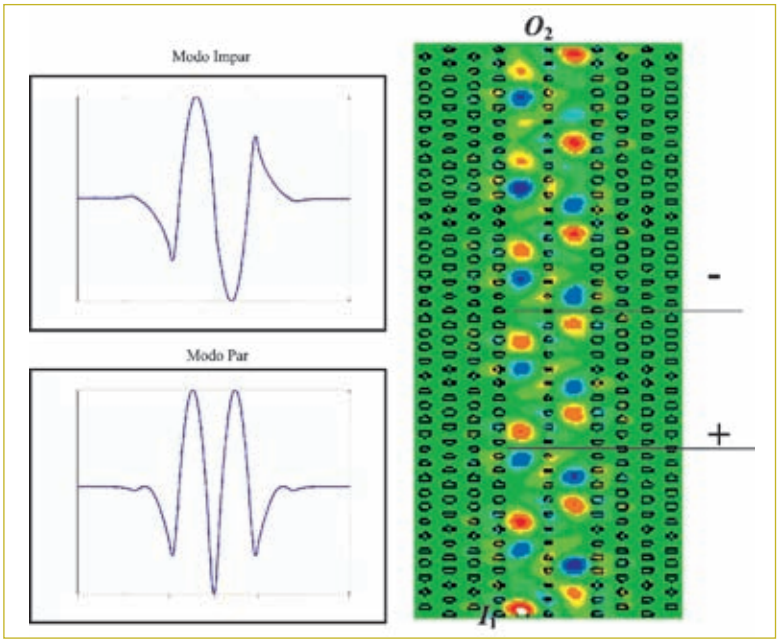


Figura 6: Izquierda: Patrón transversal del modo Impar (arriba) y del modo par (abajo). Derecha: Evolución del campo a lo largo del acoplador fruto de la superposición del modo par y el impar. Se ha marcado una posición en que ambos modos están en fase y otra en la que están en contrafase.



Las estructuras básicas de la cavidad y la guía de onda son de vital importancia para la realización de dispositivos que permitan realizar funcionalidades como pueden ser los filtros[12]. Finalmente se presente a modo ilustrativo un acoplador direccional[13]. La implementación del acoplador direccional se realiza simplementa colocando dos defectos lineales o guías en proximidad. Dicha proximidad hace que los modos correspondientes a cada una de las guías se acoplen entre sí dando lugar a un intercambio de energía entre ambas guías. Esto se puede estudiar nuevamente mediante el diagrama de bandas de la Figura 5 en el que se puede ver que el modo de una guía normal se desdobla en dos modos, uno con simetría par (verde) y otro con simetría impar (rojo). Debido a que para una frecuencia dada cada modo presenta una constante de propagación distinta dichos modos pasarán de estar en fase en un punto del acoplador a estar en contrafase en otro punto conforme se propagan a lo largo del dispositivo. Como consecuencia de la distinta simetría de ambos modos, el hecho de que se sumen o se resten da lugar a una concentración de la energía en una guía u otra del acoplador como se puede ver en la Figura 6.

El acoplador direccional que se acaba de presentar es de gran utilidad para la implementación de muchos dispositivos de gran utilidad. Por ejemplo se utiliza para la elaboración de divisores de potencia ya que según se puede observar en la Figura 6 hay tramos en los que la señal está di-

vidida entre una guía y la otra. Otra aplicación es la implementación de multiplexores y demultiplexores ópticos basándose en la variación del comportamiento del acoplador en función de la frecuencia[14].

Finalmente, por medio de los efectos no lineales del material de fabricación, el acoplador direccional se puede comportar como un conmutador[15]. Debido a las dimensiones tan pequeñas de los defectos en los cristales (del orden de μm) se espera que los fenómenos no lineales sean realmente eficientes y no requieran altos niveles de potencia[15-16].

CONCLUSIONES

La óptica integrada está en la actualidad muy poco desarrollada y por lo tanto no puede competir con tecnologías más maduras basadas en fibra óptica. Sin embargo, no son pocas las ventajas que puede introducir en la industria óptica. Sus reducidas dimensiones no sólo permiten salvar espacio sino que además se tiene la expectativa de que se puedan fabricar en el futuro en grandes volúmenes a un coste más reducido y los consumos de potencia por estos dispositivos podrán reducirse. Finalmente, lo que es más importante desde el punto de vista científico, es que abrirán nuevos horizontes como son los biosensores ópticos o en un futuro más lejano, los computadores ópticos. Un gran síntoma de la importancia que tienen los cristales fotónicos en el plano de investigación es el elevado número de artículos que existen en la actualidad que se basan en esta tecnología.

BIBLIOGRAFÍA

1. "Optical networks: A practical perspective" R. Ramaswani, K.N. Sirvarajan. Ed: Morgan Kaufmann, (1998)

2. "Multiwavelength optical networks" T.E. Stern, K. Bala. Ed.: Adison Wesley, (2000).

3. "Ultracompact biochemical sensor built with two-dimensional photonic crystal microcavity" E. Chow, et alt.; Optics Letters **29**, 1093, Mayo 2004.

4. Ab initio physics: http://ab-initio.mit.edu/

5. "Photonic Crystals: Molding the flow of light", J. D. Joannopoulos, R. D. Meade, J. N. Winn. Ed.: Princeton, (1995).

6. "Block-iterative frequency-domain methods for Maxwell's equations in a planewave basis", S. G. Johnson and J. D. Joannopoulos; Optics Express **8**, 173, Enero 2001.

7. "Triangular and Hexagonal High Q-Factor 2-D Photonic Bandgap Cavities on IIIV Suspended Membranes" P. Pottier, et alt.; Journal of Lightwave Technology **17**, 2058, Noviembre 1999.

8. "Polarization properties of dipolelike defect modes in photonic crystal nanocavities", O. Painter, K. Srinivasan; Optics Letters, **27**, 339, Marzo 2002

9. "High-Q photonic nanocavity in a two-dimensional photonic crystal", Y. Akahane, et alt.; Nature **425**, 944, Octubre 2003.

10. "Properties of the Slab Modes in Photonic Crystal Optical Waveguides" A. Adibi, et alt.; Journal of Lightwave Technology, **18**, 1554, Noviembre 2000.

11. "High-transmission waveguide with a small radius of curvature at a bend fabricated by use of a circular photonic crystal", N. Horiuchi, et alt.; Optics Letters, **9**, 973, Mayo 2005

12. "Investigation of high- Q channel drop filters using donor-type defects in two-dimensional photonic crystal slabs", Y. Akahane, et alt.; Applied Physics Letters, **83**, 1512, Agosto 2003.

13. "Wavelength Division Multiplexing and Demultiplexing with Photonic Crystal Waveguide Couplers," M. Koshiba, Journal of. Lightwave Technology, **19**, 1970, Diciembre. 2001

14. "Experimental demonstration of photonic crystal directional coupler at microwave frequencies" F. Cuesta, et alt.; Electronic Letters, **39**, 455, Marzo 2003.

15. "All-optical switching structure based on a photonic crystal directional coupler" F. Cuesta-Soto, et alt.; Optics Express, **12**, 161, Enero 2004.

16. "Photonic-crystal slow-light enhancement of nonlinear phase sensitivity", M. Soljaèiæ, et alt.; J. Optical Society of America B, **19**, 2052, Septiembre 2002

ISSN 1692-1798

ANÁLISIS EFICIENTE DE CÁMARAS SEMIANECOICAS MEDIANTE ANÁLISIS MODAL

Luis Nuño, Ignacio Monteverde, Juan V. Balbastre, Silvia Esparza
ETSI Telecomunicación, Universidad Politécnica de Valencia (España). E-mail: lnuno@upv.es
Fernando Niño
Facultad de Ingeniería de Telecomunicaciones
Universidad Santo Tomás - Bucaramanga (Colombia)

Un método de análisis modal exacto y eficiente para calcular campos electromagnéticos dentro de una cámara de semianecoica a bajas frecuencias ha sido desarrollado. Las soluciones homogéneas y no homogéneas se desarrollan en términos de armonicos rectangulares dentro de la cámara. Esto se combina con técnicas circuitales para estudiar el efecto de las paredes de la cámara en el campo electromagnético total. La técnica es valida para comparar las medidas y simular la atenuación normalizada en sitio (NSA) de una cámara particular.

ABSTRACT

An efficient and accurate modal analysis method for computing the electromagnetic field inside a semi-anechoic chamber at low frequencies has been developed. The homogeneous and inhomogeneous solutions are developed in terms of rectangular harmonics inside the chamber. This is combined with circuital techniques to study the effect of the walls of the chamber in the total electromagnetic field. The technique is validated by comparing the measured and simulated Normalized Site Attenuation (NSA) of a particular chamber.

PALABRAS CLAVES

Semillero de investigación, Automatización, Mecatrónica.

INTRODUCCIÓN

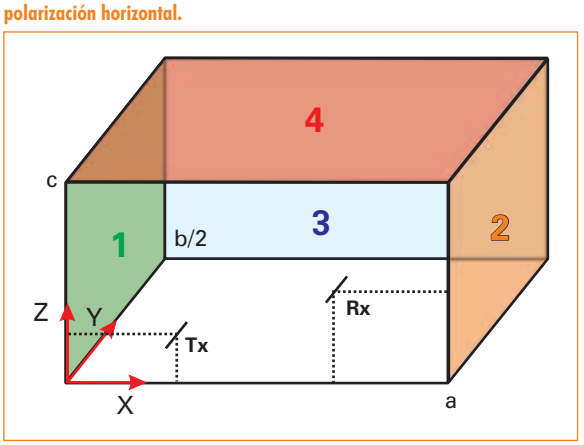
Existen varios modelos para analizar cámaras anecoicas y semianecoicas. Algunos de ellos como, por ejemplo, óptica geométrica [1], no proporcionan buenos resultados por debajo de 100 MHz., debido a las aproximaciones que utilizan. Otros, tales como el método de los elementos finitos [2], necesitan muchos recursos

computacionales, debido a las dimensiones de la cámara. Este trabajo pretende cubrir esta laguna, proporcionando un método eficiente y preciso para calcular el campo electromagnético a bajas frecuencias.

En este trabajo, usamos un modelo de cámara rectangular con varias capas de ferrita y dieléctrico [3]. Primero, expandimos el campo eléctrico y magnético homogéneo y total en términos de armónicos rectangulares. Luego, obtenemos una matriz F que establece la relación entre los coeficientes de la solución homogénea de los campos eléctrico y magnético en las paredes de la cámara. A continuación, representamos el efecto de las capas de dieléctrico y ferrita considerando las paredes de la cámara como guías de onda independientes. Esta aproximación no incrementa el error del cálculo pero simplifica el método proporcionando una matriz diagonal *Y* que relaciona los coeficientes modales de los campos totales eléctrico y magnético. La geometría presenta algunas simetrías que explotamos para simplificar la solución, de manera que consideramos el plano central $(y=0)$ como una pared eléctrica o magnética. Finalmente, calculamos los coeficientes modales resolviendo la matriz dispersa final. Estudiamos por separado los casos de polarización horizontal y vertical.

Concluimos el trabajo proporcionando algunos resultados numéricos de la Atenuación de Sitio Normalizada. (NSA) [4] de una cámara semianecoica, que, además de validar el método, muestra la eficiencia de esta técnica.

Fig. 1. Geometría de media cámara y disposición de los accesos en polarización horizontal.



POLARIZACIÓN HORIZONTAL

Solución homogénea

El volumen de la cámara está rodeado de 4 paredes, el suelo y el techo. El suelo se considera que es una superficie conductora perfecta. Adicionalmente, en el caso de polarización horizontal, hay un plano de simetría impar en $y=0$, por lo que sólo necesitamos analizar 4 paredes o accesos. Los hemos representado en la Fig. 1.

La parte homogénea de la solución puede deducirse del potencial vector, que tiene la forma:

$$\vec{A} \quad A_y \hat{y} \quad h\, k_x x \quad \cos(k_y y)\, sen\, k_z z\ \hat{y} \qquad (1)$$

$$k_z^2 \quad k_y^2 \quad k_z^2 \quad k^2, \qquad (2)$$

donde las funciones h representan funciones armónicas. Normalizando el campo eléctrico, obtenemos:

$$\vec{E} \quad \left(k^2 \quad k_y^2\right) h(k_x x)\, \cos(k_y y)\, sen(k_z z)\hat{y}$$
$$k_y k_z \quad h\, k_x x \quad sen\, k_y y \quad \cos\, k_z z\ \hat{z} \qquad (3)$$
$$k_y \quad h'\, k_x x \quad sen\, k_y y \quad sen\, k_z z\ \hat{x}$$

y

$$\vec{H} \quad j \qquad h'\, k_x x \quad \cos(k_y y)\, sen\, k_z z\ \hat{z} \qquad (4)$$
$$k_z \quad h\, k_x x \quad \cos\, k_y y \quad \cos\, k_z z\ \hat{x}$$

Sea $\vec{E}_i$ el campo eléctrico homogéneo en el interior de la cámara cuando el acceso *i* es excitado con un armónico rectangular arbitrario mientras que los otros accesos están cortocircuitados, es decir:

$$\vec{E}_1 \quad \left(k^2 \quad k_{y1}^2\right) \mathrm{sen}(k_{x1}(x \quad a))\, \cos(k_{y1} y)\, \mathrm{sen}(k_{z1} z)\hat{y}$$
$$k_{y1} k_{z1} \quad \mathrm{sen}\, k_{x1}\, x \quad a \quad \mathrm{sen}\, k_{y1} y \quad \cos\, k_{z1} z\ \hat{z} \quad , \quad (5)$$
$$k_{x1} k_{y1} \quad \cos\, k_{x1}\, x \quad a \quad \mathrm{sen}\, k_{y1} y \quad \mathrm{sen}\, k_{z1} z\ \hat{x}$$

$$\vec{E}_2 \quad \left(k^2 \quad k_{y2}^2\right) \mathrm{sen}(k_{x2} x)\, \cos(k_{y2} y)\, \mathrm{sen}(k_{z2} z)\hat{y}$$
$$k_{y2} k_{z2} \quad \mathrm{sen}\, k_{x2} x \quad \mathrm{sen}\, k_{y2} y \quad \cos\, k_{z2} z\ \hat{z} \quad , \quad (6)$$
$$k_{x2} k_{y2} \quad \cos\, k_{x2} x \quad \mathrm{sen}\, k_{y2} y \quad \mathrm{sen}\, k_{z2} z\ \hat{x}$$

ISSN 1692-1798

$$\vec{E}_3 \quad \left(k^2 \quad k_{y3}^2\right) \operatorname{sen}(k_{x3}x)\ \cos\left(k_{y3}y\right) \operatorname{sen}(k_{z3}z)\hat{y}$$
$$k_{y3}k_{z3}\ \operatorname{sen} k_{x3}x\ \operatorname{sen} k_{y3}y\ \cos k_{z3}z\ \hat{z} \quad , \quad (7)$$
$$k_{x3}k_{y3}\ \cos k_{x3}x\ \operatorname{sen} k_{y3}y\ \operatorname{sen} k_{z3}z\ \hat{x}$$

$$\vec{E}_4 \quad \left(k^2 \quad k_{y4}^2\right) \operatorname{sen}(k_{x4}x)\ \cos\left(k_{y4}y\right) \operatorname{sen}(k_{z4}z)\hat{y}$$
$$k_{y4}k_{z4}\ \operatorname{sen} k_{x4}x\ \operatorname{sen} k_{y4}y\ \cos k_{z4}z\ \hat{z} \quad , \quad (8)$$
$$k_{x4}k_{y4}\ \cos k_{x4}x\ \operatorname{sen} k_{y4}y\ \operatorname{sen} k_{z4}z\ \hat{x}$$

donde

$$k_{y1} \quad n \quad /(b/2), \qquad k_{z1} \quad p \quad /c,$$
$$k_{y2} \quad n \quad /(b/2), \qquad k_{z2} \quad p \quad /c, \qquad (9)$$
$$k_{x3} \quad m \quad /a, \qquad k_{z3} \quad p \quad /c,$$
$$k_{x4} \quad m \quad /a, \qquad k_{y4} \quad n \quad /(b/2),$$

y

$$k_{xi}^2 \quad k_{yi}^2 \quad k_{zi}^2 \quad k^2, \quad i \quad 1,2,3,4. \qquad (10)$$

En el caso del campo magnético, tenemos:

$$\vec{H}_1 \quad j \quad \begin{matrix} k_{x1}\ \cos\left(k_{x1}(x \quad a)\right)\ \cos\left(k_{y1}y\right)\ \operatorname{sen}(k_{z1}z)\hat{z} \\ k_{z1}\ \operatorname{sen} k_{x1}\ x \quad a \quad \cos k_{y1}y\ \cos k_{z1}z\ \hat{x} \end{matrix} , \quad (11)$$

$$\vec{H}_2 \quad j \quad \begin{matrix} k_{x2}\ \cos(k_{x2}x)\ \cos\left(k_{y2}y\right)\ \operatorname{sen}(k_{z2}z)\hat{z} \\ k_{z2}\ \operatorname{sen} k_{x2}x\ \cos k_{y2}y\ \cos k_{z2}z\ \hat{x} \end{matrix} , \quad (12)$$

$$\vec{H}_3 \quad j \quad \begin{matrix} k_{x3}\ \cos(k_{x3}x)\ \cos\left(k_{y3}y\right)\ \operatorname{sen}(k_{z3}z)\hat{z} \\ k_{z3}\ \operatorname{sen} k_{x3}x\ \cos k_{y3}y\ \cos k_{z3}z\ \hat{x} \end{matrix} , \quad (13)$$

$$\vec{H}_4 \quad j \quad \begin{matrix} k_{x4}\ \cos(k_{x4}x)\ \cos\left(k_{y4}y\right)\ \operatorname{sen}(k_{z4}z)\hat{z} \\ k_{z4}\ \operatorname{sen} k_{x4}x\ \cos k_{y4}y\ \cos k_{z4}z\ \hat{x} \end{matrix} , \quad (14)$$

En los accesos 1, 2 y 4 elegimos la componte *y* para la caracterización modal del campo eléctrico. En el acceso 3 probamos 3 opciones: las componentes z, x y una combinación de ambas. Para la caracterización modal del campo magnético tenemos que emplear las componentes respectivas. Así, usamos la componente *z* en los accesos 1 y 2, y la componente *x* en el cuarto acceso. En el tercer acceso, usamos las componentes x, z o una combinación de ambas, dependiendo de la elección tomada con el campo eléctrico.

De esta manera, el campo electromagnético está caracterizado en cada acceso por un conjunto de coeficientes modales. En particular, si escogemos E_z y H_x como las componentes principales de los campos en el acceso 3, entonces caracterizamos cada acceso como:

$$E_{1y} \quad \sum_{n\ 0}^{N} \sum_{p\ 1}^{P} E_{1np} \cos(2n\ y/b) sen(p\ z/c), \quad (15)$$

$$E_{2y} \quad \sum_{n\ 0}^{N} \sum_{p\ 1}^{P} E_{2np} \cos(2n\ y/b) sen(p\ z/c), \quad (16)$$

$$E_{3z} \quad \sum_{m\ 1}^{M} \sum_{p\ 1}^{P} E_{3mp} sen(m\ x/a) \cos(p\ z/c), \quad (17)$$

$$E_{4y} \quad \sum_{m\ 1}^{M} \sum_{n\ 0}^{N} E_{4mn} sen(m\ x/a) \cos(2n\ x/b), \quad (18)$$

donde M, N y P se eligen dependiendo de la precisión deseada. Expresiones análogas se tienen en el caso del campo magnético.

De esta forma, podemos definir una matriz F que relaciona los coeficientes modales de cada campo en cada acceso.

$$\begin{matrix} H_{1np} \\ H_{2np} \\ H_{3mp} \\ H_{4mn} \end{matrix} \quad \underbrace{\begin{matrix} D_{11} & D_{12} & F_{13} & F_{14} \\ D_{21} & D_{22} & F_{23} & F_{24} \\ F_{31} & F_{32} & D_{33} & F_{34} \\ F_{41} & F_{42} & F_{43} & D_{44} \end{matrix}}_{F} \quad \begin{matrix} E_{1np} \\ E_{2np} \\ E_{3mp} \\ E_{4mn} \end{matrix} \qquad (19)$$

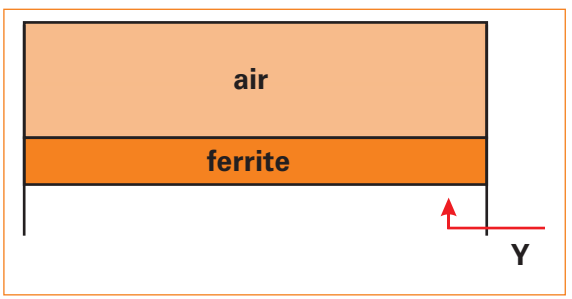
Las matrices D_{ij} representan matrices diagonales, mientras que las matrices F_{ij} representan matrices dispersas no diagonales. Para ob-

tener cada una de las entradas de dicha matriz, establecemos la relación entre cada coeficiente de cada modo de los campos eléctrico y magnético en cada acceso. Presentaremos los cálculos de las matrices D_{11} y F_{41} como ejemplos representativos. La matriz D_{11} se obtiene como la relación entre los coeficientes modales del campo eléctrico y magnético en el primer acceso:

$$D_{11} \quad \frac{H_{1z}\big|_{x\ 0}}{E_{1y}\big|_{x\ 0}} \quad \frac{H_{1np}}{E_{1np}} \qquad (20)$$

y por lo tanto,

Fig. 2. Aproximación de las paredes de la cámara por guías de onda.



$$D_{11} \quad \frac{j \quad k_{x1}}{(k^2 \quad k_{y1}^2)\tan(k_{z1}a)}, \qquad (21)$$

La matriz F_{41}, sin embargo, necesita algunos cálculos más. F_{41} se obtiene como:

$$F_{41} \quad \frac{H_{1x}\big|_{z\ c}}{E_{1y}\big|_{x\ 0}} \quad \frac{H_{4mn}}{E_{1np}}, \qquad (22)$$

Por lo tanto, es necesario hacer el desarrollo en serie de Fourier de la función $sen(k_{x1}(x \quad a))$ para poder establecer una relación entre los coeficientes modales. Así pues, si expresamos dicha función como

$$sen(k_{x1}(x \quad a)) \quad \sum_{m\ 1}^{M} A_m sen(k_{x4}x), \qquad (23)$$

Tenemos:

$$A_m \quad \frac{2}{a}\int_0^a sen\ k_{x1}\ x \quad a \quad sen\ k_{x4}x \quad dx \qquad (24)$$

$$\frac{2k_{x4} \quad sen\ k_{x1}a}{a\ k_{x1}^2 \quad k_{x4}^2}$$

Por tanto,

$$F_{41} \quad \frac{j \quad k_{z1} \quad 2k_{x4} \quad (\ 1)^p}{a\ k^2 \quad k_{y1}^2 \quad k_{x1}^2 \quad k_{x4}^2}, \qquad (25)$$

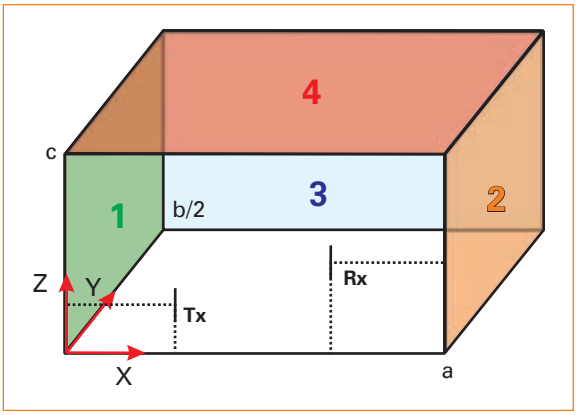
Podemos apreciar que la matriz F_{41} es esencialmente dispersa.

Con el resto de submatrices procedemos de manera similar. Las matrices F_{ij} necesitarán un desarrollo en serie de Fourier, mientras que las matrices D_{ij} no lo necesitarán.

Aproximación por guía de onda

Podemos obtener fácilmente una relación entre los campos eléctrico y magnético totales aproximando las capas de las paredes de la cámara por guías de onda, como se muestra esquemáticamente en la Fig. 2. Este método supone que el acoplo entre las distintas paredes es despreciable. De esta manera, podemos considerar cada acceso como una guía de onda cargada con un cortocircuito. La relación entre los campos está dada por la admitancia en el interfaz entre la guía de onda equivalente y la cámara:

Fig. 3. Geometría de media cámara y disposición de los accesos en polarización vertical.



ISSN 1692-1798

$$\begin{matrix} H_{1np} \\ H_{2np} \\ H_{3mp} \\ H_{4mn} \end{matrix} \underbrace{\begin{matrix} Y_{11} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & Y_{22} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & Y_{33} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & Y_{44} \end{matrix}}_{Y} \begin{matrix} E_{1np} \\ E_{2np} \\ E_{3mp} \\ E_{4mn} \end{matrix} \quad (26)$$

Para ondas propagándose en dirección z, la admitancia en el interfaz es

$$Y \quad \frac{k_x^2 \quad k_y^2}{k_x^2 Z_{TM} \quad 0 \quad k_y^2 Z_{TE} \quad 0}, \quad (27)$$

para modos TM^x, y

$$Y \quad \frac{k_x^2 \quad k_y^2}{k_y^2 Z_{TM} \quad 0 \quad k_x^2 Z_{TE} \quad 0}, \quad (28)$$

para modos TM^y. Los valores de y pueden ser obtenidos usando la ecuación

$$Z\ 0 \quad Z\frac{Z(d)\cos(k_z d) \quad jZsen(k_z d)}{Z\cos\ k_z d \quad jZ\ d\ sen\ k_z d}, \quad (29)$$

donde Z representa o bien la impedancia TM o bien la impedancia TE. En el caso de varias capas, $Z(d)$ puede ser obtenido usando recursivamente la misma ecuación.

Finalmente, obtenemos los valores de las submatrices Y_{ii} usando las expresiones (27) y (28) adaptándolas a la dirección de propagación correspondiente. En la cámara empleada para validar el método, hemos considerado una capa de ferrita y otra de aire.

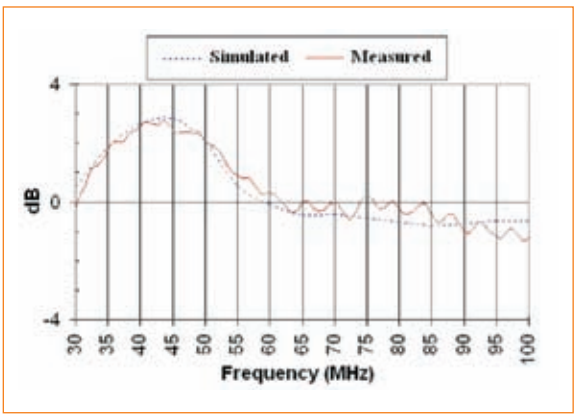
Solución inhomogénea

Hemos elegido, como fuente, un dipolo eléctrico elemental. Aplicamos la teoría de las imágenes para tener en cuenta el plano conductor del suelo de la cámara. Luego, desarrollamos dicha solución inhomogénea en serie de Fourier en cada acceso para obtener los coeficientes modales $[E_i]$ $[H_i]$ y , con estos vectores, y las matrices F e Y podemos obtener una ecuación matricial, cuya solución nos proporciona la solución del problema. Concretamente, si $[H_h]$ $[F]$ $[E_h]$ y $[H]$ $[Y]$ $[E]$, y teniendo en cuenta que $[E]$ $[E_h]$ $[E_i]$ y $[H]$ $[H_h]$ $[H_i]$, obtenemos que

$$\{[Y] \quad [F] \quad [E_h]\} \quad [H_i] \quad [Y] \quad [E_i] \quad (30)$$

La solución de esta ecuación proporciona los coeficientes modales del campo eléctrico homogéneo y así la solución del problema

Fig. 4. NSA Centro simulada y medida en polarización horizontal con la antena transmisora a 1m de altura.



Polarización vertical

El caso de la polarización vertical (Fig. 3) es bastante análogo al de polarización horizontal. En esta polarización, hay una simetría par en el plano $y=0$, por lo que el plano central puede ser reemplazado por una pared magnética.

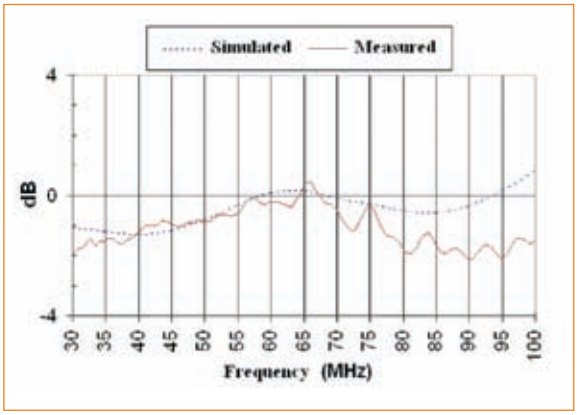
Procedemos tal y como hemos procedido en el caso anterior, expandiendo los campos homogéneos y totales eléctrico y magnético para obtener las matrices F e Y. Empleamos como fuente un dipolo elemental verticalmente polarizado y finalmente empleamos (30) para resolver nuestro problema.

RESULTADOS NUMÉRICOS

Las NSA Centro, Norte y Sur pueden ser calculadas fácilmente una vez que los coeficientes

modales se conocen. Las NSA Este y Oeste necesitan alguna modificación, ya que hemos supuesto que la fuente se encontraba en el plano central de la cámara (plano $y=0$). Sin embargo, podemos aplicar el *Teorema de Reciprocidad* para solucionar este problema. Podemos suponer que la antena transmisora se encuentra en el plano central $y=0$ y que es la antena receptora la que está desplazada. Este método necesita, sin embargo, mucho más cálculo computacional, ya que necesita resolver el problema con la antena transmisora a diferentes alturas.

Fig.5. NSA Centro simulada y medida en polarización vertical con la antena transmisora a 1m de altura.



Hemos evaluado el método en una cámara semianecoica concreta. Las dimensiones de la cámara son a=8.33 m, b=4.96 m y c=6.1 m. La cámara tenía una capa de ferrita de longitud d1=6.7 mm y otra de aire de longitud d2=2.33 cm. Finalmente, la cámara tiene una capa de absorbentes piramidales de 20 cm de altura. La permeabilidad y la permitividad complejas de la ferrita se han medido con un analizador de impedancias a cada frecuencia. Por otra parte, dado que los campos se calculan a baja frecuencia, el efecto de los absorbentes piramidales es despreciable, por lo que no se ha tenido en cuenta. Hemos comparado las NSA Centro, Norte, Sur, Este y Oeste para las dos polarizaciones y con la antena transmisora a dos alturas diferentes. En casi todos los casos hemos obtenemos diferencias menores a 0.6 dB entre la NSA simulada y la medida. En algunas pocas frecuencias, obteníamos diferencias cercanas a los 2 dB. Esto puede ser debido a la incertidumbre del factor de antena, que es de 2dB. En las Figuras 4 y 5 podemos apreciar la precisión del método. Las gráficas comparan la NSA Centro en polarización horizontal y vertical con la antena transmisora a 1 m de altura.

Hemos resuelto la ecuación matricial por el método del Gradiente Conjugado. El tiempo de cálculo es de aproximadamente 8 segundos por cada frecuencia en un Pentium III 1.3GHz. Esto significa alrededor de 2 minutos por gráfica, usando cerca de 1000 modos para calcular el campo. Para calcular las NSA Este y Oeste hemos necesitado, sin embargo, más de 1 minuto por frecuencia.

CONCLUSIONES

Hemos desarrollado un método preciso y muy eficaz para calcular el campo electromagnético en el interior de una cámara semianecoica. Hemos validado el método comparando la NSA de una cámara concreta obteniendo muy buena concordancia entre la NSA medida y la simulada.

REFERENCIAS

C. L. Holloway, "Modeling Semi-Anechoic Electromagnetic Measurement Chambers," in IEEE Trans. Electromag. Compat. vol. 38, no. 1, 1966, pp. 79-84.

Baker-AE, Sitzia-AM, Preston-TW, Puzo-A and Pans-A, "Characterization of Electromagnetic Anechoic Chamber by Finite-Element Method", in IEEE Trans. Magnetics, vol. 32, no. 3, pp. 1513-1516, 1996.

L. Nuño, J. V. Balbastre and F. D. Quesada, "Highly Efficient and Accurate Procedure for Semi-Anechoic Chamber Analysis Using Circuital Techniques", in Microwave Optical and Technology Letters, vol. 51, pp. 263-265, 2003

EN 50147-2:1996. Part 2: "Alternative test site suitability with respect to site attenuation".

ISSN 1692-1798

Modelado de fallos intermitentes
en sistemas de eventos discretos

Correcher, E. García, F. Morant, E. Quiles
Departamento de Ingeniería de Sistemas y Automática,
Universidad Politécnica de Valencia, Camino de Vera s/n
46071 Valencia, (España)
E-mail :ancorsal@upvnet.upv.es
{egarciam, fmorant, equiles}@isa.upv.es

El Diagnóstico de fallos intermitentes es importante en procesos productivos que sufran un gran nivel de mantenimiento debido a fallos. El presente artículo desarrolla el modelado de los fallos intermitentes de modo que se puedan evitar paradas innecesarias y se permita una mejor planificación de la substitución de componentes. Se presentan dos aproximaciones para el modelado, una basada en modelos probabilísticos y otra basada en información que se extrae de la medición directa del fallo.

ABSTRACT
The Diagnosis of intermittent failures is important in productive processes that suffer a great level of maintenance due to failures. The present article develops the shaped of the intermittent failures so that unnecessary stops can be avoided and a better planning of the substitución of components be permitted. Two approximations are presented for the shaped, a based on model probabilísticos and another based on information that is extracted of the direct measurement of the failure.

PALABRAS CLAVES
Fallos intermitentes, fallos reales, modelado temporal, modelado probabilístico.

INTRODUCCIÓN
Los fallos en los sistemas de producción se pueden clasificar de manera genérica como fallos permanentes (FPs) o fallos intermitentes (FIs). Los Fps son fallos

entendidos en el sentido clásico, i.e., problemas en algún dispositivo del sistema que debe ser sustituido o reparado para recuperarse. Por otra parte, los FIs pueden recuperarse merced a la propia dinámica del proceso. Ejemplos de este tipo de fallos pueden encontrarse en [4][1][8][10][11].

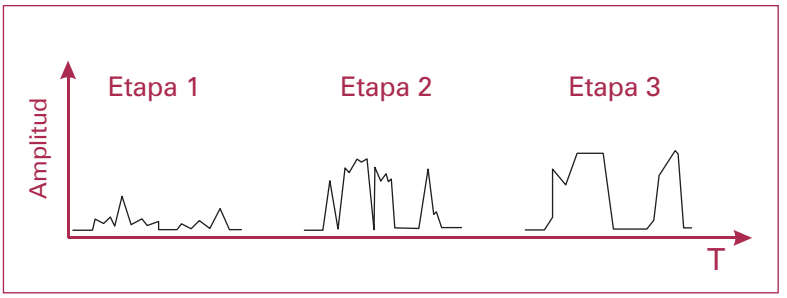
En el presente artículo se estudia el problema de la caracterización de los FIs que ocurre en sistemas de eventos discretos, de modo que el modelo del modo de fallo del dispositivo pueda ser empleado para realizar un mantenimiento preventivo del mismo.

La evolución de los FIs en cualquier dispositivo se muestra en la **No se encuentra el origen de la referencia.** Esta evolución ocurre cuando los dispositivos que sufren FIs son rara vez reparados, por lo tanto, su comportamiento va a peor. En etapa inicial de vida de un fallo intermitente (etapa 1), es muy difícil detectar el FI, puesto que sus efectos así como su duración son mínimos Cuando la amplitud y la duración del FI se ven incrementadas (etapa 2), comienzan a sucederse fallos aleatorios en el sistema.

Habitualmente, estos fallos aleatorios no se detectan hasta que se alcanza la etapa 3 o hasta que se convierten en fallos definitivos.

Un análisis previo de los FIs puede ahorrar costes en el proceso productivo si pueden establecerse patrones de comportamiento de los distintos

Figura No.1. Evolución de los FI por conexión a lo largo de la vida del componente



dispositivos con los que comprar el estado actual del FI. De esta manera la detección de un fallo no conllevará a una sustitución del dispositivo afectado de manera inmediata, sino que será un aviso de una sustitución a corto plazo, indicada por medio del modelo de modo de fallo del dispositivo.

El modelado de la dinámica de los FIs se abordará desde dos puntos de vista distintos pero complementarios. En primer lugar se realizará un modelo probabilístico del FI. Con la ayuda de este modelo se podrá estimar la probabilidad de que ocurra un fallo en un determinado instante de tiempo, o la probabilidad de nuevos fallos conocidos los que han ocurrido hasta el momento. En segundo lugar se realizará un estudio de la evolución del fallo "on-line". Asimismo se extraerán algunas características del fallo según se van detectando sus apariciones en el dispositivo (mediante los diagnosticadores desarrollados en el capítulo anterior). A partir de estos datos se extrapolará el comportamiento futuro del mismo, con objeto de planificar su reparación o substitución.

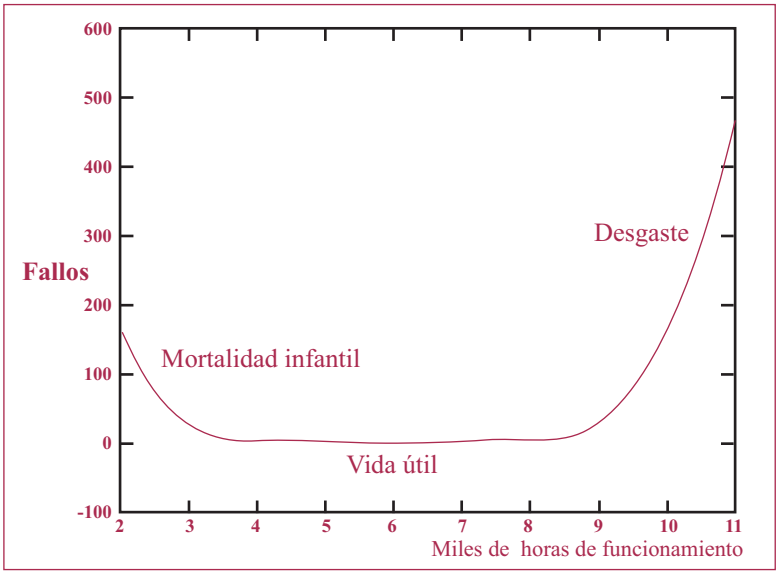
MODELADO PROBABILÍSTICO DE FIS

La curva de fiabilidad de cualquier dispositivo [7] se muestra en la **No se encuentra el origen de la referencia.**. En ella se puede observar como la tasa de fallos durante las primeras horas de funcionamiento es decreciente, constante durante su vida útil y cuando se sobrepasa cierto umbral de horas de funcionamiento es creciente.

Estas curvas de fiabilidad se emplean habitualmente para modelar fallos de carácter definitivo en una familia de componentes. Así pues, si se conoce un modelo probabilístico de la tasa de fallos en cada una de las regiones se pueden predecir las horas de funcionamiento que le quedan al componente en relación a su familia. Una vez falla el componente, éste es retirado del sistema (o reparado) y el instante en el que ha fallado puede servir para actualizar el modelo de predicción de fallos. De ese modo el modelo se construye empleando un vector de tiempos de fallo $T=[t_1, t_2, \ldots, t_n]$, cada uno asociado a

ISSN 1692-1798

Figura No.2. Curva de la bañera



uno de los m componentes (m n) que han sido retirados y/o reparados. Merece la pena comentar que el número de tiempos de fallo puede ser inferior al de componentes cuando se trabaja con datos censurados [9].

En el caso de los FIs, el presente artículo emplea un modelo similar. No obstante, el número de fallos que puede presentar un mismo dispositivo será mayor que uno, ya que el componente puede recuperarse merced a la propia dinámica del proceso. Así pues, en lugar de un vector de tiempos de fallo para toda la familia, lo que se puede construir es un vector para cada componente. De este modo, en algunas ocasiones se podrá construir una matriz de tiempos de fallo.

$$M_T = \begin{matrix} t_{11} & t_{21} & t_{31} & \dots & t_{m1} \\ t_{12} & t_{22} & & & \dots \\ \dots & & & & \\ \dots & & & & \\ t_{1k} & t_{2k} & \dots & & t_{mk} \end{matrix} \quad (1)$$

Donde t_{ij} hace referencia al instante de fallo j del componente i. Se puede observar cómo, para que la matriz de tiempos de fallo sea cuadrada se ha asumido que todos los dispositivos tienen exactamente el mismo número de fallos. En general, este hecho no será cierto, no obstante, resulta fácil construir esta matriz cuadrada si suponemos que el último fallo considerado es el que lleva al dispositivo al fallo definitivo. En este caso, resulta evidente que cualquier instante posterior al mismo será, también de fallo. Por lo tanto se pueden ampliar los vectores de tiempos de fallo hasta conseguir que todos tengan la dimensión del vector más largo.

En el caso en que el último fallo no sea definitivo no será posible emplear la notación matricial y se trabajará con un conjunto de vectores de tiempos de fallo sin agrupar.

Existen numerosas distribuciones de probabilidad para modelar la ocurrencia de fallos en distintos dispositivos [7], en la presente tesis se empleará la distribución de Weibull por tener una gran flexibilidad en la representación de diferentes tasas de fallos. Así pues, el comportamiento del componente a lo largo de la curva de la bañera podrá ser modelada empleando los mismos parámetros. Además es una de las distribuciones más empleadas en la en el campo de la fiabilidad y el testeo de ciclos de vida de componentes [7].

Las funciones de probabilidad y de distribución de Weibull vienen dadas por las ecuaciones:

$$f(t) \quad \frac{t}{} \quad ^{1} \quad e^{\frac{t}{}} \quad (2)$$

$$F(t) \quad 1 \quad e^{\frac{t}{}} \quad (3)$$

Donde , y son los tres parámetros que caracterizan la distribución:

es el parámetro de forma o la pendiente de Weibull

es la vida característica

es el parámetro de localización o la vida mínima

En la mayoría de las publicaciones y estudios la distribución de Weibull se trata con sólo dos parámetros. En estos casos se asume que la vida mínima del componente es cero, i.e., los ensayos empiezan en tiempo cero. En ese caso, las ecuaciones (2) y (3) se transforman en:

$$f(t) \quad \frac{t}{} \quad ^{1} \quad e^{\frac{t}{}} \quad (4)$$

$$F(t) \quad 1 \quad e^{\frac{t}{}} \qquad (5)$$

Si se calcula la ecuación (5) para t=, se puede comprobar fácilmente cómo la vida característica corresponde a *F(t)=0.632*, i.e., la vida característica corresponde con el tiempo en el que el 63.2% de la población ha fallado. Haciendo una interpretación para los FIs, la vida característica será el valor temporal donde han ocurrido el 63.2% de los FIs antes del fallo definitivo, por lo tanto resulta un indicador de la vida útil del componente.

Así pues, si se conocen los parámetros que ajustan el fallo intermitente de un dispositivo concreto con una determinada distribución de Weibull será posible determinar la probabilidad de que ocurra un fallo en cada instante de tiempo de su vida característica. Asimismo, también se podrán efectuar un gran número de simulaciones offline. De esta manera se pueden extraer características de evolución del fallo intermitente sin la necesidad de efectuar ensayos destructivos.

Modelado de fallos reales

Se ha diseñado un prototipo para realizar ensayos destructivos sobre relés, de manera que se puedan detectar los fallos intermitentes que sufren para su posterior análisis. El prototipo se muestra en la **no se encuentra el origen de la referencia**.

Los relés se han ensayado durante diez millones de operaciones o hasta que sucediera el fallo definitivo, controlando cargas resistivas, inductivas o mixtas (resistivas e inductivas). En este ejemplo se realiza el análisis de los datos correspondientes a uno de los relés controlando una carga resistiva.

El primer paso es realizar un análisis global de los datos para deducir si se ajustan a alguna distribución de probabilidad de las empleadas en fiabilidad [9][7]. Los resultados de los ajustes preliminares se muestran en la n**o se encuentra el origen** y el la Tabla I.

Fig. No. 3 Prototipo de testeo de relés

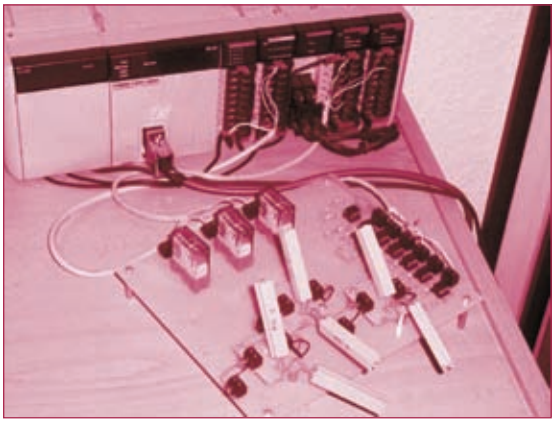


Fig4. Correlación de los fallos del relé con distribuciones de tres parámetros: Weibull, lognormal, exponential y log-logística.

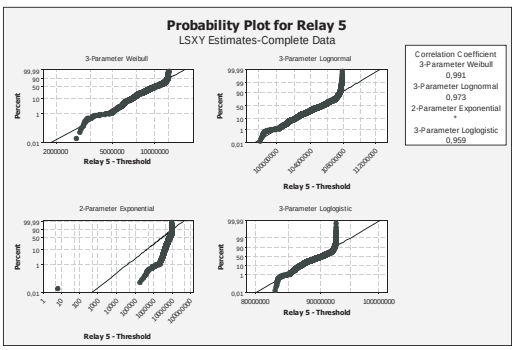
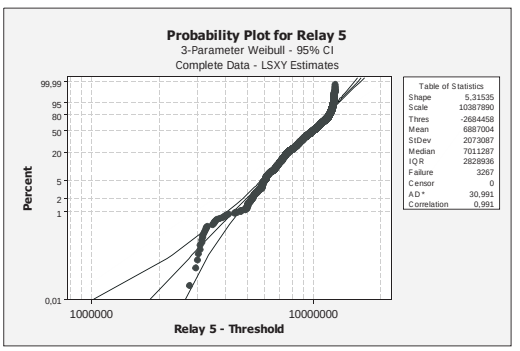


Fig5. Ajuste de los FIs a una distribución de Weibull de tres parámetros.



De la Tabla se puede deducir que existen distintas distribuciones de probabilidad que ajustan bien los datos, esto ocurre porque las mejores distribuciones en ajuste tienen un modelo exponencial de características similares. En este artículo se empleará el modelo de Wei-

ISSN 1692-1798

Tabla I: Correlación de datos experimentales con las funciones de distribución

Distribución	Correlación
Weibull	0.976
Exponencial	*
Lognormal	0.892
Log logística	0.899
Weibull (3 parámetros)	0.991
Exponencial (2 parámetros)	*
Lognormal (3 parámetros)	0.973
Log logística (3 parámetros)	0.959
Valor extremo menor	0.979
Normal	0.974
Logística	0.96

bull de tres parámetros, ya que es una de las distribuciones más empleadas en fiabilidad.

Si se ajustan los datos a la distribución de Weibull de tres parámetros, los resultados son los mostrados en la siguiente figura. En ella se puede observar una Tabla con los resultados del mismo que son:

Shape: parámetro de forma.

Scale: parámetro de escala

Thres: parámetro de localización

Mean: Media de la distribución

STDev: Desviación estándar de la distribución

Median: Mediana de la distribución

IQR: Rango de intercuartiles

Failure: Número de fallo incluidos en el análisis

AD: Coeficiente de Anderson-Darling

Correlation: Coeficiente de correlación de Pearson

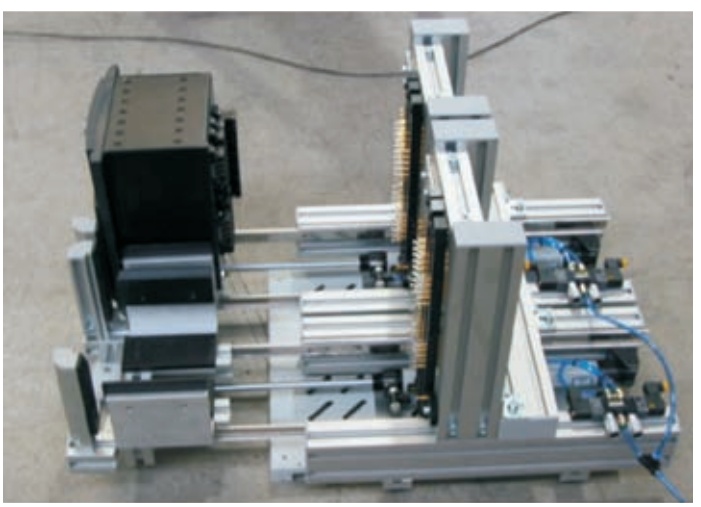
Cada grupo de datos tiene tres cuartiles. Si se ordenan los datos desde el menor al mayor, el primer 25% de los datos son menores o iguales que el primer cuartel. El primer 75% de los datos es menor o igual que el tercer cuartil y el 25% de los datos es mayor o igual que el tercer cuartil. El IQR corresponde con la resta del tercer y el primer cuartil.

El coeficiente de Anderson-Darling mide el área entre la distribución ajustada y los datos reales. De manera más precisa, el coeficiente de Anderson-Darling es una distancia cuadrática que se ve más intensamente ponderada en los extremos de la distribución. Por lo tanto, interesa obtener valores pequeños de este indicador que indicarán un buen ajuste. En el ejemplo propuesto el valor el algo elevado. Esto ocurre porque la distribución no se ajusta bien en los extremos, pero sí durante prácticamente toda su vida útil.

El coeficiente de correlación de Pearson mide la linealidad de los datos dibujados en un gráfico de probabilidad como el de la figura. Un valor de 1.0 corresponde con un ajuste perfecto. Este coeficiente da buenos resultados, ya que la distribución permanece prácticamente constante durante la mayoría de la vida del componente.

Una vez concluido el análisis de los datos se puede caracterizar la dinámica temporal del FI con un modelo probabilístico. De este modo, mediante las ecuaciones 2, 3 y otras que se deriven de las mismas se pueden determinar las probabilidades de fallo instantáneo, las funciones de supervivencia, fiabilidad y demás.

No obstante, resulta evidente que para la obtención de los datos necesarios para analizar el fallo tal y como se ha realizado en el presente



apartado se precisa la ejecución de múltiples ensayos destructivos sobre los componentes que se ubicarán en el proceso productivo. La obtención de estos datos a priori resulta prácticamente imposible para cualquier proceso de producción industrial, no obstante, si se van almacenando los datos de fallo mediante un sistema de diagnóstico de FIs como el propuesto en el capítulo anterior, sí será posible realizar el análisis a posteriori.

En cualquier caso, la utilidad de un buen sistema de diagnóstico de fallos que se pretenda emplear para sistemas de producción industriales radica tanto en los beneficios que otorgará a largo plazo (los que conseguirá el análisis probabilístico) como los que se alcanzarán a corto plazo. Para lograr estos beneficios inmediatos es necesario cambiar el punto de vista del análisis y no trabajar con datos históricos de los fallos, sino con los datos inmediatos que se van midiendo. Por este motivo se deben realizar otros análisis como los que se presentan en el siguiente apartado.

MODELADO TEMPORAL

El objetivo fundamental de la caracterización de los FIs es la generación de herramientas que permitan realizar un mantenimiento preventivo y planificado de los equipos que sufren FIs. De este modo, a medida que se vayan obteniendo datos de los fallos se puede determinar cuál será la mejor opción para reemplazar o reparar el componente que está fallando teniendo en cuenta criterios de seguridad, eficiencia y funcionamiento de las instalaciones.

Tal y como se ha descrito en el apartado anterior, los FIs se pueden caracterizar mediante una distribución de Weibull. Este hecho permite generar la primera herramienta de decisión si se conocen los parámetros de la distribución, ya que se puede determinar la probabilidad de fallo instantáneo en cada momento de funcionamiento del dispositivo.

No obstante, los datos necesarios para caracterizar el FI no serán conocidos a priori, a no ser que se hayan realizado una serie de ensayos destructivos sobre los componentes. De modo que, si bien el sistema de diagnóstico de fallos podrá aprender esta distribución si se encuentra activo el tiempo suficiente, este tiempo puede ser muy largo. Así pues, no existirán herramientas de análisis para el mantenimiento preventivo hasta que se pueda ir caracterizando el fallo.

Este problema se puede subsanar empleando otros métodos de predicción distintos que no se basen principalmente en la información de otros dispositivos sino en el fallo que se esté midiendo en el momento actual y que sean indicativos del deterioro que está sufriendo el componente a medida que se suceden los fallos.

En el presente artículo se propone emplear la densidad temporal de fallos en una ventana de tiempo determinada.

Densidad temporal

La densidad temporal de fallos (DF_{Tj}) se define como el tiempo que el dispositivo ha estado en fallo del tipo *Fj* durante una ventana deslizante de duración *T*. Por lo tanto si definimos el instante actual como *H*, el instante desde donde se calcula la densidad temporal será *H-T*. Este parámetro se puede calcular a partir de (1) como:

$$DF_{Tj} \quad \frac{\sum_{i\ k}^{CNT} (T_{(i)Fj}) \quad T_A}{T} \qquad (6)$$

donde *k* hace referencia a la primera detección dentro de la ventana ($\{k: IT_{kFj} > H\text{-}T\}$si existe, si no $k=CNT+1$) y T_A es el tiempo de ajuste que suma el tiempo que un fallo que se haya iniciado antes de la ventana pero siga activo dentro de ella. Por lo tanto:

$$T_A \quad IT_{(k\ 1)Fj} \quad T_{(k\ 1)Fj} \quad (H \quad T) \qquad (7)$$

La ecuación (7) será válida si su resultado es positivo, en cualquier otro caso $T_A=0$, puesto que ese resultado indica que el último fallo se encontraba completamente fuera de la ventana.

ISSN 1692-1798

La evolución de la densidad de fallos en un componente real ensayado se puede ver en la Figura 6. En ella, el eje temporal indica el número de operaciones que ha realizado el relé, pudiendo relacionarse de manera evidente con valores temporales concretos sin más que aplicar la tasa de operaciones por unidad temporal del relé. Estos datos, por razones de coste computacional están diezmados con un factor de 10, por lo que cada 10 muestras de densidad se convierten en una de la gráfica que se corresponde con la media de esas densidades.

Así mismo, en la Figura 6 se muestra la densidad de fallos medida siguiendo la ecuación (6) con una línea continua y la densidad filtrada (en línea discontinua).

Se puede observar cómo la densidad de fallos en el sistema real resulta ser una magnitud con tendencia creciente, este hecho confirma la hipótesis de partida de la presente tesis, ya que los FIs implican un deterioro progresivo que implica la mayor ocurrencia de fallos a medida que se emplea un componente que ya ha sufrido FIs.

Se puede emplear este crecimiento de la densidad para extrapolar cuál será el mejor momento para reemplazar el componente dañado y hacer coincidir las reparaciones con paradas programadas del sistema productivo. Así pues, si se asume una cierta ley de crecimiento de la densidad (por ejemplo una ley de crecimiento lineal) se puede estimar en qué momento la propia densidad rebasará un cierto umbral que se considere inaceptable para la misma.

La definición del umbral para la densidad debe fijarse específicamente para cada uno de los elementos, ya que cada uno tendrá una funcionalidad específica y, por lo tanto la condición de funcionamiento "inaceptable" puede ser distinta para cada uno. Por ejemplo, se puede considerar que un componente debe ser sustituido cuando la densidad alcance el valor *0.01*. Si se asume este criterio, se considera que el componente no será válido si 1% del tiempo de funcionamiento se encuentra en estado de fallo.

Asumiendo una ley de crecimiento lineal, se pueden ajustar los datos de densidad dentro de ventana mediante técnicas bien conocidas como mínimos cuadrados (LS) o mínimos cuadrados recursivos (RLS). De ese modo se obtendrá una recta en cada uno de los ajustes:

$$D \quad m \quad t \quad n \qquad (8)$$

donde D corresponde con la densidad de fallos y t con el valor temporal donde se estima dicha densidad. Así pues, si se asume un umbral para la densidad D_0, el valor temporal (t_{D0}) donde se alcanzará dicho umbral será:

$$t_{D0} \quad \frac{(D_0 \quad n)}{m} \qquad (9)$$

De este modo se puede obtener una estimación del instante temporal donde deberá reemplazarse el componente, denominaremos a este valor

Fig6. Densidad de fallos durante diez millones de operaciones en un relé. La ventana empleada para calcular la densidad es de 100000 operaciones.

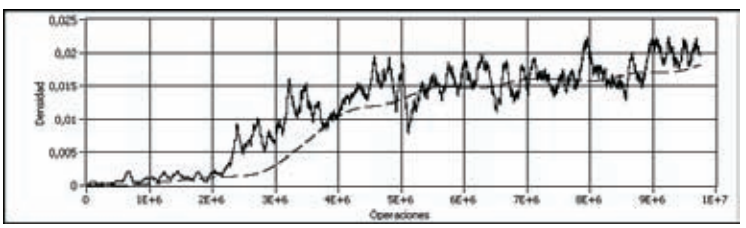
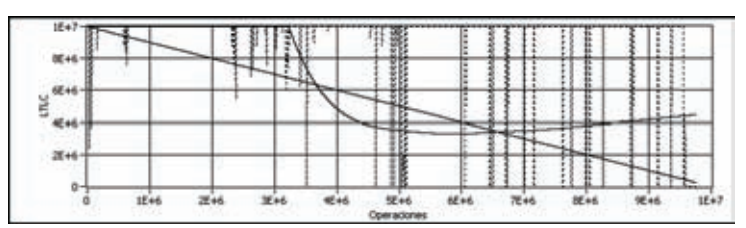


Fig7. LTLC calculado sobre la densidad filtrada mostrada en la fig6.

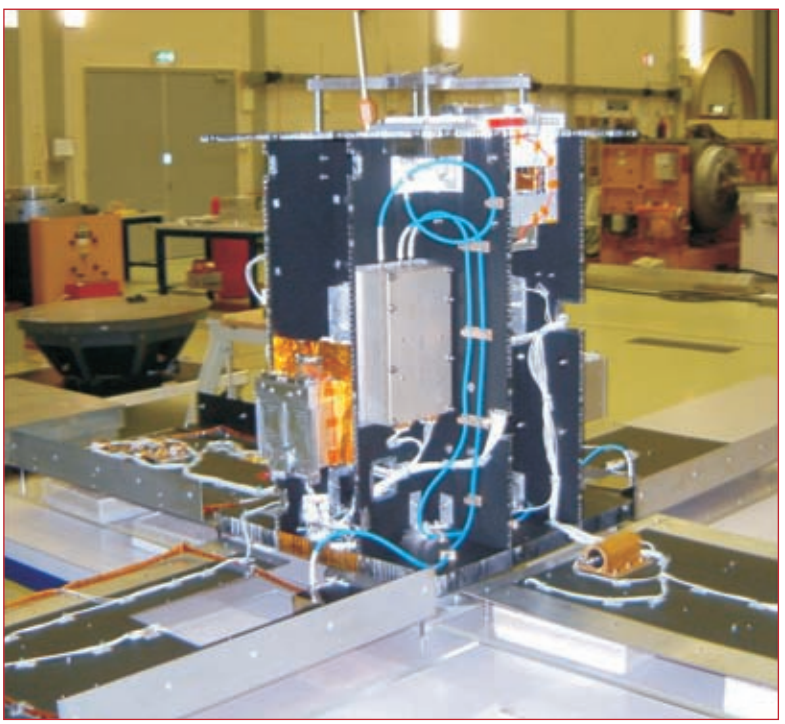


temporal límite temporal lineal de cambio (LTLC).

La Figura 7 muestra el cálculo del LTLC para el componente real ensayado. En línea discontinua se muestra el LTLC calculado sobre la densidad sin filtrar, en línea continua se muestra el LTLC sobre la densidad filtrada y también se observa una recta que indica las operaciones que restan en cada momento para alcanzar el límite que sugiere el fabricante para reemplazar el componente. Se puede observar cómo el LTLC calculado sobre la densidad original resulta un indicador poco útil, ya que, debido a las fluctuaciones de la densidad, el LTLC se convierte en una magnitud muy oscilatoria y no permite realizar una predicción clara del momento de sustitución del componente.

Por otro lado, el LTLC calculado sobre la densidad filtrada indica que el límite para el cambio se encontrará sobre 3600000 operaciones. El otro punto de corte del LTLC con la línea que marcan las operaciones restantes, se debe a la estabilización de la densidad al final de la vida útil del componente que hace que la pendiente del modelo para la densidad se vaya reduciendo de manera progresiva.

Conviene realizar algunas consideraciones sobre el LTLC arriba estimado. En primer lugar, el modelo de crecimiento lineal que se ha estimado resulta adecuado para los componentes que se han ensayado en el presente artículo, pero puede no serlo para otros. Si la densidad experimenta un crecimiento de carácter exponencial, la estimación temporal lineal realizará predicciones demasiado optimistas. No obstante, el hecho de que la estimación se realice en cada una de las ventanas implicará una dinámica del propio LTLC que puede modelar la propia evolución exponencial de la densidad. En segundo lugar, las especificaciones de los fabricantes ofrecen una estimación de ocurrencia de fallos definitivos, por lo que no debe rebasarse ese umbral temporal de funcionamiento, de ese modo, si el LTLC resulta ser superior al límite que indica el fabricante, deberá reemplazarse el componente con este plazo temporal.



De este modo, el sistema de diagnóstico de fallos realizará una estimación del instante temporal aproximado donde se debe reemplazar el dispositivo que sufre el FI en dos etapas. En la primera calculará la densidad temporal de fallos en una ventana de tiempo deslizante mientras que en la segunda, calculará el LTLC que estimará la predicción para el cambio.

El problema que se plantea en el proceso de estimación es el de la elección de la longitud de la ventana deslizante. Si se elige una ventana muy pequeña, el número de fallos considerados será muy variable y, por lo tanto, la densidad calculada será muy oscilatoria, como si fuese una señal con mucho ruido. Si se emplean longitudes de ventana mayores se produce un efecto de filtrado de la señal (como se puede observar

ISSN 1692-1798

en las figuras 6 y 7) permitiendo su uso para el cálculo del LTLC. No obstante, ventanas largas implican mayor coste de almacenamiento de variables y mayor coste computacional.

CONCLUSIONES

En el presente artículo se han presentado dos herramientas para realizar los modelos de modos de fallos de FIs. Estos modelos permiten tanto caracterizar el fallo de modo que se puedan realizar simulaciones estadísticas posteriores (modelado probabilístico), como realizar predicciones para la mejora del mantenimiento preventivo de las instalaciones.

Los modelos probabilísticos resultarán útiles cuando se disponga de información histórica del FI o cuando se puedan realizar ensayos destructivos. Los modelos temporales (densidad de fallos) obtienen resultados durante la medición del FI y permiten la estimación del tiempo en que debe sustituirse el componente (LTLC).

Los modelos se han probado sobre datos reales de fallos, obteniéndose Buenos resultados en la planificación del mantenimiento preventivo.

BIBLIOGRAFÍA

Baisheng Sun. (2001) Effects of electric contact failure on signal transmission in unmatched circuits. Electrical Contacts, Proceedings of the Forty-Seventh IEEE Holm Conference on , Page(s): 186 191

Cassandras C.G. and S. Lafortune. (1999) "Introduction to Discrete Event Systems". Kluwer academic publishers.

Correcher, A. García, E., Morant, F., Quiles, E. and Blasco. R. (2003) Intermittent Failure Diagnosis in Industrial Processes. Proc. IEEE Inter. Symposium on Industrial Electronics ISIE'2003 (ISBN 0-7803-7912-8) pp 1-6

Correcher, A., E. García, F. Morant, and V. Mascarós (2004a) "Fallos intermitentes: Evolución histórica". Xi Congreso Latinoamericano De Control Automático. Ciudad de La Habana

Correcher, A. García, E., Morant, F., and Quiles, E. (2004b) Intermittent Failure Diagnosis based on discrete event models. Proc. 7'th International workshop on DISCRETE EVENT SYSTEMS pp 151-157

García, E. (2000) Descomposición Modular de Diagnosticadores de Fallos Basados en Modelos de Eventos Discretos. PhD Thesis. Universidad Politécnica de Valencia.

Jensen, F. (1995). Electronic component reliability. John Wiley and Sons Ltd.

Kui Li; Fang Yao; Jianguo Lu; Zhigang Li. (2000) Test and analysis of reliability for electromagnetic relay Electrical Contacts, 2000. Proceedings of the Forty-Sixth IEEE Holm Conference on. Page(s): 79 82

Leemis, L. M. (1995) Reliability: Probabilistic Models and Statistical Methods. Prentice Hall.

Savir. J. (1978) "Detection of intermittent faults in sequential circuits" Stanford University, Computer Systems Laboratory. T.R. 120. available in "ftp://reports.stanford.edu"

Sorensen, B. A. - Gary Kelly - Artur Sajecki - Paul W. Sorensen, (1994) "An analyzer for detecting aging faults in electronic devices" AUTOTESTCON '94. IEEE Systems Readiness Technology Conference. 'Cost Effective Support Into the Next Century', Conference Proceedings. , 1994 Page(s): 417 421. update (1998) available in www.usynaptics.com.

Redes y Comunicaciones de datos. STALLINGS. Ed. Mc Graw Hill.

Redes de Telecomunicaciones. SCHWARTZ. Ed. Mc Graw Hill.

Comunicación de Datos, Redes y Sistemas Abiertos. HALSALL. Mc Graw Hill.

Redes de Comunicación. LEÓN-GARCÍA. Ed. Mc Graw Hill.

Redes de Computadoras. Una Guía Práctica. Michell Palmer. Ed. Thomson.

http://atenea.edu.co/

www.ei.uvigo.es

www.inf.ufrgs.br/granville/Redes

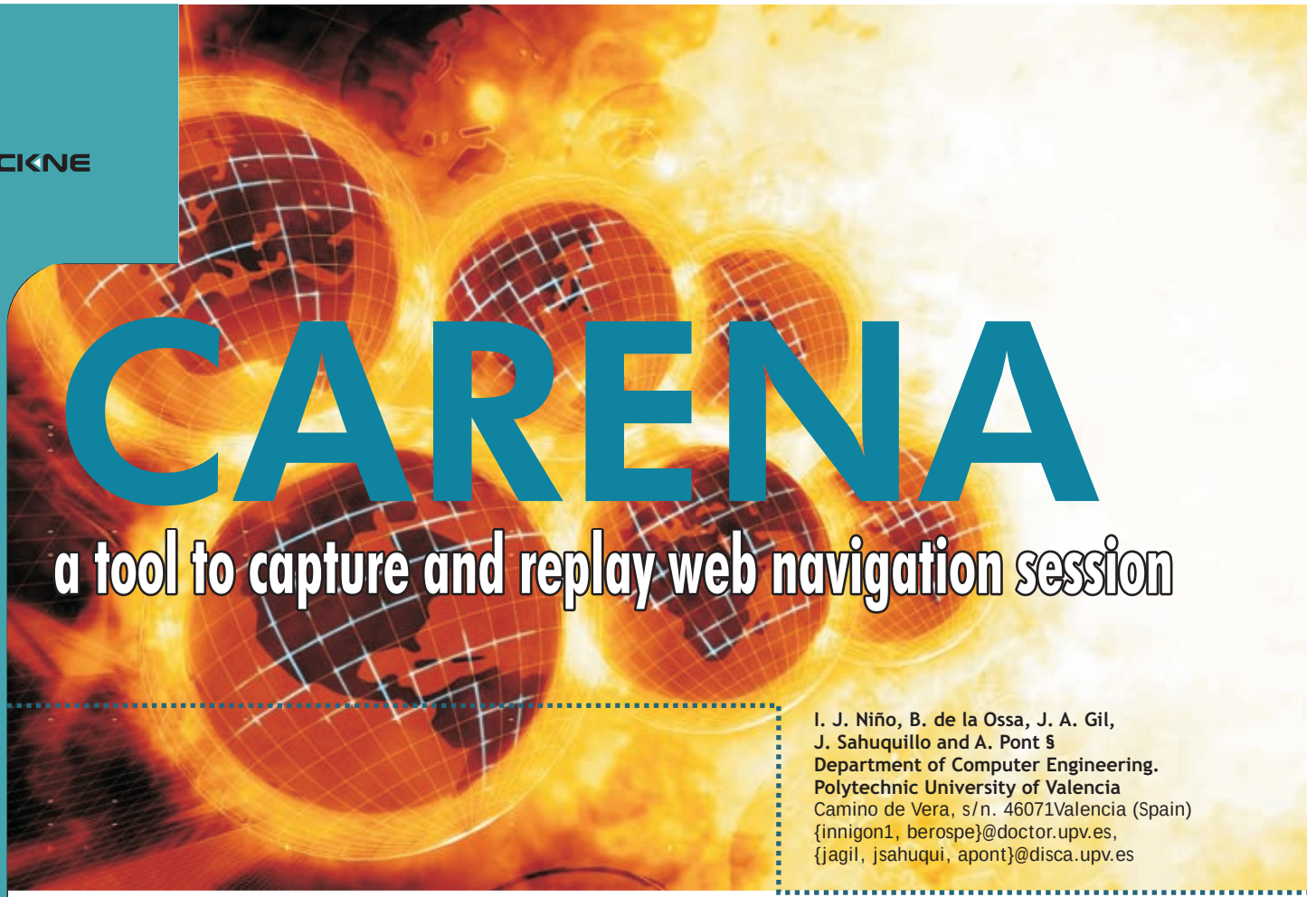
www.lab.dit.upm.es

http://www.wired.com/news

http://www.sun.com/jini

http://lared.net/domotica/

iTECKNE
La revista para la gente i



CARENA

a tool to capture and replay web navigation session

I. J. Niño, B. de la Ossa, J. A. Gil, J. Sahuquillo and A. Pont §
Department of Computer Engineering. Polytechnic University of Valencia
Camino de Vera, s/n. 46071Valencia (Spain)
{innigon1, berospe}@doctor.upv.es,
{jagil, jsahuqui, apont}@disca.upv.es

Web user behavior has widely changed over the last years. To perform precise and up-to-date web user behavior characterization is important to carry out representative web performance studies. In this sense, it is valuable to capture detailed information about the user's experience, which permits to perform a fine grain characterization.

ABSTRACT

Two main types of tools are distinguishable: complex commercial software tools like workload generators and academic tools. The latter mainly concentrate on the development of windows applications which gather web events (e.g., browser events) or tools modifying a part of the web browser code.

In this paper, we present CARENA, a client-side browser-embedded tool to capture and replay user navigation sessions. Like some commercial software packages our tool captures information about the user session, which can be used later to replay or mimic the gathered user navigation. Nevertheless, unlike these software packages, our tool emulates the original user think times since these times are important to obtain precise and reliable performance results. Among the main features of CARENA are: multiplatform, open source, lightweight, standards based, easily installable and usable, programmed in JavaScript and XUL.

KEY WORDS

Open source, Internet, multiplataform, programming.

ISSN 1692-1798

INTRODUCTION

The main goal of Web performance research is to reduce the users' perceived latency. An important set of research has concentrated on techniques like caching or prefetching web contents. Many of them have developed simulation models to evaluate their proposals, using real or synthetic traces to carry out the experiments.

§This work has been partially supported by the: Spanish Government Grant CYCYT TIC2001- 1374-C03-02

Nowadays, due to the fast growth of the number of web users, studies focusing on the web server capacity planning or stressing are becoming more and more interesting for web server administrators. Capacity planning studies predict the server performance for a hypothetical increase of its workload volume. Stressing studies can be seen as the natural extension of capacity planning studies; these works predict the maximum number of users that a server can support at the same time without degrading its performance. These studies require a solid understanding of the workload and the users´ behavior.

The most straightforward and accurate way to model a single user consists in instrumenting its own browser to collect the logs and other navigation characteristics. Furthermore, if the adequate information is collected, the gathered navigation session can be entirely and accurately replayed again. This fact enables that one gathered session could be replayed as many times as desired like some workload generators do [6][13][14].

The user behavior characterization can also be done by analyzing the log files obtained either in a proxy or in a web server. These files collect information about the web users' activity. Nevertheless, they usually collect data for a large set of users, so clustering techniques must be applied to identify typical patterns.

We analyzed a representative set of developed tools to capture web client behavior information (both commercial and academic), and we found some shortcomings that make them not suitable for our purposes. As a consequence we have developed an open-source tool, called CARENA (CApture and Replay NAvigations). It is a browser extension that captures the HTTP headers and visualizes them in real time. Our tool gathers precise information about the navigational user's behavior and has been implemented on the top of Live HTTP

Headers Mozilla extension [1]. The CARENA code has been added in a modular way, which eases its migration to other Live HTTP Headers releases. The main features of CARENA are: i) it captures the user logs and additional information related with the navigation session, ii) it saves the navigation session into a XML structured file, iii) it permits to import navigation sessions and, iv) currently, it permits to replay in a precise way a single navigation session since it captures accurately the user think times. The captured sessions could be used to feed specific tools such as workload generators. See [13][14] for further details.

The remainder of this paper is organized as follows. Section 2 discusses the main log infor-

mation characteristics. In Section 3 we discuss some related work.

Section 4 explains the details of the proposed tool. Section 5, shows a CARENA working example. Finally, concluding remarks and future work are presented in Section 6.

The remainder of this paper is organized as follows. Section 2 discusses the main log information characteristics. In Section 3 we discuss some related work.

Section 4 explains the details of the proposed tool. Section 5, shows a CARENA working example. Finally, concluding remarks and future work are presented in Section 6.

LOGGING WEB USER REQUESTS

In order to obtain precise workload models different timing points of the web user sessions should be identified and captured; e.g., the starting of the document downloading. Log analysis can provide valuable information about the Web user behavior; although the collected information varies depending on the network point where the logs are collected; e.g., the server, the proxy or the browser.

Servers' logs usually collect information for a large set of users; therefore they collect much more information than logs gathered for a single web browser. To discern particular user behaviors from web servers' logs requires clustering techniques and specific software for analysis. In addition, the use of searcher engines makes difficult to distinguish between human navigations and robot navigations.

Like server's logs, proxy's logs also collect information for a large set of users; therefore, they also present the inconvenient that this fact involves. These logs collect information from both the client proxy side and the network side, and have been extensively used for web caching and prefetching studies.

Finally, since browser's logs collect navigation information for a single user, these logs are the most precise to characterize particular user' behavior. The main shortcoming is that monitoring browser navigations requires to instrument the browser code of the users that are part of the experiment, and to dispose the additional support for capturing, preparing and analyzing the extracted data by each browser. Despite all these advantages, few attempts have been made to instrument browsers because they do not usually offer open source code [12].

RELATED WORK

From the beginning of the WWW, researchers have concentrate on identifying the main features of user's navigations in order to characterize this workload, to detect user's behavior patterns, or for performance evaluation purposes. Despite this interest, only few tools have been developed to help researchers in these tasks.

The first attempts were proposed by Catledge and Pitkow in [9] and Tauscher and Greenberg in [10]. Both approaches instrumented the XMosaic Web browser.

The main goal was to capture all user and browser events generated. Each activity record included timestamps, the visited URL, the page title, the final action, the invoking method and the user id, among other events.

In [9] Catledge and Pitkow studied the user behavior in order to understand their strategies when navigating the Web; for this purpose they analyze the log files from a client-side point of view. They calculated the time between each event for all events across the users, and determined session boundaries by analyzing these times, adopting the heuristic that a lapse of 25.5 minutes or greater indicated the end of a "session." Their study concludes with the characterization of user navigation patterns as serendipitous browsing, general browsing and searcher.

In [10] Tauscher and Greenberg studied the history mechanisms that Web browsers use to manage the recently requested pages. Their main interest was the analysis

ISSN 1692-1798

of re-visit patterns in the navigations. As a result they formulated some empirically-based principles of how users revisit pages using graphical browser features like the XMosaic.

The study developed by Choo et al [11], attempts to understand how the staff of seven different companies used the Web to seek information related to their daily work. To gather relevant information about WWW user navigations, they used a triangulation information approach, collecting information from three sources (e.g. questionnaire survey, web usage logs and personal interviews). To obtain the user's logs they developed the tool called Web Tracker. It is a typical Window application that watches the browser and collects menu choices, button bar selections, keystroke actions, and mouse clicks. All these actions are associated with the open Web page (URL). The browser actions are recorded in an ASCII text file. Combining the information obtained from the recorded logs with those data extracted from the questionnaires and interviews they were able to reconstruct the whole navigation process.

Reeder et al [12], developed a new tool called WebLogger which captures and records a significant number of user and application events during the browsing session. These captures are documented into a log file at three conceptual levels, the Input level (e.g. user actions on the mouse or keyboard), Interface level (e.g. user action on the interface elements of IE) and Application level (e.g. High-level actions of IE, such as retrieving an URL). This tools works under Windows operating systems and was developed to interact with the Microsoft Internet Explorer (IE) Web browser. The information recorded contains the event name, a list of specific parameters related with the event, the cumulative time elapsed since WebLogger was started (millisecond precision), the differential time elapsed since the previous recorded event (millisecond precision), and the current Windows system.

The HTTPLook [4] and ieHTTPHeaders [5] are shareware and freeware Internet tools respectively; developed to provide some information about the HTTP headers. These tools only work on Windows OS. The HTTPLook [4] sniffes the information transmitted between the Client and the Server. It captures and records information related with the web object type, the used technology, the IP address, messages arrival time and transmission time. ieHTTPHeaders [5] is an explorer bar developed for the Internet Explorer (IE) web browser that allows to show the HTTP Headers sent and received. Since to these two tools were not developed for research purposes they do not include analysis or statistics facilities. Finally, a small set of web workload generators like [6] and [16] capture and record the user's logs and in order to obtain accurate information to partially generate the workload. Both are proprietary tools.

After this thorough study we can summarize that in general, the output file format of the tools mentioned in [4][5][9][10][12] is not so easy readable. Our tool CARENA solves this drawback because its output XML format helps the identification of all the elements that compose the navigation (e.g. frames, hidden frames, hole document, objects and attributes), the log file can be transformed into other generic format, (text plain, rtf, …) or a specific one. This last feature has special interest in the GUERNICA workload generator [13] [14].

The information captured is quite limited in most of the studied tools [4][5][9][11][12]. In general, just some users and browser specifics events are captured (e.g. mouse click, keystroke action, open file action). In contrast CARENA captures more relevant and accurate information about the network and the user; for instance: request and response HTTP headers size and time stamp, object size, user think time, status of whole document, document latency time stamp, start document load time stamp, end load document load time stamp, etc.

None of the discussed tools establish an estimation of the

user think time. In some web workload generators this time is usually taken as a constant [13] while others estimate it by statistical distributions [14]. Unlike these tools, CARENA carefully and accurately calculates this time.

In this scenario our proposal provides important improvements at the same time it is presented as a open code tool. In the next section we present in detail the main architecture and features of CARENA.

The CARENA solution

CARENA is a tool to capture web navigation sessions at the client browser. This tool is implemented as a web browser extension that can easily be installed on any Mozilla or Mozilla Firefox browser independently of the underlying operating system. Through this tool the user is able to capture all the navigation session, including the page requests due to user clicks and their embedded objects. The navigation session is arranged around a XML structure and it can be later saved into a file, imported and replayed. Our work was done on top of Daniel Savard's Live HTTP Headers Mozilla extension [1]. Live HTTP Header is notified when Mozilla sends or receives HTTP requests or responses and captures the headers. It shows these HTTP headers on a window in real time, allowing to replay a single request, to edit it before replaying or to save the headers to a text file. In CARENA we added several new features to fulfill our requirements.

The main CARENA feature is that it retrieves additional information for each requested object. So, for each object we do not only retrieve its HTTP request and response headers, but also we timestamp when the request was sent and the response was received; we parse the HTTP headers to obtain the HTTP method and version, the response object size, the HTTP status messages, the object and referrer URLs and finally we also estimate the object latency from the request and response timestamps. If the user interrupts the navigation by clicking on the Stop button, a status attribute indicative of this fact is added to the representative XML structure of the webpage and all of the objects requested and not yet received.

The CARENA tool detects if an object was directly requested by the user or if it was an embedded object. Objects are grouped in document structures; each structure contains both the HTML object which URL that the user requested and all the objects retrieved due to the request. The information stored for every document includes among others the document URL, the number of retrieved objects, the time when the first object was requested and the time when the last object of the mass documents was received, the document latency, the document status indicating if any fail occurred, and the user think time. All this information can be saved to an XML structured file and imported at a later time. Those files can be easily treated or parsed by external tools since they are a plain text files with XML structure.

Navigation sessions can be later replayed emulating the original user behavior by requesting only the objects that the user really requested in its navigation session. Proceed-

ISSN 1692-1798

ing this way, Mozilla automatically retrieves all the embedded objects. The replay process takes into account the previously calculated user think time in order to defer the emulated user requests as in the capture session.

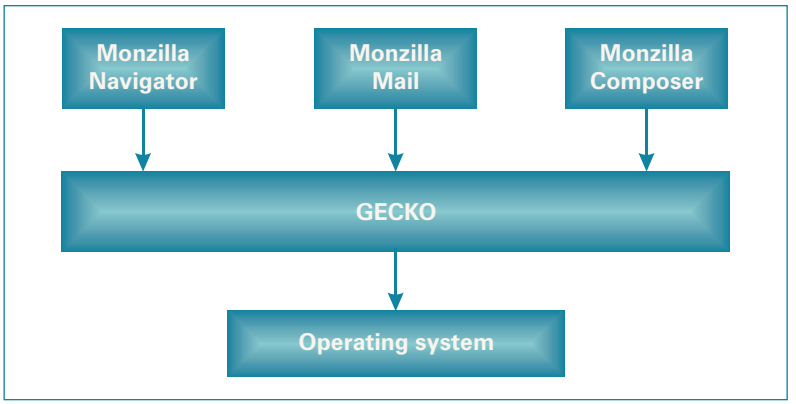
Programming Environment

Mozilla can be used by developers as a platform for creating applications that can be installed locally or run remotely over the Internet. It is a powerful and easy platform development framework to develop cross-platform applications. One does not need to get involved with the Mozilla source code to create a Mozilla application. A simple Mozilla binary that you download and install is the only development platform you need.

Currently does not exist an Integrated Development Environment (IDE), but it is possible to use many tools that make easy the application development. Some of these tools are: Venkman, DOM Inspector, XUL Maker, etc.

Venkman is a JavaScript debugger with support for breakpoints, local variable inspection, watch variables, single step, stop on error, code reformatting, etc.; And DOM Inspector is a tool for inspecting and editing the structure and widgets of the interface while the application is running, this was very helpful in the design and analysis of XML structures.

Figure 1: Mozilla Structure



The Mozilla development framework is built around several technologies, thanks to the combination of these technologies, Mozilla allows developers to create applications on top of it. Mozilla structure is composed by two layers as Figure 1 depicts:

Gecko is the software component in Netscape, Mozilla and Mozilla-based browsers that handles the parsing of the HTML, the layout of the pages, the document object model, and even the rendering of the entire application interface, is a fast, standards-compliant rendering engine that implements the W3C DOM standards. Mozilla Navigator, Mozilla Mail, etc., are written in languages such as XUL, JavaScript, and XPCOM; therefore, Gecko is the interpreter that executes them. Some advantages of this are: modularity, platform independency and that the components can be added or removed easily. XPCOM and XPConnect are complementary technologies that enable the integration of external libraries with XUL applications.

XPCOM, which stands for Cross Platform Component Object Model, is a framework for writing cross-platform, modular software, which means that is a framework which allows developers to break up monolithic software projects into smaller pieces. These pieces, known as components, are then assembled back together at runtime. XPCOM components can be written in C, C++, and JavaScript, and they can be used from C, C++, and JavaScript. As an application, XPCOM uses a set of core XPCOM libraries to selectively load and manipulate XPCOM components [7].

XPConnect is a technology which enables simple interoperation between XPCOM and JavaScript. XPConnect allows JavaScript objects to transparently access and manipulate XPCOM objects. It also enables JavaScript objects to present XPCOM compliant interfaces to be called by XPCOM objects. In other words XPConnect is the bridge between JavaScript and XPCOM components as shown in Figure 2.

XPFE (cross-platform front end) [2] was designed as a flexible interface working on any operating system. XPFE uses a number of existing web standards, such as Cascading Style Sheets, JavaScript, and XML (the XML component is a new language called XUL, the XML-based User-interface Language). In its most simple form, XPFE can be seen as the union of each technology. As shown in Figure 3. JavaScript creates the functionality for a Mozilla-based application, Cascading Style Sheets format the look and feel, and XUL creates the application's structure. Thanks to that XPFE is independent of the platform the applications created with XPFE will also be it.

XPInstall or Mozilla's Cross Platform Install provides a standard way of packaging XUL application components with an install script that Mozilla can download and execute. XPInstall enables users to effortlessly install new XUL applications over the Internet or from corporate intranet servers.

XUL (XML-based User-interface Language) Mozilla's XML-based User interface Language that lets build feature-rich cross platform applications that can run connected or disconnected from the Internet. It creates the structure and content of an application. The XUL language defines attributes that allow the programmer to define the actions controls react to. To define the dynamic behavior of the application, one can define JavaScript functions that will be called when certain user interface events happen.

JavaScript it is the core scripting language used in Mozilla. Three distinct levels of JavaScript are identified [2] as shown in Figure 4. The user interface level manipulates content through the DOM. The client layer calls on the services provided by XPCOM. JavaScript calls methods and gets data from scriptable components. Finally, the application layer is available to create XPCOM components.

The Mozilla DOM Core JavaScript interface implementation is an API to access HTML and XML documents. It provides web developers a structural representation of the documents and defines the way the structure is accessed by using JavaScript. Some methods like getElementById, getElementsByTagName, createElement, and createTextNode are provided by the DOM interface which permits querying and handling documents.

The Observer Service allows a client listener to register and unregistered for notifications of specific string referenced topics. Service also provides a way to notify registered listeners and a way to enumerate registered client listeners. The internal Mozilla notification system [3] helps to capture data. This system notifies the name of the event to the observer service, which deals with the lists of components watching for events. When the observer receives notification for an event, it passes that notification on to all listening components for that event. With this technique, the system simplifies the way to react when another component triggers an action.

CARENA deals with the fol-

Figure 2: XPCOM/XPConnect

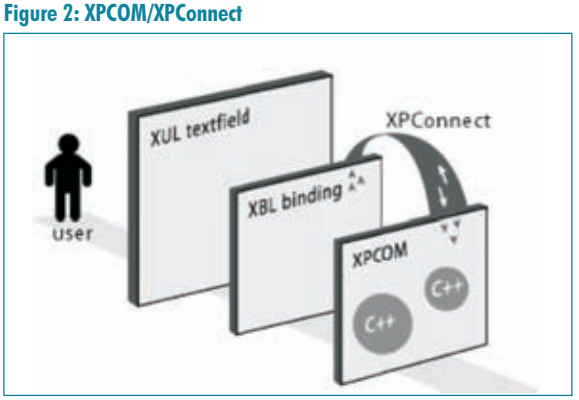
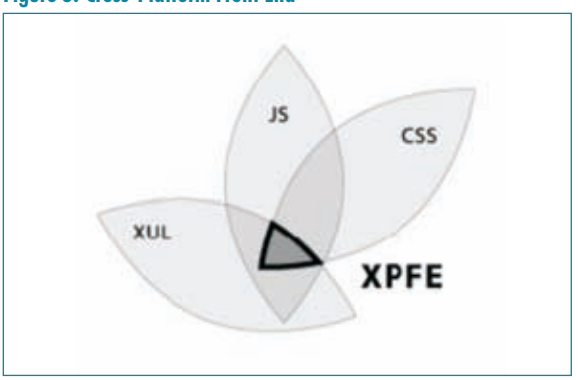


Figure 3: Cross-Platform Front End



ISSN 1692-1798

lowing Mozilla events: object request, object response, document start, document end and document failure. Mozilla notifies CARENA when any of these events occurs; then, CARENA processes and stores the information on the internal DOM structure and shows the headers in the CARENA window.

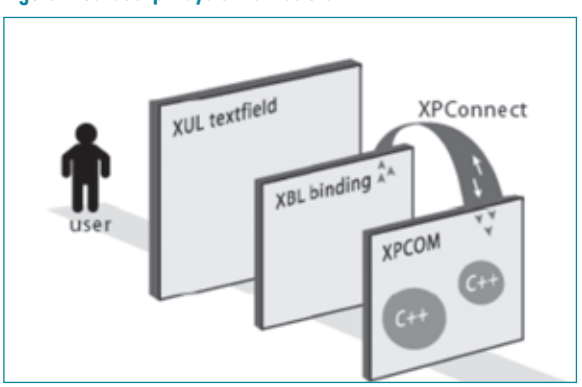
Capturing

CARENA uses an XML object structure for the captured information. This structure is accessed trough the Mozilla DOM Core JavaScript interface implementation. HTTP request and response headers for a requested web object are stored into a JavaScript object that was created at the moment of the request.

Headers are parsed to extract information like file size, referrer web object, etc., and stored as object's attributes. Timestamps are retrieved using the core JavaScript Date object method getTime that gets the system current local time.

When a web object is directly requested by the user, a new <document> element is created into the XML structure, and a <object> element is added as the first child. New <object> element children are created as soon as new requests are issued as a result of the current user request. When an HTTP response is received, CARENA locates the object in the XML structure where the HTTP request was previously stored and then new data is added. This means that each time the user clicks on a hyperlink, on a bookmark or types a new address into the address bar; a new <document> element is created in the XML structure; and all the embedded objects of that web document will be added as children.

Figure 4: JavaScript Layers Architecture



When Mozilla reports that the document loading process has concluded (either successfully or as a result of an error occurred in the reception of the document) new attributes are added to the document element. Those attributes include the number of retrieved objects, the time when the last object of the document was completely received, the document latency, the document status indicating if some fail occurs or not, and the think time.

Frames and iframes, are stored as document children, like web objects but using a different XML tag. Since a document loaded on a frame or iframe can contain embedded web objects, frame elements can be parent of other objects.

When a HTTP response is a redirection (3XX status responses) we store the new URL for that object as an element attribute. If the browser decides to follow the redirection, the new request for the web object will be stored as a new object of the current <document>.

Saving and Importing

Since we have the objects requests, responses and additional information stored in a XML structure, we can save it into a file. That file contains all the information available in memory, including headers, URLs, referrers, timestamps, latency, and the most important, the relation between objects, documents and frames.

The XML session file can be used by external tools to easily read, modify or even write their own navigation session files using existing XSL manipulation libraries. The XML file can be easily opened, read and parsed to retrieve all suitable information.

In order to import a saved session the user must select the XML file to import in a dialog window. After cleaning the XML structure, the XML file is loaded and parsed in order to fill up a new XML structure. During parsing, a content model

based on the XML DOM is built [2]. Additionally the HTTP requests and responses are displayed in the headers window. Once the importing process has concluded, all variables will have exactly the same values they had when the file was firstly saved.

Session XML files can be easily edited and modified by other tools before importing. This allows to modify previous navigation sessions think times, headers, requests, etc., before replaying the session and comparing the results.

Replying

The original Live HTTP Headers allow to select a HTTP header request, to modify it and send it again. In CARENA we added the possibility to replay the entire navigation session, not only a single request. This new 'Replay All' feature repeats the page HTTP request headers previously stored in the XML structure. The same URLs that the user directly requested when the navigation session was captured are now sent. CARENA does not request the original embedded objects that were retrieved when capturing the session; this job is done by the web browser that will retrieve any embedded object as usual. If the original website has not changed since capturing, then the embedded objects will be the same; otherwise, they probably will be different ones, depending on the changes that the website had had.

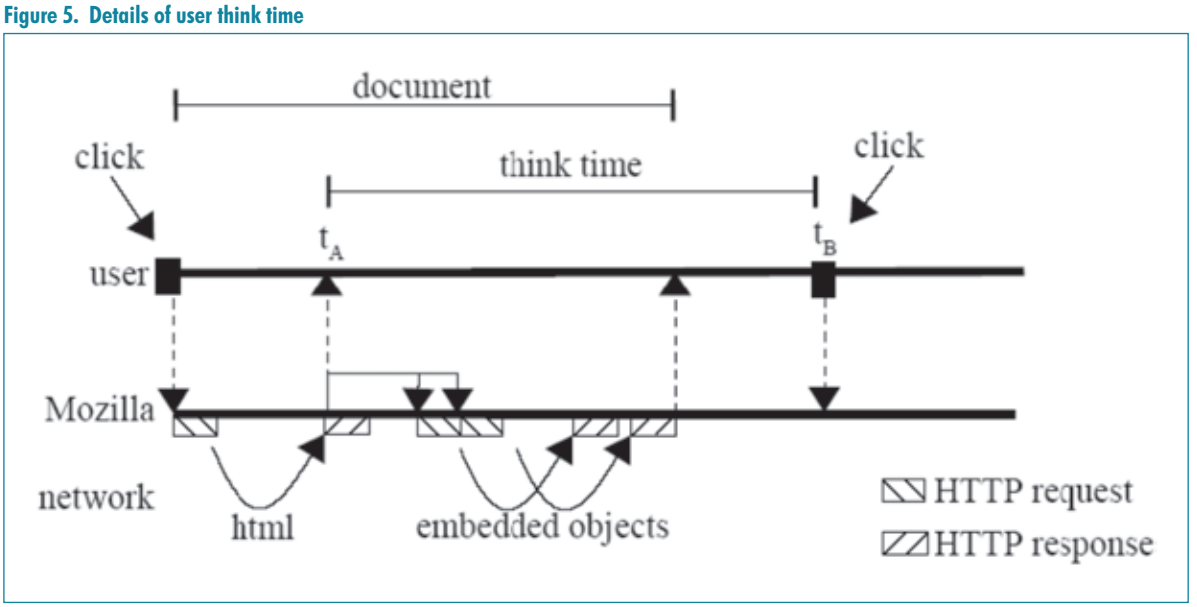
The original user think time is used to accurately replay the navigation session.

This think time is usually a weakness in most current web workload generators; hence, it is usually simplified or taken as a constant. The user think time estimation is one of the main features of our tool, since it is precisely estimated in order to provide an accurate navigation replaying. As Figure 5 shows, the original user think time is calculated as the difference between the captured values of tB and tA.

Where tA stamps the time in which the header part of the response arrives and the web page begins to render on the user screen, and tB represents the time at which the user submits a request for a new page. We could have calculated the think time as the difference between the time when the last object of a document is completely received and the next click, but due to the nature of incremental rendering of current browsers we selected the method explained before.

The think time calculation may deviate in some situations. Some factors that may affect the precision are the file size, the number of embedded ob-

Figure 5. Details of user think time



ISSN 1692-1798

jects, the relevance of embedded objects, the user previous knowledge of the content, and the position of the relevant links in the webpage.

When replaying navigations, many website or network failures can rise; forinstance, pages requested in original sessions may not exist in future sessions. In order to prevent these kinds of failures we use a timeout. When the timeout expires the tool assumes that the page is unavailable, therefore it executes the next request.

It is also possible to clear the browser disk and memory caches before starting the replay, in order to make it even more accurate.

WORKING EXAMPLE

Using CARENA to capture navigation sessions is extremely easy. It is started through the "Tools – Web developer" Mozilla menu. Once the Mozilla web browser and CARENA are open, any object the web browser requests to the network will be captured by our tool.

Figure 6 shows an example while retrieving the E2EMON05 website, HTTP headers are shown on the tool main window while browsing as soon as objects needed to compose the page are being retrieved.

By using the "Save All…" button, the navigation session can be saved to an XML structured file that contains all the gathered information, including HTTP headers, timestamps and additional information. Figure 7 illustrates a navigation session where the user has requested three documents, as it is shown in the example, the first document requested is composed by three frames, and the first object of this document is the frame definition document while each document loaded in each frame appears into the <frame> label.

The "Import" button can be used to retrieve a saved session. And the replay of a single request can be achieved by selecting it into the main window and clicking into the "Replay…" button. The "Replay All" button allows replaying a whole session, the session replied can be the one being captured or a previously saved.

Table 1 summarizes five repetitions of a session retrieving three documents, showing the deviations of the latency and think time from the original session; it reveals that while latencies suffer great deviations due to the instantaneous network and server load, the think time is more accurate, because it only depends on the load of the user machine.

CONCLUSIONS

In this paper we have proposed a tool to help web performance evaluation studies through a Mozilla extension that captures and replays browsing sessions. Our tool not only measures time related variables but also permits to accurately replay the complete navigation sessions.

The capture functionality can be used to get accurate data

Figure 6: Navigating in Mozilla while CARENA captures the session

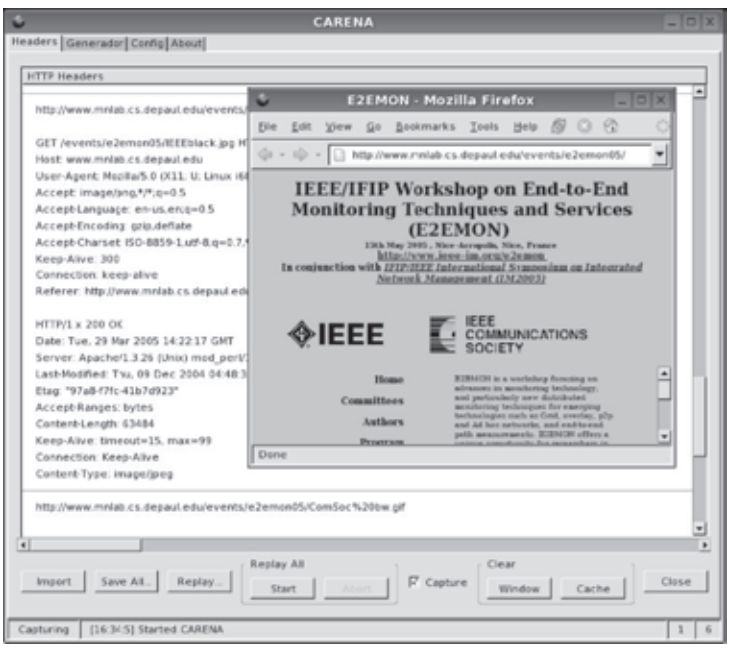


Table 1: Deviations from the original session

		URI		
		./Index.htm	./organizers.htm	./importantdates.htm
DocLatency Deviation	repetition 1	0,00%	-30,13%	-30,13%
	repetition 2	9,30%	-40,38%	-30,13%
	repetition 3	8,31%	-30,77%	-19,87%
	repetition 4	10,36%	-40,38%	-30,13%
	repetition 5	9,30%	-40,38%	-30,13%
docThinkTime deviation	repetition 1	-0,42%	0,54%	
	repetition 2	-0,71%	3,93%	
	repetition 3	-0,99%	0,57%	
	repetition 4	-1,70%	1,11%	
	repetition 5	-0,99%	3,93%	

Figure 7: Part of the XML structured file

```
<?Xml version="1.0"?>
   <CARENA>
     <document url="http://www.mnlab.cs.depaul.edu/events/e2emon05/" numObjects="4"
             timeStart="1108463215920" timeEnd="1108463217436" docLatency="1516"
             docStatus="EndDocumentLoad" docThinkTime="11016">
       <object url="http://www.mnlab.cs.depaul.edu/events/e2emon05/" requestT="1108463215920"
             status="HTTP/1.x 200 OK" usercl="1" loadFlags="589824" method="GET" version="1.1"
             size="621" referrer="undefined" responseT="1108463216233" latency="313">
       <request requestL="423">
         <reqHeader>GET /events/e2emon05/ HTTP/1.1</reqHeader>
         <reqHeader>Host: www.mnlab.cs.depaul.edu</reqHeader>
         ...
         <reqHeader>Connection: keep-alive</reqHeader>
       </Request>
       <response responseL="296">
         <respHeader>HTTP/1.x 200 OK</respHeader>
         ...
         <respHeader>Content-Type: text/html</respHeader>
       </response>
     </object>
     <frame url="http://www.mnlab.cs.depaul.edu/events/e2emon05/top.htm" numObjects="3">
       <object url="http://www.mnlab.cs.depaul.edu/events/e2emon05/top.htm" requestT="1108463216249"
             Referrer="http://www.mnlab.cs.depaul.edu/events/e2emon05/" status="HTTP/1.x 200 OK"
             usercl="0" loadFlags="65536" method="GET" version="1.1" size="1604"
             responseT="1108463216405" latency="156">
       <Request requestL="488">
         <reqHeader>GET /events/e2emon05/top.htm HTTP/1.1</reqHeader>
         ...
       </request>
       <response responseL="296">
         <respHeader>HTTP/1.x 200 OK</respHeader>
         ...
       </response>
     </object>
     ...
     <object url="http://www.mnlab.cs.depaul.edu/events/e2emon05/ComSoc%20bw.gif"
             requestT="1108463216405"
             referrer="http://www.mnlab.cs.depaul.edu/events/e2emon05/top.htm" status="HTTP/1.x 200
             OK" usercl="0" loadFlags="0" method="GET" version="1.1" size="3103"
             responseT="1108463216717" latency="312">
     ...
        </object>
     </document>
   <document url="http://www.mnlab.cs.depaul.edu/events/e2emon05/importantdates.htm"
             numObjects="1" timeStart="1108463231405"
             docFromFrame="http://www.mnlab.cs.depaul.edu/events/e2emon05/left.htm"
             timeEnd="1108463231561" docLatency="156" docStatus="">
       <object url="http://www.mnlab.cs.depaul.edu/events/e2emon05/importantdates.htm"
             requestT="1108463231405"
             referrer="http://www.mnlab.cs.depaul.edu/events/e2emon05/left.htm" status="HTTP/1.x 200
             OK" usercl="1" loadFlags="589824" method="GET" version="1.1" size="824"
             responseT="1108463231561" latency="156">
       ...
     </document>
   </CARENA>
```

about the client workload, to characterize the user think time, or to know about the structure of the visited web pages as the number, type, size, etc. of embedded objects. Analyzing the captured navigation sessions a complete Web taxonomy can be performed. For instance: a) HTTP headers patterns and frequencies, b) Response times from the client point of view, considering the whole web page or each web object individually. c) web structure and content; for example, number of objects per page, object and page size, full page transmission time, and reutilization of objects in different parts of the Web site. d) web usage; analyzing how people access web pages and uses them in order to obtain the navigational behavior and also to discover the user access patterns, browser patterns, revisit frequency of Web pages and user think time. With the above results, suggestions about design structure and usability of WWW pages, sites and browser can be done.

The replay functionality can be useful as a load generator for comparison purposes in a wide range of web performance research projects; for instance, proxy management algorithms or prefetching algo-

ISSN 1692-1798

rithms. It can also be used to automate functionality test processes of web applications.

The output file characterizes a real web navigation session, but other applications can be proposed. For instance: i) import and replay navigation sessions synthetically generated. ii) import previous navigation session and replay it in different network environments or conditions in order to compare the impact of those differences. iii) import a modified navigation session and replay it with the same network conditions in order to compare the impact of that modification.

The size of the navigation session file depends on the number of browsed pages, how many embedded objects do they contain and how many of those embedded objects are already cached on the browser. For instance, a page with 13 objects like http://www.ieee-im.org/ generates around 20 kilobytes, and a page with 40 objects like http://www.ieee.org/portal/site generates around 60 kilobytes (an object approximately takes up 1500 bytes on XML formatted file).

With respect to the overhead introduced by CARENA, the CPU time is negligible with respect to the one used by Mozilla; the memory needed is barely noticeable since CARENA code contains less than 2.000 of JavaScript lines, and most of the requirements (i.e., XPCOM, XPFE, XUL, DOM, JavaScript machine) are already loaded and used by Mozilla for browsing purposes. Furthermore, memory consumption for data structures does not impose a problem when navigation sessions are shorter than several hours.

ACKNOWLEDGMENTS

We would like to thank to Daniel Savard for the development of the Open Source

Live HTTP Headers Mozilla extension in which we based our work, as well as all people that are involved in developing and improving Mozilla project.

REFERENCES

[1] Live HTTP Headers website. http://livehttpheaders.mozdev.org/

[2] David Boswell, Brian King. Creating Applications with Mozilla. O'Reilly Editors. September 2002, http://books.mozdev.org

[3] Introduction to Mozilla source code. Http://www.mozilla.org/hacking/codingintroduction.html#xpcom

[4] Sniffer HTTPLook website. Http://www.httpsniffer.com/

[5] ieHTTPHeaders website. http://www.blunck.info/iehttpheaders.html/

[6] RadView WebLOAD: http://www.radview.com. RadView Software. Recording WebLOADTM Agendas. Version 5.0.

[7] Rick Parrish, An Introduction to XPCOM. Developer Works, SOA and Web Services. Http://www-128.ibm.com/developerworks/webservices/library/coxpcom.html/

[8] Creating XPCOM Components. Http://http://www.mozilla.org/projects/xpcom/-book/cxc/html/quicktour2.html

[9] Lara D. Catledge and James E. Pitkow, , Characterizing Browsing Strategies in the World-Wide Web. Computer Networks and ISDN Systems, 27, 6 (April 1995), 1065-1073, 1995

[10] Linda Tauscher y Saul Greenberg, Patterns of Revisitation in World Wide Web Navigation, Proceedings of the SIGCHI conference on Human factors in computing systems, March 1997.

[11] Chun Choo, Brian Deltor y Don Turnball, Information Seeking on the Web: An Integrated Model of Browsing and Searching, Web Tracker: A Tool for Understanding Web Use, Asis Annual Meeting Contributed paper, 1999.

[12] Robert W. Reeder, Peter Pirolli, Stuart K. Card, Xerox PARC Tech. Report UIR-R-2000-06, 2000, WebLogger: A Data Collection Tool for Web-use Studies.

[13] Raúl Peña, Julio Sahuquillo, Ana Pont and José Antonio Gil, Modeling users' dynamic behavior in web application environments, 2nd International Working Conference on Performance Modeling and Evaluation of Heterogeneous Networks, 2004, 1-10 p.

[14] Raúl Peña, Julio Sahuquillo, Ana Pont and José Antonio Gil, Modeling users' dynamic behavior in e-business environments using Navigations International Journal of Electronic Business, 2005.

[15] Jakarta Apache. JMeter: http://jakarta.apache.org/jmeter/index.html

[16] Mercury LoadRunner. Mercury Interactive Corporation. http://www.mercury.-Com/us/products/performance-center/loadrunner/

CONTROL DE TURBINAS EÓLICAS
de velocidad variable sin sensores de velocidad

En este trabajo se presenta la metodología para el control de una turbina eólica de velocidad variable basada en una máquina asíncrona de inducción con rotor jaula de ardilla. Los posibles errores en los parámetros del observador de velocidad son corregidos on-line con la información obtenida del procesamiento digital de los armónicos de rotor presentes en la corriente de línea. Dos métodos alternativos de medición de velocidad a partir de dicha información serán presentados y comparados en la versión final de este artículo.

R. Cárdenas Dobson*, R. Blasco Giménez, R. Peña*, F. Morant Anglada, E. García Moreno, E. Quiles, A. Correcher
Dept. de Ingeniería de Sistemas y Automática.
Universidad Politécnica de Valencia (España)
rblasco@isa.upv.es
* Dept. de Ingeniería Eléctrica.
Universidad de Magallanes (Chile)
rcd@ona.fi.umag.cl

ABSTRACT

In this work the methodology for the control of an Aeolian turbine of variable velocity is presented based on a plots asynchronous of induction with squirrel cage rotor. The possible errors in the parameters of the observer of velocity are corrected on-line with the information obtained of the digital prosecution of the harmonic of present rotor in the current of line. Two alternative methods of measurement of velocity from said information will be presented and compared in the final version of this l articulate.

ISSN 1692-1798

PALABRAS CLAVES

Sistemas de control, turbina eólica, medición de velocidad, armónico ranurado.

INTRODUCCIÓN

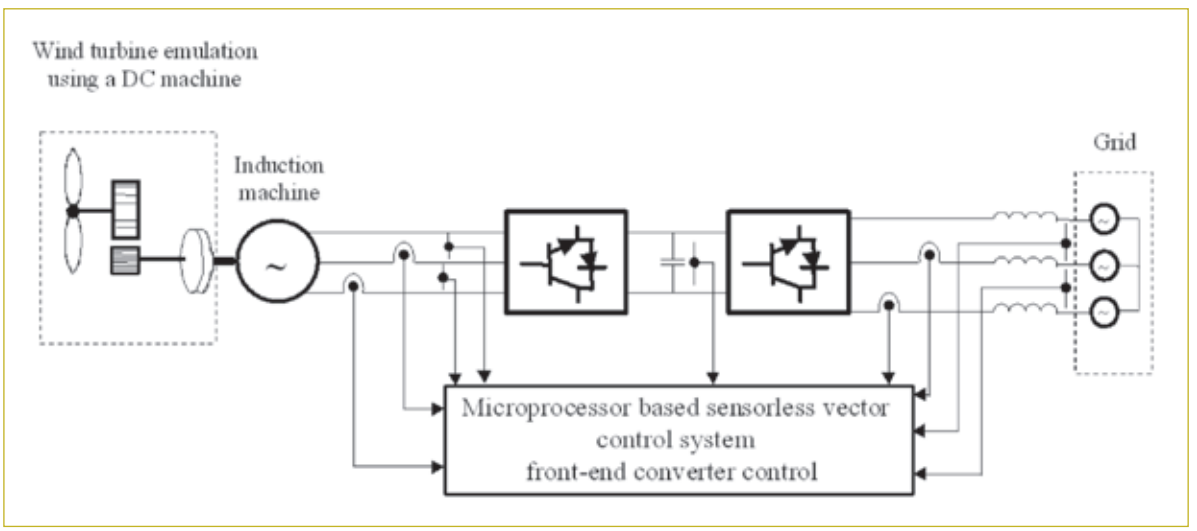
La eliminación de los sensores de velocidad y posición de los sistemas de control de velocidad de máquinas eléctricas es deseable, ya que dichos transductores suponen la introducción de nuevos elementos mecánicos en el sistema que se va a controlar, susceptibles de fallos y que requieren un adecuado mantenimiento. Esto es especialmente importante cuando se desea obtener una buena respuesta dinámica del sistema. En este caso, son especialmente notables efectos como juego en el acoplamiento mecánico del transductor o ruido esporádico introducido en la medición.

La reducción de coste introducida por la eliminación del sensor de posición y velocidad en sistemas de baja potencia es significativa, aunque éste no sería un argumento de peso en sistemas de potencias más elevadas, en los que el costo adicional del sensor es prácticamente despreciable respecto al coste total. De todos modos, en estos sistemas de potencia elevada, una información redundante de la velocidad de la máquina puede ser altamente interesante para incrementar la robustez de la turbina, y proteger así elementos de alto coste.

Las turbinas eólicas de velocidad variable permiten un mejor aprovechamiento del recurso eólico frente a las de velocidad fija. El hecho de que su velocidad de rotación sea variable hace que se adapten continuamente a las condiciones particulares de cada zona. Además, es posible controlar dicha velocidad de giro de forma que la energía extraída del viento sea maximizada. Sin embargo, su mayor ventaja no está en su mejor eficiencia, sino en su adaptabilidad. En este sentido, el diseño de turbinas de velocidad fija es mucho más arriesgado, ya que una inadecuada estimación del perfil de viento en la fase de diseño inicial puede llevar a la elección de una turbina de velocidad fija inadecuada. Dado que la evaluación y extrapolación de variables climáticas es extremadamente difícil, requiriendo series de al menos 30 años para obtener resultados consistentes, es posible deducir la cantidad de suposiciones y el nivel de riesgo económico involucrado en la elección de turbinas de velocidad fija.

Este artículo se centra en una turbina de velocidad variable con un generador de inducción conectado a la red de distribución a través de un conjunto rectificador-inversor, tal como se muestra en la Figura 1.

Figura 1. Sistema experimental para la conexión de la turbina a la red de distribución



SISTEMA DE CONTROL

Controlando la velocidad y par de la turbina eólica se puede determinar el punto de funcionamiento aerodinámico de la misma, que normalmente se elige para una extracción máxima de energía. La obtención de dicho punto de funcionamiento óptimo está ampliamente cubierta en la literatura [1]. Por lo tanto, el trabajo presentado, se centra fundamentalmente en el control de velocidad y par de la turbina, cuyas referencias vendrán dadas por alguno de los algoritmos descritos en [1].

Para la estimación de la velocidad se empleará un observador basado en las ecuaciones dinámicas del generador de inducción, cuyos parámetros han sido obtenidos mediante ensayos sobre dicho motor. El observador de flujo y velocidad utilizado está descrito en [3] (Schauder), y está basado en las siguientes ecuaciones dinámicas:

$$\frac{d\tilde{}_r}{dt} \quad \frac{\tilde{L}_r}{\tilde{L}_0} V \quad \tilde{R}_s i_s \quad \tilde{}\tilde{L}_s \frac{d}{dt} i_s \qquad (1)$$

$$\frac{d\hat{}_r}{dt} \quad j \quad \frac{1}{\tilde{}_r} \hat{}_r \quad \frac{\tilde{L}_o}{\tilde{}_r} i_s \qquad (2)$$

La Ec. 1 se puede considerar como un observador básico de, si se utiliza un filtro pasobajo para la realización de la integral para así evitar el problema de valores iniciales y de offsets de medición. De igual modo, se puede construir un observador de Luenberger a partir de ésta ecuación.

La Ec. 2 también proporciona una estimación de , siempre y cuando la velocidad de giro del motor w sea conocida. Con ambas estimaciones se puede construir una señal de error:

$$\hat{}_r \quad \tilde{}_r \qquad \tilde{}_r \quad \hat{}_r \qquad (3)$$

A partir de esta señal de error, puede obtenerse la velocidad de giro del motor:

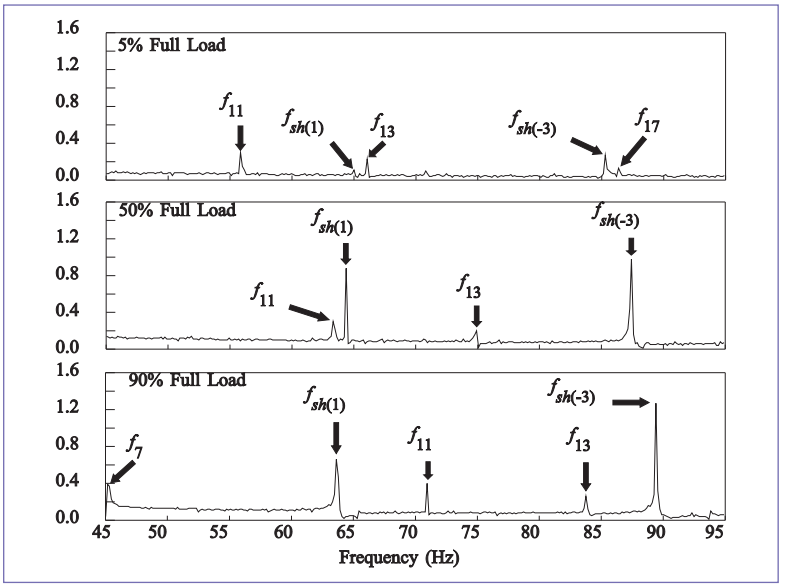
$$\tilde{} \quad K_P \quad \frac{K_I}{s} \qquad (4)$$

La estimación de la velocidad obtenida se utilizará en la Ec. 2 para obtener las Ecs. 3 y 4, estas ecuaciones garantizan la estabilidad asintótica del observador, así como su convergencia a los valores correctos de flujo y velocidad, siempre que los parámetros del motor sean conocidos con precisión [3].

Se puede demostrar a partir de la Ec. 2 que el producto es observable en el estado estacionario sinusoidal sin medición de velocidad, siendo w_{sl} el deslizamiento del motor y la constante de tiempo del rotor. Esto quiere decir que los errores en la estimación se traducirán inmediatamente en errores en la estimación de la velocidad del rotor.

Por otro lado, es posible obtener información de la posición y/o velocidad del rotor a partir de asimetrías en su circuito magnético. Por ejemplo, el ranurado del rotor produce unos armónicos en la corriente de línea del motor cuya frecuencia puede relacionarse directamente con la velocidad de rotación del rotor. A partir de esta medición independiente de la velocidad, se puede construir un sistema adaptativo que permita una esti-

Figura 2. Posición de los armónicos del ranurado rotórico y de la fundamental para distintas cargas



ISSN 1692-1798

mación en línea de la constante de tiempo del rotor.

Para extraer la velocidad a partir de los armónicos del ranurado del rotor se utilizarán dos métodos distintos. Por un lado, se empleará un algoritmo basado en la utilización de la Short-Time FFT[2], y por otro, se implementará la estimación de la frecuencia de los armónicos de corriente provocados por el ranurado del rotor, mediante un algoritmo de filtros notch adaptativos.

MEDICIÓN DE VELOCIDAD UTILIZANDO LOS ARMÓNICOS DEL RANURADO ROTÓRICO

Se puede demostrar [4] que el ranurado rotórico producirá armónicos de corriente estatórica de frecuencia:

$$sh \quad Z_2 \quad r \qquad 0, \qquad 0,\ 1,\ 2,\ldots \tag{5}$$

donde Z_2 es el número de barras del rotor, w_r la velocidad de giro del rotor y w_0 la frecuencia a la que se alimenta el estator.

Por lo tanto, si se conoce el valor de w_{sh}, es posible obtener una medición de la velocidad del rotor a partir de la Ec. 5. La Fig. 2 muestra la posición de los armónicos producidos por el ranurado rotórico en una máquina de inducción a distintas cargas. La amplitud de dichos armónicos está expresada como porcentaje de la componente fundamental de la corriente de línea. En la gráfica, los armónicos de la fundamental son por f_7, f_{11} y f_{13}, mientras que los armónicos de rotor son $f_{sh}(1)$ y $f_{sh}(-3)$, correspondientes a valores de k de 1 y 3 respectivamente.

En este artículo se presentan dos técnicas para obtener el valor de la frecuencia de dicho armónico y, por tanto, la velocidad real de la máquina. Una de ellas consiste en la obtención de la transformada discreta de Fourier de la corriente de la máquina, e identificar los armónicos buscados a partir de dicho espectro. Si la obtención de la transformada discreta de Fourier de N muestras se realiza cada m muestras ($m<N$), se obtiene lo que se conoce como Short Time Fast Fourier Transform (ST-FFT). La medida obtenida a partir de esta técnica presenta un retraso aproximado de $N/2$ periodos de muestreo y una precisión dependiente del tamaño de ventana utilizado (en segundos). Por lo tanto, esta medición tiene un retraso excesivo para su utilización directa como señal de realimentación, aunque es perfectamente adecuada para ajustar los parámetros del observador mencionado anteriormente.

El segundo método de obtención de la frecuencia de los armónicos del ranurado rotórico consiste en la aplicación de un filtro pasabanda a la señal de corriente, de modo que en el espectro solamente queden dos señales senoidales, una correspondiente a un armónico de la fundamental y la otra correspondiente al armónico de rotor buscado. La señal así obtenida se pasa por unos filtros eliminabanda (notch) adaptativos, de modo que cada uno de estos filtros se sintoniza mediante un sistema adaptativo basado en un criterio de máxima verosimilitud o de mínimos cuadrados recursivos [5]. Una vez que dichos filtros han eliminado completamente las dos senoidales, es posible obtener fácilmente las frecuencias de dichas senoidales, a partir de los valores a los que han convergido los coeficientes de los filtros notch.

En la siguiente sección se muestran los resultados experimentales obtenidos con un sistema compuesto por un motor de corriente continua, que simula el comportamiento aerodinámico de la turbina, y por un generador de 4 kW conectado mecánicamente a dicho motor, según lo dispuesto en la Figura 1.

RESULTADOS EXPERIMENTALES

La figura 3 muestra la precisión obtenida en la medición de la velocidad con la ST-FFT. En esta figura se muestra el error cometido en la medición de velocidad (en rpm). La traza superior recoge la precisión obtenida cuando se utiliza la FFT sin interpolación, mientras que la

Figura 3. Precisión de la ST-FFT para distintos tamaños de ventana. a) Sin interpolación, b) con interpolación.

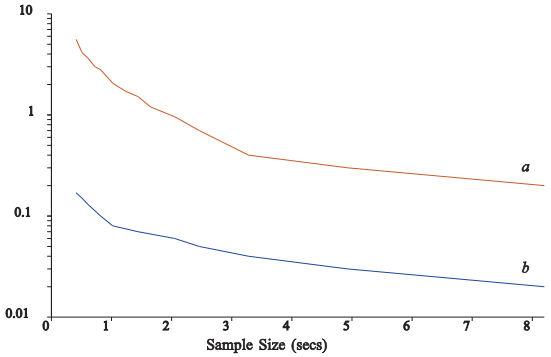


Figura 4. Adaptación de t_r ante una perturbación de carga utilizando la medición de velocidad a partir de la ST-FFT

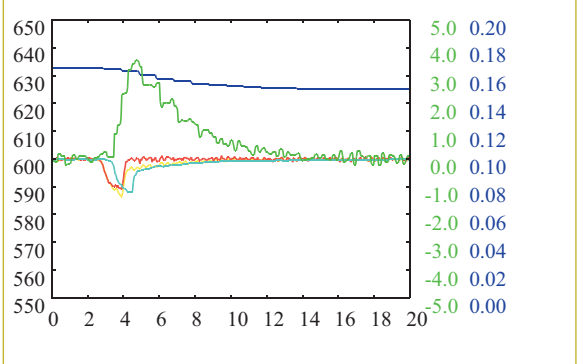


Figura 5. Convergencia del estimador de velocidad utilizando la velocidad obtenida con filtros notch adaptativos

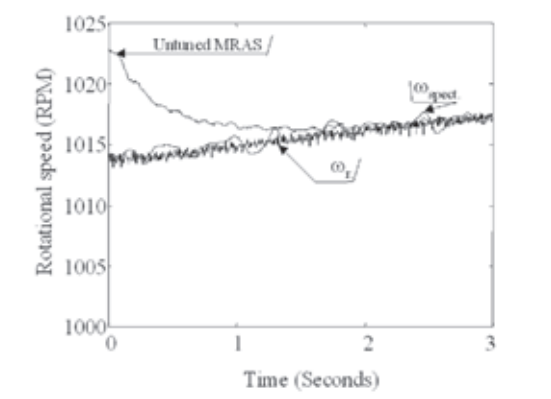


Figura 6. Funcionamiento sin adaptación de t_r

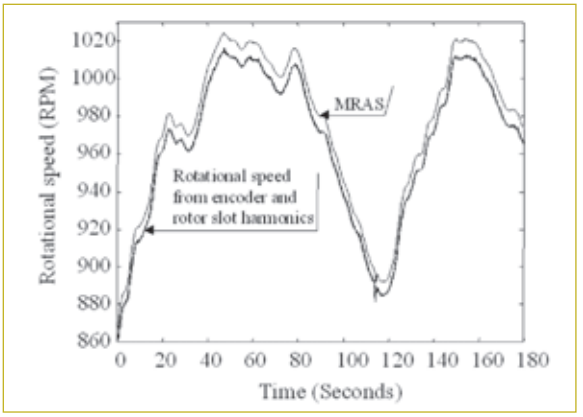
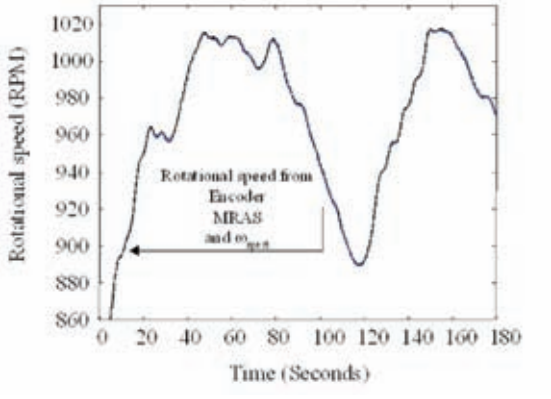


Figura 7. Funcionamiento con viento variable y con adaptación de t_r



inferior muestra el resultado de aplicar la interpolación entre valores de frecuencia, para así obtener mayor resolución [2].

En todo caso, queda claro que la precisión obtenida depende del tamaño de la muestra utilizada para la realización de la FFT. O, lo que es lo mismo, a mayor precisión, mayor retraso en la medida. La mayor precisión obtenida es de 0,02 rpm para un retraso de 4 s.

La Fig. 4 muestra las salidas del observador de velocidad, así como la velocidad real y la medida mediante la ST-FFT a partir de los armónicos de rotor. Al aumentar la carga, en t=2,5s, se observa una diferencia entre la velocidad real y la observada. Dicha diferencia es debida a errores en el valor estimado de t_r. El sistema adaptativo se comporta adecuadamente, haciendo converger t_r a un nuevo valor y eliminando el error entre la velocidad estimada y la real.

ISSN 1692-1798

La Fig. 5 muestra la convergencia de la estimación de velocidad (untuned MRAS) al valor real cuando se conecta el sistema de adaptación de t_r. Se puede comprobar que la convergencia a la velocidad real es más rápida que en el caso anterior, debido a que un menor retraso en la medición de velocidad w_{spect} ha hecho posible el diseño de un bucle adaptativo más rápido. En todo caso, se observa que el error entre la velocidad medida con los filtros notch adaptativos y la real es aproximadamente de 1 rpm. Este error contrasta con el caso anterior, donde la precisión obtenida era del orden de 0,2 rpm.

La Fig. 6 muestra el funcionamiento del generador eólico ante un régimen variable de viento. En este caso no se está realizando adaptación alguna de la constante de tiempo del rotor. Se puede comprobar claramente que la velocidad real del generador y la obtenida por el estimador difieren apreciablemente.

Por el contrario, una vez que el sistema de adaptación de la constante de tiempo rotórica está funcionando, se observa que la velocidad real y la estimada coinciden con un error menor que 1 rpm.

DISCUSIÓN Y CONCLUSIONES

Se ha comprobado experimentalmente la validez del sistema de control de velocidad de turbinas eólicas sin utilización de sensor de velocidad. Dado que en el estado estacionario sinusoidal, los errores en la estimación de velocidad y en la de la constante de tiempo rotórica no se pueden observar por separado, se ha recurrido a una medición de la velocidad del generador a partir de los armónicos producidos por el ranurado del rotor.

Se han presentado dos métodos para la extracción de velocidad a partir de dichos armónicos, uno basado en la ST-FFT y otro en la utilización de filtros notch adaptativos. Se ha comprobado que, en ambos casos, la precisión de la medición de velocidad depende del retraso incurrido en dicha medición. También se ha comprobado que ninguno de estos dos métodos es apropiado para la realimentación directa del bucle de control de velocidad, ya que presentan retrasos importantes y pueden producir, en algunos casos oscilaciones y resultados erróneos.

Por otro lado, se ha comprobado que ambos sistemas pueden utilizarse para adaptar la constante de tiempo del rotor del observador de velocidad y hacer que el error entre la velocidad del observador y la real del generador sea nulo.

Desde el punto de vista computacional, la utilización de filtros notch adaptativos resulta claramente favorable respecto de la ST-FFT, ya que su carga computacional es entre 50 y 60 veces menor.

REFERENCIAS

[1] Cárdenas, R. "Control of a Variable Speed Wind Turbine with a Switched Reluctance Generator". PhD Thesis. Nottingham, 1996.

[2] Blasco-Giménez, R; Asher, G M; Sumner, M; "The Performance of the FFT-Rotor Slot Harmonic Speed Detector for sensorless Induction Motor Drives", Proc IEE, Part B May 1996, Vol 143, No 3, 258-268.

[3] Schauder, C; "Adaptive Speed Identification for Vector Control of Induction Motors without Rotational Transducers", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 28, Nr. 5, pp. 1054-1061, October 1992.

[4] Heller, B., Hamata, V.; "Harmonic Field Effects in Induction Machines". Elsevier Scientific Publishing Co., Amsterdam, 1977.

[5] Pei, S.C., Tseng C.C.; "Real Time Cascade Adaptive Notch Filter Scheme for Sinusoidal Parameter Estimation". Signal Processing, Vol. 39, pp. 117-130, 1994.

Análisis tiempo - frecuencia mediante la TRANSFORMADA DE WIGNER-VILLE DE LA ACTIVIDAD AURICULAR PARA LA IDENTIFICACIÓN DE ARRITMIAS AURICULARES EN EL ECG SUPERFICIAL

Msc. Luis Omar Sarmiento Álvarez
losarmiento@ustabuca.edu.co
Universidad Santo Tomás, Bucaramanga, Colombia.
Coordinador de la línea de Investigación en Procesamiento de Señal GIPSE

Iván Antonio Mantilla Gaviria
Universidad Santo Tomás, Bucaramanga, Colombia.
Ingeniería de Telecomunicaciones.

En este estudio se presenta una metodología para caracterizar arritmias auriculares presentes en una base de datos marcada. El análisis inicia cancelando la actividad ventricular para obtener la actividad auricular. Luego se realiza un análisis tiempo frecuencia con la transformada de Wigner Ville y los resultados son validados con parámetros estadísticos extraídos para la duración de la frecuencia auricular dominante en el espectro de Fourier. La herramienta no sólo permite distinguir entre diferentes tipos de fibrilación auricular sino identificar transiciones entre un episodio y otro.

ABSTRACT

In this study a methodology is presented to characterize present auricular arrhythmias in a database marked. The analysis initiates canceling the activity ventricular to obtain the auricular activity. Then a frequency time analysis with it is carried out transformed of Wigner Ville and the results are validated with statistical parameters extracted for the duration of the dominant auricular frequency in the spectrum of Fourier. The not alone tool permits to distinguish among different types of fibrilacion auricular but to identify transition between an episode and another.

ISSN 1692-1798

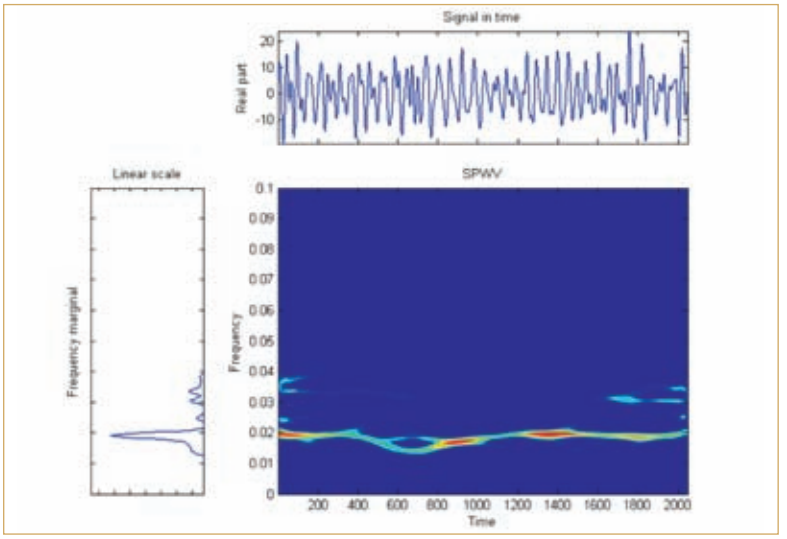
PALABRAS CLAVES

Ondas f, Análisis espectral, longitud de la frecuencia auricular dominante, análisis tiempo frecuencia.

INTRODUCCIÓN

En Colombia y en la mayoría de países del mundo, las enfermedades cardiovasculares son la principal causa de mortalidad. A su vez, la arritmia más encontrada por los especialistas en la práctica clínica es la fibrilación auricular (AF).

En los electrocardiogramas (ECG) de pacientes con AF, la onda P generada por una activación normal (ritmo sinusal) no es visible, es sustituida por una activación desordenada y continua con múltiples frentes de onda que despolarizan continuamente varias zonas de las aurículas y producen a su vez, ondas irregulares y de pequeña amplitud denominadas ondas f. Al aplicar procesamiento digital de señal a las ondas f obtenidas a partir del electrocardiograma superficial, puede obtenerse la frecuencia fibrilatoria auricular dominante. Con un valor bajo de este parámetro hay más probabilidad que la AF termine espontáneamente, respondiendo mejor a tratamientos y medicinas antiarrítmicas, mientras que con un valor alto, la AF es más a menudo persistente y refractaria a la terapia. Por esto es deseable desarrollar análisis que cuantifiquen el estado de la enfermedad AF y guíen su manejo [1].



Para extraer la señal fibrilatoria, las técnicas de filtrado lineal no son convenientes ya que las actividades auricular y ventricular se solapan espectralmente. Se emplean entonces métodos para sustraer la actividad ventricular, y obtener de este modo la actividad auricular en el ECG residual.

Estos métodos, que iniciaron con sencillas medidas para reflejar la amplitud de las ondas f, han evolucionado hasta la caracterización más detallada basada en técnicas espectrales [2], [3]. Con el análisis espectral se determina la localización del pico dominante, aportando información sobre la frecuencia fibrilatoria auricular dominante. Se ha demostrado en estudios no invasivos confirmados por registros intra-auriculares [4], [5], que esta cantidad es proporcional al periodo refractario.

El análisis espectral requiere que la actividad ventricular, en el ECG superficial, sea cancelada por técnicas de procesamiento de señal para obtener en el ECG residual la actividad auricular. La separación de estas dos actividades se ha logrado sustrayendo un complejo QRST promedio de cada uno de los complejos individuales [3], [6]. Otras técnicas empleadas para este propósito son la optimización espacio-temporal [7], [8], el análisis de componentes principales [9], la separación ciega de fuentes [10], las redes neuronales artificiales [11], y la sustracción por separado de complejos QRS y T [12].

Tradicionalmente el análisis espectral se realiza aplicando técnicas basadas en la transformada de Fourier (FT) que incluyen el promediado espectral [3], [2], [5], [13].

Con el análisis de Fourier se asume que la señal bajo estudio es estacionaria, es decir, que posee características espectrales que no cambian en el tiempo, produciéndose efectos que se extienden sobre todo el rango de frecuencias. Además la FT presenta una limitación importante al no poder analizar la evolución

de los contenidos de frecuencia de una señal en el tiempo, pues cuando se pasa al dominio de la frecuencia se pierde toda información temporal, razón por la cual, no es posible determinar los instantes en que una señal presenta cambios, alteraciones o rupturas.

Estos inconvenientes, pueden ser solucionados, describiendo la estructura tiempo-frecuencia de una señal con una superficie bidimensional [14], equivalente a una representación en frecuencia variante en el tiempo, que pueda brindar indicación de los instantes precisos en los cuales se observa la presencia de ciertas componentes espectrales. Un gran número de transformadas se han desarrollado para analizar señales no estacionarias, muchas de las cuales son agrupadas en la estructura general de la clase de Cohen. El análisis tiempo frecuencia (TF) de un ECG residual refleja segundo a segundo las variaciones en la frecuencia fundamental, pudiéndose detectar rápidamente cambios en frecuencia, regularidades, amplitud, forma de onda y estructura de la señal.

El presente trabajo surge de la necesidad de diferenciar los diferentes tipos de arritmias para proceder a la caracterización del caso que sea de interés.

PROCEDIMIENTO

La caracterización de los diferentes tipos de arritmias inicia en el ECG residual, con el procesado mediante las transformadas de Wigner-Ville y Choi-Williams para obtener las representaciones tiempo-frecuencia respectivas. Como parámetros auxiliares para lograr la caracterización de la FA, se calcula también el periodograma para localizar el pico espectral dominante y estimar la duración de la frecuencia auricular dominante (DACL). Para este último fin, se realiza la estimación de la actividad auricular de la señal ECG, se analiza espectralmente y se parametriza dicho espectro empleando una base de datos de casos de arritmias, la de la MIT [15].

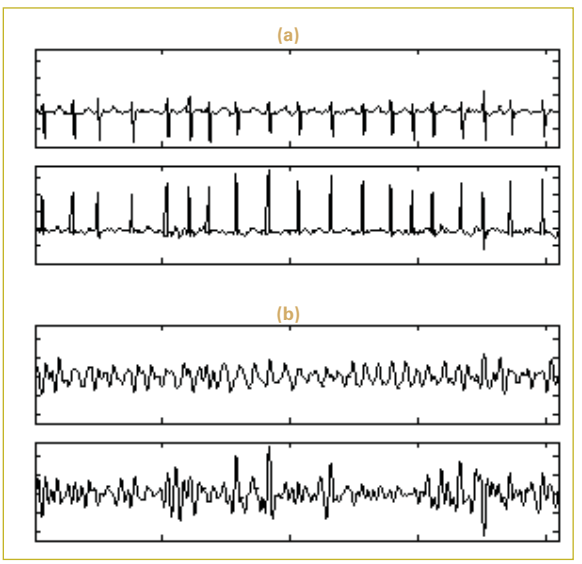
Base de datos

Se emplea la base de datos de FA de la MIT BIH que contiene principalmente FA paroxística. Esta base de datos fue tomada a 250 Hz y contiene anotaciones para indicar los diferentes tipos de ritmo. Puesto que los patrones de la fibrilación auricular son reproducibles en registros múltiples y simultáneos con mediciones repetitivas de solo ocho segundos [16], se tomaron segmentos de señal de 2048 muestras, para dar una ventana de análisis de aproximadamente 8 segundos. En total se emplearon 65 segmentos.

Pre-procesado

Cada uno de los fragmentos seleccionados fue procesado digitalmente con un filtro pasa-bajas bidireccional IIR, orden ocho, Chevichev II, frecuencia de corte en 40 Hz; y un filtro pasa-altas IIR bidireccional, tercer orden Butterworth y frecuencia de corte en 0.5 Hz. Finalmente se eliminó la fluctuación de la línea de base mediante el cálculo de la envolvente del ECG y su sustracción. No se requiere de la eliminación del ruido que introduce la red eléctrica porque no está presente en las señales analizadas.

Fig. 1.0 Dos derivaciones electrocardiográficas. (a) ECG con FA. (b) Señal residual (Ondas f).



Extracción de la actividad auricular

Para cancelar la actividad auricular, se emplea el algoritmo de sustracción del complejo promedio (TMS, Template Matching and Subtraction) [2].

ISSN 1692-1798

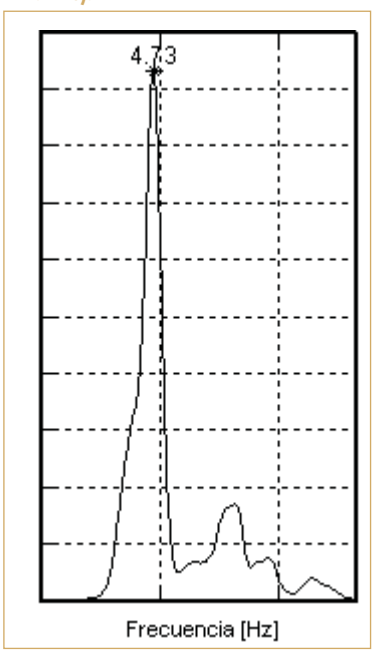
Se comienza detectando los picos R del ECG con el algoritmo de Pan y Tompkins, se genera un complejo promedio de la actividad ventricular, se alinea con cada onda R y se restan los dos, con lo que se obtiene el ECG residual que, fundamentalmente, contiene la actividad auricular presente en la derivación del ECG sobre la que se haya aplicado el algoritmo.

En Fig. 1(a) se observa una señal ECG perteneciente a un paciente con FA, y en Fig. 1(b) la señal residual con la actividad auricular luego de la sustracción.

Análisis en frecuencia

El análisis espectral se realiza aplicando el periodograma de Welch a cada segmento de 2048 muestras. Se realiza la transformada de Fourier de 8192 puntos a ventanas de 512 muestras con solapamiento de 256 muestras. En el espectro resultante se descartan las componentes de frecuencia superiores a 12Hz [3], por encima de este valor el contenido espectral con actividad auricular es bajo. En la ventana de frecuencia resultante se busca la frecuencia en la que se presenta el pico dominante o frecuencia fibrilatoria auricular dominante. En Fig. 2 se muestra el periodograma para el registro perteneciente a la actividad auricular de Fig. 1(b).

Fig. 2 Periodograma de Welch en el rango de 2 a 12 Hz con frecuencia fibrilatoria auricular dominante en 4.73 Hz (DACL de 221.4 ms).



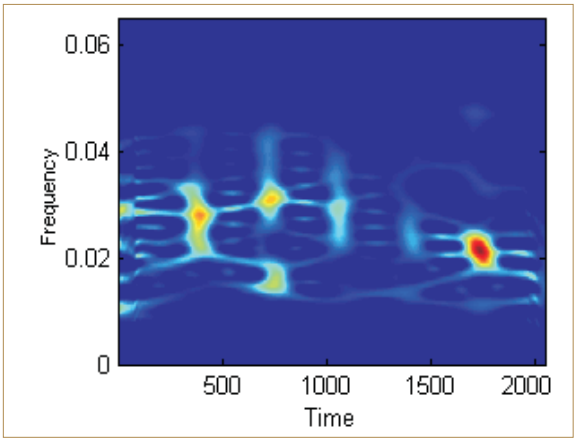
Análisis tiempo-frecuencia.

Se emplearon varias transformadas tiempo-frecuencia incluyendo las distribuciones de Choi-Williams y Wigner-Ville (WVD), pero se obtuvieron resultados más satisfactorios con la SPWVD (Smoothed Pseudo Wigner-Ville Distribution), una versión suavizada de la WVD [17]. La SPWVD se define por (1):

$$SPW_x(t,w) = \int h(\tau) \int g(s-t)\, x(s+\tau/2)$$
$$x\ (s\quad /2)\ ds\ e^{jw}\ \ d\quad (1)$$

Donde g y h son filtros suavizadores de hamming de 1/10 y 1/4 de la longitud de la secuencia original respectivamente, empleados para minimizar la interferencia típica de la WVD; x y $x*$ son la señal para transformar y su conjugada, respectivamente. En la Fig. 3 se muestra la gráfica de la SPWVD para un tramo de actividad auricular.

Fig. 3. Distribución tiempo frecuencia SPWV de la actividad auricular. El tiempo esta dado en muestras y el eje vertical corresponde a la frecuencia normalizada. La frecuencia de muestreo es de 250 Hz.



RESULTADOS

El análisis tiempo frecuencia aporta una forma alternativa para identificar la fibrilación auricular, ya que hace relevantes características en frecuencia y su respectiva ubicación en el tiempo.

El aspecto de los espectros tiempo frecuencia característicos de la actividad auricular para casos de fibrilación y flutter auricular, se muestran en Fig. 4 y Fig. 5 respectivamente. En Fig. 6 se observa la transición de FA a flutter.

En Fig. 4 se muestra la gráfica de la SPWVD para el registro de Fig. 1(b) y cuyo periodograma se muestra en Fig. 2. En Fig. 4 se observa una compo-

Fig. 4. Distribución tiempo frecuencia SPWV para un caso representativo de fibrilación auricular.

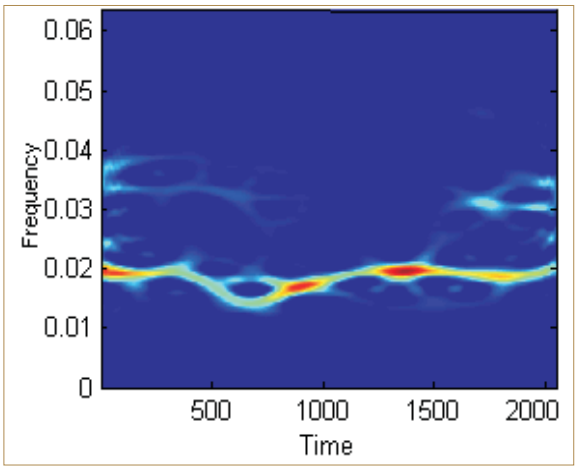
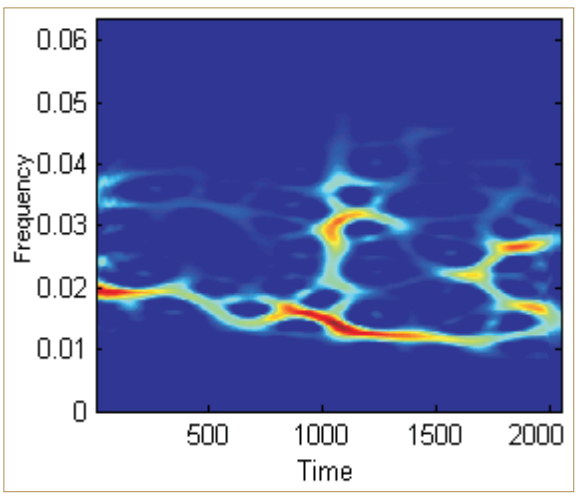


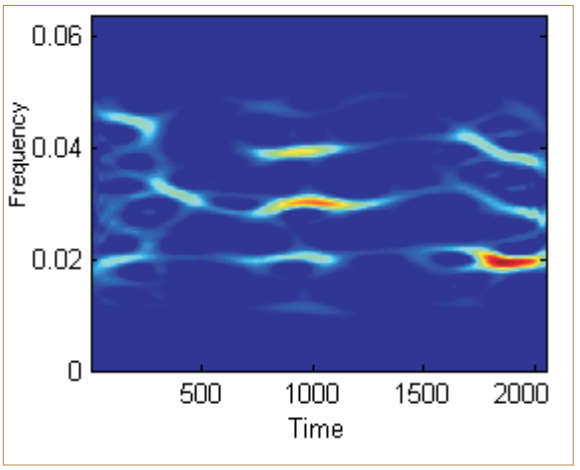
Fig. 6. Distribución tiempo frecuencia SPWV de la actividad auricular para una transición entre fibrilación auricular y flutter auricular.



nente de frecuencia con muy poca varianza temporal y levemente inferior a 0.02 que, para la frecuencia de muestreo de 250 Hz, se corresponde con la frecuencia fibrilatoria auricular dominante de 4.73 Hz mostrada en el espectrograma de Fig. 2. Así mismo, la porción del espectro por debajo de 0.04 es la que origina el pico secundario en el espectrograma.

Las diferencias en las estructuras tiempo frecuencia entre los diferentes tipos de arritmia son evidentes y pueden ratificarse si se incorporan las características extraídas mediante el análisis espectral del periodograma y el DACL.

Fig. 5. Distribución tiempo frecuencia SPWV de la actividad auricular para un caso representativo de flutter auricular.



Las Tabla I y II resumen los parámetros estadísticos empleados.

El espectro de la fibrilación auricular puede ser unimodal [3] (un único pico espectral equivalente a un DACL) o a lo sumo bimodal (dos picos espectrales). La Fig. 4 muestra un espectro unimodal entre las muestras 900 y 1500 y bimodal en el resto.

TABLA I
PARÁMETROS ESTADÍSTICOS PARA EL DACL EN FIBRILACIÓN AURICULAR

Parámetro	DACL1	DACL2
Media	193.3ms	275.2ms
Desviación Estándar	29.7ms	38.5ms

TABLA II
PARÁMETROS ESTADÍSTICOS PARA EL DACL EN FLUTTER AURICULAR

Parámetro	DACL 1	DACL 2	DACL 3	DACL 4
Media	212 ms	133 ms	131 ms	136 ms
Desviación Estándar	79.7 ms	9.5 ms	44.3 ms	50.9 ms

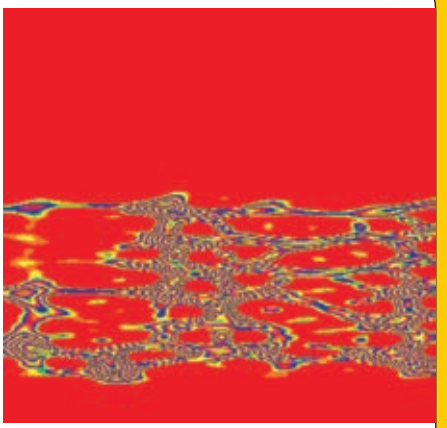
Para los registros que contienen flutter auricular, se observa que los espectros son de tipo multimodal, teniendo como mínimo tres componentes y como máximo cinco. Respecto al DACL, la fibrilación auricular se caracteriza por presentar una media de 193 ms y desviación es-

ISSN 1692-1798

tándar de 29.7 ms, mientras que estos parámetros para el caso de flutter auricular, son más representativos en el segundo DACL con valores de 133 ms y 9.5 ms respectivamente.

CONCLUSIONES

Se ha construido una herramienta que permite distinguir diferentes tipos de fibrilación auricular en una base de datos marcada empleando técnicas, tiempo frecuencia y corroborando los resultados con parámetros auxiliares extraídos del espectro de Fourier. La validación definitiva de la técnica deberá realizarse aplicando el proceso a una base de datos ciega, para posterior diagnóstico médico.



REFERENCIAS

[1] A. Bollmann. Quantification of electrical remodeling in human atrial fibrillation. Cardiovasc. Res. vol. 47, pp. 207-209, 2000.

[2] A. Bollmann, N. Kanuru, K. McTeague, P. Walter, D. DeLurgio, and J. Langberg, "Frequency analysis of human atrial fibrillation using the surface electrocardiogram and its response to ibutilide," Amer. J. Cardiol., vol. 81, pp. 14391445, 1998.

[3] M. Holm, S. Pehrsson, M. Ingemansson, L. Sörnmo, R. Johansson, L. Sandhall, M. Sunemark, B. Smideberg, C. Olsson, and S. B. Olsson, "Non-invasive assessment of atrial refractoriness during atrial fibrillation in manintroducing, validating and illustrating a new ECG method," Cardiovasc. Res., vol. 38, pp. 6981, 1998.

[4] M. Holm, R. Johansson, S. B. Olsson, J. Brandt, and C. Lührs, "A new method for analysis of atrial activation during chronic atrial fibrillation in man," IEEE Trans. Biomed. Eng., vol. 43, pp. 198210, Feb. 1996.

[5] Q. Xi, A. Sahakian, and S. Swiryn, "The influence of QRS cancellation on signal characteristics of atrial fibrillation in the surface electrocardiogram," in Proc. Comput. Cardiol., 2002.

[6] J. Slocum, E. Byrom, L. McCarthy, A. Sahakian, and S. Swiryn, "Computer detection of atrioventricular dissociation from surface electrocardiograms during wide QRS complex tachycardia," Circ., vol. 72, pp. 10281036, 1985.

[7] M. Stridh and L. Sörnmo, "Spatiotemporal QRST cancellation techniques for analysis of atrial fibrillation," IEEE Trans. Biomed. Eng., vol. 48, pp. 105111, Jan. 2001.

[8] C. Mora, J. Millet, R .Ruiz V. Ruiz y, F. Castells. "identificación de Arritmias Auriculares Mediante Análisis Tiempofrecuencia de la Actividad Auricular. Resultados de un Estudio Ciego con Señales Holter". Caseib, pp. 291-294, 2004.

[9] P. Langley, J. P. Bourke, and A. Murray, "Frequency analysis of atrial fibrillation," in Proc. Comput. Cardiol., 2000, pp. 6568.

[10] J. J. Rieta, V. Zarzoso, J. Millet Roig, R. Garcia Civera, and R. Ruiz Granell, "Atrial activity extraction based on blind source separation as an alternative QRST cancellation for atrial fibrillation analysis," in Proc. Comput. Cardiol., 2000, pp. 6972.

[11] C. Vásquez, A. Hernández, F. Mora, G. Carrault, and G. Passariello, "Atrial activity enhancement by Wiener filtering using an artificial neural network," IEEE Trans. Biomed. Eng., vol. 48, pp. 940944, Aug. 2001.

[12] J. Waktare, K. Hnatkova, C. Meurling, H. Nagayoshi, T. Janota, A. Camm, and M. Malik, "Optimal lead configuration in the detection and subtraction of QRS and T wave templates in atrial fibrillation," in Proc. Comput. Cardiol., 1998, pp. 629632.

[13] A. Fujiki, T. Tsuneda, M. Sugao. Usefulness and safety of bepridil in converting persistent atrial fibrillation to sinus rhythm. Am J Cardiol., vol. 92, pp. 472-475, 2003.

[14] Hlawatsch F, Boudreaux-Bartels G. ¨Linear and Quadratic time-frequency signal representations¨ IEEE SP Magazine 1992.

[15] MIT-BIH AFDB. Avalilable, http://www.physionet.org.

[16] M. Holm, R. Johansson, J. Brandt. Epicardial right atrial free wall mapping in chronic atrial fibrillation. Documentation of repetitive activation with a focal spread--a hitherto unrecognised phenomenon in man. Eur Heart J., vol. 18, pp. 290-310, 1997.

[17] P. Flandrin "Some Features of Time-Frequency Representations of Multi-Component Signals " IEEE Int. Conf. on Acoust. Speech and Signal Proc., pp. 41.B.4.1-41.B4.4, San Diego (CA), 1984.

EMPLEO DE LA TEORÍA DE MODOS CARACTERÍSTICOS

para el diseño de una antena de banda ancha con polarización lineal†

Eva Antonino Daviu, Marta Cabedo Fabrés, Miguel Ferrando Bataller, Alejandro Valero Nogueira
Departamento de Comunicaciones
Universidad Politécnica de Valencia
evanda@doctor.upv.es; marcafab@dcom.upv.es

Una antena de banda ancha con polarización lineal se propone en este artículo. Alimentar de múltiplo se emplea para engendrar la polarización doble. La teoría de modos típicos se utiliza para explicar el comportamiento de la antena.

ABSTRACT

A novel planar wide-band dual polarised antenna is proposed in this article. Multiple feeding is employed in order to generate dual polarisation. The theory of characteristic modes is used to explain the behaviour of the antenna.

PALABRAS CLAVES

Antenas polarizadas, modos característicos, antena banda ancha, monopolo.

INTRODUCCIÓN

En la última década se ha producido un espectacular desarrollo de nuevos sistemas de comunicaciones inalámbricos. Una de las consecuencias de este auge de las comunicaciones inalámbricas ha sido el notable aumento en la demanda de nuevos diseños de antenas. Las antenas son elementos cruciales en la puesta en marcha y funcionamiento de todo sistema de comunicación inalámbrico, y a medida que los sistemas van evolucionando, las exigencias impuestas a las mismas son cada vez mayores. Las actuales antenas, no sólo deben proporcionar unas características de radiación adecuadas, sino que también deben

ISSN 1692-1798

presentar bajo coste y tamaño reducido, deben ser conformables, y producir bajo impacto visual, tener posibilidades de mimetización en diferentes entornos (edificios, vehículos y demás).

Lamentablemente, no existe un método universal para diseñar antenas, y a menudo nos encontramos con procedimientos de diseño específicos para los distintos tipos de antenas (bocinas, lentes, antenas Yagi-Uda, ranuras, reflectores, agrupaciones, parches y otros) . En la actualidad, se está imponiendo el diseño de antenas asistido por ordenador, comúnmente denominado CAD (*Computer Assisted Design*) [1]. El diseño asistido, permite reducir considerablemente los tiempos de diseño, y se basa en el empleo de software específico, que permite analizar geometrías arbitrarias de antenas. El diseñador puede optar por desarrollar su propio código o por emplear alguno de los simuladores electromagnéticos disponibles comercialmente, como IE3D [2], FEKO [3], o ANSOFT HFSS [4]. En cualquier caso, y a pesar de la ayuda que supone el empleo de simuladores, el éxito del diseño final acaba dependiendo de la intuición y la experiencia previa del diseñador, que suele optar por modificar o combinar soluciones ya existentes, para conseguir nuevos diseños. Inevitablemente, la optimización final acaba realizándose por procedimientos de prueba y error.

Otra alternativa consiste en emplear métodos de optimización automatizados para diseñar la antena. Los métodos de diseño automatizado no requieren gran experiencia por parte del diseñador. Su finalidad es proporcionar en el menor tiempo posible y de forma automática, un diseño de antena que se ajuste a unas determinadas especificaciones. Entre estos métodos figuran las técnicas de gradiente [5], los algoritmos genéticos [6] y las redes neuronales [7]. El principal inconveniente de emplear tanto simuladores electromagnéticos, como procedimientos de optimización automatizados, es la pérdida de visión que en ocasiones se produce, de cómo funciona la antena, y cuáles son los fenómenos físicos que contribuyen a la radiación de la misma.

En este artículo se pretende demostrar que la Teoría de los Modos Característicos, formulada por Harrington y Mautz [8], constituye una alternativa muy interesante a los métodos tradicionales de diseño de antenas.Los Modos Característicos permiten comprender mejor el funcionamiento de la antena, de forma que el diseño de la misma se puede llevar a cabo de forma justificada y coherente.

A modo de ejemplo se mostrará el proceso seguido para diseñar una antena de banda ancha y polarización dual para aplicaciones móviles multiservicio. Antes de ver este ejemplo, vamos a revisar brevemente la formulación de la teoría desarrollada en [8] por Harrington y Mautz.

TEORÍA DE LOS MODOS CARACTERÍSTICOS

Los modos característicos se definen como las corrientes reales sobre la superficie de un cuerpo conductor, que dependen de la forma y del tamaño del mismo, y son independientes de cualquier fuente de excitación. Estas corrientes características pueden ser obtenidas numéricamente para geometrías de forma arbitraria y se corresponden con los autovectores, de una ecuación de autovalores ponderada de la forma:

$$X(\vec{J}_n) \qquad {}_nR(\vec{J}_n) \qquad (1)$$

Donde $R(\vec{J}_n)$ y $X(\vec{J}_n)$ representan, respectivamente la parte

real e imaginaria del operador matricial de impedancia $R(\vec{J}_n)$, y $_n$ es el autovalor asociado a cada una de las corrientes características. Puesto que $R(\vec{J}_n)$ y $X(\vec{J}_n)$ son operadores reales y simétricos, por teoría de sistemas propios se puede afirmar que al resolver (1) todos los autovalores $(\ _n)$ serán reales y todos los autovectores $(\vec{J}_n)$ podrán ser elegidos reales. Puesto que las corrientes características, J_n, forman un conjunto ortogonal, pueden ser empleadas para obtener una expansión modal de la corriente J que circula por la superficie del cuerpo conductor:

$$J \quad \frac{V_n^i J_n}{1 \quad j \ _n} \qquad (2)$$

Al término V_n^i se le denomina coeficiente de excitación modal y se define como

$$V_n^i \quad \langle J_n, E^i \rangle \quad \oint_S J_n \ E^i ds \qquad (3)$$

El coeficiente de excitación modal determina la proporción en la que se excitarán las corrientes características y por tanto, la medida en la que contribuirán a la corriente total.

Por otro lado, a partir de los autovalores, $_n$, se puede obtener información acerca de la frecuencia de resonancia y del comportamiento radiante de los modos. Un modo se encuentra en resonancia cuando su autovalor asociado vale cero. Por tanto, atendiendo a la magnitud de los autovalores podemos determinar el comportamiento radiante del modo. Los modos cuyo autovalor, en valor absoluto, sea elevado tendrán características de radiación muy pobres y contribuirán sobre todo a la energía almacenada. En contraposición, los modos cuyo autovalor sea cercano a cero, estarán próximos a la resonancia y su contribución a la radiación total será más significativa.

La independencia de los modos característicos con la fuente de excitación, permite realizar el diseño de la antena en dos partes bien diferenciadas. En primer lugar se realiza el análisis y la optimización del elemento radiante en ausencia de excitación, obteniendo sus modos, y determinando la distribución de corriente asociada a cada uno de ellos, su frecuencia de resonancia, ancho de banda y características de radiación. Posteriormente, se determina la excitación a empleada para forzar la aparición de los modos deseados. Esto es posible gracias al conocimiento de la distribución de corriente de los distintos modos, que permite, atendiendo a las simetrías, identificar el punto óptimo donde colocar la fuente de alimentación para lograr excitar el modo deseado.

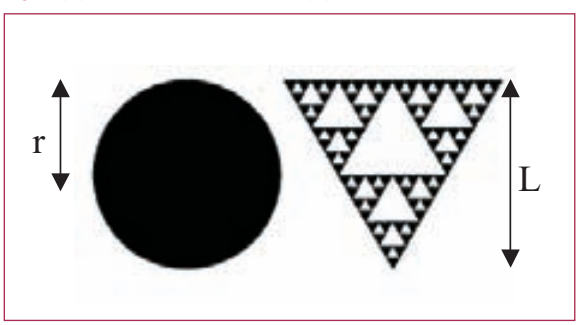
MONOPOLOS PLANOS

La rápida proliferación de los servicios de comunicaciones móviles y la aparición de diversos estándares en todo el mundo ha llevado en los últimos años a promover el desarrollo de antenas de banda ancha capaces de operar en cualquier entorno inalámbrico.

En los últimos tiempos, los monopolos planos han emergido como la gran alternativa para el desarrollo de antenas de banda ancha. Además de presentar un reducido tamaño y una estructura compacta, sus propiedades de radiación y su gran ancho de banda hacen que sean altamente recomendables para estaciones base de comunicaciones móviles, tanto en entornos *indoor* como *outdoor*.

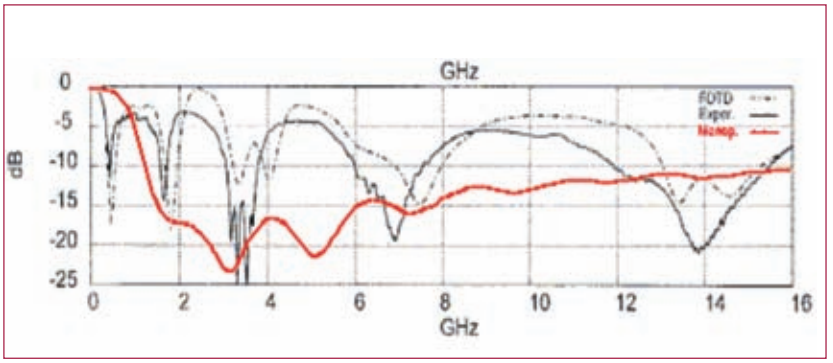
Una de las primeras aplicaciones de los monopolos planos a las comunicaciones móviles fue el monopolo de disco circular [9], desarrollado para la banda de televisión japonesa (90-770 MHz). Posteriormente se han analizado diversos monopolos planos con una gran variedad de formas, como la cuadrada, rectangular, pentago-

Fig. 1. (a) Monopolo plano circular, (b)Monopolo Sierpinski.



ISSN 1692-1798

Fig. 2. Coeficiente de reflexión de las antenas mostradas en la Fig. 1.



nal, elíptica y en punta de flecha [10-11]. De entre todas estas configuraciones, el monopolo circular es el que presenta un mayor ancho de banda de impedancia, con una ratio mayor que 1:8.

Otra tendencia observada en los últimos años ha sido el análisis y diseño de antenas fractales, como el monopolo Sierpinski mostrado en la Fig. 1 (b). Se ha demostrado que estas antenas poseen una propiedad resonante logo-periódica [12], justificándose posteriormente que el comportamiento multibanda de la antena es función principalmente de la colocación de aberturas a lo largo del eje vertical de la estructura [13]. Estas antenas fractales poseen muy buenas características de radiación, pero su limitación principal se sitúa en el comportamiento multibanda. Como se muestra en la Fig. 2, si comparamos el ancho de banda de las antenas mostradas en la Fig. 1, esto es, un monopolo circular de radio r = 22 mm y altura h = 1 mm, y el monopolo Sierpinski de dimensión total L = 88.9 mm y resto de dimensiones dadas en [12], se observa que el monopolo circular presenta un mejor comportamiento en ancho de banda de impedancia.

Recientemente en [14], se ha planteado el uso de alimentación múltiple en monopolos planos para disminuir la componente de polarización cruzada. Esta técnica se propone en el caso particular de los monopolos planos cuadrados, para mejorar sus características de ancho de banda de impedancia y pureza de polarización. En el presente artículo se propone el uso de alimentación múltiple en dos dipolos circulares con objeto de obtener una antena con polarización dual.

ANTENA DE DIPOLO CIRCULAR DOBLE

Como se ha comentado anteriormente, el monopolo circular presenta un ancho de banda de impedancia excelente. Con el fin de conseguir unir a esta característica la propiedad de poseer una polarización dual, se propone la estructura mostrada en la Fig. 3. Dicha estructura representa una antena consistente en un doble dipolo circular, con las cuatro placas circulares unidas de tal forma que sea posible alimentar la antena de una manera adecuada para generar la polarización deseada. Por tanto, sobre una misma estructura se pueden conseguir diferentes polarizaciones empleando distintos esquemas de alimentación. De esta forma, alimentando de manera simétrica con las tensiones V_1 y V_2 se consigue establecer la polarización vertical en la estructura. Del mismo modo, alimentando simétricamente con tensiones V_2 y V_4 se obtiene una distribución prácticamente horizontal de corrientes, la cual genera en la estructura unas características de radiación con polarización horizontal. Por último, en el caso de que se alimente simultáneamente con las cuatro tensiones se genera una polarización a 45º, resultado de la combinación de la polarización vertical y horizontal.

Fig.3. Dipolo circular doble, con múltiple alimentación.

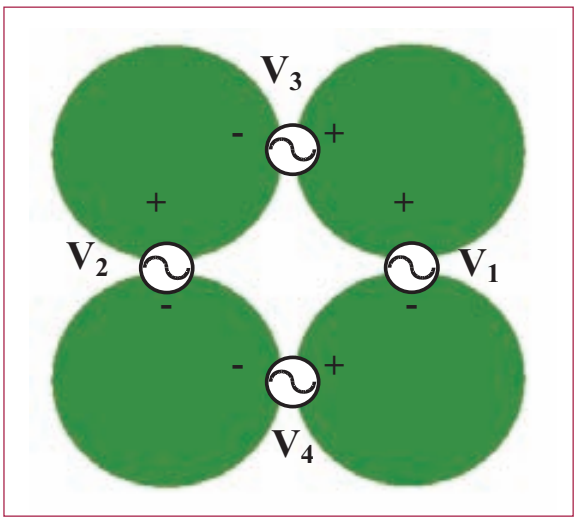
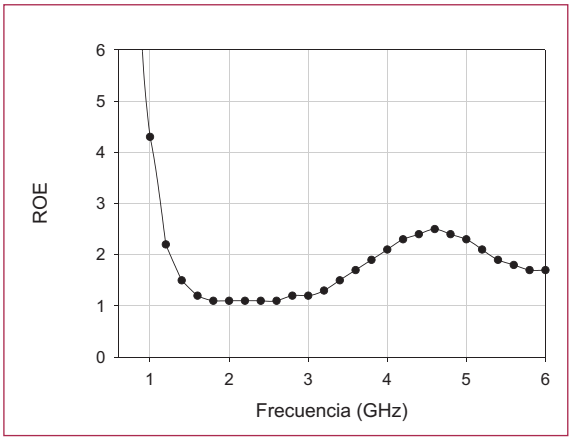


Fig. 4. ROE obtenida para la estructura mostrada en la Fig. 3.



En la Fig. 5 se representa la distribución de corrientes obtenida con IE3D al excitar la estructura con las tres configuraciones de alimentación mencionadas anteriormente, para una frecuencia de 2 Ghz. Como se observa, alimentando de manera adecuada la estructura se consiguen excitar corrientes verticales (caso a), horizontales (caso b) y diagonales (caso c), obteniéndose de esta manera las características de polarización deseadas.

La antena propuesta deriva, como hemos mencionado anteriormente, del monopolo circular. Esta antena presenta un ancho de banda de impedancia muy amplio y es conocido que al pasar de la configuración monopolo a dipolo la impedancia de la antena se duplica, lo que genera una desadaptación. No obstante, alimentando en paralelo dos puertos simétricos de la estructura (V_1-V_2 o V_3-V_4) se obtiene una adaptación bastante buena, como se observa en la Fig. 4. Ésta representa el valor de la ROE para el caso de alimentación paralela. Como se advierte en la Figura, aparece una pequeña desadaptación entre 4 y 5.5 GHz, la cual es previsible que mejore optimizando las características del diseño.

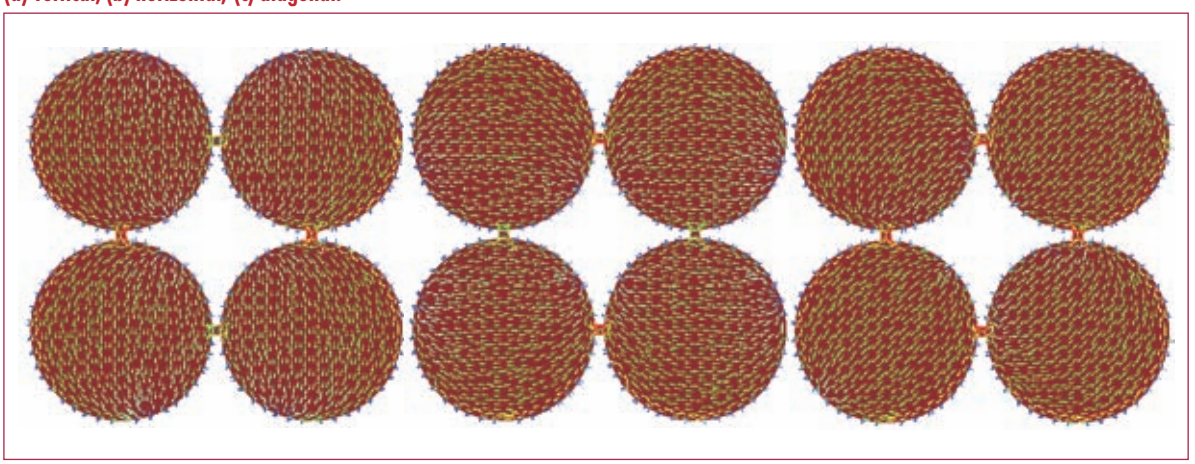
MODOS CARACTERÍSTICOS EN LA ANTENA DE DIPOLO CIRCULAR DOBLE

A continuación, vamos a explicar mediante la teoría de los modos característicos el comportamiento del dipolo circular doble, analizándolo como combinación de antenas más sencillas.

En primer lugar, en la Fig.6 se representan los tres primeros modos característicos de una placa circular, situada en espacio libre. El modo mostrado en la Fig. 6 (a) consiste en un bucle de corriente que recorre toda la placa y que presenta corrientes mucho más intensas en la periferia que en la parte central. Este modo no resuena en el rango de frecuencias analizado, y por tanto no contribuye a la radiación, presentando un comportamiento reactivo. Los modos de la Fig.6 (a) y (b) corresponden a una distribución de corrientes vertical y horizontal respectivamente.

En la Fig.7 se ilustran los tres primeros modos de la estructura formada por dos placas circulares como la anterior. Se observa que estos modos presentan la misma distribución de corrien-

Fig. 5: Distribución de corrientes obtenida con IE3D para distintas configuraciones de alimentación, a una frecuencia de 2 GHz: (a) vertical, (b) horizontal; (c) diagonal.



ISSN 1692-1798

Fig. 6: Modos propios fundamentales de una placa circular, situada en espacio libre, para una frecuencia de 2GHz: (a) Modo de bucle cerrado; (b) Modo vertical; (c) Modo horizontal.

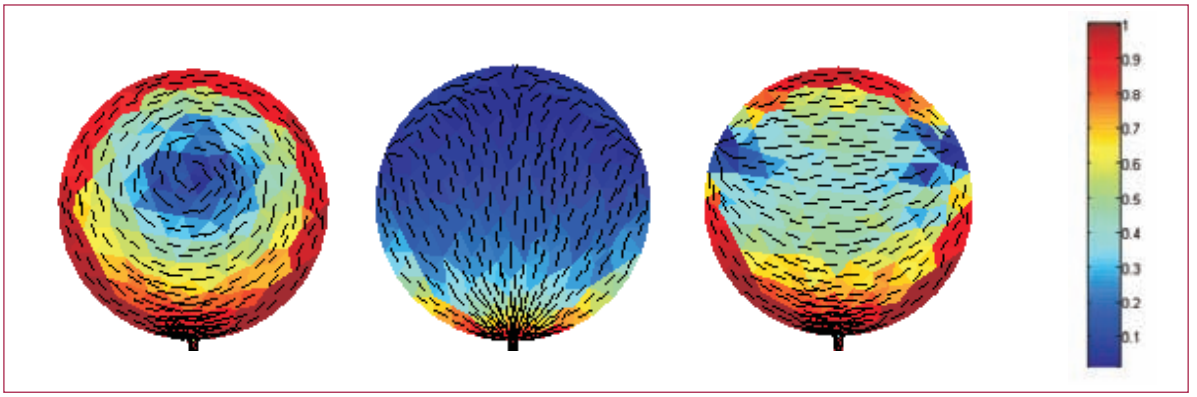


Fig. 7: Modos propios fundamentales de una doble placa circular, situada en espacio libre, para una frecuencia de 2 GHz: (a) Modo de bucle cerrado; (b) Modo vertical; (c) Modo horizontal.

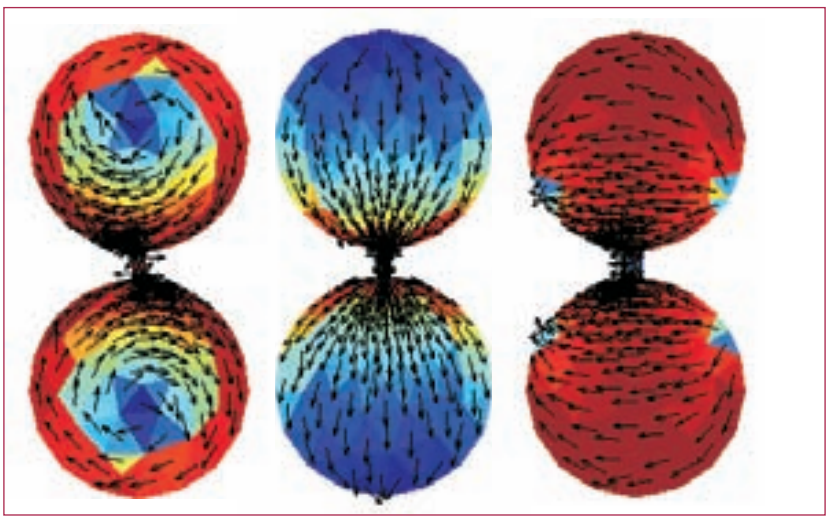
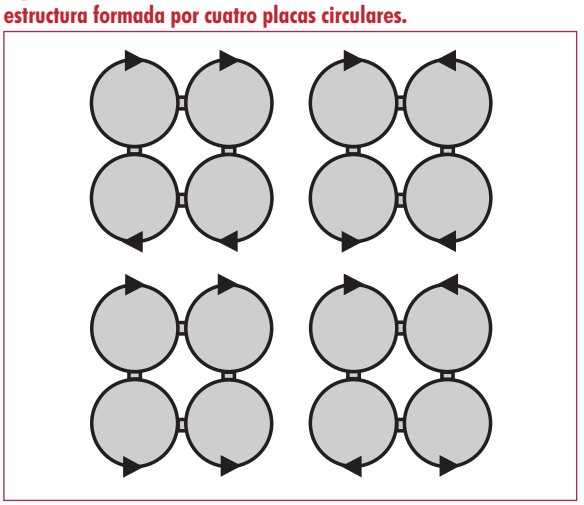


Fig. 8 Esquema de la combinación de modos que aparece en la estructura formada por cuatro placas circulares.



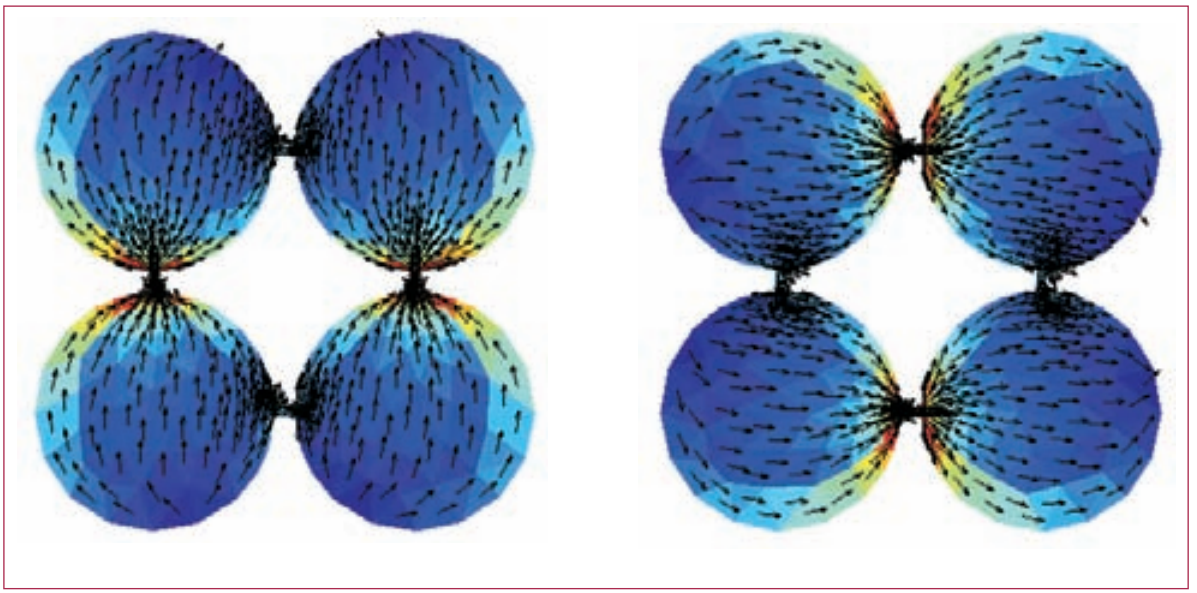
te que la placa circular: bucle cerrado, corriente vertical y corriente horizontal. El número de modos que aparecen en esta estructura es el doble que en la placa circular, puesto que se corresponden con todas las posibles combinaciones de modos de las dos placas.

Siguiendo con esta línea de razonamiento, la estructura formada por cuatro placas circulares generará un número de modos cuatro veces superior al que presenta la placa circular simple. Así, por ejemplo, para el modo de bucle cerrado de la placa simple, obtendremos la combinación de modos mostrados de manera esquemática en la Fig. 8. Estos son el resultado de combinar de todas las maneras posibles el modo de bucle cerrado en cuatro placas circulares.

Por tanto, es posible predecir los modos que aparecerán en la estructura formada por cuatro placas circulares a partir de los modos conocidos en la placa circular simple.

Por otra parte, la excitación de los modos dependerá de dónde se sitúe la alimentación en la estructura. Aunque en la antena existen todos los modos, la excitación de los mismos será proporcional a la amplitud de la corriente en el punto de alimentación. Por tanto, la ubicación de la alimentación en la estructura resulta de gran im-

Fig.9. Modos característicos de la estructura de cuatro placas circulares, para una frecuencia de 2 GHz: (a) Modo vertical; (b) Modo horizontal.



portancia para excitar adecuadamente los modos de interés.

Según se ha visto en la sección IV, dependiendo de los puntos en que se excite la estructura, aparecerá una determinada distribución de corrientes, la cual generará la polarización deseada. Cada una de estas distribuciones de corriente es debida a la excitación de unos determinados modos característicos en la estructura. Así, al alimentar con las tensiones V_1 y V_2 se obtiene una polarización vertical debido a la excitación del modo vertical en la estructura, el cual se muestra en la Fig. 9 (a). De la misma forma, con las tensiones V_3 y V_4 se excita el modo de corriente horizontal (Fig. 9 (b)). Por último, al alimentar la estructura con las cuatro tensiones se provoca la excitación de ambos modos, que se combinan dando lugar a una distribución de corrientes diagonal.

CONCLUSIONES

A partir del monopolo circular se ha derivado una antena de banda ancha y polarización dual, formada por dos dipolos circulares. Mediante el empleo de alimentación múltiple, es posible generar una polarización vertical, horizontal o a 45º en la estructura. Por último, se ha empleado satisfactoriamente la teoría de modos característicos para explicar el comportamiento de la antena al excitarla de diversas formas.

REFERENCIAS

R. A. Sainati, "CAD of Microstrip Antennas for Wireless Applications," Boston: Artech House, 1996.

"IE3D User's Manual," Release 9. Zeland Sofware Inc., Fremont, CA, USA, 2002.

"FEKO Users Manual," EM Software and Systems, Stellenbosch 7600, South Africa, 2001.

Ansoft HFSS v.7.0.11, Ansoft Corporation, Pittsburg, PA, USA.

E. K.P. Chong, S. H. ¯ak, "An Introduction to Optimization," Wiley-Interscience Series in Discrete Mathematics and Optimization. John Wiley & Sons, New York, 2001.

Y. Rahmat-Samii, E. Michielssen, "Electromagnetic Optimization by Genetic Algorithms, " New York: John Wiley & Sons, 1999.

C. Christodoulou, M. Georgiopoulos, C. Christopoulos, "Applications of Neural Networks in Electromagnetics," Artech House, 2001.

R. F. Harrington and J. R. Mautz, "Theory of characteristic modes for conducting bodies," IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. AP-19, no. 5, pp. 622-628, Sept. 1971.

S.Honda, M. Ito, H. Seki, and Y. Jingo, " A disc monopole antenna with 1:8 impedance bandwidth and omnidirectional radiation pattern," Proc. Int. Symp. Antennas Propagat., Sapporo, Japan, Sept.1992, pp.1145-1148.

N.P. Agrawall, G. Kumar, and k:p. Ray, "Wide-band planar monopole antennas", IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. 46, pp. 294-295, February 1998.

M. Cabedo, M. Ferrando, and A. Valero, "Innovative wide-band planar monopole antenna for multiservice mobile systems," JINA 2002, Nice, France, November 2002.

C. Puente and J. Romeu, "On the behavior of the Sierpinski multibanda fractal antenna", IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. 46, pp. 517-524, April 1998.

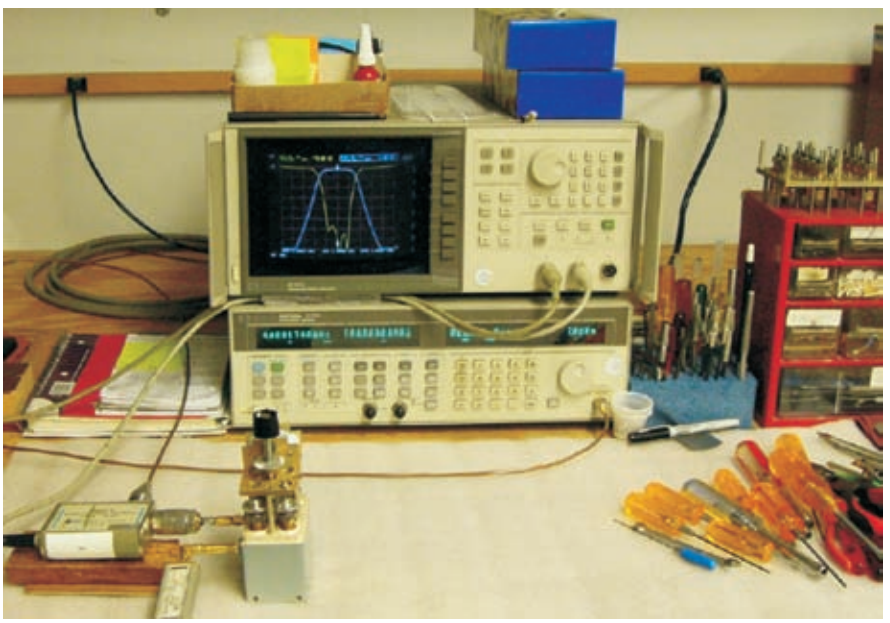
S. R. Best, "On the significance of self-similar fractal geometry in determining the multiband behaviour of the sierpinski gasket antenna", IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters., vol. 1, no. 1, pp 22-25, 2002.

E. Antonino, M. Cabedo Fabrés, M. Ferrando, A. Valero, "Novel Wide-band Double-fed Planar Monopole Antennas, " Electronics Letters, vol. 39, November 2003, pp.1635-1636.

ISSN 1692-1798

MOISTURE MONITORING WITH MAXIMUM SENSITIVITY

using Optimized Open-Ended Coaxial Microwave Sensors



Beatriz García-Baños, R. Pérez- Páez, J. Pitarch, Miguel Contelles-Cervera and **Jose M. Catalá-Civera**
Departamento de Comunicaciones,
Universidad Politécnica de Valencia.
Camino de Vera S/N, E-46022 Valencia, Spain
Tel. + 34 96 387 7821, Fax + 34 96 387 7309
e-mail: beagarba@doctor.upv.es

Open-ended coaxial probes have been extensively considered for moisture sensing. However, the accuracy obtained is dependant on the design parameters of these sensors. In this paper a new method to select the optimum parameters which maximize sensitivity is provided. Moisture measurements on quartz sand demonstrate the convenience of using this new design procedure.

RESUMEN

Las sondas coaxiales de terminación-abierta han sido extensamente consideradas para el sensado de la humedad. Sin embargo, la exactitud obtenida es dependiente de los parámetros de diseño de estos sensores. En este artículo se presenta un nuevo método para seleccionar los parámetros óptimos que maximizan sensibilidad. Las medidas de la humedad en la arena de cuarzo demuestran la conveniencia de usar este nuevo procedimiento de diseño.

KEY WORDS

Open-ended coaxial sensors, moisture content, design method, sensitivity optimization, control applications.

INTRODUCTION

In many industries, moisture content is a key parameter for determining product quality during storage, trading, processing and transportation. Thus, precise and real-time automatic control of moisture content is required in many processes, and often the microwave moisture meters have represented a very attractive solution.

However, more improvements are needed for optimum design of such instrumentation.

Other workers share with us the opinion that, besides the economic challenges, design for optimum accuracy can be considered as the main current task in microwave moisture meter development [1].

The open-ended coaxial sensor is a popular monitoring configuration for its simplicity, robustness, wide band operation and easiness of machining, thus being widely used in industrial applications [2-4]. With this method, moisture content can be non-destructively determined from measurements of the dielectric properties of the sample.

Complex and accurate models have been described in the literature, thus providing expressions for the admittance of the coaxial sensor as a function of the dielectric properties of the material under study [5-10]. This admittance basically depends upon the permittivity of the material under test, the radii of the probe and the working frequency.

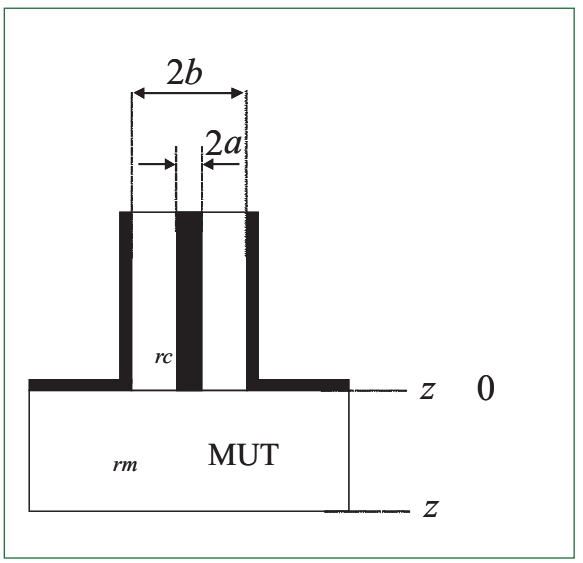
When designing coaxial sensors it is sometimes difficult to give precise guidelines for this parameter selection [11]. Some criteria for choosing the adequate probe were given in [12], valid when frequencies are sufficiently low that the simplified equivalent lumped circuit is applicable. Other criteria (e.g. small probes are better suited to measure biological materials) are based more on practical experience rather than exhaustive studies of the related equations.

In this paper, the maximisation of the sensitivity when monitoring moisture content is investigated through the involved equations. Specific design rules of experimental configurations are stablished to provide high accuracy and its convenience is demonstrated by experimental results.

MODELLING OF OPEN-ENDED COAXIAL PROBES

In this section, the expression of the probe admittance used in this study is presented. The configuration considered in this paper, is the open-ended coaxial line radiating into the common infinite half-space, which is shown in Figure 1. The coaxial line has an inner conductor radius and an outer conductor radius , filled with a dielectric of complex permittivity $_{rc}$. Surrounding the coaxial aperture, there is a metallic flange with external diameter d_f.

Figure 1. Geometry of the open-ended coaxial probe radiating into a semi-infinite dielectric layer.



The theoretical analysis of the aperture admittance of an open-ended coaxial, such as the schematic of Figure 1, was developed by Ganchev et al. in [13]. It has been chosen because it provides an accurate and broadband model of the coaxial probe response. Neglecting higher order modes, the complex aperture admittance of an open-ended coaxial line radiating into an infinite half-space dielectric satisfies equation (1) which is reproduced from [13],

$$y \quad \frac{1}{1} \quad g \quad jb$$

$$\frac{\mathring{a}_{rm}}{\sqrt{\mathring{a}_{rc}}\ln\frac{b}{a}} \int_0 \frac{[J_0(k_0 \ b) \ J_0(k_0 \ a)]^2}{æ\sqrt{\ _{rm}}^{\ 2}} d \qquad (1)$$

where is the reflection coefficient of the open-ended coaxial line, g and b are respectively the

ISSN 1692-1798

normalized conductance and susceptance of the aperture, k_0 is the wave number in free space, J_0 is the Bessel function of order 0, is the integration normalization constant, and $_{rm}$ is the complex permittivity of the material under test (MUT). For full details, the reader is referred to [13].

From previously reported studies [11,13,14], it is well known that large probe diameters yield to better results at lower frequencies, meanwhile small probes are more suitable at higher frequencies. Therefore, this relationship between coaxial radii and frequency may be used to comprise these two parameters into only a new one. This parameter is called and represents the coaxial inner radius scaled by the frequency: $= a \cdot f$. If the outer radius b is chosen so that the line has an impedance equal Z_c to, the expression of the admittance of the coaxial probe yields to:

$$y \quad \frac{1}{1} \qquad \frac{60 \quad _{rm}}{Z_c \quad _{rc} \quad _0} \quad \frac{J_0 \quad \frac{2}{c_0} \exp \frac{Z_c \sqrt{\quad _{rc}}}{60} \qquad J_0 \quad \frac{2}{c_0}}{\sqrt{\quad _{rm} \quad ^2}} \quad d \quad ^2 \qquad (2)$$

It can be seen in (2) that, if the desired characteristic impedance of the coaxial line is fixed, the coaxial admittance only depends on the parameter . This fact is important because it reduces the sensor design to the determination of only one variable.

SENSITIVITY DEFINITION

When moisture content in materials is monitored in processes and quality control applications, the interest is placed on measuring a material whose complex permittivity is changing from an initial value $_{initial}$ of (i.e. when the process starts, the material has an initial moisture content) to a final value $_{final}$ (i.e. at a point of the process, the moisture content has changed). By using (1) for these dielectric values, the following admittances of the open-ended coaxial probe would be obtained,

$$y_1 \quad \frac{1 \quad _1}{1 \quad _1} \quad \text{for} \quad _{rm} \quad _{initial} \qquad (3.a)$$

$$y_2 \quad \frac{1 \quad _2}{1 \quad _2} \quad \text{for} \quad _{rm} \quad _{final} \qquad (3.b)$$

If the coaxial sensor has high sensitivity, small changes in the material moisture content, that is, small changes in the initial dielectric constant, would lead to large changes in the probe response. That means that when the material dielectric properties change from $_{initial}$ to $_{final}$, the values $_1$ and $_2$ obtained should be as different as possible, to be able to detect any tiny change of moisture content. According to this, the probe sensitivity can be defined as the distance between the measured reflection coefficients at the beginning and at the end of the considered process.

In a previous work [15], the authors ascertained that the sensitivity is strongly dependent on the phase difference of the reflection coefficients $_1$ and $_2$, while the magnitude changes have not so decisive influence on the final sensitivity. This fact may be explained because in general, the probe is not well matched to the MUT. This causes the magnitude of the reflection coefficient to be close to 1, especially when materials with high dielectric constants are measured. Therefore, changes in the magnitude of the reflection coefficient are small, and sensitivity largely depends on phase differences between the reflection coefficients $_1$ and $_2$.

These characteristics allow concluding that the magnitude distance is not strictly needed in the definition of sensitivity. For this reason, in this study only phase distances are considered in the probe sensitivity optimisation. Applying this, the definition of sensitivity is:

$$d \quad | \quad | \quad | \quad _1 \quad _2 | \qquad (4)$$

Where represents the phase of $_1$, for $i=1,2$.

Investigations on the influence of the flange and the material sizes have been made by other authors [16] which have determined the minimum dimensions of the flange and the size of the test sample (thickness and transversal extent) to yield accurate measurements. These minimum dimensions have been considered as fixed, beacuse they represent a good trade-off between accuracy and cost. This is the reason for which the authors consider that no additional optimisation of these two parameters is needed.

Therefore, when designing a coaxial probe to monitor moisture content variations, the priority is the identification of the parameters which maximize the sensitivity shown in equation (4). However, with the definition of (2), it was stated that the design parameter which determine the probe response had been reduced to , provided that the characteristic impedance of the coaxial line is fixed (usually, $Zc=50$ for matching purposes). This means that, to obtain maximum sensitivity, only the optimum value of has to be determined.

EXPRESSIONS FOR DETERMINING THE OPTIMUM

The sensitivity of the probe response when monitoring changes in dielectric materials has been shown to depend on the parameter . Either the coaxial size or the frequency can be freely selected provided that the product between them is kept constant. Therefore, the design process of the coaxial probe configuration is reduced to the search of the optimum value of . In this section, a mathematical analysis of the equations involved in this search is performed. This permits to obtain an expression to compute the optimum given the values of $_{initial}$ and $_{final}$ of the MUT.

The probe sensitivity, which has to be maximized, corresponds to equation (4), with:

$$_{i} \quad \arg \quad _{i} \quad \arg \frac{1 \quad y_i}{1 \quad y_i} \qquad \text{for } i \quad 1,2 \qquad (5)$$

The admittances y_i are obtained with (2), where $_{rm}= \ _{initial}$ for $i=1$, and $_{rm}= \ _{final}$ for $i=2$.

The sensitivity d can be expressed as a function of inserting (5) into (4). By differentiating (4) respect to , equating to zero and applying some algebraic manipulations, it is derived that the optimum satisfies:

$$\frac{\int_0 \frac{A(\ ,\ )}{K_f} d \int_0 \frac{|C(\ ,\ )|}{|K_i|} d \quad \int_0 \frac{C(\ ,\ )}{K_f} d \int_0 \frac{A(\ ,\ )}{|K_i|} d}{\int_0 \frac{A(\ ,\ )}{K_i} d \int_0 \frac{|C(\ ,\ )|}{|K_f|} d \quad \int_0 \frac{C(\ ,\ )}{K_i} d \int_0 \frac{A(\ ,\ )}{|K_f|} d}$$

$$\frac{\int_0 \frac{C(\ ,\ )}{K_f} d \int_0 \frac{|C(\ ,\ )|}{|K_i|} d}{\int_0 \frac{C(\ ,\ )}{K_i} d \int_0 \frac{|C(\ ,\ )|}{|K_f|} d} \quad 0 \qquad (6)$$

where

$$A(\ ,\ ) \quad 2 \ [J_0(c_2 \quad) \ J_0(c_3 \quad)] \ [c_2 \quad J'_0(c_2 \quad) \ c_3 \quad J'_0(c_3 \quad)]$$

$$C(\ ,\ ) \quad J_0(c_2 \quad) \ J_0(c_3 \quad)^2$$

$$K_i \quad \sqrt{\quad _{initial}^2}$$

$$K_f \quad \sqrt{\quad _{final}^2}$$

$$c_2 \quad \frac{2}{c_0} \exp \frac{50\sqrt{\quad _{rc}}}{60}$$

$$c_3 \quad \frac{2}{c_0}$$

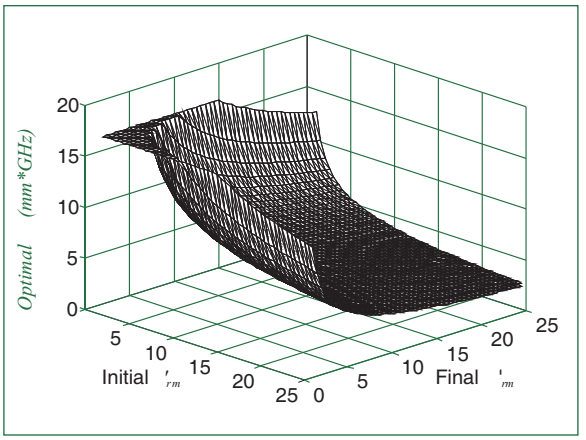
and c_o is the speed of light in vacuum.

A minimization routine was implemented to determine the optimum parameter from previous equations. The coaxial line was assumed PTFE filled. Initial and final permittivities of the MUT ranged within $[1- 0j \ , \ 100-100j]$. Figure 2 shows an example of the optimum parameter obtained solving equation (6). In this representation initial and final dielectric constants range from 1 to 25, while loss factor is $_{rm}^{"} \quad 10^{\ 2}$ in all

ISSN 1692-1798

cases. These values were chosen since they permit to observe in detail the fact that there exists a maximum value for , named $_c$ that cannot be exceeded because this would permit the superior mode TE_{10} to propagate.

Figure 2. Calculated optimal $(mm*GHz)$ **versus Initial and Final** $'_{rm}$**. Loss factor** $''_{rm}=10^{-2}$**.**



This value $_c$ can be calculated from the relation $_c=a*f_c$. Applying (4) to the expression of TE_{10} mode cut-off frequency, gives:

$$f_c \quad \frac{c_0\sqrt{5}}{a\ 1 \quad \exp\ Z_c\sqrt{\ _{rc}}/60 \quad 2\ \sqrt{\ _{rc}}} \qquad (7)$$

Using this relationship, the value of for which the cut-off frequency of the TE_{10} mode is exceeded, can be calculated directly as follows:

$$_c \quad a(mm)*f_c(GHz) \quad 16.9541 \qquad (8)$$

This result agrees with that represented in Figure 2.

In Figure 2, we can also appreciate that the optimum parameter decreases its value as the dielectric constant of initial and final material increases. This explains that at a given frequency, the sensitivity of the probes for high dielectric values is higher if the coaxial size is smaller. Similar conclusions are reached by other authors in the literature, as reported in [12,14,16].

From figure 2, it can be observed that the shape of the function makes it suitable to perform a polynomial approximation and then reduce the complexity of computing optimum from equation (6). Therefore, a bidimensional interpolation scheme was put forward which combines accuracy and fast computation. Assuming that complex permittivities $_{initial}$ and $_{final}$ are known, the expression of optimum (6) can be expanded as follows:

$$\begin{matrix} N & m \\ m\ 0 & n\ 0 \end{matrix} c_{n,m\ n} \quad \frac{1}{\ _{initial}}^{\ n} \quad \frac{1}{\ _{final}}^{\ m\ n} \qquad (9)$$

Where $c_{n,m-n}$ represents the coefficients of the polynomials of degree N.

To illustrate this, the polynomial which best fit the optimum obtained with (6), was computed for several materials. The coefficients of polynomials with degrees $N=1,2,3$ for materials with permittivities in the range [1,100], and with small, medium and high losses are given in Tables 1 (a),(b) and (c), respectively.

TABLE 1(A).
Polynomial (N=1) coefficients for approximation

	$_{rm}$ 10 ^{2}	$_{rm}$ 1	$_{rm}$ 10	$_{rm}$ 100
c_{00}	2.36	1.74	2.78	6.74
c_{10} c_{01}	15.73	19.76	4.24	2.21

TABLE 1(B).
Polynomial (N=2) coefficients for approximation

	$_{rm}$ 10 ^{2}	$_{rm}$ 1	$_{rm}$ 10	$_{rm}$ 100
c_{00}	1.92	1.80	1.79	1.41
c_{01} c_{10}	11.94	11.03	10.06	7.16
c_{02} c_{20}	-7.14	-5.61	-5.77	-2.87
c_{11}	128.00	180.63	-6.86	-14.23

TABLE 1(C).
Polynomial (N=3) coefficients for approximation

	$_{rm}$ 10 ^{2}	$_{rm}$ 1	$_{rm}$ 10	$_{rm}$ 100
c_{00}	1.24	1.53	1.58	2.21
c_{01} c_{10}	18.35	14.30	12.55	7.94
c_{02} c_{20}	-25.94	-13.56	-10.05	-4.77
c_{11}	137.57	171.18	-18.96	-26.32
c_{03} c_{30}	14.56	5.92	2.19	0.81
c_{12} c_{21}	-29.42	-3.65	7.95	13.13

The uncertainties in the resulting phase and magnitude deviation due to the approximation of were calculated for materials with dielectric constant within the range[1,100]. Given the initial and final dielectric constants of the MUT, the corresponding initial and final reflection coefficients were computed with the aid of (2). The errors were extracted by comparison between the deviation of the reflection coefficients obtained when was computed with equation (6) and when was computed with equation (9). The resulting uncertainties in the phase deviation are below 0.3º and 0.7º for $\varepsilon''_{rm}=10^{-2}$ and $\varepsilon''_{rm}=1$ respectively, and below 5º for $\varepsilon''_{rm}=10$ and $\varepsilon''_{rm}=100$ if $\varepsilon'_{initial}$ 5 and ε'_{final} 5. Also, the uncertainties in magnitude of the deviation were below 0.006, 0.02, 0.035 and 0.058 for materials with $\varepsilon''_{rm}=10^{-2}$, $\varepsilon''_{rm}=1$, $\varepsilon''_{rm}=10$, $\varepsilon''_{rm}=100$ and respectively. As can be seen polynomial interpolation of parameter provides for a fast computation of the optimum parameters of coaxial probe with reasonable accuracy. When obtaining optimum with these polynomials, care must be taken so as not to allow exceeding the maximum value obtained with (8).

MOISTURE SENSOR DESIGN

From the derived expressions for optimum , a coaxial sensor design process can be outlined. Given the values of $\varepsilon'_{initial}$ and ε'_{final}, the optimum can be calculated as described in previous section. From this value of , either the coaxial radius a or the frequency can be freely selected. In industrial applications, microwave transducers working at a fixed frequency are usually preferred because the reflectometer is then easier to implement, what leads to an important cost saving. If the material which is going to be monitored has a significant moisture content, then it can be considered as a highly dispersive material (permittivity highly dependant on frequency), an then it is convenient to estimate $\varepsilon'_{initial}$ and ε'_{final} values at a given frequency, and let the coaxial radius a be determined from optimum . On the other hand, if the material is going to present a low moisture content during the process, then it can be considered as a non dispersive material, and therefore frequency can be considered as the optimisation variable, given the coaxial radius a. Finally, radius b is that required to have an impedance of 50 at the coaxial line. With the resulting configuration, maximum sensitivity of the coaxial sensor in moisture sensing is achieved.

MEASUREMENT RESULTS

The approach described above was used to determine the optimum parameters of an open-ended coaxial probe for monitoring moisture content in quartz sand. For the experiment, the material with moisture contents of 0% and 5% were used to represent the $\varepsilon'_{initial}$ and ε'_{final} (The values are given in Table 2). Due to the considerations mentioned in last section, a fixed frequency of 3 GHz was considered and the interest was placed on finding the optimum coaxial radii.

ISSN 1692-1798

TABLE 2
Permittivities of quartz sand used in the design process at 3 Ghz

Moisture Content 0%	$_{initial}$ 2.1102 - j0.0005
Moisture Content 5%	$_{final}$ 3.1439 - j0.0793

A polynomial approximation of equation (9) with N=3 was used to determine parameter . The optimum obtained was greater than $_c$ given in (8). Therefore, according to equation (8) the optimum was fixed to =16.95. Letting f be the fixed frequency, the optimum coaxial radius a was calculated, resulting $a=5.65\ mm$. To obtain a 50 impedance line, outer coaxial radius was fixed to $b=18.7\ mm$.

In order to carry out the measurements, a coaxial probe with these dimensions was manufactured surrounded by a metallic flange of diameter $d_f=70mm$, following the suggestions given in [11]. To give a comparison between the designed probe and others of general purpose, additional measurements were also performed with the commercial open-ended coaxial probe HP85070B ($a=0.33\ mm$, $b=1.5mm$), and with an in-house made PTFE filled probe with dimensions $a=1.25\ mm$, $b=4.2mm$. A Vectorial Network Analyser (HP8510C) was employed to measure the reflection coefficient from the interface between the probes and the sand. A widespread calibration procedure was used which includes measurements of a short circuit, air and water.

Figure 3 shows the Cole-Cole diagram of the dielectric properties of quartz sand with different moisture contents, for better understanding purposes.

In figure 4 it is shown the parameter of quartz sand with different moisture contents, measured at 3 GHz with the three probes. It can be seen that more deviation of the value of magnitude and phase of is going to be obtained with the optimized sensor.

Figure 3. Cole-Cole plot of quartz sand dielectric properties as a function of moisture content.

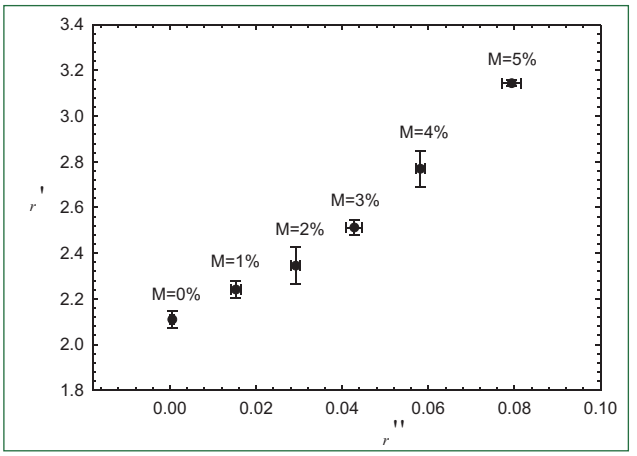


Figure 4. Parameter of quartz sand with different moisture contents.

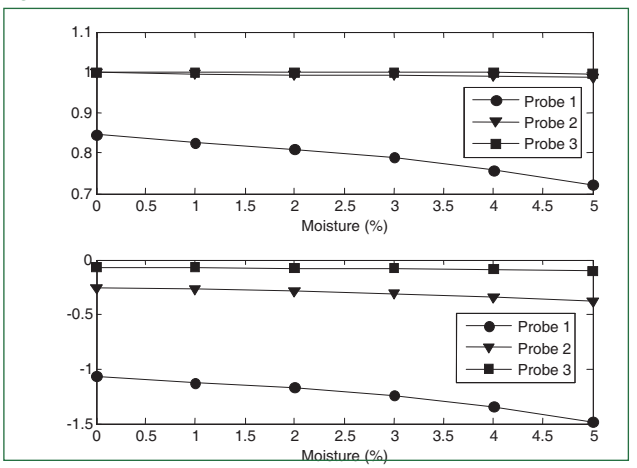
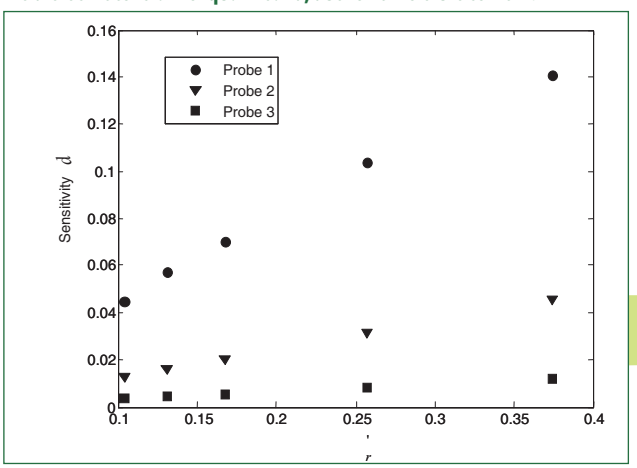


Figure 5. Sensitivity obtained with the three coaxial sensors vs the change of the dielectric constant of quartz sand, due to its moisture content.



Finally, Figure 5 shows the comparison of sensitivity d vs. the change of the dielectric constant of quartz sand (see Fig. 3) for each probe. From the figure, we can appreciate that the optimized probe (probe 2) is the one which provides the maximum discrimination.

CONCLUSIONS

In this paper, the sensitivity of open-ended coaxial sensors is analyzed, and a new procedure to determine the optimum parameters of experimental configurations is provided.

The good performance of the design method is shown by experimental results. The discrimination that can be reached when monitoring moisture content in dielectric materials is very interesting in process and quality control applications.

REFERENCES

1. S. Trabelsi, A. W. Kraszewski, S. O. Nelson, New density-independent calibration function for microwave sensing of moisture content in particulate materials, IEEE Trans. On Instrum. And Meas. 47, No. 3 (1998), 613-622.

2. E. G. Nyfors, P. Vainikainen, Industrial Microwave Sensors, Ed. Artech House (1989).

3. G. Bianchi, M. Dionigi, D. Fioretto, R. Sorrentino, A microwave system for moisture monitoring in wet powders for industrial applications, IEEE MTT Symposium Digest (1999), 1603-1606.

4. Y. Oh, Y.-G. Koo, Analysis of wave reflection from open-ended coaxial lines and application to the measurement of soil moisture and salinity, IEEE (1998), 2010-2013.

5. P. de Langhe, K. Blomme, L. Martens, D. de Zutter, Measurement of low- permittivity materials based on spectral-domain analysis for the open-ended coaxial probe, IEEE Trans. On Instrum. And Meas. 42, No. 5, (1993), 879-886.

6. J. M. Anderson, C. L. Sibbald and S. S. Stuchly, Dielectric Measurements using a rational function model, IEEE Trans. On Microwave Theory Tech. 42, No. 2 (1994), 199-204.

7. C. L. Li, K. C. Chen, Determination of electromagnetic properties of materials using flanged open-ended coaxial probe- Full wave analysis, IEEE Trans. On Instrum. And Meas. 44, No. 1 (1995), 19-27.

8. D. Blackham, R. Pollard, An improved technique for permittivity measurements using a coaxial probe, IEEE Trans. On Instrum. And Meas. 46, No. 5, (1997), 1093-1099.

9. G. Panariello, L. Verolino, G. Vitolo, Efficient and accurate full-wave analysis of the open-ended coaxial cable, IEEE Trans. On Microwave Theory Tech. 49, No. 7, (2001), 1304-1309.

10. P. Bartley, S. Nelson, R. McClendon, Dimensional Analysis of a permittivity measurement probe, IEEE Trans. On Instrum. And Meas. 51, No. 6 (2002), 1312-1315.

11. P. de Langhe, L. Martens, D. D. Zütter, Design rules for an experimental setup using an open-ended coaxial probe based on theoretical modelling, IEEE Trans. On Instrum. And Meas. 43, No 6 (1994), 810-817.

12. T.W. Athey, M.A. Stuchly, S. Stuchly, Measurement of radio frequency permittivity of biological tissues with an open-ended coaxial line: Part I, IEEE Trans.On Microwave Theory Tech. 30, No 1 (1982), 82-86.

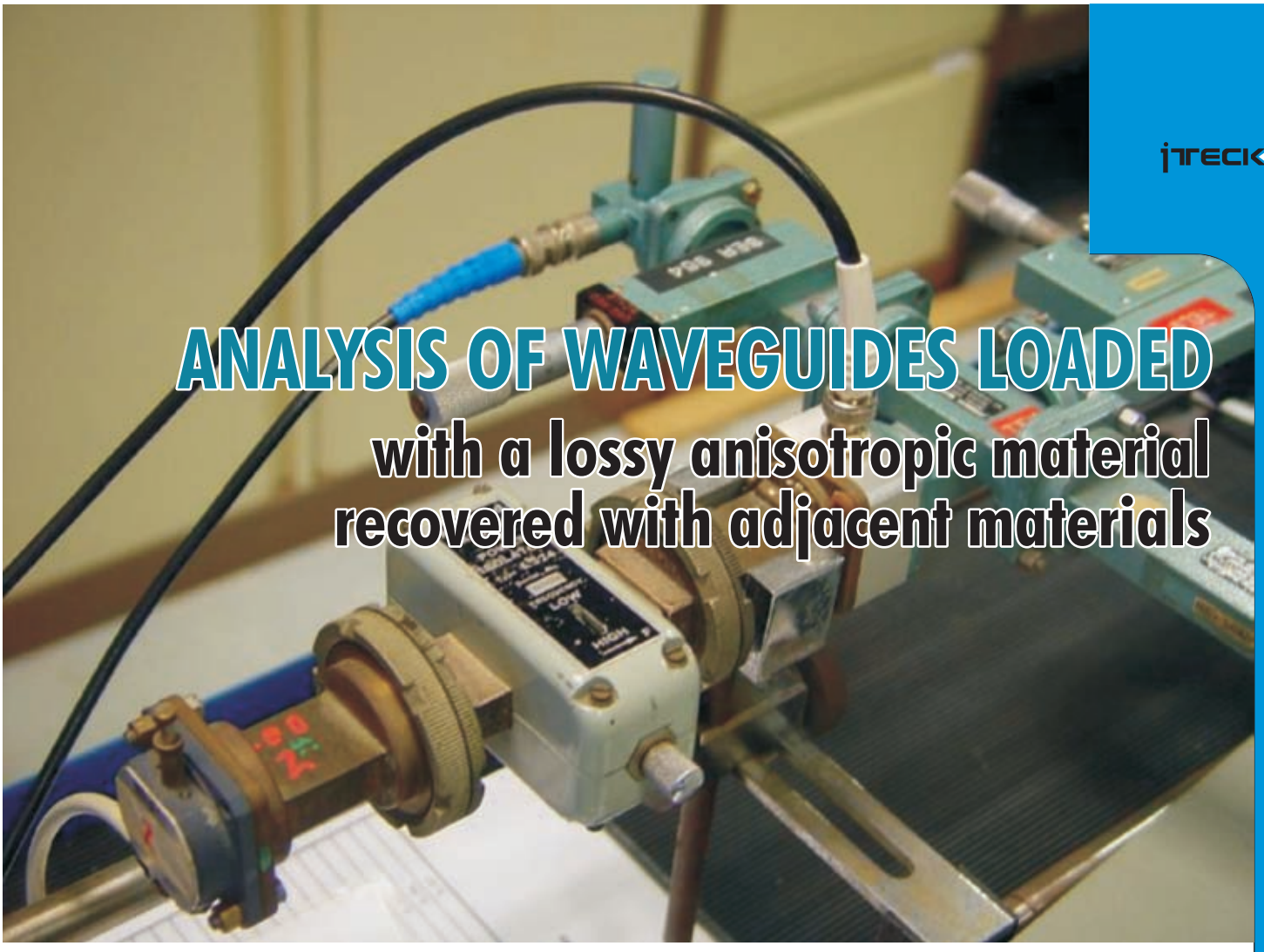
13. S. I. Ganchev, N. Qaddoumi, S. Bakhtiari, R. Zoughi, Calibration and measurement of dielectric properties of finite thickness composite sheets with open-ended coaxial sensors, IEEE Trans. On Instrum. And Meas. 44, No. 6,(1995), 1023-1029.

14. A. Gregory, N. Clarke, T. E. Hodgetts, RF and Microwave dielectric measurements upon layered materials using a reflectometric coaxial sensor, National Physical Laboratory Report, DES. 125, UK. (1993).

15. B. García-Baños, J. M. Catalá-Civera, A. J. Canós, F. Peñaranda-Foix, Design rules for the optimisation of the sensitivity of open-ended coaxial microwave sensors for monitoring changes in dielectric materials, Meas. Sci. Technol. 16 (2005), 11861192.

16. S. Stuchly, C. Sibbald, J.M. Anderson, A new aperture admittance model for open-ended waveguides, IEEE Trans. On Microwave Theory Tech. 42, No 2, (1994), 192-198.

ISSN 1692-1798



ANALYSIS OF WAVEGUIDES LOADED
with a lossy anisotropic material recovered with adjacent materials

Las guías de onda Dieléctrico-cargadas, las cuales consisten en un material dieléctrico que llena parcialmente la guía de onda, han sido analizadas extensamente por mucho tiempo. Estructuras más generales, como las guías de onda parcialmente ferrito-cargadas recubiertas con materiales adyacentes que actúan como sostenedores, son presentadas en este artículo.

Estas guías de onda no-uniformes podrían ser muy interesantes para medir las características dieléctricas y/o magnéticas de materiales anisotrópicos y para los diseños óptimos de los procesos de calentamiento donde sería deseable tener materiales adyacentes diferentes del aire. Las expresiones analíticas de los campos de la guía de onda se calculan y la técnica emparejamiento se utiliza para resolver los parámetros S en la estructura. Los resultados calculados con las simulaciones y la buena exactitud obtenida con las medidas prueban la confiabilidad de los análisis mostrados.

Miguel Contelles-Cervera, J. Pitarch, Beatriz García-Baños, Felipe L. Peñaranda-Foix, José M. Catalá-Civera and R. Pérez-Páez
Departamento de Comunicaciones,
Technical University of Valencia,
Camí de Vera s/n, 46022 Valencia (Spain),
e-mail: roprepe@doctor.upv.es

Abstract

Dielectric-loaded waveguides, which consist in one dielectric material fills the waveguide partially, have been extensively analysed along time. More general structures, as ferrite-loaded partially waveguides recovered with adjacent materials acting as holders, are presented in this Paper. These non-uniform waveguides could be very interesting for measuring the dielectric and/or magnetic properties of anisotropic materials and for optimal designs of heating processes where it would be desirable to have adjacent materials different from air. Analytical expressions of the waveguide fields are calculated and the mode-matching

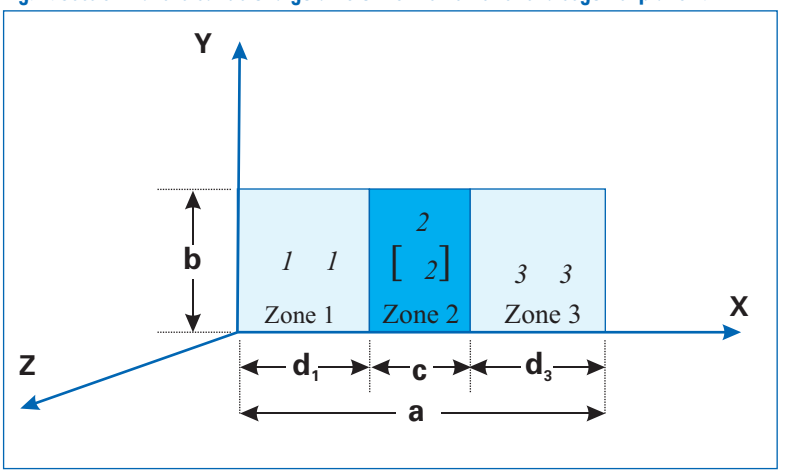
technique is used to work out the S-parameters in the structure. The results calculated with simulations and the good accuracy obtained with measurements prove the reliability of the analysis showed.

INTRODUCCIÓN

En los análisis existentes en la literatura sobre guías de onda no uniformemente rellenas según el plano E se suele asumir que el elemento que carga a la guía es un material dieléctrico isótropo, mientras que el resto de la guía se mantiene vacía [1,2], dando lugar a lo que se conoce como guía parcialmente rellena. Las propiedades que hacen tan atractivo el uso de este tipo de estructura particular son su buen comportamiento como medio de transmisión, ya que con un diseño adecuado se puede conseguir un buen ancho de banda, un aceptable nivel de potencia de transmisión y una atenuación relativamente baja [3]. Por ello, la guía parcialmente rellena se utiliza habitualmente como desplazador de fase dieléctrico [4], en la medida de propiedades dieléctricas de materiales [5] o en la medida del calentamiento y disipación en dieléctricos [6].

Sin embargo, en determinadas aplicaciones puede ser interesante contar con expresiones analíticas que tengan en cuenta estructuras más generales, como la mostrada en la Fig. 1. El análisis presentado en este artículo se basa en la

Fig. 1. Sección transversal de una guía no uniformemente rellena según el plano E.



técnica de análisis modal, al igual que los estudios presentados en [7,8]. La novedad radica en que se ha ampliado el estudio presentado en [7] a materiales cuya permeabilidad pueda adquirir la forma de un tensor, y se ha considerado, contrariamente a [8], la presencia de elementos distintos del aire a ambos extremos de la ferrita.

En esta estructura general, la obtención del campo eléctrico y magnético, con el consiguiente cálculo de los parámetros *S*, abre nuevas perspectivas de uso para este tipo de guías. Por ejemplo, esta estructura podría ser de aplicación en el diseño de dispositivos en alta potencia, como desfasadores diferenciales, conmutadores, filtros variables o aisladores de ferrita [9], pues permite considerar en la región 1 y 3 la presencia de materiales que sean buenos conductores térmicos y que, por tanto, actúen como elementos refrigerantes de la rebanada central o bien como elementos de control del calentamiento [10].

ANÁLISIS TEÓRICO

Expresión analítica de los campos

La guía de la Fig. 1 está rellena no uniformemente según el plano E por tres materiales. Los materiales de la región 1 y 3 son típicos materiales isótropos (permitividades escalares $_1$ y $_3$, permeabilidades escalares $_1$ y $_3$), mientras que el material de la región 2 es una ferrita (permitividad escalar $_2$ y permeabilidad en forma de tensor [$_2$]). Si la ferrita está en saturación alimentada por un campo magnético estático interno H_0 según el eje *y*, su tensor de permeabilidad se define como:

$$\begin{matrix} {}_2 & 0 & j_{\ 2} \\ 0 & {}_0 & 0 \\ j_{\ 2} & 0 & {}_2 \end{matrix} \qquad (1)$$

siendo:

$$_2 \quad {}_0 1 \quad {}_g 4 M_s \frac{{}_g H_0}{{}_g H_0 {}^2 \quad {}^2} \qquad (2)$$

ISSN 1692-1798

$$\quad {}_{0}\frac{{}_{g}4\ M_{s}}{{}_{g}H_{0}\ {}^{2}\ {}^{2}} \tag{3}$$

$$\quad \frac{125\ {}_{g}\ {}_{0}q}{m} \tag{4}$$

donde es la frecuencia angular (rad/s), $_0$ es la permeabilidad en el vacío ($4\ \cdot 10^{-7}\ H/m$), $4\ M_s$ es la magnetización de saturación (G), $_g$ es la razón giromagnética (rad/Oe), g es el factor de Landé (adimensional), m es la masa del electrón ($9.107\cdot10^{-31}$ kg) y q es la carga del electrón ($1.602\cdot10^{-19}$ C).

La expresión general del campo eléctrico y magnético en el interior de la guía se puede obtener en función del potencial vector eléctrico y magnético [11]. Aplicando condiciones de contorno en las paredes metálicas y condiciones de continuidad en las paredes tangenciales de las regiones, y considerando que la incidencia del modo fundamental TE_{10} únicamente va a propagar los modos LSE_{m0} [12], se obtienen las siguientes expresiones analíticas para las componentes de campo eléctrico particularizadas en cada región:

$$E_x \quad 0 \qquad \text{si} \quad 0 \quad x \quad a \tag{5}$$

$$E_y \quad \begin{array}{llllll} E_{y1}e^{\ {}^{q}z} & E_{y1}e^{\ {}^{q}z} & \text{si} & 0 & x & d_1 \\ E_{y2}e^{\ {}^{q}z} & E_{y2}e^{\ {}^{q}z} & \text{si} & d_1 & x & d_1 \quad c \\ E_{y3}e^{\ {}^{q}z} & E_{y3}e^{\ {}^{q}z} & \text{si} & d_1 & c & x \quad a \end{array} \tag{6}$$

$$E_z \quad 0 \qquad \text{si} \quad 0 \quad x \quad a \tag{7}$$

donde las componentes de onda progresiva (subíndice +) y de onda regresiva (subíndice) son:

$$E_{y1} \quad \frac{{}^{q}}{{}_{1}} A_q \sin h_{1q}x \tag{8a}$$

$$E_{y1} \quad \frac{\tilde{a}_q}{\mathring{a}_1} A_q \sin h_{1q}x \tag{8b}$$

$$E_{y2} \quad \frac{\tilde{a}_q}{\mathring{a}_1} A_q \frac{\sin(h_{1q}d_1)}{\sin(l_q c)} T_{1q}(x) \tag{9a}$$

$$E_{y2} \quad \frac{\tilde{a}_q}{\mathring{a}_1} A_q \frac{\sin(h_{1q}d_1)}{\sin(l_q c)} T_{1q}(x) \tag{9b}$$

$$E_{y3} \quad \frac{\tilde{a}_q}{\mathring{a}_1} A_q \frac{\sin(h_{1q}d_1)}{\sin(h_{3q}d_3)} R_q(h_{1q}, l_q)\sin(h_{3q}(a \quad x)) \tag{10a}$$

$$E_{y3} \quad \frac{\tilde{a}_q}{\mathring{a}_1} A_q \frac{\sin(h_{1q}d_1)}{\sin(h_{3q}d_3)} R_q(h_{1q}, l_q)\sin(h_{3q}(a \quad x)) \tag{10b}$$

Análogamente, las expresiones analíticas de las componentes de campo magnético son:

$$H_x \quad \begin{array}{llllll} H_{x1}e^{\ {}^{q}z} & H_{x1}e^{\ {}^{q}z} & \text{si} & 0 & x & d_1 \\ H_{x2}e^{\ {}^{q}z} & H_{x2}e^{\ {}^{q}z} & \text{si} & d_1 & x & d_1 \quad c \\ H_{x3}e^{\ {}^{q}z} & H_{x3}e^{\ {}^{q}z} & \text{si} & d_1 & c & x \quad a \end{array} \tag{11}$$

$$H_y \quad 0 \qquad \text{si} \quad 0 \quad x \quad a \tag{12}$$

$$H_z \quad \begin{array}{llllll} H_{z1}e^{\ {}^{q}z} & H_{z1}e^{\ {}^{q}z} & \text{si} & 0 & x & d_1 \\ H_{z2}e^{\ {}^{q}z} & H_{z2}e^{\ {}^{q}z} & \text{si} & d_1 & x & d_1 \quad c \\ H_{z3}e^{\ {}^{q}z} & H_{z3}e^{\ {}^{q}z} & \text{si} & d_1 & c & x \quad a \end{array} \tag{13}$$

Siendo las componentes de onda progresiva y de onda regresiva:

$$H_{x1} \quad \mathrm{j}\frac{{}^{2}_{q}}{{}_{1}\ {}_{1}} A_q \sin h_{1q}x \tag{14a}$$

$$H_{x1} \quad \mathrm{j}\frac{{}^{2}_{q}}{{}_{1}\ {}_{1}} A_q \sin h_{1q}x \tag{14b}$$

$$H_{x2} \quad \mathrm{j}\frac{{}^{2}_{q}}{e2\ \ 1} A_q \frac{\sin(h_{1q}d_1)}{\sin(l_q c)} T_{1q}(x) \quad \mathrm{j}\frac{{}_{2}l_q}{2\ \ q} T_{2q}(x) \tag{15a}$$

$$H_{x2} \quad \mathrm{j}\frac{{}^{2}_{q}}{e2\ \ 1} A_q \frac{\sin(h_{1q}d_1)}{\sin(l_q c)} T_{1q}(x) \quad \mathrm{j}\frac{{}_{2}l_q}{2\ \ q} T_{2q}(x) \tag{15b}$$

$$H_{x3} \quad \mathrm{j}\frac{{}^{2}_{q}}{{}_{3}\ {}_{1}} A_q \frac{\sin(h_{1q}d_1)}{\sin(h_{3q}d_3)} R_q(h_{1q}, l_q)\sin(h_{3q}(a \quad x)) \tag{16a}$$

$$H_{x3} \quad \mathrm{j}\frac{{}^{2}_{q}}{{}_{3}\ {}_{1}} A_q \frac{\sin(h_{1q}d_1)}{\sin(h_{3q}d_3)} R_q(h_{1q}, l_q)\sin(h_{3q}(a \quad x)) \tag{16b}$$

$$H_{z1} \quad j\frac{h_{1q}\tilde{a}_q}{{}_{1}\mathring{a}_1} A_q \cos h_{1q}x \tag{17a}$$

$$H_{z1} \quad j\frac{h_{1q}\tilde{a}_q}{{}_1\mathring{a}_1}A_q \cos h_{1q}x \qquad (17b)$$

$$H_{z2} \quad \frac{\tilde{a}_q \;{}_2}{{}_{e2}}A_q \frac{\sin(h_{1q}d_1)}{\sin(l_q c)}\; T_{1q}(x) \quad j\frac{{}_2 l_q}{q \;\; 2}T_{2q}(x) \qquad (18a)$$

$$H_{z2} \quad \frac{\tilde{a}_q \;{}_2}{{}_{e2}}A_q \frac{\sin(h_{1q}d_1)}{\sin(l_q c)}\; T_{1q}(x) \quad j\frac{{}_2 l_q}{q \;\; 2}T_{2q}(x) \qquad (18b)$$

$$H_{z3} \quad \frac{h_{3q} \;\; e2}{l_{3q} \;\; 3}A_q \frac{\sin(h_{1q}d_1)}{\sin(h_{3q}d_3)}R_q(h_{1q},l_q)\cos(h_{3q}(a \quad x)) \qquad (19a)$$

$$H_{z3} \quad \frac{h_{3q} \;\; e2}{l_{3q} \;\; 3}A_q \frac{\sin(h_{1q}d_1)}{\sin(h_{3q}d_3)}R_q(h_{1q},l_q)\cos(h_{3q}(a \quad x)) \qquad (19b)$$

El resto de parámetros que intervienen en las ecuaciones son las expresiones:

$$T_{1q}(x) \quad R_q(h_{1q},l_q)\sin(l_q(x \quad d_1)) \quad \sin(l_q(x \quad d_1 \quad c)) \qquad (20a)$$

$$T_{1q}(x) \quad R_q(h_{1q},l_q)\sin(l_q(x \quad d_1)) \quad \sin(l_q(x \quad d_1 \quad c)) \qquad (20b)$$

$$T_{2q}(x) \quad R_q(h_{1q},l_q)\cos(l_q(x \quad d_1)) \quad \cos(l_q(x \quad d_1 \quad c)) \qquad (21a)$$

$$T_{2q}(x) \quad R_q(h_{1q},l_q)\cos(l_q(x \quad d_1)) \quad \cos(l_q(x \quad d_1 \quad c)) \qquad (21b)$$

$$R_q(h_{1q},l_q) \quad \frac{{}_{e2}h_{1q}}{{}_1 l_q}\cot(h_{1q}d_1)\sin(l_q c) \quad \cos(l_q c) \quad j\frac{q \;\; 2}{l_q \;\; 2}\sin l_q c \qquad (22a)$$

$$R_q(h_{1q},l_q) \quad \frac{{}_{e2}h_{1q}}{{}_1 l_q}\cot(h_{1q}d_1)\sin(l_q c) \quad \cos(l_q c) \quad j\frac{q \;\; 2}{l_q \;\; 2}\sin l_q c \qquad (22b)$$

y los autovalores:

$$h_{1q}^{\;2} \quad {}^{2}_{1\;1} \quad {}^{2}_{q} \;;\; h_{1q}^{\;2} \quad {}^{2}_{1\;1} \quad {}^{2}_{q} \qquad (23)$$

$$l_q^{\;2} \quad {}^{2}_{2\;e2} \quad {}^{2}_{q} \;;\; l_q^{\;2} \quad {}^{2}_{2\;e2} \quad {}^{2}_{q} \qquad (24)$$

$$h_{3q}^{\;2} \quad {}^{2}_{3\;3} \quad {}^{2}_{q} \;;\; h_{3q}^{\;2} \quad {}^{2}_{3\;3} \quad {}^{2}_{q} \qquad (25)$$

donde A^{+}_{q} es la constante de amplitud del modo q de la onda progresiva, A^{-}_{q} es la constante de amplitud del modo q de la onda regresiva, ${}^{+}_{q}$ es la constante de propagación del modo q progresivo, ${}_{q}$ es las constante de propagación del modo q regresivo y ${}_{e2}$ es la permeabilidad efectiva de la ferrita, que se define como:

$$_{e2} \quad \frac{{}^{2}\quad{}^{2}}{{}^{2}\quad{}^{2}} \qquad (26)$$

El valor de ${}_{q}$ se obtiene al resolver la ecuación trascendente (27), que resulta al aplicar la técnica de análisis modal a la estructura. Esta ecuación relaciona la constante de propagación progresiva de un modo q con sus correspondientes números de onda h_{1q}, l_q y h_{3q}. Análogamente, el valor de ${}_{q}$ se obtiene al resolver la ecuación trascendente (28) resultante también de aplicar el análisis modal.

$$\begin{array}{l} \frac{h_{1q}h_{3q}}{r1 \;\; r3}\cot h_{1q}d_1 \;\cot h_{3q}d_3 \quad \frac{{}^{2}\;{}^{2}\;{}^{2}}{{}^{2}\;{}^{2}}_{e2\;\;2}\quad \frac{l_q^{\;2}\;{}^{2}}{{}^{2}}_{e2} \\ \frac{l_q \;\; 0}{e2}\cot l_q c \quad \frac{h_{3q}}{r3}\cot h_{3q}d_3 \quad \frac{h_{1q}}{r1}\cot h_{1q}d_1 \\ j\frac{q \;\; 2 \;\; 0}{2 \;\; e2} \quad \frac{h_{3q}}{r3}\cot h_{3q}d_3 \quad \frac{h_{1q}}{r1}\cot h_{1q}d_1 \quad 0 \end{array} \qquad (27)$$

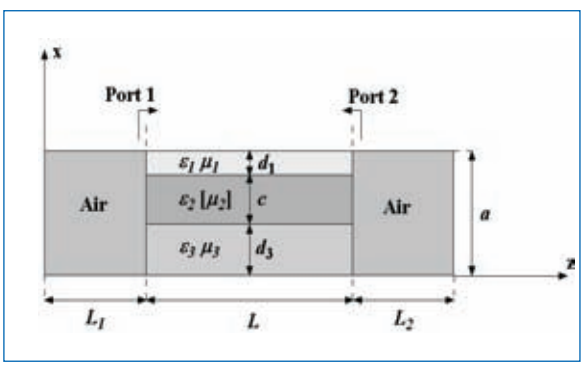
$$\begin{array}{l} \frac{h_{1q}h_{3q}}{r1 \;\; r3}\cot h_{1q}d_1 \;\cot h_{3q}d_3 \quad \frac{{}^{2}\;{}^{2}\;{}^{2}}{{}^{2}\;{}^{2}}_{e2\;\;2}\quad \frac{l_q^{\;2}\;{}^{2}}{{}^{2}}_{e2} \\ \frac{l_q \;\; 0}{e2}\cot l_q c \quad \frac{h_{3q}}{r3}\cot h_{3q}d_3 \quad \frac{h_{1q}}{r1}\cot h_{1q}d_1 \\ j\frac{q \;\; 2 \;\; 0}{2 \;\; e2} \quad \frac{h_{3q}}{r3}\cot h_{3q}d_3 \quad \frac{h_{1q}}{r1}\cot h_{1q}d_1 \quad 0 \end{array} \qquad (28)$$

Al ser trascendentes, estas ecuaciones no se pueden tratar de manera analítica, por lo que es necesario resolverlas numéricamente. Una manera robusta y automática para hacerlo es aplicar el método de la integral de Cauchy a este tipo de problema determinado [13].

ISSN 1692-1798

La presencia de la ferrita en la estructura ha provocado que la constante de propagación en la dirección progresiva sea diferente a la constante de propagación en la dirección regresiva. Ello implica, a su vez, que los autovalores sean distintos para un mismo modo en función de la dirección de propagación. En cambio, cuando en vez de ferrita se usa un material isótropo, como ocurría en [7], ambas constantes de propagación eran idénticas y, por tanto, los autovalores tomaban el mismo valor para un mismo modo independientemente de cuál fuera la dirección de propagación. Asimismo, las ecuaciones trascendentes (27-28) también eran idénticas.

Fig. 2. Sección longitudinal de la celda de medida de parámetros *S*.



Cálculo de los parámetros S

La celda general que se va a analizar se muestra en la Fig. 2. Se trata del conjunto formado por tres tramos de guía de idénticas dimensiones transversales (anchura a, altura b) concatenados entre sí. El primer tramo es una guía vacía de longitud L_1, el segundo tramo es una guía no uniformemente rellena de longitud L y el tercer tramo es una guía vacía de longitud L_2.

En general, a ambos lados de la discontinuidad existe continuidad tangencial entre campos. Así, para el acceso 1 se cumple que:

$$E_{wgy1} \quad E_{wgy1} \quad E_{wgy2} \quad E_{wgy2} \tag{29}$$

$$H_{wgx1} \quad H_{wgx1} \quad H_{wgx2} \quad H_{wgx2} \tag{30}$$

Donde E_{wgyi} y E_{wgyi} son la componente *y* del campo eléctrico progresivo y regresivo en la guía i, H_{wgxi} y H_{wgxi} son la componente x del campo magnético progresivo y regresivo en la guía i.

Teniendo en cuenta que cada componente está formada por la suma de infinitos modos, las anteriores expresiones se pueden descomponer en la suma de las diferentes contribuciones de cada modo:

$$\sum_{m\ 1} B_m e_{m1}(x) \quad \sum_{m\ 1} B_m e_{m1}(x) \quad \sum_{q\ 1} C_q e_{q2}(x) \quad \sum_{q\ 1} C_q e_{q2}(x) \tag{31}$$

$$\sum_{m\ 1} B_m h_{m1}(x) \quad \sum_{m\ 1} B_m h_{m1}(x) \quad \sum_{q\ 1} C_q h_{q2}(x) \quad \sum_{q\ 1} C_q h_{q2}(x) \tag{32}$$

Donde B_m y B_m son el peso o amplitud de cada modo m progresivo y regresivo en la guía 1, C_q y C_q son el peso de cada modo q progresivo y regresivo en la guía 2, $e_{m1}(x)$ y $e_{m1}(x)$ son la función campo eléctrico progresivo y regresivo del modo m en la guía 1, $h_{m1}(x)$ y $h_{m1}(x)$ son la función campo magnético progresivo y regresivo del modo m en la guía 1, $e_{q2}(x)$ y $e_{q2}(x)$ son la función campo eléctrico progresivo y regresivo del modo q en la guía 2, y $h_{q2}(x)$ y $h_{q2}(x)$ son la función campo magnético progresivo y regresivo del modo q en la guía 2.

Así pues, multiplicando a ambos lados de (31-32) por un conjunto [12] de funciones base $\{f_1(x)..f_p(x)\}$ e integrando en x, las componentes de campo se desdoblan en un sistema de $2p$ de ecuaciones, que expresado en forma más compacta queda:

$$\begin{matrix} \mathbf{A}_1 & \mathbf{A}_1 & \mathbf{B}_{m0} & \mathbf{B}_1 & \mathbf{B}_1 & \mathbf{C}_{q1} \\ \mathbf{A}_2 & \mathbf{A}_2 & \mathbf{B}_{m0} & \mathbf{B}_2 & \mathbf{B}_2 & \mathbf{C}_{q1} \end{matrix} \tag{33}$$

Donde $\mathbf{A}_1, \mathbf{A}_1, \mathbf{B}_2$ y $\mathbf{B}_2$ son las matrices con las integrales de acoplo, y $\mathbf{B}_{m0}, \mathbf{B}_{m0}, \mathbf{C}_{q1}$ y $\mathbf{C}_{q1}$ son las matrices columna con los correspondientes pesos de amplitud. Análogamente se procedería para la segunda discontinuidad, obteniéndose:

$$\begin{matrix} \mathbf{B}_1 & \mathbf{B}_1 & \mathbf{D}_{q1} & \mathbf{A}_1 & \mathbf{A}_1 & \mathbf{G}_{m0} \\ \mathbf{B}_2 & \mathbf{B}_2 & \mathbf{D}_{q1} & \mathbf{A}_2 & \mathbf{A}_2 & \mathbf{G}_{m0} \end{matrix} \tag{34}$$

Donde $\mathbf{G}_{m0}, \mathbf{G}_{m0}, \mathbf{D}_{q1}$ y $\mathbf{D}_{q1}$ son las matrices columna con los correspondientes pesos de amplitud, indicando los subíndices $m0$ y $q1$, respectivamente, la existencia de m modos en la guía vacía y de q modos en la guía no uniformemente rellena.

La matriz $\boldsymbol{S}$ multimodal se puede calcular cómodamente a partir de la matriz $\boldsymbol{T}$ multimodal de la propia estructura. En concreto, la matriz $\boldsymbol{T}_{d1}$ de la primera discontinuidad y la matriz $\boldsymbol{T}_{d2}$ de la segunda discontinuidad se pueden obtener en función de las integrales de acoplo como:

$$\boldsymbol{T}_{d1} \quad \begin{matrix} \boldsymbol{T}_{11}^{d1} & \boldsymbol{T}_{12}^{d1} \\ \boldsymbol{T}_{21}^{d1} & \boldsymbol{T}_{22}^{d1} \end{matrix} \quad \begin{matrix} \boldsymbol{A}_1 & \boldsymbol{A}_1 \\ \boldsymbol{A}_2 & \boldsymbol{A}_2 \end{matrix}^{1} \quad \begin{matrix} \boldsymbol{B}_1 & \boldsymbol{B}_1 \\ \boldsymbol{B}_2 & \boldsymbol{B}_2 \end{matrix} \tag{35}$$

$$\boldsymbol{T}_{d2} \quad \begin{matrix} \boldsymbol{T}_{11}^{d2} & \boldsymbol{T}_{12}^{d2} \\ \boldsymbol{T}_{21}^{d2} & \boldsymbol{T}_{22}^{d2} \end{matrix} \quad \begin{matrix} \boldsymbol{B}_1 & \boldsymbol{B}_1 \\ \boldsymbol{B}_2 & \boldsymbol{B}_2 \end{matrix}^{1} \quad \begin{matrix} \boldsymbol{A}_1 & \boldsymbol{A}_1 \\ \boldsymbol{A}_2 & \boldsymbol{A}_2 \end{matrix} \tag{36}$$

mientras que las matrices $\boldsymbol{T}$ de las líneas son directamente:

$$\boldsymbol{T}_L \quad \begin{matrix} \boldsymbol{T}_{11}^{L} & \boldsymbol{T}_{12}^{L} \\ \boldsymbol{T}_{21}^{L} & \boldsymbol{T}_{22}^{L} \end{matrix} \quad \begin{matrix} e^{\tilde{a}_q L} & \boldsymbol{0} \\ \boldsymbol{0} & e^{\tilde{a}_q L} \end{matrix} \tag{37}$$

$$\boldsymbol{T}_{L1} \quad \begin{matrix} \boldsymbol{T}_{11}^{L1} & \boldsymbol{T}_{12}^{L1} \\ \boldsymbol{T}_{21}^{L1} & \boldsymbol{T}_{22}^{L1} \end{matrix} \quad \begin{matrix} e^{\tilde{a}_m L_1} & \boldsymbol{0} \\ \boldsymbol{0} & e^{\tilde{a}_m L_1} \end{matrix} \tag{38}$$

$$\boldsymbol{T}_{L2} \quad \begin{matrix} \boldsymbol{T}_{11}^{L2} & \boldsymbol{T}_{12}^{L2} \\ \boldsymbol{T}_{21}^{L2} & \boldsymbol{T}_{22}^{L2} \end{matrix} \quad \begin{matrix} e^{\tilde{a}_m L_2} & \boldsymbol{0} \\ \boldsymbol{0} & e^{\tilde{a}_m L_2} \end{matrix} \tag{39}$$

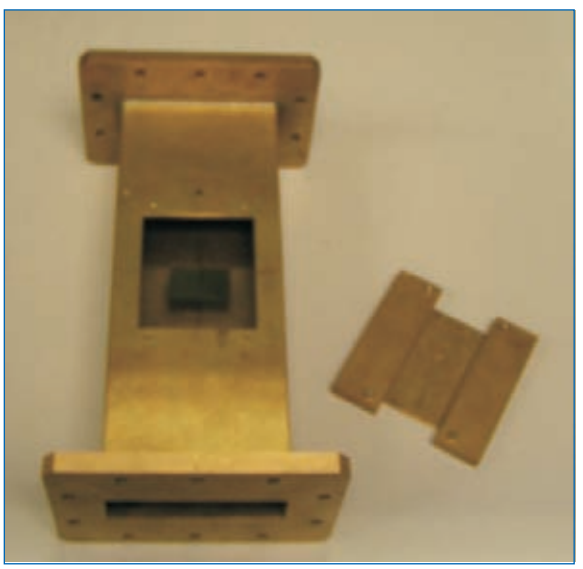
Siendo $_{m}$, $^{+}_{q}$ y $^{-}_{q}$ las matrices diagonales con las constantes de propagación de los m primeros modos en la guía vacía, los q primeros modos progresivos en la guía no uniformemente rellena y de los q primeros modos regresivos en la guía no uniformemente rellena, respectivamente.

De las expresiones (35-39) es inmediato obtener la matriz $\boldsymbol{S}$ global de la celda a partir de las expresiones proporcionadas en [14], sin más que extenderlas al caso multimodal [15].

RESULTADOS NUMÉRICOS Y MEDIDAS EXPERIMENTALES

Para validar el funcionamiento de nuestro método se ha construido el prototipo de medida de la Fig. 3, donde se ha usado una guía de latón con sección transversal de a=86.36mm y b=25mm, y longitud L=253mm. En el extremo superior de la guía se ha realizado una apertura desmontable para poder introducir con comodidad y precisión las muestras de material. Las medidas se han realizado en el rango de 2-3GHz mediante un analizador de redes vectorial ZVRE de Rohde & Schwarz. Con el fin de verificar el funcionamiento del prototipo, se ha procedido a medir un material isótropo típico ($\hat{e}_2$=0), como el Teflón.

Fig. 3. Sistema de medida en el rango 2-3GHz formado por una guía de latón con una apertura desmontable en la que introducir diversas muestras de materiales.

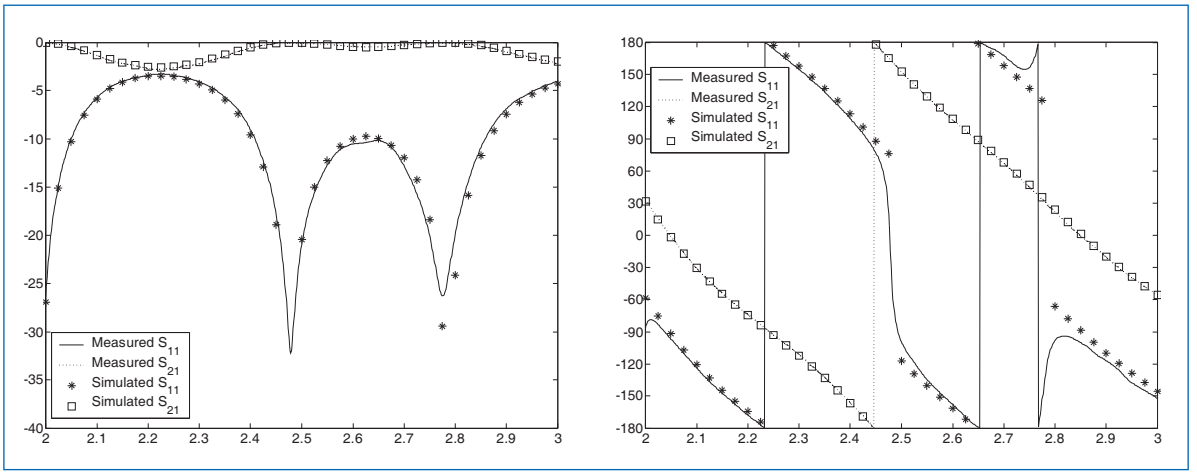


En la Fig. 4 se muestran los resultados de la simulación con las medidas realizadas, obteniéndose una buena correspondencia entre ambos.

Una vez verificado el prototipo para materiales isótropos, se va a comprobar el funcionamiento de nuestro software para predecir la respues-

ISSN 1692-1798

Fig. 4. Módulo y fase de los parámetros *S* de una guía no uniformemente rellena por una rebanada de Teflón ($d_1=d_3=37.22$mm, $c=11.92$mm, $b=25$mm, $L=28.29$mm, $L_1=L_2=112.355$m, $\mu_{r1}=\mu_{r3}=1$, $\varepsilon_{r1}=\varepsilon_{r3}=1$, $\varepsilon_{r2}=2.06$, $\mu_{r2}=1$).



ta de varias ferritas comerciales del fabricante Countis Laboratories. En primer lugar, se ha simulado y medido una ferrita del tipo CG-500GAC alimentada internamente por un campo estático de 1580 Oe. Los resultados se muestran en la Fig. 5, donde se observan unas pequeñas divergencias en la fase de S_{11} entre los resultados medidos y simulados para determinadas frecuencias.

Estos puntos de divergencia ocurren en las zonas donde el módulo de S_{11} es muy cercano a cero y, por tanto, la indeterminación en la fase es elevada, pues se está prácticamente en el centro de la Carta de Smith. Además, en el modelo teórico se está suponiendo que la anchura de línea de la ferrita es nula, por lo que no se están teniendo en cuenta la influencia de las pérdidas magnéticas en (2-3). Esto provoca que los picos de resonancia de la simulación sean más puntiagudos que los medidos al no tener en cuenta el efecto de amortiguamiento que incluyen las pérdidas.

Análogamente, en la Fig. 6 se muestra la respuesta medida y simulada para una ferrita del tipo CG-800GAC alimentada por un campo magnético interno de 105 Oe. En este caso, la simulación y la medida también están en buena correspondencia.

CONCLUSIONES

En este artículo se han presentado las expresiones analíticas del campo eléctrico y del campo magnético de una guía no uniformemente rellena por una ferrita rodeada por materiales isótropos magnéticos sobre la que se propagan modos sin variación en el eje *y*.

Fig. 5. Módulo y fase de los parámetros *S* de una guía no uniformemente rellena por una rebanada de ferrita del tipo CG-550GAC ($d_1=d_3=35.18$mm, $c=16$mm, $b=25$mm, $L=20$mm, $L_1=L_2=116.50$m, $_{r1}=\ _{r3}=1$, $_{r1}=1=\ _{r3}=1$, $_{r2}=14.60\text{-}j0.00015$, $H_0=1580$ Oe, $4\ Ms=550$ G).

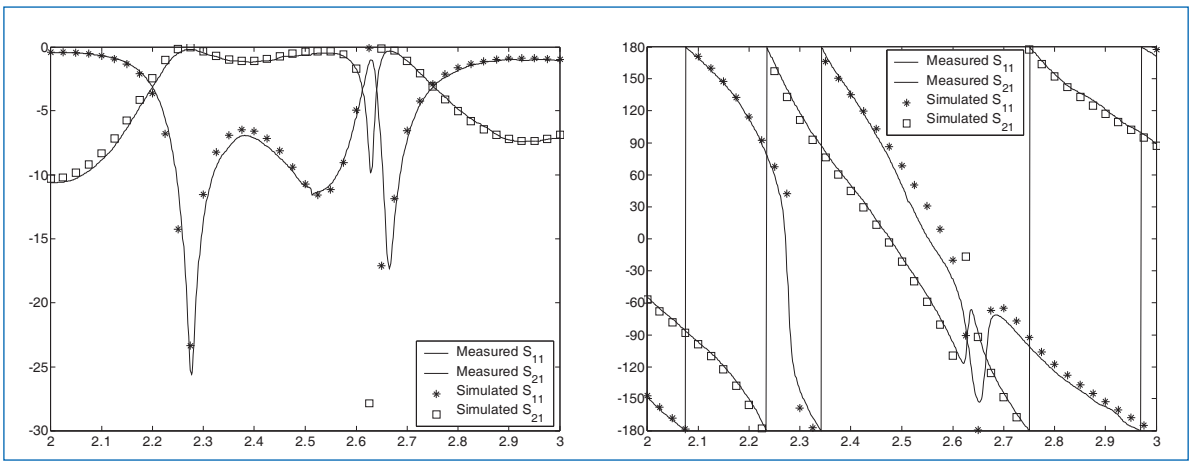
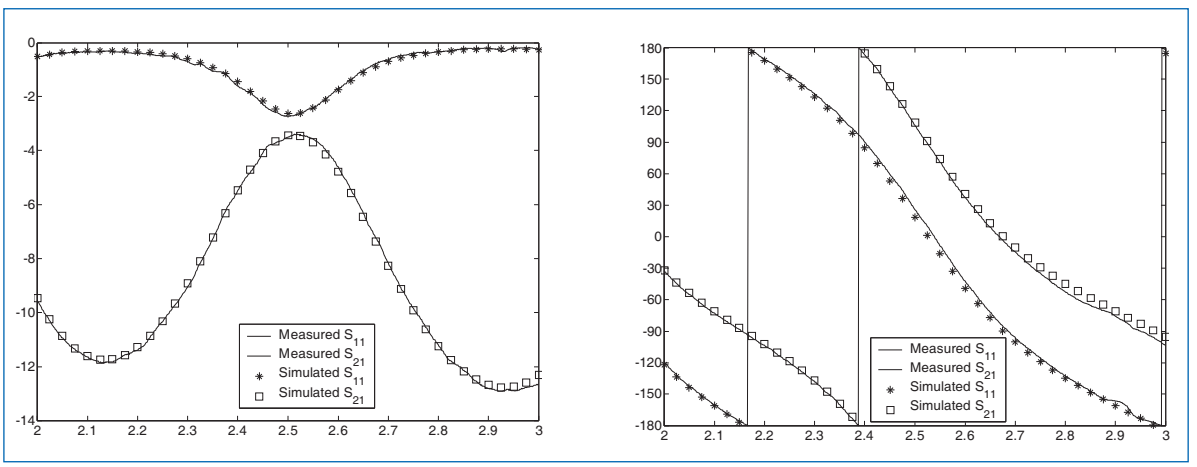


Fig. 6. Módulo y fase de los parámetros *S* de una guía no uniformemente rellena por una rebanada de ferrita del tipo CG-800GAC ($d_1=d_3=35.18$mm, $c=16$mm, $b=25$mm, $L=10$mm, $L_1=L_2=121.50$m, $_{r1}=\ _{r3}=1$, $_{r1}=1=\ _{r3}=1$, $_{r2}=15.00\text{-}j0.00015$, $H_0=105$ Oe, $4\ Ms=800$ G).



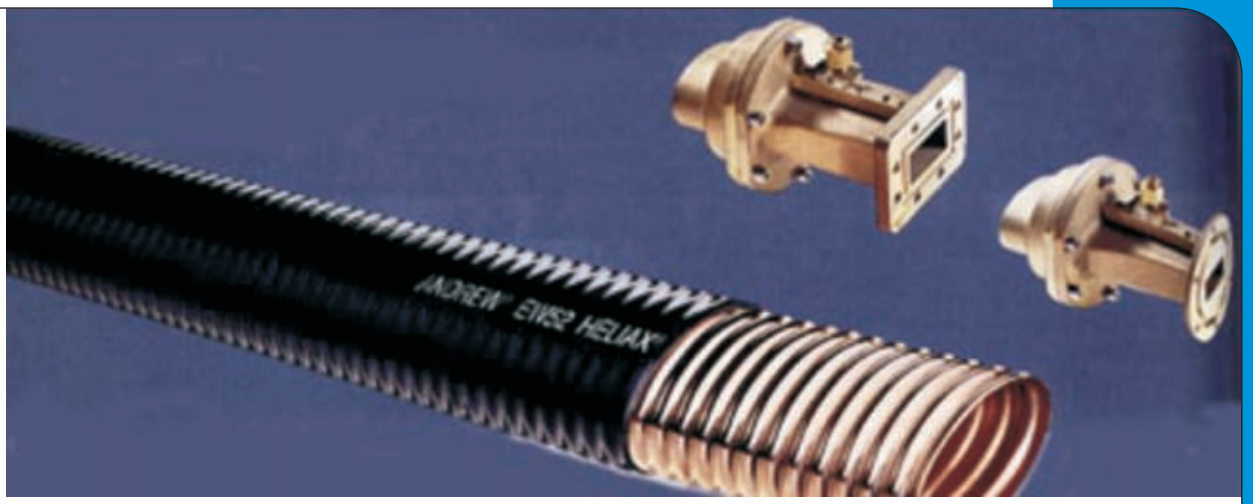
Asimismo, se han obtenido teóricamente los parámetros *S* de dicha guía con respecto a una guía vacía. Por otra parte, se ha construido un sistema real con el que poder verificar el comportamiento en frecuencia de este tipo de guía.

Los resultados experimentales obtenidos, al ser comparados con los teóricos desarrollados, muestran la idoneidad del método. Ello abre interesantes perspectivas en diversas aplicaciones, como el diseño de dispositivos o el estudio de las características que han de cumplir los elementos de control usados en aplicaciones de calentamiento.

AGRADECIMIENTOS

Miguel Contelles Cervera quiere agradecer a la Secretaría de Estado de Educación y Universidades de España la beca FPU concedida gracias a la que se ha podido desarrollar este trabajo.

ISSN 1692-1798



REFERENCIAS

Fred E. Gardiol, "Higher-Order Modes in Dielectrically Loaded Rectangular Waveguides", IEEE Transactions On Microwave Theory and Techniques, Vol. 16, N. 11, pp. 919-924, November 1968

Cheng-Cheh Yu and Tah-Hsiung Chu "Analysis of Dielectric-Loaded Waveguide", IEEE Transactions On Microwave Theory and Techniques, Vol. 38, N. 9, pp. 1333-1338, September 1990

Talal K. Findakly and Haim M. Haskal, "On the Design of Dielectric Loaded Waveguides", IEEE Transactions On Microwave Theory and Techniques, Vol. 24, N. 1, pp. 39-43, January 1976

G.N. Tsandoulas, D.H. Temme and F.G. Willwerth, "Longitudinal Section Mode Analysis of Dielectrically Loaded Rectangular Waveguides with Application to Phase Shifter Design", IEEE Transactions On Microwave Theory and Techniques, Vol. 18, N. 2, pp. 88-95, February 1970

José M. Catalá-Civera, Antoni J. Canós, Felipe L. Peñaranda-Foix and Elías de los Reyes Davó, "Accurate Determination of the Complex Permittivity of Materials with Transmission Reflection Measurements in Partially Filled Rectangular Waveguides", IEEE Transactions On Microwave Theory and Techniques, Vol. 51, N. 1, pp. 16-24, January 2003

L.M. Liu, F.J. Rosenbaum and W.F. Pickard, "Electric-Field Distribution Along Finite Length Lossy Dielectric Slabs in Waveguide", IEEE Transactions On Microwave Theory and Techniques, Vol. 24, N. 4, pp. 216-219, April 1976

Miguel Contelles-Cervera, Felipe L. Peñaranda-Foix, José M. Catalá-Civera y J. Pitarch, "Análisis de Estructuras en Guía no uniformemente rellenas con materiales magnéticos", XX Simposium Nacional de la URSI, Gandía (Spain), September 2005

Patrick Quéffélec, Marcel Le Floc'h and Philippe Gelin, "Nonreciprocal Cell for the Broad-Band Measurement of Tensorial Permeability of Magnetized Ferrites: Direct Problem", IEEE Transactions On Microwave Theory and Techniques, Vol. 47, N. 4, pp. 390-397, April 1999

J. Douglas Adam, Lionel E. Davis, Gerald F. Dionne, Ernst F. Schloemann and Steven N. Stitzer, "Ferrite Devices and Materials", IEEE Transactions On Microwave Theory and Techniques, Vol. 50, N. 3, pp. 721-737, March 2002

Konstantin A. Lurie and Vadim V. Yakovlev, "Optimization of Electric Field in Rectangular Waveguide with Lossy Layer", IEEE Transactions On Magnetics, Vol. 36, N. 4, pp. 1094-1097, July 2000

C.A. Balanis, "Advanced Engineering Electromagnetics", John Wiley & Sons, 1989

R.E. Collin, "Field Theory of Guided Waves", IEEE Press, 1991

Felipe L. Peñaranda-Foix, Miguel Contelles-Cervera, P. J. Plaza-González and José M. Catalá-Civera, "Solving the Cut-Off Wave Numbers in Partially Filled Rectangular Waveguides with Ferrite by the Cauchy Integral Method," presented at the IEEE AP-S International Symposium on Antennas and Propagation, Washington (USA), July 3-8, 2005.

J. Bara-Temes, "Circuitos de Microondas con Líneas de Transmisión", Ed. UPC, Barcelona, 1994

Felipe L. Peñaranda-Foix, "Aplicación de la Teoría de Análisis Circuital Generalizado a la Resolución de Problemas de Difracción Electromagnética", Doctoral Thesis, Departamento de Comunicaciones, Technical University of Valencia (Spain), April 2001

iTECKNE
iNNOVACIÓN E iNVESTIGACIÓN EN iNGENIERÍA

ESCRIBE TU PROPIO ARTÍCULO:

Ingeniosa

Inteligente

Innovadora

La revista **Iteckne** recibe para su publicación trabajos e investigaciones en el campo de las telecomunicaciones y mecatrónica, o áreas íntimamente relacionadas con ellas en castellano, inglés, francés, italiano, alemán y portugués.

Las colaboraciones deben ser remitidas al editor, quien las estudiará con la ayuda del comité editorial. Los trabajos más técnicos serán enviados para su análisis sin el nombre del autor, a especialistas en los temas respectivos. La decisión correspondiente será comunicada al autor, junto con las observaciones pertinentes.

Dos son los criterios fundamentales para la selección de artículos: en primer lugar la calidad general del trabajo, tanto en lo que atañe al contenido como en lo que se refiere a su exposición escrita y su presentación; y como segundo el interés que puede presentar la obra para el público lector de esta áreas de ingenierías.

Los trabajos deberán presentarse en disquete, digitados en WORD, junto con dos copias de buena calidad impresas en papel corriente. Las gráficas, en caso de haberlas, deberán ser entregadas listas par su reproducción. Los originales no serán devueltos en ningún caso. Para los artículos seleccionados los costos de publicación los asume la revista **Iteckne**.

Los materiales que aparecen en la revista **Iteckne** pueden reproducirse libremente, pero se agradecerá a quien lo haga, citar su procedencia.

LA CORRESPONDENCIA PUEDE DIRIGIRLA A: Revista Iteckne
División de Ingenierías Universidad Santo Tomás
Carrera 18 No. 9-27 Teléfono 6800801 Ext. 1411 - 1421
Bucaramanga - Colombia
e-mail: iteckne@ustabuca.edu.co

ISSN 1692-1798