

1. Según la Fig. 15, asumir que la MO es la que se encuentra en la parte izquierda y la matriz de referencia es la ubicada en la parte de la derecha.
2. El corrimiento se calcula tomando como referencia la palabra de 9 bits (en la Fig. 15 cada color representa una palabra binaria diferente).
3. Este ejemplo se explica con la palabra 356 que corresponde al color amarillo.
4. Observar que la palabra 356 en la MR (color amarillo) se encuentra en la fila 230 con columna 600 y en la MO se encuentra ubicada en la misma fila (230) pero con columna 620.
5. Para calcular el corrimiento se realiza la resta entre la columna objeto y la columna referencia, es decir, $620 - 600 = 20$.
6. El resultado de la resta (20 píxeles) se almacena en la fila 230 con columna 620, es decir en la misma posición en donde se encontró la palabra de 9 bits de la MO.
7. El proceso anterior se realiza para todas las columnas de esta fila y para todas las filas de la MO. Cuando este proceso repetitivo termina el resultado es la MC.

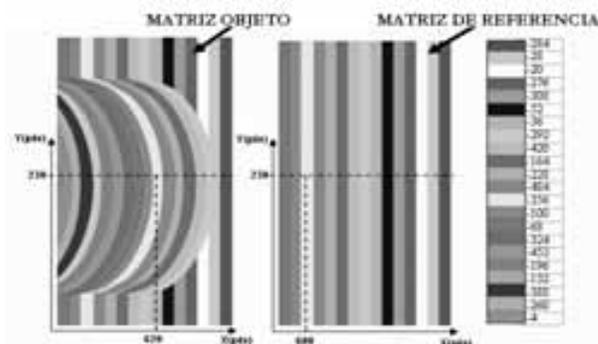


Fig. 15. Palabras en la MO y en la MR [11].

El ejemplo anterior busca resaltar que la función de las palabras de 9 bits es de identificación y que el corrimiento se calcula con los sub-índices de las columnas.

V. SELECCIÓN Y USO DE LA MEMORIA DE VIDEO EXTERNA.

Lo primero fue implementar un proceso que lea la MC en la secuencia requerida (por filas) para poder mostrarla en el monitor del computador. Se hace esta aclaración porque la MC se guardó en la memoria DDR por columnas.

Después se calculó el tiempo que la memoria DDR dura en leer cada uno de estos corrimientos y se comparó con el tiempo que gasta el core VGA en mostrarlos, se puede concluir que la memoria DDR se tarda más tiempo (6.5 veces más de tiempo) al mostrar en el monitor VGA la MC, es decir, mientras se lee un dato en la memoria DDR, en el monitor VGA ya han salido 6.5 datos ($0.26 / 0.04 = 6.5$). Para

solucionar este problema se requirió una memoria RAM externa (IS61LV25616-10) de la empresa ISSI (Integrated Silicon Solution Inc).

VI. VISUALIZACIÓN DE LA RECONSTRUCCIÓN.

Después de finalizar todo el proceso de reconstrucción en 3D en la memoria DDR del sistema de desarrollo Spartan 3E starter kit, el siguiente paso fue mostrar la reconstrucción en 3D del objeto por el puerto VGA para observarlas en el monitor del computador. Para ver la imagen en un monitor VGA en una escala de grises se diseñó un conversor digital analógico con una red de resistencia conocida como R2R, debido a que la tarjeta SPARTAN 3E no tiene conversor digital analógico.

En la Fig. 16 se puede ver el flujo y los componentes del proceso de reconstrucción.



Fig. 16. Esquema del proceso de reconstrucción. Autores.

VII. ANÁLISIS DE LOS RESULTADOS.

Los resultados obtenidos por el Nucleo de Propiedad Intelectual (IPCORE) se compararon con los resultados que se obtuvieron usando matlab. Se tuvieron dos criterios de comparación:

Calidad de la reconstrucción Fig. 17 y Fig. 18.

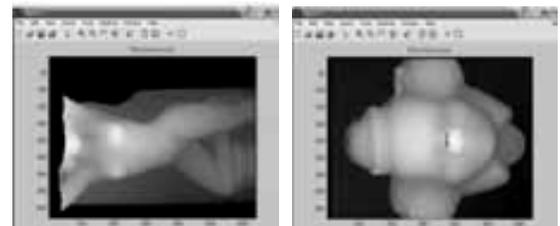


Fig. 17. Reconstrucción en matlab. Autores.

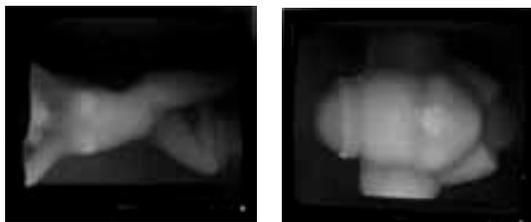


Fig. 18. Reconstrucción en la FPGA. Autores.

Para la reconstrucción de la figura de la muñeca se obtuvo un índice de correlación de 0.9999 y para la del payaso de 0.9997. El índice se calcula a través de la ecuación (1), donde A y B son matrices del mismo tamaño. A corresponde a la matriz formada por los corrimientos obtenidos en matlab y B a la matriz formada por los corrimientos obtenidos en la FPGA.

$$r = \frac{\sum_m \sum_n (A_{mn} - \bar{A})(B_{mn} - \bar{B})}{\sqrt{\left(\sum_m \sum_n (A_{mn} - \bar{A})^2\right) \left(\sum_m \sum_n (B_{mn} - \bar{B})^2\right)}}$$

- Tiempo que tarda en obtener la reconstrucción Fig. 19.

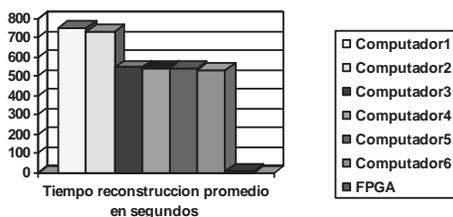


Fig. 19. Promedio entre computadores 10 minutos con 15,74 segundos. FPGA 13,98 segundos. Autores.

Estas pruebas se hicieron sobre 6 procesadores de diferentes referencias.

VIII. CONCLUSIONES.

- La calidad de la reconstrucción obtenida en la FPGA tuvo un índice de correlación de 0.9997 y 0.9999 comparado con los resultados obtenidos usando Matlab.
- Los tiempos de la reconstrucción en 3D tuvieron un speed up de 8.27, lo que indica que la FPGA fue 8.27 veces más rápida que el computador.
- Aunque los tiempos de reconstrucción obtenidos fueron muy buenos, es claro que se pueden reducir aun más si se usa una memoria DDRSDRAM más rápida, ya que esta fue quien finalmente limito la velocidad de todo el proceso.
- La duración de la transmisión de las imágenes que son enviadas desde el PC al sistema de desarrollo depende de la velocidad de trabajo de la memoria

DDRSDRAM en lugar de las limitaciones propias del protocolo ethernet.

- Con la realización de este proyecto se demostró que las FPGA's son un entorno favorable para el desarrollo de esta clase de técnicas de reconstrucción en 3D, debido a la optimización en los recursos usados como consecuencia de la elaboración de una aplicación específica.

REFERENCIAS

- [1] Aldemar Fonseca Velásquez., Rafael Alberto Fino Sandoval. "Red de Datos para Instrumentación". Colección: Investigaciones, Serie: Ciencia y Tecnología. Universidad Distrital Francisco José de Caldas. Bogotá, Colombia.2003
- [2] Digilent."Digilent Video Decoder Board (VDEC1) Reference Manual".2005. Available: <http://courses.ece.uiuc.edu/ece412/References/XUP/VDEC1-rm.pdf>
- [3] Issi. "256K x 16 High Speed Asynchronous Cmos Static Ram With 3.3V Supply.IS61LV25616 PDF.2001. Available: www1.cs.columbia.edu/~sedwards/classes/2005/emsys-summer/61LV25616AL.pdf
- [4] Javier Smaldone. "Tutorial sobre TCP/IP". Programación, Redes, Blog de Javier. blogsmaldone.com.ar.2006S. Xiansu y C. Wenjing, "Fourier Transform Profilometry: A review", Opt. Laser Eng. 35 263-284. (2001)
- [5] Marjan Trobina, et al. "Error Model of a Coded-light range sensor". Technical report, Communication technology laboratory. ETH Zentrum, Zurich, 1995.
- [6] Martínez Sotoca José. "Reconstrucción de superficies en entornos de luz estructurada: aplicación a espaldas humanas". Depto de Informática, Universidad de Valencia, España. 2001
- [7] Micron Technology. "512Mb DDR SDRAM (x4, x8, x16) Component Data Sheet". PDF: (2001) Available: <http://download.micron.com/pdf/datasheets/dram/ddr/512MBDDRx4x8x16.pdf>
- [8] Nouri, Taoufik, et al."Three-dimensional scanner based on fringe projection". Optical Engineering 34(07), 1961-1963, Brian J. Thompson; Ed. 7/1995
- [9] O. Faugeras. "Three-Dimensional Computer Vision". MIT Press. 1993
- [10] Ricardo Díez Antequera. "Manual de Ethereal Instalacion y Uso". L&M Data Communications S.A.2005
- [11] Robayo Dafne C., Valderrama Zulma Yolima y Meneses Jaime. "Reconstrucción 3D de objetos a partir de la técnica de código de gris". Escuela de Física, Universidad Industrial de Santander.2004
- [12] S. Xiansu y C. Wenjing, "Fourier Transform Profilometry: A review", Opt. Laser Eng. 35 263-284. (2001)
- [13] Salvi Joaquín. "Pattern codification strategies in structured light systems". Instituto de Informática, Universidad de Girona, España. 2001
- [14] Sansoni, Giovanna, et al. "Three-dimensional imaging based on Gray Code light projection: characterization of the measuring algorithm and development of a measuring system for industrial applications" Applied Optics. Univ. de Brescia. Vol. 36, p. 4463-4472. Ed. 7/1997
- [15] T. Wilson. "Confocal microscopy". Academic Press, London, 1990
- [16] Xilinx. "UG230 Spartan 3E Starter Kit Board User Guide (v 1.0)". PDF.2006. Available: www.digilentinc.com/Data/Products/S3EBOARD/S3EStarter_ug230.pdf
- [17] Xilinx. "XUP Virtex-II Pro Development System UG069 (v1.0)". XUPV2P_User_Guide.PDF.2005. Available: https://digilent.us/Data/Products/XUPV2P/XUPV2P_User_Guide.pdf
- [18] Xilinx. "LibXil Net (v2.00a)".EDK 8.1i.2005. Available: www.eecg.toronto.edu/~pc/courses/432/2004/projects/webcam.doc
- [19] Zhang Song, Zhang Ping. "Reconstrucción tridimensional del contorno usando el método del desplazamiento de fase". Depto.de Ingeniería Industrial. SUNY

Sergio Abreo. Tecnólogo en Electrónica e Ingeniero en Control Electrónico e Instrumentación de las Unidades Tecnológicas de Santander.

Andrea Gómez. Tecnóloga en Electrónica e Ingeniera en Control Electrónico e Instrumentación de las Unidades Tecnológicas de Santander.

Giovanni Francisco Manotas. Ingeniero Electrónico Universidad Nacional, Especialista en Física Universidad del Tolima

Remoción del desplazamiento de la línea base en señales ECG aplicando filtrado de Kalman

L.E. Avendaño², L.D. Avendaño¹ y J.I. Padilla¹

Resumen—En este artículo se describe una metodología en la cual se modela el desplazamiento de la línea base usando un oscilador variante en el tiempo obtenido mediante la transformada delta, conjugado con un proceso autorregresivo con características espectrales similares a las de la señal ECG, a partir del cual se realiza un proceso de estimación recursiva con el filtro de Kalman. Mediante esta metodología es posible separar la señal ECG de cualquier tipo de interferencia sinusoidal cuasi-estacionaria, que en este caso, es el desplazamiento de línea base. Se realizan algunas pruebas para estudiar el funcionamiento del filtro en comparación con otras estrategias planteadas en la metodología, demostrando el funcionamiento superior de la metodología planteada. Mediante esta metodología se obtiene una mejora de alrededor de 10 dB en la relación de señal a ruido y un coeficiente de correlación de alrededor de 0.98 en comparación de la señal filtrada con la señal libre de ruido.

Palabras Clave— Electrocardiografía, interferencia de línea base, filtro de Kalman, transformada delta.

I. INTRODUCCIÓN

EL señales de electrocardiografía (ECG) son susceptibles a todo tipo de interferencia, siendo las más conocidas la interferencia de línea de potencia y el desplazamiento de línea base. El desplazamiento de la línea base resulta del mal contacto entre los electrodos y la superficie del cuerpo, debido a la preparación inadecuada de la piel por parte del técnico en ECG, el sudor del paciente y (no pocas veces) la aplicación de loción corporal por parte del paciente. Dicho desplazamiento hace que a menudo sea difícil o imposible la interpretación de la morfología del intervalo QRST, llegando a veces a resultados imprecisos. Notable es el desplazamiento de la línea base en las derivaciones de las extremidades. El desplazamiento de la línea base puede dar lugar a la interpretación errónea de los ECG por el computador, incluyendo errores en el diagnóstico del ritmo y de las condiciones específicas tales como isquemia y pericarditis.

La remoción del desplazamiento de la línea base en el ECG es una fase de pre procesamiento importante para el análisis y diagnóstico y la detección de características, que no solo facilita la inspección visual clínica, sino que también hace más preciso el proceso de automatización de las tareas mencionadas.

En la literatura se han propuesto diversos métodos para eliminar la desviación de la línea base [1]. Uno de ellos es el promediado de ensambles, esta aproximación es válida cuando la señal electrocardiográfica permanece constante en cada latido, situación que no se presenta en la práctica. Otro método

es la interpolación polinomial. Si se realiza la interpolación lineal se introducen distorsiones bastante significativas.

Para obtener mejores resultados se puede usar una interpolación de tercer orden, llamado *spline cúbico* [1]. Esta interpolación hace uso de un conocimiento previo de los niveles isoeléctricos de la señal electrocardiográfica, estimados de los intervalos PR. El *spline cúbico* [2] es un método no lineal cuyo desempeño depende de la estimación de los intervalos PR, y su desempeño disminuye cuando el ritmo cardíaco es muy bajo.

Otro método utilizado en la literatura para enfrentar este problema, es la filtración digital de banda angosta y fase lineal, el cual puede ser implementado en tiempo real pero presenta dos problemas: Primero, tiene que ser un filtro FIR con respuesta al impulso muy larga y, por tanto, tiene un número alto de coeficientes y segundo, dado que el espectro de la desviación de la línea base y el de la señal electrocardiográfica generalmente se traslapan, no es posible remover la desviación de la línea base sin introducir distorsión a los componentes de la señal electrocardiográfica. En [3] se ha propuesto una técnica de filtración variante en el tiempo, la cual selecciona diferentes frecuencias de corte de un filtro lineal, como función del ritmo cardíaco o del nivel de la desviación de la línea base. Este filtro mejora el desempeño del filtro FIR invariante en el tiempo, pero de todos modos introduce distorsión al segmento ST y además, tiene requerimientos computacionales muy altos.

El filtrado de Kalman también ha sido usado para reducir el ruido en ECG. En [4], [5], se propone un modelo basado en una suma de núcleos Gaussianos que describe la señal ECG, utilizando este modelo junto con el filtro extendido de Kalman (EKF), para estimar la señal ECG sin ruido. Este modelo puede ser aplicado para reducir de forma efectiva cualquier interferencia pero su implementación es muy compleja y tiene un alto costo computacional.

En nuestro estudio se desarrolla una metodología para aplicar el filtro delta de Kalman (δ KF) con un modelo del desplazamiento de línea base, lo cual puede reducir esta interferencia. La interferencia se ha modelado como un proceso de banda angosta según lo propuesto en [6] y [7], mientras que la señal ECG se modela como un proceso AR de primer orden. En las secciones subsiguientes se explica esta metodología y se realizan pruebas que demuestran su capacidad superior en comparación con otras metodologías.

II. METODOLOGÍA

A. Reducción de Interferencia por filtro de Kalman

Las siguientes ecuaciones describen la evolución de una señal sinusoidal cuasi-estacionaria, donde $x_1[k]$ y $x_2[k]$ son señales en fase y cuadratura [6],

$$x_1[k] = \cos 2\pi f k \quad x_2[k] = \sin 2\pi f k$$

y donde f es la frecuencia de la componente sinusoidal cuasi-periódica. La evolución de estas variables puede ser expresada como una ecuación en el espacio de estados, de forma que:

$$\begin{aligned} \mathbf{x}[k+1] &= \mathbf{A}\mathbf{x}[k] + \mathbf{w}[k] \\ \begin{bmatrix} x_1[k+1] \\ x_2[k+1] \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \cos 2\pi f & -\sin 2\pi f \\ \sin 2\pi f & \cos 2\pi f \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1[k] \\ x_2[k] \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} w_1[k] \\ w_2[k] \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (1)$$

donde $\mathbf{w}[k]$ es ruido blanco Gaussiano de media cero y matriz de covarianza $E\{\mathbf{w}[k]\mathbf{w}[k]^T\} = \mathbf{Q} \geq \mathbf{0}$. Adicionando un tercer estado para modelar la señal ECG, se obtiene el siguiente modelo para la dinámica de la señal ECG contaminada con ruido de banda angosta cuasi-estacionario:

$$\begin{bmatrix} x_1[k+1] \\ x_2[k+1] \\ x_3[k+1] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos 2\pi f & -\sin 2\pi f & 0 \\ \sin 2\pi f & \cos 2\pi f & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1[k] \\ x_2[k] \\ x_3[k] \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} w_1[k] \\ w_2[k] \\ w_3[k] \end{bmatrix} \quad (2)$$

$$y[k] = [1 \quad 0 \quad 1]\mathbf{x}[k] + v[k] \quad (3)$$

donde $\mathbf{w}[k] \sim \mathcal{N}(0, \mathbf{Q})$ y $v[k] \sim \mathcal{N}(0, r)$ son ruidos blancos Gaussianos y

$$\mathbf{Q} = \begin{bmatrix} q_a & 0 & 0 \\ 0 & q_a & 0 \\ 0 & 0 & q_{ECG} \end{bmatrix} \quad (4)$$

donde q_a , q_{ECG} y r son las covarianza del ruido del proceso de amplitud, la covarianza del proceso del ECG y la covarianza del ruido de la medida, respectivamente.

B. Remoción de interferencia de línea base con el filtro de Kalman

El procedimiento para eliminar la interferencia de línea base consiste en realizar la estimación del modelo en espacio de estados dado en las ecuaciones (2) y (3) mediante el filtro de Kalman [8]. Una vez se hace la estimación, la señal ECG limpia se puede recuperar tomando solamente el estado $x_3[k]$.

El filtro de Kalman tiene tres parámetros relacionados con la convergencia y capacidad de rechazo de ruido de la estimación. Estos parámetros son la matriz de covarianza de ruido del proceso \mathbf{Q} , la matriz de covarianza de ruido de la medida r y la covarianza inicial del error \mathbf{P} . En [9], se demuestra que los parámetros \mathbf{Q} y r están relacionados por la cantidad $\lambda = r/q$ así:

- Cuando λ aumenta, la varianza del error disminuye, sin embargo, la capacidad de seguimiento a cambios rápidos disminuye.
- Cuando λ disminuye, crece la varianza del error y la capacidad de seguimiento es más robusta a los cambios.

Esto significa que una vez es elegido λ , se eligen también \mathbf{Q} y r . En (4) puede verse que la covarianza del ruido del proceso está compuesta por dos constantes q_a y q_{ECG} , la primera es la covarianza del ruido del proceso de amplitud y la segunda es la covarianza del ruido del proceso que modela al ECG. Se tiene entonces que $\lambda_a = r/q_a$ y $\lambda_{ECG} = r/q_{ECG}$. Estos parámetros se eligen dependiendo de las características deseadas del filtro.

Por otro lado, el parámetro \mathbf{P} ajusta la tasa de convergencia del filtro. Los valores de esta matriz deben ser grandes si se busca una convergencia rápida, pero si el estado estimado se acerca al estado real, el filtro podría divergir. Al contrario, cuando los valores de esta matriz son bajos, el filtro no divergirá, pero tendrá una tasa de convergencia lenta. En este caso dado el desconocimiento que se tiene del estado inicial, este parámetro puede ser ajustado como $\mathbf{P} = p\mathbf{I}$, donde p es una constante grande $\sim 10^4$.

III. MARCO EXPERIMENTAL

A. Base de datos

Las pruebas se realizan sobre la base de datos de señales electrocardiográficas (ECG) creada en la Universidad Nacional de Colombia Sede Manizales (BD-ECG-UNCM), durante el período de Julio de 2003 y Junio de 2004. La mitad de los registros corresponde a pacientes saludables, mientras que los restantes corresponden a pacientes con diferentes patologías cardíacas. Los registros fueron tomados en los centros hospitalarios ubicados en la ciudad de Manizales (Hospital de Caldas, Hospital Santa Sofía y grupo Telesalud de la Universidad de Caldas). Esta base de datos consta de 89 registros ECG de 12 derivaciones, con una duración de 10 minutos. Fueron tomados a 60 hombres con edades entre 29 y 75 años y 29 mujeres con edades entre 45 y 75 años de edad. El registro de cada paciente está almacenado en una carpeta que contiene 4 archivos de texto, donde está contenida la información de las 12 derivaciones. Se utilizó una tarjeta de adquisición bajo los siguientes parámetros de operación: frecuencia de muestreo $f_s = 500$ Hz, resolución de 13 bits, rango de 10 mV, 3 canales y 12 derivaciones. Dentro de los registros con cardiopatías se encuentran patologías cardíacas tales como infarto antiguo, bloqueo aurículo-ventricular, flutter auricular, bloqueo de rama derecha, arritmias, entre otros.

B. Pruebas

Las señales de la base de datos son contaminadas con desplazamiento de línea base modelado como una señal sinusoidal cuasi-estacionaria con las siguientes características:

- Frecuencia variable (proceso aleatorio con distribución normal media de 0.2 Hz y varianza $1e^{-3}$).
- Amplitud variable (proceso aleatorio con distribución normal SNR 3dB y varianza $1e^{-2}$).
- Fase inicial aleatoria (proceso aleatorio uniforme entre $-\pi$ y π).

Posteriormente, la señal es filtrada y luego se calculan medidas de desempeño, para comparar la efectividad de

filtrado. Se miden dos indicadores, el índice de correlación ρ_{xy} y la relación de señal a ruido SNR, definidos por [13]:

$$\rho_{xy} = \frac{C_{xy}}{\sqrt{C_{xx}C_{yy}}}$$

$$SNR = 10 \log \left(\frac{\sum_{k=1}^N (x[k] - \bar{x})^2}{\sum_{k=1}^N (x[k] - y[k])^2} \right)$$

donde, C_{xy} es la covarianza cruzada entre las señales x y y , C_{xx} es la varianza de x , x es la señal original, y es la señal filtrada y \bar{x} es la media de x .

Además de la metodología propuesta, son utilizados otros tres métodos: un método de filtrado IIR pasa-alto, realizado hacia adelante y hacia atrás (FBIIR) con el fin de disminuir los efectos de la fase no lineal [10], un método de modelado AR adaptativo basado en el filtro de Kalman (ADKF) [11], y un método consistente en un filtro de mediana deslizando.

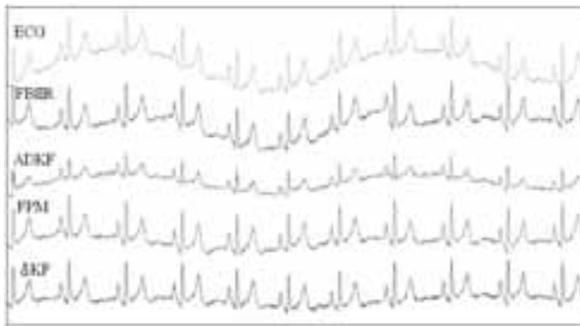


Fig. 1 Resultados de filtrado por los diversos métodos.

En la Fig. 1 se muestran los resultados de una prueba sobre una señal de la base de datos AASC, contaminada con la interferencia de desplazamiento de línea base, -6dB SNR, con variaciones de frecuencia.

Los resultados vistos en la Fig. 1 son confirmados por el índice de correlación medido en promedio para la base de datos para una señal de entrada con SNR=6dB.

TABLA I
COMPARACIÓN DE ÍNDICE DE CORRELACIÓN

Algoritmo	ECG Normales	ECG Anormales
ΔKF	0.95	0.95
FBIIR	0.10	0.14
ADKF	0.78	0.78
FPM	0.60	0.50

Con el fin de conocer el comportamiento de los diferentes filtros para diferentes niveles de interferencia se ha realizado una prueba similar a la anterior, contaminando una señal ECG de la base de datos con interferencia de línea base con un SNR determinado. Esto se realiza para todas las señales de la base de datos y para SNR dentro del rango [-12, 15] dB.

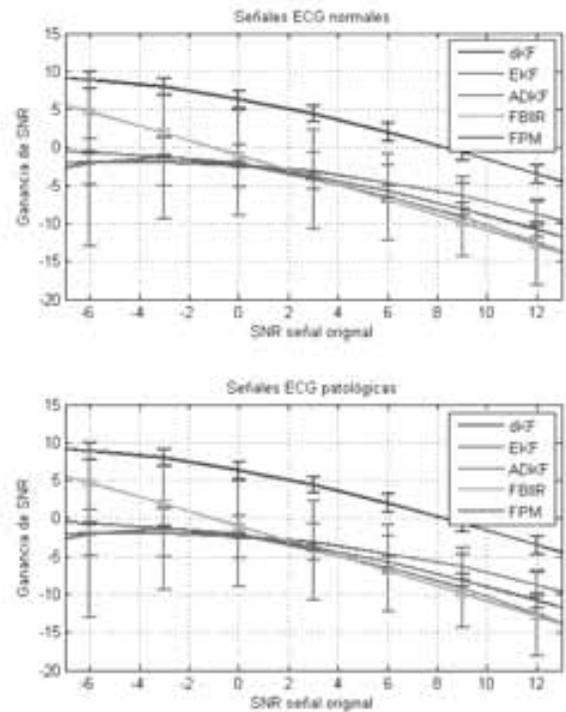


Fig. 2 Curvas de mejora al SNR para las metodologías estudiadas.

La Fig. 2 muestra la ganancia de SNR que obtienen señales ECG contaminadas con ruido de línea base con un SNR determinado. Esto quiere decir que para cada SNR en el eje x, se obtiene la ganancia mostrada en el eje y. La figura de la parte superior muestra los resultados para señales normales, mientras que en la parte inferior se observa el resultado para señales con algún tipo de patología. La línea continua de cada curva muestra la media en la base de datos, mientras que las barras mostradas cada cierto intervalo muestra la desviación estándar. Los resultados por encima de cero indican que el filtro está mejorando la calidad de la señal, mientras que los resultados debajo de cero indican que el filtro está introduciendo distorsión en la señal.

IV. DISCUSIÓN

Según lo observado en la Fig.2, el algoritmo con el mejor desempeño es el filtro de Kalman delta, con el cual se obtiene mayor ganancia de SNR con la menor dispersión, seguido del algoritmo de filtrado IIR hacia adelante y hacia atrás, el cual también tiene muy poca dispersión, pero funciona adecuadamente solo cuando la interferencia es muy alta. Por su parte el algoritmo con el filtro de Kalman adaptativo tiene la mayor distorsión de todos y se puede ver que en ocasiones puede remover la interferencia, mientras que en otras ocasiones genera gran distorsión. Los otros dos algoritmos en general no mejoran el SNR de la señal original.

Lo mostrado en la Tabla I muestra un aspecto diferente de los algoritmos, donde se observa que tan similar es la señal

original (sin interferencia de línea base) a la filtrada. Se observa consistencia con los resultados mostrados en la Fig.2 para el filtro propuesto, sin embargo, se observa que el desempeño del filtro IIR decae bastante bajo este indicador.

Este resultado se puede entender por lo visto en la Fig.1, donde se observa que el filtro IIR trata de conservar mejor la forma de la señal ECG, pero no disminuye la interferencia, mientras que el filtro de Kalman adaptativo reduce más la interferencia pero disminuye la amplitud de la señal. En este caso, luego del filtro de Kalman delta, el filtro de promedio móvil es el más equilibrado.

V. CONCLUSIONES

La metodología propuesta de reducción de interferencia de línea base con el modelo propuesto y el filtro de Kalman ha demostrado ser adecuado para la tarea. Como ya se ha visto en artículos anteriores, esta metodología es efectiva en la estimación y eliminación de interferencias de ancho de banda angosto.

Las pruebas realizadas muestran que los cuatro algoritmos pueden reducir el desplazamiento de línea base; sin embargo, el algoritmo δ KF es el que disminuye la interferencia con mayor efectividad. Esto ha sido demostrado mediante inspección visual y medidas de distorsión.

Además se ha encontrado que la metodología provee mayor reducción de interferencia con menor dispersión para un amplio rango de relaciones de señal a ruido. La dispersión, para la metodología de filtrado de mediana móvil y δ KF es pequeña y constante en las pruebas realizadas, mientras que la mayor dispersión la presenta el caso FBIIR (Filtrado hacia delante y hacia atrás). Se ha encontrado también que el desempeño es similar tanto para ECG normales como para ECG anormales.

REFERENCIAS

- [1] Jané, R., Laguna, P., Thakor, N. V. y Caminal, P., "Adaptive Baseline Wander Removal in the ECG: Comparative Analysis with Cubic Spline Technique," Work supported by grant TIC 1037-91, from CICYT (Spain), and by NATO grant 900058 1992.
- [2] Meyer, C.R. y Keiser, H.N., "Electrocardiogram baseline estimation and removal using cubic splines and state space computation", *Comp. Biomed. Res.* 10 (1977) 450—470.
- [3] Sörmmo, L., "Time-varying digital filtering of ECG baseline wander", *Medical and Biological Engineering and Computers*, 1993.
- [4] Clifford, G. D. y McSharry, P. E., "Method to filter ECGs and evaluate clinical parameter distortion using realistic ECG model parameter fitting", *Computers in Cardiology*, 32, 2005.
- [5] Sameni, R., Shamsollahi, M.B. *et al*, "Filtering Noisy ECG Signals Using the Extended Kalman Filter Based on a Modified Dynamic ECG Model", *Computers in Cardiology*, 32, 2005.
- [6] Scala, B. L. y Bitmead, R. R., "Design of an extended Kalman filter frequency tracker", *IEEE Transactions on Signal Processing*, Vol. 44, No. 3, 1996.
- [7] Kim, S. y McNames, J., "Tracking tremor frequency in spike trains using the extended Kalman filter", *Proceedings of the 2005 IEEE Engineering in Medicine and Biology 27th Annual Conference*, 2005.
- [8] Haykin, S., *Kalman Filtering and Neural Networks*, first edition ed. Wiley Interscience, 2001.
- [9] Bittanti, S. y Savaresi, S. M., "On the parameterization and design of an extended Kalman filter frequency tracker," *IEEE Transactions on Automatic Control*, Vol. 45, No. 9, 2000.
- [10] Sörmmo, L. y Laguna, P., *Bioelectrical Signal Processing in Cardiac and Neurological Applications*, first edition ed. Elsevier, 2005.
- [11] Mneimneh, M. A., Yaz, E. y Povinelli, R., "An adaptive Kalman filtering for removing baseline wandering in ECG signals", *Computers in Cardiology* 2006, (33) 253-256.
- [12] Avendaño, L. E., *Estudio comparativo de métodos de procesado y segmentación en el electrocardiograma*, Diploma de Estudios Avanzados, Universidad Politécnica de Valencia, 2005.

Discriminación de eventos epilépticos mediante espectros paramétricos variantes en el tiempo

Luis David Avendaño, Juan David Martínez, Leonardo Duque y Germán Castellanos

Abstract—El cerebro humano genera potenciales eléctricos que pueden ser medidos mediante electrodos en el cuero cabelludo, técnica denominada electroencefalografía (EEG), a partir de cual se obtienen un conjunto de formas de onda típicas de los diferentes estados de funcionamiento cerebral. El objetivo principal de este artículo es la obtención de características espectrales dinámicas en señales EEG enfocado a la detección de eventos epilépticos, mediante el uso de algoritmos adaptativos como Mínimos Cuadrados (LMS), Mínimos Cuadrados Recursivos (RLS) y el suavizador de Kalman. La efectividad de cada una de las metodologías será probada en función de la capacidad de discriminación de los espectros de potencia derivados de cada una de las técnicas en señales EEG normales y con signos de epilepsia. Los resultados muestran que las características obtenidas mediante el filtro de Kalman son las más discriminantes para la clasificación de señales EEG normales y patológicas.

Index Terms—Electroencefalografía, epilepsia, espectros paramétricos, filtro de Kalman, filtros adaptativos.

I. INTRODUCCIÓN

EL cerebro humano genera potenciales eléctricos que pueden ser medidos mediante electrodos en el cuero cabelludo, técnica denominada electroencefalografía (EEG), a partir de cual se obtienen un conjunto de formas de onda que caracterizan la actividad cerebral. Caracterizando estas señales mediante su contenido frecuencial y de amplitud, se puede determinar el estado funcional del cerebro o la presencia de patologías.

La clasificación de señales EEG basada en la descripción mediante modelos estocásticos, se ciñe a algunas metodologías de extracción de características que permiten mostrar ciertas propiedades de la señal EEG que son únicas para cada tipo de señal y que por lo tanto se ajustan a los propósitos de clasificación. Las características que son usadas generalmente incluyen la FFT y la PSD [1], los coeficientes de modelos AR univariados y multivariados [1], [2], y también técnicas de filtrado espacial de las señales EEG multicanal para la obtención de información discriminante de las señales [1], [3].

Las técnicas anteriores permiten obtener características estáticas de la señal EEG, sin embargo, pueden ser utilizados indicadores cambiantes en el tiempo, que permitan discriminar las señales a partir de la evolución temporal de algunas de sus características y que pueden ayudar a interpretar mejor la

dinámica de los procesos cerebrales. Entre ellos se encuentran la energía instantánea de la señal [4], el análisis mediante procesos AR variantes en el tiempo (TVAR) [5], [6] y las transformadas tiempo-frecuencia como las de la clase Cohen o wavelets [7], [8]. En conjunción con las anteriores técnicas, se ha propuesto otro tipo de medidas desde el punto de vista dinámico, entre ellas se encuentran los exponentes de Lyapunov, la dimensión de correlación, la información mutua, entre otras [9], [10].

Los modelos TVAR corresponden a sistemas dinámicos lineales variantes en el tiempo, cuya respuesta en frecuencia permite conocer también la dinámica de las componentes frecuenciales de la señal, generando unas superficies en el plano tiempo-frecuencia, donde cada punto en este plano corresponde a la potencia de la señal en un instante determinado de tiempo para una frecuencia determinada. Si bien estas superficies contienen una gran cantidad de información acerca del proceso estudiado, esto también supone un problema para la detección de eventos, ya que la dimensión del problema es exagerada para un clasificador. En este caso, es de gran utilidad una metodología que permita concentrar la información del plano tiempo-frecuencia en unas pocas componentes, como PCA.

Se plantea como método de estimación de parámetros al suavizador de Kalman al formular el problema de estimación de parámetros dentro de una representación en espacio de estados [11]. Su desempeño se compara con el de otros algoritmos adaptativos de estimación de parámetros como son Mínimos Cuadrados (LMS) y Mínimos Cuadrados Recursivos (RLS) [12]. La efectividad de cada una de las metodologías será probada en función de la capacidad de discriminación de los espectros de potencia derivados de cada una de las técnicas en señales EEG normales y con signos de epilepsia. Se plantea el uso de análisis PCA para la transformación de las superficies a un espacio de características de menor dimensionalidad, sobre el cual posteriormente se utiliza un clasificador Bayesiano y clasificador de k vecinos más cercanos para discriminar eventos normales, interictales e ictales. Se realiza el análisis de cross-validación de cada uno de los clasificadores y se estudian medidas de desempeño, a saber, tasa de predicción, sensibilidad y precisión de cada una de las técnicas, para comparar su desempeño.

II. MARCO TEÓRICO

A. Estimación de representaciones tiempo-frecuencia mediante modelos TVAR

La representación tiempo-frecuencia (TFR) $G(k, f)$ de una señal discreta $y[k]$ se define como la potencia en una compo-

Luis David Avendaño es estudiante del programa Maestría en Ingeniería - Automatización Industrial de la Universidad Nacional de Colombia, Sede Manizales. e-mail: ldavendanov@unal.edu.co.

Leonardo Duque y Juan David Martínez son estudiantes del programa de Ingeniería Electrónica de la Universidad Nacional de Colombia, Sede Manizales.

Germán Castellanos es profesor titular en el programa de Ingeniería Electrónica de la Universidad Nacional de Colombia, Sede Manizales.

nente de frecuencia f en el instante de tiempo k . Cuando esta función es invariante en el tiempo se habla de una señal estacionaria, mientras que en el caso contrario, la señal estudiada es no estacionaria. Las señales EEG son un ejemplo de las últimas. Los modelos paramétricos AR variantes en el tiempo (TVAR) permiten modelar la dinámica no estacionaria en estas señales y además conocer los cambios en su contenido frecuencial a lo largo del tiempo.

En un modelo TVAR de orden p (TVAR(p)), la señal y en el instante k depende de la sumatoria ponderada de los p valores anteriores de la señal, donde los valores de ponderación $a_n[k]$ pueden cambiar en el tiempo, y de un proceso aleatorio $\xi[k] \sim \mathcal{N}(0, \sigma_\xi^2[k])$ que introduce la aleatoriedad en la señal. Esto es:

$$y[k] = \sum_{n=1}^p a_n[k]y[k-n] + \xi[k] \quad (1)$$

a partir del modelo anterior, se puede encontrar la densidad espectral de potencia instantánea de la señal $G(k, f)$, mediante la expresión [6]

$$G(k, f) = \frac{\sigma_\xi^2[k]/f_s}{1 + \sum_{n=1}^p a_n[k]e^{-j2\pi n f/f_s}} \quad (2)$$

donde f_s es la frecuencia de muestreo de la señal. La concatenación de las PSD instantáneas $G(k, f)$ obtenidas mediante la ecuación (2) constituye la TFR de la señal $y[k]$. En comparación con otros métodos de estimación de TFR, la resolución de los estimadores paramétricos es superior debido a la extrapolación implícita de la secuencia de autocorrelación.

La estimación de la TFR mediante este método consiste de dos pasos, inicialmente la estimación del orden del modelo [13] y posteriormente la estimación del vector de parámetros $\mathbf{a}[k] = [a_1[k] \dots a_p[k]]^\top$ y de la varianza $\sigma_\xi^2[k]$. La calidad del estimado de la TFR depende del orden del modelo [13], y del método de estimación, que es revisado a continuación.

B. Estimación de parámetros de modelos TVAR mediante el suavizador de Kalman

Sea $y[k]$ la salida del modelo TVAR(p) dado en (1). El problema consiste en estimar los p parámetros desconocidos de $\mathbf{a}[k]$ y $\sigma_\xi^2[k]$. Esto es un problema no determinístico que puede ser resuelto con el algoritmo del filtro de Kalman, basado en la representación en espacio de estados de la evolución de los parámetros.

Para obtener una representación en espacio de estados del modelo TVAR(p), se define un término de regresión de observaciones previas como $\mathbf{H}[k] = [y[k-1] \dots y[k-p]]$. Usando esta notación, la ecuación (1) puede ser reescrita como

$$y[k] = \mathbf{H}[k]\mathbf{a}[k] + \xi[k] \quad (3)$$

en una forma correspondiente a un modelo de observación lineal donde $\mathbf{H}[k]$ es el vector de regresión. Cuando no se tiene información disponible acerca de la forma de evolución del estado $\mathbf{a}[k]$ se recurre al uso del modelo de caminata aleatoria [11] produciendo una ecuación de estado de la siguiente forma

$$\mathbf{a}[k+1] = \mathbf{a}[k] + \mathbf{w}[k] \quad (4)$$

donde $\mathbf{w}[k]$ corresponde a un proceso Gaussiano $\mathcal{N}(0, \mathbf{R}_w)$.

Las ecuaciones (3) y (4) forman el modelo de la señal en espacio de estados para el proceso TVAR $y[k]$, que puede ser estimado mediante el filtro de Kalman [11].

Finalmente, la matriz de covarianza del ruido de medición se puede hacer $\mathbf{R}_e[k] = \hat{\sigma}_\xi^2[k]$ obtenido a partir de la estimación instantánea de la varianza del error de estimación $e[k] = y[k] - \mathbf{H}[k]\hat{\mathbf{a}}[k-1]$, mediante la siguiente expresión:

$$\hat{\sigma}_\xi^2[k] = \frac{\alpha}{M} \sum_{i=1}^M g_i e[k-i]^2 + (1-\alpha)\hat{\sigma}_\xi^2[k-1] \quad (5)$$

siendo $\mathbf{g} = [g_1 \dots g_M]$ una función ventana de suavizado, que permita obtener valores con menor cantidad de componentes de alta frecuencia. El término α es otro término de suavizado que evita que haya un cambio muy alto entre los estimados en el instante k y $k-1$.

En algunas aplicaciones en las cuales no es necesaria la estimación en tiempo real del vector de parámetros $\mathbf{a}[k]$ y de $\sigma_\xi^2[k]$, es posible tener en cuenta también los valores futuros de y , siendo razonable el uso del suavizador de Kalman, también conocido como el suavizador de Rauch-Tung-Striebel [11], permitiendo una estimación más efectiva que solo con el filtro de Kalman.

C. Esquema de reducción de dimensionalidad

Las TFR obtenidas mediante cualquier método, como las obtenidas mediante la expresión (2) corresponden a una punto en un espacio de características de muy alta dimensionalidad sobre el cual es difícil realizar cualquier proceso para su clasificación.

Con el fin de reducir la cantidad de datos en las TFR se pueden usar esquemas de reducción de dimensionalidad como el de eigenfaces [14] o análisis de componentes principales (PCA) para imágenes. En este método se plantea que la TFR corresponde a un punto un espacio de alta dimensión, donde cada punto de la TFR corresponde a una dimensión en el espacio de características. Mediante el análisis de componentes principales (PCA) se selecciona una proyección lineal que reduzca la dimensionalidad y maximice la variabilidad de las muestras proyectadas.

Definiendo el problema formalmente, se considera un conjunto de N imágenes de muestra $\{\mathbf{x}_1, \mathbf{x}_2, \dots, \mathbf{x}_N\}$ que toma valores en un espacio n -dimensional. Ahora considérese una transformación lineal del espacio original n -dimensional \mathbf{X} a un espacio de características m -dimensional \mathbf{Y} , donde $m < n$ [15]. La representación del punto k en el espacio transformado está dada por

$$\mathbf{y}_k = \mathbf{W}^\top \mathbf{x}_k \quad k = 1, 2, \dots, N \quad (6)$$

donde $\mathbf{W} = [\mathbf{w}_1, \mathbf{w}_2, \dots, \mathbf{w}_m] \in \mathbb{R}^{n \times m}$ es una matriz con columnas ortonormales, correspondientes a los m vectores propios \mathbf{w}_k relacionados con los m mayores valores propios de la matriz de covarianza Σ_x . Dado que los vectores propios \mathbf{w}_k tienen la misma dimensión de las imágenes originales, se les refiere como eigenpictures o eigenfaces. Utilizando la representación de las TFR dada por (6), se puede entrenar un clasificador que separe las características en el espacio transformado.

III. MARCO EXPERIMENTAL

A. Base de Datos

Los datos utilizados para las pruebas consisten de un conjunto de datos recolectados por La Clínica para Epilepsia de la Universidad de Bonn [16]. La base de datos consiste de cinco conjuntos (denotados A-E) compuestos por 100 segmentos de EEG de un canal que pueden ser organizados en tres clases. Estos segmentos fueron seleccionados y extraídos a partir de registros EEG multicanales continuos luego de una inspección visual para evitar artefactos, como los de actividad muscular o movimiento ocular.

Los conjuntos A y B consisten de segmentos tomados de registros EEG superficiales (cuero cabelludo) en cinco personas saludables usando el esquema estándar de localización de electrodos 10-20. Los registros de estos conjuntos componen la clase *normal* en este estudio. Los conjuntos C, D y E se originan de registros EEG de diagnóstico prequirúrgico. Los segmentos en el conjunto D fueron registrados dentro de la zona epileptopatógena, y los del conjunto C de la formación hipocampal del hemisferio opuesto del cerebro. Mientras que los conjuntos C y D contienen solamente actividad medida durante los intervalos inter ictales, el conjunto E contiene solamente actividad ictal. Aquí los segmentos fueron seleccionados de todos los sitios de registro que exhiben actividad ictal. Los conjuntos C y D conforman la clase *interictal*, mientras que los del conjunto E forman la clase *ictal*, siendo ambas clases relacionadas con actividad patológica. Todas las señales EEG fueron registradas con un sistema de adquisición de 128 canales, utilizando una referencia común promediada. Los datos fueron digitalizados a 173.61Hz con una resolución de 12 bits.

B. Resultados

La metodología de clasificación y validación consiste en la estimación de las TFR de las señales normales y patológicas, de las cuales se escogen conjuntos de entrenamiento (70%) y validación (30% restante) a través de un muestreo aleatorio. Sobre el grupo de entrenamiento se realiza la metodología de eigenfaces y se entrena un clasificador en el espacio de características que posteriormente es probado en el conjunto de validación. Este procedimiento se repite 11 veces con el fin de generar una prueba de desempeño sobre diferentes conjuntos de entrenamiento y validación. Las TFR son obtenidas mediante tres métodos: los algoritmos adaptativos de mínimos cuadrados (LMS) y mínimos cuadrados recursivos (RLS) [12], y el suavizador de Kalman descrito en la Sección II-B. Los parámetros de cada uno de los algoritmos se suman en la Tabla I. Para los modelos TVAR se encontró que el orden adecuado de representación p es igual a 12 mediante el criterio BIC según la metodología planteada en [13], y se considera que la información frecuencial de las señales se encuentra dentro del rango entre 1 y 40 Hz. En la Figura 1 se muestran ejemplos de cada una de las señales, mientras que en la Figura 2 se muestran sus respectivas TFR obtenidas con los métodos descritos previamente.

Mediante la metodología anterior se obtienen TFR de 501x513 puntos que se reducen a 501x65 que posteriormente

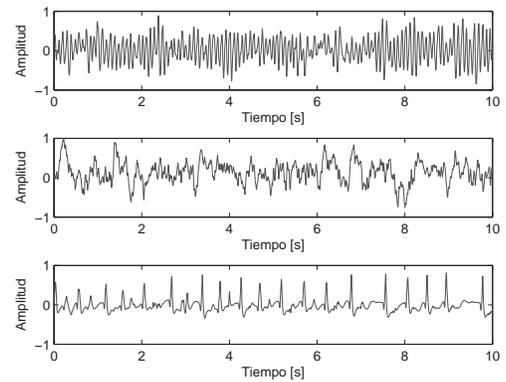


Fig. 1. Ejemplo de los diferentes tipos de señales EEG normalizadas.

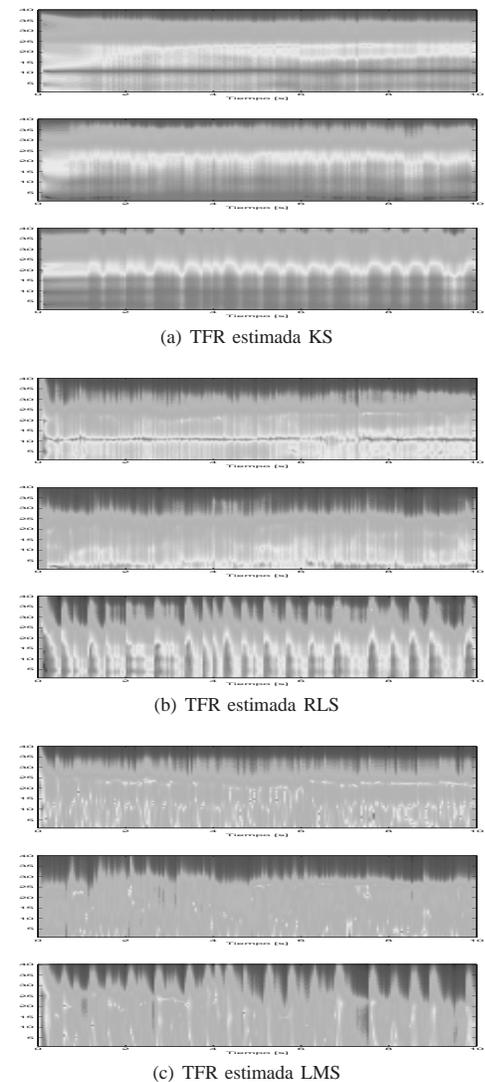


Fig. 2. Ejemplos de TFR obtenidas para las tres clases de señales.

TABLE I
PARÁMETROS DE LOS MÉTODOS DE ESTIMACIÓN.

Algoritmo	Parámetros
LMS	Parámetro de adaptación $\mu = 2$
RLS	Factor de olvido $\lambda = 0.99$
Kalman	Factor de olvido $\lambda = 0.98$

con la metodología de eigenfaces se ha obtenido que en el peor de los casos se obtiene el 90% de la información con los primeros 15 componentes principales, obteniendo de esta forma una reducción de 32565 puntos a solo 15 puntos, indicando la gran cantidad de información redundante en estas representaciones. En la Figura 3 se muestra la representación de las TFR según los primeros dos componentes principales (eigenfaces) para cada una de las metodologías.

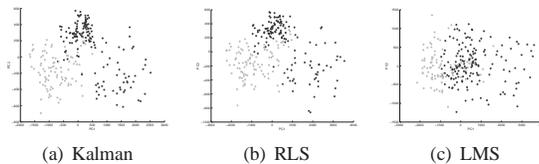


Fig. 3. Representación de las TFR en el espacio de características.

Finalmente, como se mencionó previamente, se realiza una prueba de validación cruzada sobre 11 conjuntos de entrenamiento y prueba aleatorios diferentes, para los cuales se realiza el análisis de eigenfaces y luego se realiza una prueba de clasificación sobre la representación resultante. Los datos son clasificados mediante el clasificador Bayesiano lineal y el de K vecinos más cercanos (5-NN). Los resultados de clasificación se encuentran en la Tabla II.

TABLE II
RESULTADOS DE VALIDACIÓN CRUZADA.

Clasificador Bayesiano lineal			
Método	Tasa de Acierto	Sensibilidad	Especificidad
LMS	70.27 ± 1.11	43.52 ± 2.72	98.42 ± 0.31
RLS	95.88 ± 0.24	96.79 ± 0.49	99.71 ± 0.16
Kalman	97.61 ± 0.30	97.96 ± 0.40	99.77 ± 0.14

Clasificador 5-NN			
Método	Tasa de Acierto	Sensibilidad	Especificidad
LMS	77.80 ± 1.10	83.82 ± 1.53	75.87 ± 0.59
RLS	97.79 ± 0.29	99.54 ± 0.45	98.05 ± 0.49
Kalman	98.14 ± 0.26	99.41 ± 0.37	98.84 ± 0.17

IV. DISCUSIÓN Y CONCLUSIONES

El método de estimación de parámetros propuesto permite caracterizar adecuadamente las señales EEG para la clasificación de la actividad cerebral normal, de diferentes estados de epilepsia (interictales e ictales). En comparación con los métodos RLS y LMS, se nota una clara mejoría en la precisión y en la consistencia de la estimación, y hay mayor continuidad en la dinámica de los parámetros calculados. El análisis PCA demuestra también que las características obtenidas con el filtro de Kalman tienen mayor separabilidad y por ende son más discriminantes en la detección de patrones epilépticos.

El método LMS resulta inadecuado para el análisis de señales EEG, mientras que el RLS resuelve el problema de estimación de parámetros casi con la misma efectividad del suavizador de Kalman. Los indicadores de sensibilidad y precisión obtenidos con las metodologías RLS y Kalman muestran su efectividad en la clasificación de eventos normales y patológicos. Se nota una pequeña tendencia de este tipo de caracterización hacia la detección de falsos positivos, dado que el indicador de precisión está un poco por debajo de el de sensibilidad.

El análisis PCA también ha demostrado la alta redundancia de las TFR, ya que fue posible clasificar las señales EEG con un número relativamente bajo de componentes principales (eigenfaces), en comparación con la dimensión del espacio inicial que era de 32565. Por ello se puede plantear una metodología que permita extraer mejor la información en estas representaciones sin necesidad de utilizar una cantidad de información tan elevada.

REFERENCES

- [1] Zoldi, Scott and Krystal, Andrew and Greenside, Henry (2000), 'Stationarity and Redundancy of Multichannel EEG Data Recorded During Generalized Tonic-Clonic Seizures,' *Brain Topography*, **12**(3), 187-200.
- [2] Galka, Andreas and Hansen, Heiko and Ozaki, Tohru and Pfister, Gerd (2004), 'Quantification of Nonstationary Structure in High-dimensional Time Series,' *Asian Journal of Information Technology*, **3**(12), 1165-1171.
- [3] Franaszczuk, P. J. and Bergey, G. K. (1999), 'An autoregressive method for the measurement of synchronization of interictal and ictal EEG signals,' *Biol. Cybern.*, **81**(1), 3-9.
- [4] Blanco, S. and Blanco, S. and Garcia, H. and Quiroga, R.Q. and Romanelli, L. and Rosso, O.A. (1995), 'Stationarity of the EEG series,' *IEEE M EMB*, **14**(4), 395-399.
- [5] Mike West and Raquel Prado and Andrew D. Krystal (1999), 'Evaluation and Comparison of EEG Traces: Latent Structure in Nonstationary Time Series,' *Journal of the American Statistical Association*, **94**(448), 1083-1095.
- [6] Tarvainen, M.P. and Tarvainen, M.P. and Hiltunen, J.K. and Rantaho, P.O. and Karjalainen, P.A. (2004), 'Estimation of nonstationary EEG with Kalman smoother approach: an application to event-related synchronization (ERS),' *IEEE J BME*, **51**(3), 516-524.
- [7] Quian Quiroga, R. and Sakowitz, O. W. and Basar, E. and Schurmann, M. (2001), 'Wavelet Transform in the analysis of the frequency composition of evoked potentials,' *Brain Research Protocols*, **8**(1), 16-24.
- [8] Dikanav, T. and Smirnov, D. and Wennberg, R. and Velazquez, J.L. Perez and Bezruchko, B. (2005), 'EEG nonstationarity during intracranially recorded seizures: statistical and dynamical analysis,' *Clinical Neurophysiology*, **116**(8), 1796-1807.
- [9] Drongelen, Wim and Lee, Hyong C. and Hecox, Kurt E. (2005), 'Seizure Prediction in Epilepsy,' *Neural Engineering*, 389-419.
- [10] Chaovalitwongse, W. and Pardalos, P. (2008), 'On the time series support vector machine using dynamic time warping kernel for brain activity classification,' *Cybernetics and Systems Analysis*, **44**(1), 125-138.
- [11] Haykin, S. (2001), *Kalman Filtering and Neural Networks*, first edn, Wiley Interscience.
- [12] Diniz, P. S. (2002), *Adaptive filtering, algorithms and practical implementation*, Kluwer Academic Publishers.
- [13] Avendano-Valencia, LD. & Castellanos-Domínguez, G. (2008), 'Selección de orden óptimo para modelado AR en señales EEG,' *Avances en Sistemas e Informática* **5**(1)
- [14] Turk, M. and Pentland, A. (1991), 'Eigenfaces for Recognition', *Journal on Cognitive Neuroscience* **3**(1).
- [15] Belhumeur, P. and Hespánha, J. and Kriegman, D. (1997), 'Eigenfaces vs. Fisherfaces: Recognition Using Class Specific Linear Projection', *IEEE Transactions on Pattern Analysis and Machine Learning* **19**(7), 711-720.
- [16] R.G. Andrzejak, K. Lehnertz, F. Mormann, C. Rieke, P. David, and C. E. Elger, 'Indications of nonlinear deterministic and finite dimensional structures in time series of brain electrical activity: Dependence on recording region and brain state,' *Physical Review E*, vol. 64, 2001.

Diseño de sistema de adquisición óptico-digital para la inspección de la presencia de frutos de café en diferentes estados de maduración

Omar Alfonso Pinilla Molina y Julián Betancur Acevedo¹

C3- Resumen— En este trabajo muestra un avance preliminar de un prototipo para la inspección de la presencia de frutos de café en diferentes estados de maduración a partir de imágenes en escala de grises. Éste, debe emplear un sensor receptor de luz (tipo CCD) y filtros profesionales de fotografía, los cuales se utilizarán en la adquisición. Las imágenes obtenidas serán analizadas en un procesador digital de señales (DSP), cuyos resultados definirán la presencia de frutos en diferentes etapas de maduración, a partir de la información de color que se deriva de la comparación de las imágenes original y adquiridas con los filtros, en escala de grises. También, se pretende determinar si es posible realizar, en un futuro, un prototipo que realice la segmentación de los frutos y que reconozca las etapas de maduración en las que se encuentran. Para ello, se agruparán los colores de la imagen en n relevantes, analizando para ello la incidencia de los filtros, en cada píxel de la imagen, asignado cada uno de éstos a un grupo en particular. El desarrollo del prototipo ha finalizado hasta el diseño del sistema de adquisición, donde se han diseñado los filtros de color y se han verificado las condiciones para la adquisición de imágenes.

Palabras Claves— Filtros Profesionales de fotografía, adquisición, sensor CCD

I. INTRODUCCIÓN

Se plantea el diseño de un sistema de adquisición de imágenes de café, realizada en laboratorio, empleando filtros profesionales de fotografía, bajo condiciones controladas de iluminación. Dichas condiciones, son de fácil implementación en etapas de post-cosecha del fruto, como lo es el “beneficio húmedo”. La hipótesis es que es posible realizar la inspección de la presencia de frutos de café en diferentes etapas de maduración a partir de la comparación de las imágenes, en escala de grises, adquiridas utilizando filtros profesionales de fotografía. Esta inspección se puede realizar comparando punto a punto la imagen de la escena sin filtro

con la imagen con filtro, determinando así la respuesta en color de cada píxel en la porción correspondiente a frutos de café, reconociendo incluso el fondo y artefactos con respuesta en color diferente a la de los frutos. Así, el procesamiento de la imagen se realiza en el filtro, disminuyendo la complejidad y carga computacional del dispositivo hardware, lo cual redundará principalmente en su costo y tiempo de respuesta (rendimiento). La etapa realizada corresponde al diseño del sistema de adquisición, haciendo mayor énfasis en el diseño de los filtros de color.

La demanda de productos agrícolas de alta calidad requiere el desarrollo de nuevas tecnologías que permitan la inspección objetiva de sus diferentes características. Los sistemas de visión artificial aparecen como una opción en la agricultura ya que pueden ser aplicados en tareas como la inspección de calidad y clasificación automática de frutos [12]. Este incremento en el uso de sistemas de Visión Artificial dentro del ámbito agrícola, se debe a ciertas ventajas de la época tales como economía, consistencia y capacidad para proporcionar datos numéricos de algunos atributos de los frutos tales como la forma, color, tamaño y textura [13]. Sin embargo, dichos sistemas son costosos ya que requieren manejar gran cantidad de información y generalmente constan de aplicativos con alta carga computacional. La implementación del prototipo de inspección de la mezcla de frutos de café en diferentes etapas de maduración, potencia la automatización del sector agrícola, que se encuentra en pleno desarrollo. Por tal razón, se podrían subsanar problemas en mano de obra y obtener una mejor calidad en el producto final derivado a partir de los frutos inspeccionados.

II. METODOLOGÍA: DISEÑO DEL SISTEMA DE ADQUISICIÓN

Los componentes que forman el sistema de adquisición son la cámara digital, los filtros de color profesionales de fotografía, las luces de color blanco, el fondo de color negro de tela pana y una base para la cámara. Adicionalmente se emplea ya sea un dispositivo digital o un computador que permite realizar la adquisición de imágenes.

A. Cámara Digital

Actualmente se ha evaluado una cámara digital tipo CMOS conocida como la CMUcam, el cual permite una interconexión

¹ Departamento de Ingeniería Eléctrica y Electrónica, Universidad del Norte.

con cualquier dispositivo digital mediante la comunicación serial con protocolo RS-232. Sin embargo, esta cámara al ser CMOS tiene menor uniformidad de los píxeles (mayor ruido de patrón-fijo FPN), y una menor superficie receptora de luz por píxel [6], que puede alterar la forma de los objetos, en comparación con las que tienen un sensor CCD. Se buscará emplear una cámara digital comercial con sensor CCD adicional que proporcione una buena relación rendimiento precio e intercomunicación con dispositivos externos (computadores y dispositivos digitales), como se muestra en la tabla I.

TABLA I.
CLASIFICACIÓN RENDIMIENTO CÁMARAS SEGÚN CNET²

Referencia	Canon A460	Canon A470	Canon A590
Calidad Color	9	8	9
Adquisición en exteriores	8	8	9
Adquisición en interiores	7	8	9
Precio (USD) ³	\$ 109,99	\$ 119,99	\$ 159,99
Calidad de imagen	7	9	9

B. Luces de Color Blanco y Fondo Color Negro de Tela Pana

La elección de estos dos factores se hace con base en el trabajo preliminar mostrado en [1].

Para elegir el fondo, se seleccionan muestras de éstos contruidos con materiales que no generen brillos, indeseables en la adquisición de la imagen. El fondo seleccionado corresponde a un material de tela pana, el cual según [5] tiene un coeficiente de reflectividad del 1%. De manera similar influye la selección del color. Entre más opaco sea este, menor será lo reflejado, indicando que el color más apropiado es el negro.

La luz empleada depende de la emisión de color que genere la lámpara. Es importante que la lámpara seleccionada no genere ningún tipo de componente de color en la luz para que no se altere la composición cromática de los objetos a analizar, en este caso los frutos de café, que tienen los colores verde, rojo y amarillo. Por esta razón en particular es necesario emplear lámparas de color blanco o generadoras de luz día, que funcionan a una temperatura de 6500°K, ya que no generan componentes de color adicionales a la imagen adquirida.

C. Filtros Profesionales de Fotografía

Los Filtros de Fotografía son empleados con el objetivo de tornar más claros los objetos en una imagen en escala de grises que sean de su mismo color. Se realizó el diseño de los filtros de color a partir de la adquisición de las imágenes de café, para conocer los colores relevantes de este. Se emplea la base de datos de imágenes cuya adquisición se hizo con un fondo azul y lámparas de luz blanca [11].

El primer paso corresponde en determinar los colores relevantes que tienen los granos de café en determinada escena, los cuales fueron obtenidos mediante dos métodos de agrupamiento: k-means y Fuzzy C-Means FCM [7]. Estos métodos se encargan de extraer la información de diferentes grupos de la misma clase, en este caso el color, e indican cuales son los atributos más importantes del conjunto en total (uno por cada grupo), como son los colores relevantes de una imagen o un grupo de imágenes. Se realizan 10 experimentos para grupos aleatorio de 10 imágenes cada uno.

Al obtener estos datos, de manera empírica se analiza cada uno de los experimentos, y se determina un rango de valores para los cuales las tonalidades de Rojo, Verde y Amarillo son más relevantes. La conversión de estos valores a unidades de luz visible (longitud de onda, nm) se realiza con el software Spectra⁴, el cual basa la conversión en [2]. Estos datos se observan en la tabla II.

TABLA II.
RELACIÓN DE VALORES RGB DE LOS FRUTOS FRENTE A SU LONGITUD DE ONDA (NM) Y SUS FILTROS EQUIVALENTES

		Rango RGB		Equiv en nm		Ref. Filtros	
		Min	Max	Min	Max	Kodak [4]	Schn [3]
Rojo Oscuro (maduro)	R	120	137	750	780	26,29	92
	G	85	95				
	B	45	50				
Rojo (Maduro)	R	90	105	730	750	22,23A	90,91
	G	40	50				
	B	25	35				
Verde	R	60	90	530	550	11,58,61,74	60,61
	G	110	170				
	B	15	25				
Amarillo (Pinton)	R	125	150	580	600	Este color es el único que se aclara al introducir cualquier filtro de este u otro color.	
	G	140	160				
	B	25	45				

Con esta información y conociendo por medio de los fabricantes [3],[4], se escogió una gama de cuatro filtros rojo y verde, respectivamente, a excepción de los amarillos que según la teoría únicamente se tiende a aclararse (ver tabla II) [1]. Como no se tiene a disposición un simulador de filtros Schneider, se optó por emplear el simulador de filtros Kodak, FilterSim⁵. En la tabla III se muestran los filtros seleccionados y simulados, así como la comparación entre ellos.

Sea $F(p)$ la función del filtro sobre el área P que produce el píxel p en la imagen I ,

$$P = F(p)$$

$$\Delta F_{i,j} = F_i(p) - F_j(p) = P_i - P_j \quad (1)$$

⁴ Efg's Computer Lab: Spectra Report. Vía Internet: <http://www.efg2.com/Lab/ScienceAndEngineering/Spectra.htm>

⁵ Mediachance photography tools: Vía Internet: <http://www.mediachance.com/digicam/filtersim.htm>

² CNET Networks: <http://www.cnet.com/>

³ Suministrados por almacenes Circuit City

Donde i, j son las referencias de los filtros Kodak de color rojo y verde respectivamente, y $\Delta F_{i,j}$ es la comparación entre los píxeles de los filtros respectivos. Sea C el conjunto de p que pertenece al cluster

$$C = \{Rojo Oscuro, Rojo, Verde, Pinton\} \quad (2)$$

El promedio de la diferencia de comparación de filtros $m_{ci,j}$ viene dador por:

$$m_{ci,j} = \frac{1}{n_c} \sum_{p_k \in C} \Delta F_{i,j}(p_k) \quad \text{con } p_k \in C \quad (3)$$

donde n_c son los píxeles de C . La energía de E es

$$E = \sum_{C=1}^5 \min[\Delta F_{i,j,C}], \quad (4)$$

que indica la mejor combinación de filtros en la tabla III y la figura 3.

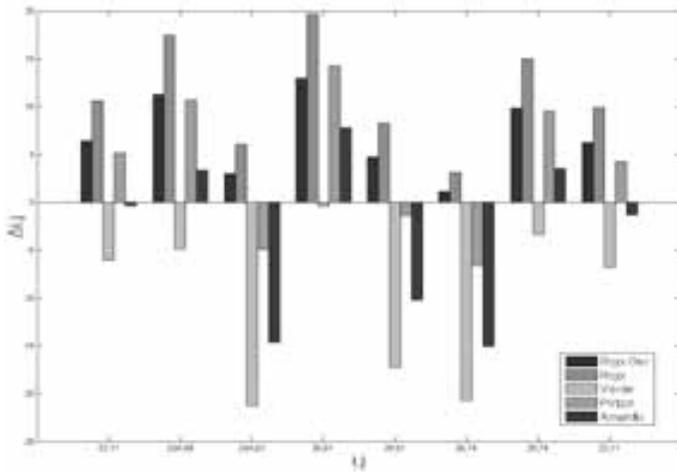


Fig 3. Grafica de comparación entre filtros

TABLA III.
COMPARACIÓN DE DIFERENTES FILTROS ROJO Y VERDE DEL FABRICANTE KODAK

i,j	m _{ci,j}				
	Rosc	Roj	Ver	Pin	Ama
F22-F11	6,4	10,6	-6,1	5,2	-0,3
F23A-F58	11,3	17,5	-4,9	10,7	3,4
F26-F58	3,0	6,0	-21,3	-4,9	-14,6
F23A-F61	13,0	19,7	-0,4	14,2	7,8
F26-F61	4,7	8,2	-17,2	-1,4	-10,2
F29-F61	1,1	3,1	-20,7	-6,6	-15,1
F26-F74	9,8	15,0	-3,3	9,5	3,6
F29-F74	6,2	9,9	-6,8	4,3	-1,3

III.LOGROS Y ASPECTOS POR RESOLVER

Se realizaron pruebas para 3 diferentes tipos de fondos de alto contraste (papel, plástico y tela), sin olvidar que de la bibliografía consultada y pruebas preliminares indican que el terciopelo y la tela pana son los materiales más apropiados como fondo para la adquisición. Adicionalmente, se evaluó la iluminación, la cual conduce a la utilización de fuentes de luz día con un nivel de temperatura de 6500°K [1].

Se realizó la selección de los filtros de profesionales de fotografía a partir de dos metodologías, Fuzzy C-Means y k-means [7], los cuales condujeron a la elección de los filtros. Se hallaron 9 colores relevantes (clusters) por metodología, la cual se realizó 10 veces, con 10 imágenes seleccionadas aleatoriamente por prueba, en una base de datos de 25 imágenes. A partir de estos resultados se realizó una conversión de las componentes de colores R (Rojo), G (Verde) y B (Azul) obtenidos en valores de luz visible entre 380 y 780nm como se muestra en [2]. Luego se desarrolló la comparación entre los diferentes filtros de colores empleando el simulador FilterSim de Kodak y la ecuación (1) para elegir cual de ellos afectaba de mayor manera en escala de grises a los frutos de café. Estos resultados se muestran en las tablas II y III, determinando con la ecuación (4), que la mejor combinación de filtros son los Filtros Kodak Wratten 26,61.

Una vez definidos los parámetros que determinan la obtención de la escena adecuada (con alto contraste y minimización de brillos), se procede al diseño del sistema de adquisición en Hardware, con una interfase que permita su fácil interconexión con un PC o con un procesador digital de señales. Se utilizará una cámara digital con un sensor de tipo CCD, que debido a la bibliografía consultada [8] - [10] y a pruebas preliminares realizadas [1], proporcionan un funcionamiento óptimo (no genera brillos indeseados, satura los colores, mejor respuesta ante iluminación luz día [9]), con respecto a las cámaras con sensor CMOS. Esta cámara se debe comunicar con un Procesador Digital de Señales, teniendo como referencia el protocolo de comunicación propio de la cámara, así como con un Computador Personal vía el software de simulación Matlab. De manera preliminar se realizó la comunicación entre una cámara digital que se tiene en el grupo de investigación de Telecomunicaciones y Señales (CMUcam), con un microprocesador Rabbit [1] y con el software Matlab. Este sistema de adquisición, a excepción del diseño de los filtros de fotografía, ya se había realizado con anterioridad en [1]. La verificación de los datos para el fondo fue realizada comparando los resultados de las imágenes adquiridas previamente en [1] con la base de datos proporcionada en [11], durante el proceso de simulación de filtros. El color del fondo influye en el contraste que este puede generar con los frutos acentuando en 20 puntos el cambio con respecto a los filtros. Se verificó con la CMUcam que las luces de color blanco no generan componentes de color, a diferencia de las luces comunes que tornan de color amarillo las escenas.

IV. CONCLUSIÓN

Se diseñó un sistema de adquisición que contiene cuatro elementos básicos como son los filtros, el fondo, la iluminación y la cámara digital. El fondo debe ser de color negro y de material pana, con el fin de eliminar brillos en el fondo que puedan alterar el procesamiento de la imagen. La iluminación debe emitir una luz blanca generada a 6500°K, con el fin de evitar componentes de color adicionales y acentuar el color propio del fruto. La cámara digital de sensor CCD se selecciona debido a que ofrece una mejor calidad de imagen en comparación con los sensores CMOS. Finalmente los filtros de color, que proporcionan un preprocesamiento de la imagen realizando los colores del fruto, se selecciona hallando los colores relevantes de este último, para obtener la longitud de onda equivalente para el filtro. La longitud de onda del filtro determina los colores que este va a permitir su paso, lo que indica que para imágenes en escala de grises se aclaran los colores propios de los filtros.

REFERENCIAS

- [1] Carlos G. Díaz Sáenz y Omar A. Pinilla Molina. *Sistema de reconocimiento de colores relevantes en un producto implementado en un dispositivo de hardware digital*. Barranquilla (Colombia) 2007. Proyecto de grado (Ingeniería Electrónica) Universidad del Norte. Departamento de Ingenierías Eléctrica y Electrónica.
- [2] Fred Billmeyer and Max Saltzman. *Principles of Color Technology*. John Wiley & Sons Inc; 2 edition (April 1981). 240 pages.
- [3] Schneider Kreuznach. *Industrial Optics Filter Catalog*.
Vía Internet:
<http://www.schneideroptics.com/pdfs/industrial/Industrial%20Optics%20Filter%20Catalog.pdf>.
- [4] Mortimer Abramowitz y Michael W. Davidson. *Kodak Wratten Filters for Black & White Photomicrography*. Vía Internet:
<http://micro.magnet.fsu.edu/primer/photomicrography/bwfilterchart.html>
- [5] SENSORES DE PROXIMIDAD INDUCTIVOS. Aplicaciones típicas/Desventajas. Rockwell Automation/Allen-Bradley. Fundamentos de la detección de presencia. Vía Internet:
http://www.ing.uc.edu.ve/aulavirtual/file.php?file=/55/AB_sensor_01.pdf
- [6] DALSA corp. *Image Sensor Architectures for Digital Cinematography*. Via Internet:
http://www.dalsa.com/dc/documents/Image_Sensor_Architecture_Whitepaper_Digital_Cinema_00218-00_03-70.pdf
- [7] John Yen y Reza Langari. *Fuzzy Logic, Intelligence, Control, and Information*. Prentice-Hall inc. (1999). 546 pages.
- [8] Heinz Helmers y Markus Schellenberg, 2003. *CMOS vs. CCD sensors in speckle interferometry*. Optics & Laser Technology. 35, 587 – 595
- [9] Juan L. Nieves, Eva M. Valero, Sérgio M. C. Nascimento, Javier Hernández-Andrés, y Javier Romero, 2005. *Multispectral synthesis of daylight using a commercial digital CCD camera*. Applied Optics. 44, 5696 - 5703.
- [10] Kai Engelhardt and Peter Seitz, 1993. *Optimum color filters for CCD digital cameras*. Applied Optics. 32, 3015 – 3023.
- [11] Julián A. Betancur Acevedo y Flavio Pietro Ortiz. *Segmentación de imágenes mediante estrategias de lógica y conjuntos difusos*. Reporte de tesis de maestría. Biblioteca Universidad Nacional
- [12] Brosnan, T., Sun, D.W., 2002. *Inspection and grading of agricultural and food products by computer vision systems – a review*. Comput. Electron. Agric. 36, 193-213.
- [13] Chen, Y.R., Chao, K., Kim, M.S., 2002. *Machine vision technology for agricultural applications*. Comput. Electron. Agric. 36, 173-191.

Análisis en laboratorio del efecto de señales armónicas en motores de inducción mediante LABVIEW

Pérez J, Cortés C, Bernal A.

Abstract— El presente artículo estudia los efectos de los armónicos en los motores de inducción. Se estudian los efectos en parámetros tales como: eficiencia, temperatura y pérdidas eléctricas en el motor de inducción. Se determina el circuito equivalente mediante la aplicación de la IEC 60034 – 28. También se muestra el desarrollo de un algoritmo en Labview mediante la FFT, para el estudio de los efectos de los armónicos en motores de inducción.

Index Terms — armónicos, motor de inducción, eficiencia, temperatura, DAQ, FFT.

I. INTRODUCCIÓN

Qué son los Armónicos? Los armónicos de tensión son ondas senoidales cuyas frecuencias son múltiplos enteros de la frecuencia fundamental, para Colombia 60 Hz. Los armónicos en general son causados por dos grandes tipos de cargas no lineales que son: i) máquinas rotativas, ii) dispositivos electrónicos (dispositivos conmutables).

Los efectos de los armónicos en los motores de inducción es un problema de tipo industrial debido al crecimiento constante de cargas no lineales, en [1] se expresa la necesidad de estudiar los efectos de los armónicos en particular en los motores de inducción.

Según la IEEE Std 519 – 1992 [2], la distorsión total armónica (THD) es usada para definir los efectos de los armónicos en los sistemas de potencia (baja tensión, media tensión y alta tensión).

A continuación se expresa el cálculo de la distorsión armónica para tensión de acuerdo a la IEEE Std 519 – 1992 [2].

$$THD_V = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{40} V_h^2}}{V_1} \times 100\% \quad (1)$$

Las señales armónicas presentan distintas secuencias de fase que pueden ser; secuencia positiva si tienen la misma rotación de fases que la tensión trifásica aplicada, con secuencia negativa si tienen rotación de fases opuestas, de secuencia cero u homopolar las cuáles son llamadas armónicas triples.

Los armónicos de orden 4,7,...,[3k+1], con k = 1,2,..., son de secuencia positiva; los armónicos de orden 2,5,...,[3k+2], son de secuencia negativa; los armónicos 3,6,...,[3k], son de secuencia cero. [1].

II. INSTRUMENTO DE INVESTIGACIÓN

Para el estudio se desarrolla un instrumento de investigación para el análisis del motor de inducción en laboratorio mediante Labview.

A. Topologías para estudio

Para el estudio de los efectos de los armónicos se estudian dos casos:

i) Sin contaminación armónica

Sin contaminación armónica se considerará el circuito, sin la conexión de los variadores de velocidad, que serán considerados

como fuentes de armónicos (por su condición de carga no lineal). En la figura 1 se presenta la topología para el caso sin contaminación armónica.

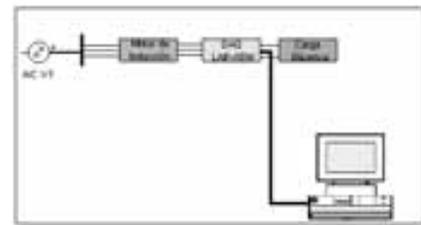


Fig. 1. Topología de montaje sin contaminación armónica.

ii) Con contaminación armónica

Con contaminación armónica se considerará el circuito con la conexión de los dos variadores de velocidad en paralelo al motor de inducción, que serán considerados como fuentes de armónicos, en la figura 2 se presenta la topología para el caso con contaminación armónica.

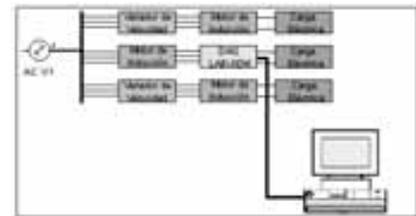


Fig. 2. Topología desarrollada para las pruebas de laboratorio.

B. Algoritmo desarrollado

Mediante la herramienta Labview, se desarrolla un algoritmo que permite la medición de la distorsión armónica individual y total en tensión y en corriente.

Usando la transformada rápida de Fourier FFT, la cuál permite calcular las magnitudes y ángulos de los diferentes armónicos, presentes en el motor de inducción.

El algoritmo elaborado plantea el desarrollo de los siguientes procedimientos:

1. **Definición de variables.** En esta parte se definen las variables a ser medidas y analizadas. Parámetros eléctricos: tensión y corriente por fase. Parámetros mecánicos: par, velocidad y temperatura.
2. **Adquisición de datos:** diseño de la adquisición de datos por medio de módulos.
3. **Transformada rápida de Fourier FFT:** usando la transformada rápida de Fourier se obtienen las magnitudes y ángulos de la tensión y la corriente

por fase. Así también se calcula la distorsión total armónica, individual y total THD.

4. **Visualización de datos:** una vez los datos son adquiridos, mediante el panel frontal de Labview se visualizan los parámetros eléctricos y mecánicos.

5. **Lectura de datos a Excel:** los datos eléctricos y mecánicos adquiridos son enviados a Excel.

6. **Fin del programa.**

En la figura 3 se presenta el diagrama de flujo para el algoritmo descrito.



Fig. 3. Diagrama de flujo

En la figura 4 se muestra la visualización de parámetros eléctricos como: tensión por cada fase, corriente por cada fase, distorsión de tensión por cada fase, distorsión de corriente por cada fase, distorsión total de tensión, distorsión total de corriente y los parámetros mecánicos como: par, velocidad y temperatura.



Fig. 4. Visualización de parámetros eléctricos y mecánicos en Labview.

III. OBTENCIÓN DEL CIRCUITO EQUIVALENTE

Para estudiar los efectos de los armónicos es necesario conocer el detalle de las pérdidas eléctricas, para así poder valorar cuantitativamente las pérdidas ocasionadas por los armónicos [3], luego es necesaria la aplicación de la norma IEC 60034 – 28 [5] “Test methods for determining quantities of equivalent circuit diagrams for three phase low – voltage cage induction motors”.

En la tabla 1 se muestran los datos de placa del motor de inducción bajo estudio.

TABLA I
MOTOR DE INDUCCIÓN BAJO ESTUDIO

Parámetro	Valor
Potencia	1.1 kW
Velocidad	3600 r.p.m.
Tensión	208 V
Conexión	Delta

Para obtener los parámetros del circuito equivalente del motor de inducción es necesario realizar las siguientes actividades:

A. Curva de Calentamiento

Inicialmente es necesario que el motor de inducción se encuentre en condiciones de estabilidad térmica. Encontrando la estabilidad térmica que es de 60.6 °C, según se muestra en la figura 5.

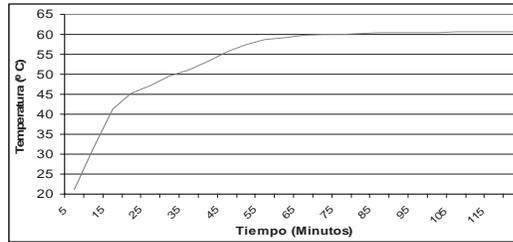


Fig. 5. Curva de calentamiento motor de inducción bajo estudio.

B. Medición de Resistencia D.C.

Se mide la resistencia D.C. del motor de inducción trifásico, constituido por tres devanados conectados en delta.

Para la prueba se requieren las siguientes condiciones; efectuar la prueba con corriente D.C., la máquina debe estar en reposo y las corrientes que fluyan por los devanados no deben ser superiores al 10% de la corriente nominal.

Mediante la ley de Ohm dada en la ecuación (2) y promediando los resultados de las tres mediciones se determina la resistencia D.C en el estator:

$$R_{FASE} = \frac{V}{I} \quad (2)$$

$$R_{FASE_Media} = \frac{2.3 + 2.1 + 2.3}{3} = 2.2 \Omega$$

C. Separación de pérdidas mecánicas (Pm) y pérdidas en el hierro (Pfe).

La siguiente prueba consiste en suministrarle energía al motor de inducción a su tensión nominal, dejando que el rotor gire libremente sin ningún par (es decir, en vacío).

La potencia absorbida por el motor corresponde a la suma de todas las pérdidas al vacío que son; pérdidas en el cobre del estator, pérdidas en el hierro del estator y pérdidas mecánicas por fricción y ventilación.

Desacoplado el motor a la carga, y midiendo desde tensiones del 20% al 110% de la tensión de operación, se construye la figura 6, la cual permitirá identificar las pérdidas mecánicas y las pérdidas en el hierro. Siendo la parte constante la correspondiente a las pérdidas constantes y la parte en forma de parábola corresponde a las pérdidas en el hierro.

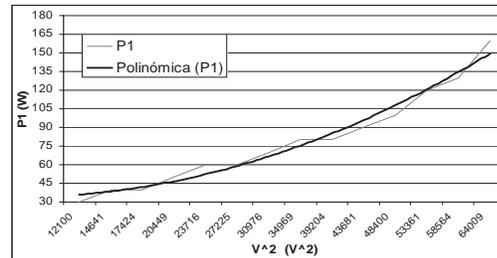


Fig. 6. Separación de pérdidas mecánicas y pérdidas en el hierro para el motor de inducción de 1.1 kW bajo estudio.

Cuantificando las pérdidas en el hierro y de acuerdo a las mediciones efectuadas se tiene que; las pérdidas en el hierro son iguales a 55 W, y las pérdidas mecánicas iguales a 28.5 W.

Siendo las pérdidas constantes iguales a:

P_{mec} = pérdidas por ventilación y fricción (W)

P_{fe} = pérdidas en el hierro (W)

P_k = pérdidas constantes (W)

$$P_{fe} = P_k - P_{mec} \quad (3)$$

$$P_k = 55 + 28.5 = 83.5 \text{ W}$$

Seguidamente aplicando la formulación dada desde las ecuaciones (4) a la (10) se obtienen los parámetros relacionados con el estator del motor de inducción, así:

I_1 = corriente en el estator

P_k = pérdidas constantes

P_{fe} = pérdidas en el hierro

$Z_{s=0}$ = Impedancia para deslizamiento igual a cero

Teniendo en consideración la conexión de la máquina en estrella o en delta:

$$I_1 = \frac{I}{\sqrt{3}} \quad (4) \quad \text{Para conexiones delta (Caso bajo estudio)}$$

Se determinan las pérdidas constantes

$$P_k = P_1 - 3I_1^2 * R_{D.C.} \quad (5)$$

Determinando la impedancia cuando el deslizamiento es $s=0$

$$Z_{s=0} = \frac{V_1 \sqrt{3}}{I_1} \quad (6) \quad \text{Para arrollamientos conectados en delta.}$$

Determinando el factor de potencia

$$\cos \varphi = \frac{P_1}{V_1 * I_1 * \sqrt{3}} \quad (7)$$

Determinando la resistencia para deslizamiento igual a cero

$$R_{s=0} = Z_{s=0} * \cos \varphi \quad (8)$$

Siendo la corriente magnetización igual a I_1 que es la corriente que circula por el estator.

Determinando la reactancia total del estator para la condición $s=0$

$$x_{l_{s=0}} = \sqrt{Z_{s=0}^2 - R_{s=0}^2} \quad (9)$$

Determinando la inductancia total del estator para $s=0$

$$L_{l_{s=0}} = \frac{x_{l_{s=0}}}{2\pi * f} \quad (10)$$

D. Prueba de rotación inversa.

El desarrollo de la prueba de rotación inversa permite la obtención de parámetros relacionados con el rotor del motor de inducción bajo estudio. Y el procedimiento para el desarrollo de esta prueba es el siguiente; acoplando el motor de inducción a una máquina externa (otro motor de inducción). Se lleva el motor de inducción bajo estudio a su velocidad sincrónica por la máquina externa, luego aplicando una tensión baja, de secuencia opuesta a las terminales de la máquina (Motor de inducción bajo estudio), se va aumentando la tensión en el motor de inducción y se lleva el deslizamiento a cerca de $s=2$, de modo que la corriente de línea sea igual a 1.5 veces la corriente nominal.

Aplicando nuevamente la formulación de la ecuación (4) a la (10), considerando el deslizamiento existente en esta prueba, se obtienen las reactancias del motor de inducción.

Usando la ecuación dada en (11), finalmente se obtienen las reactancias del rotor, estator y de magnetización.

$$X'_r = 2 * \pi * f_n * L'_r \quad (11)$$

$$X_s = 2 * \pi * f_n * L_s$$

$$X_m = 2 * \pi * f_n * L_m$$

$$X_s = 2 * \pi * 60 * 0.0312 = 11.76 \Omega$$

$$X'_r = 2 * \pi * 60 * 0.0366 = 13.82 \Omega$$

$$X_m = 2 * \pi * 60 * 0.5749 = 216 \Omega$$

En la figura 7 se muestra el circuito del diagrama equivalente, mediante la aplicación de la IEC 60034 - 28 [5]. Este circuito permite cuantificar las pérdidas como consecuencia de los armónicos.

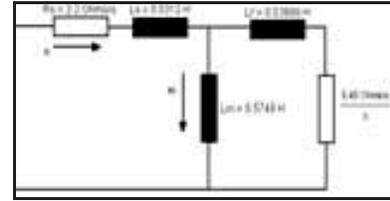


Fig. 7. Diagrama equivalente del motor de inducción.

En la tabla 2 se muestran los parámetros del circuito equivalente del motor de inducción bajo estudio, encontrado mediante las pruebas de laboratorio.

TABLA II.
PARÁMETROS OBTENIDOS DEL MOTOR DE INDUCCIÓN.

Parámetro	Magnitud	Valor
Tensión (En las terminales del estator)	V1	220 V
Corriente (Corriente que fluye en el estator)	I1	5 A
Potencia (Potencia eléctrica a la entrada)	P1	1100 W
Inductancia de dispersión del estator	Ls	0.0312 H
Inductancia de dispersión del rotor	Lr'	0.0366 H
Inductancia de magnetización	Lm	0.5749 H
Reactancia de dispersión del estator	Xs	11.76 Ω
Reactancia de dispersión del rotor	Xr'	13.82 Ω
Reactancia de magnetización	Xm	216 Ω
Resistencia del rotor	Rr'	5.45 Ω
Resistencia del estator	Rs	6 Ω
Factor de Potencia	cos φ	0.85
n (sincrónica)	Velocidad	3600 r.p.m.
Polos	P	2
Clase	Tipo	B

IV. EFECTOS DE LOS ARMÓNICOS EN EL MOTOR DE INDUCCIÓN BAJO ESTUDIO

A. Curva de Eficiencia

Se construyen curvas de eficiencia para dos condiciones:

- sin armónicos
- con armónicos

Se desarrolla una curva de eficiencia para el motor bajo estudio, según la recomendación dada por Auinger [6]. En la figura 8 se observa como se reduce la eficiencia en el motor en un valor de 3.5%.

Para entender mejor la figura 8, el eje x de las abscisas es el cociente entre la potencia de entrada al motor y la potencia nominal del motor. Y el eje de las ordenadas es el cociente entre la potencia mecánica y la potencia eléctrica.

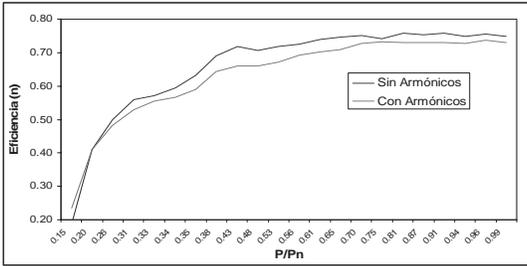


Fig. 8. Curva de eficiencia motor de inducción de 1.1 kW.

B. Pruebas de Temperatura

Para las pruebas realizadas se instaló un sensor RTD 912 en el rotor de la máquina a fin de obtener valores precisos acerca del comportamiento en temperatura en el motor de inducción. Nuevamente para las pruebas de temperatura se realizan en dos escenarios; sin armónicos y con armónicos.

En la figura 9 se encuentra, que una vez el motor de inducción ha llegado a condiciones de estabilidad, para la condición sin armónicos su temperatura es de 60.6 °C y para la condición con armónicos se alcanza en las mismas condiciones una temperatura de 63 °C, lo anterior evidencia que los armónicos aumentan la temperatura en los devanados del motor bajo estudio.

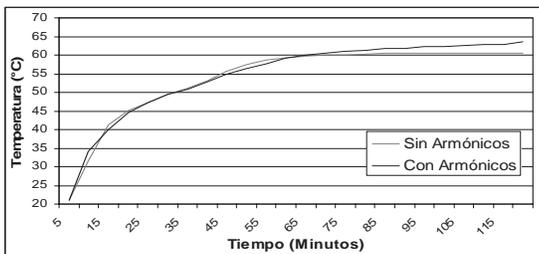


Fig. 9. Comportamiento de temperatura en el motor de inducción.

En la ecuación (12) se muestra una ecuación planteada por Sen y Landa [8], la cuál describe el porcentaje de aumento de la temperatura en comparación a condiciones de carga máxima en condiciones con armónicos, con respecto a sin armónicos.

$$\%(\Delta T) = \frac{T_H - T_N}{T_N} \quad (12)$$

$$\%(\Delta T) = \frac{63^\circ\text{C} - 60.6^\circ\text{C}}{60.6^\circ\text{C}} = 4\%$$

Calculando la ecuación (12) se encuentra que el aumento de la temperatura es del 4%, de acuerdo con Sen y Landa [7], aumentos en la temperatura como consecuencia de armónicos reducen la vida del motor de inducción y reducen la salida de potencia mecánica en el motor de inducción.

En la ecuación (13) también muestra una ecuación planteada nuevamente por Sen y Landa [7], la cuál describe el derrateo (el derrateo es una medida de la vida útil del motor) en el motor de inducción, cuando está expuesto a condiciones de armónicos en su alimentación. Que reemplazando en la ecuación (13) es del 2.5%.

$$\text{Derrateo} = 1 - \frac{P_{SAL-H}}{P_{SAL}} * 100\% \quad (13)$$

$$\text{Derrateo} = 1 - \frac{795}{815} * 100\% = 2.5\%$$

C. Medición de armónicos y determinación de pérdidas por armónicos.

En la tabla 3 se presenta el contenido de armónicos, donde la

THDv total es del 7%, y según la medición los armónicos que más aportan son el 5° con el 3.5% de distorsión armónica individual y el 13° con el 2.8% de distorsión armónica individual. Lo anterior para la condición de máxima carga.

De acuerdo a la referencia [8], cada armónico afecta en diferentes formas el desempeño del motor y los armónicos que participan mayoritariamente en la reducción de la eficiencia son los armónicos 3° y 5°. De acuerdo con la tabla 3 el mayor aporte de armónicos es dado por el 5° y el 13°.

TABLA III.
CONTENIDO DE ARMÓNICOS

Armónico	Tensión [V]	% (Porcentaje)
1	211	100
3	1	0.7
5	7	3.5
7	3	1.2
9	1	0.5
11	1	0.5
13	3	2.8
15	0	0
17	1	0.5
19	0.7	0.3
21	0	0
23	0.5	0.3%

i) Calculo de las pérdidas por armónicos, método 1

Se uso un primer método para el cálculo de las pérdidas por armónicos usando el circuito equivalente obtenido en la figura 9, para tal efecto se utiliza el teorema de superposición así:

Calculando la impedancia del circuito para cada frecuencia

Donde: h = 3,5,7,9..armónico

$$Z_h = R + jX_L \quad (14)$$

Se determina la corriente para cada armónico

$$I_h = \frac{V_h}{Z_h} \text{sen}(wt - \theta_h) \quad (15)$$

Posteriormente se determina la corriente eficaz con el contenido total de armónicos,

$$I_{r.m.s} = \sqrt{\frac{I_1^2}{2} + \frac{I_2^2}{2} + \dots + \frac{I_n^2}{2}} \quad (16)$$

Finalmente se determinan las pérdidas dadas por las componentes armónicas:

$$P = R \times I_{h_r.m.s}^2 \quad (17)$$

Obteniéndose un valor de 20W, de las componentes armónicas medidas en la tabla 3.

ii) Calculo de las pérdidas por armónicos, método 2

Otro método más sencillo es el aportado por Cummings [4], las pérdidas adicionales debidas a los armónicos ($P_{armónicos}$) pueden ser calculadas aproximadamente con la expresión:

$$P_{armónica} = P_{no\,minal} * \Delta W_n \quad (14)$$

$$\Delta W = 35 \sum_{n=2}^{\infty} \frac{1}{n^2} \left[\frac{V_n}{V_1} \right]^2 \quad (15)$$

De acuerdo con la tabla 3, para la tensión nominal de 220 voltios las pérdidas totales nominales son iguales a 100 Watios, luego se tiene que la pérdida armónica es de:

$$P_{armónica} = 100 * 0.23 = 23 W$$

V. CONCLUSIONES

La metodología empleada permitió determinar los efectos de los armónicos en los motores de inducción, como son: aumento de la temperatura, reducción de la eficiencia y el derrateo al que está expuesto el motor.

Otro aporte del trabajo fue el desarrollo de un algoritmo usando la FFT para el estudio de contaminación armónica en motores de inducción.

REFERENCIAS

- [1] M. Izhar, C.M. Hadzer, S. Masri and S. Idris, "A study of the fundamental principles to power system harmonic" National power and energy (PECon) 2003 Proceedings. Bangi. MALASYA. 2003
- [2] IEEE Std 519 – 1992, "IEEE Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control In Electrical Power Systems". Institute of Electrical and Electronics Engineers. 112 Pag. New York. USA. 1992.
- [3] M. Grady, S. Santoso, "Understanding power systems harmonics". Power Engineering Review IEEE Vol 21, Nov 2001.USA.
- [4] P. G. Cummings. "Estimating the effect of systems harmonics on losses and temperature rise of squirrel cage motors". En IEEE 32° Petroleum And chemical Industrial Conference. Sept. Houston. Texas. USA. 1985.
- [5] IEC 60034 – 28 Ed. 1.0 b:2007. "Rotating electrical machines – part 28. Test methods for determining quantities of equivalent circuit diagrams for three – phase low voltage cage induction motors". Geneva. Switzerland.
- [6] H. Auinger, "Efficiency of electric motors under practical conditions". Power Engineering Journal IEEE Junio 2001. USA
- [7] P. K. Sen, H. Landa, "Derating of induction motors due to waveform distortion". IEEE Transactions Industry Applications. Vol 26. No 6. Nov/Dec.,1990.
- [8] J. Grajales, J. Ramírez, D. Cadavid, "Efectos de los armónicos en los motores de inducción: una revisión", Revista facultad de ingeniería, Universidad de Antioquia. Junio Núm. 031, 2004. Colombia

Autor Principal



Jhon Jairo Pérez (I.E. 2003). Ingeniero Electricista del año 2003, de la Universidad de la Salle, Bogotá – Colombia. Magíster en Ingeniería Eléctrica área Alta Tensión de la Universidad Nacional de Colombia sede Bogotá. Es Especialista en Gerencia Financiera de la Universidad de La Salle. Profesor de las áreas señales y sistemas, director de tesis en el área calidad de potencia y jurado de numerosos trabajos. Actualmente trabaja como coordinador curricular e investigador en la Universidad de la Salle. Sus áreas de trabajo son sistemas flexibles FACTS, Calidad de Potencia y Evaluación Financiera de Proyectos de Ingeniería. Mail jhonperez_2000@yahoo.com, Tel 0_51 243 86 19 Bogotá – Colombia.

Sistema SPRUA: Herramienta para el procesamiento y análisis de señales de audio

John Byron Buitrago, Henry Alberto Arcila, Danny Alejandro Múnera, Carlos Henry Mendoza, Natalia Gaviria, Johnny Uribe, Carlos Quintero.

Resumen—Este trabajo presenta el sistema SPRUA (Speech Processing At Universidad de Antioquia), una herramienta interactiva desarrollada en Matlab para el procesamiento, el análisis y la extracción de características de señales acústicas. El SPRUA es esencialmente un proyecto pedagógico en el campo del procesamiento, análisis y reconocimiento de la voz, con aplicación en la ingeniería, la fonología, la lingüística y la medicina. Su diseño modular permitió la participación y el trabajo en equipo de estudiantes de pregrado, estudiantes de postgrado y profesores de la Universidad de Antioquia, además de constituir una plataforma base para trabajos futuros en dicho campo

Palabras Claves — Procesamiento digital, señales de audio, espectrograma, MFCC, LPC, MatLab.

I. INTRODUCTION

Las tecnologías de procesamiento de voz han alcanzado un nivel de desarrollo que habilita la creación de una gama amplia de aplicaciones y servicios en telecomunicaciones [1], sistemas computacionales [2] y educación [3].

El desarrollo de herramientas de software para la enseñanza o la investigación de tales tecnologías, puede hacer que la comunidad científica y los avances en este campo sigan creciendo. En *Arizona State University* fue desarrollado en MatLab un software interactivo para la enseñanza e investigación de varios algoritmos de codificación de voz, todos ellos integrados bajo una interfaz gráfica común [4]. El SPC [5] es otro software educativo basado en MatLab que permite editar y filtrar la señal de entrada, calcular los modelos AR (Autoregressive), MA (Moving Average) y ARMA (Autoregressive Moving Average), y estimar el espectro mediante distintas técnicas, entre otras funciones de procesamiento digital de señales. El proyecto *Internet-Accessible Speech Recognition Technology* [6], liderado por *Mississippi State University*, tiene por objetivo principal crear un sistema de reconocimiento de voz modular, de acceso libre, que pueda ser fácilmente modificado para ajustarse a las necesidades de investigación de sus usuarios.

En este artículo presentamos el sistema SPRUA (Speech Processing At Universidad de Antioquia), una herramienta desarrollada en Matlab para el procesamiento, el análisis y la extracción de características de señales acústicas.

El SPRUA es esencialmente un proyecto pedagógico en el

campo del procesamiento, análisis y reconocimiento de la voz. Su diseño modular permitió la participación y el trabajo en equipo de estudiantes de pregrado, estudiantes de posgrado y profesores de la Universidad de Antioquia, además de constituir una plataforma base para trabajos futuros en dicho campo.

En la sección II se describen los módulos del sistema, la sección III presenta una discusión en torno al trabajo realizado y las conclusiones son expuestas en la sección IV.

II. DESCRIPCIÓN DEL SISTEMA

El sistema SPRUA, al ser una herramienta para el procesamiento, el análisis y la extracción de características de señales acústicas, se desarrolló en base a los siguientes requerimientos: Capacidad de adquisición de datos, ya sea por medio de un micrófono o desde un archivo; Preprocesamiento, Filtrado y muestreo de la señal; Análisis de características acústicas; Archivos de salida con información general de los procesos del sistema; Una interfaz gráfica, que permita la interacción entre el usuario y el sistema.

El diagrama de bloques del sistema que puede brindar las características anteriormente mencionadas se describe en la figura 1.



Fig.1 Diagrama de bloques SPRUA

El sistema fue desarrollado utilizando MatLab, en el cual se pretendió que la interfaz fuera lo más sencilla posible y que permita una interacción fácil del usuario con la herramienta. Adicionalmente, la modularidad en el diseño del SPRUA hace que éste sea escalable, de forma que se pueda implementar a futuro nuevas funcionalidades.

A continuación se describe cada una de las funciones relevantes del sistema.

A. Interfaz Principal de Usuario

La ventana principal del SPRUA ofrece la opción de grabar (*Record*) una señal desde el micrófono del computador, con las siguientes opciones de grabación: frecuencia de muestreo, tiempo de grabación en segundos y número de bits por muestra. La señal adquirida por grabación puede ser guardada como un archivo *.wav. Otra forma de adquirir la señal de entrada es cargando un archivo *.wav ya almacenado. La señal de entrada, sea grabada o cargada, puede ser reproducida cuando el usuario lo desee.

Tanto las funciones de análisis como de procesamiento son accesibles desde la ventana principal en la forma de listas de opciones. La figura 2 muestra la ventana principal.

B. Módulos de Procesamiento

Dentro de las funciones de procesamiento, la herramienta cuenta con funciones de filtrado y remuestreo, las cuales fueron creadas pensando en brindar al usuario del sistema todas las opciones de preprocesamiento de la señal de audio necesarias para la aplicación posterior de procesos de análisis a la señal.

Filtrado y remuestreo

La opción de filtrado abre una ventana de análisis de la señal y una serie de parámetros de diseño de filtros aplicables a la señal de entrada (ver figura 3). Esta aplicación de filtrado es pensada tanto para procesamiento previo en tareas de análisis de señales acústicas y de reconocimiento como de tareas aisladas de filtrado de señales en general.

Una vez se tenga cargada la información de trabajo, aparecerá datos relevante de ésta, tal como frecuencia de muestreo, datos relativos al espacio ocupado en bits, y otros

datos temporales. En esta ventana se despliegan las representaciones en el tiempo y en la frecuencia de la señal. La información suministrada en esta última representación es usada por el usuario en el diseño del filtro.

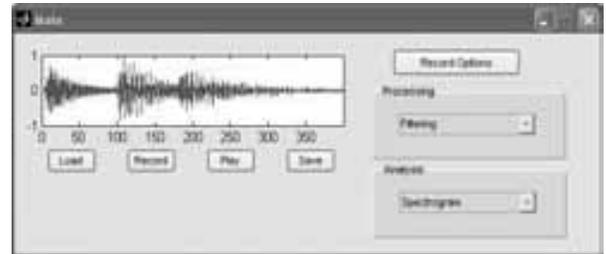


Fig. 2. Ventana principal

En el momento de proceder a diseñar el filtro, se tienen las opciones de escoger que sea tipo IIR o FIR, dependiendo de las necesidades que cada uno de estos filtros puede suplir, tanto en restricciones de linealidad en fase y estabilidad como en la cantidad de recursos computacionales disponibles. Dentro de cada uno de estos tipos de filtro, se han escogido dos clases de diseño: en IIR, Butterworth y Chebyshev, y en FIR, se tiene la opción de utilizar enventanado tipo Hamming o Blackman [7]. El filtro puede ser pasabajas, pasaaltas, rechaza banda o pasa banda. También se pueden ingresar los parámetros de diseño para cada uno de estos, tales como las frecuencias de paso, bandas de transición, atenuaciones en bandas de paso y de rechazo. Una vez que se diseñe el filtro, se entregará su comportamiento en frecuencia y la respuesta de éste ante la señal de entrada. Además se entrega el orden del filtro y se da la posibilidad de visualizar los coeficientes obtenidos con el filtro diseñado, esto con el fin de analizar el posible consumo de recursos computacionales y su futura implementación en otro tipo de plataformas.

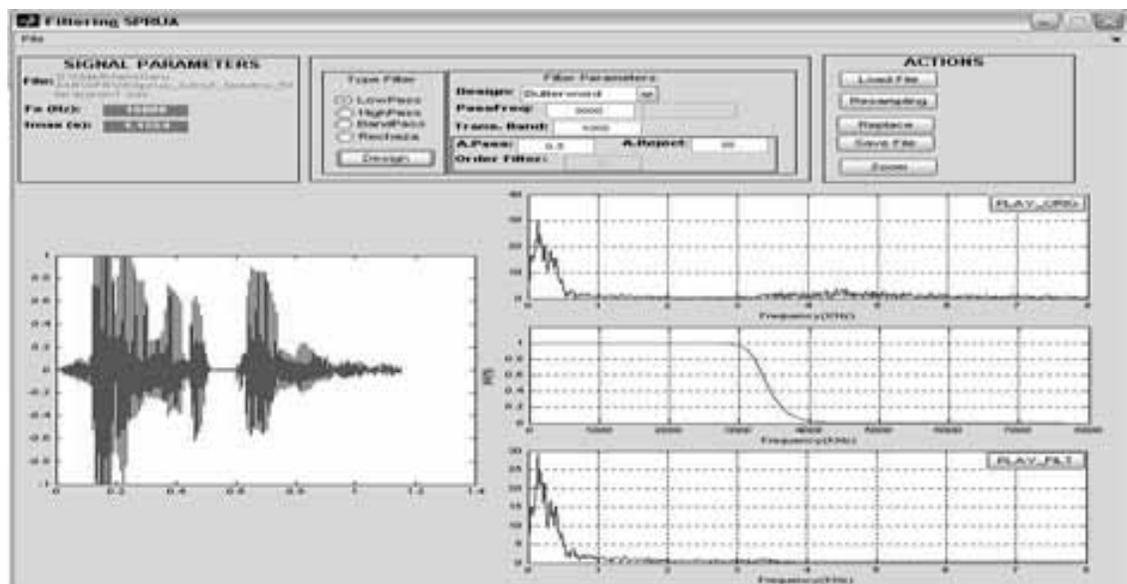


Fig. 3 Ventana de Filtrado

Una vez aplicado el filtro deseado, se tiene la opción de remuestrear la señal. En señales de audio, típicamente se requieren filtros pasabajas que eliminen componentes innecesarios de altas frecuencias. Luego de que éstas sean eliminadas, lo más práctico es remuestrear esta señal a una frecuencia más baja, siempre respetando el teorema del muestreo, con el fin de que la señal quede con menos muestras, aliviando el uso de memoria y de recursos computacionales en general, sin afectar críticamente información relevante de la señal.

C. Módulos de Análisis

Las funciones de análisis están divididas en dos grupos: el espectrograma y la extracción de características.

Espectrograma

Esta ventana muestra la señal en el tiempo y su espectrograma correspondiente (ver figura 4).

Las opciones para el cálculo del espectrograma son el tamaño de la ventana, el porcentaje de solapamiento de las tramas en que se divide la señal, un factor de mejoramiento de formante y una opción de pre-énfasis. Estos dos últimos parámetros definen el tipo de filtro que se aplica sobre la señal para mejorar la visualización del espectro [9].

Esta ventana ofrece también la posibilidad de recortar, introducir silencios y hacer un acercamiento (*zoom*) sobre la señal.

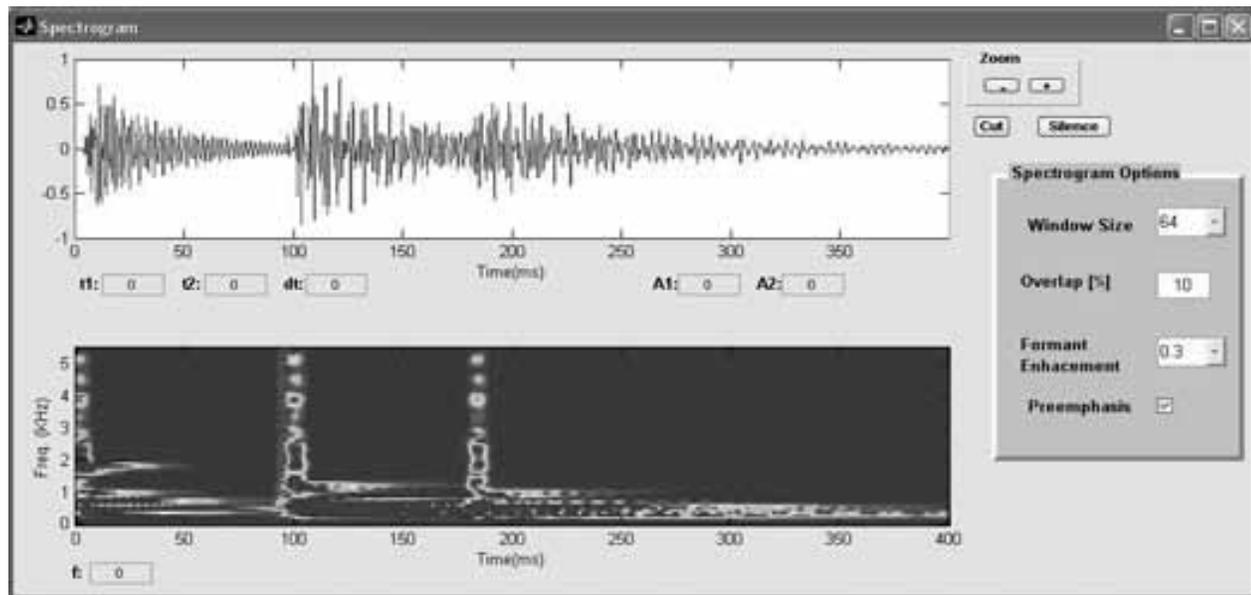


Fig. 4. Ventana de espectrograma

Extracción de características

La extracción de características de una señal acústica, consiste en transformar dicha señal a una representación más apropiada para su posterior tratamiento. Esta representación consiste en obtener algunos parámetros que contienen la información más importante de la señal acústica, disminuyendo de esta forma la redundancia en la información.

Los tipos de representación paramétrica más ampliamente utilizados son los coeficientes LPC y los coeficientes cepstrales en la escala de frecuencia de Mel (MFCCs) con sus derivaciones [8].

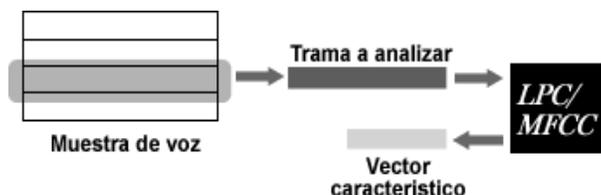


Fig. 5. Análisis de una trama de voz.

La figura 5 muestra como se lleva a cabo el procedimiento para obtener los coeficientes que representarán la señal de voz. Como se puede apreciar el primer paso consiste en dividir la señal de voz en tramas y enventanar dichas tramas con el fin de obtener un análisis local de la señal de voz. Posteriormente se toma cada una de las tramas y se realiza en ellas el análisis LPC o MFCC obteniendo el vector característico que representa dicha trama.

El cálculo de los coeficientes LPC se basa en modelar el tracto vocal por medio de un filtro variable que modifica su espectro al variar su forma, presentando picos como efecto de las frecuencias de resonancia en el tracto vocal. El modelo de predicción lineal sostiene que una muestra actual puede ser expresada como una combinación lineal de muestras anteriores, siendo el objetivo hallar el valor óptimo para los pesos que ponderan estas variables de modo que el error cuadrático medio sea mínimo. Se pretende entonces predecir la señal de habla por medio de un predictor lineal. Los coeficientes que hacen mejor esta aproximación son

conocidos como los coeficientes de predicción lineal LPC [9].

De igual forma los coeficientes MFCC están basados en una representación del habla pero esta vez se utiliza un modelo de la percepción auditiva la cual es por naturaleza logarítmica, para ser más exactos en su representación se utiliza la escala de Mel [9]. El proceso para hallar estos coeficientes se resume en la figura 6.



Fig. 6. Diagrama de bloques para la extracción de los coeficientes MFCC.

Para hallar los coeficientes tanto LPC como MFCC, SPRUA brinda la posibilidad de definir los parámetros que son necesarios para realizar dichos procesos. Dentro de estos parámetros están el número de coeficientes, la duración de la trama, el tipo de eventanado y el número de filtros deseados (ver figura 7).

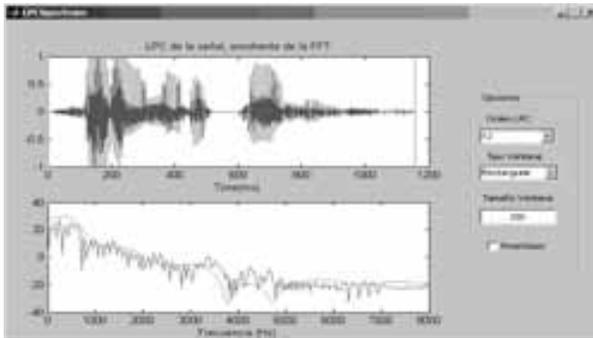


Fig. 7. Ventana de extracción de características

III. DISCUSIÓN

En esta sección se discute el impacto del sistema SPRUA como herramienta pedagógica y didáctica para la adquisición de conocimiento en el tema del procesamiento y el análisis de las señales de audio. Además trataremos las ventajas que este sistema trae para el desarrollo de sistemas futuros de procesamiento y reconocimiento de voz.

Inicialmente, se destaca que debido al desarrollo modular de SPRUA, se permitió la participación y el trabajo en equipo de estudiantes de pregrado, estudiantes de posgrado y profesores de la Universidad de Antioquia. Con una metodología de trabajo basada en la didáctica de aprender haciendo, se generó una rápida adquisición de conocimientos por parte de los estudiantes, manteniendo la motivación hacia el tema de cada uno de los integrantes del equipo de trabajo. Un punto clave en este proceso de aprendizaje es que la metodología permitió que los estudiantes lograran cumplir satisfactoriamente todos los objetivos de aprendizaje.

El desarrollo del sistema SPRUA también ha estimulado a los estudiantes a que propongan ideas para la aplicación del

procesamiento de voz en diferentes campos. Particularmente, existe un proyecto en el que se pretende diseñar e implementar un sistema de caracterización y reconocimiento de voz para los niños con labio y paladar hendido, con el fin de apoyar la terapia fonoaudiológica de éstos. Otro proyecto que ha surgido a partir del desarrollo del SPRUA es un sistema de reconocimiento de habla remoto vía celular, como apoyo a un sistema global de telemedicina.

IV. CONCLUSIONES

En este artículo se presentó el sistema SPRUA como herramienta para el procesamiento y análisis de señales de audio, especialmente la voz. El sistema consta de dos conjuntos de módulos. El conjunto de módulos de procesamiento, que permite realizar operaciones de adquisición, filtrado y remuestreo de la señal de voz. El conjunto de módulos de análisis, que permite realizar operaciones de caracterización y obtención del espectro de la señal.

Se exploraron las diferentes formas de caracterización de la voz tanto en el dominio del tiempo como en el de la frecuencia. Así mismo, dentro de los métodos de caracterización usados, el LPC y el MFCC constituyen un modo apropiado para representar con fidelidad suficiente una trama de voz a tal grado que son ampliamente usados para la compresión de señales de voz y para reconocimiento de hablantes.

Además de ser una herramienta pedagógica, el SPRUA constituye la base para el desarrollo de nuevos trabajos de investigación enfocados en el procesamiento de la señal de voz.

Finalmente, el conocimiento adquirido por los integrantes del grupo es un punto de partida bastante prometedor para el satisfactorio desarrollo de los nuevos proyectos planteados.

REFERENCIAS

- [1] R. V. Cox et al., "Speech and Language Processing for Next-Millennium Communications Services", En: Proc. of the IEEE, Vol. 88, No. 8, Agosto 2000, *Plastics*, 2nd ed. vol. 3, J. Peters, Ed. New York: McGraw-Hill, 1964, pp. 1314-1337.
- [2] J. Zadeh, "Technology of speech for a computer system", En: IEEE Potentials, Vol. 22, No. 5, Dic 2003-Ene. 2004, pp. 35-38.
- [3] J. C. Yang, C. H. Lai y Y. M. Chu, "Integrating speech technologies into a one-on-one digital English classroom", Proc. of the 2005 IEEE Int. Workshop on Wireless and Mob. Technologies in Education, 28-30 Nov. 2005, 25 pp.
- [4] A. Spanias y E. M. Painter, "A Software Tool for Introducing Speech Coding Fundamentals in a DSP Course", En: IEEE Trans. On Education, Vol. 39, No. 2, May. 1996, pp. 143-152.
- [5] M. P. Fargues y D. W. Brown, "Introduction to Signal Processing Using the SPC Toolbox", Twenty-Eighth Asilomar Conference On Signals, Systems and Computers, 1994, 5 pp.
- [6] K. Huane y J. Picone, "Internet-accessible speech recognition technology", En: The 2002 45th Midwest Symposium on Circuits and Systems, 2002, Vol. 3, pp. III-73- III-76.
- [7] J. G. Proakis, D. G. Manolakis, Digital Signal Processing, Pearson Prentice Hall, 2006.
- [8] J. Picone, "Signal Modeling Techniques in Speech Recognition," IEEE Proceedings, vol. 81, no. 9, pp. 1215-1247, Septiembre 1993.
- [9] X. Huang, A. Acero y H. Hon, Spoken Language Processing, Prentice-Hall, 2001, pp 276-283.

Minimización de artefactos fisiológicos en registros electroencefalográficos digitales de pacientes con epilepsias generalizadas

Elias B. Bolivar, Miembro estudiantil IEEE, Rafael M. Gutiérrez, Laura V. Guio, Javier E. González y Carlos M. Malo

Resumen—El electroencefalograma (EEG) es una señal fisiológica multicanal que generalmente contiene artefactos fisiológicos como el electrocardiograma, electromiograma y electrooculograma (EKG, EMG, EOG), contaminantes en la adquisición de las señales. En la actualidad, el método de separación ciega de fuentes (BSS), entre muchos otros métodos de procesamiento de señales fisiológicas, ha demostrado ser muy robusto en el preprocesamiento “offline” de artefactos en EEG y es el más reportado en la literatura para resolver el problema de las contaminaciones mencionadas. En este artículo se presentan resultados preliminares de la aplicación de BSS y dimensión fractal para la identificación y minimización de artefactos fisiológicos en EEG adquiridos en la Fundación Liga Central Contra la Epilepsia (LICCE) durante estudios clínicos de pacientes con epilepsias idiopáticas generalizadas como parte de un proyecto de I+D del CI-UAN en colaboración con la LICCE. Categoría: 4

Palabras Clave—Electroencefalograma Digital, Epilepsia Idiopática generalizada, Artefactos Fisiológicos, Separación Ciega de Fuentes.

I. INTRODUCCIÓN

El EEG, es un registro multicanal de señales, que representan actividad eléctrica cerebral. Como señal fisiológica, el EEG demanda esfuerzos y ofrece interesantes oportunidades en numerosas aplicaciones de técnicas de análisis no lineal de series de tiempo, teoría de la información y ciencias de la computación, con el fin de generar

Manuscrito recibido en Julio 11 de 2008. Este artículo se realizó dentro del marco del proyecto de grado en Ingeniería Biomédica del autor E. B. Bolivar.

E. B. Bolivar es estudiante de décimo semestre de Ingeniería Biomédica, Universidad Antonio Nariño (UAN), Colaboración con Grupo de Sistemas Complejos, Centro de Investigaciones Universidad Antonio Nariño (CI-UAN), Bogotá, Colombia (email: elias.buitrago@uan.edu.co).

R. M. Gutiérrez es director del Grupo de Sistemas Complejos CI-UAN, Bogotá, Colombia (email: rafael.gutiérrez@gmail.com).

L. V. Guio es médico de la LICCE y residente en neuropediatría Universidad Nacional de Colombia, Bogotá, Colombia (e-mail: victoriaguilam@yahoo.com).

J. E. González es docente de la Facultad de Ingeniería Electrónica y Biomédica de la UAN, Bogotá, Colombia (email: javiere_gonzalez@yahoo.com.mx).

C. M. Malo es fundador y director de la Fundación Liga Central Contra la Epilepsia (LICCE), Bogotá, Colombia (email: carlos.medina@epilepsia.org)

herramientas que aporten métodos objetivos y cuantitativos como apoyo al diagnóstico clínico. Por esto, en el Centro de Investigaciones y la Facultad de Ing. Electrónica e Ing. Biomédica de la Universidad Antonio Nariño (UAN), se está desarrollando un proyecto de I+D colaborativo, para introducir y aplicar estos métodos de la ciencia y tecnología digital en instituciones especializadas en neurociencias de nuestro país como la LICCE.

La LICCE, ubicada en la ciudad de Bogotá, Colombia, es una institución privada prestadora de servicios de salud, especializada en el diagnóstico y tratamiento de enfermedades de origen neurológico que registra y organiza EEGs, con el propósito de apoyar el diagnóstico y tratamiento de pacientes con diferentes tipologías de epilepsia, como la epilepsia mioclónica juvenil (EMJ). La EMJ es una patología que hace parte del grupo de las epilepsias idiopáticas generalizadas (EIG). Las EIG son un grupo de epilepsias cuyo origen es genético. Los pacientes con EIG presentan crisis producidas por una excesiva actividad eléctrica cerebral; estas crisis se caracterizan por espasmos y rigidez muscular (crisis mioclónicas) aislados o repetitivos de corta duración, en parte o en todo el cuerpo. La EMJ se manifiesta principalmente durante la adolescencia y entre sus signos clínicos cabe destacar: crisis mioclónicas y ataques tónico-clónicos generalizados (convulsiones). Desde el punto de vista electrofisiológico, se pueden observar en registros electroencefalográficos interictales (entre dos crisis convulsivas), morfologías de punta-onda lenta o complejos de polipuntas asociados a ondas lenta (ver figura 1a). Estudios recientes sugieren que el origen de esta patología contiene un importante componente genético [25]. En el ámbito mundial, esta patología representa entre 5 y 11% de la población total de pacientes con epilepsia. En nuestro país, es el más frecuente de los síndromes generalizados con un 5% del total, según reporta un estudio reciente [26]. La tasa de incidencia de epilepsia varía entre el 26 y 70 por cada 100.000 personas al año, de las que alrededor del 60 a 70 % son relacionadas con una región específica de la corteza cerebral. La prevalencia en los países desarrollados es de 4 a 8 por 1.000, sin embargo la prevalencia en Colombia es de 20 por cada 1000 individuos [26].

Dentro de los numerosos problemas y retos en el estudio del

EEG que se presentan en la LICCE, está la identificación de artefactos, los cuales son contaminaciones de origen extracerebral que limitan y muchas veces impiden el análisis e interpretación clínica del EEG ocultando información de gran utilidad en el diagnóstico [2]. Estos artefactos también pueden ser confundidos con eventos fisiológicos o patrones electroencefalográficos como ritmo alfa, descargas de punta y onda, delta rítmica frontal intermitente, actividad asimétrica, etc. [3]. Entre los numerosos artefactos existentes, se destacan los de tipo fisiológicos provenientes de potenciales electrofisiológicos de origen extracerebral que nacen en los movimientos involuntarios del paciente durante el registro del EEG. Estos son principalmente: los movimientos oculares, los movimientos musculares y el electrocardiograma (ECG) [4]. Estos artefactos son contaminaciones que se adhieren de forma aditiva al EEG (ver figura 1b).

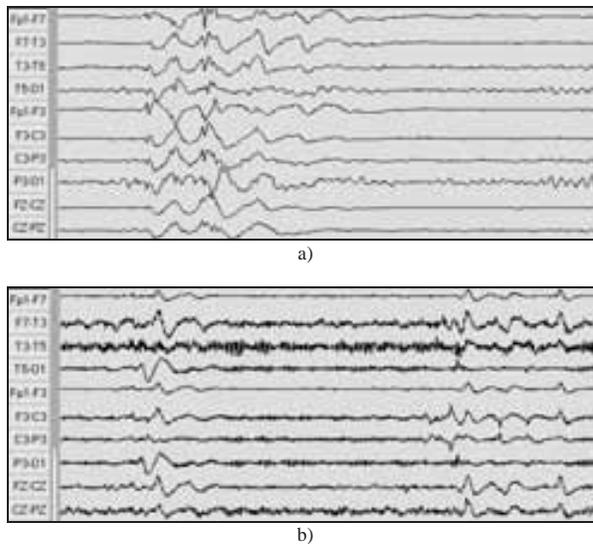


Fig. 1. Primeros diez canales de dos segmentos de EEGs con 10 segundos de duración, adquiridos en la LICCE. a): EEG de un paciente con epilepsia mioclónica juvenil que presenta un complejo de puntas y ondas lentas característico de esta patología; se observa cómo esta actividad anormal del EEG se distribuye uniformemente en todos los canales. b): EEG con diferentes artefactos oculares y musculares.

Una gran diversidad de métodos se han planteado en los últimos años para detectar y minimizar artefactos fisiológicos, especialmente los producidos por los movimientos oculares (artefactos oculares) y musculares (artefactos musculares). En la literatura se han reportado métodos basados en redes neuronales [5], análisis en tiempo y frecuencia a través de la transformada Wavelet [6], combinación de los anteriores [7], el uso del análisis de componentes independientes (ICA) y la separación ciega de fuentes (BSS) [8-16]. En la actualidad, el algoritmo SOBI, basado en el concepto del BSS [17-18], ha demostrado ser muy robusto en el procesamiento de artefactos oculares en el EEG [16]: mediante la validación clínica se ha demostrado su eficacia en la separación de fuentes de registros de EEG de hasta 128 canales de adquisición [19].

La información técnica correspondiente a la adquisición de

datos y conversión de formatos al igual que una visión general de la metodología, es presentada en la sección II. En la sección III, se muestran resultados experimentales preliminares de la identificación y minimización de artefactos oculares y musculares en EEGs de la LICCE. Finalmente el artículo concluye en la sección IV.

II. MATERIALES Y MÉTODOS

A. Adquisición de datos

El EEG de superficie utilizado en este estudio corresponde a un individuo de sexo femenino, de 23 años de edad diagnosticado con Epilepsia Mioclónica Juvenil en la LICCE. La adquisición y digitalización se realizó en un equipo de electroencefalografía digital marca Grass Telefactor con el software Twindata incluido, siguiendo los parámetros establecidos en el Sistema Internacional 10-20 para electroencefalografía clínica [1]. Se utilizó un montaje bipolar de 20 canales de adquisición de datos con la siguiente configuración de electrodos: Fp1-F7, F7-T3, T3-T5, T5-O1, Fp1-F3, F3-C3, C3-P3, P3-O1, FZ-CZ, CZ-PZ, Fp2-F8, F8-T4, T4-T6, T6-O2, Fp2-F4, F4-C4, C4-P4, P4-O2, EKG, Photic [1]. La duración del registro es de 30 minutos a una frecuencia de muestreo de 200 Hz, para un número total de muestras de 360000. El tamaño ocupado en la memoria física del computador para cada uno de los EEG digitales es aproximadamente 13Mb en formato EDF. El problema de la compatibilidad del formato de los datos (*.EDF) adquiridos en la LICCE y el software de procesamiento, Matlab, es solucionado con el toolbox EEGLAB [21]. En Matlab se importa el archivo de datos a través del toolbox EEGLAB y se convierte en formato MAT para facilitar la identificación de artefactos oculares y musculares mediante el algoritmo SOBI.

B. Separación Ciega de Fuentes

Separación ciega de fuentes (BSS por sus siglas en inglés), es un método matemático que surge de la necesidad de analizar y separar la información recolectada por arreglos de sensores.

El planteamiento matemático de la BSS propone que si se tiene un vector $X(t) = [X_1(t), \dots, X_n(t)]^T$ de señales recolectadas por n sensores, llamadas también señales mezcla u observaciones, existe un vector de señales fuente $S(t) = [S_1(t), \dots, S_n(t)]^T$ que debido a procesos sumatorios lineales dan origen a las señales mezcla captadas en los sensores (ver figura 2). Entonces se define la ecuación de mezcla de la siguiente manera:

$$X(t) = AS(t) \quad (1)$$

donde A es una matriz $n \times n$ con los coeficientes de mezcla que permite la sumatoria lineal de las señales fuente; A se conoce como matriz de mezcla.

C. Algoritmo SOBI

SOBI (Second-Order Blind Identification) es un algoritmo de BSS que descompone n señales mezcla en n señales fuente,

con base en el concepto de coherencia temporal de las señales fuente. Se utiliza el procedimiento para SOBI propuesto en [17] e implementado en el toolbox ICALAB para procesamiento digital de señales [23-24]. Este procedimiento construye de forma autoconsistente una base de vectores-señales fuente $S_i(t)$, con $i=1, \dots, 20$, donde cada elemento captura características distinguibles del conjunto de vectores o señales originales o de mezcla.

D. Dimensión Fractal

En términos generales, la dimensión fractal, DF, es una medida de la dimensión de unas formas geométricas complejas que tienen una fina estructura a escalas arbitrariamente pequeñas que denominamos fractales. Los fractales son de gran interés por varias razones fundamentales, prácticas e incluso artísticas; son reminiscentes de una gran diversidad de objetos naturales, desde estructuras geográficas hasta seres vivos y organizaciones abstractas, estructuras que no pueden ser descritas por figuras geométricas tradicionales. La búsqueda o simple caracterización de estructura fractal (estática o dinámica) en sistemas y procesos naturales, por ejemplos en señales fisiológicas como EEG y ECG, ha aportado interesantes resultados en el tratamiento de información en diferentes aplicaciones [27].

Sin pretender que el EEG tenga necesariamente una estructura fractal, sí se pueden utilizar métodos y herramientas de análisis de información para estimar dimensiones fractales en diferentes registros EEG como indicadores y medidas de aspectos relevantes de la actividad neuronal que representa el EEG. Los indicios detectables de dimensión fractal en un proceso fisiológico, o más precisamente en una señal de un proceso fisiológico, pueden interpretarse como una complejidad muy rica de diferentes interacciones entre diversas partes del sistema y de este con su entorno, adquiriendo estabilidad y robustez en su funcionamiento. En este trabajo se utiliza un procedimiento para estimar la dimensión fractal en EEG [20], implementado en Matlab [22] para aplicarlo en la identificación automática de artefactos oculares (AOs).

E. Segmentación y aplicación de dimensión fractal

Para facilitar el análisis del EEG bajo estudio se procedió a segmentarlo en 360 ventanas de tiempo de 1000 datos con 20 canales cada una; cada segmento tiene una duración de 5 segundos. Esto genera 7200 señales. El proceso de segmentación permite aislar y mejorar la localización espacio-temporal y la caracterización tanto de los artefactos oculares y musculares como de estructuras características del EEG, normales y anormales, en particular las de EMJ.

Al aplicar DF a las $S_i(t)$ de los 360 segmentos de EEG, se obtiene una matriz de 20x360 con los valores correspondientes de DF para las señales fuente de cada uno de los segmentos. Los valores obtenidos en esta matriz presentan dos características distinguibles. La primera es que no son números enteros y la segunda, que son números mayores que uno (1) y menores que dos (2). Adicionalmente, presentan un inconveniente numérico, asociado con el algoritmo utilizado

en este trabajo [22] para el cálculo de DF en señales: generalmente a partir de la unidad las siguientes cinco (5) cifras significativas son cero (0) y luego aparecen números diferentes de cero, Ej.: 1,000003271. Esto complica su análisis, por lo tanto se propone una transformación lineal mediante la siguiente expresión:

$$DF_{UAN} = (DF_{katz} - 1) \times 10^4 \quad (2)$$

siendo DF_{katz} el valor original de dimensión fractal y DF_{UAN} el resultado de su transformación lineal mediante la ecuación 2 (ver tabla I).

TABLA I
VALORES TÍPICOS DE DF EN SEÑALES FUENTE CON Y SIN AOS

	$S(t)$ con AOs	$S(t)$ sin AOs
DF_{katz}	1.000000938	1.000002004
DF_{UAN}	0.093821315	0.200381322

Entonces se genera un vector columna $\langle 1 \times 360 \rangle$, con los menores valores de DF entre las $S_i(t)$ de cada uno de los 360 segmentos, pero esta vez los valores se presentan según la ecuación 2.

F. Conversión de Formatos

Concluido el procedimiento de identificación visual y minimización de artefactos oculares y musculares, se generan 360 segmentos de EEG corregidos (con artefactos minimizados). Luego de unirlos para reconstruir la señal sin sin artefactos, la señal final en Matlab tiene un tamaño y duración igual a la señal original bajo estudio (360000 muestras). Una nueva conversión de formatos, de *.mat a *.edf, hecha mediante algunas funciones incluidas en el toolbox BIOSIG [21], permite que a la señal corregida se le pueda practicar análisis clínico en la LICCE sin la necesidad de instalar Matlab para su visualización.

III. RESULTADOS EXPERIMENTALES

A. Identificación y minimización de artefactos oculares

Por cada ventana de tiempo se aplica el algoritmo SOBI a las 20 señales originales, correspondientes a los 20 canales del EEG, generando 20 señales fuente. La aplicación de SOBI, por construcción, hace corresponder alguna de las tres primeras señales fuente al artefacto ocular, AO, mientras que el AO se encuentra distribuido en las 20 señales originales concentrado en las que corresponden a los electrodos frontales.

La identificación automática de AOs aquí implementada se basa en la hipótesis básica comprobada experimentalmente en [16], que plantea que las señales fuente correspondientes a AO tienen una menor DF que las señales fuente sin AO. La DF corrobora esta observación mostrando preliminarmente su consistencia y potencial en la identificación automática de AO.

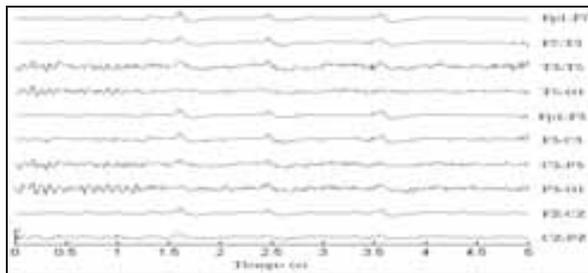
TABLA II
RESULTADOS REPRESENTATIVOS DE DF EN SEÑALES FUENTE CON AOS

Segmento EEG	AO	$S_i(t)$	DF_{UAN}
1	1	2	0.096145
6	0	2	0.227580
11	1	1	0.059015
19	0	2	0.184075
23	1	1	0.027730
78	0	3	0.360372
126	1	2	0.049525
151	0	2	0.249038
195	1	3	0.160375
266	0	2	0.476050

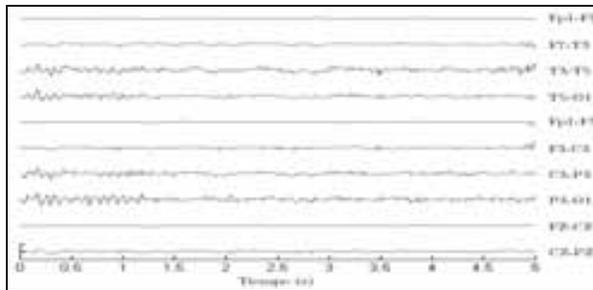
En la segunda columna (AO), 1: presencia de artefacto ocular, 0: ausencia de artefacto ocular.

La tabla 2 muestra algunos resultados representativos.

El segmento de EEG de la figura 2a, $X(t)$ muestra claramente tres (3) AOs distribuidos en las derivaciones frontales. Al aplicar SOBI a $X(t)$, se genera un vector columna, $S_i(t)$, con las respectivas señales fuente. SOBI, hace corresponder la segunda señal fuente al AO, mientras que el AO se encuentra distribuido en las 20 señales originales de $X(t)$, concentrado en las que corresponden a las derivaciones frontales. Al igualar $S_2(t)$ a cero (0) y reconstruir $X(t)$, se



a)



b)

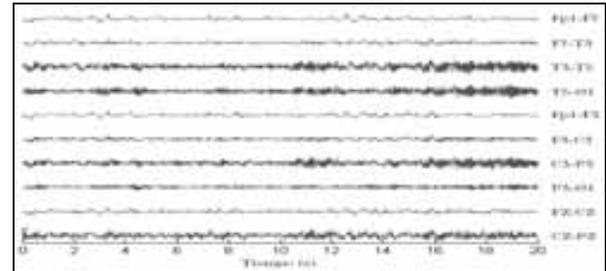
Fig. 2. Primeros diez canales de un segmento de 5 segundos de la señal EEG bajo estudio. a) Notese los 3 AO, distribuidos espacio-temporalmente desde los 1.5 s hasta los 3.5 s en los canales frontales, frontopolares y frontocentrales. c) $X(t)$ reconstruido sin AO.

obtiene un segmento de EEG “limpio” (ver figura 2b).

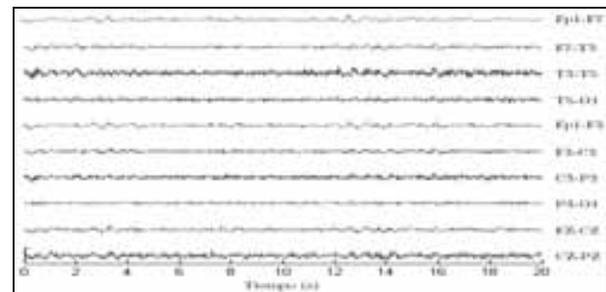
B. Identificación y minimización de artefactos musculares

A partir de las fuentes $S_i(t)$ se procede ahora a identificar las que corresponden a artefactos musculares, AM. En este caso la actividad muscular (correspondiente al AM), se distribuye en mas de una señal fuente. Hallando el espectro de potencias de

$S_i(t)$ es posible hacer una identificación semiautomática de las señales fuente con AM para ser utilizado en un proceso de filtrado de esta contaminación. La figura 3 muestra cuatro (4) segmentos de EEG de 5 segundos cada uno, antes (3a) y después (3b) del procedimiento de identificación y minimización de AM.



a)



b)

Fig. 3. Primeros diez canales de 4 segmentos de 5 segundos de la señal EEG bajo estudio. a) Presencia de AM en varias derivaciones b) Señales reconstruidas luego del procedimiento de identificación y minimización de AM

IV. DISCUSIÓN Y CONCLUSIONES

Con un EEG de 20 canales se implementa un procedimiento que permite construir 20 señales fuente a partir de las 20 señales originales del EEG bajo estudio. Se observa claramente que el procedimiento aísla los artefactos oculares y musculares. Adicionalmente se implementan medidas que intentan automatizar la identificación de las señales fuente que corresponden a artefactos oculares y musculares, como son dimensión fractal y espectro de potencias respectivamente. Tendría que hacerse un análisis de eficiencia, eficacia, distinguibilidad y robustez de los resultados de estas medidas en las señales fuente de diferentes segmentos de EEG con diferentes artefactos y morfologías electroencefalográficas tanto normales como anormales, para luego proceder a la validación clínica de los resultados obtenidos.

Es de resaltar que el proceso de conversión de formatos presentado en este trabajo, para el preprocesamiento “offline” de señales de EEG, se constituye como una óptima aproximación hacia la disminución de la notable brecha aún existente entre la investigación en procesamiento digital de señales electroencefalográficas y su aplicación clínica real en

instituciones especializadas en neurociencias de nuestro país.

Entre las direcciones futuras para esta investigación se encuentran las siguientes:

- Progresar hacia una identificación y minimización “online” de artefactos oculares y musculares”.
- Aplicar medidas de dinámica no lineal, como la dimensión fractal ente otras, para caracterizar patrones electroencefalográficos anormales típicos de epilepsias generalizadas, especialmente de epilepsia mioclónica juvenil.
- Complementar con análisis en el espacio de frecuencias que puede tener gran utilidad en particular por ciertas frecuencias características de EEG (EMJ ~2-4Hz).

AGRADECIMIENTOS

Los autores agradecen el soporte del grupo de investigación Sistemas Complejos y la Facultad de Ingeniería Electrónica y Biomédica de la Universidad Antonio Nariño. Igualmente a todo el personal de la Liga Central Contra la Epilepsia.

REFERENCIAS

- [1] Jasper HH, “The ten-twenty electrode system of the International Federation”, *Electroencephalogr Clin Neurophysiol*, 1958, 10:371-375.
- [2] M. R. Sperling, “EEG reading season”, *J. Clin. Neurophysiol.*, 2006;23: pp. 230-237.
- [3] W. O. Tatum IV, A. M. Husain, S. R. Benbadis and P. W. Kaplan, “Normal adult EEG and patterns of uncertainly significance”, *J Clin Neurophysiol* 2006;23: pp. 194-207.
- [4] R. Silipo, G. Deco, and H. Bartsch, “Brain tumor classification based on EEG hidden dynamics”, *Intell. Data Anal.*, 3, pp. 287-306, 1999.
- [5] R R. Rao and R. Derakhshani, “A comparison of EEG preprocessing methods using time delay neural networks”, *Proceedings of the 2 International IEEE EMBS Conference on Neural Engineering*, Arlington, Virginia, March 16 - 19, 2005.
- [6] R. Ksiezzyk, K. Blinowska, P. Durka, “Neural Networks with Wavelet Preprocessing in EEG Artifact Recognition”, *Laboratory of Medical Physics, Institute of Experimental Physics, Warsaw University*, Hoza 69, 00 681 Warszawa, Poland.
- [7] P. Durka, R. Ksiezzyk and K. Blinowska, “Neural networks and wavelets analysis in EEG artefact recognition”, *In Proc. of Second Conference on Neural Networks and Their Applications*, Szczyrk, pp. 167-172, 1996.
- [8] S. Makeig, A. J. Bell, T. P. Jung, and T. J. Sejnowski, “Independent component analysis of electroencephalographic data”, *Advances in neural information processing systems*, Vol. 8, pp. 145-151, 1996, Cambridge, MA: The MIT Press, 1995.
- [9] T. P. Jung, S. Makeig, C. Humphries, T. W. Lee, M. J. Mckeown, V. Iragui and T. J. Sejnowski, “Removing electroencephalographic artifacts by blind source separation”, *Psychophysiology*, 37, pp. 163-178, 2000.
- [10] A. Hyvarinen and E. Oja, “Independent Component Analysis: algorithms and applications”, *Neural Networks*, 13 (4:5), pp. 411-430, 2000.
- [11] V. Krishnaveni, S. Jayaraman, P. M. Manoj Kumar, K. Shivakumar, K. Ramados, “Comparison of Independent Component Analysis Algorithms for Removal of Ocular Artifacts from Electroencephalogram”, *Measurement Science Review*, Volume 5, Section 2, 2005.
- [12] Rodney J. Croft, Jody S. Chandler, Robert J. Barry, Nicholas R. Cooper, Adam R. Clarke (2005), “EOG correction: A comparison of four methods”. *Psychophysiology* 42 (1), 16-24 doi:10.1111/j.1468-8986.2005.00264.x
- [13] A. Delorme, T. Sejnowski, S. Makeig, “Enhanced detection of artifacts in EEG data using higher-order statistics and independent component analysis”. *NeuroImage* 34, pp. 1443-1449, 2007.
- [14] C. A. Joyce, I. F. Gorodnitsky, M. Kutas, “Automatic removal of eye movement and blink artifacts from EEG data using blind component separation”. *Psychophysiology* 41:313-325, 2004.
- [15] E. Urrestarazu, J. Iriarte, M. Alegre, M. Valencia, C. Viteri, J. Artieda. Independent component analysis removing artifacts in ictal recordings. *Epilepsia* 45:1071-1078, 2004.
- [16] G. Gómez-Herrero, W. De Clercq, H. Anwar, O. Kara, K. Egiazarian, S. Van Huffel, and W. Van Paesschen. “Automatic removal of ocular artifacts in the eeg without a reference eeg channel”. In 7th Nordic Signal Processing Symposium (NORSIG), Reykjavik, Iceland, 2006.
- [17] A. Belouchrani, K. A. Meraim, J. F. Cardoso and E. Moulines, “A blind source separation technique based on second order statistics”, *IEEE Trans. on Sig. Proc.*, 45(2), pp. 434-444, Feb. 1997.
- [18] J. F. Cardoso, “Blind Signal Separation: stational principles”, *Proceedings of the IEEE*, vol. 9(10), pp. 2009-2025, Oct. 1998
- [19] A. C. Tang, M. T. Sutherland, and C. J. McKinney, “Validation of SOBI components from high-density EEG,” *NeuroImage*, vol. 25, pp. 539-553, 2004.
- [20] M. J. Katz, “Fractals and the analysis of waveforms”, *Comput.Biol.Med.* 18: 145, 1988.
- [21] A. Delorme and S. Makeig. “EEGLAB: an open source toolbox for analysis of single-trial eeg dynamics including independent component analysis”. *Journal of Neuroscience Methods*, 134 (2004), 9-21.
- [22] “Automatic artifact removal toolbox for Matlab”, 2006, <http://www.cs.tut.fi/~gomezher/software/>.
- [23] A. Cichocki, S. Amari, K. Siwek, T. Tanaka, Anh Huy Phan et al., *ICALAB Toolboxes*, <http://www.bsp.brain.riken.jp/ICALAB>.
- [24] A. Cichocki, S. Amari, *Adaptive Blind Signal and Image Processing: Learning Algorithms and Applications*, Wiley, 2003.
- [25] S. Jain et al, “Disease Expression Among Proband with Juvenile Myoclonic Epilepsy and Their Family Members in Two Population Groups”, *J. Epilepsy*, 9, 259-263, 1996.
- [26] A. Velez and J. Eslava-Cobos, “Epilepsy in Colombia: Epidemiologic Profile and Classification of Epileptic Seizures and Syndromes”, *Epilepsia*, 47(1), 193-201, 2006
- [27] A. Accardo, M. Affinito, M. Carrozzini, and F. Bouquet, “Use of the fractal dimension for the analysis of electroencephalographic time series,” *Biol. Cybern.*, vol. 77, pp. 339-350, 1997.

Optimización de la DTW basada en la naturaleza estadística de las disimilitudes

Diego Peluffo, José L. Rodríguez, Edilson Delgado, Germán Castellanos

Abstract— Se presenta un método para la optimización de la DTW en aplicaciones de clustering basado en restricciones globales que se obtienen mediante un estudio de la naturaleza de los momentos estadísticos de las disimilitudes. El estudio se realiza extrayendo vectores representativos que corresponden a latidos de 16 tipos de arritmia de los diferentes registros de la base de datos MIT – BIH. El método presenta una diferencia promedio de las disimilitudes de la diagonal principal de $1.78 \cdot 10^{-4}$ y reduce considerablemente el tiempo de procesamiento para el cálculo de la disimilitud. Este método resulta útil para procesos de clustering porque reduce el costo computacional sin alterar el valor de las disimilitudes.

Index Terms— Alineamiento Temporal, Desviación Estándar, Disimilitud, DTW, Media, Programación Dinámica.

I. INTRODUCCIÓN

La extracción de características es de suma importancia para los procesos de clustering porque si estas no representan adecuadamente las cualidades intrínsecas de cada señal, los resultados obtenidos de la clasificación no serán correctos [1]. Después de la extracción es necesario establecer un método de comparación de características y un criterio de disimilitud para tener una métrica y un umbral para la definición de los clusters. La elección de la función de disimilitud es tan importante como la elección de características. Las opciones más inmediatas son la norma L_1 y L_2 . Sin embargo, en algunas ocasiones es conveniente que la extracción de características se realice de tal manera que los vectores representativos sean de longitudes diferentes y estas medidas no pueden aplicarse directamente. Por esta razón debe hacerse, previamente, una normalización temporal para aplicar una de las medidas mencionadas.

La normalización puede hacerse con métodos *lineales* o *no lineales*. En la normalización temporal lineal se escala el vector de menor longitud para que los dos vectores que se comparan tengan la misma longitud. Así, para calcular la disimilitud entre dos señales se deben repetir o interpolar muestras de la señal de longitud menor para que coincida la longitud de ambas. De esta manera, se puede interpretar los vectores como elementos de un espacio vectorial y se les puede aplicar medidas como la distancia euclídea. Sin embargo, para algunas señales como las electrocardiográficas (ECG) al aplicarles una normalización temporal lineal se produce un desplazamiento de manera que el resultado puede ser inadecuado, para el cálculo de un valor de disimilitud, debido al mal ajuste [1]. Los métodos de alineamiento temporal no lineal DTW (*Dynamic Time Warping*) mejora las deficiencias de la normalización temporal lineal y se basan en

ajustar únicamente la longitud de los tramos de las señales que resulte más conveniente desde el punto de vista de su comparación sin alterar el resto. Por esta razón la DTW es de uso frecuente en la clasificación de muestras de longitudes diferentes.

La programación dinámica se puede implementar con multitud de variaciones de acuerdo a su aplicación [4, 5]. Esta técnica se ha aplicado en reconocimiento automático del habla [2], tanto a palabras aisladas como a palabras conectadas [3]. También se ha empleado como medida de disimilitud para el clustering de latidos en señales ECG [4].

En los procesos de agrupamiento y clasificación, muchas veces la obtención de las medidas de disimilitud resulta de un costo computacional elevado debido a la extensión de los vectores que se van a comparar. Por esta razón han surgido métodos para la optimización de la DTW [6], en general, definiendo restricciones globales, es decir, realizando una reducción de la región válida del camino de alineamiento mediante uno o más parámetros.

En este trabajo se propone un método heurístico para la optimización de la DTW basado en un análisis de la media y desviación estándar de las disimilitudes que se deben calcular en un proceso de clustering. Para esto se aplican restricciones globales mediante rectas paralelas simétricas alrededor de la diagonal principal de la matriz de programación dinámica. El método consiste en obtener el parámetro óptimo de la restricción global mediante la minimización de la diferencia de las matrices de medias garantizando que la diferencia de matrices de desviación estándar sea menor que un umbral preestablecido. Con esto se logrará reducir el tiempo de procesamiento para el cálculo de la disimilitudes sin que el valor de estas se altere considerablemente. Con este fin, se emplea la base de datos de arritmias del MIT para extraer los vectores (latidos) que se van a comparar.

II. MATERIALES Y MÉTODOS

En este trabajo se presenta un método para reducir el camino de alineamiento de la DTW mediante la obtención de un parámetro α que define restricciones globales óptimas. El valor de este parámetro se obtiene a partir de un estudio estadístico considerando todas las disimilitudes que implica el clustering.

El método propuesto se ilustra en el diagrama de la Fig. 1.



Fig. 1. Diagrama de bloques del método propuesto.

A. Base de datos

Los vectores que se usaron para este experimento son latidos representativos de 16 tipos de arritmia extraídos de la base de datos del MIT: A, E, F, J, L, N, P, Q, R, S, V, a, adm, e, f y j [12].

La extracción de latidos se puede hacer mediante la detección del pico R y las distancias RR [4].

B. Algoritmo DTW

El valor de la disimilitud se obtiene en el último elemento de la matriz denominada de programación dinámica (G), que se denota como $G[n_x - 1, n_y - 1]$. Este valor debe ser normalizado por la longitud del camino de alineamiento para evitar la sensibilidad a la longitud. La matriz G tiene tantas columnas como la longitud de una de las señales, y tantas filas como la longitud de la otra como se muestra en la figura 2.

Se construye de manera que cada uno de sus elementos, o nodo, representa el costo acumulado de alineamiento entre las señales hasta llegar a ese punto.

La matriz de programación dinámica es el plano discreto donde se busca el camino de alineamiento. El objetivo del algoritmo consiste en encontrar el camino de alineamiento de costo mínimo entre las dos señales. Este camino se definirá como el conjunto ordenado de nodos que se encuentran desde el nodo inicial (i_1, j_1) hasta el nodo final (i_f, j_f) de la forma: $(i_1, j_1), (i_2, j_2) \dots (i_f, j_f)$.

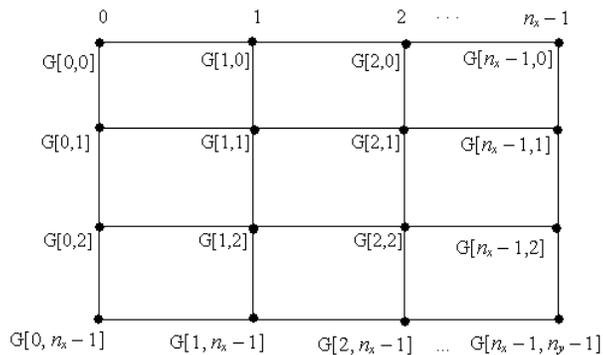


Fig. 2. Matriz de programación dinámica G construida a partir de dos vectores x e y de dimensión n_x y n_y , respectivamente.

Para establecer el costo del camino es necesario establecer el costo debido a la transición entre cada par de nodos.

La función de costo asociada a la transición k se denota como:

$$d[(i_{k-1}, j_{k-1}) | (i_k, j_k)] \quad (1)$$

Este costo debe ser un valor positivo. En este caso se empleó la norma L_1 .

En general, el camino debe cumplir propiedades de *Monotonidad* ($i_k \leq i_{k+1}$, $j_k \leq j_{k+1}$), *Continuidad* ($i_k - i_{k-1} \leq 1$ y $j_k - j_{k-1} \leq 1$), *Frontera* ($i_1 = j_1 = 0$, $i_f = n_x - 1$ y $j_f = n_y - 1$), *Ventana* ($|i_k - j_k| \leq \Delta$ (entero positivo)) y *Pendiente* [7].

El costo asociado a un camino completo puede calcularse con la suma del costo de todas las transiciones:

$$D = \sum_{k=1}^f d[(i_k, j_k) | (i_{k-1}, j_{k-1})] \quad (2)$$

Sin embargo, es necesario aplicar también un factor de ponderación a las transiciones. Este factor se relaciona con el conjunto de transiciones o producciones y representa la longitud correspondiente a la transición [1].

El costo acumulado ponderado es de la forma:

$$D = \sum_{k=1}^f d[(i_k, j_k) | (i_{k-1}, j_{k-1})] * w(a_k, b_k) \quad (3)$$

donde $w(a_k, b_k)$ representa el factor de ponderación debido a la transición desde (i_{k-1}, j_{k-1}) a (i_k, j_k) .

Finalmente, se realiza una normalización, por tanto:

$$D = \frac{\sum_{k=1}^f d[(i_k, j_k) | (i_{k-1}, j_{k-1})] * w(a_k, b_k)}{\sum_{k=1}^f w(a_k, b_k)} \quad (4)$$

Haciendo $N = \sum_{k=1}^f w(a_k, b_k)$ se obtiene que:

$$D = \frac{G[n_x - 1, n_y - 1]}{N} \quad (5)$$

La expresión recursiva de la matriz G viene dada por:

$$G[i, j] = \min_{a,b \in P} (G[i-a, j-b] + d[(i, j) | (i-a, j-b)] * w(a, b)) \quad (6)$$

donde $G[i-a, j-b]$ representa el costo mínimo acumulado considerando el conjunto de producciones P .

En la figura 3 se muestran algunos de los conjuntos de producciones más comunes utilizados en programación dinámica, junto con el factor de ponderación correspondiente a cada transición [2].

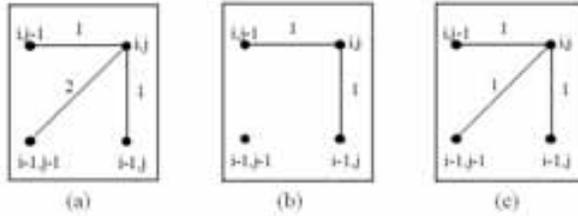


Fig. 3. Producciones para las transiciones. (a) DP1, (b) DP2, (3) DP3

Utilizando el conjunto de producciones DP1, la matriz G se puede obtener con:

$$G[i, j] = \min \begin{cases} G[i, j-1] + d[(i, j)|(i, j-1)] \\ G[i-1, j] + d[(i, j)|(i-1, j)] \\ G[i-1, j-1] + 2d[(i, j)|(i-1, j-1)] \end{cases} \quad (7)$$

El valor del nodo inicial es:

$$G[0, 0] = |x[0] - y[0]| \quad (8)$$

y

$$D = \frac{G[n_x - 1, n_y - 1]}{(n_x - 1 + n_y - 1)} \quad (9)$$

D representa la disimilitud entre las dos señales.

C. Restricciones globales

Para que el algoritmo de búsqueda del camino óptimo tenga en cuenta únicamente la región válida (ver figura 4), se realiza un proceso sobre la matriz G de manera que a los nodos que se encuentra fuera de esta región, se les asigna un costo muy elevado en comparación con los posibles costos del resto de nodos, de forma que el algoritmo no los considere. Es decir que:

$$G(i, j) = \infty, \text{ si } ((i, j) \notin \mathfrak{R}) \quad (10)$$

donde \mathfrak{R} corresponde a la región válida.

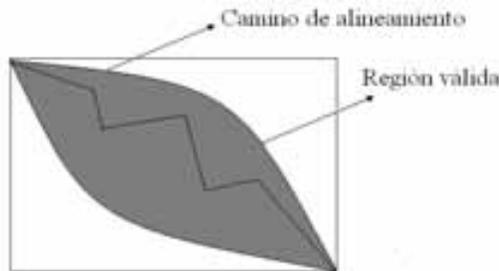


Fig. 4. Restricciones globales.

En este estudio se hizo la reducción del camino de alineamiento mediante rectas paralelas como se muestra en la figura 5. Las rectas son simétricas es decir que la diagonal que une el nodo inicial $G[0,0]$ con el final $G[n_x - 1, n_y - 1]$ divide la región válida en dos partes iguales, por tanto para establecer una restricción global como esta, únicamente hay que fijar un parámetro α_i que se relacione con el desplazamiento de las rectas paralelas alrededor de la diagonal principal de la matriz, así:

$$G[i, j] = \infty \text{ si } i < \frac{n_x}{n_y} * j - \partial \text{ ó } i > \frac{n_x}{n_y} * j + \partial \quad (11)$$

donde $\partial = \alpha_i * n_x$ si $n_x < n_y$ ó $\partial = \alpha_i * n_y$ si $n_x \geq n_y$.

Los valores de α_i se pueden obtener analizando la variación de las disimilitudes con respecto a la que se obtiene cuando no se reduce el camino de alineamiento. Lo anterior también permite hacer una reducción sistemática del espacio de búsqueda y fijar el valor de Δ ($\Delta = \alpha_{i-1} - \alpha_i$). Por tanto la tarea es obtener: $\alpha_i = 1: -\Delta: \alpha_{end}$ ($i = 0, 1 \dots N$). En este trabajo se empleó $\Delta = 0.1$ y $\alpha_{end} = 0.3$, es decir que $\alpha_i = 1: -0.1: 0.3$. Se puede apreciar que $\alpha_0 = 1$, esto significa que el cálculo de la disimilitud con α_0 no es restrictivo.

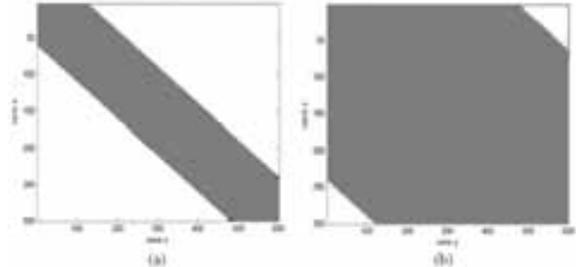


Fig. 5. Reducción del camino de alineamiento mediante rectas paralelas. (a) $\alpha = 0.2$ (b) $\alpha = 0.8$.

D. Matrices de medias y desviación estándar

El método de optimización sugerido en este trabajo hace necesario el cálculo de las matrices $D_\mu^{\alpha_i}$ y $D_\sigma^{\alpha_i}$ que tendrán respectivamente información acerca de la media y desviación estándar de todas las disimilitudes para cada α_i . Estas matrices contienen la media y la desviación estándar de las disimilitudes obtenidas de todas las formas de comparación; por ejemplo la posición (0,0) de la matriz de medias será el promedio de todas las disimilitudes obtenidas de comparar todas los latidos tipo N, es decir: $\mu_{0,0} = \text{mean}([dtw(N_i, N_j)])$ ($i \neq j$) y para la matriz de desviación $\sigma_{0,0} = \text{STD}([dtw(N_i, N_j)])$ ($i \neq j$). Así entonces la posición (0,1) para $D_\mu^{\alpha_i}$ será $\mu_{0,1} = \text{mean}([dtw(N_i, L_j)])$ y para $D_\sigma^{\alpha_i}$ será $\sigma_{0,1} = \text{STD}([dtw(N_i, L_j)])$. En este orden se obtienen las matrices $D_\mu^{\alpha_i}$ y $D_\sigma^{\alpha_i}$. Deben existir tantas matrices de medias y desviación estándar como valores de α_i se consideren.

E. Función Objetivo

El objetivo de de este método de optimización es reducir la región válida para el camino de alineamiento sin que el valor

de la disimilitud se altere. Para esto es necesario encontrar el valor de óptimo de α_i (α_{opt}) que cumpla esta condición.

Los puntos de referencia serán las matrices $D_\mu^{\alpha_0}$ y $D_\mu^{\alpha_i}$ porque son las que se obtienen sin restringir el camino de alineamiento. Con esto se puede decir que el problema de optimización consiste en minimizar los valores de α_i y $\|D_\mu^{\alpha_0} - D_\mu^{\alpha_i}\|$, por tanto la función objetivo se puede plantear como:

$$\min_{\alpha_i} \alpha_i + \lambda \|D_\mu^{\alpha_0} - D_\mu^{\alpha_i}\| \quad i \neq 0 \quad (12)$$

La ecuación de restricción puede plantearse empleando las matrices de desviación estándar para estudiar la confiabilidad de las matrices de medias, así:

$$S.T. \|D_\sigma^{\alpha_0} - D_\sigma^{\alpha_i}\| < \varepsilon \quad (13)$$

El parámetro de regularización λ se puede obtener por validación cruzada estudiando el comportamiento de α_i y $\|D_\mu^{\alpha_0} - D_\mu^{\alpha_i}\|$, es decir, estableciendo cuál de los dos términos prioritariamente tiene que ser menor.

El valor de ε se obtiene de forma heurística de acuerdo a las variaciones de los vectores, en este caso la morfología de cada latido, verificando que:

$$\varepsilon \leq \text{mean}(\|D_\sigma^{\alpha_0} - D_\sigma^{\alpha_i}\|) \quad i \neq 0 \quad (14)$$

En este trabajo se empleó $\lambda = 0.2$ y $\varepsilon = 0.065$.

III. RESULTADOS Y DISCUSIÓN

En este estudio se obtuvo $\alpha_{opt} = 0.5$. La Tabla I muestra el promedio de las disimilitudes obtenidos con α_{opt} y α_0 , el tiempo promedio para el cálculo de la disimilitud y la diferencia de las disimilitudes.

Considerar la estadística de las disimilitudes mediante la media y la desviación estándar para sintonizar los parámetros de las restricciones globales presentó buenos resultados (ver TABLA I). El error promedio de la disimilitud obtenido con α_{opt} respecto de la que se obtiene con α_0 fue relativamente bajo y el tiempo necesario para el cálculo de la disimilitud disminuyó considerablemente.

IV. CONCLUSIONES

Con este trabajo se obtuvo un método de optimización de la DTW que considera las variaciones de las muestras a comparar mediante la naturaleza estadística de las disimilitudes. Este método resulta muy útil para tareas de agrupamiento que requieran comparación de vectores porque disminuye el costo computacional y, en general, no altera el valor de la disimilitud.

La sintonización de los parámetros para limitar la región válida del camino de alineamiento a partir de un estudio estadístico de las disimilitudes es una buena opción para optimizar la operación de la DTW porque se restringe el

camino de alineamiento considerando características de los vectores que se van a comparar.

TABLA I
RESULTADOS

Arritmias	D_{α_0}	t_{α_0} (s)	$D_{\alpha_{opt}}$	$t_{\alpha_{opt}}$ (s)	Diferencia
A	0.0096	0.2691	0.00954	0.1271	0.00006
E	0.0352	0.297	0.352	0.131	0
F	0.0146	0.252	0.0146	0.122	0
J	0.038	0.298	0.038	0.14	0
L	0.0243	0.233	0.0243	0.111	0
N	0.0068	0.2691	0.0068	0.143	0
P	0.01	0.297	0.011	0.141	0.001
Q	0.0733	0.252	0.0734	0.122	0.0001
R	0.0091	0.298	0.0091	0.131	0
S	0.0085	0.233	0.0085	0.145	0
V	0.0447	0.2691	0.0448	0.123	0.0001
A	0.0295	0.297	0.0302	0.141	0.0007
Adm	0.081	0.252	0.081	0.13	0
E	0.0202	0.298	0.0204	0.121	0.0002
F	0.0214	0.233	0.214	0.11	0
J	0.0512	0.242	0.0505	0.109	0.0007
N, L	0.0633	0.328	0.0633	0.145	0
R, A	0.0338	0.313	0.0340	0.16	0.0002
Promedio					0.00017

REFERENCIAS

- [1] D. Cuesta, "Estudio de métodos para procesamiento y agrupación de señales electrocardiográficas". Tesis doctoral. E.P.S. de Alcoi, Septiembre 2001.
- [2] F. Casacuberta, y E. Vidal, "Reconocimiento Automático del Habla", Marcombo, 1987.
- [3] M. K. Brown; L. R. Rabiner, "Dynamic Time Warping for Isolated Word Recognition Based on Ordered Graph Searching Techniques". Bell Laboratories. Murray Hill, New Jersey 07974. IEEE, 1982.
- [4] D. Cuesta, "Aplicación de la Normalización Temporal no Lineal al Alineamiento de Señales Electrocardiográficas", Trabajo de Investigación de 6 créditos, DISCA, UPV, 1999.
- [5] Eamonn J. Keogh; Michael J. Pazzani, "Scaling up Dynamic Time Warping to Massive Datasets" Department of Information and Computer Science University of California, Irvine, California 92697 USA.
- [6] Toni M. Rath and R. Manmatha, "Lower-Bounding of Dynamic Time Warping Distances for Multivariate Time Series" Multi-Media Indexing and Retrieval Group Center for Intelligent Information Retrieval University of Massachusetts Amherst, MA 01002. 2002.
- [7] K. Wang y T Gasser, "Alignment of Curves by Dynamic Time Warping", The Annals of Statistics, Vol. 25, Núm 3, pp. 1251-1276, 1997.
- [8] U.Ramer, "An Iterative Procedure for the Polygonal Approximation of Plane Curves".Computer Graphics and Image Processing, Vol. 1, pp. 244-256. 1972.
- [9] E. Vidal, F. Casacuberta, Y H. Rulot, "Is the DTW Distance Really a Metric? An Algorithm Reducing the Number of DTW Comparisons in Isolated Word Recognition", Speech Communication, Vol. 4, pp. 333-344, 1985.
- [10] John R. Deller JR, John G. Proakis, y John H. L. Hansen, "Discrete-Time Processing of Speech Signals", Macmillan publishing company, 1993.
- [11] David Cuesta-Frau, Juan C. Pérez-Cortés, Gabriela Andreu-García. "Clustering of Electrocardiograph Signals in Computer-aided Holter Analysis" Department of Computer Engineering (DISCA), Polytechnic University of Valencia, EPSA, Plaza Ferrándiz y Carbonell 2, 03801, Alcoi, Spain
- [12] G.B. Moody and R.G. Mark, "The MIT-BIH Arrhythmia Database on CD-ROM and software for use with it," in *Computers in Cardiology 1990*. Los Alamitos, CA: IEEE Comput. Soc. Press, 1991, pp. 185-188.

Reconstrucción tridimensional de la sección transversal de perfiles extruidos utilizando triangulación láser

Juan Carlos Ramirez Rojas, Jaime Guillermo Barrero Perez, Jaime Enrique Meneses F.

RESUMEN

En esta investigación se implementa un sistema prototipo óptico, que permite realizar una reconstrucción tridimensional de la sección transversal de un perfil extruido sin necesidad de estar en contacto con él, manteniendo excepcional precisión.

Debido al carácter dinámico del proceso de extrusión, la medida se realiza de manera no invasiva (sin tocar la superficie del cuerpo). Por lo tanto se determina la información topográfica de la superficie del perfil, utilizando un dispositivo óptico de reconstrucción tridimensional basado en triangulación láser y procesamiento de imágenes.

En el dispositivo de triangulación se proyecta un patrón láser que en este caso es una línea recta, la cual forma un ángulo conocido entre el objeto a iluminar y una cámara CCD que toma la información de la intensidad luminosa del perfil en estudio.

En la investigación se realiza el montaje necesario para la triangulación valiéndose de cuatro diodos láser y cuatro espejos octogonales perfectamente pulidos que haciéndose girar a alta velocidad y al entrar en contacto con el haz puntual de luz láser esta se convierte en una línea recta, la cual hace contacto sobre la sección transversal del perfil a medir.

Cuatro cámaras CCD son colocadas a noventa grados una de otra, con un ángulo conocido con respecto al plano láser, las cuales previamente calibradas, toman la imagen del láser sobre la superficie vista en los cuatro ángulos, obteniendo una visión de 360°, y a través de un algoritmo implementado bajo el software Matlab se reconstruye adecuadamente la sección transversal del perfil objeto de estudio.

Palabras Clave: Triangulación, Reconstrucción, Discriminación de bordes, CCD, LASER, óptica, calibración.

I. INTRODUCCIÓN

En la búsqueda de soluciones industriales que permitan realizar control de calidad a perfiles extruidos en línea con el proceso. Se requiere un método que permita medirlos y describirlos pero que no sea invasivo ni destructivo.

En la presente investigación se hace uso del método de triangulación láser en el cual se proyecta un haz de luz en forma de línea sobre el perfil en estudio. De esta forma mediante métodos de procesamiento de imágenes se discrimina las variaciones en la intensidad de la luz que incide sobre el perfil y que son captadas por las cámaras CCD, lo que permite, luego de realizar un procesamiento, estimar la altura del objeto en la sección donde incide el láser. Permitiendo conocer las características de la superficie del perfil extruido.

En el procesamiento de las imágenes, antes de realizar la reconstrucción del sólido, se implementaron algoritmos que permiten mejorarlas, métodos como filtrados espaciales, binarización, algoritmos de restauración y procesos de segmentación de imagen junto con estudios de morfología.

Como proceso final se reconstruye a partir de las características del montaje, como los grados de inclinación de la cámara, la distribución del láser sobre la sección transversal del objeto extruido, las verdaderas dimensiones del perfil tomado como muestra.

Este equipo se puede implementar en líneas de producción de perfiles como: Canales para cableado, marcos de ventanas, cables eléctricos, perfiles de construcción tales como dilatadores y esquineros etc.

II. CALIBRACIÓN DE LAS CÁMARAS

Lo que se pretende en este numeral es describir los parámetros que definen la ubicación espacial de las cámaras con respecto al objeto. Por lo tanto se tendrán que definir características propias de la cámara (endógenas), y características del sistema externo (exógenas)⁽¹⁾.

Entre las condiciones propias de la cámara se tienen: distancia focal, resolución, aberraciones entre otras. Los parámetros exógenos tienen que ver con el cálculo del ángulo de inclinación de la cámara respecto al perfil objeto de medida⁽²⁾.

Esta calibración es necesaria, ya que al tomar las imágenes de la realidad, por medio de una fotografía se debe contar con las características de una buena representación, ya que de estas se tomarán medidas que me permitirán alimentar el modelo de reconstrucción 3D correctamente.

Puesto que se quiere obtener medidas a partir del plano 3D para luego llevarlas al plano 2D se debe ser muy cuidadoso a la hora de calibrar las cámaras, por esto se hace uso de la Toolbox de Matlab dispuesta para tal objeto. Donde se indican claramente los pasos para obtener las mejores características del sistema. De resaltar la importancia de corregir las aberraciones que se producen en la imagen inducidas por las características propias de la cámara, estas distorsiones se corrigen de tal forma que las medidas que se toman en la fotografía sean reales, condición esencial para la correcta reconstrucción del patrón de forma.

III. IMPLEMENTACIÓN DE EQUIPO DE TRIANGULACIÓN LASER

Para el montaje mecánico del sistema se requirieron cuatro espejos con forma octogonal perfectamente pulidos montados sobre el eje de un motor de corriente directa a 2000 rpm, en los cuales al incidir el haz de luz laser sobre su superficie se refleja en forma de línea recta; que luego de focaliza por medio de una lente y se envía directamente sobre la sección transversal del perfil.

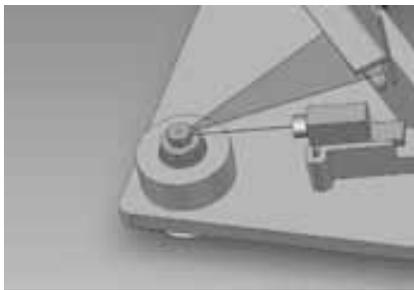


Figura 1 Fuente Autor

Esta línea toma la forma del cuerpo sobre el cual es dirigida, condición que permite que al capturar la imagen, se generen diferencias de intensidad que serán las características a estudiar. Este proceso se realiza cada 90° de igual forma, se obtendrá la proyección de la línea laser por todo el contorno de la figura es decir se hará una proyección de 360°. En la figura 2 se puede observar la configuración del dispositivo en cargado de la triangulación laser.

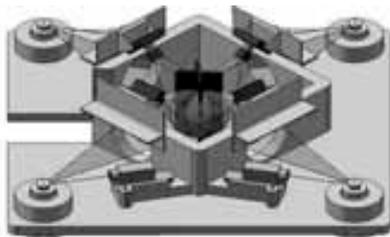


Figura 2 Fuente. Autor

El montaje del sistema se realiza de tal forma que la línea laser sea lo más fina posible, cuidando siempre que las distancias entre cada elemento sean precisas. Este sistema es clave para el éxito del proyecto ya que su sincronización junto con la calibración correcta de las cámaras, permite obtener imágenes de gran calidad.

Cabe resaltar que el sistema diseñado sirve para medir perfiles hasta 50mm x 50mm lo que asegura que este equipo pueda ser usado para diferentes aplicaciones industriales.

IV ADQUISICIÓN Y PROCESAMIENTO DE IMAGEN

Para esta etapa se montaron cuatro cámaras a noventa grados una de otra, las características de estas son resolución 640 x 480 pixeles. Estas cámaras se conectan a una tarjeta Matrox Meteor II, que consta de 12 canales monocromáticos. Para clarificar la disposición de las cámaras se puede observar la figura 3⁽³⁾.



Figura 3 Fuente: Autor

Para la construcción del software de procesamiento de imágenes se debe en primera instancia conocer las superficies que se van a estudiar, se pueden conocer sus características observando la figura 4.



Figura 4. Perfiles a Medir Fuente: Autor

Los principios desarrollados para este proyecto, en cuanto a procesamiento de imagen son entre otros:

- Filtrado Espacial no lineal: El proceso de filtrado de imagen requiere la toma de un pixel como centro para aplicar operaciones que solo impliquen cálculos con los pixeles de vecindades, y hacer que ese resultado

tome el lugar del mencionado centro. El filtrado espacial no lineal toma su nombre debido a que las operaciones entre píxeles se realizan con procesos matemáticos no lineales. En la presente aplicación se realiza con un filtro laplaciano el cual es idóneo para este tipo de imágenes donde se requiere resaltar bordes finos⁽⁴⁾.

- Para mejorar la resolución de los bordes del haz de luz se hizo uso del algoritmo de Lucy-Richardson el cual es bastante eficiente para mejorar las diferencias entre escala de grises en la imagen, este proceso se realiza para preparar la imagen para la binarización correcta de la línea sobre la superficie del sólido.
- El concepto de morfología es usado para reconstruir adecuadamente las líneas en un plano, la forma de la línea debe ser restablecida de tal manera que se interprete claramente, para su posterior medición con relación a los ángulos de inclinación de la cámara que captura las imágenes de la línea sobre el perfil, a continuación se realiza el proceso de binarización el cual dejara en cada una de las imágenes la definición de total la forma de la sección transversal del sólido donde incide el laser.
- En esta etapa se toman cada una de las cuatro fotos y se llevan solo a una, midiendo cada ángulo de inclinación de cada cámara, lo cual permitirá describir cuanto se debe modificar⁽⁵⁾, en cuanto a desplazamiento cada pixel del contorno de la superficie que describe el objeto. Al terminar el proceso el pixel el cual pertenece a la sección transversal quedara en el lugar correspondiente a si se cambiara el observador 90°, permitiendo determinar la sección transversal del objeto totalmente, al realizar este proceso a las cuatro fotografías.

V. PRINCIPIO DEL MÉTODO TRIANGULACION LASER

En el método de triangulación láser se proyecta un patrón láser, ya sea un punto o una línea formando un ángulo conocido con respecto al objeto a iluminar y con respecto a la cámara CCD, como se observa en la figura 5. Midiendo la deformación geométrica del patrón láser con respecto al patrón proyectado sobre el plano de referencia donde se ubica el cuerpo, se puede obtener la altura del objeto. Para el desarrollo de este método es necesario hacer un barrido bidimensional al cuerpo debido a que se proyecta una línea⁽⁶⁾.

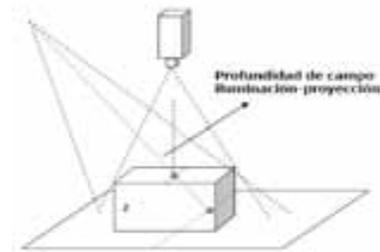


Figura 5 Fuente: Alberto Pati O Vanegas, Técnica De Triangulación Laser Para Scanner 3d, Grupo De Óptica Moderna

A. TECNICA DE RECONSTRUCCIÓN 3D POR TRIANGULACION LASER

Las cámaras digitales proporcionan una imagen en intensidad luminosa 2D del cuerpo en estudio. No se obtiene información en esta imagen sobre la topografía del cuerpo, a menos que se sepa de antemano cómo esta codificada la información 3D en la imagen 2D a la cual se tiene acceso. La técnica de triangulación láser es la base de varios sistemas que codifican información 3D en una imagen 2D cuando se necesita reconstruir la topografía de objetos con precisión de micras. Es necesario entonces, hallar las relaciones matemáticas que permitan obtener de las coordenadas de la imagen dadas generalmente en píxeles, las respectivas coordenadas de la superficie del objeto a digitalizar dadas en unidades del sistema métrico⁽⁷⁾.

B. GEOMETRIA DE LA TRIANGULACION USADA

La técnica de triangulación láser consiste en iluminar el cuerpo con un patrón especial que en este caso es una línea. La intersección entre la iluminación proyectada y la superficie del cuerpo a reconstruir, produce un único patrón deformado dependiendo de la forma y dimensiones del cuerpo. Por ejemplo, La figura 5, representa un montaje óptico de reconstrucción 3D por triangulación que utiliza un plano láser. Cuando se proyecta la línea láser sobre la superficie plana (XY) de referencia, la imagen 2D capturada por un sistema de observación libre de aberraciones, debe ser una línea recta (línea de referencia). Cuando se coloca un objeto sobre el plano XY, la imagen es una línea deformada debido a la topografía del objeto.

La cantidad de desplazamiento que sufre cada punto de la línea en la imagen 2D capturada respecto a la línea de referencia, está relacionada con la altura (Z) del objeto en ese punto. Es así, como una característica 3D es codificada en una imagen 2D.

La figura 6 muestra la geometría de la triangulación láser proyectando un plano sobre la superficie del cuerpo. (X, Y, Z) Corresponden al sistema coordenado del cuerpo y (U, V) corresponden al sistema coordenado del plano imagen del objetivo. El eje de proyección del láser forma un ángulo θ con el eje Z, Y el eje óptico forma un ángulo β con el eje Z.

Así un punto sobre el plano $P(X, Y, Z)$ es proyectado sobre la imagen en $P(U, V)$. Si la altura Z del punto es cero, la coordenada del punto proyectada sobre la imagen es cero.

De esta forma usando la ley de Gauss para las lentes delgadas, se puede mostrar que la coordenada Z del punto P en el mundo real está relacionada con la coordenada U de su imagen P' según la expresión:

$$Z(U) = \frac{U \cos \beta}{M \cos(\theta + \beta) \left[\tan(\beta + \theta) + \frac{U}{f} \right]} \quad (1)$$

Donde $M \cong f/d_o$, siendo f la focal efectiva del objetivo de la cámara y d_o la distancia desde O hasta el centro del sistema óptico del objetivo.

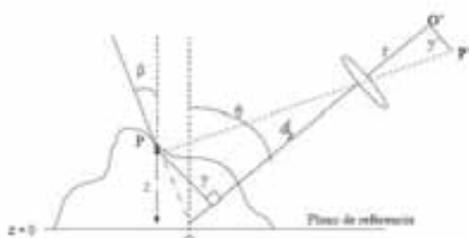


Figura 6 Fuente: Alberto Pati O Vanegas, Técnica De Triangulación Laser Para Scanner 3d, Grupo De Óptica Moderna

VI. RESULTADOS

El método de triangulación laser implementado genera excelentes fotografías que muestran bien definida la línea laser sobre la figura, lo que permite a través del procesamiento digital de imágenes resultados óptimos sin demasiado costo computacional. Ya que el montaje realizado cuenta con cuatro cámaras, las cuales recogen información de los 360° del perfil estudio, se adquirieron todos los ángulos necesarios para reconstruir correctamente los estilos de perfil planteados como figuras a estudiar. Los resultados después de realizar el procesamiento para una imagen cilíndrica se pueden observar en la figura 7. Se realizaron diferentes pruebas con diferentes perfiles mostrando de igual forma resultados apropiados para estimar la forma del objeto.

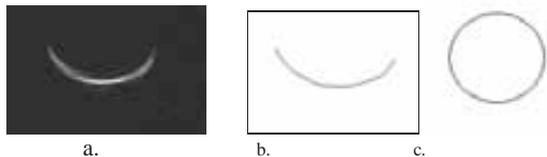


Figura 7.

a. Imagen capturada por la cámara b. Recuperación de imagen mediante algoritmos diseñados c. Reconstrucción de imagen transversal del cilindro

Fuente: Autor

VII. CONCLUSIÓN

El método de triangulación laser es eficiente para aplicaciones de control de calidad donde el proceso exija condiciones de alta precisión, donde se requiere que el método no sea invasivo, ya que este muestra condiciones de eficiencia para distinguir patrones de forma y tamaño. Permitiendo un procesamiento de imagen práctico y eficiente, que conduce a resultados óptimos en cuanto a la delineación de la forma transversal del objeto.

VII BIBLIOGRAFÍA

1. **Diego Aracena Pizarro, Pedro Campos Clésio, Luis Tozzi.** COMPARACIÓN DE TÉCNICAS DE CALIBRACIÓN DE CÁMARAS DIGITALES. *Rev. Fac. Ing. - Univ. Tarapacá*, vol. 13 no. 1, 2005 57-67.
2. **Leiner Barba Jiménez, Lorena Vargas Quintero.** SISTEMA ÓPTICO DE RECONSTRUCCIÓN TRIDIMENSIONAL USANDO SHADES3D. *Grupo de Óptica e Informática- Universidad Popular del Cesar*.
3. **Wenjing Chen, Manhai Li, Xianyu Su.** Error analysis about CCD sampling in Fourier transform profilometry. Received 21 August 2007; received in revised form 5 January 2008; accepted 11 February 2008.
4. **Gonzales Rafael, Woods Richard, Eddins Steven.** Digital image processing, Using MATLAB. Pearson. Prentice Hall 2004.
5. **Pingfan Wu, Feihong Yu, Zhengmin Li, Zhongjun Yan, and Yangyuan Shun.** Analysis technique for the measurement of a three-dimensional object shape. © 1993 Optical Society of America.
6. **Zhifeng Zhang, Qibo Feng, Zhan Gao.** A new laser displacement sensor based on triangulation for gauge real-time measurement. School of Science, Beijing Jiaotong University, Beijing 100044, China.

JUAN CARLOS RAMIREZ ROJAS

Estudiante Maestría en Ingeniería Electrónica
Universidad Industrial de Santander
jramirez@cedsa.com.co

CEMOS-Grupo de investigación en Control, Electrónica, Modelado y Simulación. UIS.

JAIME GUILLERMO BARRERO PEREZ

Profesor escuela de Ingeniería Eléctrica Electrónica y telecomunicaciones
Universidad Industrial de Santander
jbarrero@uis.edu.co

CEMOS-Grupo de investigación en Control, Electrónica, Modelado y Simulación. UIS.

JAIME ENRIQUE MENESES F.

Profesor Escuela de Física
Universidad Industrial de Santander
jaimen@uis.edu.co

GOTS-Grupo de óptica y tratamiento de señales. UIS.

Reconocimiento de figuras sobre una banda transportadora por medio de técnicas de visión e inteligencia artificial

Beatriz Gerardino, Guillermo Pulido, Diana Ramírez, José Manuel Cruz, Enrique Estupiñán, Sandra Cancino

Abstract- C1 This project presents a system that recognizes different figures that are in a conveyor. The techniques used for image recognition are machine vision, neural networks and the positioning of the conveyor is done via fuzzy logic.

The image recognition system can differentiate seven geometric shapes, fifteen different colors and three size (large, medium, small).

Resumen- C1 En este proyecto se realiza un sistema que permite reconocer diferentes figuras que se encuentran en una banda transportadora. Las técnicas usadas para el reconocimiento de imágenes son Visión Artificial, Redes Neuronales y para el posicionamiento de la banda transportadora se usa lógica difusa.

El sistema de reconocimiento de imágenes puede diferenciar siete formas geométricas, quince colores y tres tamaños diferentes (grande, mediano, pequeño).

Palabras claves- lógica difusa, red neuronal, filtros (Roberts, de mediana, alfa trimed), modelo RGB, Procesamiento de imágenes, Backpropagation.

I. INTRODUCCIÓN

El proyecto realiza el reconocimiento de figuras geométricas sobre una banda transportadora por medio de técnicas de visión e inteligencia artificial. El control de posición de la banda se realiza mediante un controlador de lógica difusa, el cual centra la imagen bajo la cámara y permite la adquisición de la imagen de la figura que se desea clasificar; la clasificación de figuras geométricas en la banda transportadora requiere primero de un pre-procesamiento de las imágenes digitales como la segmentación, el filtrado del ruido, la umbralización y filtros como el "Roberts"[1], los cuales contribuyen a la extracción de las características útiles para su clasificación.

Por último, se usan técnicas tradicionales de procesamiento de imágenes para clasificar las figuras geométricas de acuerdo a los criterios de forma, tamaño y color. También se usan técnicas de computación flexible, redes Neuronales, para la clasificación de los objetos y finalmente se hace un análisis y comparación de las dos técnicas implementadas.

El sistema de control de posición, como se muestra en la figura 1, que describe la planta en su totalidad donde FLC es el controlador fuzzy.

Para evitar que el ambiente afecte significativamente en el análisis de las imágenes se adiciona una lámpara de luz blanca y se separa la luz externa con un techo de color negro que filtra la luz que emite la luminaria del cuarto.

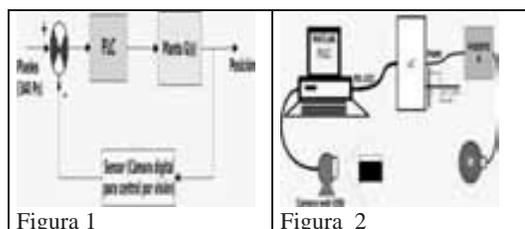


Figura 1

Figura 2

Para la clasificación de las figuras se definieron las siguientes categorías:

1. **Forma:** Cuadrado, rectángulo, triángulo, círculo, elipse, rombo, estrella de cinco puntas.
2. **Tamaño:** Pequeño ($\text{área figura} < 19 \text{ cm}^2$), Mediano ($19 \text{ cm}^2 \leq \text{área figura} \leq 38 \text{ cm}^2$), Grande ($38 \text{ cm}^2 \leq \text{área figura} \leq 56 \text{ cm}^2$).
3. **Color:** 4 matices diferentes de cuatro de los colores primarios, definidos por el modelo RGB.

II. METODOLOGIA

A. Construcción del Sistema

La primera etapa fue la construcción física de la banda transportadora que esta compuesta por: un motor eléctrico (16 Voltios DC), una cámara web digital de **480X640** Píxeles, un soporte para la cámara digital, rodillos, acople mecánico motor-rodillo, soporte para los rodillos, la tela con la que se forma la banda y un computador personal.

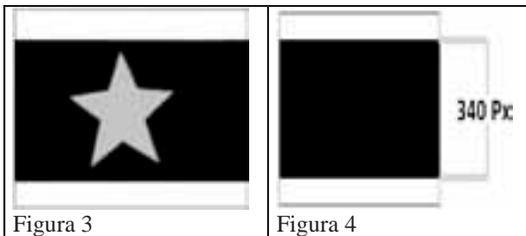
En el proceso de la adecuación de la planta física se definen los parámetros como la altura en la que se encuentra la cámara de la banda que es de 35 cm, el área, de 56 cm^2 , donde se ubican las figuras geométricas, el material para la banda que en este caso lo más apropiado es una tela semielástica de color

negro, la cual permite una fricción adecuada con los rodillos de la estructura.

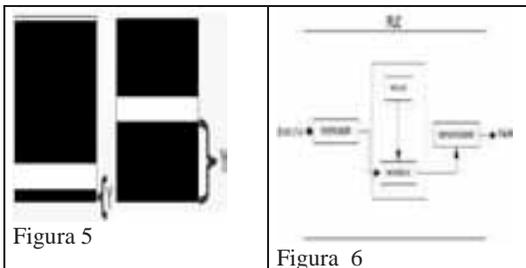
B. Sistema de Control Difuso

Para realizar el control de posición del motor DC, se utiliza como elemento sensor la cámara web, la cual registra periódicamente el movimiento de la banda. Para simplificar la tarea se agregan unas líneas de color blanco uniformemente separadas a lo ancho de toda la banda; las líneas establecen el área donde se posiciona la imagen a analizar, estas líneas permiten encontrar la distancia a la que se encuentra la banda de la posición central del foco de la cámara, es decir, la imagen centrada tiene las dos líneas blancas en cada extremo de la imagen como se ve en la figura 3.

La imagen digital, en blanco y negro, tomada por la cámara es una matriz de píxeles de 480 filas por 640 columnas. Para realizar el control por lógica difusa, se establece un área de trabajo de 340 píxeles que corresponde al área de color negro. Cuando la cámara detecta los 340 píxeles de color negro entre las dos franjas blancas, el motor debe parar. La figura 3 es la imagen que tiene un error de posición cero.



En la figura 5 se observan unas imágenes de la banda tomadas por la cámara dando ejemplos de cuando no se encuentra en la posición adecuada para parar la banda, en estos casos se cuenta la cantidad de píxeles de color negro (Y), que hay después de que se detecte la primera línea blanca y se calcula el error de posición para usarlo como parámetro de entrada al controlador.



$$\%errordeposición = \frac{(340 - Y) * 100}{340}$$

Implementación del controlador difuso

Para la implementación del controlador difuso se tiene como entradas el porcentaje de error y como salida una señal de PWM, como se observa en la figura 6.

Definición de los conjuntos difusos

1. Conjuntos de entrada

Para la entrada al controlador se tienen los siguientes valores lingüísticos de la variable porcentaje de error: Cero, Muy poco, Poco, Medio y Mucho. El universo de discurso está el rango de 0 al 100%. (Figura 7)

2. Conjuntos de salida

Para los conjuntos de salida que establecen el valor de PWM que se aplica al motor, se tiene un universo de discurso de 0 a 127, donde cero corresponde a la velocidad más alta que alcanza el motor y 127 es cuando el motor se detiene. Las variables lingüísticas definidas para la salida son: Rápido, Despacio, Lento y Quieto. (figura. 8)

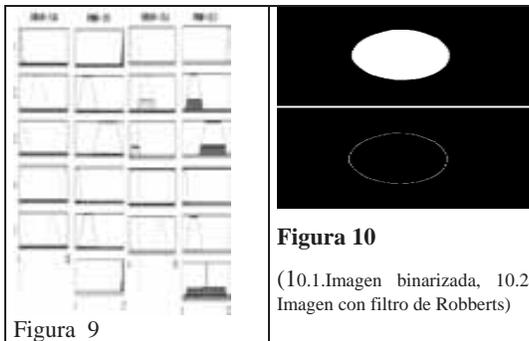


Definición de Reglas

1. If (error is cero)then(pwm is quieto)(1)
2. If (error is poco)then(pwm is despacio)(1)
3. If (error is muy poco)then(pwm is lento)(1)
4. If (error is mucho)then(pwm is rapido)(1)
5. If (error is medio)then(pwm is despacio)(1)

Salida defusificador (Técnica centroide)

Para el cálculo de la salida se utiliza la técnica del centroide para “defusificar” los datos. En la figura 9 se ve un ejemplo grafico.



C. Sistema de Visión Artificial

Pre-Procesamiento de la imagen

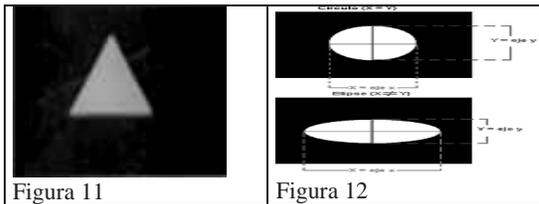
Por Visión Artificial, se realiza un pre-procesamiento de la imagen el cual, lo primero que hace es eliminar el ruido que introduce la cámara a la imagen digital, este es un ruido Gaussiano, para corregirlo se implementa un filtro de mediana a las tres capas de color (rojo, azul, verde); pero se observa que el ruido es más fuerte en la capa roja por lo que se implementa un filtro de tipo *alfa-trimed*. A continuación se

realiza la binarización de la imagen que facilita la segmentación de las figuras, luego se aplica un filtro que típicamente crea una imagen con fondo gris y líneas blancas y negras rodeando los bordes de los objetos y las características de la imagen en este caso se implementa el filtro *Robberts este emplea la diferenciación como método para calcular el grado de separación entre niveles de grises vecinos*, con el cual se obtiene una imagen que destaca el perímetro de la figura. (Figura. 10)

Procesamiento de la imagen

Para el procesamiento de la imagen se utilizaron dos ramas diferentes de la inteligencia artificial, Visión artificial y redes neuronales.

Antes de realizar el reconocimiento de alguna de las características deseadas y con la imagen ya filtrada se hace un recorte de esta imagen verticalmente de 70 píxeles superior e inferior obteniendo una imagen como la figura 11



1. Reconocimiento de Formas

Para el reconocimiento de forma se utiliza la imagen binarizada que destaca el área de la figura y la imagen luego del filtro *Robberts* que destaca el perímetro de la figura, se obtienen el área y el perímetro. Posteriormente usando la métrica[2] de las diferentes figuras geométricas y otros atributos como la distancia entre ejes se pueden clasificar las figuras. La distancia es útil para poder diferenciar entre figuras críticas como cuadrado-rectángulo-rombo y círculo-elipse ya que su métrica es similar. Esta diferencia da como resultado un valor entre 0 y 1. Por ejemplo el caso del círculo y la elipse, en el círculo los ejes son iguales por tanto la diferencia es cero pero en la elipse los ejes son distintos por tanto la diferencia es diferente de cero. (Figura 12)

2. Reconocimiento del Color

El modelo RGB asigna un valor de intensidad a cada píxel que oscile entre 0 (negro) y 255 (blanco) para cada uno de los componentes RGB de una imagen en color. Por ejemplo, un color rojo brillante podría tener un valor R de 146, un valor G de 20 y un valor B de 50. El rojo más brillante que se puede conseguir es el R:255, G:0, B: 0. Cuando los valores de los tres componentes son idénticos, se obtiene un matiz gris. Si el valor de todos los componentes es de 255, el resultado será blanco puro y será negro puro si todos los componentes tienen un valor 0.

Para la identificación de color se realizan los histogramas de la imagen recortada como la Figura 11, de estos se obtiene el

valor pico de cada matriz de color y esto permite dar el color más aproximado de la imagen; algunos colores son:

RojoRojo claro Rojo oscuro
Verde Verde Claro Verde Oscuro
AzulAzul Claro Azul Oscuro
Amarillo Amarillo quemado
Lila Blanco

3. Reconocimiento del Tamaño

Para la identificación de tamaño solamente se usa la imagen binarizada, con la cual se puede hallar el área de la figura, esta se compara con unos rangos de áreas predefinidos que establecen los diferentes tamaños de las figuras y de esta manera se permite clasificar la figura como:

Pequeña de 6000 hasta 17000 píxeles.

Mediana de 17000 hasta 30000 píxeles.

Grande de 30000 hasta 50000 píxeles.

Sistema de Computación Flexible

3. Redes Neuronales

Se utiliza la red neuronal Backpropagation y el entrenamiento es realizado por mínima longitud.

- Desarrollo de la red de forma:

La red de forma utiliza los valores que se utilizaron en la identificación de forma por medio de visión artificial, es decir las entradas son el área (normalizada), el perímetro (normalizado), y Las características de la red de forma son: Límites de entrada: área [0 1], perímetro [0 1] y diferencia de ejes [0 1], el número de capas es 5 una capa de entrada tres capas ocultas ya que con menos el aprendizaje es muy lento y no clasifica los tamaños como se desea y las funciones que activan las primeras cuatro capas son impulsos la de capa salida tiene tres neuronas La salida es un número binario que permite identificar la forma de la figura, la clasificación de forma en la salida con el número binario es: Cuadrado 000, Rectángulo 001, Círculo 010, Elipse 011, Triángulo 100, Rombo101 y Estrella 110.

- Desarrollo de la red de color:

Como ya se tienen valores de los diferentes colores en un vector de tres componentes, obtenidos por el sistema de visión artificial se define la red de color con 3 neuronas de entrada, cada neurona tiene asignada una componente respectiva de este vector. Las características de la red son: Límites de entrada, para rojo [0 255], para azul [0 255] y para verde [0 255], el número de capas es 4, una capa de entrada, dos capas ocultas activadas, estas tres capas activadas por una función impulso y una capa de salida con 5 neuronas salida lineal (purelin). La salida es un número binario que permite identificar el color, los posibles valores de salida que puede tener la red son 15 colores, la clasificación de color en la salida con el número binario es: azules (00000 al 00011), rojos (00100 al 00111) verdes (01000 al 01011) y amarillos (01100 al 01101).

- Desarrollo de la red de tamaño:

Configuración básica para la red de tamaño: La entrada a la red de tamaño es el área en píxeles. El área se normaliza con

el fin de minimizar el tiempo de entrenamiento. La configuración de la red con más alto rendimiento tiene las siguientes características: Límites de entrada [0 100] píxeles, número de total de capas 4 la primera capa es la de entrada dos capas ocultas que permiten que converja más rápido son activadas por un impulso y una capa de salida que es lineal; la capa de entrada tiene tres neuronas y la capa de salida tiene dos neuronas. Después del entrenamiento de la red cada vez que se introducen los valores de entrada a la simulación de la red, la salida debe decir cual es el tamaño de la figura, esta salida es un número binario, el cual tiene 3 valores diferentes que se establecieron en la red antes del entrenamiento como posibles salidas, cada valor tiene una clasificación: Pequeño: 00, Mediano: 01 y Grande: 10.

III. PRUEBAS Y RESULTADOS

Control de posición

El control de posición por lógica difusa, tiene un máximo error en el posicionamiento del 5%, debido a que el procesador presenta un retardo. El controlador difuso está implementado en la computadora utilizando MATLAB, por lo que el valor de salida de PWM se transmite vía RS-232 al microcontrolador. Esto genera varios problemas puesto que hay que regular la velocidad a la que se transmiten los datos al microcontrolador. Para este sistema se implementó un retardo de 2 segundos cada vez que se envía un dato al microcontrolador para no congestionar el puerto.

Identificación de forma, color y tamaño de Figuras

Para realizar las pruebas se escogieron una cantidad definida de objetos los cuales están numerados y descritos en la tabla 1.

Visión Artificial

La identificación de forma presenta más problemas, ya que no solo se usa la métrica de las figuras sino que fue necesario implementar algunas funciones de Matlab como la distancia entre ejes para poder diferenciar figuras críticas, como se menciona anteriormente. Este método de la diferencia de ejes en visión artificial no funciona de una manera óptima ya que su error es aproximadamente del 65%, posiblemente es por los rangos que se establecieron de la diferencia de ejes.

En la identificación de color se podían producir cambios notables con solo alterar la iluminación de la banda.

En la Tabla 2 se puede observar los resultados obtenidos que arrojaron las diferentes pruebas por técnicas de visión artificial, en la identificación de forma usando métrica y diferencia de ejes es del 57.14% de acierto, el color tiene un 78.57% y el tamaño un 64.28%.

Prueba 1	Cuadrado, verde medio oscuro, pequeño
Prueba 2	Estrella, azul claro, grande
Prueba 3	Elipse, rojo, pequeña
Prueba 4	Círculo, Rojo, mediano
Prueba 5	Cuadrado, rojo pasión, mediano

Prueba 6	Estrella, amarilla quemado, mediana
Prueba 7	Círculo, azul claro, pequeño
Prueba 8	Triángulo, azul claro, pequeño
Prueba 9	Rectángulo, verde claro, pequeño
Prueba 10	Triángulo rojo suave pequeño
Prueba 11	Cuadrado, rojo suave, grande
Prueba 12	Estrella, rojo claro, pequeña
Prueba 13	Cuadrado, amarillo claro, pequeña
Prueba 14	Círculo, amarillo quemado, mediano

Tabla 1

	Identificación de color			Redes neuronales		
	color	tamaño	forma	color	tamaño	forma
Prueba 1	correcto	correcto	correcto	correcto	correcto	correcto
Prueba 2	correcto	correcto	correcto	correcto	correcto	correcto
Prueba 3	correcto	correcto	correcto	correcto	correcto	correcto
Prueba 4	correcto	correcto	correcto	correcto	correcto	correcto
Prueba 5	correcto	correcto	correcto	correcto	correcto	correcto
Prueba 6	correcto	correcto	correcto	correcto	correcto	correcto
Prueba 7	correcto	correcto	correcto	correcto	correcto	correcto
Prueba 8	correcto	correcto	correcto	correcto	correcto	correcto
Prueba 9	correcto	correcto	correcto	correcto	correcto	correcto
Prueba 10	correcto	correcto	correcto	correcto	correcto	correcto
Prueba 11	correcto	correcto	correcto	correcto	correcto	correcto
Prueba 12	correcto	correcto	correcto	correcto	correcto	correcto
Prueba 13	correcto	correcto	correcto	correcto	correcto	correcto
Prueba 14	correcto	correcto	correcto	correcto	correcto	correcto

Tabla 2

Tabla 3

1) Redes Neuronales

Inicialmente se implementa el entrenamiento por mínimo gradiente, este presenta un largo tiempo de entrenamiento que en el caso de identificar forma, la red neuronal con el primer tipo de entrenamiento gasta más o menos tres horas (3h) y con mínima longitud dura más o menos veinticinco minutos (25 min.), presentando con el último entrenamiento una eficiencia un poco mayor.

Para la identificación de color con el primer tipo de entrenamiento con solo tener 3 colores para clasificar demora una hora (1h) y con quince colores (15) más o menos seis horas (6h), sin embargo no se consigue una diferenciación clara de los colores, por esta razón se prueba el algoritmo de mínima longitud el cual entrena la red neuronal de quince (15) colores en treinta minutos (30 min.).

La red neuronal para el tamaño con el primer tipo de entrenamiento demora dos horas (2h) y con mínima longitud dura de quince a veinte minutos (15 a 20 min.), presentando la misma eficiencia a pesar que el entrenamiento de mínima longitud es más inestable según la teoría.

En la Tabla 3 se observan los resultados de algunas pruebas realizadas por técnicas de redes neuronales y se analiza que la red neuronal de forma acierta un 64.28%, la de color un 71.43% y en tamaño un 57.14%.

La figura 13 muestra imágenes de la interfaz que observa el usuario.

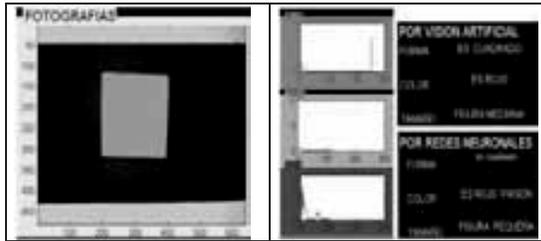


Figura 13 (13.1 Fotografía, 13.2 histogramas, 13.3 Resultados por las dos técnicas usadas)

IV. CONCLUSIONES

Por la técnica de redes neuronales se puede concluir con base en los resultados que esta es más exacta con un 64.28% para la identificación de forma que la identificación por medio de técnicas de visión artificial que fue de 57.14% de acierto.

Para la identificación de color, la técnica de visión artificial es más exacta con un 78.57% que la técnica de redes neuronales un 71.43%, debido a los porcentajes que se obtuvieron en los resultados.

La técnica de redes neuronales es un poco menos exacta ya que presenta un 57.14% de acertividad contra la técnica de visión artificial que presenta un porcentaje de 64.28% para la identificación de tamaño.

Las técnicas de visión son necesarias para el pre procesamiento de las imágenes y para la adquisición de características de las diferentes imágenes digitales pero para la clasificación de estos parámetros se ve que es más eficiente la técnica de redes neuronales ya que no presenta variaciones a las salidas mientras que la de visión puede llegar a confundirse fácilmente. Esto se puede observar al mirar los resultados ya que en la identificación de tamaño y forma, las redes neuronales son más óptimas.

(1) V. REFERENCIAS

- [1]. Gonzales, digital image processing, cap 2
- [2]. www.Omega.ilece.edu.mx:3000/sites/ciencia.htm
- [3]. www.itba.edu.ar/capis/public_html/robotica-cognitiva/REDES-NEURONALES.pdf
- [4]. <http://www.answermath.com/neural-networks/tutorial-esp-7-aprendizaje.htm>
- [5]. <http://www.monografias.com/trabajos12/redneuro/redneuro.shtml>
- [6]. <http://www.gc.ssr.upm.es/inves/neural/ann2/anntutor.htm>
- [7]. toolbox, MATLAB, redes neuronales.
- [8]. Toolbox, MATLAB, Logical Fuzzy.

Sistema de identificación de personas utilizando imágenes infrarrojas de la red vascular de la mano

Óscar Fernando Motato Toro, Humberto Loaiza Correa – Universidad del Valle

Resumen-- Se presenta el desarrollo de un sistema hardware y software para realizar los procedimientos de captura, extracción, clasificación y reconocimiento del patrón vascular de la cara dorsal de la mano para la validación de la identidad de las personas. Ante la ausencia de bases de datos públicas, se diseña un módulo de adquisición de imágenes infrarrojas de bajo costo compuesto por una cámara de video convencional, lentes ópticos, un ambiente controlado de iluminación infrarroja y un frame grabber. El módulo software permite la visualización y captura de las imágenes, selección, extracción y mejoramiento de una región de interés, segmentación y esqueletización del patrón de la red vascular y extracción y descripción de características basadas en el submuestreo de los esqueletos. Para evaluar la similitud entre las imágenes de registro y validación, se implementa una etapa basada en la correlación de los descriptores, obteniendo, sobre una base de datos de 100 imágenes, una eficiencia máxima del 95.71% en un umbral igual a 65 y 8.75% y 0% para las tasas FRR (*Tasa de Falso Rechazo*) y FAR (*Tasa de Falsa Aceptación*), respectivamente.

Palabras Clave-- Biometría, Rasgos Biométricos, Registro y Validación de Identidad, Procesamiento de Imágenes, Reconocimiento de Patrones.

I. INTRODUCCIÓN

La necesidad de las sociedades organizadas por mejorar los controles de acceso y verificación de identidad, en lugares donde se requiere algún grado de seguridad, se ha acentuado en los últimos años, incrementando la demanda de sistemas biométricos para la identificación personal.

Los sistemas biométricos de referencia inmediata se han basado en el reconocimiento de huellas dactilares, iris del ojo y rostros. Sin embargo algunos métodos son invasivos y, en como en caso de las huellas dactilares, fácilmente violables. Por esto, tales soluciones han empezado a ser desplazados por sistemas de mayor desempeño que basan su proceso de

O. Motato: Ingeniero Electrónico, Grupo de Investigación de Percepción y Sistemas Inteligentes – PSI, Facultad de Ingeniería, Universidad del Valle, Cali, Colombia. ofmotato@univalle.edu.co, ofmotato@gmail.com.

H. Loaiza: Ingeniero Electricista, M.Sc en Automática, Ph.D en Robótica y Visión Artificial, Profesor Titular, Facultad de Ingeniería, Universidad del Valle, Cali, Colombia, hloaiza@univalle.edu.co

autenticación en el reconocimiento de nuevos rasgos fisiológicos.

Los sistemas de autenticación basados en imágenes de las venas de la mano se posicionan como un referente en el avance tecnológico de soluciones de control de accesos y seguridad, donde se requiere que la sangre esté fluyendo para registrar la imagen del patrón, siendo casi imposible la violación de identidad con artefactos de suplantación.

En este artículo se implementa y evalúa el desempeño global de un sistema de identificación personal mediante el análisis de imágenes infrarrojas cercanas de la red vascular de la cara dorsal de la mano. Para esto, se hace la descripción básica de los atributos de la radiación infrarroja cercana y los efectos producidos sobre el tejido humano que permiten la obtención de imágenes del patrón vascular, la descripción de los módulos hardware y software que integran la herramienta computacional, y se presenta el análisis de los resultados que validan el funcionamiento del sistema de identificación, indicando las características, alcances y limitaciones de desarrollo.

II. FUNDAMENTACIÓN TEÓRICA

De todo el espectro electromagnético, el ojo humano solamente puede detectar un pequeño segmento de la banda comprendido entre los 400nm y 700nm aproximadamente y denominado la banda del espectro visible, sin embargo generalmente existe mucha más información útil en las otras bandas del espectro [1].

En luz visible, la estructura de las venas de la mano, tanto en su cara palmar como dorsal, es poco perceptible y su visibilidad varía significativamente dependiendo de factores tales como la edad, los niveles de grasa sub-cutánea, la temperatura y humedad en el ambiente, la actividad física y la posición de la mano. Otras características de la superficie cutánea tales como lunares, verrugas, cicatrices, pigmentación y vellos pueden oscurecer la imagen [2].

Afortunadamente, el uso de imágenes infrarrojas, cercanas o térmicas, permite ver un contraste entre los vasos sanguíneos

y el resto de la piel, además de eliminar algunos rasgos no deseados de la superficie cutánea y del entorno.

A. Imágenes en el Espectro Infrarrojo Cercano

Biológicamente existe una “ventana espectral” que se extiende desde los 700nm hasta los 900nm aproximadamente en el que la luz incidente con longitud de onda dentro de ese rango puede penetrar profundamente en los tejidos y, tal como se muestra en la figura 1, el nivel de absorción espectral de la hemoglobina desoxigenada presenta un punto máximo en la región del espectro infrarrojo cercano [3].

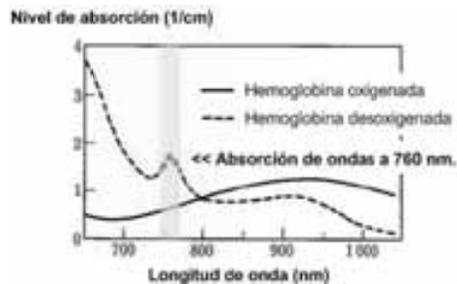


Fig 1. Nivel de absorción espectral de la hemoglobina desoxigenada [3]

Estos principios de penetrabilidad y absorción han dado pie al desarrollo de algunos sistemas de adquisición que presentan una arquitectura generalizada. Tales sistemas, que están compuestos por fuentes de luz infrarroja cercana para irradiar la palma y/o el dorso de la mano, cámaras convencionales con respuesta espectral extendida más allá del espectro visible y filtros ópticos, permiten la obtención de imágenes infrarrojas en las que el patrón de la red vascular aparece más oscuro que el resto de la superficie de la mano.

III. SISTEMA DE ADQUISICIÓN DE IMÁGENES

Se implementa un sistema de adquisición de imágenes en el espectro infrarrojo cercano compuesto de una cámara convencional (monocromática) de bajo costo con sensor CCD, un lente óptico infrarrojo, y fuentes de iluminación infrarroja cercana. El prototipo experimental se complementa con un frame grabber para obtener la representación digital de la imagen y un computador personal para su visualización y la implementación de las rutinas de captura y procesamiento de las imágenes.

El montaje propuesto se muestra en la figura 2 (Izq.) y la disposición sus componentes se muestra en la figura 2 (Der.).

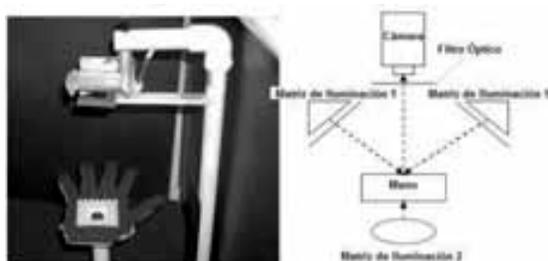


Fig 2. Izq. Prototipo experimental, Der. Disposición de componentes

Las dimensiones del módulo, 50cm de alto, 40cm largo y 30cm de profundidad, proporcionan un volumen que facilita la ubicación y manipulación cómoda de los distintos elementos que componen el sistema de adquisición. El piso, las caras laterales, a excepción de aquella por la que se posiciona la mano para su captura, y el techo, se encuentran forradas para tener un ambiente de iluminación controlado sólo por las fuentes infrarrojas. La cámara y la guía dispuesta para la ubicación de la mano se encuentran separadas por 30 cm, distancia que permite la captura completa del dorso de la mano.

Las fuentes de luz de estado sólido están formadas por diodos leds infrarrojos cercanos de alta intensidad para iluminar la mano en sus dos caras, palmar y dorsal, tomando como referencia el modelo propuesto en [4]. Las matrices están conformadas por diodos LTE4238 cuyas especificaciones técnicas muestran que la longitud de onda donde el mayor porcentaje de intensidad de radiación emitida se da en los 880nm.

Para tener una imagen a partir de la luz infrarroja cercana reflejada y/o transmitida a través de la superficie de la mano se necesita una cámara cuya respuesta espectral se extienda más allá del espectro visible, específicamente hasta el espectro infrarrojo cercano. Para esta propuesta se utiliza una cámara convencional CCD de bajo costo utilizada comúnmente en aplicaciones de circuitos cerrados de televisión que satisface dicho requerimiento.

Para atenuar la contribución de la luz visible, un filtro óptico infrarrojo es montado en la lente de la cámara. Este filtro es ideal para bloquear la luz visible ya que presenta una respuesta espectral en la que el porcentaje de transmisión es significativo en a partir de los 700nm aproximadamente, y casi nulo para longitudes de onda menores.

A. Imágenes de las Venas de la Mano

Con el sistema de adquisición descrito, se obtienen imágenes monocromáticas en el espectro infrarrojo cercano con una resolución de 320x240 píxeles con una profundidad de 8 bits por píxel, almacenadas en un formato de imagen enriquecido (tiff).

En la figura 3 se muestran dos imágenes, una en espectro visible y otra en espectro infrarrojo cercano, que contiene las características que se pueden hallar en la base de datos.

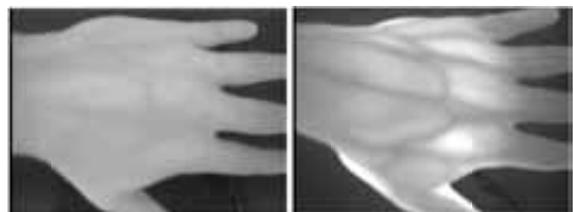


Fig 3. Imagen de la mano en espectro visible (izq) e infrarrojo (der)

Las imágenes son tomadas para un conjunto voluntario de

personas en un ambiente normal de oficina (25 – 30°C). La edad del grupo de participantes varía entre los 18 y 52 años e involucra mujeres y hombres de conjuntos raciales diferentes. Actualmente la base de datos cuenta con 20 usuarios registrados. De cada voluntario se extraen 5 imágenes de la mano izquierda, formando un total de 100 registros. En la tabla 1 se muestra la distribución de edad y sexo de los sujetos registrados.

Tabla 1
Distribución de los participantes de acuerdo a la edad y sexo

Edad	<20	20-24	25-30	>50
Hombres	4	8	3	0
Mujeres	1	2	1	1

IV. SISTEMA DE AUTENTICACIÓN BIOMÉTRICO

El software del sistema de identificación personal se divide en cinco etapas de procesamiento individual: Visualización y captura de las imágenes, selección, extracción y mejoramiento de una región de interés – ROI, segmentación de patrones en la región de interés, esqueletización del patrón segmentado y extracción, descripción y clasificación de características para realizar el registro y/o validación de autenticidad. El diagrama de bloques del sistema se presenta en la figura 4.



Fig 4. Diagrama de bloques del sistema biométrico

A. Módulo de Pre-procesamiento

El método, propuesto en [5], toma las uniones que se forman entre los dedos como puntos de referencia para delimitar una región localizada dentro la cara dorsal en la cual se concentra la mayor información del indicador biométrico. Esta etapa se describe mediante el diagrama de flujo de la figura 5.



Fig 5. Diagrama de flujo de la etapa de pre-procesamiento

En las imágenes almacenadas en la base de datos se pueden distinguir los tres objetos de interés que las constituyen: el fondo de la imagen, el contorno de la mano y la red vascular.

Para la segmentación general, el punto umbral se determina a partir del análisis directo de los histogramas de las imágenes a tratar ya que presentan una característica bimodal que permite identificar en ellos el modo que representa el objeto y el modo que representa el fondo. La región de interés se define como la región cuadrada de tamaño fijo (150x150 píxeles) que se ubica en la posición que se muestra en la figura 5.

A la imagen formada por la ROI se aplica un filtro mediana para remover el ruido de tipo impulsivo que comúnmente se encuentra en imágenes de tipo infrarrojo, un filtro Promedio para atenuar la contribución del ruido de alta densidad y, para acentuar el contraste entre la red vascular y el resto de la superficie, se normalizan los niveles de gris utilizando valores pre-establecidos para su media y su varianza, siguiendo el procedimiento establecido en [1].

$$I'(x, y) = \begin{cases} \mu_d + \sqrt{\frac{\sigma_d^2 \cdot (I(x, y) - \mu)^2}{\sigma^2}}, & \text{si } I(x, y) > \mu \\ \mu_d - \sqrt{\frac{\sigma_d^2 \cdot (I(x, y) - \mu)^2}{\sigma^2}}, & \text{en otros casos} \end{cases}, \text{ ec. (1)}$$

En la figura 6 se muestra el resultado de esta etapa de procesamiento.

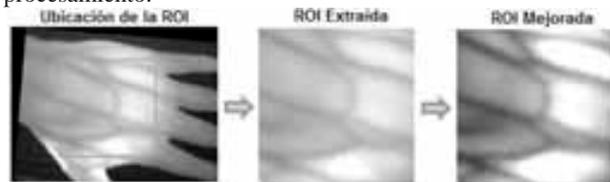


Fig 6. Extracción y mejoramiento de la región de interés

B. Módulo de Procesamiento

El objetivo es la extracción del patrón vascular a partir de la imagen contenida en la región de interés ROI y la representación de la estructura del patrón por medio de su esqueleto. Para esto se implementa un algoritmo de umbralización adaptativa en el que se asigna un valor de umbral para cada píxel basado en los niveles de gris de sus vecinos. Como el tamaño de los vasos sanguíneos aumenta con el crecimiento, sólo la estructura del patrón vascular es usada como característica de reconocimiento individual. Con este procedimiento se remueven los píxeles sobre las fronteras de los objetos sin aislarlos.



Fig 7. Segmentación y Esqueletización del patrón vascular

En la figura 7 se muestra el esqueleto del patrón vascular después de aplicar el algoritmo de segmentación y de esqueletización.

C. Módulo de Generación de Templates

Para extraer las características que suministran la información cualitativa de la estructura del patrón vascular se realiza un sub-muestreo del esqueleto del patrón. Las sub-imágenes se crean como resultado de los cruces del patrón con las líneas de una grilla imaginaria. Los eventos se registran tanto para las líneas divisorias horizontales como verticales. Esto permite representar la estructura del patrón por dos matrices en las que un cruce se representa con un uno lógico y con un cero lógico la ausencia del mismo.

La figura 8 muestra el resultado del sub-muestreo, con grillas de 5x5 píxeles, sobre una imagen de 150x150 píxeles para tres usuarios diferentes. Las dos matrices se concatenan formando el vector de características del patrón de las venas de la mano.

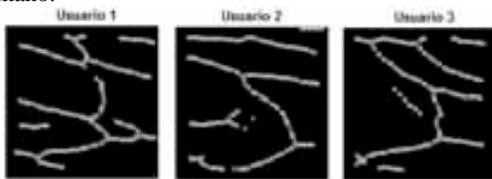


Fig 8. Generación de la sub-imagen de cruces horizontales y cruces verticales

D. Módulo de Registro y Verificación

En esta última etapa de procesamiento el propósito obtener un indicador de autenticidad para el reconocimiento automático de personas, usando el coeficiente de correlación entre los vectores de características, definido como:

$$\gamma(x, y) = \frac{\sum_s \sum_t [f(s, t) - \bar{f}(s, t)][w(x + s, y + t) - \bar{w}]}{\left\{ \sum_s \sum_t [f(s, t) - \bar{f}(s, t)]^2 \sum_s \sum_t [w(x + s, y + t) - \bar{w}]^2 \right\}^{\frac{1}{2}}}, \text{ ec. (2)}$$

En el reconocimiento por teoría de decisión, un patrón aleatorio x se dice que pertenece a una clase w_i cuando:

$$d_i(x) > d_j(x), \quad j = 1, 2, \dots, W; j \neq i, \quad \text{ec. (3)}$$

En este caso, una imagen de validación pertenecerá a la clase en la que el coeficiente de correlación con cualquiera de sus imágenes de registro presente el mayor valor numérico.

V. RESULTADOS

La evaluación de los sistemas biométricos se realiza en términos de las funciones de las tasas de falso rechazo (FRR), que permite medir la probabilidad de que un usuario registrado sea rechazado por el sistema, y de falsa aceptación, que permite medir la probabilidad de que un usuario no registrado sea aceptado por el sistema. Sin embargo, como medida única para caracterizar el grado de seguridad de un sistema biométrico se suele utilizar la tasa de error de intersección, definida en el punto donde la FAR y la FRR toman el mismo valor.

Tomando cinco imágenes de validación por cada usuario registrado, se tiene que las tasas FRR y FAR y de error de intersección tienen la forma que se muestra en la figura 9. El error de intersección permite establecer el nivel de seguridad en un rango de probabilidades de pertenencia definido entre el

50% y el 70%. El índice de desempeño para un umbral de 65% presenta un rendimiento del 95.71%.

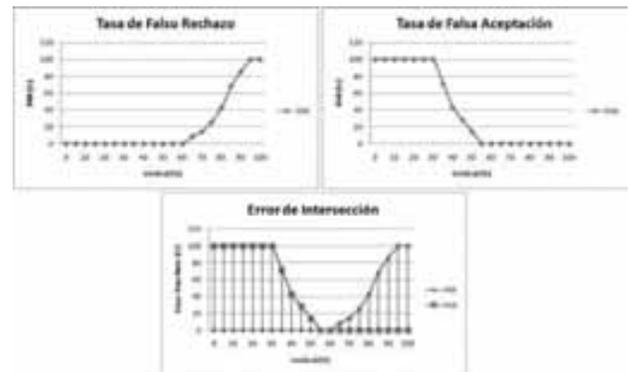


Fig 9. Respuesta del sistema biométrico

VI. CONCLUSIONES

Con el desarrollo de este trabajo se logró implementar un sistema biométrico constituido por un módulo hardware para la adquisición de imágenes infrarrojas y módulo software de procesamiento digital de imágenes y de reconocimiento de patrones, capaz de realizar las tareas de captura, registro y validación de autenticidad de personas utilizando los patrones de la red vascular de la cara dorsal de la mano.

El desempeño global del sistema de identificación biométrica fue evaluado sobre una base de datos de 100 obteniendo un desempeño de 95.71% para un umbral de 65%. Comparada esta eficiencia con las documentadas en algunas de las referencias que caracterizan sus sistemas en estos términos, se puede establecer que los resultados se encuentran en el mismo orden, aumentando validez del sistema propuesto.

En la literatura consultada, no se ha encontrado a nivel nacional un reporte que abarque el desarrollo completo y una evaluación global, con una base de datos amplia, de un sistema de estas características.

VII. REFERENCIAS

- [1] Wang, L., & Leedham, G. (2006). Near- and Far- Infrared Imaging for Vein Pattern Biometrics. *Proceedings of the IEEE International Conference on Video and Signal Based Surveillance (AVSS'06)*, 1-6.
- [2] Cross, J., & C.L. (1995). Thermographic Imaging of the Subcutaneous Vascular Network of the Back the Hand for Biometric Identification. *Institute of Electrical and Electronics Engineers 29th Annual 1995 International Carnahan Conference*, 20-35.
- [3] Fujitsu Laboratories Ltd. (2003). *Palm Vein Authentication Technology and its Applications*. Retrieved from www.fujitsu.com/downloads/GLOBAL/labs/papers/palmvein.pdf
- [4] Lin, L., & Fan, K. C. (2003). Biometric Verification Using Thermal Images of Palm-dorsa Vein-patterns. *16th IPPR Conference on Computer Vision, Graphics and Image Processing (CVGIP 2003)*, 188-195.
- [5] Tanaka, T., & Kubo, N. (2004). Biometric Authentication by Hand Vein Patterns. *SICE Annual Conference in Sapporo, Hokkaido Institute of Tecnology, Japan*, 249-253.

Aplicación de la entropía en el análisis señales respiratorias de pacientes en proceso de Weaning

Javier Alberto Chaparro Preciado,
Escuela Colombiana de Ingeniería Julio Garavito, Facultad de Ingeniería Electrónica
Centro de Estudios en Bioingeniería, Bogotá, Colombia

Abstract— Uno de los procesos de mayor riesgo utilizados en las unidades de cuidados intensivos, en pacientes asistidos con ventilación mecánica, es el proceso de desconexión del ventilador artificial, también denominado “weaning”. En este trabajo se presenta un estudio de la variabilidad en las señales de flujo respiratorio en dos grupos de pacientes candidatos a extubación y a los cuales se les aplicó el procedimiento de prueba de tubo en T. El grupo (S) corresponde a los pacientes que pudieron mantener la respiración espontánea después de la retirada del ventilador, y el grupo (F) corresponde a los pacientes que fracasaron en la prueba. Las diferencias se establecieron sobre las medidas de la entropía equivalente (ApEn), y la entropía muestreada (SampEn), en las señales de flujo respiratorio de cada uno de los grupos. Los resultados muestran que la ApEn y SampEn presentan la tendencia a ser mayores en el grupo de pacientes con fallo en el proceso de weaning. Tanto la ApEn como la SampEn presentan tres parámetros para los cuales se evaluó su influencia en el estudio de la variabilidad del patrón respiratorio: r (threshold), m (embedding dimension) y N (longitud de los datos).

Index Terms— Ventilación mecánica, “weaning”, variabilidad del patrón respiratorio, entropía equivalente, SampEn.

I. INTRODUCCION

En este trabajo se presentan los resultados del estudio de la variabilidad de las señales de flujo respiratorio registradas en dos grupos de pacientes ingresados en una Unidad de Cuidados Intensivos y candidatos a iniciar el proceso de desconexión del ventilador artificial; el primer grupo corresponde a pacientes satisfactoriamente extubados y el segundo a pacientes a los que fue necesario su reconexión en los siguientes 30 minutos después de iniciado el procedimiento. Las señales fueron caracterizadas por medio de la entropía aproximada (ApEn) y la entropía muestreada (SampEn).

La entropía equivalente es un índice que cuantifica la complejidad de una señal y ha sido utilizada en varios estudios de variabilidad de señales cardíacas y estudios endocrinológicos. Este método sin embargo ha generado controversia por su fuerte dependencia con la longitud de los datos así como por los problemas cuando se genera un logaritmo de cero (función matemática utilizada por el método). La entropía muestreada (SampEn) es un método alternativo propuesto por Richman y Moorman [1] para calcular la entropía y permite evitar la presencia de logaritmos de cero que se presentan en el cálculo de la ApEn.

Los dos métodos requieren especificar a priori dos parámetros: m embedding dimension y r , threshold. Para el primero se propone en varios trabajos [2, 3] que este este entre 0.1 y 0.2 veces la desviación estándar de los datos. El valor de m se recomienda que sea de 2 para una longitud de datos (N) entre 100 y 5000 muestras.

Los pacientes del estudio fueron clasificados en el grupo S (Successful); aquellos satisfactoriamente desconectados del ventilador, y grupo F (Failed); aquellos que presentaron complicaciones y fue necesario su reconexión. Para cada uno de los grupos se calculó la ApEn y SampEn para diferentes valores de r , m y N . El parámetro r se varió entre $0.1 \cdot \text{STD}$ y $1 \cdot \text{STD}$ con intervalo de $0.1 \cdot \text{STD}$, para m se tomaron los valores 1, 2, 3, ..., y 10, finalmente para N se tomaron señales con 1250, 2500, 5000, 7500, ..., y 30000 muestras. Se evaluaron los efectos de la variación de cada uno de estos parámetros sobre la variabilidad de la señal de flujo respiratorio en los dos grupos de estudio.

II. METODOLOGÍA

A. Pacientes

En este estudio han participado 40 pacientes en proceso de weaning, que permanecieron durante un tiempo aproximado de 30 minutos con ventilación mecánica. Estos pacientes fueron estudiados en la Unidad de Semicríticos del Hospital de la Santa Creu i Sant Pau (Barcelona España) y en el Hospital Universitario de Getafe (España), de acuerdo con el protocolo aprobado por el comité ético.

A los pacientes se les realizó la prueba de tubo en T. El registro de la señal de flujo se realizó a partir del monitor de cabecera y se utilizó una frecuencia de muestro de 250 muestras por segundo. Se consideró como no superada la prueba de tubo en T cuando los pacientes no podían mantener una respiración espontánea durante 30 minutos y era necesario que volver a conectarlo al ventilador. Cada grupo estaba formado por 20 pacientes. En la figura 1 se muestra el registro de un paciente durante 30 minutos conectado a un ventilador que pertenece al grupo S.

B Entropía Aproximada (ApEn)

La entropía aproximada cuantifica la predicción de valores subsiguientes de una serie temporal basada en el conocimiento de los valores previos de la serie [4], en una

serie temporal perfectamente regular el conocimiento de los valores previos posibilita la predicción de los valores subsiguientes [5]. Un valor bajo de la *ApEn* refleja un alto grado de regularidad de la serie temporal. A continuación se explica el método utilizado para su cálculo.

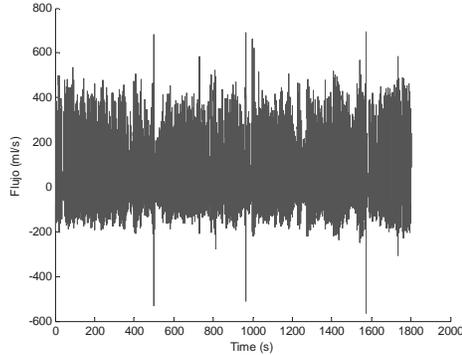


Fig. 1. Registro durante 30 minutos de paciente satisfactoriamente desconectado del ventilador.

Dada una señal $x(n) = x(1), x(2), \dots, x(N)$, donde N es el número total de muestras. Definidos los parámetros m (*embedding dimension*) y r (*threshold*) se define el algoritmo para calcular la entropía aproximada como [2]:

- 1) Definir m -vectores $X(1), \dots, X(N-m+1)$ de la forma:

$$X(i) = [x(i), x(i+1), \dots, x(i+m-1)], i = 1, N-m+1$$

- 2) Definir la distancia $d[X(i), X(j)]$ entre $X(i)$ y $X(j)$, como la máxima distancia entre cada uno de sus componentes:

$$d[X(i), X(j)] = \max_{k=0, m-1} [|x(i+k) - x(j+k)|]$$

- 3) Para cada $X(i)$, encontrar el número de $d[X(i), X(j)] \leq r$ y calcular el promedio sobre todo i .

$$c_r^m(i) = N^m(i) / (N-m+1), i = 1, N-m+1$$

$$N^m(i) = \sum_{j=1}^{N-m+1} (d(X[i], X[j]) < r)$$

- 4) Tomar el logaritmo natural de cada $c_r^m(i)$ y promediar sobre todo i .

$$\phi^m(r) = \frac{1}{N-m+1} \sum_{i=1}^{N-m+1} \ln(C_r^m(i))$$

- 5) Incremente en 1 la dimensión m y repita los pasos 1 a 4.

- 6) Calcular la entropía equivalente para N datos como:

$$ApEn(m, r, N) = \phi^m(r) - \phi^{m+1}(r)$$

C Entropía Muestreada (*SampEn*)

En el método anterior se evidencia la presencia de un logaritmo natural que puede generar problemas en el cálculo de la *ApEn* cuando se calcula para cero, en la *SampEn* se presentan un método alternativo que evita este problema eliminando esta función. A continuación se describe el algoritmo:

Dada una señal $x(n) = x(1), x(2), \dots, x(N)$, donde N es el número total de muestras. Definidos los parámetros m (*embedding dimension*) y r (*threshold*) se define el algoritmo para calcular la entropía muestreada como [2]:

- 1) Definir m -vectores $X(1), \dots, X(N-m+1)$ de la forma:

$$X(i) = [x(i), x(i+1), \dots, x(i+m-1)], i = 1, N-m+1$$

- 2) Definir la distancia $d[X(i), X(j)]$ entre $X(i)$ y $X(j)$, como la máxima distancia entre cada uno de sus componentes

$$d[X(i), X(j)] = \max_{k=0, m-1} [|x(i+k) - x(j+k)|]$$

- 3) Definir para cada i , desde $i=1$ a $i=N-m$

$$B_i^m(r) = \frac{1}{N-m+1} (N(i))$$

$$N(i) = \sum_{j=1}^{N-m+1} (d(X[i], X[j]) < r), i \neq j$$

- 4) Similarmente definir para cada i , desde $i=1$ a $i=N-m$

$$A_i^{m+1}(r) = \frac{1}{N-m+1} (N(i))$$

$$N(i) = \sum_{j=1}^{N-m+1} (d_{m+1}(X[i], X[j]) < r), i \neq j$$

- 5) Definir

$$B^m(r) = \frac{1}{N-m} \sum_{i=1}^{N-m} B_i^m(r)$$

$$A^{m+1}(r) = \frac{1}{N-m} \sum_{i=1}^{N-m} A_i^{m+1}(r)$$

- 6) Calcular la entropía muestreada como:

$$SamEn(m, r, N) = -\ln(A^{m+1}(r) / B^m(r))$$

III. RESULTADOS

El *threshold* (r), la *embedding dimension* (m) y la longitud de los datos (N) son tres parámetros que necesitan ser especificados para el cálculo de la *ApEn* y *SampEn*. Se realizó un estudio para evaluar la influencia de estos parámetros en la variabilidad del patrón respiratorio en los dos grupos de pacientes.

A Influencia del parámetro *threshold* (r) en el cálculo de la *ApEn* y *SampEn*

El primer parámetro considerado ha sido el *threshold* (r). Los otros dos parámetros m y N han sido tomados como 2 y 30000 respectivamente de acuerdo recomendaciones hechas en trabajos encontrado en la literatura [6,7]. En la figura 2 se observan los resultados ante variaciones del r entre 0.1 y 1 veces la desviación estándar de los datos.

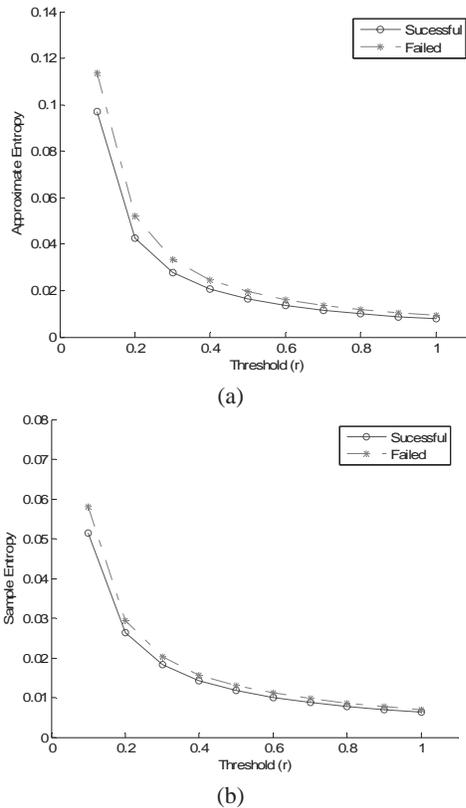


Fig. 2 Influencia del parámetro *threshold* (r) en el cálculo de a) la *ApEn* y b) *SampEn* en los 20 pacientes de cada uno de los grupos.

La *SampEn* presenta valores más bajos que la *ApEn* para todos los valores de r considerados. Todas las entropías de los pacientes con extubación exitosa presentan menores valores que en los pacientes con extubación fallida. La mejor diferencia significativa se encuentra para $r=0.2*STD$ y $0.3*STD$ en el cálculo de la *ApEn*. No se encontraron diferencias significativas en el cálculo de la *SampEn*.

B Influencia del parámetro m en el cálculo de la *ApEn* y *SampEn*

El segundo parámetro considerado ha sido la dimensión m . Los otros dos parámetros se asumieron con valores fijos de $r=0.2*STD$, dado los resultados obtenidos en el estudio previo del parámetro r , y $N=30000$ muestras. La figura 3 muestra los resultados obtenidos para la *ApEn* y *SampEn* en los pacientes

de los grupos S y F. Los valores de m fueron se encuentran entre 2 y 10.

La *SampEn* presenta valores menores que la *ApEn* para todos valores de m considerados. Todos los valores de la entropía en los pacientes con éxito en la extubación presentaron valores menores que los pacientes con fallo. La mejor diferencia estadística fue encontrada para $m=2$ en el cálculo de la *ApEn*. No se evidencia una separación uniforme entre los valores de la *SampEn* para todos los m evaluados. Para valores de m cercanos a 10 se encuentra la tendencia a igualarse la *ApEn* y la *SampEn*.

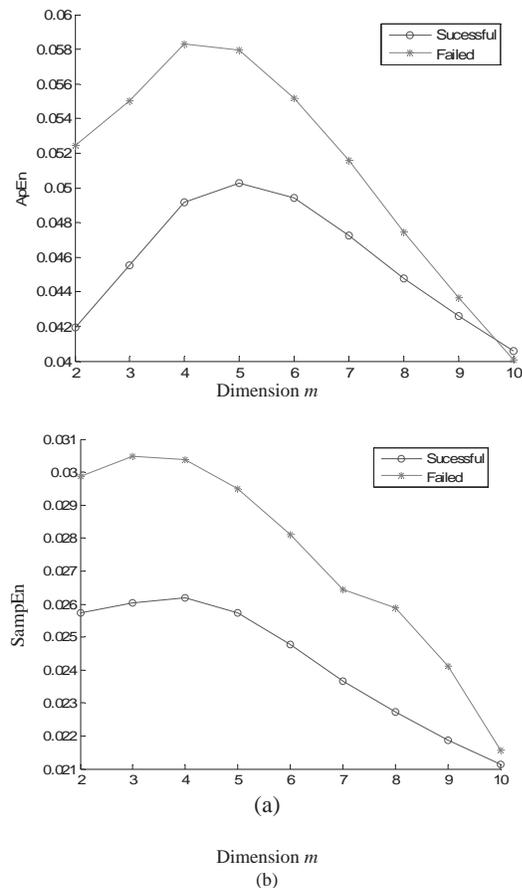


Fig. 3 Efecto de la dimensión m sobre la *ApEn* (a) y *SampEn* (b) en los 20 pacientes de cada uno de los grupos.

C Influencia de la longitud de los datos N en el cálculo de la *ApEn* y *SampEn*

La influencia de la longitud de de los datos N también se evaluó utilizando los dos grupos de estudio S y F. Los otros dos parámetros se asumieron como $r=2$ y $m=2$ de acuerdo a los resultados obtenidos en los estudios previos sobre el efecto de los mismos en el cálculo de *ApEn* y *SampEn*. La *SampEn* presenta valores menores que la *ApEn* para todas las realizaciones de N . La tabla 1 y 2 presenta los valores de *ApEn* y *SampEn* para los distintos valores de N . El nivel de significancia p se calculó

mediante la prueba estadística Mann-Whitney; el mejor valor se obtuvo en la entropía aproximada para valores de N de 1250 (5 segundos) y 20000 (80 segundos).

Uno de los problemas que se presentan al intentar tomar valores grandes de N , por encima de los 5 minutos por ejemplo, es el tiempo de cómputo que se requiere. Lo ideal sería poder procesar los 30 minutos del registro (450000 muestras).

TABLA I
Influencia de N sobre el cálculo de $ApEn$
 $r=0.2*STD, m=2$.

Segundos	Media \pm std		P - Value
	Éxito	Fallo	
5	0.0415 \pm 0.030	0.0596 \pm 0.030	0.017
10	0.0454 \pm 0.027	0.0564 \pm 0.027	0.119
20	0.0459 \pm 0.019	0.0527 \pm 0.022	0.261
30	0.0443 \pm 0.017	0.0537 \pm 0.020	0.104
40	0.0428 \pm 0.016	0.0520 \pm 0.019	0.076
50	0.0420 \pm 0.013	0.0518 \pm 0.020	0.081
60	0.0413 \pm 0.013	0.0512 \pm 0.020	0.067
70	0.0420 \pm 0.017	0.0517 \pm 0.020	0.072
80	0.0420 \pm 0.018	0.0522 \pm 0.020	0.046
90	0.0419 \pm 0.017	0.0524 \pm 0.020	0.053
100	0.0423 \pm 0.017	0.0523 \pm 0.020	0.072
110	0.0419 \pm 0.016	0.0521 \pm 0.020	0.078
120	0.0419 \pm 0.015	0.0525 \pm 0.021	0.083

TABLA II
Influencia de N sobre el cálculo de $SampEn$
 $r=0.2*STD, m=2$.

Segundos	Mean \pm std		P - Value
	Éxito	Fallo	
5	0.0249 \pm 0.015	0.0331 \pm 0.017	0.096
10	0.0277 \pm 0.016	0.0309 \pm 0.014	0.336
20	0.0286 \pm 0.013	0.0294 \pm 0.012	0.616
30	0.0275 \pm 0.012	0.0300 \pm 0.012	0.394
40	0.0264 \pm 0.012	0.0294 \pm 0.012	0.330
50	0.0271 \pm 0.011	0.0294 \pm 0.012	0.424
60	0.0255 \pm 0.012	0.0293 \pm 0.012	0.228
70	0.0259 \pm 0.012	0.0297 \pm 0.013	0.273
80	0.0259 \pm 0.012	0.0296 \pm 0.012	0.303
90	0.0261 \pm 0.012	0.0296 \pm 0.012	0.310
100	0.0259 \pm 0.012	0.0295 \pm 0.012	0.291
110	0.0257 \pm 0.011	0.0296 \pm 0.012	0.255
120	0.0257 \pm 0.011	0.0299 \pm 0.012	0.239

IV. CONCLUSIONES

El principal objetivo de este trabajo es proponer una metodología que permita encontrar diferencias en el patrón respiratorio de pacientes ingresados en unidades de cuidados intensivos y en proceso de desconexión o *weaning*. Con este propósito se calculó la $ApEn$ y $SampEn$ en dos grupos de 40 pacientes candidatos a retirada del ventilador mecánico. Se evaluó el efecto de los diferentes parámetros de los algoritmos de la $ApEn$ y $SampEn$ con el propósito de establecer las mejores diferencias estadísticas entre los dos grupos de estudio

Los resultados muestran que la $ApEn$ tiene la tendencia de presentar valores elevados para cada uno de los pacientes del

grupo de fallo en la extubación con respecto al grupo de pacientes que presentaron éxito en el procedimiento. La $SampEn$ arrojó la misma tendencia pero con entropías menores.

El comportamiento con respecto a los diferentes parámetros del algoritmo arrojó un comportamiento con poca tendencia. Especialmente la influencia de la dimensión m sobre los resultados es significativa; para valores bajo de m se encuentra una cierta distancia entre los resultados pero para valores cercanos a 10 esta distancia desaparece. La mejor diferencia estadística se obtuvo para $m=2$. Con respecto al *threshold* se observó la tendencia a disminuir no linealmente el valor de la entropía con respecto al aumento del mismo, la mejor diferencia estadística se obtuvo para $r=0.2$ y 0.3 veces la desviación estándar de la muestra.

Se puede proponer el método de $ApEn$ como una buena herramienta para el análisis del patrón respiratorio de pacientes candidatos a extubación, sin embargo se puede profundizar más en su cálculo mediante un número de muestras que contemple por lo menos 30 minutos de los registros.

V. REFERENCIAS

- [1] J. S. Richman, J. R. Moorman, "Physiological time series analysis using approximate entropy and sample entropy", Am. J. Physiol. Heart Circ. Physiol. 227:82 – 96, 2000.
- [2] Metin Akay, "Nonlinear Biomedical Signal Processing, Dynamics Analysis and Modeling". IEEE Press, pp. 73-77, 2001.
- [3] J.S. Richman, J.R. Moorman, "Physiological time-series analysis using approximate entropy and sample entropy", Am. J. Physiology. Heart Circ. Physiol. 278(6): H2039-49, 2000.
- [4] S.M. Pincus, A. L. Goldberger, "Physiology times analysis: What does regularity quantify?", Am. J. Physiol. Heart Circ. Physiol. 266:H1643-H166, 1994.
- [5] P. Guillen, M. Vallverdu, R. Rojas, D. Jugo, "Dinámica no lineal para caracterizar la variabilidad del ritmo cardíaco en pacientes chagásicos." Congreso Latinoamericano de Ingeniería Biomédica. La Habana 2001.
- [6] E.N. Bruce, "Measures of respiratory pattern variability", in *Bioengineering approaches to pulmonary physiology and medicine*, Plenum Press, pp. 149–160, 1996.
- [7] M.C. Khoo, "Determinants of ventilatory instability and variability", *Respiratory physiology*, 122, pp. 167–182, 2000.

Caracterización de la señal de flujo respiratorio mediante la estimación de instantes de inicio y fin de inspiración

Javier Alberto Chaparro Preciado,
Escuela Colombiana de Ingeniería Julio Garavito, Facultad de Ingeniería Electrónica
Centro de Estudios en Bioingeniería, Bogotá, Colombia

Abstract— El proceso de retirada del soporte ventilatorio de paciente ingresados en Unidades de Cuidados Intensivos, conocido como *weaning*, representa un alto riesgo para la salud del mismo. Existen diversos índices cuantitativos que orientan la decisión médica y reducen la incertidumbre relacionada con la el instante de iniciar dicho proceso. La obtención de estos índices implica el procesamiento de alguna señal proveniente del sistema respiratorio, en este estudio se trabajo con la señal de flujo respiratorio tomada de un monitor de cabecera y registrada mediante una tarjeta de adquisición de datos. La señal fue procesada con dos algoritmos que permitían establecer los instantes de inicio y fin de inspiración, posteriormente se elaboraron las series temporales T_{Tot} (duración del ciclo respiratorio), T_I (tiempo de inspiración) y T_E (tiempo de espiración). Estas series son utilizadas para otros estudios tendientes a establecer las condiciones médicas de los pacientes ingresados en la UCI y candidatos a ser extubados. La validación de los tres algoritmos se realizó estableciendo diferencias entre los resultados de estos y las marcas de los instantes de inicio y fin de inspiración realizadas por dos médicos expertos. Los resultados encontrados no presentaban diferencias significativas entre ellos.

Palabras Claves – Ventilación mecánica, extubación, caracterización de patrón respiratorio, índices de extubación.

I. INTRODUCCIÓN

La necesidad de iniciar soporte ventilatorio a pacientes ingresados en Unidades de Cuidados Intensivos conlleva un nuevo reto; el proceso de desconexión. La complejidad de este proceso se asocia a múltiples factores, entre ellos el tiempo de conexión al ventilador mecánico, la edad y la patología que motivo la asistencia ventilatoria entre otros. Se encuentran estudios donde se demuestra que el tiempo que dura conectado el paciente tiene relación inversa con la facilidad para desconectarlo.

En este trabajo se hace un aporte a este estudio presentando dos algoritmos que permiten caracterizar las señales de flujo respiratorio adquiridas de monitores de cabecera de las unidades de cuidados intensivos. La caracterización se hace estimando los instantes (o puntos significativos) donde se presenta un inicio o fin de inspiración y posteriormente elaborando un conjunto de series temporales

utilizadas en otros trabajos para el análisis de las condiciones médicas de los pacientes o la viabilidad de iniciar el proceso de retirada del ventilador mecánico.

El primero de los algoritmos supone el establecimiento de dos referencias de nivel de flujo y dos de tiempo que tiene que cumplir la señal de flujo para poder marcar un inicio o fin de inspiración. El segundo algoritmo parte de dos referencias de nivel de energía que tiene que alcanzar la señal para también hacer dicha marcación. Cada uno de los algoritmos fue programado en Visual C++® con la posibilidad de recibir como archivo binario con la señal de flujo respiratorio, y generar como salida las series temporales duración de ciclo respiratorio (T_{Tot}), tiempo de inspiración (T_I), tiempo de espiración (T_E), volumen tidal (V_T), relación T_I/T_{Tot} , relación V_T/T_I , y relación f/V_T , calculadas todas a partir de las marcas estimadas. Estas series temporales son utilizadas en otros estudios de la variabilidad de este tipo de pacientes.

Finalmente se presenta la validación de los algoritmos apoyados en la marcación que un grupo de expertos médicos realizó sobre 15 señales de flujo respiratorio tomadas en la Unidad de Cuidados Intensivos de un Hospital Español. A partir de estas marcas se elaboraron las series temporales T_{Tot} , T_I y T_E y se compararon con las arrojas por los dos algoritmos.

II. METODOLOGÍA

Los puntos significativos que estiman los dos algoritmos se especifican en la figura 1 donde se muestra un segmento de señal de flujo respiratorio de uno de los pacientes utilizados en el proceso de validación.

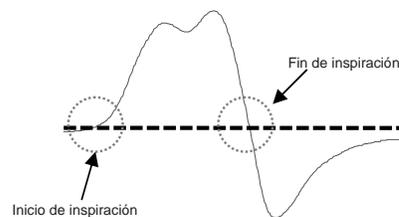


Figura 1. Segmento de señal de flujo respiratorio y puntos significativos (o marcas) que deben ser estimados por los dos algoritmos y los médicos.

A. Algoritmo basado en referencias de flujo y tiempo.

Este algoritmo se formuló pensando en que los instantes de inicio o fin de inspiración deben marcarse en los cruces por cero de la señal después de esta hay superado un conjunto de referencias. Si se marca un inicio de inspiración es porque el flujo es ascendente y se mantiene así hasta alcanzar el nivel de referencia llamado F_{sp} , además esta por encima de este nivel por lo menos durante T_{sp} segundos. La marca se coloca en el último cruce por cero de la señal. Si por el contrario, la marca es de un fin inspiración es porque el flujo es descendente y se mantiene así hasta alcanzar el nivel de referencia llamado F_{in} , estando por debajo de este nivel por lo menos durante T_{in} segundos. La marca se coloca también en el último cruce por cero de la señal. En la figura 2 se muestra un segmento de una señal de flujo respiratorio con las cuatro referencias mencionadas anteriormente, así como los cruces por cero.

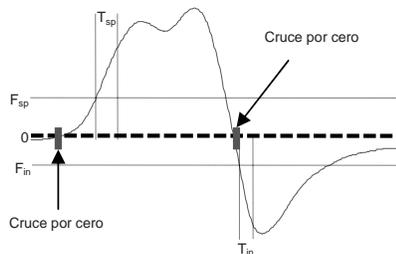


Figura 2. Segmento de señal de flujo respiratorio y referencias de tiempo y nivel de flujo utilizadas en el algoritmo de estimación de inicios y fin de inspiración

B. Algoritmo basado en referencias de flujo y tiempo.

Este algoritmo se fundamenta en el hecho que para lograr el movimiento de una masa de aire se requiere una energía asociada. Cada vez que se presenta una respiración necesitamos que los músculos del sistema respiratorio hagan un gasto energético que esta asociado al flujo que se genera por las vías aéreas. La relación entre el flujo y la energía del flujo esta dada por:

$$E = 4.04x^2 \text{ mJ}$$

Donde E es la energía del flujo respiratorio dada en mJ y x es el flujo en litros por segundo. En la figura 3 se muestra una señal de flujo así como las dos referencias que se requieren para marcar un inicio o fin de inspiración en este algoritmo.

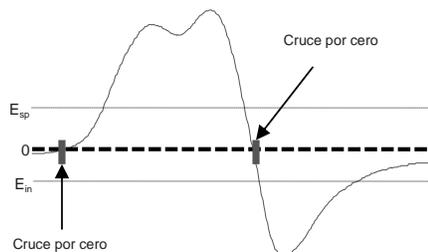
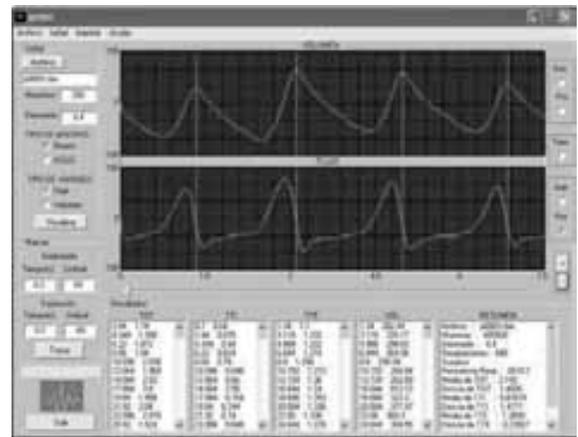


Figura 3. Segmento de señal de flujo y niveles de referencia de energía utilizados en el algoritmo.

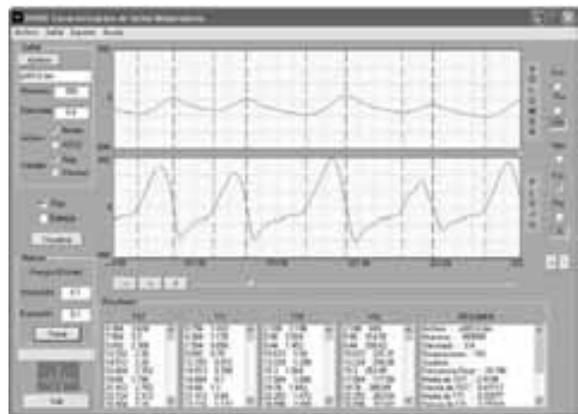
Si la señal de flujo es positiva se calcula la energía desde el último instante de tiempo que cruzó por cero la señal. Si la energía supera el valor de referencia E_{sp} se marca un inicio de inspiración en el último cruce por cero. Cuando el flujo es negativo igualmente se calcula la energía desde el último cruce por cero y si esta supera el nivel de referencia E_{in} se marca fin de inspiración e inicio de espiración en el cruce por cero.

C. Herramientas de software

Con el propósito de facilitar el procesamiento de cualquier señal de flujo almacenada en archivos binarios se programaron dos herramientas con los algoritmos anteriores. La primera se llamó ANSRE y utiliza el algoritmo de referencias de tiempo y nivel, la segunda se denominó ENSRE y en ella se programó el algoritmo de energías. La figura 4 muestra la interfaz de los dos programas.



(a)



(b)

Figura 4. Interfaz de gráfica de los programas utilizados para la estimación de las marcas sobre la señal de flujo respiratorio (a) ANSRE y (b) ENSRE.

D. Validación de los algoritmos

Los dos algoritmos fueron validados estableciendo las diferencias estadísticas entre las series temporales T_{Tot} , T_I y T_O obtenidas a partir de las marcas hechas por dos expertos

médicos sobre un grupo de 15 señales de flujo respiratorio y las arrojadas por los dos algoritmos. Las señales provienen de pacientes de las Unidades de Cuidados Intensivos del Hospital de la Santa Creu i Sant Pau (Barcelona, España) y fueron obtenidas de acuerdo con los protocolos aprobados por sus comités éticos. Para la desconexión de la ventilación mecánica, los pacientes fueron sometidos a la prueba de tubo en T durante 30 minutos,

III. RESULTADOS

Los dos algoritmos expuestos fueron programados y evaluados mediante los programas ANSRE y ENSRE. La figura 5 presenta un segmento de las marcaciones hechas por los dos programas sobre la señal de flujo respiratorio de uno de los 15 pacientes utilizados para la validación de los algoritmos.

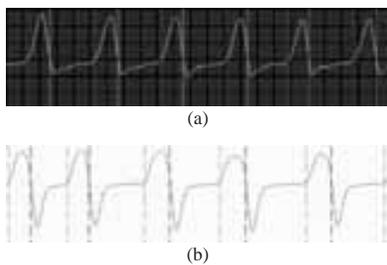


Figura 4. Marcas de inicio y fin de inspiración, a) hechas por el algoritmo basado en niveles de flujo y tiempo b) hechas por el algoritmo de energía

Las señales de los 15 pacientes de prueba fueron procesadas mediante los dos algoritmos obteniéndose la estimación de todos los ciclos respiratorios sobre las mismas. Cada señal fue tomada de un registro original de 30 minutos al cual se extrajeron segmentos de 5 minutos al inicio, intermedio y final del mismo. Estos mismos segmentos fueron impresos en papel milimetrado y entregados a dos médicos especialistas de Hospital de la Santa Creu i Sant Pau de Barcelona para que realizaran el mismo tipo de marcas que estiman los algoritmos. La figura 5 presenta los resultados del cálculo de las series temporales T_{Tot} , T_I y T_E a partir de las marcas hechas por los especialistas y los dos algoritmos en cada uno de los 15 pacientes. Las otras series temporales indicadas en la introducción de este documento, son estimadas a partir de las mismas marcas y la cálculo de volumen inspiratorio y espiratorio.

La tabla I presenta las diferencias estadísticas obtenidas entre las marcas hechas por los dos médicos especialistas (M1 y M2) y los dos algoritmos programados mediante las aplicaciones ANRRE y ENSRE. Para ningún paciente se observan diferencias estadísticas significativas entre las marcas hechas por los médicos y los algoritmos. Es de resaltar que entre las marcas hechas por los dos médicos no se presenta un p -value cercano a 1 en ninguno de los pacientes.

TABLA I
Diferencias estadísticas entre las marcas hechas por médicos y algoritmos en los 15 pacientes de validación.
 $t=0.2*STD$, $m=2$, (M1=médico, M2=médico2, AN=Ansre, EN=Ensre)

Paciente	p_value				
	M1-M2	M1-AN	M1-EN	M2-AN	M2-EN
1	0.9413	0.1407	0.1288	0.1407	0.1288
2	0.9328	0.5012	0.5223	0.5012	0.5223
3	0.5566	0.061	0.0139	0.0126	0.0023
4	0.4585	0.3032	0.7378	0.3032	0.7378
5	0.5354	0.1691	0.5269	0.1691	0.5269
6	0.7691	0.2621	0.4373	0.2621	0.4373
7	0.7101	0.0336	0.1292	0.2128	0.4714
8	0.7613	0.9427	0.5209	0.1131	0.3184
9	0.8276	0.3945	0.1967	0.3689	0.1909
10	0.7941	0.0575	0.458	0.193	0.145
11	0.779	0.1192	0.2225	0.1872	0.3162
12	0.9331	0.0469	0.0775	0.469	0.0775
13	0.6533	0.0859	0.1895	0.0859	0.1895
14	0.0131	0.1132	0.2603	0.1132	0.2603
15	0.8049	0.0199	0.0173	0.0199	0.0173

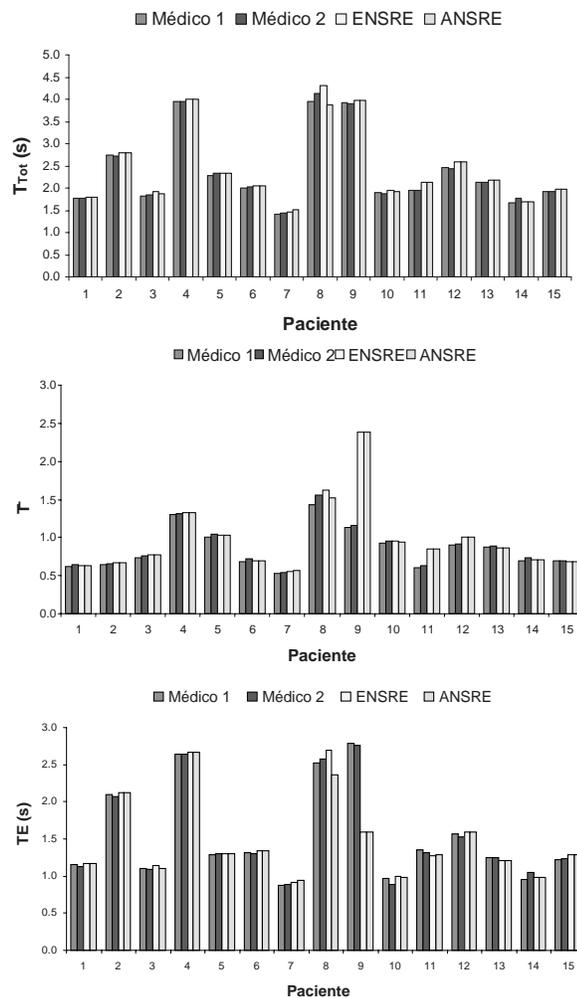


Figura 5. Resultados de los valores medios de la duración del ciclo respiratorio T_{Tot} , tiempo de inspiración T_I , y tiempo de espiración T_E , obtenidas en los 15 pacientes mediante los dos algoritmos y los dos médicos.

Las series temporales obtenidas a partir de las marcas establecidas por los médicos y los algoritmos permiten evidenciar algunas diferencias particularmente en el paciente 9, en las series temporales del tiempo de inspiración y espiración, sin embargo esta diferencia se ve compensada cuando se calcula la duración del ciclo respiratorio (T_I+T_E).

IV. CONCLUSIONES

Uno de los problemas más frecuentes en este proceso de marcación es establecer en que instante de tiempo se puede decir que el paciente inicia una inspiración. Con este método se puede decir que este instante corresponde cuando la señal de flujo pasa por cero. Sin embargo existen algunas señales donde la inspiración no se inicia justo en el cruce por cero si no un poco después, este problema es una mejora que se contempla para los dos algoritmos propuestos en este trabajo.

A pesar de que este documento no se explica, la señal de flujo respiratorio fue procesada aplicando un filtrado pasa bajos que eliminaba los ruidos de origen electrónico, por movimiento de paciente o de origen instrumental. La línea de base de las señales no fue eliminada ya que para la estimación del volumen tidal era primordial mantener esta información. La frecuencia del corte del filtro se fijó en 150 Hz de acuerdo a lo encontrado en la literatura.

El algoritmo basado en las referencias de nivel de flujo respiratorio y tiempo presenta un buen desempeño en los 15 pacientes en los cuales fue evaluado, sin embargo, el hecho de tener que fijar 4 parámetros implica un grado alto de experiencia para su utilización. El otro algoritmo, basado en niveles de energía resulta más sencillo ya que son solo dos parámetros que se tienen que fijar para la estimación de las marcas sobre la señal de flujo.

Los dos algoritmos de estimación de marcas sobre la señal de flujo se basan en los eventos de inspiración y espiración que se deben de presentar secuencialmente, esto deja de lado la posibilidad de detectar y aislar eventos añadidos a la respiración como apneas, suspiros o estornudos que pueden estar presentes en los registros, más si se tiene en cuenta que la duración de los mismos es de 30 minutos.

Los algoritmos han sido utilizados para caracterizar las señales de flujo respiratorio de aproximadamente 150 pacientes que son parte de un estudio de la variabilidad del patrón respiratorio en pacientes asistidos con ventilación mecánica, y candidatos a iniciar el proceso de *weaning*. Esta caracterización permitió la elaboración de las series temporales que se citan al inicio de este documento.

AGRADECIMIENTOS

Los resultados presentados en este trabajo han sido posibles gracias al Centro de Investigación en Bioingeniería CREB de la Universidad Politécnica de Cataluña, (Barcelona, España), así como por médicos del Hospital Clínico Sant Creu y San Pau de esta misma ciudad.

REFERENCIAS

- [1] D'Andrea Edgar. *Visual C++ 6.0 Guía Completa*. 1999. ISBN 9788495318046.
- [2] Proakis Manolakis, *Tratamiento Digital de Señales ,principios algoritmo y aplicaciones*. Pearson Prentice Hall, 1998.
- [3] Parisi Mario, *Temas de Biofísica*, McGrawHill, ISBN 978-970-10-4297-7
- [4] Bengt Nolting, *Methods in Moder Biophysic*, Springer; 2nd ed. edition September , 2005.

Aplicación en DSP para modelamiento de sistemas dinámicos por medio de técnicas de filtrado adaptativo

Javier E. González Barajas, Juan M. Calderón.

Resumen—Categoría C4. Los filtros adaptativos se diseñan con el fin de mejorar su respuesta ante las variaciones de la señal de entrada y de la interferencia. En el uso de este tipo de filtro se tiene la oportunidad de aprovechar la capacidad de adaptar sus coeficientes a través de los algoritmos LMS, para implementar aplicaciones en donde se desea tener información de parámetros desconocidos de la función de transferencia de un sistema dinámico cuando solo se puede tener señales de entrada y de salida. Este tipo de soluciones son en la actualidad de fácil desarrollo gracias al avance de los procesadores digitales de señales DSP. El objetivo de este trabajo es la implementación de algoritmos LMS en un DSP de la familia 5000 del fabricante Texas Instruments, par la estimación de modelos de sistemas dinámicos aprovechando la cualidad que poseen los filtros adaptativos de poder variar su estructura interna. Por medio de los algoritmos desarrollados se podrá contar con sistema que realice estimación automática de la función de transferencia de sistemas desconocidos.

Palabras Claves—Sistemas dinámicos, procesador digital de señales, filtrado adaptativo.

I. INTRODUCCIÓN

Un sistema se define como un conjunto de partes o elementos organizados y relacionados que interactúan entre si para lograr un objetivo [1]. Durante las últimas décadas, se ha desarrollado un interés creciente por realizar estudios de los sistemas basados en el procesamiento de información contenido en las señales de entrada y salida de los mismos, centrados en analizar cómo se genera la evolución de los datos observados, dando origen al estudio de los Sistemas Dinámicos, en el cual las propiedades de los elementos que los forman cambian en el transcurso del tiempo [2]. Los sistemas dinámicos fueron modelados desde un principio a través de las ecuaciones diferenciales utilizando un pequeño número de variables y parámetros [3]. Dentro del estudio de los sistemas dinámicos surge la gran necesidad de conocer la función de

Artículo enviado para el Simposio Nacional de Tratamiento de Señales, imágenes y visión artificial. Septiembre de 2008. Universidad Santo Tomás. Bucaramanga. Colombia.

Javier E. González Barajas. Ing. Electrónico UIS. Magister en Ingenierías, Area Electrónica, UIS. Docente – Investigador. Facultad de Ingeniería Electrónica. Universidad Santo Tomás. Cra 9 N° 51- 15, Edificio División de Ingenierías. Bogotá. Colombia. e-mail: Javiere_gonzalez@yahoo.com.mx.

Juan M. Calderón. Ing. Electrónico USTA. Magister en Ing. Electrónica. U. de Andes. Docente – Investigador. Facultad de Ingeniería Electrónica. Universidad Santo Tomás. Cra 9 N° 51- 15, Edificio División de Ingenierías. Bogotá. Colombia. e-mail:

transferencia en un determinado instante. Como alternativa para la solución de este problema se han desarrollado implementaciones basadas en filtrado adaptativo en el cual se estiman los valores desconocidos de la función de transferencia del sistema bajo estudio [4,5]. Por lo cual el objetivo central de este trabajo es lograr la estimación de los parámetros de un sistema por medio de la implementación del esquema de filtrado adaptativo FIR en una plataforma basada en Procesadores Digitales de Señales (DSP).

La estructura básica de un filtro FIR adaptativo (ver figura 1) se compone principalmente de una señal de entrada $x[n]$, la cual es filtrada para producir una salida $y[n]$ que es observada por un bloque que evalúa la señal de la salida con respecto a una señal deseada $d[n]$ y cualquier diferencia entre las dos constituye una señal de error $e[n]$ que es luego llevada a otra etapa que posee una regla de adaptación donde se modifican los parámetros W_i del filtro con el objetivo de eliminar el error [6]. Para la estructura de filtrado adaptativo de la figura 1 la señal de salida $y[n]$ se puede expresar como la suma de las entradas de la señal $x[n]$ retrasadas y escaladas como se puede ver en la ecuación 1.

$$y[n] = \sum_{i=0}^{N-1} w_i x[n-i] \quad (1)$$

Se debe asumir que un conjunto de N coeficientes W_i ($0 \leq i \leq N-1$) se debe determinar tal que para un conjunto $x[n]$ dado, la desviación o error $e[n]$ entre el conjunto $y[n]$ y el conjunto $d[n]$ sea mínimo. Usando el criterio de mínimos cuadrados sobre el dominio de los índices $(0,1,\dots,N-1)$ con $N_0 > N$, la función de error $E[n]$ es minimizada y se puede expresar como se ve en la ecuación 2.

$$E(A) = \frac{1}{N_0} \sum_{n=0}^{N_0-1} [d[n] - y[n]]^2 \quad (2)$$

De la definición de $E(A)$ y de $y(n)$, se puede minimizar el error haciendo que: para $0 \leq i \leq N-1$ (ver ecuación 3).

$$\frac{\partial E}{\partial W_i} = -\frac{2}{N_0} \sum_{n=0}^{N_0-1} x[n-i][d[n] - y[n]]; \quad 0 \leq i \leq N-1 \quad (3)$$

Por medio del algoritmo del filtro adaptativo LMS (*Least-mean-square*), basado en la minimización del error cuadrático medio expresado en la ecuaciones 2 y 3, se puede dar la

estrategia planteada en la ecuación 4 para la actualización de los coeficientes W del filtro. Donde $W[n] = [w_0(n) w_1(n) \dots w_{L-1}(n)]$ es el vector de coeficientes, $X[n] = [x[n] x(n-1) \dots x(n-L+1)]$ es el vector de la señal de entrada, $d(n)$ es la señal de referencia, $e[n]$ es la señal de error y μ es el tamaño del paso utilizado en las iteraciones [7].

$$\begin{aligned} w_i[n+1] &= w_i[n] + \mu e[n] X[n] \\ e[n] &= d[n] - W[n]X[n] \end{aligned} \quad (4)$$

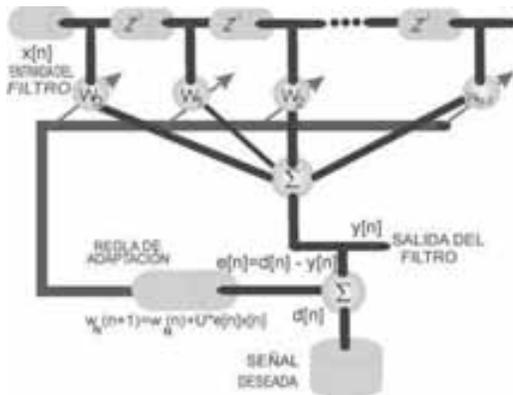


Fig. 1. Estructura de un filtro FIR Adaptativo, compuesto por la señal de entrada $x[n]$, la señal de salida $y[n]$, una señal de error $e[n]$ y la señal deseada $d[n]$.

Esta propiedad de los filtros adaptativos se ha aprovechado para tomar señales de entrada y salida de un sistema desconocido y por medio de la facultad de adaptación de su estructura interna, se logra obtener los parámetros del sistema bajo estudio como se puede observar en la figura 2 [7].

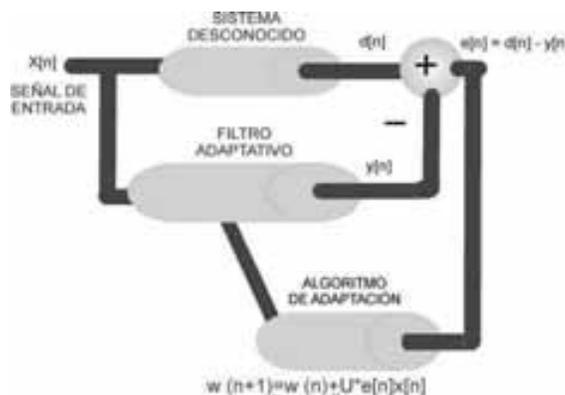


Fig. 2. Aplicación de un filtro adaptativo para encontrar los parámetros de un sistema con función de transferencias desconocida.

II. MATERIALES Y MÉTODOS

La aplicación desarrollada para el modelamiento de sistemas dinámicos, está basada principalmente en la plataforma DSK5402 del fabricante Texas Instruments, que permite al usuario manejar las interfaces del DSP TMS320C5402. Para realizar adquisición y generación de señales, la plataforma contiene el circuito integrado TLC32AD50, el cual es un dispositivo de codificación y decodificación (*codec*) que se encarga de la conversión A/D y D/A diseñado para salida y entrada de audio. La figura 3 lustra el diagrama de bloques de la aplicación desarrollada con la plataforma DSK5402.

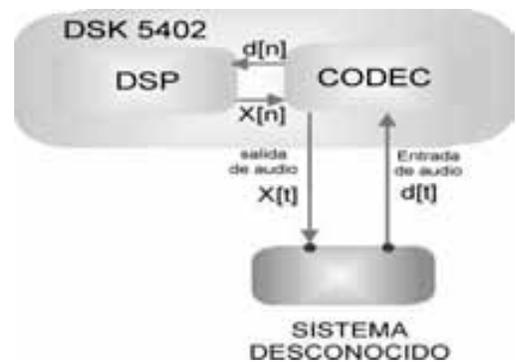


Fig. 3. Diagrama de bloques de la aplicación implementada en la plataforma DSK 5402 para el modelamiento de sistemas dinámicos.

Dentro de este trabajo, la base de la estructura para identificación de sistemas es descrita en la figura 3, en donde se tiene un sistema bajo estudio con función de transferencia desconocida, el cual posee una señal de entrada $x[n]$ y a la vez ingresa al filtro adaptativo. El sistema desconocido proporciona la señal deseada $d[n]$ que será utilizada como señal de referencia y comparada con la señal $y[n]$ que corresponde a la salida del filtro adaptativo. Con base al error $e[n]$, la regla de adaptación actualizará el valor de los coeficientes $W[n]$ hasta lograr una similitud entre $y[n]$ y $d[n]$ como se describió en las ecuaciones 1, 2, 3 y 4.

Como señal de entrada $x[n]$ se utilizó una serie de tiempo que simula la función impulso unitario o Delta de Dirac $\delta[n]$, la cual posee todas las componentes de frecuencia en su espectro y se podrá obtener como salida la respuesta al impulso del sistema bajo estudio. La respuesta al impulso corresponde a la señal deseada $d[n]$ de la aplicación propuesta en la figura 3 [8].

La señal de entrada $x[n]$ se diseñó en el asistente matemático Matlab, tomando como frecuencia de muestreo el valor de 2KHz y está compuesta por la suma de señales sinusoidales con componentes en el dominio de la frecuencia entre 0 y 300 Hz. La figura 4 ilustra en el dominio del tiempo la señal de entrada $x[n]$. Para su posterior implementación en

la plataforma DSK5402, se procedió a normalizar la serie de tiempo y se almacenó en una tabla de datos. El programa elaborado en lenguaje C que es ejecutado en el DSP, importa la tabla de datos que contiene la serie de tiempo que corresponde a la señal $x[n]$.

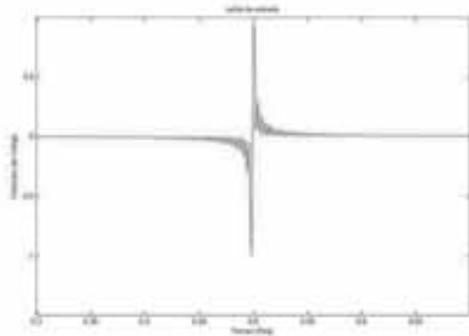


Fig. 4. La señal de entrada $x[n]$ con la finalidad de simular un impulso unitario el cual contiene componentes en el dominio de la frecuencia entre 0 y 300 Hz.

La densidad espectral de potencia de la $x[n]$ se ilustra en la figura 5, la cual posee una respuesta plana entre las componentes de 0 y 300 Hz.

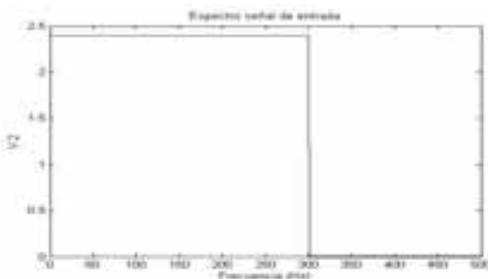


Fig. 5. Densidad espectral de la señal de entrada $x[n]$, el cual corresponde al espectro característico de una señal impulso unitario.

III. RESULTADOS

El desarrollo de ensayos con el sistema implementado en la plataforma DSK5402 se llevó a cabo utilizando circuitos electrónicos conformados por elementos pasivos de magnitud variable que introducen un comportamiento dinámico en el experimento.

Por medio de un osciloscopio digital del fabricante Tektronik se tomaron imágenes de la señal de entrada $x[n]$ generada por la plataforma DSK5402, la cual se ilustra en la figura 6. La señal $x[n]$ generada corresponde a la entrada aplicada al sistema bajo estudio del cual se desea estimar su función de transferencia.

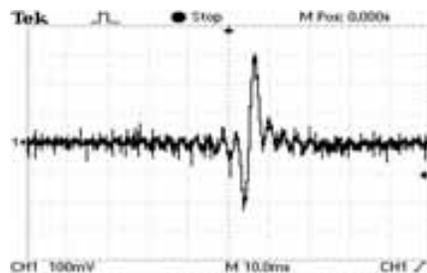


Fig. 6. Imagen adquirida por osciloscopio digital de la señal de entrada $x[n]$ generada por la plataforma DSK5402.

La figura 7 ilustra la densidad espectral de potencia de la señal $x[n]$, tomada por el osciloscopio digital. Como se había estimado en la simulación, el espectro de la señal $x[n]$ es de respuesta plana para valores entre 0 y 300 Hz.

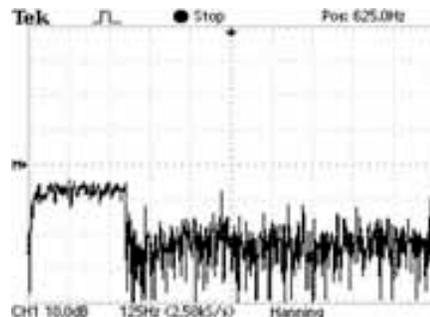


Fig. 7. Imagen adquirida por osciloscopio digital de la señal de entrada $x[n]$ generada por la plataforma DSK5402.

La figura 8 tomada con ayuda de la herramienta Code Composer para desarrollos en DSP de Texas Instruments ilustra la señal adquirida de la salida del sistema bajo de prueba, a través del convertor A/D de la plataforma DSK5402. La señal de la figura 8 corresponde a la señal deseada $d[n]$ que es utilizada como señal de referencia para el algoritmo de adaptación.

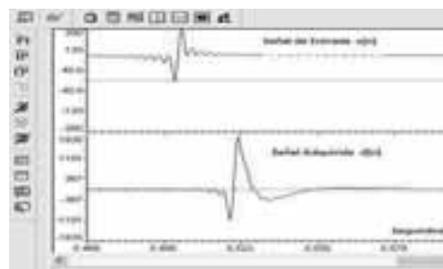


Fig. 8. Imagen de la señal adquirida por la plataforma DSK5402 que corresponde a la señal deseada $d[n]$.

La figura 9 contiene la densidad espectral de potencia de la

señal $d[n]$, la cual es el resultado del producto del espectro de la señal $x[n]$ y de la respuesta al impulso $h[n]$ del sistema bajo estudio que se desea estimar.

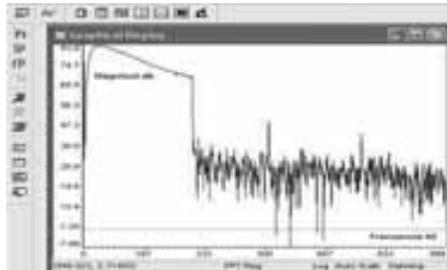


Fig. 9. Imagen de la señal adquirida por la plataforma DSK5402 que corresponde a la señal deseada $d[n]$.

To mand o la señal generada $x[n]$ y la señal deseada $d[n]$, la plataforma DSK5402 procede a utilizar el algoritmo de adaptación propuesto en la figura 2. El algoritmo carga un arreglo de datos encabezado por un coeficiente de valor unitario y 19 con valor cero, que son tomados como los valores iniciales de los coeficientes $W_i[n]$.

Para las diferentes pruebas realizadas a la aplicación, se utilizaron diferentes ciclos de adaptación de 10, 15, 20, 50 y 100 iteraciones. Para cada iteración, el DSP calcula la energía de la señal de error $e[n]$ y cada valor se almacena en un arreglo de datos el cual ofrece un indicador de la convergencia del algoritmo.

El sistema desarrollado logró obtener para un valor de 15 iteraciones un valor estable de la energía del error. La figura 10 ilustra el comportamiento del valor de la energía del error durante 50 iteraciones y se observa un valor estable a partir de 15 iteraciones.

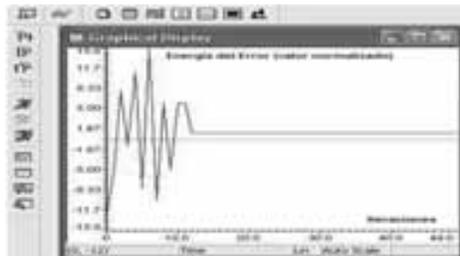


Fig. 10. Valores de la energía de la señal de error $e[n]$.

La figura 11 ilustra la señal $y[n]$ como resultado final de un proceso de adaptación de 15 iteraciones comparado con la señal deseada $d[n]$. La señal $y[n]$ es el resultado de filtrar la señal de entrada $x[n]$ con los coeficientes adaptados.

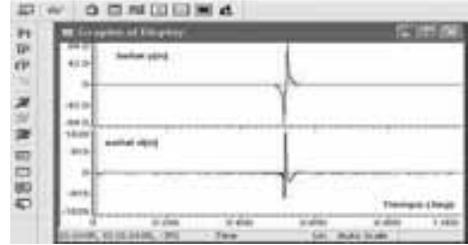


Fig. 11. Señal $y[n]$ después de un proceso de adaptación de 15 iteraciones.

La figura 12 ilustra la densidad espectral de potencia de la señal $y[n]$ y se puede observar que da una estimación del comportamiento en el dominio de la frecuencia del sistema bajo estudio

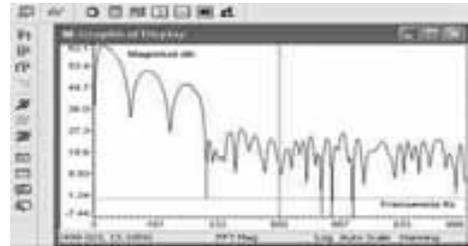


Fig. 12. Densidad espectral de potencia de la señal $y[n]$ después de un proceso de adaptación de 15 iteraciones.

Al culminar el proceso de adaptación, los coeficientes finales son exportados al Software Matlab y por medio de la función `freqz` se obtiene la respuesta en frecuencia del filtro FIR adaptado. La figura 13 ilustra el resultado del análisis de los coeficientes y muestran la estimación de la respuesta en el dominio de la frecuencia de la función de transferencia estimada.

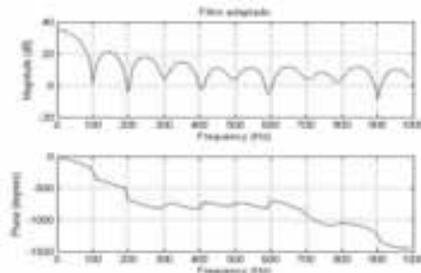


Fig. 13 Análisis en el dominio de la frecuencia de los coeficientes obtenidos en el proceso de adaptación.

IV. CONCLUSIONES

Los resultados del trabajo presentado en este artículo son de gran utilidad para el análisis de sistemas dinámicos a través de la implementación de algoritmos de filtrado adaptativos en plataformas basadas en procesadores digitales de señales.

Dentro de los resultados obtenidos se destaca el desarrollo de una aplicación que de forma autónoma genera una señal de prueba similar a un impulso unitario, la cual al ingresar al sistema bajo estudio permite obtener una estimación de la respuesta al impulso del mismo. Esta aplicación puede ser utilizada en laboratorios para el entrenamiento de estudiantes en las áreas control y los sistemas dinámicos, evitando las técnicas tradicionales de barrido de frecuencia utilizando generadores de funciones.

REFERENCIAS

- [1] Oppenheim A, Willsky A. Señales y Sistemas. Prentice Hall. México 1994. 860: p37.
- [2] Aracil Javier. Sistemas Dinámicos. Alianza Editorial. España 1986. 397: p47.
- [3] Grewal Mohinder, Andrews Angus. Kalman Filtering. Theory and Practice Using Matlab. John Wiley & Sons. USA 2001. 413: p 25.
- [4] Arunachalam KG, Chesmore ED. Fast Sequential Algorithms for Parameter Estimation. Int. J. Electronics, 1993, vol. 74, N° 3,343 – 358.
- [5] Arunachalam KG, Chesmore ED. System Identification Techniques for adaptive Recursive Filtering. Int. J. Electronics, 1993, vol. 74, N° 3,381 – 399.
- [6] Douglas, SC. Introduction to Adaptive Filters. Digital Signal Processing Handbook. Ed. Vijay Madisetti and Douglas B. Williams. Boca Ratón. CRC Press LLC, 1999. Chapter 18 and 19.
- [7] Farhang B, Boroujeny. Adaptive Filteres Wiley and Sons. England 1998. 529:p10.
- [8] Proakis J, Manolakis D. Tratamiento Digital de Señales. Pearson Prentice Hall. España 1998. p 889.

Aplicación de la visión artificial en la determinación de los puntos de aprehensión de una prótesis de mano robótica

Caicedo R. Pablo, Díaz Ch. Jaime

Resumen - La interacción de las prótesis robóticas con su entorno es un factor determinante en el funcionamiento exitoso de estas. Una de las formas de abordar este tema es por medio de la visión artificial. En este artículo se aborda el problema de la obtención de características de objetos a partir de imágenes para el cálculo de los puntos de agarre estable de prótesis de mano robóticas.

Palabras Claves - Aprehensión estable, manos robóticas, visión artificial

I. INTRODUCCIÓN

Hoy, la robótica está cada vez más cerca de nosotros. Desde las historietas de los niños hasta las prótesis para discapacitados, los robots forman parte de nuestra vida. Sin embargo, estos no se han masificado, en parte a que aun no interactúan lo suficientemente bien en un entorno natural. Esta interacción es en gran manera un asunto espinoso debido a las dificultades tecnológicas que son necesarias resolver tales como el modelamiento de los ambientes cambiantes, el movimiento del robot a través de una serie de obstáculos, etc. [1]. Esta situación se intensifica cuando el robot es una prótesis médica que en cierta medida debe emular el comportamiento del órgano [1,2]. Este documento se enfoca en una de las funciones más importantes de una prótesis de mano: la aprehensión o agarre estable de objetos.

Una aprehensión estable, además de cerrar los dedos y aplicar la fuerza necesaria, involucra también el cálculo de los puntos en el objeto donde se realiza ese esfuerzo [2]. En particular, se aborda aquí una metodología para determinar los puntos de agarre estable de un objeto a partir de información visual, para una prótesis robótica de tres dedos. Al confiar el cálculo del agarre a la propia prótesis se espera que el movimiento de la mano robótica sea más flexible y la interacción con el paciente mejore.

II. APREHENSIÓN ESTABLE

El procedimiento genérico para hacer el cálculo de los puntos de agarre estable se resume en el siguiente algoritmo básico:

A. Captura de la silueta del objeto y cálculo de parámetros físicos

El sistema de visión captura la silueta del objeto. Con esta silueta y algunas suposiciones, se infiere el comportamiento estático y dinámico del objeto. Estos supuestos pueden ser que el objeto no tenga huecos internos, tenga una altura constante y además que su masa esté proporcionalmente distribuida [14].

Las suposiciones utilizadas para realizar el cálculo de los parámetros físicos fueron [2,14]:

- El objeto debe ser plano. Es decir que el ancho y el largo del objeto son significativamente mayores que su profundidad
- El objeto debe contrastar con el fondo de la escena
- El objeto posee una masa uniformemente distribuida

Las anteriores condiciones son necesarias para que la curvatura sea suficiente al realizar el cálculo del centro de masa y los ejes de inercia del objeto

B. Determinación de las zonas de agarre

Los conceptos de estabilidad son esenciales pues es con ellos que se calculan los puntos de aprehensión. Existen varios conceptos de estabilidad, entre ellos los expuestos en [2,14,27] en los cuales un robot con tres dedos realiza un agarre estable si y solo si la intersección de los semiplanos definidos por los conos de fricción (los conos formados por la resultante entre la fuerza normal y la fuerza tangencial generada por el dedo, ver Figura 1) existe.

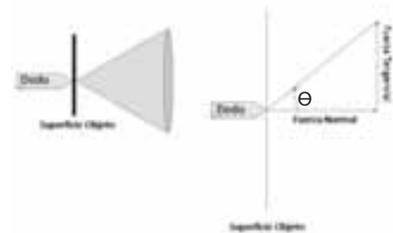


Fig. 1: Determinación zonas de aprehensión

Una segunda condición implica que si se generan vectores unitarios perpendiculares a las zonas de aprehensión, los ángulos de elevación (α_1 , α_2 , α_3) de estos deben estar distribuidos en todos los 360° (Ver Figura 2)

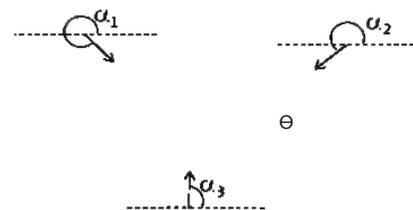


Fig. 2: Determinación zonas de aprehensión

Para conseguir un agarre estable utilizando solamente dos dedos, es necesario que el ángulo de rozamiento (Θ) no supere un umbral al cual denominaremos β [7,14,20]. El umbral se determina así

$$\arctan\left(\frac{F_t}{F_n}\right) \leq \arctan(\mu) = \beta \quad (1)$$

Donde μ depende de los materiales que están en contacto durante el agarre. Para calcular el umbral de la curvatura el método de ensayo y error es el indicado [2]. F_t es la fuerza tangencial que se aplica el dedo al objeto y F_n la fuerza normal que el dedo le aplica al objeto.

Entonces para realizar la aprehensión se debe seleccionar las zonas en las cuales las condiciones de estabilidad se cumplen.

C. Selección de las zonas de agarre

Una vez se han calculado todas las zonas de aprehensión es necesario escoger un grupo de ellas. Para ello hay que tener en cuenta la geometría de la mano robótica para ver cuáles de estas son alcanzables por la mano.

III. VISIÓN ARTIFICIAL

A. Umbralización

La umbralización es el proceso mediante el cual una imagen en escala de grises se convierte en una imagen binaria (blanco y negro). Definido un umbral de intensidad lumínica, cualquier pixel con intensidad menor al umbral se le asigna una intensidad lumínica de 255, en caso contrario se asigna una intensidad de 0. En otros casos, si la intensidad del pixel es inferior al umbral se le asigna un 0 a la intensidad.



Fig. 3: Escena típica de selección de dos objetos

B. Momentos Espaciales

En términos simples, los momentos espaciales son medidas estadísticas que permiten describir un objeto. La siguiente fórmula describe un momento de orden $(p+q)$ para una función $f(x,y)$ [36]

$$m_{pq} = \iint_{-\infty}^{\infty} x^p y^q f(x,y) dx dy \quad (2)$$

Para una imagen digital, la cual es una función de la intensidad lumínica y es discreta tendríamos que la fórmula para describe los momentos espaciales es la siguiente [36]:

$$m_{pq} = \sum_x \sum_y x^p y^q I(x,y) \quad (3)$$

Los momentos más importantes para descripción son los de orden 0, orden 1 ya que con estos se puede calcular el cen-

tro de masa que es indispensable en el funcionamiento del sistema [36].

El momento de orden 0 está descrito por la siguiente ecuación:

$$m_{00} = \sum_x \sum_y I(x,y) \quad (4)$$

En una imagen binaria este momento representa el área del objeto. Los momentos de orden 1 son descritos a continuación:

$$m_{10} = \sum_x \sum_y xI(x,y) \quad (5)$$

$$m_{01} = \sum_x \sum_y yI(x,y) \quad (6)$$

El cálculo del centro de masa se realiza de la siguiente forma así [36]:

$$\bar{x} = \frac{m_{10}}{m_{00}} \quad \bar{y} = \frac{m_{01}}{m_{00}} \quad (7)$$

C. Extracción de curvaturas.

Esta operación tiene como base la extracción de bordes. Un borde son los pixeles en los cuales hay un cambio muy abrupto en la intensidad de la luz [35]. La extracción de bordes se puede hacer de tres formas diferentes:

- A través de operaciones morfológicas
- A través de la primera derivada de la función intensidad lumínica
- A través de la segunda derivada.

El procedimiento a realizar cuando se utiliza la primera o segunda derivada es capturar el cambio en la intensidad como se ilustra en la Fig. 4. Uno de los algoritmos más populares para la extracción de bordes es el algoritmo de canny, el cual utiliza la primera derivada [35]. Los tres pasos fundamentales del algoritmo son: [35]

- Obtención del gradiente
- Adelgazamiento de los bordes hasta un solo pixel (supresión no máxima)
- Histéresis de umbral

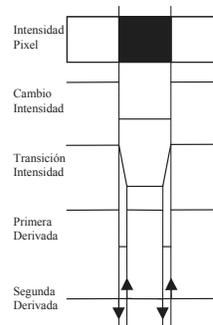


Fig. 4: Diagrama Extracción bordes

El valor de la curvatura para un pixel será determinado de la siguiente manera [2]: la curvatura del pixel es el ángulo formado por los vectores: $\vec{x}_1 \vec{x}_2$ y $\vec{x}_1 \vec{x}_3$

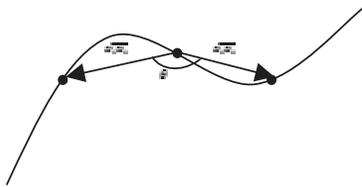


Fig. 5: Definición de curvatura de un pixel

IV. RESULTADOS OBTENIDOS

Se han programado dos algoritmos para el cálculo de las zonas de aprehensión, estos se ejecutan en forma secuencial.

El primero de ellos permite hacer la selección del objeto de la escena. El segundo hace la descripción de la curvatura del objeto y calcula los puntos de aprehensión del objeto.



Fig. 6: Algoritmo para la selección del objeto en la imagen

A. Selección de objetivo en la escena

El algoritmo para esta tarea se describe en la Fig. 6. La captura de la imagen se realiza mediante cámara web, la cual entrega una imagen RGB que, convertida a una imagen en escala de grises, se binariza. Para el cálculo del umbral se utilizó mediante el histograma de la imagen.

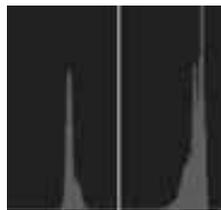


Fig. 7: Selección del umbral por medio de histograma

A continuación se realiza la separación de los objetos de la escena por medio de operaciones de lógicas que los etiquetan. Con los objetos ya segmentados se procede a calcular los centroides. A continuación, se calculan las distancias de los centroides hasta la mitad de la escena. Finalmente, se escoge el objeto con el centroide más cercano al centro de la imagen.

Por supuesto, el sistema de selección tiene la posibilidad de ser alterado, por ejemplo, el factor de decisión puede ser la tasa de crecimiento del área del objeto.



Fig. 8: Imagen Binaria



Fig. 9: Resultado primer algoritmo. Punto en gris es el centro de masa

B. Descripción de la curvatura del objeto

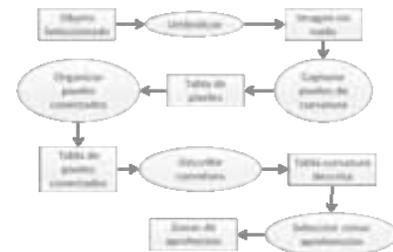


Fig. 10: Algoritmo para la descripción de la curvatura del objeto

Para la descripción de la curvatura se realizan varios pasos. Primero es necesario hacer otra umbralización para eliminar el ruido generado por las herramientas computacionales utilizadas. Una vez la imagen está libre de ruido se utiliza el algoritmo de canny para obtener el borde.



Fig. 11: Definición de curvatura de un pixel

Para la descripción de la curvatura se empieza por nombrar la sucesión de los pixeles del borde y como están interconectados.

El valor numérico de la curvatura de cada pixel se calcula mediante el algoritmo de k-coseno, con k igual a tres. Este valor de k es obtenido de forma empírica y es el más recomendado por la literatura. El resultado de esta descripción para el caso de la Figura 11 se muestra a continuación:

TABLA I
PARTE DESCRIPCIÓN CURVATURA

Pixel	Y	X	Curvatura
1	60	97	149,04
2	60	98	149,04
3	60	99	149,04
4	60	100	158,20

5	60	101	168,69
6	60	102	180,00
7	60	103	180,00
8	60	104	180,00
9	60	105	180,00

V. CONCLUSIONES

La visión artificial es un método efectivo para la extracción de información del entorno de un robot, por ejemplo la obtención de las características físicas de un objeto desconocido. En particular, la curvatura del objeto, que es una importante característica para el cálculo de las zonas de aprehensión estable.

Los algoritmos desarrollados tienen una baja complejidad pues trabajan con conceptos básicos de visión artificial, la mayoría de ellos a nivel de píxel.

Como trabajo futuro se requiere, por una parte, inmunizar los algoritmos a los efectos de la luz. Por otro lado, es necesario también realizar la transformación de coordenadas relativas (nivel de píxel) a coordenadas absolutas (sistema métrico).

VI. REFERENCIAS BIBLIOGRAFICAS

- [1] A. Hauck, G. Passig, J. Rüttiger, M. Sorg, y G. Farber, "Biologically motivated hand-eye coordination for the autonomous grasping of unknown objects". En *Autonome Mobile Systeme*, Noviembre 1999.
- [2] G. Recatalá, "Determinación, seguimiento y ejecución visual de agarres 2D usando una aproximación inspirada en comportamientos". Tesis Doctoral. Universitat Jaume I, Castelló 2003.
- [3] S. Hutchinson, G. Hager, Corke P., "A tutorial on visual servo control". *IEEE Trans. On robotics and automation*. Vol 12. pp. 651 – 670, 1996.
- [4] F. Chaumette, S. Hutchinson, Visual Servo Control, "Part I: Basic Approaches", En *IEEE Robotics and Automation*, Vol. 13, No. 4, Dec., 2006, pp. 82-90.
- [5] D. Kragic, H. Christensen. "A Framework for Visual Servoing", En *ICVS 2003*. pp 345 – 354, 2003
- [6] G. Hager, W. Chang, A. Morse, "A Calibration-Free, Self-Adjusting Stereo Visual Control System". En *Proceedings of the 13th IFAC World Congress*, pp. 343-348, 1996.
- [7] P. Corke, "High performance visual closed-loop robot control". Tesis doctoral. Universidad de Melbourne, Dept. Mechanical and Manufacturing Engineering, Julio 1994.
- [8] P. Corke, S. Hutchinson, "Real-Time Vision, Tracking and Control". En *Proc. IEEE Int. Conf. on Robotics and Automation (ICRA 2000)*, pp. 622 - 629, 2000.
- [9] P. Liu, N.D. Georganas, P. Boulanger, "Designing Real-Time Vision Based Augmented Reality Environments for 3D Collaborative Applications", En *Proc. Can. Conf. on Elec. And Comp. Eng.*, Winnipeg, Canada, May 2002
- [10] A. Davison. "Active Search for Real-Time Vision". En *ICCV 2005*. pp 66-73. Beijing, China. Octubre de 2005
- [11] G. Kogut, M. Trivedi, "A Wide Area Tracking System for Vision Sensor Networks" En *9th World Congress on Intelligent Transport Systems*, Chicago, Illinois, Octubre, 2002
- [12] M. A. Jaramillo, J. A. Fernández y E. Martínez de Salazar "Implementación del Detector de Bordes de Canny sobre Redes Neuronales Artificiales" *Actas de Congreso, SAAEI '00*. Tarrasa, España, 2000.
- [13] J. Cornellà, R. Suárez. "Determining Independent Grasp Regionson 2D Discrete Objects". En *18th IEEE/RSJ International Conference on Intelligent Robots and Systems, IROS'2005*, (ISBN 0-7803-8913-1), Edmonton, Alberta, Canada, August 2-6, 2005, pp.2936-2941.
- [14] A. Morales. "Learning to predict grasp reliability with a multifinger robot hand by using visual features". Tesis doctoral, Departamento de Ciencias de la computación e Ingeniería, Universidad Jaume I, Castellón, España, Enero 2004.
- [15] T. Fink, A. Hauck, G. Farber, "Towards an anthropomorphic robotical hand-eye coordination". Universidad Técnica de Munich. En *IMACS Conf. on Comp. Eng. in Systems Appl. (CESA'98)*, Vol. 4, pp. 483-488, 1998.
- [16] A. Hauck "Vision-Based reach-to-grasp movements: from the human example to an autonomuos robotic system". Tesis Doctoral. Universidad Técnica de Munich. 1999.
- [17] A. Morales, P. Sanz, A. Pobil, A. Fagg, "Vision-Based three-finger grasp synthesis constrained by hand geometry". Universidad Jaume I, Castellón, España, Universidad de Massachussets. En *Robotics and Autonomus Systems*. Vol 54, pp 496-512, 2004.
- [18] K. Ramnath, "A framework for robotic vision-based grasping task". Universidad de Carnegie Mellon. Estados Unidos, 2004.
- [19] B. Rössler, J. Zhang, Knoll A., "Visual Guided grasping of aggregates using self-valuing learning" Universidad de Bielefeld, Universidad Técnica de Munich. En *ICRA 2002*. pp. 3912-3917. 2002.
- [20] P. Sanz, J. Traver, A. Morales, G. Recatalá, "Razonamiento Geométrico para la determinación 2D de puntos de agarre". Universidad Jaume I. En *VIII Encuentros de Geometría Computacional, Col·leció "Treballs d'Informàtica i Tecnologia"*, pp. 394-401, Castelló, España, 1999.
- [21] A. Morales, P. Sanz, A. del Pobil. "How can I, robot, pick up that object with my hand". En *Fourth International Cognitive Robotics Workshop*. Agosto 2005.
- [22] C. Teo. "A Hibrid procedural / knowledge based approach to the animation of human hand grasping". Tesis de maestría. Departamento de Ciencias de la computación, Universidad Simon Fraser. Marzo 1994.
- [23] A. Bicchi. "On the closure properties of robotic grasping", *The Int. J. of Robotics Research*, vol.14, no.4, 1995.
- [24] A. Morales, G. Recatalá, P.J. Sanz, and A.P. del Pobil. "Heuristic vision-based computation of planar antipodal grasps on unknown objects. En *Proc. IEEE Intl. Conf. on Robotics and Automation*, pag. 583–588, Seoul, Korea, May 2001.
- [25] A. Morales, P.J. Sanz, G. Recatalá, A.P. del Pobil, and J.M. Fñesta. "Computing contact stability grasps of unknown objects by means of vision". En Helder Coelho, editor, *Progreso em Inteligència Artificial*. Actas do 6º Congresso Iberoamericano de Inteligència Artificial. pag. 241–252, Lisboa, Portugal, October 1998.
- [26] R. C. Gonzalez, R. E. Woods. "Digital Image Processing". Prentice – Hall. EUA 2002
- [27] Y.C. Park, G.P. Starr. "Grasp synthesis of polygonal objects using a three-fingered robot hand". *International Journal of Robotics Research*, 11(3):163–184, 1992.
- [28] C.A. Coulomb. "Théorie des machines simples en ayant égard au frottement de leurs parties et à roideur des cordages. Mémoires de Mathématique et de Physique présentés à l'Académie Royale des Sciences, par divers savans", Paris, 1781.
- [29] M. Roa , R. Suárez. "Grasp synthesis for 3D objects". *Universitat Politècnica de Catalunya. Institut d'Organització i Control de Sistemes Industrials*. España, 2006.
- [30] D.J. Montana. "The condition for contact grasp stability". En *IEEE Intl. Conf. on Robotics and Automation*, pag. 412–417, EUA, 1991.
- [31] M.T. Mason and J.K. Salisbury. "Robot hands and the mechanics of manipulation". En P. H. Winston and M. Brady, editors, *The MIT Press Series in Artificial Intelligence*. EUA, 1985.
- [32] H. Steffen. "Contact Point and Object Position from Force/Torque and Position Sensors for Grasps with a Dextrous Robotic Hand". *Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik , Technische Universität München, Alemania*, 2004
- [33] S. L. Jiang. "Sensor Based Manipulation for Multifingered Robotic Hand". Tesis doctoral. Universidad de Hong Kong en Ciencia y Tecnología. China, Agosto 2000.
- [34] C. Goldfeder, P. K. Allen, C. Lackner, R. Pelossof. "Grasp Planning via Decomposition Trees". En *IEEE Int. Conference on Robotics and Automation*. Italia Abril, 2000.
- [35] G. Pajares, J. M. De la Cruz. "Visión por computador. Imágenes digitales y aplicaciones". Alfaomega-RaMa. España, 2002
- [36] A. Sánchez. "Curso Visión Artificial". Departamento de Computación – ESCET – URJC, Universidad Rey Juan Carlos. España 2008

DetECCIÓN DE ESTRUCTURAS DE INFORMACIÓN EN SEÑALES DE PROCESOS COMPLEJOS

Gina M. Useche, Elías Buitrago, and Rafael M. Gutiérrez

Abstract—En este trabajo se presenta un procedimiento para detectar estructuras de información contenidas en señales empíricas de procesos complejos, útiles para caracterizar y eventualmente construir modelos de diferentes aspectos del sistema complejo correspondiente usando conceptos y métodos de dinámica no lineal y dinámica estocástica. Se preprocesa la información inicial a través de una etapa de filtrado digital y posteriormente se aplica el procedimiento para detectar la existencia de estructuras de información. Obteniendo como resultado valores numéricos que indican la presencia de información determinista e información estocástica. Finalmente se muestran resultados del procedimiento para la señal caótica del sistema de Lorenz como proceso complejo artificial (numérico) con contaminación, tamaño y resolución controlados.

Index Terms— Dinámica no lineal, Estructuras de Información, Procesos de Markov, Señales de procesos complejos.

I. INTRODUCCION

LA ciencia tiene como uno de sus objetivos el modelamiento del mundo natural. La construcción de modelos es parte fundamental en la creación de conocimiento científico de un mundo real complejo y con una gran variedad de fenómenos involucrados. Para representar aspectos del mundo real, generalmente se comienza por identificar las interacciones principales que determinan el comportamiento dinámico del sistema real, se realizan ciertas aproximaciones de las interacciones entre el sistema real y el resto del universo y hacer suposiciones que permitan la formulación de un modelo sencillo pero representativo. Sin embargo en la mayoría de los casos, las interacciones involucradas en un sistema son muchas e inseparables, lo cual nos conduce a sistemas complejos, como el clima, los sismos, procesos biológicos y fisiológicos, procesos sociales y económicos, etc.

Precisamente esta complejidad ha llevado a tratar nuevos

campos para la construcción de modelos. En el mundo real se pueden tener datos experimentales de una o más variables del sistema a partir de lo que se espera poder llegar a construir un modelo que represente al sistema adecuadamente y sirva para hacer predicciones y control. El análisis no lineal de señales o series de tiempo de procesos complejos es un método muy poderoso para avanzar en estos complejos retos.

Las señales de procesos complejos empíricos en general tienen una apariencia irregular y por lo tanto es difícil detectar estructuras de información (atributos relevantes dentro de un contexto determinado), en términos de métodos tradicionales (Transformada rápida de Fourier, Modelos Autoregresivos, función de autocorrelación, modelos lineales, etc). Debido a que las señales de procesos complejos están caracterizadas por tener contaminación, limitaciones de tamaño, calidad y resolución, y cuentan con un conocimiento insuficiente de los sistemas que las generan, una estrategia de preprocesamiento puede ser construir un conjunto de señales procesadas aleatoriamente a partir de la señal original por medio de una etapa de diferentes combinaciones de filtros digitales. En este trabajo se muestra como se aplicaron métodos de dinámica no lineal para diferenciar y aislar la información determinista y estocástica en las señales de procesos complejos.

El artículo está organizado de la siguiente manera: en la sección II se describe que es una señal de procesos complejos. En la sección III, se describe brevemente la etapa de procesamiento para obtener el conjunto de señales procesadas por filtros. En la sección IV se muestran los métodos de dinámica lineal que se utilizan para la detección de estructuras de información. La integración y cuantificación de los métodos de dinámica no lineal se describen en la sección V. La metodología descrita se aplica al sistema de Lorenz con diferentes niveles de contaminación y de tamaño, los resultados se presentan en la sección VI. Finalmente, algunas conclusiones se exponen en la sección VII.

II. SEÑAL DE UN PROCESO COMPLEJO

Una señal de un proceso complejo se obtiene de medir alguna variable de un sistema complejo, constituido por diferentes partes que interactúan, por lo general la señal es irreproducible y contiene diversas fuentes de contaminación, desconocidas e inseparables, haciendo que su análisis sea difícil. Además, con frecuencia se tiene un conocimiento

Manuscrito recibido en julio 10 de 2008. Este trabajo fue financiado por la Dirección Nacional de Investigaciones DNI-UAN.

G. M. Useche es investigadora del Grupo de Sistemas Complejos, Centro de Investigaciones, Universidad Antonio Nariño, Bogotá, Colombia; (e-mail: gina.useche@uan.edu.co).

R. M. Gutiérrez es Director del Grupo de Sistemas Complejos, Centro de Investigaciones, Universidad Antonio Nariño, Bogotá, Colombia; (e-mail: rafael.gutierrez@uan.edu.co).

E. Buitrago es miembro estudiantil IEEE, colaborador del Grupo de Sistemas Complejos, Centro de Investigaciones Universidad Antonio Nariño, Bogotá, Colombia; (e-mail: elias.buitrago@uan.edu.co).

teórico limitado del fenómeno y en particular de la relación ruido–señal, lo que hace indispensable implementar nuevas metodologías que den criterios de selección robustos, basados en una extensa cantidad de pruebas de ensayo y error.

El análisis no lineal de señales de un proceso complejo es una importante técnica usada en muchas disciplinas observacionales tales como economía, física, geofísica, demografía, marketing, fisiología, etc. [1]

III. ETAPA DE PROCESAMIENTO DE LA SEÑAL

El procesamiento consiste en la aplicación sistemática de diferentes filtros digitales pasabanda a la señal original (SO) para generar un gran conjunto de señales procesadas (SP). La aplicación de un filtro a una señal original genera una señal procesada. El filtro escogido es un filtro IIR Butterworth. Inicialmente se obtiene el espectro de potencias de la SO, luego se determinan las frecuencias F1 y F2 como las frecuencias inicial y final en donde esta contenida el 95% de la

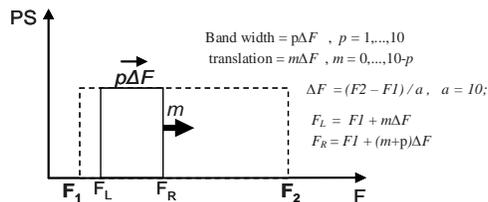


Fig.1. Filtros digitales pasa-banda dando todas las posibles traslaciones, p , y expansiones, m , con tamaño de paso ΔF .

energía. El rango de frecuencias definidas por F1 y F2 se divide en p partes iguales de ancho ΔF . El conjunto de filtros pasabanda que generan las SP es el resultado de las posibles combinaciones de FL y FR donde FL es la frecuencia izquierda y FR es la frecuencia derecha, ver figura 1. Fijando el valor de p y variando el orden del filtro n se obtiene 440 señales procesadas.

IV. MÉTODOS DE ANÁLISIS NO LINEAL

Las señales de procesos complejos no pueden ser analizadas a través de métodos lineales tradicionales, es por ello que se hace útil la aplicación de herramientas de análisis no lineal de series de tiempo con apariencia estocástica [2,3]. Los diferentes métodos para analizar series de tiempo no lineal y su correspondiente “software”, tienen fortalezas y limitaciones, por lo tanto, es importante combinar mas de uno de ellos para maximizar sus fortalezas y minimizar sus limitaciones. En este trabajo se usaron tres métodos de análisis no lineal:

1. El método de falsos vecinos próximos, FNN[4].

El procedimiento de falsos vecinos próximos es un método utilizado para estimar la dimensión de embedding óptima para una reconstrucción de la serie de tiempo. El algoritmo elimina los falsos vecinos, esto significa que puntos aparentemente cercanos en una dimensión m , son lejanos al aumentar la

dimensión de embedding debido a la proyección en la nueva dimensión. Luego la dimensión de embedding óptima se encuentra cuando la mayoría de vecinos cercanos se mantiene al aumentar la dimensión de embedding.

El método es conceptualmente simple. Encontrando los vecinos cercanos X_l para cada punto X_n en una dimensión m y llamando la separación entre estos puntos $R_n(m)$:

$$R_n(m) = \sqrt{(X_l - X_n)^2 + (X_{l-1} - X_{n-1})^2 + \dots}$$

y calculando la separación $R_n(m+1)$ en una dimensión $m+1$, si $R_n(m+1)$ excede significativamente a $R_n(m)$, entonces los

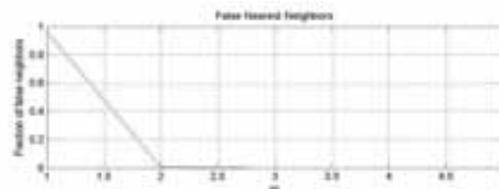


Fig. 2. El porcentaje de falsos vecinos cercanos para la variable $x(t)$ del sistema de Lorenz, usando $\tau=8$ determinado con el método de Información mutua. El porcentaje de FNN cae a cero en $m=3$.

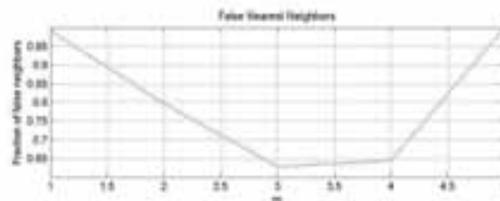


Fig. 3. El porcentaje de falsos vecinos cercanos para Ruido Blanco usando $\tau=1$.

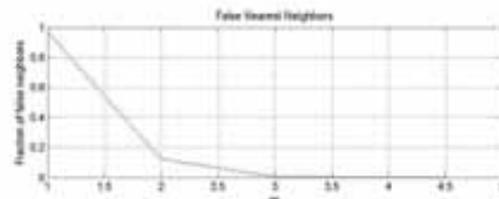


Fig. 4. El porcentaje de falsos vecinos cercanos para la variable $x(t)$ del sistema de Lorenz, después de aplicarle el método de surrogados.

vecinos son cercanos solamente por solapamiento o cruces y por lo tanto son vecinos falsos. El criterio para designar como falso un vecino cercano es cualquier vecino para el cual sea válido

$$\frac{|X_{l-m} - X_{n-m}|}{R_n(m)} > R_T$$

donde R_T es un valor umbral. El porcentaje residual de falsos vecinos es indicativo del nivel de contaminación de la señal que se está analizando. En la Fig.2 se muestra el porcentaje de falsos vecinos para los datos del sistema de Lorenz como una función de la dimensión. El porcentaje de falsos vecinos próximos va a cero en $m=3$, y permanece cero

de ahí en adelante. En contraste con estos resultados, en la Fig.3 el comportamiento para los datos de Ruido Blanco, se observa que el porcentaje de falsos vecinos decae pero nunca va a cero y luego de una dimensión de 4 vuelve a aumentar. Estos dos comportamientos se pueden considerar como referencias para información determinista e información estocástica respectivamente.

2. El método de Cao, CAO .

Es otro método para estimar el valor de la dimensión de embedding (m) de una serie de tiempo escalar con las siguientes ventajas: 1) no contiene ningún parámetro subjetivo excepto el tiempo de retraso; 2) no hay una fuerte dependencia con el numero de datos que se tengan disponibles; 3) puede distinguir claramente señales deterministas de señales estocásticas; 4) trabaja bien para series de tiempo que provienen de atractores de alta dimensión y 5) es eficiente computacionalmente [5].

En este método se estiman dos funciones $E1(m)$ y $E2(m)$. $E1(m)$, similar a FNN, sirve para estimar la dimensión de embedding. En particular si la señal es determinista, $E1(m)$ crece rápidamente para las primeras dimensiones y se estabiliza bruscamente en una valor de m , el cual sería el valor estimado para la dimensión de embedding. Si la señal es estocástica $E1(m)$ crece monótonamente, no presenta una saturación brusca. $E2(m)$ permite distinguir una señal determinista de una estocástica: Si la señal es determinista, $E2(m)$ se asemeja mucho a $E1(m)$; comienza muy baja y crece rápidamente hasta que se estabiliza a partir de la dimensión de embedding. Para una señal estocástica, $E2(m)$ permanece invariable desde el comienzo (entorno a 1) independientemente de m .

Resultados de la aplicación de este método se muestran en las figuras 5 y 6, la primera para el sistema caótico de Lorenz y la segunda para Ruido Blanco.

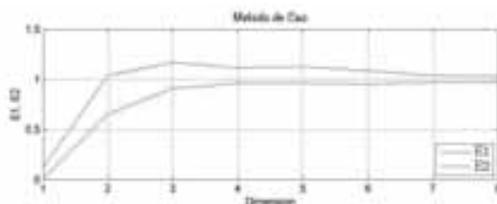


Fig. 5. Valores E1 y E2 para la variable $x(t)$ del sistema de Lorenz, E1 crece y luego de $m=3$ se estabiliza. E2 tiene un comportamiento similar a E1.

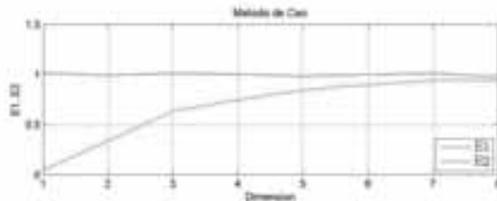


Fig. 6. Valores E1 y E2 para Ruido Blanco, E1 crece monótonamente sin estabilizarse. E2 permanece constante alrededor de 1.

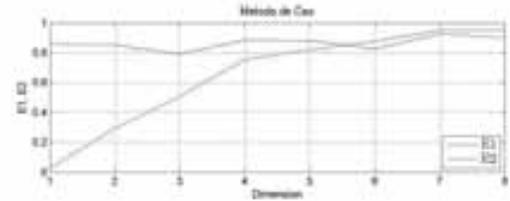


Fig. 7. Valores E1 y E2 para la variable $x(t)$ del sistema de Lorenz después de aplicarle el método de surrogados, E1 crece pero no presenta una saturación. E2 tiende a ser constante con valores cercanos a 0.9.

3. El método de información mutua, $IM[1]$.

La información mutua estima el valor óptimo del tiempo de retardo (τ) para la reconstrucción del espacio de fase [1,4]. La idea general es que un buen tiempo de retardo τ es aquel que dado un estado del sistema $X(t)$ provea una información nueva máxima acerca del estado $X(t + \tau)$, la diferencia entre el estado real y el predicho para $X(t + \tau)$ da una medida de esta información. Muchos bits de información pueden ser predichos para τ pequeño (los estados se encuentran “cerca”), pero esta cantidad de bits debe ir disminuyendo a medida que τ aumenta, de esta manera se toma como τ óptimo aquel donde se encuentre el primer mínimo local de la función de información. Por ejemplo, en la Fig.8 se muestra la función de

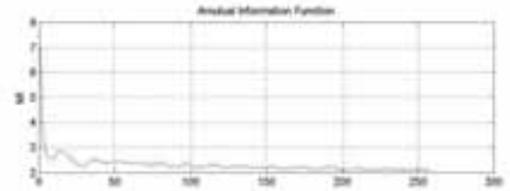


Fig. 8. Función de Información Mutua para la variable $x(t)$ del sistema de Lorenz. El primer mínimo de esta función es $\tau=8$, y es el valor de time lag que se utiliza para la reconstrucción del espacio de fase.

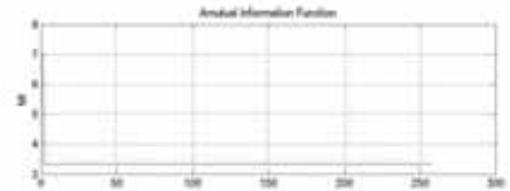


Fig. 9. Función de Información Mutua para Ruido Blanco. No hay mínimo.

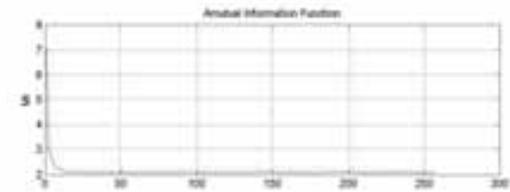


Fig. 10. Función de Información Mutua para la variable $x(t)$ del sistema de Lorenz, después de aplicar el método de surrogados. Se presenta un cambio cualitativo del comportamiento de la función respecto a la Fig. 8.

4. Método de Surrogates

Una característica importante de un sistema caótico es que puede producir una serie de tiempo que pase la mayoría de pruebas de aleatoriedad. Así mismo un sistema puramente aleatorio con un espectro de potencias no uniforme (ruido coloreado) puede pasar como caos. De esta manera, dar indicios acerca de si una serie es caótica o no se convierte en un aspecto fundamental del análisis, como ha sido mencionado previamente. La prueba de surrogados [6], está diseñada para imitar las propiedades estadísticas de los datos pero con el determinismo removido.

Comparando las figuras 4, 7 y 10 con las figuras 2, 5 y 8 respectivamente, se puede observar como se afectan los resultados al aplicar el método de surrogados. Cuando se observa un cambio cualitativo implica que ciertas correlaciones de los datos se remueven indicando que hay presencia de determinismo en los datos analizados.

A pesar de las limitaciones naturales de la información empírica, estos tres métodos son muy robustos y eficientes para detectar trazas de determinismo. Si una SO tiene algunas trazas de información determinista, tendremos una manera de dar luces sobre esta información que puede aparecer en algunas SP particulares. A pesar de la robustez de estas herramientas de análisis, su aplicación a señales reales puede no ser suficiente y esfuerzos adicionales deben ser hechos para encontrar resultados significativos. Haciendo uso del método de surrogados en dos formas diferentes nos darán indicios de la confiabilidad de esos resultados [6].

V. INTEGRACIÓN Y CUANTIFICACIÓN DE LOS MÉTODOS

Los resultados de estos tres métodos no lineales son cualitativos, observados en las características de los gráficos que estos arrojan. Se desarrolló una transformación de estos resultados cualitativos en resultados cuantitativos presentados en la tabla I.

TABLA I
ESTIMATIVOS DETERMINISTAS Y ESTOCÁSTICOS

Método Valor	FNN	CAO	IM
D	≤ 1.0	≤ 0.8	Si $\tau > 1$ y $\tau > 0.05 \text{ IMMAX}$
SD	(1.0 - 2.5)	(0.8 - 5.5)	-----
S	≥ 2.5	≥ 5.5	Si τ no existe

Estimativos Deterministas y Estocásticos. D=Determinista, S=Estocástico y

Después de aplicar esta transformación a resultados cuantitativos, se obtiene la matriz **D**, la cual consta de 9 columnas: las 3 primeras columnas corresponden a los resultados de los tres métodos de análisis no lineal y las siguientes 6 corresponden a aplicar los dos métodos de surrogados con los tres métodos no lineales. Como se observa en la tabla los resultados de esta matriz son **D** para determinismo, **S** para estocástico y **SD** es indefinido. A cada resultado se le asignó un valor numérico: **D**=1, **SD**=2, **S**=3.

Los surrogados generan valores numéricos entre 1/2 y 2 dependiendo del resultado correspondiente a los tres métodos. Cada SP genera un número el cual es el resultado de sumar las nueve columnas, con valor mínimo de 0 para determinismo claro y de valor máximo 21 para estocasticidad.

VI. APLICACIONES AL SISTEMA DE LORENZ

La metodología expuesta se aplicó al sistema de Lorenz con ruido y con diferentes tamaños de la serie para observar la robustez de los resultados. En la tabla II se muestran los resultados de la aplicación de este método para diferentes tamaños de la señal artificial de Lorenz, se observa que si aumenta el número de datos, N, hay una disminución en el valor promedio de D, lo cual indica que si se tiene un mayor número de datos se hace más notoria la presencia de determinismo. En las figuras 11 y 12 se muestran los resultados del valor de D, para N=2000 los valores de D están entre 6-8 con algún punto fuera de este rango mientras que

TABLA II
RESULTADOS PARA LA SEÑAL ARTIFICIAL DE LORENZ

Señal	N	D _{max}	D _{min}	D _{mean}
1	2000	9.5	5	6.5±2.3
2	5000	8	4	5.7±2.9
3	10000	8	4	4.5±3.2
4	20000	8	3.5	4.4±3.0
5	50000	8	2	4.2±2.2

D_{mean} = Promedio ± Desviación estándar

Resultados de la metodología para la señal de Lorenz variando el numero de datos N.

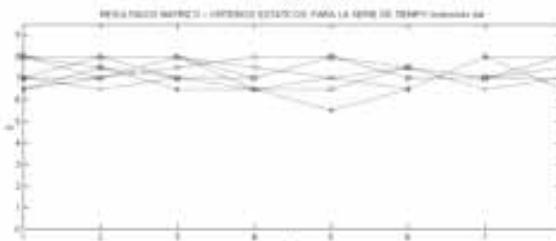


Fig. 11. Resultados de la matriz D en función del orden del filtro n, para la señal de Lorenz con N=2000 datos.

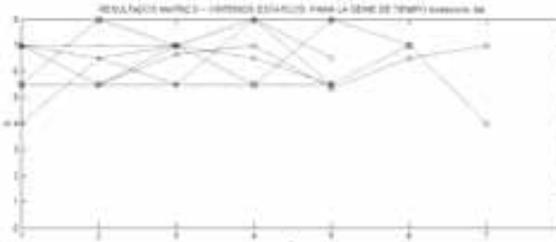


Fig. 12. Resultados de la matriz D en función del orden del filtro n para la señal de Lorenz con N=10000 datos.

para N=10000 los valores se dispersan con un rango entre 4-8. En la tabla III se muestran los resultados de D si se adiciona un nivel de ruido a la señal original (N=10000), los valores de

D aumentan sustancialmente, lo cual indica que hay pérdida del determinismo y se hace evidente la presencia de estocasticidad. En las figuras 13 y 14 se observa el comportamiento de estos resultados para niveles de ruido del 10% y del 70%. Se puede notar que ciertos valores de D de la señal contaminada son similares a los obtenidos para la señal sin contaminar.

TABLA III
RESULTADOS PARA LA SEÑAL ARTIFICIAL DE LORENZ

Señal	% Ruido	D_{max}	D_{min}	D_{mean}
6	10	17	4	8.8±3.8
7	30	17	5	8.8±3.8
8	50	17	5	9.0±3.9
9	70	17	4	9.0±4.0

$D_{mean} = \text{Promedio} \pm \text{Desviación estándar}$

Resultados de la metodología para la señal de Lorenz adicionando ruido.

La consistencia de los resultados de la aplicación a la señal

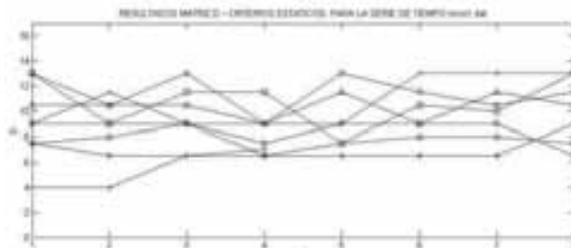


Fig.13. Resultados de la matriz D en función del orden del filtro n para la señal de Lorenz con ruido del 10%.

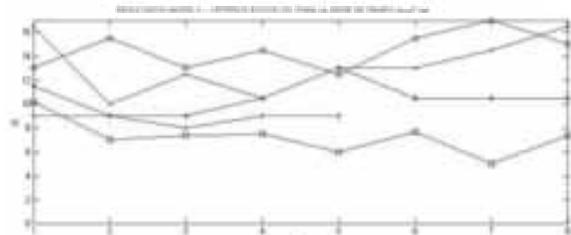


Fig.14. Resultados de la matriz D en función del orden del filtro n para la señal de Lorenz con ruido del 70%.

caótica artificial muestra la validez de la transformación a valores cuantitativos de los resultados cualitativos de los tres métodos no lineales utilizados.

Es importante resaltar que al aumentar el nivel de ruido en la señal original aumenta el valor de D pero eventualmente se presentan unas SP en las cuales los valores de D pueden disminuir incluso hasta el rango de valores de la señal sin contaminar.

La robustez observada permite considerar que el método aquí presentado puede ser una poderosa herramienta para el análisis, y posterior modelamiento, de series de tiempo reales con apariencia muy irregular que difícilmente pueden ser analizadas con métodos tradicionales.

ACKNOWLEDGMENT

Agradecemos el apoyo del grupo de investigación "Sistemas Complejos" y a todo el personal de la Dirección Nacional de Investigaciones, Universidad Antonio Nariño.

REFERENCES

- [1] J.C. Sprott. *Chaos and Time-Series Analysis*. 2nd ed. Ed. Oxford University Press, 2006, pp. 2-5 y pp. 314-317.
- [2] R. Hegger and H. Kantz, "Practical implementation of nonlinear time series methods: The TISEAN package." arXiv:chao-dyn/9810005 v1. El software de Tisean se puede bajar en <http://www.mpiipks-dresden.mpg.de/~tisean/>, 1998.
- [3] Ch. Merkwirth, U. Parlitz and W. Lauterborn. "Nonlinear time series analysis using TSTOOL". El software de Tstool se puede extraer en <http://www.physik3.gwdg.de/tstool/>, 2000, pp.256-260.
- [4] H. D. I. Abarbanel. *Analysis of observed chaotic data*, New York: Springer-Verlag, 1996, pp. 39-47.
- [5] L. Cao, "Practical method for determining the minimum embedding dimension of a scalar time series", *Physica D* 110, 1997, pp 43-50.
- [6] T. Schreiber and A. Schmitz, *Surrogate Time Series*. arXiv:chao-dyn/9909037, 27 Sep 1999.
- [7] R.M. Gutiérrez, G. Useche and E. Buitrago, "Separation of Stochastic and Deterministic Information from Seismological Time Series with Nonlinear Dynamics and Maximum Entropy Methods". *AIP Conf. Proc.* 954, 2007, pp. 410-417.

Gina M. Useche es Física de la Universidad Nacional de Colombia e Ingeniera Civil de la Universidad Santo Tomas. Desde hace tres años viene trabajando en el Análisis No Lineal de Series de Tiempo en el Grupo de Sistemas Complejos de la Universidad Antonio Nariño. Recientemente se encuentra haciendo Análisis de Series de Tiempo de origen sísmico y económico.

Rafael M. Gutiérrez es Físico de la Universidad Nacional de Bogotá, M.Sc. de la Universidad de Montreal, Canadá, y Ph. D. de la Universidad de Nueva York, EU, en el programa *Applied Science* de la Facultad de Ciencias. Del año 1998 al año 2000 fue investigador informalmente en la Universidad de Ginebra y la Escuela Politécnica de Lausanne, Suiza. Desde el año 2001 fundó y ha dirigido el grupo de Sistemas Complejos del Centro de Investigaciones de la Universidad Antonio Nariño. El interés fundamental de este grupo es la aplicación de conceptos y técnicas de la física estadística y la dinámica no lineal en el análisis, caracterización y construcción de modelos de sistemas complejos a partir de observaciones. Especialmente en series de tiempo de origen biológico.

Elias B. Bolivar es estudiante de décimo semestre de Ingeniería Biomédica en la Universidad Antonio Nariño de Bogotá. Actualmente trabaja su proyecto de grado con el Grupo de Sistemas Complejos de la Universidad Antonio Nariño y la Liga Central Contra la Epilepsia (LICCE), Bogotá-Colombia, titulado "Minimización de artefactos fisiológicos en registros electroencefalográficos digitales mediante separación ciega de fuentes".

Elias es Vicepresidente de la rama estudiantil IEEE de la Universidad Antonio Nariño. En Mayo de 2008, presentando resultados preliminares de su proyecto de grado en el III Congreso Colombiano de Bioingeniería e Ingeniería Biomédica fue galardonado con el segundo puesto en la categoría ponencia estudiante.

Diseño e implementación de practicas de laboratorio para el uso de DSP's 56800 de Motorola

J. Avendaño julianavca@hotmail.com, F. R. Jiménez L. fjimenez@ustatunja.edu.co
Grupo de Investigación ARMONICO DSP, Universidad Santo Tomás – Seccional Tunja

Abstract— In this document the results obtained from the study and final development of experimental practices for the digital signal processing realized with the DSP 56F8323 of Motorola are presented. These practices are organized by chapters, which contain the theoretical information necessary to develop each of these experiments, beginning with the programming surround of the device and following with the study of the main application modules. In complement to this information is designed and annexed in each documents a laboratory guide on which is based the research as well as the practices development and a video in which is showed the operation of each of them.

Index Terms— Digital Signal Processing, Digital Signal Processor (DSP), Processors Architecture, Processor Expert, Input Output Module, Analogue Digital Converter Module, Digital Communications Systems, Digital Filters, PID Control.

I. INTRODUCCION

EN este proyecto se recopila y genera información detallada de la programación de los DSPs de referencia 56800 de Motorola, la cual se realiza usando la herramienta del Procesador Experto suministrada en le software Metrowerks CodeWarrior [6]. Esta versátil herramienta permite interactuar de modo grafico con el Procesador Digital de Señales (DSP) y así conocer cada una de las funcionalidades con las que cuenta este dispositivo digital.

Una vez conocida la forma de programación se diseñaron y desarrollaron prácticas en las cual se interactuó con el DSP, observando como el dispositivo transfiere señales y datos digitales y análogos a través de sus módulos de entrada y salida.

La importancia y el aporte al desarrollar este proyecto

Artículo escrito el 18 de Junio de 2008. La investigación ha sido soportada por el Grupo de Investigación GITELCOM de la Facultad de Ingeniería Electrónica, Universidad Santo Tomás, Seccional Tunja, Boyacá, Colombia.

F. R. Jiménez López es Docente de la Facultad de Ingeniería Electrónica de la Universidad Santo Tomás de Tunja, Boyacá, Colombia. Sus intereses de investigación incluyen la ingeniería de control, el control digital, la electrónica de potencia, y el Procesamiento Digital de Señales (E-mail: fjimenez@ustatunja.edu.co).

J. A. Avendaño. Ingeniero Electrónico, egresado de la Facultad de Ingeniería Electrónica, Universidad Santo Tomás - Tunja. (E-mail: julianavca@hotmail.com).

radica en la implementación de guías experimentales con DSP's para estudiantes y profesionales en Ingeniería, y dar soporte a las líneas de investigación que actualmente ofrece la Facultad de Ingeniería Electrónica de la Universidad Santo Tomás Tunja, teniendo en cuenta que se busca publicar esta experiencia como un documento guía de introducción a la programación de procesadores de Freescale o Motorola.

De esta forma se logra dar a conocer una electiva de profundización la cual enriquece tecnológicamente las aplicaciones de los grupos de investigación, con el fin de que cada día más estudiantes se interesen por desarrollar proyectos innovadores con este tipo de dispositivos.

El capítulo II muestra información detallada de la programación de los DSPs de Motorola, usando la herramienta del Procesador Experto y sus principales herramientas de edición, compilación, programación y depuración. El capítulo III describe como se configuran y caracterizan los puertos digitales de entrada y salida con los que cuenta el DSP. A continuación en el capítulo IV se describe en forma general las características del conversor Análogo Digital (ADC), sus modos de operación, los pines asignados en el encapsulado y el método de programación utilizando el Procesador Experto. Seguidamente el capítulo V presenta las características mas relevantes y la descripción del funcionamiento del modulo de Modulación por Ancho de Pulso (PWM) en el DSP de Motorola, además de su modo de programación con el Procesador Experto.

El capítulo VI da a conocer como se realiza una comunicación digital entre el DSP y un equipo Terminal de datos (DTE) mediante la interfaz RS-232. De igual manera en el capítulo VII se profundiza en conocer el método de programación del algoritmo digital de filtros digitales y finalmente en el capítulo VIII se describe el funcionamiento de un compensador Proporcional Integral Diferencial (PID) basado en el DSP Motorola para el control de motores trifásicos.

II. DESCRIPCIÓN DEL PROCESADOR EXPERTO (PE) PARA DSPS DE MOTOROLA

A. Metrowerks Codewarrior

Es un software desarrollado por la empresa Metrowerks [6],

para la simulación y programación de dispositivos digitales de Motorola. Provee un conjunto de herramientas útiles, para la ejecución de códigos en una gran variedad de computadores usando diferentes lenguajes de programación. El CodeWarrior IDE incluye compiladores, links, un editor de código fuente, un depurador, y un conjunto de herramientas para el desarrollo de aplicaciones rápidas. La interfaz grafica permite revisar, navegar, examinar, compilar y generar los códigos durante el desarrollo del programa. Permite además, configurar las opciones para la generación del código, realización del proyecto, y otras operaciones.

B. El Procesador Experto

El Procesador Experto (PE) se desarrolló originalmente como un producto autosuficiente para proporcionar un ambiente de desarrollo y programación de DSPs y microcontroladores más eficaz y cómodo, integrado como herramienta del software Metrowerks CodeWarrior. Dicha herramienta genera el código a partir del uso de *Iconos Incorporados*, mientras que el CodeWarrior maneja los archivos de proyecto, compila y pone a punto la aplicación requerida. En la figura 1, se observa el ambiente de trabajo del CodeWarrior IDE con la herramienta del Procesador Experto activa.

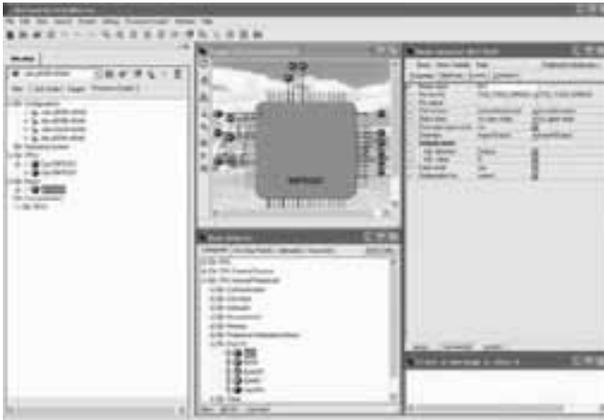


Fig. 1. CodeWarrior IDE con la herramienta del Procesador Experto activa.

C. Características Del Procesador Experto.

El PE se diseñó para el desarrollo rápido de aplicaciones integradas para un amplio rango de sistemas microcontrolados y microprocesador [6]. La aplicación es creada desde los componentes, utilizando los llamados *Iconos Incorporados* o *Beans*. Estos *Iconos* encapsulan la funcionalidad de los elementos básicos de los sistemas incorporados como el código de la Unidad Central de Proceso, los periféricos, periféricos autónomos, dispositivos virtuales y algoritmos de software puros, así como la modificación de estas facilidades en cuanto a propiedades, métodos y eventos (como objetos OOP "Object Oriented Programming").

El PE sugiere, conecta y genera un manejador para el hardware del sistema incorporado, los periféricos, o

algoritmos. Esto le permite al usuario concentrarse en la parte creativa del proceso de diseño del sistema y desarrollar un estilo de diseño de la aplicación en ventanas directamente definiendo el comportamiento de la aplicación en lugar de desperdiciar tiempo intentando realizar el código y configuración de las aplicaciones deseadas.

Adicionalmente el usuario puede crear sus propios *Iconos* usando la herramienta externa Asistente de *Iconos* (*Beans Wizard*). Las fuentes de código pueden generarse para varios lenguajes de programación incluyendo ensamblador, ANSI-C, MODULA-2, JAVA, etc.

III. MÓDULOS DE ENTRADAS Y SALIDAS DIGITALES

El DSP 56F8323 tiene definidos 3 puertos de Entrada y Salida de datos digitales denominados como puerto A, B y C para Propósito General [6]. El puerto A tiene 12 bits y el periférico asociado a el es el modulo PWM. El Puerto B posee 8 bits y los periféricos asociados a el son el modulo de comunicación serial periférica SPI0. Y el Puerto C contiene 7 bits y los periféricos asociados al cristal externo, bus de comunicación serial CAN y el modulo de temporización, comparación y captura TMRC.

Para este modulo se diseñó una practica de laboratorio que consistió en configurar un puerto digital como entrada y otro como salida, de tal manera que se exponen los pasos a seguir para adicionar los respectivos *iconos* incorporados, su configuración en el PE y el uso de comandos en C para su aplicación [1]. La experiencia consistió en que la información ingresada en el puerto de entrada se viera reflejada en el puerto de salida. Esta guía fue verificada e implementada en hardware y verificada mediante un video de la aplicación.

IV. MODULO CONVERSION ANÁLOGO DIGITAL

El DSP 56F8323 de Motorola cuenta con 2 convertidores análogo digital (Convertor A/D A y Convertor A/D B) cada uno de 12 bits y 4 canales, lo cual permite realizar dos conversiones simultáneamente. En este se trabajan con los canales disponibles para el convertidor que van desde las entradas análogas ANA0 a ANA3 y de ANB0 a ANB3. Dos circuitos independientes de muestreo y retención alimentan por separado a los dos Convertidores A/D de 12 bits. Los dos convertidores por separado almacenan los resultados en un buffer accesible, aguardando por el procesado de los módulos internos.

A. Modo de Operación Normal

Los dos modos de operación normal son: El modo simple referenciado (CHNCFG bit=0): En este modo la entrada multiplexada del Convertor A/D selecciona una de las ocho entradas análogas y las direcciona a las respectivas terminales del DAC. El terminal negativo de la entrada análoga se conecta al pin VREFLO durante este modo. El Convertor A/D mide los voltajes de la entrada análoga seleccionada y los compara con el voltaje rango de referencia (VREFH - VREFLO) [1].

En el Modo diferencial (CHNCFG bit=1) el Conversor A/D mide el voltaje diferencial entre las dos entradas análogas y lo compara con el voltaje rango de referencia (VREFH - VREFLO). La entrada es seleccionada como una entrada par: ANA0/1, ANA2/3, ANA4/5, ANA6/7, ANB0/1 o ANB2/3, ANB4/5 y ANB 6/7. En este modo el terminal positivo de la entrada análoga se conecta a la entrada análoga par mientras que el terminal negativo se conectada a la entrada análoga impar.

B. Muestreo Secuencial vs Muestreo Paralelo

En modo secuencial se toman hasta 16 muestras, una a una en forma ordenada desde la muestra 0 hasta la muestra 15. Cada muestra puede provenir de cualquiera de las 16 entradas análogas ANA0-ANB7, y de esta manera la misma entrada puede ser referenciada para más de una muestra. El barrido arranca cuando el bit START0 y el bit SYNC0 se escriben con un 1 lógico. El escaneo finaliza cuando la primera muestra deshabilitada es encontrada por el registro SDIS interno del DSP.

El barrido paralelo se realiza cuando en forma simultánea el conversor A realiza más de ocho muestras (Muestra 0-3, Muestra 8-11) junto con el conversor B (Muestra 4-7, Muestra 12-15). Las muestras 0-3 y 8-11 hacen solo referencia a las entradas análogas del conversor A ANA0-7. Las muestras 4-7 y 12-15 hacen solo referencia a las entradas análogas del conversor B ANB0-7. Con esta apreciación, cualquier muestra es referenciada a cualquier pin y la misma entrada es referenciada a más de una muestra.

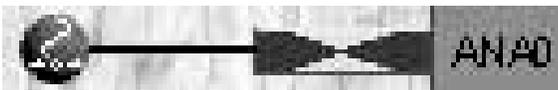


Fig. 2. Icono PWM conectado al DSP 56F8323.

El Icono de la figura 2 implementa la funcionalidad del Conversor A/D interno que posee la CPU. Las Propiedades del Icono son definidas de acuerdo al código de inicialización proporcionado y los Métodos se seleccionan de acuerdo a la ejecución. Las propiedades definen todas las configuraciones del modo de operación del Conversor A/D, aparte de los servicios de polling, interrupción, acceso directo a memoria, el modulo proporciona la medición de la ejecución del modo de control.

Para este modulo se diseño una practica de laboratorio que consistió en configurar tres entradas análogas de entrada una simple referenciada y una referenciada en forma diferencial, exponiendo los pasos a seguir para adicionar los respectivos iconos incorporados, su configuración en el PE y el uso de comandos en C para su aplicación. Esta practica se diseño, implemento y verifco ingresado dos señales análogas previamente instrumentadas que ingresaron a los tres pines de entrada del conversor A/D, se realizo la conversión respectiva, y se proceso en forma digital internamente en el DSP para ser entregada en un puerto digital y ser convertida nuevamente a partir del Conversor Digital Análogo DAC0808 para ser

visualizada en un osciloscopio. Esta guía fue verificada e implementada en hardware y verificada mediante un video de la aplicación.

V. MODULO DE MODULACIÓN POR ANCHO DE PULSO PWM

El Módulo de modulación por ancho de pulso (PWM) puede ser configurado en tres pares de señales complementarias, seis señales PWM independientes o sus combinaciones, tal como un complementario y 4 independientes. Soporta modulación de 0 al 100% del ciclo de trabajo y control por ancho de pulso síncrono alineado al borde y alineado al centro.

La resolución del PWM se configura con un periodo de reloj para alineación al borde y dos periodos de reloj para operación alineada al centro. El periodo de reloj depende de la fuente de frecuencia o reloj del sistema o 3 veces la velocidad del reloj del sistema y un divisor de frecuencia programado.

Cuando se generan señales PWM complementarias, automáticamente el sistema genera un tiempo muerto a la salida del par de señales PWM. Cada salida PWM puede ser controlada por el generador de señal PWM, por el temporizador, por los resultados de conversión del Conversor A/D, mediante hardware por los pines de los puertos digitales o por software manualmente separando el control de polaridad de salida alto y bajo. La salida asimétrica del PWM se habilita al cambiar el ciclo de trabajo del PWM alternativamente a cada mitad de ciclo sin involucrar software.

A. Características del Módulo PWM

Las características más relevantes que presenta el Módulo PWM del DSP 56F8323 de Motorola configurables por el PE son: la operación del reloj esta sincronizada al del sistema o 3x reloj del sistema [5]; generaron de 6 señales PWM, todas independientes, pares complementarios, combinación entre independientes y complementarios; configuración de las características del canal de operación complementario, inserción separada de tiempo muerto por flancos de subida y bajada; corrección de anchos de pulso altos y bajos a través de software; salida PWM asimétrica dentro de la operación alineada al centro; señales PWM alineadas al borde o al centro; salida de PWM controlada por software; protección por hardware programada por defecto; control de polaridad de salida para comparación en el PWM; control de polaridad para la salida del PWM; modos Push-Pull y Open Drain configurables; filtros de entrada programables para señales de falla y registros de protección contra escritura entre otros.

El Icono de la figura 3 implementa un generador de señal PWM con un ciclo de trabajo y periodo preestablecido.

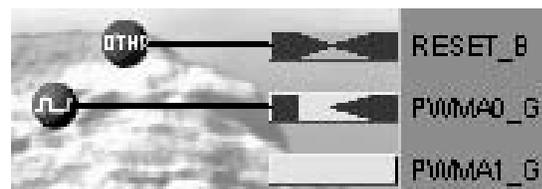


Fig. 5. Métodos de programación del Icono DSP_Func_DFR del DSP 56F8323.

La mayoría de estos algoritmos como lo son la Transformada Rápida de Fourier (FFT), la implementación de Filtros de Respuesta Finita al impulso (FIR), Filtros de Respuesta al impulso Infinita (IIR) y la correlación, son soportados [3], [4].

La practica diseñada utilizando este icono incorporado partió del diseño de filtros FIR e IIR utilizando la herramienta de diseño de filtros digitales FDATATool de Matlab a partir de unas especificaciones establecidas, para obtener los coeficientes de los filtros digitales, a partir de esos coeficientes se selecciono el icono incorporado DSP_Func_DFR, y se configuro en el PE teniendo en cuenta diferentes características del filtro y sus respectivos métodos o comandos a utilizar en C para su aplicación [6]. Se configuro una entrada análoga de audio y con el montaje del modulo del conversor análogo digital se realizo el filtrado de una señal de voz con las diferentes configuraciones de los filtros. Esta práctica fue verificada e implementada en hardware y verificada mediante un video de la aplicación.

VIII. MODULO DE SOFTWARE PARA CONTROL PID DIGITAL

El diseño de esta práctica se baso en el estudio y aplicación del Icono incorporado para Control PID (Proporcional Integral Diferencial) de Motores Trifásicos denominado MC_PIController.

Esta práctica se realizo para obtener el algoritmo de control de velocidad para motores trifásicos a partir de la medición de corriente en las líneas de alimentación del motor o la velocidad presente en el eje del motor a lazo cerrado [2]. En la figura 6 se observan los métodos del Icono que contiene el estándar de aplicación para controladores PI y PID para uso en aplicaciones de control de motores en general.

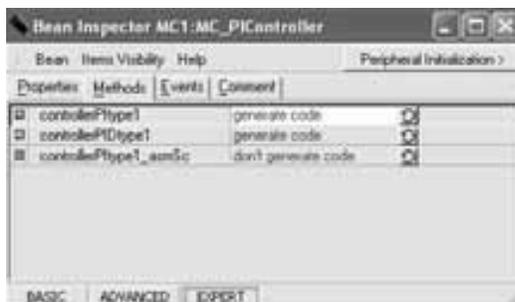


Fig. 6. Métodos del Icono MC_PIController del DSP 56F8323.

IX. CONCLUSIONES

Durante el desarrollo de las prácticas se puede observar la facilidad con la cual se programan los diferentes módulos del DSP utilizando la interfaz grafica llamada Procesador Experto. El documento desarrollado a partir de este proyecto le permite al lector iniciarse en la metodología de desarrollo de proyectos con DSPs de la familia de Motorota utilizando el Procesador Experto mediante el desarrollo y seguimiento de

guías experimentales que orientan paso a paso la manera de manejar el software, de utilizar las herramientas y módulos del DSP, su configuración y la implementación y verificación de los ejercicios propuestos de manera didáctica.

En la practica sobre al manejo del modulo conversor A/D, se exploró el modo simple referenciado y modo diferencial con el cual se llevo a cabo el desarrollo de la practica, esto permitió lograr de un modo sencillo realizar la conversión de una señal análoga en datos digitales que luego fueron analizados, procesados y modificados.

La aplicación con el modulo de PWM se realizo con el Icono PWMMC destinado por el PE para generar mediante el DSP 6 señales cuadradas con un desfase de 120°, las cuales alimentaron un inversor de tensión destinado a controlar una carga resistiva y la velocidad de un motor trifásico. En lo que se refiere al trabajo con la interfaz serial o RS232 de la comunicación digital realizada entre el DSP y el computador, se observo que el DSP 56F8323 presentaba algunos inconvenientes en la programación y no se podía establecer la comunicación serial con el PC a través del puerto RS232 que viene incluido en la tarjeta de evaluación del DSP en mención, por lo tanto se tuvo que realizar esta practica con el DSP 56F827 sin alterar el código de. La práctica sobre el diseño de un filtro FIR e IIR con el DSP para procesamiento de una señal de voz fue posible gracias al estudio del Icono DSP_Func_DFR que ofrece el Procesador Experto para el diseño de este algoritmo programable al DSP.

REFERENCIAS

- [1] MARIÑO ACEBAL, José B. Tratamiento digital de la señal una introducción experimental. 2ª Edición. México. Alfaomega. 1999. Pág. 382. ISBN: 970-15-0449-6.
- [2] CRAIEM, Damian Oscar y ARMENTANO, Ricardo. Análisis de sistemas lineales. 1ª Edición. Argentina. Nuevos Tiempos. 2003. Pág. 500. ISBN: 987-98391-6-1.
- [3] PROAKIS, John G. y MANOLAKIS, Dimitris G. Tratamiento digital de señales: Principios, algoritmos y aplicaciones. 3ª Edición. España. Prentice-Hall. 1998. Pág. 1010. ISBN: 84-8322-000-8.
- [4] OPPENHEIM, Alan V. y WILLSKY, Alan S. Señales y sistemas. 2ª Edición. México. Prentice-Hall. 1994. Pág. 956. ISBN: 970-17-0116-X.
- [5] RORABAUGH, C. Britton. DSP Primer. 1ª Edición. Estados Unidos. McGraw-Hill. 1998. Pág. 560. ISBN: 978-0070540040.
- [6] Documentación Técnica de DSPs 56800 de Motorola. Freescale Semiconductor. Disponible: www.freescale.com/webapp/sps/site/overview.jsp?nodeId=01624686366292

Jiménez López Fabián Nacido en Sogamoso, Colombia, en Marzo 13 de 1977. Recibió el título de Ingeniero Electrónico de la Universidad Pedagógica y Tecnológica de Colombia, Seccional Sogamoso, Colombia en el 2000, y el título de Especialista en Automatización Industrial de la Universidad Pedagógica y Tecnológica de Colombia, Seccional Sogamoso en el 2002. En el 2001, ingreso a la Facultad de Ingeniería Electrónica de la Universidad Santo Tomas Tunja.

Aspirante a Maestría en Electrónica - Automatización y Control, Universidad Nacional de Colombia. Actualmente labora como docente en las áreas de Control, Tratamiento Digital de Señales y Automatización. En el 2004 crea el Grupo de Investigación ARMÓNICO – DSP, y es director del Grupo en la línea de Instrumentación y Control.

Avendaño Julián. Julián Avendaño Ingeniero Electrónico de la Universidad Santo Tomas Tunja, Colombia. Perteneciente al Grupo de investigación Armónico DSP en la línea de Instrumentación y Control.

Medición del espesor de la capa asfáltica usando visión artificial

Jaime A. Arango, Giovanni Corrales, Eval B. Bacca, Eduardo Caicedo – Universidad del Valle

Resumen—En la evaluación integral de pavimentos para la rehabilitación de vías, una de las variables a medir es el espesor de las capas o carpetas que componen el suelo. El objetivo de este artículo es proponer una técnica para la medición del espesor de la capa asfáltica de una vía usando un boroscopio, un digitalizador de imágenes y herramientas de procesamiento digital de imágenes. Se presenta el método de construcción de la imagen a partir de un video, la segmentación de la información deseada, el método de calibración del sistema y la extracción de características de textura para la medición de las capas. Este trabajo está enmarcado en el proyecto de investigación “Sistema Piloto para la Evaluación Integral de Pavimentos usando un Robot Móvil”, el cual fue aprobado por COLCIENCIAS y se encuentra en la fase de finalización. Para la validación de esta técnica se construyó una plataforma piloto sobre la cual se desarrollaron diversas pruebas, las cuales revelaron errores promedio del 6%.

Índice de Términos—Espesor capa asfáltica, visión artificial, boroscopio.

I. INTRODUCCIÓN

EL crecimiento del tráfico y peso de los vehículos que transitan por las vías principales de las ciudades y carreteras, hacen necesario un enfoque técnico en los estudios de suelos, en el diseño, evaluación y mantenimiento de pavimentos; en la gestión de pavimentos es indispensable realizar una medición del espesor de la capa asfáltica, esto con el fin de evaluar el desgaste del pavimento y establecer los correctivos necesarios.

Actualmente, existe un método no invasivo (GPR) para esta medición pero los resultados son de difícil interpretación y no son muy fiables después de la primera capa [1], además su implementación es bastante costosa. Sin embargo en Colombia, la medición se realiza manualmente usando métodos altamente invasivos.

En este artículo, se propone una técnica para la medición del espesor de la capa asfáltica mediante procesamiento digital de imágenes usando: un boroscopio, una cámara de video análoga y un digitalizador de imágenes. El boroscopio desciende con una velocidad constante por una perforación de 5cm de diámetro realizada previamente en el pavimento y se captura un video de las capas que componen el suelo durante el descenso, con éste se obtiene una imagen panorámica la cual es filtrada y suavizada para mejorar la adecuada detección de los límites de las capas.

II. FUNDAMENTOS TEÓRICOS

A. Estructura de pavimentos flexibles

Un pavimento es una estructura conformada por diferentes capas, de diferentes espesores y calidades, las cuales al interactuar unas con otras ofrecen un grado de resistencia al paso de los vehículos [2]. Comúnmente está compuesto por 4 capas: la sub-rasante, es la base del pavimento y de espesor infinito, encima de esta capa se encuentra la sub-base granular, esta capa dependiendo de su espesor y la calidad del material aporta un grado de resistencia a la estructura del pavimento, sobre ésta se encuentra la base granular que por lo general es de mejor calidad a la anterior, y por último se encuentra la carpeta asfáltica (ver Fig. 1). La definición de los espesores de las capas del pavimento en la etapa de diseño, depende de algunas variables que son analizadas por los ingenieros civiles como el tráfico estimado de la vía.

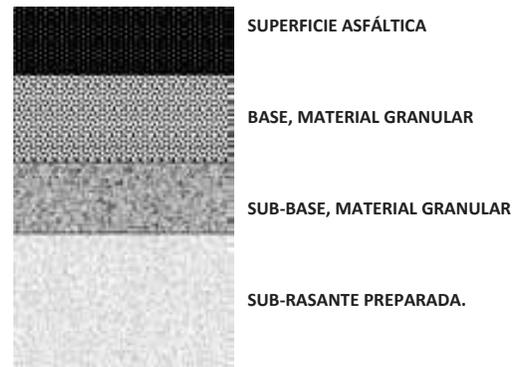


Fig. 1. Capas estructurales de un pavimento flexible.

III. PROCEDIMIENTO

En la Fig. 2 se muestra el diagrama de flujo del procesamiento para la medición del espesor de las capas.

A. Calibración del sistema

Antes de la captura del video, se ajusta la velocidad de descenso del boroscopio, la distancia del lente a la pared del hueco y la intensidad de iluminación de la sonda. Igualmente, se captura un video previo con una regla guía, para la calibración y cálculo de la relación pixel/distancia en (cm).

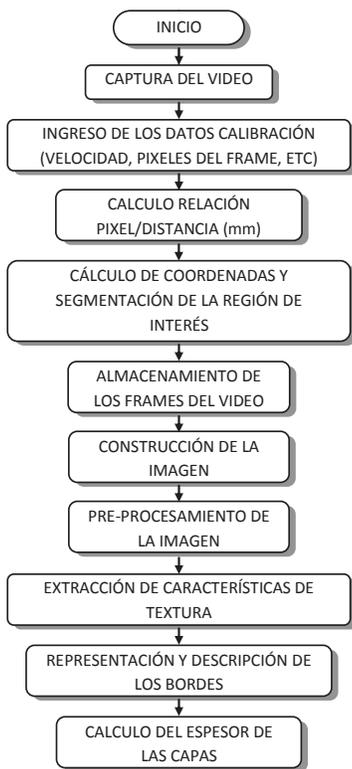


Fig. 2. Diagrama de flujo. Procesamiento del video.

Con este video, se realiza una segmentación y se encuentra la región de interés de cada frame del video, ya que se requiere un recuadro de cada frame para la construcción de la imagen.

El método de segmentación consiste en definir un umbral de tal manera que los píxeles donde se visualice captura, queden blancos. En la búsqueda del recuadro deseado, se realiza un barrido a la imagen convertida en formato binario para encontrar el primer píxel blanco de izquierda a derecha, y a partir de éste encontrar las coordenadas centrales de la región de captura, esto permite el centrado del rectángulo en dicha región. El tamaño del recuadro se asigna de manera manual, lo que hace que este método de segmentación sea semi-automático; como resultado de este procedimiento se obtienen las coordenadas del recuadro. En la Fig. 3 se muestra el método explicado.

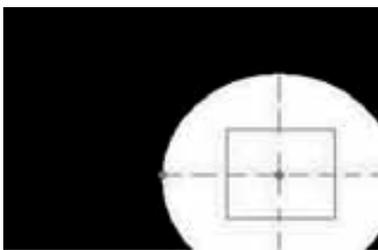


Fig. 3. Segmentación de la región de interés.

En la Fig. 4 se muestra la región seleccionada de la imagen de calibración.

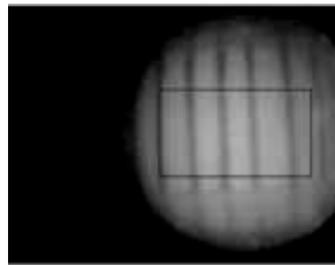


Fig. 4. Región de segmentación. Imagen de calibración.

Para la calibración del sistema, se calcula la relación píxel/cm (1).

$$pix_x = dist_pix / dist_x \quad (1)$$

Donde $dist_x$ es la distancia en cm entre cada línea de la regla de calibración, y $dist_pix$ es la cantidad de píxeles en esa distancia que se determina realizando un procesamiento a la imagen de calibración.

En la determinación de la distancia en píxeles de las líneas, primero se mejora el contraste normalizando los valores de la media y la varianza de los niveles de gris de la imagen (2) y se determinan los bordes de las líneas.

$$I'(x,y) = \begin{cases} \mu_d + \sqrt{\frac{\sigma_d^2 \cdot (I(x,y) - \mu)^2}{\sigma^2}}, & I(x,y) < \mu \\ \mu_d - \sqrt{\frac{\sigma_d^2 \cdot (I(x,y) - \mu)^2}{\sigma^2}}, & I(x,y) \geq \mu \end{cases} \quad (2)$$

Donde $I'(x,y)$ es la imagen mejorada, $I(x,y)$ es la imagen actual, μ y σ^2 son la media y la varianza de la imagen respectivamente calculadas por medio de las ecuaciones (3) y (4). μ_d y σ_d^2 son la media y la varianza deseadas.

$$\mu = \frac{1}{N \times M} \cdot \sum_{x=0}^{N-1} \sum_{y=0}^{M-1} I(x,y) \quad (3)$$

$$\sigma^2 = \frac{1}{N \times M} \cdot \sum_{x=0}^{N-1} \sum_{y=0}^{M-1} (I(x,y) - \mu)^2 \quad (4)$$

En la Fig. 5 se muestra la imagen con el contraste mejorado (a) y la detección de los bordes empleando el filtro de Canny (b). Con la imagen en formato binario, se calculan las distancias entre los bordes, y se promedian las distancias más largas para calcular dis_pix .

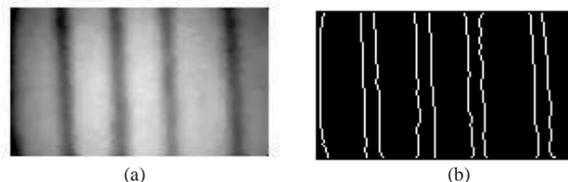


Fig. 5. (a) Contraste mejorado por la normalización de la media y la varianza. (b) Detección de bordes empleando filtro de Canny.

B. Construcción de la imagen

En la construcción de la imagen, se debe ingresar a la aplicación la velocidad de descenso, el número de frames por segundo, el resultado de la calibración del sistema (pix_x) y el factor de muestreo de frames. Este último determina el intervalo de frames que se muestrean para generar la imagen.

En el procedimiento, primero se capturan todos los frames del video, se obtiene la región de interés de cada uno con la coordenadas obtenidas en la calibración, se calcula la distancia de avance entre cada frame y se haya su equivalente en pixeles. Con este dato se agregan el número de pixeles de avance a la imagen que se está construyendo. En las ecuaciones (5), (6) y (7) se muestran los cálculos.

$$x = pix/pix_x \quad (5)$$

Donde x es la distancia en cm capturada en un recuadro y pix es el número de pixeles (ancho) que tiene el recuadro.

$$xd = vel \cdot tfps \quad (6)$$

Donde xd es la distancia recorrida entre cada frame empleado para construir la imagen, vel es la velocidad de descenso y $tfps$ es el intervalo de tiempo en el que se captura un frame.

$$pixd = round(xd \cdot pix_x) \quad (7)$$

Donde $pixd$ es la distancia en pixeles que se recorre entre cada captura de frame.

En la Fig. 6 se muestra una fracción de la imagen construida, en ella se muestra el cambio entre la capa asfáltica (región oscura, parte derecha) y la capa de la base granular (parte izquierda). En la imagen también se observa un disturbio presente en la capa asfáltica correspondiente a una pequeña piedra fundida en el asfalto.



Fig. 6. Pequeña fracción de la imagen construida.

C. Pre-procesamiento de la imagen

Para obtener una información adecuada de la imagen, se convierte al modelo de color YUV, donde el plano Y contiene la información de la iluminación y los planos U y V contienen datos del color. Sin embargo, el ambiente de captura es muy oscuro y los planos U y V no contienen información relevante. Por esta razón, se decide trabajar solo con el plano Y de la imagen, lo cual reduce considerablemente el tiempo de

procesamiento de la imagen.

En la Fig. 6, se observan los pliegues producidos por las uniones de los frames, este efecto ocurre por no uniformidad de la iluminación y es un disturbio no deseable para el procesamiento. Con el objetivo de eliminar este efecto, se aplicó un filtro mediano con una ventana 15 pixeles x 15 pixeles. Este filtro elimina las transiciones agudas de niveles de gris (ver Fig. 7).



Fig. 7. Plano Y de la imagen. Filtrado mediano, ventana=15.

D. Extracción de características de textura

Debido a las difíciles condiciones de captura de los videos (ruido generado por el ambiente y el boroscopio, iluminación no uniforme y pequeños errores en la construcción de las imágenes) impide una correcta caracterización empleando los métodos tradicionales como la localización de bordes, es necesario recurrir al análisis de textura de la imagen para la detección de cada uno de los bordes.

Existen diversas técnicas para extraer información de la textura de una imagen, tales como la media, la desviación estándar y la varianza las cuales están basadas en estadísticas de primer orden y son obtenidas del vector de densidad de la imagen; otras técnicas son el contraste, la uniformidad, el momento de diferencia inverso, la homogeneidad, entre otras, las cuales están basadas en estadísticas de segundo orden y se obtienen a partir de la matriz de coocurrencia. Esta técnica es una de las más empleadas, debido a la gran posibilidad de extraer descriptores que permiten clasificar texturas, en

aplicaciones en las que otros métodos no pueden llegar a una segmentación correcta [3]. Por lo anterior se decidió emplear la técnica de la matriz de coocurrencia.

Los descriptores que se emplearon para extraer la información de la textura de la imagen se citan a continuación.

Contraste—El contraste de una textura proporciona información acerca de las variaciones bruscas de color en la imagen [3], así tiene un valor alto cuando la región dentro de la escala de la ventana tiene un alto contraste. En la ecuación (8) se muestra cómo se extrae este descriptor de la matriz.

$$C = \sum_{i,j=0}^{N-1} P_{i,j} (i - j)^2 \quad (8)$$

Donde $P_{i,j}$ son los elementos de la matriz de coocurrencia normalizada, e i, j son las coordenadas de la matriz de coocurrencia.

Uniformidad o Segundo momento angular—Esta medida entrega valores altos cuando la matriz de coocurrencia tiene pocas entradas de gran magnitud (hay diferencias grandes en los niveles de gris de los píxeles), y es baja cuando todas las entradas son similares [4]. En otras palabras, es una medida de la homogeneidad local. En la ecuación (9) se muestra su cálculo.

$$U = \sum_{i,j=0}^{N-1} (P_{i,j})^2 \quad (9)$$

Homogeneidad — El descriptor de homogeneidad local proporciona información sobre la regularidad local de la textura, la descripción matemática de este descriptor esta dada por (10).

$$H = \sum_{i,j=0}^{N-1} \frac{P_{i,j}}{1 + (i - j)^2} \quad (10)$$

E. Detección de bordes

A partir de la información entregada por los descriptores, se calcula la ubicación de los bordes. Para esto se generaron múltiples matrices de coocurrencia de la imagen con valores de distancia entre 1 y 25 píxeles en las 4 direcciones y se aplicaron los 3 descriptores a todas las matrices generadas. Por las características de los descriptores se consideraron los valores máximos de homogeneidad y contraste, y los mínimos de uniformidad.

Para filtrar los datos de los descriptores y hallar los máximos o mínimos según sea el caso, se emplea una ventana deslizante con un tamaño de v posiciones (11), se conserva el máximo dato dentro de la ventana y el resto se multiplica por 0.

$$v = \frac{dist \cdot pixd}{factor} \quad (11)$$

Donde $dist$ es igual a 3.48 cm, e indica que no se espera encontrar capas con espesor menor a este valor, $factor$ es el intervalo de píxeles con el que se genera una matriz de coocurrencia en la imagen.

F. Cálculo del espesor de capas

El cálculo del espesor de las capas en centímetros se muestra en (12), donde $pixcap$ es la distancia en píxeles que hay entre los bordes detectados por los descriptores, y pix_x es la relación pixel/cm calculada en (1).

$$espesor = pixcap \cdot pix_x \quad (12)$$

IV. RESULTADOS

Para la ejecución y validación del algoritmo, se implementó un sistema de adquisición de imágenes y un banco de pruebas que emula las capas asfálticas y las condiciones reales de

captura (ambiente e iluminación). El sistema de adquisición emplea un motor de DC que se encarga del ascenso y descenso del boroscopio, una guía (ver Fig. 8 (b)) en la sonda con el fin de evitar vibraciones en el proceso de captura, y una fuente de iluminación para el boroscopio. En Fig. 8 (a) se muestra el sistema de adquisición de imágenes y el banco de pruebas.

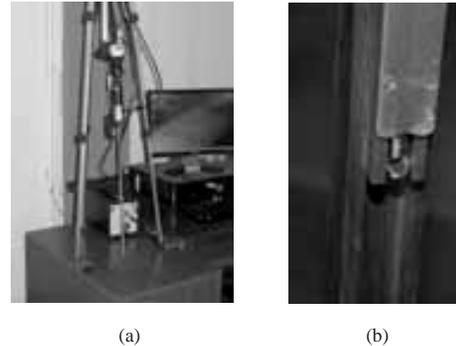


Fig. 8. (a) Sistema de adquisición de imágenes y banco de pruebas. (b) Guía de descenso de boroscopio.

En la Tabla I se muestran los resultados obtenidos para una estructura simulada con 3 capas (asfáltica, base granular y sub-rasante). En ella se aprecia el mayor error es igual a 7,22%.

TABLA I
RESULTADOS OBTENIDOS CON UNA IMAGEN

Capa	Espesor Real [cm]	Espesor Medido [cm]	Error [cm]	% Error
Base Granular	15	14,5	0,54	3,57
Asfáltica	4,2	4,5	0,3	7,22

V. CONCLUSIONES

El método desarrollado en este trabajo permitió obtener resultados de alta confiabilidad para la medición del espesor de la capa asfáltica, ya que los errores obtenidos están por debajo de los márgenes de error que se manejan en esta aplicación, los cuales se encuentran por encima del 10%.

Además, se puede afirmar que este método es novedoso debido a que en la literatura consultada no se encontró la aplicación de técnicas de visión artificial para la medición de distancias empleando videos.

REFERENCIAS

- [1] J. Muñoz, "Fiabilidad de las medidas del espesor de las capas de pavimentos de carreteras mediante georradar", in *Ingeniería Civil*, no. 126, pp. 27-34, Abril 2002.
- [2] A. Carrillo, E. Carrillo, I. Vera, O. Donayre, "Evaluación de un modelo avanzado de diseño de pavimentos flexibles y su comparación con los métodos tradicionales", *XIII Congreso Nacional de Ingeniería Civil*.
- [3] A. Jimenez, "Análisis del comportamiento de descriptores de la matriz de coocurrencia en la extracción de características de textura en imágenes digitales". *Universidad Nacional*, 2002.
- [4] M. Presutti, "La matriz de co-ocurrencia en la clasificación multispectral: tutorial para la enseñanza de medidas texturales en cursos de grado universitario", *Universidad Nacional de la Plata*, 2004.

Detección y seguimiento de vehículos automotores en video

David Armando Insuasti, Julián Quiroga, Alejandro Forero

Resumen— En este proyecto de investigación se presenta una aplicación para el análisis del tráfico vehicular en un ambiente urbano real, la cual se basa en la detección y seguimiento de vehículos automotores presentes en un archivo de video utilizando extracción de fondo, umbralización y técnicas de segmentación. Además se estiman parámetros como velocidad y trayectoria de los automóviles en la escena que permiten un estudio detallado del comportamiento vehicular.

Palabras clave— Procesamiento de señales, segmentación en video, detección de movimiento, tráfico vehicular.

I. INTRODUCCIÓN

El control de tráfico vehicular en la ciudad de Bogotá es un tema complejo y de vital importancia en la actualidad. La gran cantidad de vehículos, las calles y autopistas, que cada día parecen ser mas pequeñas para el tránsito del creciente flujo vehicular, hacen de la movilidad un problema, que se puede abordar desde la tecnología, para contribuir con soluciones que mejoren el desempeño del tráfico en la ciudad y la calidad de vida de los ciudadanos.

El seguimiento de objetos en video puede ser aplicado para determinar la posición de uno o varios vehículos presentes en una secuencia de imágenes a través del tiempo, y estimar parámetros como velocidad y trayectoria. Para tal fin, el video fuente debe ser grabado teniendo en cuenta características como: posición e inclinación de la cámara con respecto al plano de la vía, iluminación y área del plano capturado.

Para segmentar vehículos en la escena, diferentes técnicas de procesamiento de imágenes son aplicadas a los cuadros que componen el video, para posteriormente realizar el seguimiento de cada uno de los vehículos. En este proyecto de investigación se presenta una aplicación para el análisis del tráfico vehicular en un ambiente urbano real. Esta aplicación se basa en la detección y seguimiento de vehículos automotores presentes en una secuencia de imágenes. La aplicación genera una estimación de la velocidad y la trayectoria de los automóviles en la escena, y del flujo vehicular en la vía. La utilización de este sistema en la ciudad de Bogotá puede contribuir a automatizar procedimientos de control de tráfico vehicular como el levantamiento de infracciones y/o la recopilación de información importante sobre las variables de tráfico. Además este sistema serviría de punto de partida para futuros trabajos que podrían abordar diferentes estrategias de control para enfrentar el problema de la densidad de tráfico vehicular en las ciudades.

II. ANTECEDENTES

En la actualidad existen muchos métodos de detección y análisis de movimiento, los cuales tienen muchas aplicaciones, por ejemplo el rastreo de objetos en regiones de oclusión [1], el conteo automático de peatones [2], el rastreo de personas [3], rastreo de objetos no rígidos [4], análisis de movimiento en interfaz de escritorio [5], análisis de movimiento circular [6], análisis de movimiento reactivo [7], análisis de movimiento para sistemas de transporte inteligente [8], y también reconstruir imágenes [9].

Todas estas aplicaciones utilizan técnicas de detección o análisis de movimiento, algunos de los métodos existentes para la detección de movimiento varían dependiendo de su aplicación. Por ejemplo, existe un método para detectar movimiento usando la coherencia de los movimientos [10], otro usa arreglos de código con propiedades de correlación y convolución [11]. Otros autores, para su aplicación, utilizan la extracción de fondo [12] [13] [14] [15] [16]. También se pueden utilizar técnicas con redes neuronales o redes *Bayesianas* [17] [18]. Otros autores sugieren métodos probabilísticos [19], y también se ha utilizado la diferencia entre cuadros, también conocida como diferencia de imágenes [20] [21], algunos algoritmos trabajan dividiendo el video en bloques [13] [22] [23], otros algoritmos son diseñados para cámaras móviles [18] [24], unos utilizan técnicas gaussianas pero son poco utilizados por su gran complejidad computacional [14] [15]. Cabe mencionar que algunos de estos métodos son sistemas no causales, es decir, dependen de entradas futuras, lo cual implica que el video ya está grabado y que su implementación no es posible en tiempo real [23] [12].

III. METODOLOGIA

Para abordar el problema de investigación se define un algoritmo que segmenta el problema para reducir su complejidad. Primero, se define una región de interés en la imagen sobre la cual se realiza todo el procesamiento; esto para evitar trabajar con información innecesaria. Luego se estima y se actualiza el fondo, el cual es usado para distinguir los vehículos.

Para comprobar los resultados alcanzados en esta investigación, se ha escogido un punto de la ciudad de Bogotá: La Avenida - Carrera 30 en la intersección con la calle 47 que cumple con las condiciones deseadas de posición de la cámara, altura y ángulo de captura con respecto al plano de la vía. Los fragmentos de videos han sido capturados alrededor del medio día para minimizar el efecto de las sombras en los vehículos. El algoritmo

propuesto para plantear una solución al problema se describe en la figura 1.

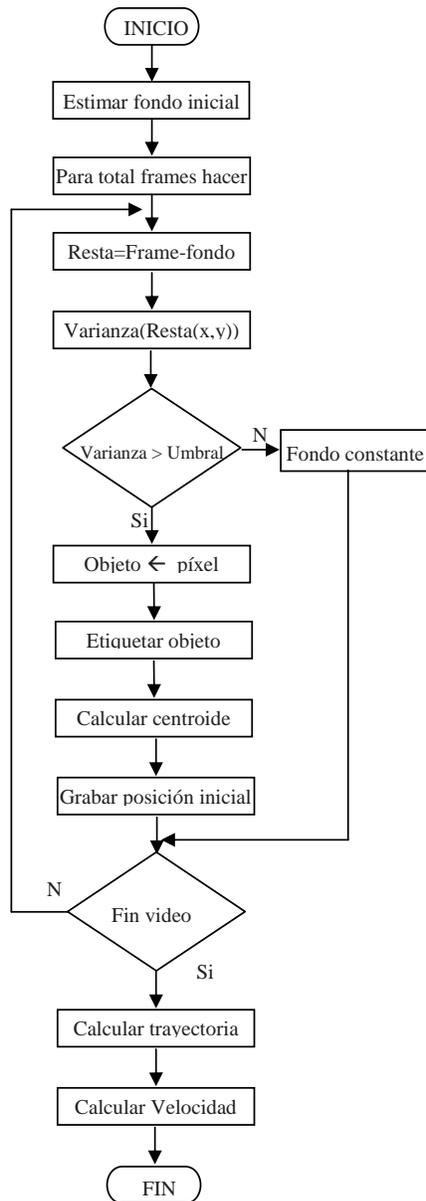


Figura 1. Diagrama de flujo para detección y seguimiento de vehículos

Estimar fondo.

Para estimar el fondo inicial, así como las respectivas actualizaciones cada tiempo t , se utiliza la mediana del arreglo de píxel (x,y,n) , para los n frames usados como muestra. Se usa la mediana porque los valores extremos no tienen efectos sobre su resultado y si se tiene un flujo no saturado de vehículos, se puede esperar que en el arreglo de píxel (x,y,n) , se tengan los valores del fondo alrededor del centro. La figura 2 muestra el cálculo del arreglo de píxel (I, I, n) .

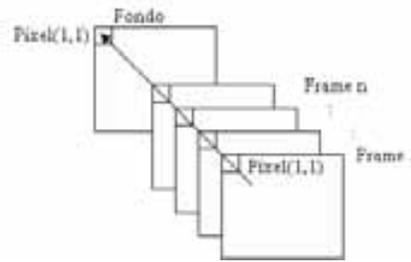


Figura 2. Cálculo de píxel de fondo a partir de mediana entre píxeles de n frames

Cálculo de la Varianza de cada píxel.

La varianza de cada píxel con respecto al fondo esta dada por la expresión (1).

$$S^2 = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n (X_i - \bar{X})^2 \quad (1)$$

Como se mencionó anteriormente, si la varianza del píxel supera un umbral determinado, el umbral varía según las condiciones de luminosidad, se considera como movimiento; de igual forma al adoptar esta medida por umbral se corrigen posibles errores causados por movimientos de objetos despreciables como hojas de árboles o personas, entre otros.

Etiquetar Objeto.

Dado que en condiciones normales circula más de un vehículo al mismo tiempo por el espacio imagen y que la autopista seleccionada está compuesta de varios carriles, es necesario asignar a cada objeto segmentado un índice. Esto permite identificar cada vehículo para más adelante estimar su trayectoria y su velocidad promedio.

Cálculo de Centroide.

El Centroide equivale al centro de gravedad de un objeto, es el lugar imaginario en el que puede considerarse que está concentrado todo su peso [25]. Para este proyecto de investigación los objetos representan una moto, un vehículo mediano, o uno grande. Se define el centroide de cada vehículo para facilitar asignarle una etiqueta.

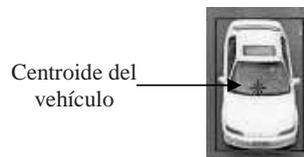


Figura 3. Centroide de un vehículo segmentado

Grabar Posición inicial del Objeto.

Dado que se cuenta con un índice que identifica a cada objeto segmentado, se crea una matriz de tamaño $2 \times M$ para cada vehículo, donde M es el número de movimientos descritos por el centroide de ese objeto. Esta matriz contiene las posiciones x , y del centroide. Más adelante se utiliza esta matriz para calcular la trayectoria descrita y velocidad alcanzada por el objeto (vehículo).

Ventana de restricción de movimiento.

La ventana de restricción de movimiento es un área de la imagen alrededor de un vehículo detectado, en la cual se considera que se puede desplazar el centroide como consecuencia del avance y movimiento normal de un vehículo en la vía.

Esta ventana se define teniendo en cuenta que para el movimiento descrito por un vehículo en una vía existen movimientos alcanzables e inalcanzables. Se define movimiento inalcanzable como aquel que describe una trayectoria con cambios bruscos de dirección del centroide y que además dicha dirección no tiene el mismo sentido que el movimiento normal en la escena. Por ejemplo, el centroide de un vehículo que está ubicado en la posición x,y (50,50) en el *frame* actual, no puede aparecer en el siguiente *frame* en la posición (200,50) si el desplazamiento normal de los centroides para esa escena es principalmente sobre el eje y de la imagen. La figura 4 describe el movimiento inalcanzable del centroide de un vehículo.

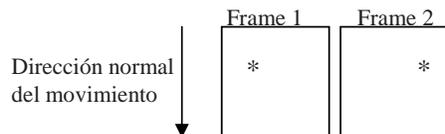


Figura 4. Descripción de un movimiento inalcanzable de un centroide

En contraste, se define como movimiento alcanzable o posible, aquel desplazamiento del centroide descrito por movimientos suaves y coherentes con la dirección típica del movimiento en la escena del flujo vehicular.

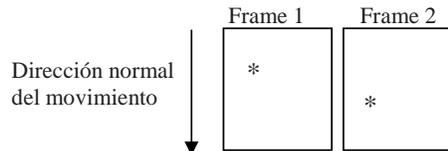


Figura 5. Descripción de un movimiento alcanzable, posible o normal del centroide de un vehículo en movimiento

Cálculo de Trayectoria y Velocidad

Con la matriz resultante de la posición x , y de cada uno de los centroides de los vehículos detectados se caracteriza la trayectoria descrita por cada uno de ellos. Para el caso de la velocidad es necesario realizar una calibración previa de la cámara con respecto a las marcas sobre la vía y la velocidad de captura de la cámara, en este caso 30 *frames* por segundo. De esta forma, cada píxel recorrido por el vehículo en el *frame* que se extrae de la matriz de descripción de trayectoria, equivale a una distancia real sobre la vía.

IV. RESULTADOS

Los videos de prueba fueron tomados con una cámara digital SONY CyberShot® W200 a 30 *frames* por segundo con una resolución de 640x480. Los videos fuente tienen

una duración aproximada de tres minutos, pero se tomaron fragmentos de un minuto para realizar las pruebas del sistema. En la figura 6 se presenta un *frame* típico.



Figura 6. Ejemplo de *frame* perteneciente al video fuente.

En la figura 7 se muestra la estimación de fondo que se obtiene luego de aplicar el procedimiento expuesto.



Figura 7. Fondo estimado con 5 segundos de video (150 *frames*).

Todos los vehículos presentes en el fragmento de video fueron detectados, un ejemplo de la segmentación de los objetos con movimiento (vehículos) que se obtiene se muestra en la figura 8.

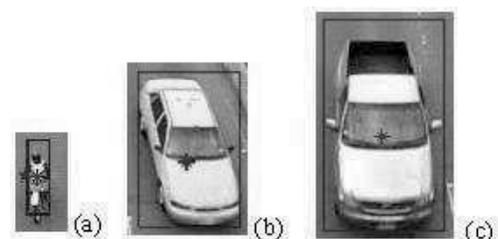


Figura 8. (a) Segmentación vehículo pequeño - motocicleta, (b) Segmentación vehículo mediano - taxi y (c) Segmentación vehículo grande - camioneta

El cálculo de trayectoria descrita por los vehículos se logra graficando cada una de las tablas, un ejemplo se presenta en la figura 9.

Para estimar la velocidad se utiliza una conversión de píxel a centímetros hecha a partir de la calibración. Para este caso cada píxel de la región de interés de la imagen equivale aproximadamente a ocho centímetros. Se multiplica el desplazamiento total en píxel en el eje y por

su equivalencia en centímetros y se lo divide entre el tiempo que le tomo al vehículo recorrer dicha distancia.

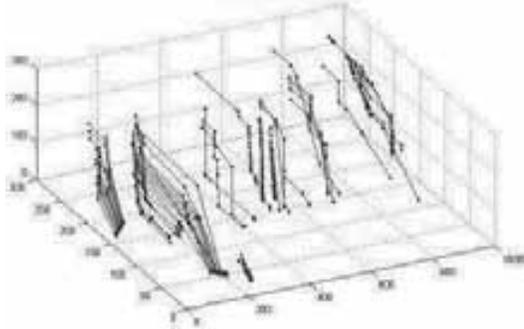


Figura 9. Trayectoria descrita por vehículos en un fragmento del video fuente

El cálculo de la velocidad para 55 vehículos que aparecen en un fragmento de video se presenta en la Tabla 1.

TABLA 1
VELOCIDAD PROMEDIO ALCANZADA POR LOS 55
VEHICULOS DEL FRAGMENTO DE VIDEO

Índice	Vel. Km/h
1	60,3
2	69,9
3	65,5
:	:
:	:
53	65,1
54	71,1
55	72,1

V. CONCLUSIONES

La automatización de la vigilancia de las principales vías en Bogotá y otras ciudades es importante no solo como una herramienta tecnológica confiable sino también como una manera innovadora en Colombia de ejercer control de manera permanente sobre sus vías.

En cuanto al tráfico se observó que la velocidad promedio alcanzada por los conductores en la vía utilizada como referencia en esta investigación, supera los límites máximos permitidos para transitar en la ciudad (60Km/h). Es importante realizar más trabajos de investigación de este tipo encaminados a crear un sistema que trabaje en tiempo real para aplicarlo en las principales vías de las ciudades de Colombia.

REFERENCIAS

[1] C. Stauffer, "Learning to track objects through unobserved regions", IEEE Workshop on motion and video computing, 2005.
 [2] D. Biliotti, G. Antonini, J. P. Thiran, "Multi-layer hierarchical clustering of pedestrian trajectories for automatic counting of people on video sequences", IEEE Workshop on motion and video computing, 2005.
 [3] J. Lim, D. Kriegman, "Tracking humans using prior and learned

representations of shape and appearance", IEEE International conference on automatic face and gesture recognition, 2004.

[4] A. Jacquot, P. Sturm, O. Ruch, "Adaptive tracking of non-rigid objects based on color histograms and automatic parameter selection" IEEE Workshop on motion and video computing, 2005.

[5] Y. Sato, K. Oka, H. Koike, Y. Nakanishi, "Video-based tracking of user's motion for augmented desk interface", IEEE International conference on automatic face and gesture recognition, 2004.

[6] G. Jiang, Y. Wei, L. Quan, H. Tsui, H. Y. Shum, "Outward-looking circular motion analysis of large image sequences", IEEE Transactions on pattern analysis and machine intelligence. Vol. 27 pp. 271-277. February 2005.

[7] W. Choi, S. Z. Jeong, N. Hashimoto, S. Hasegawa, Y. Koike, M. Sato, "A development and evaluation of reactive motion capture system with haptic feedback", IEEE International conference on automatic face and gesture recognition, 2004.

[8] Q. Wu, H. Cheng, "Motion detection based on two-piece linear approximation for cumulative histograms of ratio images in intelligent transportation systems", IEEE International conference on networking, sensing & control, March 2004.

[9] Y. Zhang, J. Xiao, M. Shah, "Motion layer based object removal in videos", IEEE Workshop on applications on computer vision, 2005.

[10] M. Enzweiler, R. P. Wildes, R. Herpers, "Unified target detection and tracking using motion coherence", IEEE Workshop on motion and video computing, 2005.

[11] S. El-Khamy, N. El-Ganainy, "New techniques for image change and motion detection based on complete complementary code arrays", 21st National radio science conference, March 2004.

[12] T. Haga, K. Sumi, "Human detection in outdoor scene using spatio-temporal motion analysis", IEEE International conference on pattern recognition, 2004.

[13] M. Seki, H. Fujiwara, K. Sumi, "A robust background subtraction method for changing background", IEEE pp. 207-213, 2000.

[14] Z. Zivkovic, "Improved adaptive gaussian mixture model for background subtraction" IEEE International conference on pattern recognition, 2004.

[15] C. Stauffer, W. E. L. Grimson, "Adaptive background mixture models for real-time tracking", IEEE, 1999.

[16] T. Thongkamwitoon, S. Aramvith, T.H. Chalidabhongse, "An adaptive real-time background subtraction and moving shadows detection", IEEE International Conference on multimedia and expo, pp. 1459-1462, 2004.

[17] M. Chen, G. Ma, S. Kee, "Pixels classification for moving object extraction", IEEE Workshop on motion and video computing, 2005.

[18] Z. Jia, A. Balasuriya, "Motion based image segmentation with unsupervised Bayesian learning", IEEE Workshop on motion and video computing, 2005.

[19] T. Veit, F. Cao, P. Boutheymy, "Probabilistic parameter-free motion detection" IEEE Computer society conference on computer vision and pattern recognition, 2004.

[20] P. Sangi, J. Heikkila, O. Silven, "Motion analysis using frame differences with spatial gradient measures", IEEE International conference pattern recognition, 2004.

[21] Y. Tian, A. Hampapur, "Robust salient motion detection with complex background for real-time video surveillance", IEEE Workshop on motion and video computing, 2005.

[22] V. Reddy, S. Sengupta, "A new predictive full-search block motion estimation", IEEE International conference pattern recognition, 2004.

[23] L. J. Latecki, R. Miezianko, D. Pokrajac, "Motion detection based on local variation of spatiotemporal texture", Proc. Of CVPR Workshop object tracking and classification beyond the visible spectrum. Washington, July 2004.

[24] M. Agrawal, K. Konolige, L. Iocchi, "Real-time detection of independent motion using stereo" IEEE Workshop on motion and video computing, 2005.

[25] Geometric Centroid, <http://mathworld.wolfram.com/GeometricCentroid.html>, febrero de 2008

Adquisición y procesamiento de señales en Labview con interfaz USB

Sergio Andrés Zabala, Marco Fidel Flórez, Jilson Mario Gámez y Ariel Rojas Rojas

Abstract — En este documento se presenta la descripción de un sistema de adquisición de datos por puerto USB, aplicado a la medición de señales trifásicas de la red eléctrica. Dicho prototipo esta compuesto de un hardware basado en microcontrolador PIC18F4550, sensores de efecto Hall y etapas de atenuación y adecuación de señales. Por otra parte se cuenta con un software desarrollado sobre LabView®, que permite visualizar y analizar las señales de interés. Es importante destacar que el desarrollo de este proyecto esta enmarcado en la necesidad que tienen las empresas distribuidoras y comercializadoras de energía de prestar un servicio de calidad, evitando problemas, con los usuarios y sanciones de los entes correspondientes. (Categoría C2)

Index Terms— Interfaz USB, LabView®, microcontrolador, monitorización, seguridad, sistemas de distribución eléctrica.

I. INTRODUCCIÓN

LA monitorización de las señales eléctricas, y por ende de la calidad de energía, es un tema de gran importancia en el sector eléctrico. Es evidente, que si este tipo de señal no se suministra con la calidad y eficiencia necesaria, se pondría en riesgo el funcionamiento y reduciendo la vida útil de los dispositivos. La monitorización permanente de estas señales garantizará el buen funcionamiento y la seguridad de estos dispositivos. En el caso de Colombia, la Comisión de Regulación en Energía y Gas (CREG), exige a las empresas de distribución la instalación de equipos que monitoricen las señales eléctricas con el objetivo de verificar los índices de calidad [1].

En este orden de ideas, se ha hecho necesario el desarrollo de equipos y sistemas que permitan mantener una constante supervisión de la señal eléctrica. Para el caso específico del presente artículo, se propone el diseño e implementación de un sistema de adquisición de datos, constituido principalmente por una tarjeta de adquisición de ocho entradas comunicada a un PC a través de puerto USB (Universal Serial Bus); donde el procesamiento, reconstrucción y visualización de la señal es realizado con un programa implementado en LabView®.

Con el objetivo de contar con un sistema robusto y con resultados útiles para el monitoreo de la señal, se plantea un

prototipo que permite medir la tensión en cada una de las fases y la corriente en cada una de las líneas, incluyendo el neutro; obteniendo de ellas algunas características importantes que determinan la calidad del sistema y garantizan un buen funcionamiento, como son componentes armónicos, valor eficaz ó RMS (Root Mean Square) y valor pico, con el fin de monitorear el comportamiento y la eficiencia de estas redes.

Ahora bien, desde el punto de vista educativo y didáctico, este producto permite a los estudiantes de ingeniería electrónica enfocarse en el análisis del problema de las mediciones de las variables eléctricas.

Con los elementos descritos hasta ahora, se propone la siguiente organización del artículo. En la sección II se presenta la descripción del prototipo hardware implementado, discriminando la adquisición de señales, el procesamiento hardware de las mismas y la comunicación entre el sistema central y un PC. En la sección III se describe brevemente el aplicativo software implementado. Finalmente se presentan algunos comentarios y conclusiones del trabajo desarrollado.

II. SISTEMA DE ADQUISICIÓN DE SEÑALES TRIFÁSICAS

El sistema de adquisición diseñado esta constituido básicamente por cuatro etapas: sensado, adecuación, procesamiento de datos y visualización. En la Fig. 1 se presenta el diagrama de bloques general del prototipo, donde se observa claramente la medición de voltaje y corriente de forma independiente. Para la medición de tensión se toman las tres fases, se realiza la atenuación de la señal y posteriormente se recurre a una etapa de aislamiento y envío de datos a un microcontrolador. Para el caso de la medición de corriente, ésta se registra con sensores de Efecto Hall¹ y dicha señal es enviada al microcontrolador.

En la gran mayoría de sistemas de adquisición de señales, es fundamental realizar la adecuación de la misma, con el fin de poder realizar los acoples pertinentes con las etapas futuras. En el caso del sistema de adquisición de datos presentado en este documento, es necesario acondicionar las señales del sistema trifásico a niveles de tensión y corriente de tal forma que no causen daños a los dispositivos de medición se realizó una etapa de atenuación y otra etapa de aislamiento.

Artículo recibido Julio 11, 2008; revisado Agosto 25, 2008. Este trabajo fue apoyado económica y logísticamente por la Universitaria de Investigación y Desarrollo- UDI.

S. Zabala, M. Florez, J. Gámez y A. Rojas están vinculados al Grupo de Investigación en Robótica, Control y Procesamiento de Señal GPS, Universitaria de Investigación y Desarrollo, Bucaramanga (UDI), Colombia (sergiozabala@udi.edu.co, marcoflorez@udi.edu.co, aro25@hotmail.com).

¹ Sensores basados en el principio de la aparición de un campo eléctrico en una línea conductora debido al efecto de un campo magnético.

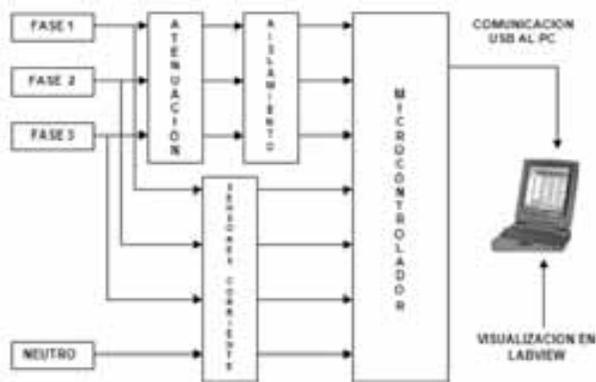


Fig. 1. Diagrama de bloques de la tarjeta de adquisición de datos

A continuación se describe, con mayor detalle, las principales etapas del sistema.

A. Etapa de adquisición y acondicionamiento de las señales de tensión

Es necesario que las señales de tensión a sensar estén dentro de los rangos de voltaje apropiados [2]. En este caso se llevan a niveles entre 0 a 5 Voltios para así ser recibidas por el dispositivo que ejercerá el control. Para tal fin se dispuso de un arreglo de resistencias de precisión para disminuir el nivel de tensión a un valor apropiado. Este sistema fue escogido dentro de los diferentes diseños debido a su simplicidad, economía y resultados obtenidos. Para cada uno de los cinco canales de salida (V_a , V_b , V_c , V_d , y V_o) se obtiene una tensión diferente, y así hasta llegar a tener la tensión deseada, como se evidencia en el circuito de la Fig. 2.

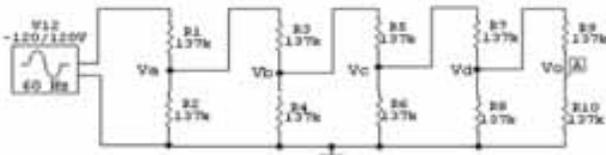


Fig. 2. Circuito resistivo para la atenuación de una señal

Para garantizar un nivel de aislamiento adecuado se utilizó un amplificador de aislamiento tipo capacitivo ISO122. Este elemento presenta mejores resultados al trabajar a una frecuencia de 60Hz, que es la misma frecuencia a la que funciona el sistema trifásico. El ISO122 requiere fuentes de alimentación separadas ($+V_{s1}$, $-V_{s1}$ y $+V_{s2}$, $-V_{s2}$), de rangos ± 4.5 y ± 18 Vdc, el cual garantiza el aislamiento por el hecho de trabajar con referencias distintas y además por que utiliza el proceso de modulación en la entrada para traspasar la barrera de aislamiento [3].

Luego de garantizar el aislamiento de las señales, se procede a llevar la tensión a niveles adecuados entre 0 y 5 Voltios, permitiendo la entrada directa al conversor analógico-digital [4]. Para lograr esto se realizó un diseño mediante amplificadores operacionales como el mostrado en la Fig. 3. En pocas palabras lo que se hizo fue adicionarle un nivel de tensión en DC (2.5V) a la componente de AC correspondiente a la salida del amplificador de aislamiento, con el fin eliminar

los semiciclos negativos de dicha onda.

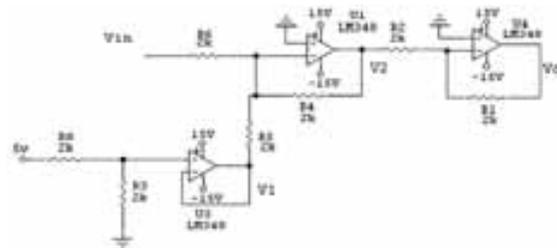


Fig. 3. Circuito adicionador de DC

B. Etapa de adquisición y acondicionamiento de las señales de corriente

Para la adquisición y acondicionamiento de las señales de corriente se utilizaron sensores de efecto Hall. Se diseñan sensores lineales para responder en una amplia gama de campos magnéticos negativos o positivos, por esta razón los sensores de efecto Hall son los ideales un rango considerable de corriente. Existen dos tipos principales de sensores de efecto Hall, anillo abierto (open-loop) y anillo cerrado (closed-loop). Se decide utilizar un transductor de anillo cerrado debido a la gran precisión, rango dinámico amplio, excelente respuesta a la frecuencia y que puede manejar altas corrientes [5].

El tipo de sensor escogido fue el ACS704ELC – 015 de montaje superficial. Este tipo de sensor es capaz de medir corrientes entre ± 15 Amperios con una sensibilidad de 100mV/A a una temperatura de 25° C, puede trabajar con fuentes de alimentación en el rango de 4.5 a 5.5 Voltios. Presenta como desventaja la variabilidad con la temperatura pues, que dependiendo del caso, necesita circuitos externos de control.

C. Etapa de control y conversión

En este aparte se presentan los elementos utilizados para llevar a cabo las tareas de conversión de datos y control de las señales. Debe ser evidente ya para el lector, que el núcleo del sistema es un microcontrolador, encargado de la gestión de las entradas y salidas, así como el envío de datos a un computador personal.

Se ha realizado la elección del microcontrolador PIC18F4550 fabricado por Microchip, el cual posee trece canales de tipo analógicos de los cuales se utilizan siete para recibir las señales de tensión correspondientes a las tres fases y las cuatro restantes, las señales de corriente que incluye las tres líneas y el neutro, de un sistema trifásico; además contiene un módulo para la conversión analógico – digital con una resolución de 10 bits, una memoria de programa de 32 kB, 16 kB en memoria de instrucciones y opera a una frecuencia máxima de reloj de 48 MHz [6-7]. Con relación a estas características cabe destacar el módulo USB que incluye y que se utilizó para la comunicación con el PC y la razón principal por la que se decidió utilizar este tipo de microcontrolador.

Con el fin de detallar mejor el proceso, es necesario

destacar que el microcontrolador se encarga de recibir las señales por medio de los canales análogos (AN0, AN1, AN2), para las señales de tensión, correspondiente a los pines 2, 3, 4 respectivamente y (AN3, AN4, AN5, AN6), para las señales de corrientes correspondiente a los pines, 5, 7, 8, 9 respectivamente, donde se ejecuta una multiplexación por software, con el fin de que todas las señales pasen por el conversor análogo – digital para así obtener los datos de manera cuantificada y enviarlos hacia el PC.

En la Fig. 4 se encuentra el diagrama de flujo que se implementó en lenguaje C para el microcontrolador 18F4550 con el fin de que se cumpliera ésta etapa.

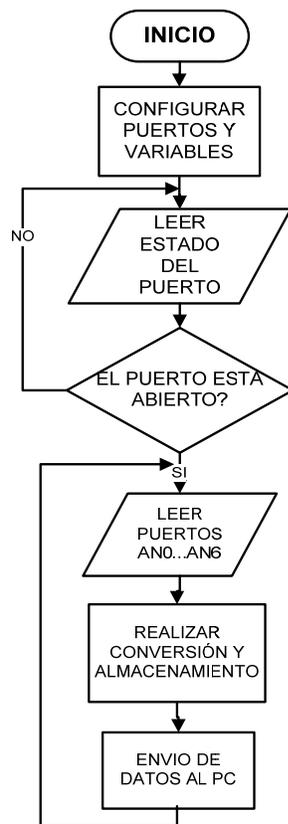


Fig. 4. Diagrama de flujo de la etapa de multiplexación, conversión y transmisión USB.

D. Etapa de comunicación por puerto USB Con El Microcontrolador 18f4550

La familia del dispositivo PIC18Fxx5x contiene una interfaz serial llamada SIE compatible con los modos de comunicación low-speed y full-speed del bus USB. El SIE se puede interconectar directamente al USB [8], utilizando el transmisor-receptor interno, o puede ser conectado a través de un transceiver externo. El transceiver interno trabaja a un voltaje de 3.3 V, sin embargo el PIC contiene un regulador interno que permite el funcionamiento en aplicaciones de 5v.

La principal característica de este módulo es que presenta una memoria RAM de 1kB de doble puerto solo para realizar la comunicación USB a la cual solo puede acceder el procesador

interno del PIC junto al módulo interno SIE.

Es importante familiarizar al lector con las acciones que se presentan en cada una de las capas de comunicación del microcontrolador a través del puerto USB, lo cual se presenta de manera sintetizada a continuación:

- Dispositivo (device): Esta etapa cumple la función de proveer una información general del fabricante, número del producto, número de serie, la clase de dispositivo y el número de configuración.
- Configuración (configuration): Etapa encargada de entregar la información necesaria para los requerimientos de potencia de los dispositivos y las diferentes interfaces que soporta.
- Interfase (interface): Proporciona la información relacionada con el tipo de transferencia y sus direcciones.
- Punto final (endpoint): Entrega la información sobre los puntos o dispositivos terminales.

Finalmente es importante destacar que dicho módulo soporta la versión USB 2.0 con capacidad de funcionar a velocidades cercanas a los 12 Mbps. En el caso específico del prototipo se lograron transmisiones cercanas a 1Mbps, la cual es adecuada para la frecuencia de la señal de interés y las tasas de muestreo de la misma.

III. RECONSTRUCCIÓN Y PROCESAMIENTO EN LABVIEW DE LAS SEÑALES CUANTIFICADAS

En el desarrollo del presente proyecto se realizó la implementación de un aplicativo software bajo plataforma LabView®. De forma concreta, se puede describir dicho programa en dos etapas, la primera esta encargada de la comunicación entre el microcontrolador descrito en la sección anterior y el PC; la segunda etapa esta compuesta de rutinas de análisis y procesamiento de señal [9].

Específicamente, este producto utiliza la arquitectura VISA (Virtual Instrument Software Architecture) debido a que es un estándar actualizado que cumple con las expectativas del mismo, tales como su fácil implementación, adaptación a aplicaciones futuras y plataforma independiente [9]. La arquitectura de software de instrumentación virtual (VISA) es una interfaz de programación de alto nivel (API), usada en instrumentación para comunicarse con los puertos como lo son (USB, serial, PCI, etc.). Esta arquitectura es independiente del sistema operativo que se utilice; es decir se puede utilizar igual para WINDOWS, LINUX, MAC OS.

En LABVIEW a partir de la versión NI-VISA 3.0 se implementó la comunicación con el puerto USB que es la que se necesita para poder implementar la comunicación con un dispositivo externo.

Se crearon rutinas en LabView® que inician configurando los dispositivos, luego manualmente se debe activar un control de inicio ubicado en el panel frontal para que LabView® pueda leer los datos. Seguidamente se procede a la organización y procesamiento de los datos en donde para cada canal se le aplica un procedimiento matemático que nos lleve

a la visualización de las señales y poder calcular valores intrínsecos de la misma como lo son valor pico, valor RMS y las componentes armónicas de las señales de tensión e implementar ecuaciones a escalas que representen los valores de corriente y tensión medidos [10-11].

En la Fig. 5 se presenta el panel frontal del aplicativo desarrollado, donde se observa básicamente la siguiente información:

- Voltajes de línea. Cada voltaje es representado en un indicador de tipo gráfico medido en Volt [V].
- Corrientes de línea y corriente de neutro. Cada una de las corrientes esta representada en su respectivo indicador gráfico y medida en Ampere [A].
- Información de los armónicos de la señal. Estos se presentan de manera independiente, para poder analizar las características de cada uno.

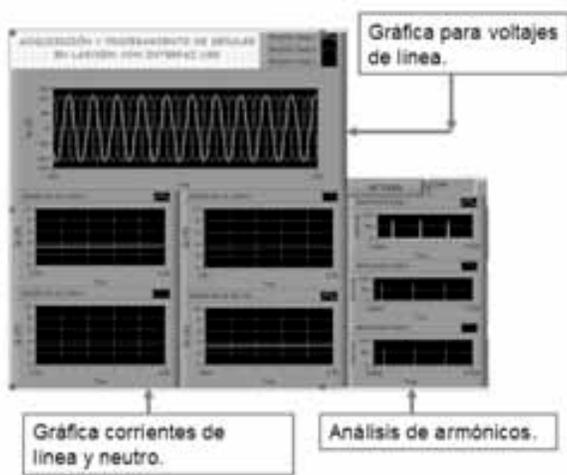


Fig. 5. Panel frontal del aplicativo de adquisición de datos

Finalmente, cabe destacar que para el procesamiento de los datos y la determinación del comportamiento de las señales de tensión se utilizaron los siguientes VI's:

- AC & Dc Estimator PtByPt (Not in Base Package): Este VI se encarga de determinar el nivel de AC (Vrms) y el nivel de DC de una señal. Se destaca la conexión de entrada de la señal en el dominio del tiempo (Signal [V]), la extracción de nivel de AC de la señal (AC Estimate [Vrms]) y la extracción del nivel de DC de la señal de entrada (DC Estimate [V]).
- Auto Power Spectrum PtByPt (Not in Base Package): Este elemento permite, básicamente, determinar el Espectro de potencia de la señal de interés. Se destaca el ping para la señal de entrada (Signal [V]) y el pin que permite determinar los armónicos existentes en la señal (Power Spectrum [V² rms]).

IV. CONCLUSIONES

En este documento se ha presentado una breve descripción de un sistema de adquisición de datos, aplicado en señales de

la red eléctrica. En general, se pueden destacar los siguientes puntos como conclusiones del presente trabajo:

- Los sistemas de adquisición de datos son herramientas fundamentales para la supervisión de las señales provenientes de diversos procesos. En este caso en particular se cuenta con la medición, visualización y análisis de señales de la red eléctrica.
- Se logró diseñar y construir una tarjeta de adquisición de señales eléctricas tanto de tensión como de corriente para un sistema trifásico. Es importante resalta que se ha logrado acoplar estas a un sistema digital que pudiera enviar estos datos al PC mediante el puerto USB.
- Existen varias topologías eléctricas para la reducción del nivel de señal de la red, para que sea medible por los conversores de datos convencionales. La principal razón para la elección de atenuadores resistivos para reducir los niveles de tensión a valores no mayores a ± 2.5 Voltios, fue debido a su economía, precisión y fácil adquisición.
- Se utilizó una interfaz USB, ya que es la forma que en la actualidad presenta mayores ventajas con las ya existente como lo es su alta velocidad en transmisión, en donde se lograron transmisiones cercanas a 921000 baudios.

V. REFERENCIAS

- [1] Comisión de Regulación de Energía y Gas. RESOLUCION 24 DE abril 26 de 2005 [online]. Disponible en: https://basedoc.superservicios.gov.co/basedoc/documentos/2a6913eb9ea4c3571eb6348ba3ec5e3c/r_creg_0024_2005.html.
- [2] H. Hernandez, J. Noriega y P. Rueda. Digitalización de la señal proveniente de un polígrafo. Bucaramanga. UIS 2.002. Capítulos 2, 4 y 5. Puerto paralelo de un PC., Módulos de una tarjeta de adquisición y Software de visualización (LABVIEW). Proyecto de grado de ingeniería electrónica. Universidad Industrial de Santander UIS.
- [3] Burr-Brown. Precision lowest cost isolation amplifier (ISO122) [online]. Disponible desde: http://www.datasheetcatalog.net/es/datasheets_pdf/I/S/O/1/ISO122.shtm1
- [4] F. Llanes y A. Rondón. Tarjeta de adquisición de datos para computadores compatibles. Bucaramanga: UIS, 1998. Capitulo 3. Módulos de una tarjeta de adquisición. Proyecto de grado de ingeniería electrónica. Universidad Industrial de Santander UIS.
- [5] Allegro Microsystems. Fully Integrated, Hall Effect-Based Linear Current Sensor with Voltage Isolation and a Low-Resistance Current Conductor [online]. Disponible desde: http://www.allegromicro.com/en/products/part_numbers/0704/0704-015.pdf
- [6] J.M. Angulo, E. Martín. Microcontroladores PIC. La solución en un chip. 2. Edición. Madrid ED. Paraninfo, 2000. 489p.
- [7] Microchip. PIC18F2455/2550/4455/4550 Data Sheet. [online]. Disponible desde: <http://ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/39632D.pdf>
- [8] CARSOFT. Características USB, [en línea]. Disponible en Internet: URL: <http://www.carsoft.com.ar/usb.htm>.
- [9] J. Anzurez, V. González. Diseño de un instrumento virtual para la medición de la energía usando LABVIEW.
- [10] A. Lazaro. LABVIEW: Programación grafica para el control de instrumentación. Madrid. ED. Paraninfo, 1996. 403p.
- [11] NATIONAL INSTRUMENTS. LABVIEW manual de usuario. [en línea]. Disponible en Internet: URL: <http://www.ni.com>

VI. BIOGRAFÍAS

Sergio Andrés Zabala (1982) nació en Bucaramanga, Colombia el 7 de Noviembre de 1982. Obtuvo su grado de bachiller del Colegio Franciscano del Virrey Solís en 1999. Realizó sus estudios de pregrado en Ingeniería Electrónica en la Universidad Industrial de Santander, donde obtuvo su título en Octubre de 2005. En su experiencia profesional cuenta con la participación como docente de tiempo completo de la Universitaria de Investigación y Desarrollo, así como docente cátedra de la Universidad Industrial de Santander. Participa actualmente en la procesos de investigación en la UDI, como líder del grupo de investigación en Robótica, Control y Procesamiento de Señales GPS. Actualmente, desarrolla sus estudios de Maestría en Ingeniería Electrónica en la UIS.

Marco Fidel Florez (1975) nació en el municipio de San Pedro, Colombia en 1965. Obtuvo su título de pregrado en Ingeniería Electrónica en la Universidad Industrial de Santander en 1999. Se ha desempeñado como docente en las Unidades Tecnológicas de Santander y en la Universitaria de Investigación y Desarrollo. Se encuentra vinculado a los procesos de investigación en el grupo de investigación en Robótica, Control y Procesamiento de Señales GPS-UDI. En el año 2008 recibió el título de Especialista en Telecomunicaciones de la Universidad Pontificia Bolivariana.

Jilson Mario Gámez (1981) nació en el municipio de San Juan del Cesar en 1981. Estudió su bachillerato en la Escuela Normal Nacional de dicho municipio. Llevó a cabo sus estudios en la Universitaria de Investigación y Desarrollo obteniendo el grado de Ingeniero Electrónico en el año 2007. Se desempeña actualmente como Contratista en las Minas del Cerrejón.

Ariel Rojas Rojas (1978) nació en el municipio de Valledupar en 1978. Estudió su bachillerato en el Colegio Alfonso Lopez Pumajero de dicho municipio. Llevó a cabo sus estudios en la Universitaria de Investigación y Desarrollo obteniendo el grado de Ingeniero Electrónico en el año 2007. Se desempeña actualmente como Contratista en las Minas del Cerrejón.

