

## Revista Mexicana de Ingeniería Biomédica

Volumen  
Volume 25

Número  
Number 1

Marzo  
March 2004

*Artículo:*

Aproximación difusa con filtros de orden bajo a filtros de orden alto aplicados a señales ECG

Derechos reservados, Copyright © 2004:  
Sociedad Mexicana de Ingeniería Biomédica, AC

Otras secciones de  
este sitio:

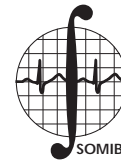
- 👉 Índice de este número
- 👉 Más revistas
- 👉 Búsqueda

*Others sections in  
this web site:*

- 👉 *Contents of this number*
- 👉 *More journals*
- 👉 *Search*



Medigraphic.com



## *Aproximación difusa con filtros de orden bajo a filtros de orden alto aplicados a señales ECG*

Carlos Villa A.,\* Marco Antonio  
Reyna C.,\* Rafael Villa A.\*

\* Universidad Autónoma de Baja  
California, Instituto de Ingeniería.

Correspondencia:

Carlos Villa A.  
Blvd. Benito Juárez y Calle de la Normal  
s/n, Col. Insurgentes Este.  
Mexicali B. C., México, C.P. 21280 Tel/Fax.  
5-66-41-50.  
cvilla@iing.mx, uabc.mx,  
mreyna@uabc.mx,  
ravilla@iing.mx, uabc.mx

### **RESUMEN**

Muchas veces, en el procesamiento de señales biológicas, se necesita eliminar componentes indeseables, tales como el ruido inducido por el medio, así como el inducido por los propios sistemas de adquisición de señales. Generalmente en sistemas de procesamiento automático esta tarea se realiza a través de filtros digitales cuya función de transferencia se aproxima lo más posible a la ideal. No obstante, los requisitos que deben cumplir los algoritmos de dichos filtros vienen impuestos por las características de las señales biológicas. Éstas generalmente constan de componentes de baja frecuencia contaminadas por ruido de diferentes orígenes: ruido proveniente de fuentes biológicas diferentes a las de nuestra consideración, ruido proveniente de los aparatos de medida e interferencias de 50/60 Hz, y ruido de banda ancha debido a la cuantificación y conversión analógica digital.

Cuando se tiene interés en procesar grandes cantidades de información en el mínimo tiempo posible se pueden diseñar filtros de orden bajo sacrificando la respuesta en frecuencia. En este trabajo se presenta un algoritmo desarrollado para determinar los coeficientes de un filtro pasa-bajo de orden bajo. Esto se logra haciendo aproximación difusa de un filtro de orden bajo a un filtro de orden alto. En este trabajo se presentan resultados obtenidos en la aplicación de este algoritmo al diseño de filtros para el tratamiento de la señal ECG. En concreto, se han diseñado filtros para los dos casos siguientes: detección del QRS inmerso en ruido y detección de las ondas P y T inmersas en ruido.

### **Palabras clave:**

*Lógica difusa, ECG, diseño de filtros digitales.*

### **ABSTRACT**

To process biological signals is necessary to discriminate between the true information and the noise induced by the environment and the acquisition instruments. Generally, in automatic acquisition systems this task is achieved by implementing digital filters which transfer function is approximated as much as possible to the ideal transfer function. The requirements of the algorithms to implement the filters are imposed by the characteristics of the biological signals. These signals are low frequency signals mixed with noise from different sources such as the 50/60 Hz. noise induced by the environment, noise generated by the acquisition instruments, wide band noise due to the quantization and analog-digital conversion of the signals, and

noise generated from different biological sources not considered by our analysis.

When the goal is to process huge amount of information spending as minimum time as possible we can design low order filters sacrificing the frequency response of the filter.

In this paper we present the development of an algorithm to calculate the coefficients of a low-order low-pass filter. We present a fuzzy approximation of a high-order filter to a low-order filter. In this work we present the results obtained playing the filter to ECG signals, specially in the detection of the QRS, P and T waves immersed in noisy signals.

**Key Words:**

Fuzzy logic, ECG, Digital filters design.

## 1. INTRODUCCIÓN

Dado que la potencia relativa de las señales ECG se encuentra generalmente en una banda de frecuencias limitada (entre 0 Hz y 100 Hz), normalmente se utilizan filtros pasa bajo en lugar de filtros de banda completa (pasa banda), esto debido a que las señales de ruido normalmente son de frecuencias mayores que las de interés (ECG).

Una consideración importante al sintetizar un filtro en general, es la distorsión de fase<sup>1</sup>. Este problema es importante si se está interesado en el instante de ocurrencia, o en la amplitud de determinados picos. Para evitar este problema, en este trabajo se consideran filtros de respuesta finita al impulso (FIR) simétrico, los cuales no introducen distorsión de fase en la banda de paso. Además, estos filtros no presentan problemas de estabilidad<sup>2</sup>.

Los métodos comúnmente usados para diseñar filtros toman en cuenta el espectro en frecuencia del ruido y de la señal sobre la que van a ser aplicados. Estos métodos parten del comportamiento ideal del filtro, e intentan aproximarse a él. Uno de los fenómenos importantes en el diseño de este tipo de filtros es la estrecha relación que existe entre el orden del filtro y su respuesta en frecuencia, esto es, entre mayor sea el orden del filtro se pueden lograr transiciones entre bandas más rápidas.

Una vez diseñado un filtro de orden alto; la lógica difusa ofrece la oportunidad de hacer una aproximación a éste con un filtro de orden bajo. En el siguiente apartado se presenta el desarrollo, un algoritmo que realiza esta segunda aproximación.

## 2. DESARROLLO

Las etapas del desarrollo de este trabajo son las siguientes: desarrollo de filtros de respuesta finita al impulso (FIR), aproximación difusa a la respuesta al impulso de un filtro de orden alto, aplicación a señales ECG. Detección del complejo QRS inmerso en ruido, resultados de la aproximación con tres y cinco coeficientes, detección de las ondas P y T inmersas en ruido y resultados de la aproximación con tres y cinco coeficientes.

### 2.1. Desarrollo de filtros de respuesta finita al impulso (FIR)

Un filtro de respuesta finita al impulso de (FIR) longitud  $M$  con entrada  $x[n]$  y salida  $y[n]$  puede describirse mediante la ecuación en diferencias (1), esto debido a que esta relación es la parte no recursiva de la ecuación en diferencias que representa a un sistema lineal invariante al corrimiento.

$$y[n] = b_0 x[n] + b_1 x[n-1] + \dots + b_{M-1} x[n-M+1] \quad (1)$$

donde  $b_k$  son los coeficientes del filtro. Por otra parte podemos expresar la salida del filtro  $y[n]$  como una convolución de la entrada  $x[n]$  con la respuesta al impulso del filtro  $h[n]$ , como se muestra en la relación (2).

$$y[n] = \sum_{k=0}^{M-1} h[k] x[n-k] \quad (2)$$

Observando las relaciones (1) y (2) podemos encontrar que son idénticas si los coeficientes  $b_k$  son iguales a los coeficientes  $h[k]$ , es decir:  $b_k = h[k]$  lo que reduce el diseño del filtro (que es encontrar los coeficientes del mismo) a encontrar su respuesta al impulso.

La respuesta en frecuencia ideal de un filtro pasa bajo (Figura 1) con frecuencia de corte  $F_c$  está definida por la ecuación (3).

$$H(F) = \begin{cases} e^{j2\pi F(N-1)/2} & |F| \leq F_c \\ 0 & |F| > F_c \end{cases} \quad (3)$$

Obteniendo su respuesta al impulso a través de la transformada inversa de Fourier discreta con la ecuación (4), donde  $S_F$  es el periodo en el dominio del tiempo, se obtiene la relación (5).

$$h[n] = \frac{1}{S_F} \int_{-F_c}^{F_c} H(F) e^{j2\pi Fn} dF \quad (4)$$

$$h[n] = 2F_c \text{Sinc}(2F_c \frac{N-1}{2} n) \quad (5)$$

La función  $\text{Sinc}(n)$  está definida para todo valor de  $n$  y decae muy lentamente. Al utilizar los valores de  $h[n]$  definidos por la ecuación (5) como coeficientes del filtro FIR, dará lugar a sobre impulsos en la respuesta en frecuencia del filtro. Debido a la lentitud de la función  $\text{Sinc}(n)$ , se requiere un filtro de orden muy alto para lograr transiciones rápidas entre bandas.

De lo anterior que, es necesario truncar la respuesta al impulso lo cual equivale a multiplicar

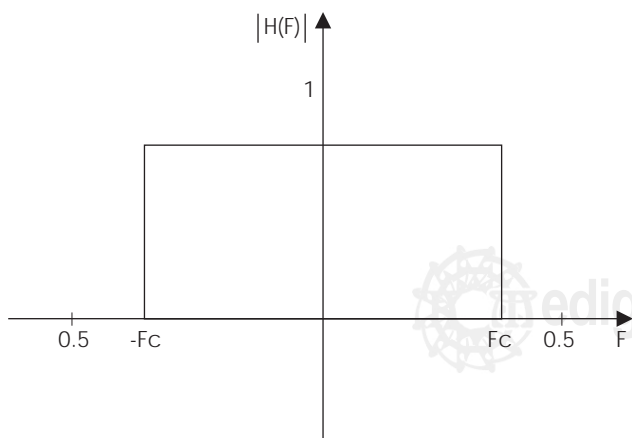


Figura 1. Respuesta en frecuencia del filtro pasa bajo ideal.

$h[n]$  por una ventana  $w[n]$  de longitud  $N$ . El espectro de  $h_w[n] = h[n] \cdot w[n]$  es la convolución de  $H(F)$  y  $W(F)$ . La función  $W(F)$  va a producir rizados y sobre impulsos en la señal de salida, de la misma forma que se produce el efecto de Gibbs al reconstruir una señal discontinua con un número finito de coeficientes espectrales. Aquí el efecto de Gibbs se da en el dominio de la frecuencia al truncar la respuesta al impulso. Para reducir los efectos de un truncamiento abrupto se utilizan ventanas espectrales tales como la ventana Hanning, Hamming, Blackman, Kaiser etc.

Si utilizamos la ecuación (5) para encontrar la respuesta al impulso y posteriormente truncamos multiplicando el resultado por una ventana de suavizado para reducir el efecto del truncamiento abrupto, podemos encontrar los coeficientes de un filtro pasa bajos real. Es importante notar que el orden del filtro está dado por el parámetro  $N$  y que a medida que el orden disminuye únicamente se va recortando el número de coeficientes que componen la multiplicación de la respuesta al impulso con la ventana de truncamiento (suavizado).

### 2.2 Aproximación difusa a la respuesta al impulso de un filtro de orden alto

Cuando se tiene interés en procesar grandes cantidades de información en el mínimo tiempo posible se pueden diseñar filtros de orden bajo sacrificando la respuesta en frecuencia. Una alternativa para encontrar los coeficientes de un filtro de orden bajo se propone en este trabajo y consiste en encontrar sus coeficientes aproximando la salida de un sistema estándar aditivo difuso (SAM) con la respuesta al impulso de un filtro de orden alto, donde el número de coeficientes del filtro resultante está dado por el número de reglas propuestas en el sistema SAM. Lo anterior se logra a través de la minimización del error cuadrático existente entre éstos, es decir minimizando (6).

$$E = \sum_{n=1}^m h_w(n) - \sum_{j=1}^N P_j(n) C_j \quad (6)$$

donde  $\sum_{j=1}^N P_j(n) C_j$  es la salida del sistema SAM y  $P_j(n)$  está dado por la relación (7).

$$p_j(n) = \frac{w_j a_j(n) V_j}{\sum_{k=1}^m w_k a_k(n) V_k} \quad (7)$$

$C_j$  representa el centro de gravedad de las funciones de membresía de salida de las  $N$  reglas establecidas en el sistema, que a su vez son un parámetro independiente de  $n$ .

El problema general de aproximar óptimamente por mínimos cuadrados a un conjunto de datos requiere que se reduzca al mínimo la expresión (6) con respecto a los coeficientes de la función de ajuste que en este caso están dados por los coeficientes  $C_j$ <sup>3</sup>. Para que ocurra un mínimo es necesario que  $(dE/dC_j)=0$  para cada  $j=0, 1, 2, \dots, N$ . Así, para cada  $j$ ,

$$\frac{d}{dC_j} \sum_{n=1}^m h_w(n) \sum_{j=1}^N P_j(n) C_j^2 = 0 \quad (8)$$

$$\frac{d}{dC_j} \sum_{n=1}^m h_w(n)^2 \sum_{j=1}^N P_j(n) C_j h_w(n) = 0$$

$$\frac{d}{dC_j} \sum_{n=1}^m h_w(n)^2 \sum_{j=1}^N P_j(n) C_j h_w(n) = 0$$

$$\frac{d}{dC_j} \sum_{n=1}^m h_w(n)^2 \sum_{j=1}^N C_j \sum_{k=1}^N P_j(n) P_k(n) h_w(n) = 0$$

derivando,

$$\sum_{n=1}^m \sum_{j=1}^N P_j(n) h_w(n) = \sum_{k=1}^N C_k \sum_{n=1}^m \sum_{j=1}^N P_j(n) P_k(n) = 0$$

$$\sum_{k=1}^N C_k \sum_{n=1}^m P_k(n) \sum_{j=1}^N P_j(n) = \sum_{n=1}^m h_w(n) \sum_{j=1}^N P_j(n)$$

$$\sum_{k=1}^N C_k \sum_{n=1}^m P_k(n) \sum_{j=1}^N P_j(n) = \sum_{n=1}^m h_w(n) \sum_{j=1}^N P_j(n) \quad (9)$$

La ecuación (9) genera  $k$  ecuaciones normales en las  $C_k$  incógnitas. Es conveniente escribir las ecuaciones de la forma siguiente:

$$C_1 \sum_{n=1}^m P_1(n) P_1(n) \quad C_2 \sum_{n=1}^m P_1(n) P_2(n) \quad \dots \quad C_N \sum_{n=1}^m P_1(n) P_N(n)$$

$$\sum_{n=1}^m P_1(n) h_w(n)$$

$$C_1 \sum_{n=1}^m P_2(n) P_1(n) \quad C_2 \sum_{n=1}^m P_2(n) P_2(n) \quad \dots \quad C_N \sum_{n=1}^m P_2(n) P_N(n)$$

$$\sum_{n=1}^m P_2(n) h_w(n)$$

$$C_1 \sum_{n=1}^m P_N(n) P_1(n) \quad C_2 \sum_{n=1}^m P_N(n) P_2(n) \quad \dots \quad C_N \sum_{n=1}^m P_N(n) P_N(n)$$

$$\sum_{n=1}^m P_N(n) h_w(n)$$

Resolviendo el sistema de ecuaciones anterior se obtiene un conjunto  $N$  de coeficientes reales  $C_k$  que definen el filtro de orden bajo.

La minimización de  $E$  sin ninguna restricción no implica que el filtro para frecuencias bajas tenga un comportamiento próximo al ideal. Para asegurar el comportamiento como filtro ideal se impone la restricción dada por (10) en los coeficientes.

$$\sum_{n=1}^N C_n = G \quad (10)$$

donde  $G$  es la ganancia del filtro, que normalmente es igual a uno.

### 2.3. Aplicaciones a la señal ECG

Como aplicación de la técnica de diseño expuesta se consideraron filtros pasa bajos para señales ECG. Se presentan los filtros calculados para las siguientes situaciones: detección del QRS inmerso en ruido y detección de las ondas P y T inmersas en ruido.

Se diseñaron filtros pasa bajos con tres y cinco coeficientes, que son de los que menor tiempo de cálculo consumen, y por tanto muy útiles en el procesamiento de grandes cantidades de datos (registros de ECG de Holter de 24 horas). Para cada caso se analizó el resultado de aplicar estos filtros a una señal ECG tomada de un registro de Holter. Se consideró una frecuencia de muestreo  $f_m = 250\text{Hz}$ , ya que es una de las más usadas en el procesamiento de señales ECG de Holter.

#### 2.3.1. Detección del complejo QRS inmerso en ruido

Para el diseño de los filtros de detección del complejo QRS, se toma en consideración que

la potencia relativa de dicho complejo normalmente se encuentra distribuida en el rango de frecuencias entre 0 y 37 Hz. Por lo que se ha considerado el diseño de dos filtros pasa bajos con 3 y 5 coeficientes bajo el procedimiento descrito en el apartado 2.2 a los cuales se denominarán  $QRS - D_3$  y  $QRS - D_5$  respectivamente.

Como se mencionó en el apartado 2.1 aumentando el orden del filtro se pueden lograr bandas de transición más rápidas, que normalmente es deseado en el diseño de filtros para eliminación de componentes espectrales. En el caso del diseño de un filtro pasa bajos con frecuencia de corte de 37 Hz con 21 coeficientes puede observarse que para diferentes ventanas de suavizado la banda de transición en la respuesta en frecuencia se mantiene en un rango estrecho y que el nivel de rizado en la banda de atenuación depende de la ventana aplicada. En este caso particular el filtro con ventana Hanning es el que muestra el nivel más bajo de rizado en la banda de atenuación. Por lo que la respuesta al impulso de dicho filtro se toma como la respuesta al impulso del filtro de orden alto a la cual se le realiza una aproximación difusa para obtener un filtro de orden bajo; tomando el modelo SAM y el sistema de reglas descrito en el siguiente punto.

### 2.3.1.1 Resultados de la aproximación con tres y cinco coeficientes

Utilizando el procedimiento descrito en el apartado 2.2 para aproximar la respuesta al impulso del filtro de 21 coeficientes, seleccionado en el punto anterior, con los centroides de las salidas de los modelos SAM mostrados en las Figuras 2 y 3 para tres y cinco coeficientes respectivamente, y conservando la condición (10) y utilizando los conjuntos de reglas mostrados en los Cuadros 1 y 2, arroja como resultado los coeficientes del Cuadro 3, que definen los filtros de orden bajo de tres y cinco coeficientes.

En la Figura 4 se pueden ver trazos ECG tomados de un registro Holter real a los cuales se les ha aplicado los filtros encontrados anteriormente. Se observa cómo ambos filtros (el de tres y el de cinco coeficientes) realizan su función satisfactoriamente.

### 2.3.2. Detección de las ondas P y T inmersas en ruido

Análogamente al caso anterior, y considerando ahora el espectro de las ondas P y T, en donde se observa que la potencia relativa de dichas ondas normalmente se encuentra distribuida en el rango de frecuencias entre 0 y 10 Hz, se ha considerado el diseño de dos filtros pasa bajos con 3 y 5

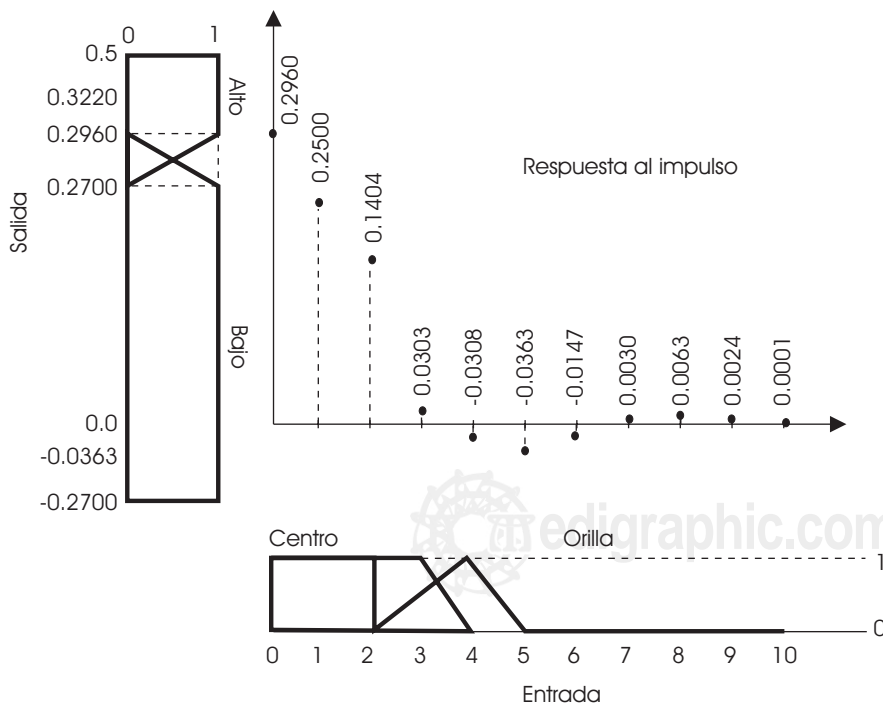
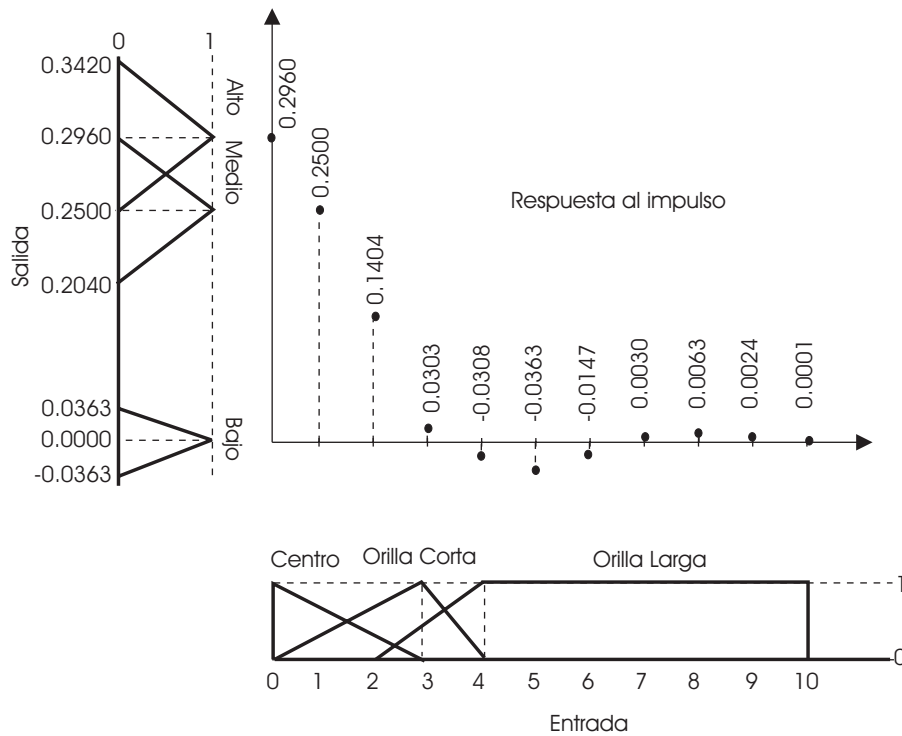


Figura 2. Sistema de funciones de membresía del modelo SAM para aproximar un filtro de 21 coeficientes utilizando tres coeficientes con frecuencia de corte de 37 Hz.



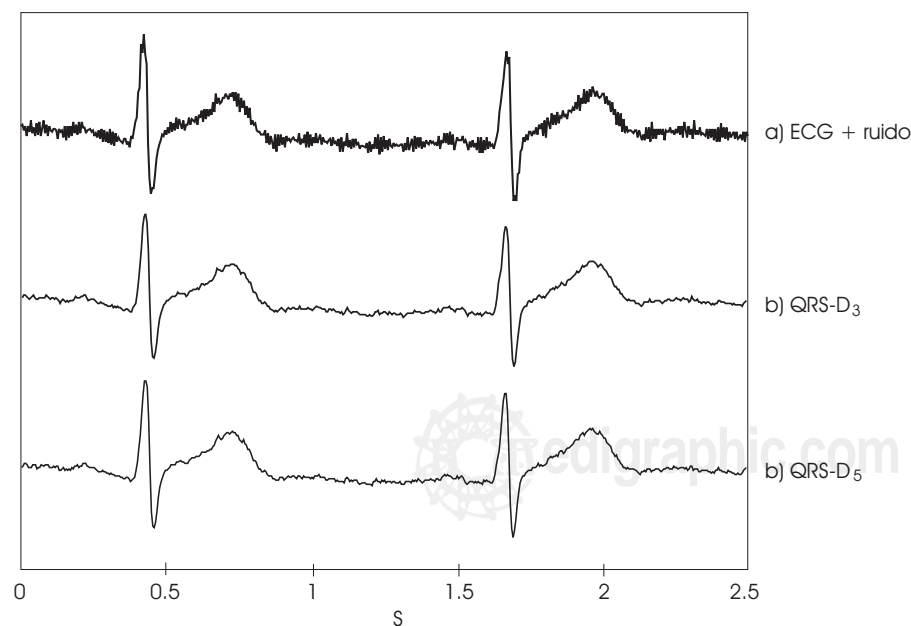
**Figura 3.** Sistema de funciones de membresía del modelo SAM para aproximar un filtro de 21 coeficientes utilizando cinco coeficientes con frecuencia de corte de 37 Hz.

**Cuadro 1.** Conjunto de reglas para el modelo SAM que aproxima un filtro de 21 coeficientes con tres coeficientes.

|   |           |
|---|-----------|
| Si entrada es <b>Centro</b> salida es <b>Alto</b> | (regla 1) |
| Si entrada es <b>Orilla</b> salida es <b>Bajo</b> | (regla 2) |

**Cuadro 2.** Conjunto de reglas para el modelo SAM que aproxima un filtro de 21 coeficientes con tres coeficientes.

|  |           |
|--|-----------|
| Si entrada es <b>Centro</b> salida es <b>Alto</b>        | (regla 1) |
| Si entrada es <b>Orilla Corta</b> salida es <b>Medio</b> | (regla 2) |
| Si entrada es <b>Orilla Larga</b> salida es <b>Bajo</b>  | (regla 3) |



**Figura 4.** Aplicación de los filtros  $QRS - D_3$  y  $QRS - D_5$  sobre trazos ECG tomados de un registro Holter real. a) Registro real ECG con ruido, b) registro con aplicación del filtro  $QRS - D_3$  y c) registro con aplicación del filtro  $QRS - D_5$ .

coeficientes los cuales nombramos  $PT-D_3$  y  $PT-D_5$  respectivamente.

En este caso en particular; para un filtro pasa bajos con frecuencia de corte de 10 Hz utilizando 21 coeficientes, se probaron distintas ventanas de suavizado encontrando el nivel más bajo en la banda de atenuación al utilizar ventanas Hanning, por lo que, análogamente al caso anterior, la respuesta al impulso de este filtro se tomó como la respuesta al impulso del filtro de orden alto al cual se le realizó la aproximación difusa para obtener el filtro de orden bajo, tomando el mismo modelo SAM y el sistema de reglas descrito en el apartado 2.3.1.1.

**2.3.2.1 Resultados de la aproximación con tres y cinco coeficientes.**

Utilizando el mismo conjunto de reglas mostradas en los Cuadros 1 y 2 y los conjuntos de funciones de las Figuras 5 y 6 para el cálculo del nuevo filtro de orden bajo, se obtuvo como resultado los coeficientes del Cuadro 4 que definen los filtros de orden bajo de tres y cinco coeficientes respectivamente.

De la misma forma que en el caso anterior, en la Figura 7 se puede ver los resultados obtenidos de la aplicación de los filtros diseñados a trazos reales tomados de un registro Holter. Se observa cómo su desempeño es satisfactorio y cómo el

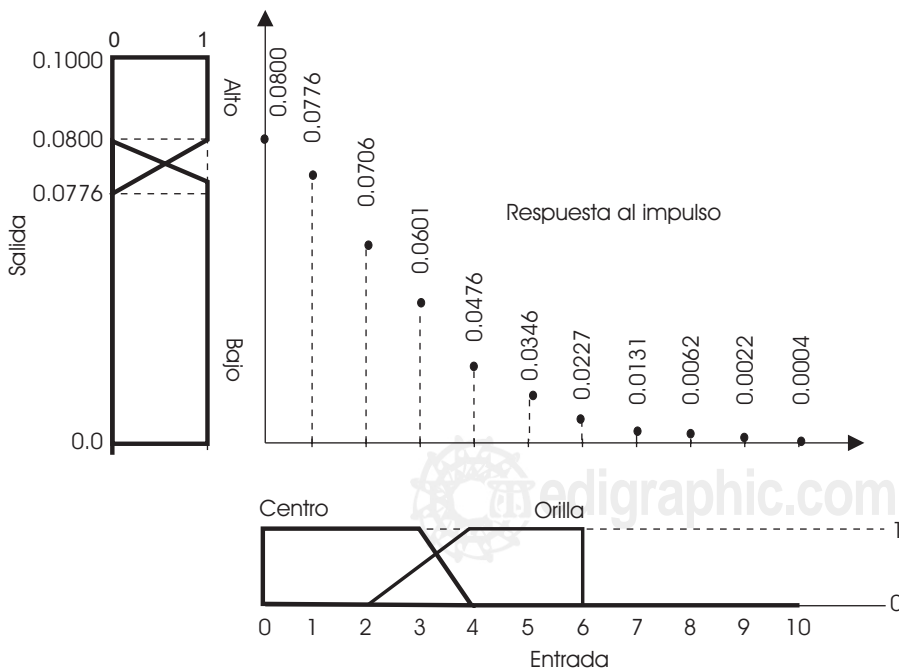
filtro con cinco coeficientes tiene una atenuación mayor del ruido.

**3. CONCLUSIONES**

En este trabajo se ha considerado el diseño de filtros FIR pasa bajos de bajo orden para el pre-procesado de señales ECG. Tomando como premisa el procesar grandes cantidades de información en el menor tiempo posible, se propone una técnica de diseño alternativa para encontrar los coeficientes de un filtro de orden bajo, la cual aproxima la salida de un sistema estándar aditivo difuso (SAM) con la respuesta al impulso de un filtro de orden alto, donde el número de coeficientes del filtro resultante está dado por el número de reglas propuestas en el sistema SAM.

Esta técnica ha sido aplicada al diseño de filtros para señales ECG en dos casos; detección del complejo QRS inmerso en ruido y detección de las ondas P y T inmersas en ruido. Se han considerado filtros de tres y cinco coeficientes que son de los que menos tiempo de cálculo requieren.

Estos filtros se han diseñado para la frecuencia de muestreo de 250 Hz que es una de las más comunes en el procesamiento de registros de larga duración (registros Holter). Los resultados obtenidos muestran cómo efectivamente con la



**Figura 5.** Sistema de funciones de membresía del modelo SAM para aproximar un filtro de 21 coeficientes utilizando tres coeficientes con una frecuencia de corte de 10 Hz.

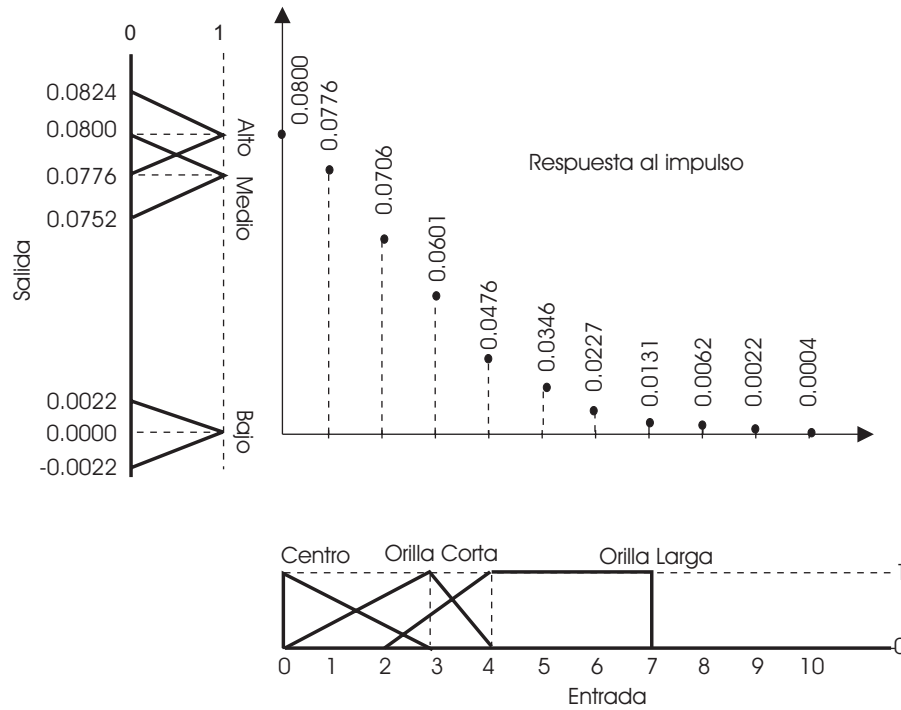


**Cuadro 3.** Coeficientes que definen los filtros de tercer y quinto orden para la detección del complejo QRS.

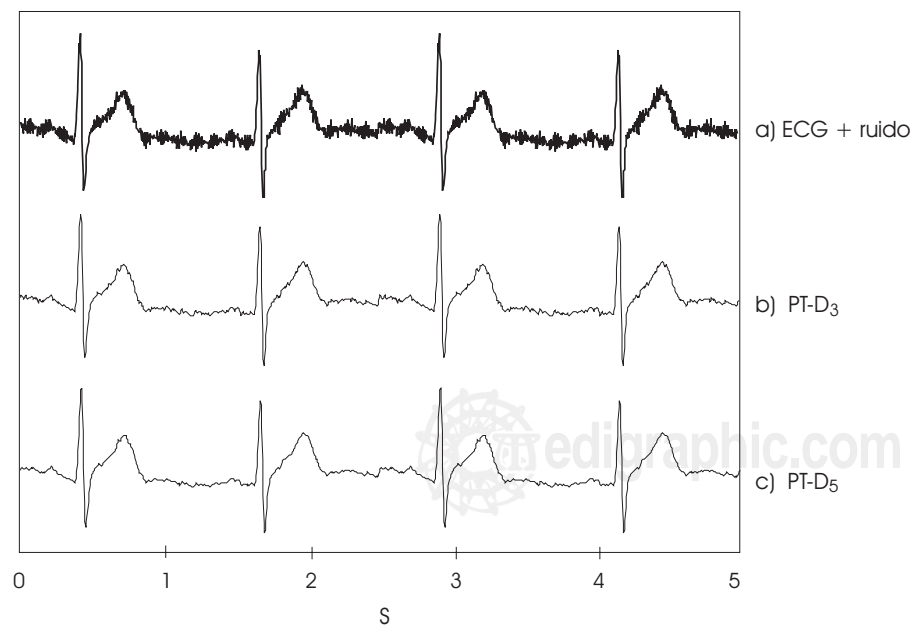
| Filtro    | d   | $C_1$   | $C_2$  | $C_3$  | $C_4$  | $C_5$   |
|-----------|-----|---------|--------|--------|--------|---------|
| $QRS-D_3$ | 2.3 | 0.1007  | 0.2316 | 0.1007 |        |         |
| $QRS-D_5$ | 1.5 | -0.0141 | 0.1884 | 0.3275 | 0.1884 | -0.0141 |

**Cuadro 4.** Coeficientes que definen los filtros de tercer y quinto orden para la detección de las ondas P y T.

| Filtro   | d   | $C_1$  | $C_2$  | $C_3$  | $C_4$  | $C_5$ |
|----------|-----|--------|--------|--------|--------|-------|
| $PT-D_3$ | 6.6 | 0.0369 | 0.0771 | 0.0369 |        |       |
| $PT-D_5$ | 3.5 | 0.0300 | 0.0756 | 0.0782 | 0.0756 | 0.030 |



**Figura 6.** Sistema de funciones de membresía del modelo SAM para aproximar un filtro de 21 coeficientes con cinco coeficientes y una frecuencia de corte de 10 Hz.



**Figura 7.** Aplicación de los filtros  $PT-D_3$  y  $PT-D_5$  sobre trazos ECG tomados de un registro Holter real. a) Registro real ECG con ruido, b) registro con aplicación del filtro  $PT-D_3$  y c) registro con aplicación del filtro  $PT-D_5$ .

aproximación y sistemas de reglas propuestas se logra mover la respuesta en frecuencia del filtro, haciéndola, en caso deseado, más selectiva en la banda de atenuación, esto conservando el número bajo de coeficientes. La razón para tomar un número reducido de coeficientes es obtener velocidades rápidas de procesado, si bien en la medida que esta restricción sea menor, o la aplicación lo requiera, se pueden considerar mayor número de coeficientes y mejorar las características del filtro.

#### BIBLIOGRAFÍA

1. Khon F. Phase distortion in biological signal analysis caused by linear phase FIR filters. *Med & Biol Eng & Comp* 1987; 25: 231-238.
2. Bose NK. *Digital Filters*, North-Holland, Amsterdam. 1985.
3. Kosko B. *Fuzzy Engineering*, Prentice-Hall, Inc. New Jersey. 1997.
4. Oppenheim AV, Schafer RW. *Digital Signal Processing*, Prentice Hall, Inc. New Jersey. 1985.
5. Cromwell L, Weibel FJ, Pfeiffer EA. *Biomedical Instrumentation and Measurement*, Prentice Hall, New Jersey. 1980.
6. Thakor NV, Webster JG, Tompkins WJ. Estimation of QRS Complex power spectrum for design of a QRS filter, *IEEE trans. Biomed Eng* 1984; BME-31(11): 702-706.
7. Kaufman A. *Introducción a la Teoría de los Subconjuntos Borrosos*, Masson, París. 1977.
8. Majalca R, Carmen L, Mata G. Segmentación de Imágenes utilizando Técnicas de Minimización de la Difusividad, *Memoria Electro 2000*: 143-149.
9. Laguna L. *Nuevas Técnicas de Procesado de señales electrocardiográficas: aplicación a registros de larga duración*, Instituto de Cibernética, Universidad Politécnica de Cataluña-CSIC, Tesis Doctoral. 1990.