

REDUCCIÓN DE INTERFERENCIAS EN SEÑALES ECG MEDIANTE FILTROS DIGITALES IIR

(Interference Reduction in ECG Signals
Applying IIR Digital Filters)

Gerardo Tibamoso Pedraza

Escuela de Ingeniería Electrónica, Uptc-Sogamoso, Grupo de Investigación DSP,
gerardotiba@yahoo.es, dsp.uptc@gmail.com

(Recibido Marzo 15 de 2007 y aceptado Noviembre 18 de 2007)

Resumen

Presenta los resultados de la aplicación de filtros digitales IIR en la eliminación total o parcial de interferencias de alta frecuencia que afectan la morfología de las señales del Electrocardiograma (ECG). Se describe un método para el diseño de los filtros IIR en tiempo discreto, a partir de su dinámica en tiempo continuo, y se propone un método que relaciona las frecuencias de corte con las frecuencias de muestreo. Se presentan las recomendaciones y especificaciones básicas para realizar el diseño de los filtros que cumplan los estándares para este tipo de señales.

Palabras clave: Filtros digitales IIR, ECG, Physionet, Interferencia, Ruido.

Abstract

It shows the results of IIR digital filters application to the total or partial elimination of high frequency interferences, that affect the morphology of the Electrocardiogram signals (ECG). Also it describes a method for the IIR filters design in discrete time, from its dynamics in continuous time. Additionally a method that relates the cut frequencies with the sampling frequencies is proposed. Some basic recommendations and specifications are presented to carry out the filters design that complies with the standards required for this type of signals.

Key Words: IIR Digital Filters, ECG, Physionet, Interference, Noise.

1. INTRODUCCIÓN

Una señal ECG es una representación gráfica de la actividad eléctrica del corazón; se obtiene midiendo por medio de electrodos los potenciales bioeléctricos en la superficie del cuerpo del paciente (lo que hace que esta prueba sea no invasiva) y convirtiéndolos en señales eléctricas para su tratamiento. La actividad eléctrica del corazón genera una serie consecutiva de ondas que se pueden reconocer de acuerdo con su morfología y que se repiten con el ritmo cardiaco. La onda P, el complejo QRS (compuesto por las ondas Q, R y S), la onda T y la onda U componen un trazo normal de una señal ECG. En la figura 1 se presenta un trazo de una señal ECG con las ondas características que la componen (es de anotar que la morfología de la señal depende de la ubicación de los electrodos, por lo que, por ejemplo, se pueden tener algunas ondas invertidas o más prominentes que las mostradas en la figura 1).

La magnitud en voltaje de la señal ECG es pequeña y está en alto riesgo de ser modificada por señales externas que se encuentran en el ambiente; por lo tanto, es necesario adecuarla a óptimos niveles de voltaje y evitar que señales ajenas interfieran y modifiquen sus características. Sin embargo, cuando las interferencias se adicionan a las señales ECG (modificando su morfología), pueden aplicarse métodos que

permiten recuperar la señal original, total o parcialmente. Dentro de estos métodos se encuentran los filtros en tiempo continuo y en tiempo discreto, así como funciones y métodos matemáticos complejos que pueden ser implementados en una amplia gama de plataformas para el procesamiento digital de este tipo de señales.

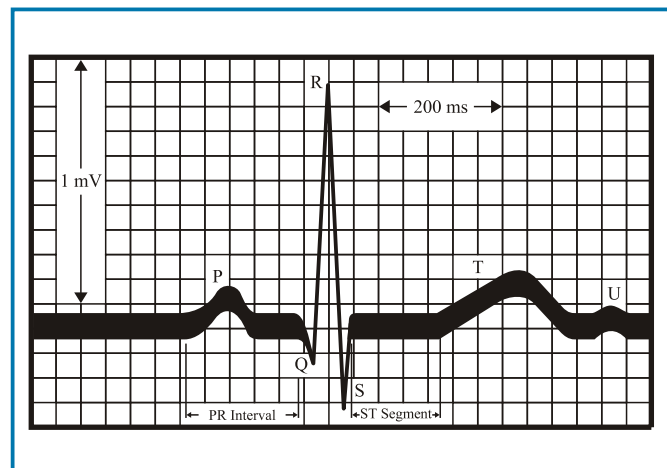


Figura 1. Señal ECG
(Fuente: Berbari, 2000).

2. ETAPAS PARA REGISTRAR UNA SEÑAL ECG

Existen distintos métodos para la obtención de un registro de ECG, como se representa en la figura 2.

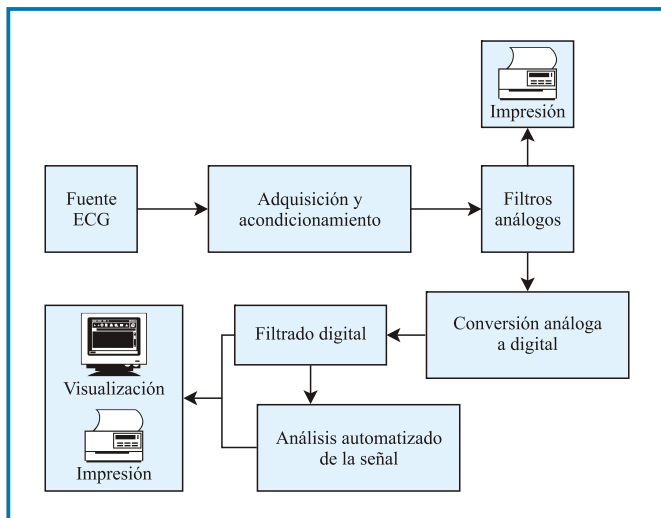


Figura 2. Etapas en el registro de una señal ECG.

La forma básica para realizar esta tarea consiste en un tratamiento puramente analógico de la señal, donde intervienen las etapas de adquisición y acondicionamiento, y un filtrado analógico para lograr imprimir la señal por medio de un estilete caliente sobre un papel termosensible. Una mejora a este método consiste en combinar el tratamiento analógico con el tratamiento digital de la señal. Para este caso, la etapa de adquisición y acondicionamiento es similar al método anterior, pero la etapa de filtrado cuenta con la ventaja de que algunas tareas desarrolladas por los filtros analógicos pueden ser implementadas de forma digital. Esto lleva a la reducción de componentes electrónicos y a una mejor manipulación de las características de los filtros. Sin embargo, para este método sigue siendo indispensable un filtro analógico pasa bajas para limitar el ancho de banda de la señal, lo que permite definir adecuadamente la frecuencia de muestreo, y así evitar efectos de solapamiento relacionados con los componentes en alta frecuencia de la señal o de las interferencias. Adicionalmente, el tratamiento digital permite desarrollar aplicaciones para el análisis y diagnóstico médico.

3. PARÁMETROS PARA EL FILTRADO DE UNA SEÑAL ECG

El objetivo principal de los filtros analógicos y digitales es eliminar (total o parcialmente) las interferencias, con una mínima modificación de las características de la señal original; lo que representa una garantía en la veracidad de los datos para

estudios posteriores. Las señales de interferencias en el ECG son de tipo electromagnético y fisiológico, que se adicionan en los procesos de adquisición y el acondicionamiento de la señal. Por lo tanto, para diseñar estos filtros se deben conocer las características en frecuencia tanto de la señal ECG, como de las señales de interferencia que la afectan.

La American Heart Association (AHA) ha definido ciertos parámetros de medida, acondicionamiento y procesamiento de señales ECG (Bailey et ál., 1990). Para los filtros digitales, la AHA recomienda:

- 500 Hz como mínima frecuencia de muestreo.
- Ancho de banda con frecuencias de corte en 0,67 y 150 Hz.
- La respuesta en amplitud puede variar dentro de un 6% (0,5 dB) en el rango de 1 a 30 Hz.

Sin embargo, en otros estudios (Rijnbeek et ál., 2001) se afirma que es necesario ampliar el ancho de banda a una frecuencia de corte de 250 Hz, con frecuencia de muestreo de 1000 Hz.

De la misma forma, la AHA presenta bastante interés en las modificaciones que un filtro pasa altas puede generar en los componentes de baja frecuencia, donde, por ejemplo, son susceptibles las características de las ondas T y los segmentos ST. La respuesta más adecuada para esta aplicación es la de un filtro pasa altas en tiempo continuo de polo simple y con frecuencia de corte en 0,05 Hz. Sin embargo, con esta frecuencia de corte no se corrige de forma apropiada la fluctuación de la línea base, por lo que la AHA afirma, también, que existen métodos de procesamiento digital para lograr incrementar la frecuencia de corte del filtro con un mínimo de distorsión en las ondas componentes del ECG.

Características eléctricas de las señales de interferencia

Las señales de interferencia típicas en los registros del ECG son generadas por factores como:

- Los contactos inestables entre los electrodos y la piel del paciente.
- La respiración, que produce componentes de baja frecuencia y genera fluctuación en la línea base.
- Las señales bioeléctricas musculares (EMG).
- La red eléctrica.
- El electrobisturí, que genera interferencia en un amplio rango de frecuencias.

Estas interferencias pueden afectar significativamente la morfología de las señales ECG, hasta el punto de no ser útiles para establecer algún criterio médico.

Aunque las características de las señales de interferencia varían en amplitud y frecuencia, es posible definir ciertas características particulares, útiles para definir los parámetros del comportamiento de los filtros digitales. De acuerdo con Castellanos *et ál.* (2004), en la tabla 1 se presentan las características de algunas señales de interferencia.

Tabla 1. Algunas señales de interferencia en los registros de ECG y sus características

Tipo de interferencia	Rango de frecuencias	Amplitud en función del valor pico a pico del ECG
Por EMG	0 a 10KHz	rms del 10%
Ped eléctrica	60Hz	mayor al 50%
Respiración	0.15 a 0.3Hz	15%
Electrocirugía	100KHZ a 1MHZ	200%

4. MÉTODO DE DISEÑO DE LOS FILTROS DIGITALES IIR

El método que generalmente se utiliza para el diseño de filtros IIR (Butterworth, Chebyshev y Elíptico) de tiempo discreto está basado en los filtros IIR de tiempo continuo (Haykin y Van, 2003; Oppenheim et ál., 2000) y consta básicamente de tres pasos, que se describen a continuación.

Primero: se especifican las características que definen el comportamiento del filtro de tiempo discreto, como son las frecuencias de corte, el riple en la banda de paso y la atenuación mínima en la banda de rechazo.

Segundo: se transforman las frecuencias de corte de tiempo discreto a tiempo continuo (por medio de una función tangencial), y se reemplazan en la función de transferencia de tiempo continuo del filtro respectivo que se quiere diseñar. Cabe señalar que el riple en la banda de paso y la atenuación mínima en la banda de rechazo permanecen constantes tanto en tiempo continuo como en tiempo discreto.

Tercero: por medio de la transformación bilineal se obtiene una función de transferencia de tiempo discreto a partir de la función de transferencia de tiempo continuo obtenida en el paso anterior. La función de transferencia en tiempo discreto se convierte en una ecuación recurrente, que puede ser implementada por métodos computacionales.

La relación de transformación entre las frecuencias de tiempo continuo (Ω) y las frecuencias de tiempo discreto (ω) es una función de la forma:

$$\Omega = \frac{2}{tm} \tan\left(\frac{\omega}{2}\right) \quad (1)$$

Donde tm es el tiempo de muestreo, Ω es la frecuencia en tiempo continuo (en rad/s) y ω es la frecuencia en tiempo discreto normalizada (en rad).

Esta relación se obtiene a partir de la transformación bilineal, e implica que en el plano $s = \sigma + j\Omega$, el eje de las frecuencias ($-\infty < \Omega < \infty$) cuando, se comprime en el círculo unitario en el

plano Z, donde representa el ángulo de esta circunferencia con rango $-\pi < \omega < \pi$. Además se tiene que:

$$\Omega = 2 * \pi * fc \quad (2)$$

Donde fc es la frecuencia de corte en tiempo continuo (en Hz).

$$\omega = 2 * \pi * \left(\frac{fd}{fm}\right) \quad (3)$$

Donde fd es la frecuencia de corte en tiempo discreto (en Hz) y fm es la frecuencia de muestreo.

(Cabe aclarar que de acuerdo con la transformación $fc \neq fd$ para $fc, fd > 0$).

De acuerdo con la ecuación anterior, si $-\pi < \omega < \pi$ entonces:

$$-\frac{fm}{2} < fd < \frac{fm}{2} \quad (4)$$

Aunque para el diseño de los filtros digitales y de acuerdo con la simetría en el espectro en frecuencias, se puede considerar que:

$$0 \leq fd < \frac{fm}{2} \quad (5)$$

Esto se debe al teorema de Nyquist, que indica que la frecuencia de muestreo debe estar por encima del doble de la componente más alta en frecuencia de la señal muestreada, con lo cual se asegura que los componentes en frecuencia de la señal no se superpongan. Por lo tanto, es necesario establecer el ancho de banda de la señal continua que se digitalizará, para definir adecuadamente la frecuencia de muestreo.

4.1 Definición de las características de diseño de los filtros digitales IIR pasa bajas para una señal ECG

De acuerdo con el método establecido, para el diseño de los filtros digitales IIR pasa bajas se definen las frecuencias de corte de la banda de paso (fp) y de rechazo (fs), el riple en la banda de paso (rp) y la mínima atenuación en la banda de rechazo (rs). Con estas características se calcula el orden del filtro para cada uno de los métodos de diseño (Butterworth, Chebyshev o Elíptico), y se redefinen las frecuencias de corte de acuerdo con las aproximaciones matemáticas que se hagan en cada caso. El diseño entrega los coeficientes de la función de transferencia del filtro en tiempo discreto, necesarios para su implementación.

Existen herramientas matemáticas computacionales para el trabajo antes descrito, como Scilab, Matlab y Octave, las cuales hacen este trabajo sencillo y versátil.

Elección de las frecuencias de corte. Aunque la frecuencia de muestreo (fm) mínima de las señales ECG debe ser de 500 Hz, se han encontrado registros de estas señales con $fm=200$ Hz. Esto se debe, entre otras cosas, a que los componentes más significativos del ECG están por debajo de los 50 Hz (Thakor, 1984; Cuesta, 2001), como se presenta en la figura 3.

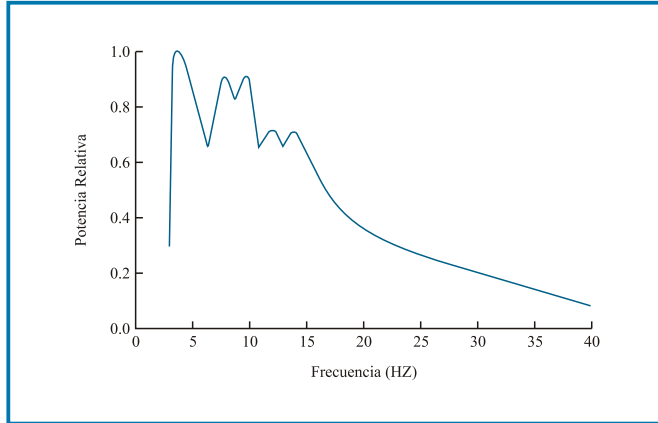


Figura 3. Representación del espectro en frecuencia de una señal ECG.

Por lo tanto, las frecuencias de muestreo que normalmente se utilizan para la discretización de estas señales están en el rango de 200 a 1200 Hz. En este trabajo se propone una relación entre las frecuencias de muestreo y las frecuencias de corte del filtro digital pasa bajas, de tal forma que el ancho de banda de la señal cumpla con el teorema del muestreo y lo relacione con las recomendaciones mínimas de la AHA.

Para definir una relación entre la frecuencia de muestreo (fm) y la frecuencia de corte de la banda de paso (fp), se toman como referencia las recomendaciones mínimas dadas por la AHA, de la siguiente manera:

$$\text{Para } fm = 500 \text{ Hz, } fp = 150 \text{ Hz} \quad (6)$$

y

$$\text{Para } fm = 1000 \text{ Hz, } fp = 250 \text{ Hz} \quad (7)$$

Además, para establecer una relación cuando $fm < 200$ Hz, se define que:

$$\text{Para } fm = 0 \text{ Hz, } fp = 0 \text{ Hz} \quad (8)$$

Estas relaciones son utilizadas como referencia para obtener las funciones mostradas en la figura 4, las cuales se componen de tres segmentos, que se definen de la siguiente manera:

$$1. fp = 0.3 * fm \quad (9)$$

para $0 < fm \leq 500$ Hz

$$2. fp = 0.2 * fm + 50 \quad (10)$$

Para $500 < fm \leq 1000$ Hz

$$3. fp = 250 \quad (11)$$

Para $1000 < fm \leq 1200$ Hz

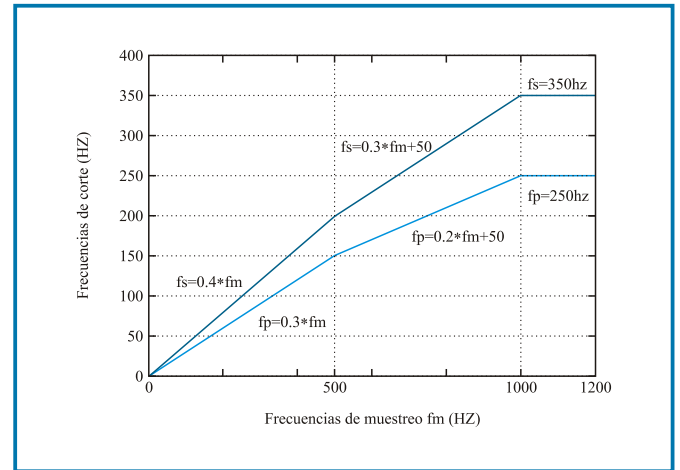


Figura 4. Relación entre la frecuencia de muestreo (fm) y la frecuencia de corte (fp) del filtro digital pasa bajas.

Y obteniendo las frecuencias de corte normalizadas (ω_p) para cada caso, se tienen:

1. Para $0 < fm \leq 500$ Hz

$$\omega_p = 2 * \pi * \left(\frac{0.3 * fm}{fm} \right)$$

$$\omega_p = 0.6 * \pi \quad (12)$$

2. Para $500 < fm \leq 1000$ Hz

$$\omega_p = 2 * \pi * \left(\frac{(0.2 * fm + 50)}{fm} \right)$$

$$\omega_p = \left(0.4 + \frac{100}{fm} \right) * \pi \quad (13)$$

Entonces

$$0.5 * \pi \leq \omega_p < 0.6 * \pi$$

3. Para $1000 < fm \leq 1200$ Hz

$$\omega_p = 2 * \pi * \left(\frac{250}{fm} \right)$$

$$\omega_p = \left(\frac{500}{fm} \right) * \pi \quad (14)$$

Entonces

$$0.42 * \pi \leq \omega_p < 0.5 * \pi$$

Ya que $-\pi < \omega < \pi$ y debido a la simetría en el espectro en frecuencias, solo es necesario definir la respuesta del filtro para $0 < \omega < \pi$.

Para obtener las funciones que definen la frecuencia de corte de la banda de rechazo (fs), se hacen las siguientes relaciones en cada caso:

1. Para $0 < fm \leq 500$ Hz se tiene que $\omega_p = 0.6 * \pi$, que representa el 60% del espectro en frecuencias normalizadas. Entonces se define de forma arbitraria que $\omega_s = 0.8 * \pi$ que representa el 80% del espectro de la frecuencia normalizada. Por lo tanto se tiene que:

$$0.8 * \pi = 2 * \pi * \left(\frac{fs}{fm} \right)$$

$$fs = 0.4 * fm \quad (15)$$

Esta relación puede generar que el orden del filtro se mantenga constante para $0 < fm \leq 500$ Hz, si rp y rs son constantes; ya que la diferencia entre ω_s y ω_p es una constante ($\omega_s - \omega_p = 0.2 * \pi$).

Con la idea de mantener la misma diferencia entre ω_s y ω_p , para de esta forma mantener constante el orden del filtro sin importar el valor que tome la frecuencia de muestreo, se define fs para el siguiente segmento.

2. Para $500 < fm \leq 1000$ Hz se tiene que

$$\omega_p = \left(0.4 + \frac{100}{fm} \right) * \pi ;$$

Para mantener el orden del filtro constante y del mismo valor al del primer segmento (o aproximadamente el mismo), se define que $\omega_s - \omega_p = 0.2 * \pi$, entonces:

$$\omega_s = 0.2 * \pi + \left(0.4 + \frac{100}{fm} \right) * \pi ,$$

$$\omega_s = \left(0.6 + \frac{100}{fm} \right) * \pi \quad (16)$$

Entonces

$$0.7 * \pi \leq \omega_s < 0.8 * \pi$$

Y obteniendo fs se tiene:

$$\left(0.6 + \frac{100}{fm} \right) * \pi = 2 * \pi * \left(\frac{fs}{fm} \right),$$

$$fs = 0.3 * fm + 50 \quad (17)$$

3. Para $1000 < fm \leq 1200$ Hz se tiene que $fp = 250$ Hz. Entonces para este segmento se define un fs que sea el ultimo valor de la función anterior, es decir, $fs = 0.3 * fm + 50$, siendo $fm = 1000$ Hz, obteniendo. En este caso

$$\omega_s - \omega_p = 2 * \pi * \left(\frac{350}{fm} \right) - 2 * \pi * \left(\frac{250}{fm} \right),$$

$$\omega_s - \omega_p = 2 * \pi * \left(\frac{100}{fm} \right) \quad (18)$$

Entonces

$$0.17 * \pi \leq \omega_s - \omega_p < 0.2 * \pi$$

La diferencia entre ω_s y ω_p no es una constante, lo que repercute en el orden del filtro digital.

La diferencia entre ω_s y ω_p no es una constante, lo que repercute en el orden del filtro digital.

Una de las características de los filtros digitales es que si se mantienen constantes fp , fs , rp y rs , y la frecuencia de muestreo se va incrementando, el orden del filtro se incrementa. Por ejemplo, si se definen que $fp = 150$ Hz, $fs = 200$ Hz, $rp = 0.1$ dB, y $rs = 40$ dB, y se hacen incrementos en la frecuencia de muestreo, los resultados con respecto al orden obtenido (n) se presentan en la tabla 2.

Tabla 2. Orden de los filtros en función de la frecuencia de muestreo para $fp = 150$ Hz, $fs = 200$ Hz, $rp = 0.1$ dB y $rs = 40$ dB.

	Frecuencia de muestreo (Hz)			
	500	750	1000	1500
Butterworth	9	16	19	21
Chebyshev	5	8	9	9
Elíptico	4	5	5	6

4.2 Diseño de filtros digitales IIR pasa bajas con Octave

El diseño y la implementación de los filtros digitales aquí descritos fueron desarrollados sobre el sistema operativo GNU/Linux (Morgan, 1992) y con el software matemático Octave (Eaton, 2005). Octave es software libre compatible con Matlab. Las funciones para el diseño de los filtros ya están definidas en Octave y Matlab; por ejemplo, para el diseño de un filtro digital IIR Butterworth se utilizan las funciones `buttord(wp,ws,rp,rs)` y `butter(n,w)`. `buttord(wp,ws,rp,rs)` retorna el orden del filtro (n) y una nueva frecuencia de corte de la banda de paso (w). Con estos valores se calculan los coeficientes del filtro digital, con la función `butter(n,w)` (Fernández, 2005).

Los valores iniciales para el diseño de los filtros digitales IIR pasa bajas (en cada uno de los métodos) son:

$$f_m=360 \text{ Hz}, r_p=0.1 \text{ dB y } r_s=40 \text{ dB.}$$

Con la frecuencia de muestreo establecida se calculan las frecuencias de corte, obteniendo:

$$f_p=108 \text{ Hz}, f_s=144 \text{ Hz,}$$

y por lo tanto:

$$w_p=0.6, w_s=0.8$$

(Nota: el registro “100s” cuenta con dos señales de ECG de 1 min de duración, muestreadas a 360 Hz (Goldberger, 2000); las cuales servirán de prueba para la aplicación de los filtros digitales).

El filtro digital pasa bajas se comportará como se presenta en la figura 5.

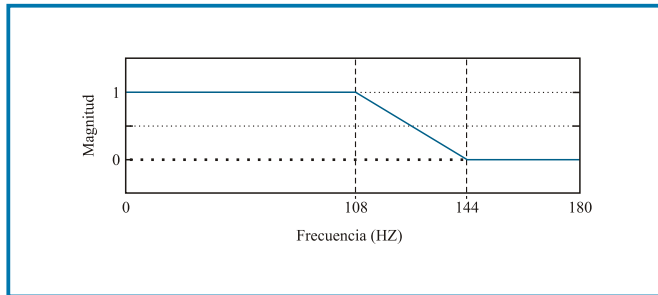


Figura 5. Espectro en frecuencia del filtro digital pasa bajas con $f_p=108 \text{ Hz}$, $f_s=144 \text{ Hz}$ y $f_m=360 \text{ Hz}$.

En la tabla 3 se presentan los resultados del orden y la frecuencia de corte, para cada uno de los filtros digitales IIR.

Tabla 3. Orden y frecuencia de corte normalizada para los filtros digitales IIR pasa bajas con $f_m=360 \text{ Hz}$.

	Butterworth	Chebyshev	Elíptico
Orden	9	5	4
Frecuencia de corte	0,66	0,6	0,6

Con estos resultados se obtienen los coeficientes de las funciones de transferencia en tiempo discreto de cada uno de los filtros IIR. Por motivos prácticos, en este trabajo solo se presentará la implementación del filtro Elíptico (aunque las respuestas de los demás filtros son similares). Los coeficientes de la función de transferencia obtenidos para el filtro Elíptico, son:

$$\text{Numerador} = [0.22876 \ 0.79321 \ 1.13821 \ 0.79321 \ 0.22876];$$

$$\text{Denominador} = [1.00000 \ 0.911861 \ 0.981075 \ 0.232546 \ 0.093506];$$

En la figura 6 se presenta la respuesta en frecuencia del filtro elíptico pasa bajas diseñado.

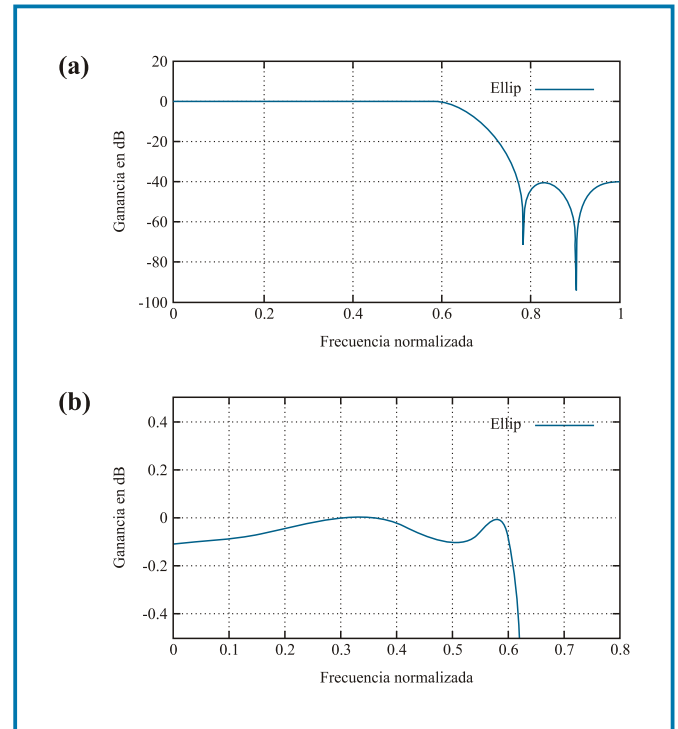


Figura 6. Respuesta en frecuencia normalizada del filtro digital IIR pasa bajas Elíptico. (a) Frecuencias de corte, (b) Rizo en la banda de paso.

En la figura 7 se muestra el espectro en frecuencia periódico del filtro digital pasa bajas, con $f_m=360 \text{ Hz}$.

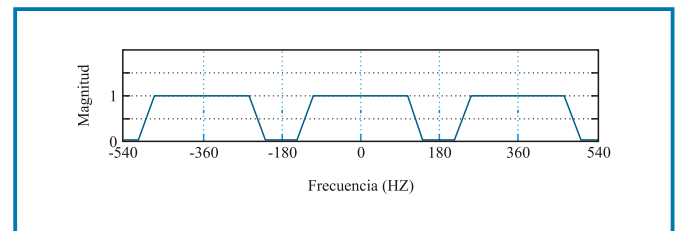


Figura 7. Comportamiento periódico en frecuencia del filtro digital pasa bajas.

En la figura 7 se puede observar que el espectro en tiempo discreto de cualquier filtro digital es periódico, donde el periodo lo determina la frecuencia de muestreo. Por lo tanto, el filtro pasa bajas atenuará señales de interferencia con frecuencias comprendidas en las bandas de atenuación que se definen de la siguiente manera:

$$(fs + n * fm) \leq f \leq ((n+1) * fm - fs) \quad (19)$$

Y permitirá el paso, a aquellas señales cuyos componentes en frecuencia se encuentran dentro de las bandas que pueden definirse de la siguiente manera:

$$(n * fm - fp) < f < (n * fm + fp) \quad (20)$$

Siendo n un número entero.

5. IMPLEMENTACIÓN DEL FILTRO DIGITAL IIR PASA BAJAS EN UNA SEÑAL ECG

Aplicando el filtro digital pasa bajas elíptico en señales ECG reales (Goldberger, 2000), con interferencias simuladas de distintos valores de frecuencia, se obtienen los resultados presentados en las figuras siguientes.

La interferencia con frecuencia de 150 Hz cae dentro de las bandas de rechazo, y, por lo tanto, es eliminada por el filtro digital pasa bajas, como puede observarse en la figura 8.

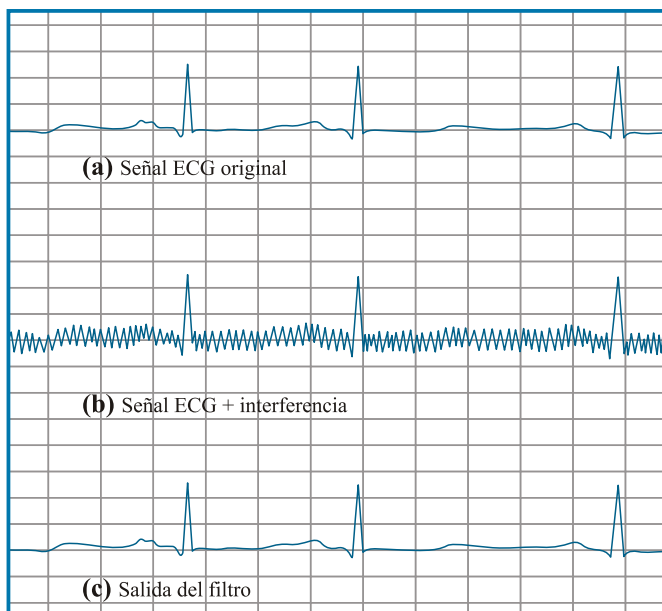


Figura 8. Respuesta del filtro digital pasa bajas a una interferencia con frecuencia de 150 Hz y de amplitud 20% del valor pico a pico del ECG. a) Señal ECG original, b) ECG + ruido, c) Salida del filtro.

La interferencia con frecuencia de 700 Hz cae dentro de una banda de paso. La característica periódica del espectro en frecuencia de cualquier señal digital hace que esta interferencia aparezca en todas las bandas de paso, e inevitablemente no puede ser eliminada por el filtro digital pasa bajas, como puede observarse en la figura 9.

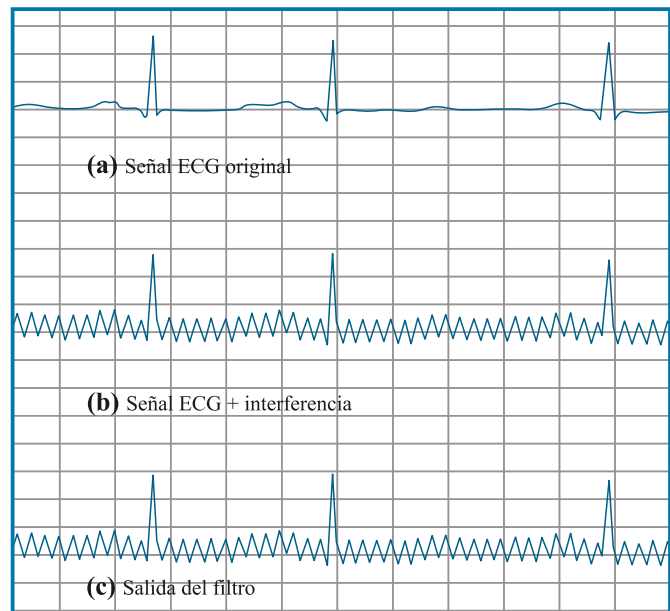


Figura 9. Respuesta del filtro digital pasa bajas a una interferencia con frecuencia de 700 Hz y de amplitud 20% del valor pico a pico del ECG. a) Señal ECG original, b) ECG + ruido, c) Salida del filtro.

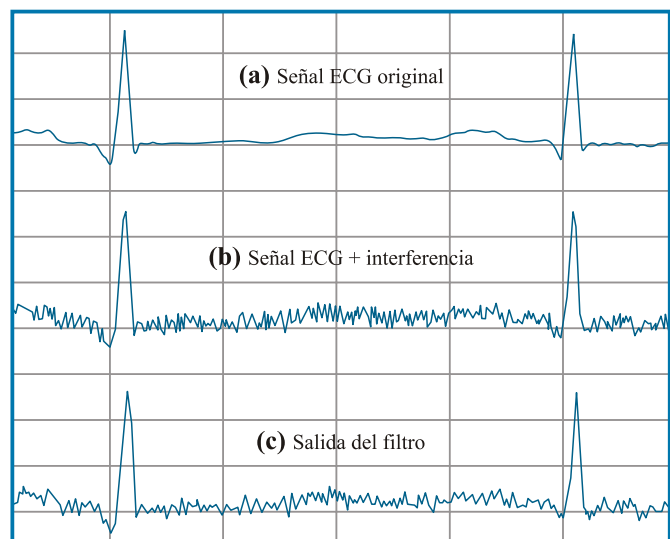


Figura 10. Respuesta del filtro digital pasa bajas a una interferencia aleatoria (en todas las frecuencias) y de amplitud 20% del valor pico a pico del ECG. a) Señal ECG original, b) ECG + ruido, c) Salida del filtro.

La función rand() puede considerarse como una señal de interferencia en todas las frecuencias, ya que genera datos de forma aleatoria. Esta se utilizó como una señal de interferencia de tal forma que al aplicar el filtro digital pasa bajas en la señal contaminada, algunos componentes en frecuencia de la interferencia son eliminados, mientras que otros permanecen constantes; como puede observarse en la figura 10.

6. CONCLUSIONES

Para el tratamiento digital de señales es necesario un buen acondicionamiento analógico, de tal forma que se limite el espectro en frecuencia de la señal para evitar interferencias de alta frecuencia que difícilmente pueden ser eliminadas.

Para las características del diseño, el filtro Elíptico presenta el menor orden, comparado con los demás, lo que favorece su implementación en sistemas de procesamiento en tiempo real.

7. REFERENCIAS

- Bailey, JJ. et ál. (1990). Recommendations for Standardization and Specifications in Automated Electrocardiography: Bandwidth and Digital Signal Processing. *Circulation* 81, pp. 730-739. Obtenido el 17 de febrero de 2006 en <http://circ.ahajournals.org>.
- Castellanos, G. et ál. (2004). Análisis y procesamiento digital de bioseñales e imágenes médicas. [Informe final de actividades del trabajo de investigación]. Manizales: Universidad Nacional de Colombia.
- Cuesta, D. (2001). Estudio de métodos para procesamiento y agrupación de señales electrocardiográficas. [Tesis Doctoral]. Valencia (España): Universidad Politécnica de Valencia. Departamento de Informática de sistemas y computadoras. 191 p.
- Eaton, J. (1997). Octave: Interactive Language for Numerical Computations. Obtenido en septiembre de 2005 en <http://www.octave.org>.
- Fernández, L. y Pinto, H. (2005). Diseño de filtros IIR y FIR para una señal ECG. [Trabajo de investigación]. Maestría en Automatización Industrial, UPTC Duitama – UNAL sede Manizales.
- Goldberger, A. et ál. (2000). PhysioBank, PhysioToolkit, and Physionet: Components of a New Research Resource for Complex Physiologic Signals. Obtenido en febrero de 2005 en <http://circ.ahajournals.org/cgi/content/full/101/23/e215>.
- Haykin, S. y Van Veen B. (2003). *Señales y sistemas*. México: Limusa Wiley (ed.).
- Morgan, R. y Mcgilton, H. (1992). *Introducción al Unix sistema V*. McGraw-Hill.
- Oppenheim, A., Schafer, R. and Buck, J. (2000). *Tratamiento de señales en tiempo discreto*. España: Prentice Hall (ed.).
- Rijnbeek, P., Kors, J. and Witsenburg, M. (2001). Minimum Bandwidth Requirements for Recording Pediatric Electrocardiograms. *Circulation* 104; pp. 3087-3092. Obtenido el 17 de febrero de 2006 en <http://circ.ahajournals.org>
- Thakor, N. et ál. (1984). Estimation of QRS Complex Power Spectra for Design of a QRS Filter, *IEEE Transactions on Biomedical Engineering* 31, No.11, pp. 702-706.