

Capítulo 3

FILTRADO DE LA INTERFERENCIA DE RED EN EL ECG

*Bueno es conocer el nombre y
propiedades de todas las flores, pero es
mejor aún crear una flor nueva.*

SANTIAGO RAMÓN Y CAJAL

Como ya hemos mencionado, la interferencia de la red de distribución eléctrica puede dificultar la detección de los potenciales ventriculares tardíos. Mediante el promediado de señal se puede reducir este ruido. Sin embargo, esta reducción puede no ser suficiente si el nivel de la interferencia original (previa al promediado) es elevado. Evanich et al. (1972) mostraron que se ha de tener especial precaución en la interpretación de cualquier tipo de datos obtenidos mediante promediado de valores experimentales si hay la posibilidad de que exista una señal interferente periódica. La estabilidad del punto de alineamiento queda afectado por la presencia de interferencia de red, lo que limita la reducción de esta interferencia mediante promediado (Peper et al., 1991; Strackee y Peper, 1992). La falta de sincronismo perfecto con la señal de referencia se traduce en una reducción del ancho de banda de la señal recuperada. Además, la prolongación del tiempo de promediado no siempre es beneficiosa, pues puede dar paso a la manifestación del carácter no estacionario del ruido.

Se han publicado numerosos métodos para reducir la interferencia de red. Abarcan desde una mejora en el diseño de la instrumentación hasta filtros hardware (analógicos y digitales) y software.

Una característica deseable en cualquier técnica para la reducción de interferencias es la de que no debe afectar al contenido de información de la señal. De esta forma, las técnicas que tienen como objetivo minimizar la interferencia que se introduce en el equipo son las más apropiadas.

Webster (1984) ha revisado diferentes métodos para la reducción de la interferencia de red en registros de biopotenciales: apantallamiento y trenzado de cables, reducción de la impedancia de contacto de los electrodos, realimentación activa y amplificadores de aislamiento. Estas técnicas sólo permiten reducir la interferencia en modo común. Sin embargo, se ha mostrado que en el registro de biopotenciales siempre existe la posibilidad de una interferencia de red en modo diferencial significativa, sobre todo por acoplamiento capacitivo, e incluso por inducción magnética dentro del cuerpo (Pallás-Areny y Colominas, 1989). Esta es la causa de que en el registro del ECG se observe a menudo una interferencia de red, aún tomando las debidas precauciones al

adquirir la señal. Esto hace pensar que puede ser de interés la aplicación de filtros digitales sobre la señal ya adquirida para reducir aún más la interferencia.

Los filtros de banda eliminada utilizados habitualmente (Laakso et al., 1994; Pei y Tseng, 1995; Wariar y Eswaran, 1991), anulan cualquier componente de 50 Hz, sea interferencia o no, y además necesitan un conocimiento previo de la frecuencia interferente exacta, ya que una pequeña desviación de la frecuencia nominal de red aumenta el error a la salida del filtro. Otros tipos de filtros, como el filtro de banda eliminada adaptativo (Pei y Tseng, 1993; Widrow et al., 1975; Ider y Koymen, 1990; Ider y Saki, 1993; Ider et al., 1995; Yelderian et al., 1983; Thakor y Zhu, 1991) y los filtros de estimación incremental (Ahlstrom y Tompkins, 1985; Kors, 1994) generan oscilaciones en torno al QRS que dificultan la detección correcta de potenciales ventriculares tardíos.

Para solventar los problemas anteriores, proponemos un método de filtrado que consiste en sustituir los coeficientes de la transformada discreta de Fourier (DFT) afectados por la interferencia de red por unos valores obtenidos por interpolación a partir de coeficientes no afectados (figura 3.1). De esta forma se conserva la información de la amplitud del ECG a la frecuencia de red.

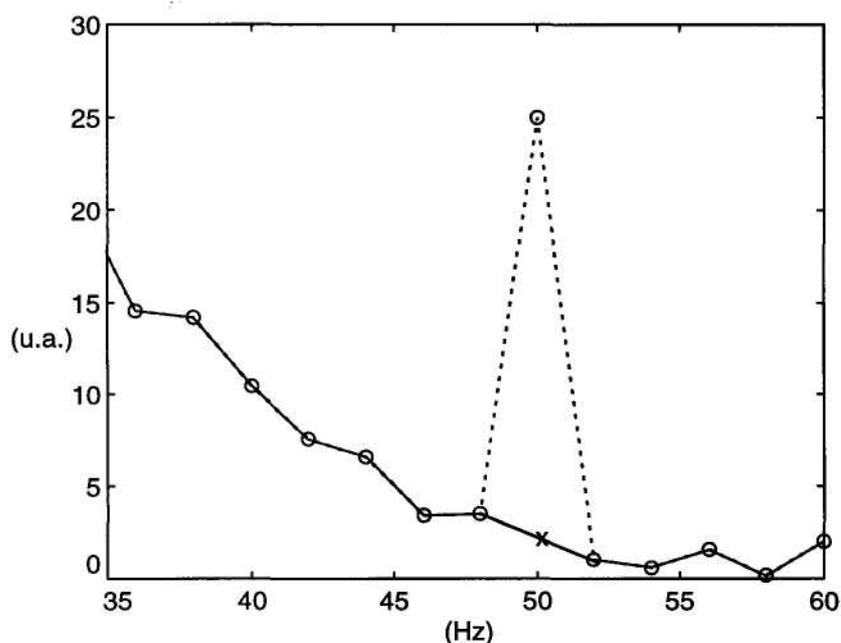


Figura 3.1 Módulo de la DFT antes (línea discontinua) y después (línea continua) de realizar la interpolación.

3.1 Antecedentes

En la literatura se han propuesto un gran número de filtros digitales para la reducción de la interferencia de red en electrocardiografía. Describiremos brevemente varios de ellos, en orden cronológico. Esto nos permitirá realizar un intento de clasificación, y ésta permitirá comparar cualitativamente las propiedades del filtro propuesto con las de otros tipos de filtros.

Weaver et al. (1968) proponen un filtro de banda eliminada fijo cuyos polos están situados en las posiciones de los polos de un filtro Butterworth pasobanda centrado alrededor de la frecuencia de la interferencia y los ceros están situados sobre el círculo unidad a la frecuencia de la interferencia. Muestran la eficacia del filtro aplicándolo a un registro de ECG obtenido en el quirófano durante cauterización eléctrica, que genera gran interferencia a la frecuencia de red y armónicos. Después de filtrar sólo quedan los armónicos, que se eliminan mediante un filtrado paso bajo a 40 Hz.

Lynn (1977) describe algunos diseños rápidos de filtros digitales, entre ellos un filtro de banda eliminada con fórmulas de recurrencia de coeficientes enteros. Hasta entonces los métodos de diseño se basaban en situar polos dentro del círculo unidad, lo que lleva a fórmulas de recurrencia con coeficientes en coma flotante que precisan una exactitud de 5 ó 6 decimales (Weaver et al., 1968). Lynn muestra la eficacia del filtro aplicándolo a un electrocardiograma típico. El trabajo de Lynn se cita en varios de los trabajos posteriores.

Widrow et al. (1975) proponen un filtro adaptativo (en concreto un tipo de filtro adaptativo conocido como cancelador adaptativo de ruido) para la cancelación de la interferencia de red en electrocardiografía. La entrada de referencia para el filtro se toma directamente de la red de distribución eléctrica. Aplican el filtro a una señal de ECG en tiempo real.

Furno y Tompkins (1983) desarrollan un filtro basado en microprocesador que reduce la interferencia aprendiendo un periodo de la forma de onda de ruido y restándola de la señal. Puesto que el filtro utiliza una plantilla de ruido, elimina también los armónicos presentes en la forma de onda de ruido. El aprendizaje de la forma de onda se ha de realizar en un intervalo isoeléctrico del ECG y no se toleran variaciones en la forma de onda del ruido.

Nakamura et al. (1983) describen un filtro basado en un microprocesador convencional, con la ventaja de presentar múltiples bandas eliminadas, de forma que también reduce los armónicos de la interferencia. Además, el coste computacional es inferior al de los filtros FIR habituales. Aplican el filtro a un pseudo ECG con una senoide de 50 Hz añadida.

Yelderman et al. (1983) presentan un conjunto de filtros para la reducción de las interferencias producidas por una unidad de electrocirugía. Una vez eliminadas otras fuentes de interferencia, todavía se observa una interferencia fuerte a la frecuencia de red y armónicos (60, 120, y 180 Hz). El módulo y la fase de estas componentes variaban sustancial y rápidamente mientras el cirujano movía el bisturí. Para reducir esta interferencia no estacionaria utilizan un cancelador adaptativo de ruido. La señal de referencia se toma del brazo del paciente, después de filtrarla paso alto y paso bajo para reducir otros tipos de interferencia (por ejemplo de radiofrecuencia). La señal primaria (ECG) también se filtra paso alto y paso bajo antes de entrar en el cancelador adaptativo de ruido. Obtienen un resultado mejor con este tipo de filtro que con filtros de banda eliminada fijos, debido a la habilidad del filtro adaptativo de situar la banda eliminada exactamente a la frecuencia interferente, aunque ésta cambie.

Levkov et al. (1984) desarrollan, prueban y ponen en práctica un método digital de eliminación de la interferencia de 50 Hz basado en el cálculo de la amplitud de la interferencia y restándola de la señal. La medida de la interferencia se ha de realizar en un intervalo isoeléctrico del ECG o que varíe linealmente con el tiempo. Este método es también útil cuando la amplitud de la interferencia varía en el tiempo, excepto en el caso en que la interferencia cambie bruscamente durante un intervalo no lineal, por

ejemplo durante el QRS. Mejoras a este método han sido propuestas posteriormente por Christov y Dotsinsky (1988), con el fin de hacer más rápido el algoritmo, y Yan (1993), para tener en cuenta los cambios dinámicos en la interferencia. Este último trabajo ha sido criticado por los autores del método (Dotsinsky y Daskalov, 1995), en el sentido de que en el trabajo de Yan no se tiene en cuenta una característica importante del método: que el convertidor analógico digital debe estar sincronizado con la interferencia de red, siendo esta omisión, según Dotsinsky y Daskalov, la causa de algunos de los errores observados por Yan.

Heinonen et al. (1984) presentan un método basado en la estimación continua de la interferencia y su substracción de la señal. Las propiedades de rechazo de la interferencia se hacen independientes de pequeñas variaciones en la frecuencia fundamental de la interferencia a base de fijar la frecuencia de muestreo a un múltiplo exacto de la frecuencia fundamental de la interferencia. Se proponen realizaciones de este método mediante filtros de respuesta impulsional finita (FIR) y de respuesta impulsional infinita (IIR).

Van Alsté y Schilder (1985) proponen un filtro de fase lineal (FIR) para la reducción de la interferencia de red y la variación de la línea de base. Para reducir el gran número de cálculos necesarios en el filtrado digital, los autores definen periódicamente el espectro deseado del filtro. Haciendo que el periodo del espectro sea de 50 Hz, el filtro puede realizarse con un número considerablemente reducido de coeficientes.

Ahlstrom y Tompkins (1985) proponen un filtro adaptativo con referencia generada internamente. Glover (1987) afirmó que el filtro no era realmente adaptativo, sino que era equivalente a un filtro de banda eliminada fijo, aunque con mayor ruido. Sin embargo, Hamilton (1993, 1996) ha intentado rehabilitar el filtro, mostrando que presenta unos transitorios más cortos que el filtro de banda eliminada fijo.

Neubert et al. (1986) proponen un método basado en la estimación de la interferencia por un método de aproximación por mínimos cuadrados aplicado a todo el

registro. Comparado con los filtros convencionales, este método tiene la ventaja de ser extremadamente selectivo sin eliminar la componente verdadera del ECG a la frecuencia de red y su complejidad computacional es pequeña.

Cramer et al. (1987) introducen el concepto nuevo de filtrado global de la interferencia. Se presentan dos filtros basados en el método global. Uno está basado en la aproximación por mínimos cuadrados y el otro en la suma de las muestras con la misma fase. Los dos filtros anteriores se comparan con un filtro predictivo local, aplicando a cada filtro señales artificiales y señales de ECG reales. Posteriormente, el mismo grupo (McManus et al., 1993) realizó un nuevo estudio comparativo, incluyendo filtros de banda eliminada, adaptativos y globales.

Thakor y Moreau (1987) estudian los filtros con coeficientes cuantizados. Estos filtros mantienen el bajo coste computacional de los filtros de coeficientes enteros con la ventaja de tener una mayor libertad en la colocación de los ceros y polos. Presentan como ejemplo un filtro paso bajo para eliminar la interferencia de red.

Choy y Leung (1988) desarrollan un nuevo tipo de filtro de banda eliminada basado en una nueva disposición de polos. Es de diseño simple y fácil de implementar en la mayoría de microprocesadores de 8 bits.

Ider y Köymen (1990) desarrollan un hardware para registrar el modo común de la señal de interferencia de red sobre el cuerpo. Esta señal se utiliza como referencia para un filtro en tiempo diferido y para un filtro adaptativo en tiempo real. Ambos filtros están basados en la minimización del error cuadrático, que es el cuadrado de la diferencia entre la señal original sin ruido y la señal con ruido filtrada.

Ferdjallah y Barr (1990) presentan dos nuevos métodos locales en el dominio de la frecuencia. El primero está basado en la división iterativa o una multiplicación de un conjunto de frecuencias centradas alrededor de 60 Hz. El segundo utiliza una propiedad básica del logaritmo natural para alisar el ruido de 60 Hz. Para ilustrar estos métodos de procesamiento local, se aplican a señales artificiales y reales del ECG y se comparan con

un filtro de banda eliminada IIR. El valor de cada método se mide mediante el error cuadrático.

Thakor y Zhu (1991) sugieren el uso de la verdadera señal interferente como referencia en el filtrado adaptativo, en vez de tomar como referencia una señal directa de la red de distribución. La señal de modo común, que se registra habitualmente en el electrodo de referencia de la pierna derecha, está realmente correlada con el ruido en el registro de ECG. La entrada primaria al filtro es la señal de ECG a filtrar, y la entrada de referencia es la señal en modo común.

Wariar y Eswaran (1991) desarrollan un filtro de coeficientes enteros para la eliminación simultánea de la variación de la línea de base y las interferencias de 50 Hz y 100 Hz. El filtro propuesto exhibe una banda eliminada muy estrecha y puede implementarse en un microcomputador de 8 bits con velocidad de ejecución alta.

Herrera-Bendezú et al. (1991) proponen un nuevo tipo de filtros adaptativos digitales. Estos filtros son implementables en tiempo real, no precisan entradas auxiliares, y pueden adaptarse a cambios en la frecuencia interferente. Se presentan dos nuevos filtros. El primero identifica la amplitud y la fase directamente de la interferencia suponiendo que la frecuencia es conocida. El segundo identifica también la frecuencia. La identificación de los parámetros se realiza definiendo un estimador de la interferencia y minimizando el error del estimador. Los filtros se han implementado en un procesador digital de señal y se han evaluado mediante señales ECG simuladas.

Ider y Saki (1993) estudian la aplicabilidad a la electrocardiografía de alta resolución de un filtro que previamente habían propuesto (Ider y Köymen, 1990). Este filtro consiste en estimar primeramente la interferencia de red para después restarla del ECG. En este método se debe garantizar que la señal restada está exactamente a la frecuencia de red. Esto se consigue registrando simultáneamente una señal de red de referencia. De esta forma se evita la difícil tarea de estimar la frecuencia de red. Más información sobre este método puede encontrarse en Ider et al. (1995).

Pei y Tseng (1993) proponen un nuevo algoritmo para un filtro de banda eliminada IIR adaptativo. Este algoritmo está basado en el error de la p-potencia mínimo (LMP, least mean p-power) en lugar del habitual error cuadrático medio mínimo.

Ferdjallah y Barr (1994) investigan varios tipos de filtros de banda eliminada adaptativos. Concluyen que filtro de banda eliminada adaptativo es una alternativa mejor que el filtro de banda eliminada fijo en la eliminación del ruido.

Laakso et al. (1994) presentan una técnica para la realización eficiente y con buen comportamiento en procesadores de coma fija de filtros de banda eliminada IIR.

Kors (1994) propone una mejora en el filtro de estimación incremental que había sido descrito primeramente por Mortara (1977). Los filtros propuestos responden mejor a cambios rápidos en la señal (p. ej. durante el QRS) y además filtran los armónicos.

Mocholí et al. (1995) utilizan un filtro Butterworth de segundo orden por su mayor atenuación en la banda eliminada y su menor distorsión de fase.

Pei y Tseng (1995) investigan una técnica para suprimir los transitorios de un filtro de banda eliminada IIR. Las mejoras que proporciona esta técnica son a costa de una carga computacional adicional al principio del filtrado.

3.2 Clasificación

Los filtros descritos anteriormente podrían clasificarse bajo distintos puntos de vista. Por ejemplo podrían clasificarse en lineales y no lineales, en tiempo real y tiempo diferido, locales y globales, de respuesta impulsional finita (FIR) y de respuesta impulsional infinita (IIR), de fase lineal y de fase no lineal, fijos y adaptativos, etc. Hay que decir que resulta difícil realizar una clasificación completa, ya que hay confusión en la terminología. Por ejemplo, los filtros de estimación incremental y los filtros sus tructores son también adaptativos, hecho que no suele mencionarse.

Para nuestros propósitos será interesante clasificar los filtros en fijos y adaptativos. Dentro de los filtros fijos podemos distinguir los FIR y los IIR. Dentro de los adaptativos podemos distinguir los que utilizan referencia externa y los que no la precisan. En la tabla 3.1 se presenta esta clasificación con algunos de los trabajos que los tratan.

filtros fijos		filtros adaptativos	
FIR	IIR	sin referencia externa	con referencia externa
Nakamura 1983	Weaver 1968	Ahlstrom 1985	Widrow 1975
Heinonen 1984	Thakor 1987	Herrera-Bendezú 1991	Yelderman 1983
van Alsté 1985	Choy 1988	Pei 1993	Thakor 1991
	Laakso 1994	Kors 1993	Ider 1990, 1993, 1995
	Pei 1995	Hamilton 1993, 1996	

Tabla 3.1 Clasificación de los filtros de reducción de la interferencia de red aplicados en electrocardiografía.

3.3 Filtro propuesto

Estamos interesados en un filtro que reduzca la interferencia de red en la señal de ECG promediada. El procesamiento se realiza en tiempo diferido, por lo que se puede realizar un filtrado no causal. Las características que deseamos que posea son:

- a) No ha de mostrar transitorios antes o después del complejo QRS. Esto es importante, pues un transitorio podría confundirse con los potenciales ventriculares tardíos.
- b) Ha de filtrar la interferencia a la frecuencia de red, conservando la componente de señal a esa frecuencia.
- c) Ha de adaptarse a derivas en la frecuencia de red, pues es bien sabido que puede haber pequeñas variaciones respecto a la frecuencia nominal.
- d) No ha de precisar de referencia externa, ya que ello complicaría la adquisición de la señal. Además, normalmente no se tiene dicha referencia en los registros disponibles.

En la introducción ya comentamos las insuficiencias de los filtros utilizados habitualmente. Esta es la razón por la que presentamos un nuevo filtro que cumple con los requerimientos anteriormente expuestos (Vargas et al. 1995).

El filtro propuesto modifica los valores de la DFT. Se trata, por tanto, de un filtro espectral. Como realiza una interpolación en el espectro, lo denominaremos filtro interpolador espectral.

El filtro interpolador localiza el máximo espectral alrededor de la frecuencia nominal de red, que puede tener una pequeña desviación, y realiza una reducción de la interferencia en un margen de frecuencias $f \in (f_1, f_2)$, estimando el espectro dentro de dicho intervalo mediante

$$|X(f)| = |X(f_1)| + \frac{|X(f_2)| - |X(f_1)|}{f_2 - f_1} \cdot (f - f_1) \quad (3.1)$$

en donde $X(f)$ es la transformada discreta de Fourier de la señal de ECG. La señal temporal se obtiene realizando la transformada inversa de la DFT interpolada.

Obsérvese que sólo interpolamos el módulo de la DFT sin modificar la fase. La modificación de la fase de la DFT no es sencilla, debido a que es difícil evaluar el efecto de la interferencia sobre la fase. De todos modos los resultados de la aplicación del filtro son satisfactorios, como se verá más adelante. Otros autores (Ferdjallah y Barr, 1990; Harrison y Lovely, 1995) no mencionan el problema de la fase. En la figura 3.1b se ha representado la fase de un latido promediado. Rompelman et al. (1982) calcularon la variancia de la fase para determinar el ancho de banda de las distintas ondas del electrocardiograma. Arthur et al. (1995) han aplicado el espectro de fase para identificar pacientes con riesgo de sufrir taquicardia ventricular.

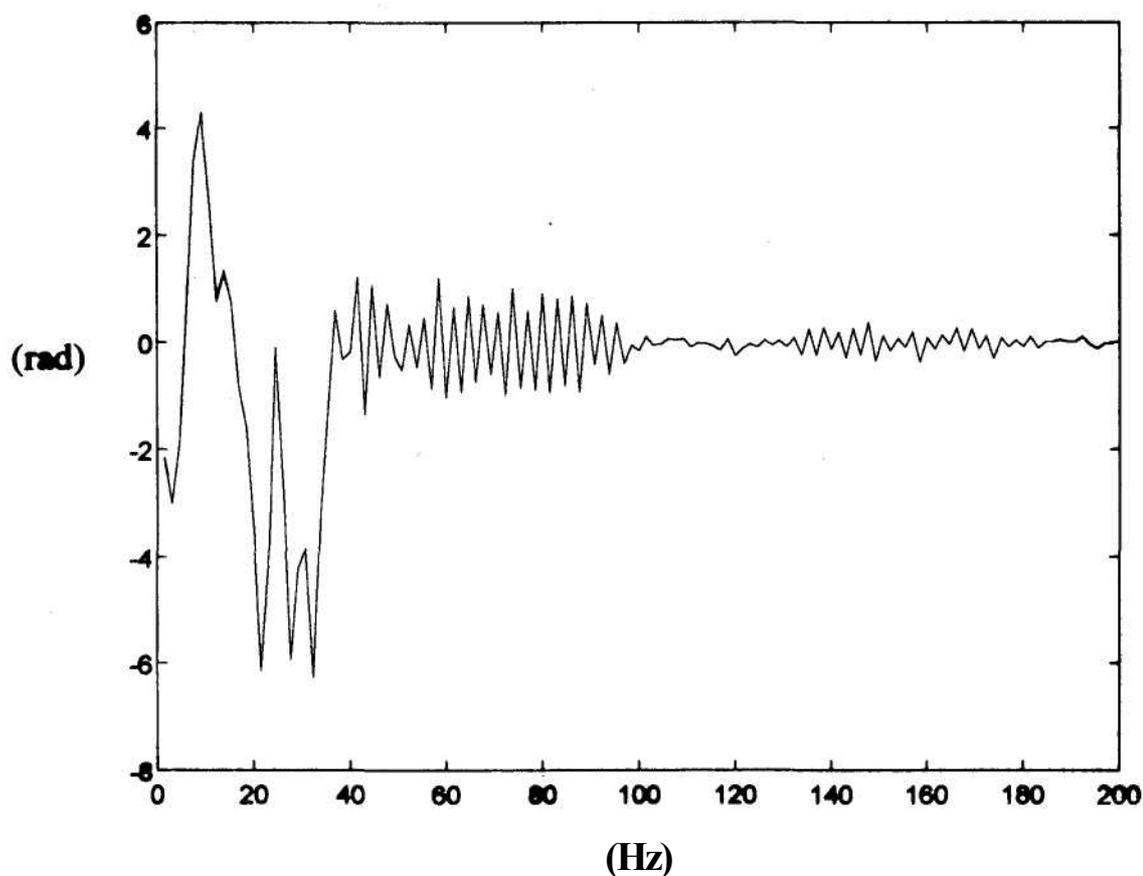


Figura 3.1b Fase de la DFT de un latido promediado.

Harrison y Lovely (1995) describen un filtro basado en reemplazar secciones del espectro, centradas alrededor de los armónicos de la red. El ancho de las secciones reemplazadas es de 4 Hz (3 puntos de datos), y el reemplazo está basado en interpolación lineal. Nuestro filtro fue propuesto en 1992 (Vargas, 1992) y fue publicado en 1993 (Fernández et al., 1993).

Dado que con un latido no se consigue suficiente resolución espectral, se realiza una extensión del latido (T_i s) antes de obtener la DFT, de forma que la expresión de la nueva serial es

$$x'(t) = \begin{cases} A \sin(2\pi 50 \cdot t + \varphi) \cdot h_{izq}(t + T_i) & 0 \leq t \leq T_i \\ x(t - T_i) & T_i \leq t \leq T_i + T_x \\ A \sin(2\pi 50 \cdot (t - (T_i + T_x)) + \varphi) \cdot h_{der}(t - (T_i + T_x)) & T_i + T_x \leq t \leq 2T_i + T_x \end{cases} \quad (3.2)$$

donde $x(t)$ es el latido de duración T_x con el QRS centrado en ese intervalo, y A y φ son la amplitud y fase de la interferencia estimadas en un intervalo isoelectrico. $h_{izq}(t)$ y $h_{der}(t)$ corresponden a la parte negativa y positiva de una ventana de Kaiser de anchura total $2T_i$, centrada en el origen para asegurar que la primera muestra y la última están al mismo potencial. Se ha elegido la ventana de Kaiser por ser la que proporciona mejores resultados. En la figura 3.2 se ha representado el latido extendido.

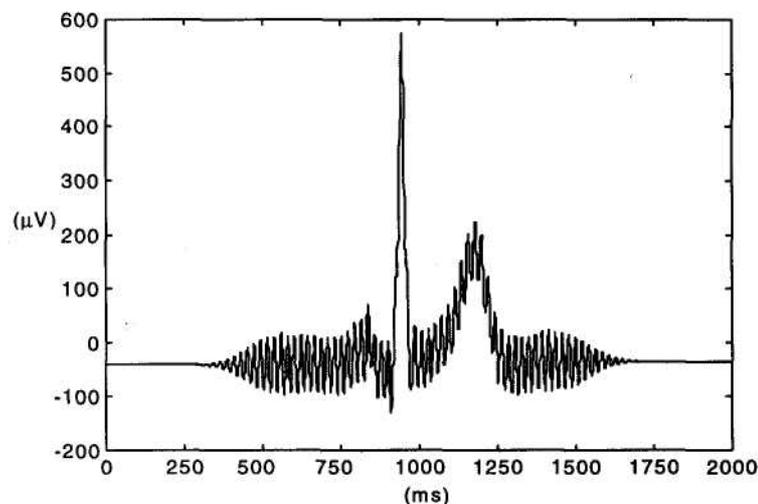


Figura 3.2 Latido alargado por ambos extremos mediante una estimación de la interferencia que disminuye hacia los extremos por la aplicación de una ventana de Kaiser.

3.4 Comprobación y comparación con otros filtros

A partir de un registro de 60 s de ECG, adquirido con ganancia 1000 a una frecuencia de muestreo de 2000 Hz mediante un conversor A/D de 14 bits y 5 V de margen dinámico, obtenemos un latido promediado de duración 1 s. Para simular la interferencia de red se han añadido sinusoides de frecuencias entre 49 Hz y 51 Hz (la norma CEI 601-1 considera frecuencia de red la nominal ± 1 Hz), amplitudes y fases iniciales variables.

Se han filtrado las señales con varios filtros representativos de diferentes tipos que pueden encontrarse en la literatura. En concreto, se han escogido un filtro de banda eliminada fijo (Laakso et. al., 1994), un filtro de banda eliminada adaptativo (Pei y Tseng, 1993), y un filtro de estimación incremental (Ahlstrom, 1985; Kors, 1994).

Se ha obtenido la señal diferencia entre la señal filtrada y la señal original para los diferentes filtros. Se ha cuantificado este error calculando el valor cuadrático medio de esta señal error en el intervalo P-T y en el S-T.

Para realizar el procesamiento de señal se ha utilizado el entorno MATLAB (The Mathworks, Inc.).

Seguidamente, describiremos brevemente los filtros utilizados como comparación.

a) Filtro de banda eliminada fijo

Un filtro de banda eliminada recursivo de segundo orden tiene la forma

$$H(z) = K \cdot \frac{1 - 2 \cos(\omega_0 T) z^{-1} + z^{-2}}{1 - 2r \cos(\omega_0 T) + r^2 z^{-2}} \quad (3.3)$$

donde r es el radio del par de polos complejos conjugados situados a la frecuencia (normalizada) $\omega_0 T$, seleccionada por el diseñador, y K es una constante de

normalización. El radio r controla la anchura de la banda eliminada. La frecuencia de muestreo en nuestro caso es $f_s = 1/T = 2000$ Hz. La frecuencia interferente nominal es $f_0 = \omega_0 / 2\pi = 50$ Hz, con lo que $\omega_0 T = \pi/20$. Para la elección de r hay que llegar a un compromiso. Cuanto más se acerque r a la unidad, más estrecha será la banda eliminada, con lo que las frecuencias cercanas a la interferente se verán menos afectadas. Sin embargo, el transitorio del filtro será más largo. Para las pruebas se eligió $r = 0,99$, que es uno de los valores típicos.

b) Filtro de banda eliminada adaptativo (Pei y Tseng, 1993)

Por simplicidad, consideraremos sólo el caso donde una única señal sinusoidal está inmersa en ruido

$$x(n) = A \sin(\omega \cdot n + \phi) + v(n) \quad (3.4)$$

donde $v(n)$ es un ruido impulsivo o un proceso de ruido blanco con variancia σ^2 . A y ϕ son la amplitud y fase desconocidas.

La función de transferencia del filtro de banda eliminada que se utiliza aquí tiene la forma

$$Y(z) = \frac{1 + az^{-1} + z^{-2}}{1 + \rho az^{-1} + \rho^2 z^{-2}} \cdot X(z) \quad (3.5)$$

donde $X(z)$ y $Y(z)$ son las transformadas z de la entrada al filtro de banda eliminada $x(n)$ y la salida $y(n)$, respectivamente. Además, ρ es el radio del polo. Para garantizar la estabilidad ρ ha de ser menor que la unidad. La frecuencia central (normalizada) de la banda eliminada ω_N y el ancho de banda de rechazo a 3 dB, BW vienen dados por

$$\omega_N = \arccos\left(\frac{a}{-2}\right) \quad (3.6)$$

$$BW = \pi(1-\rho) \quad (3.7)$$

El parámetro del filtro de banda eliminada "a" se ajusta de forma que el error medio de la p-potencia de la salida y(n)

$$J(a) = E(|y(n)|^p) \quad (3.8)$$

se minimiza. Para p=2 este criterio se reduce al criterio convencional de la minimización del error cuadrático medio.

Si x(n) tiene N puntos, e y(n) es la salida del filtro de banda eliminada, entonces J(a) se puede estimar como

$$\hat{J}(a) = \frac{1}{N} \cdot \sum_{n=1}^N |y(n)|^p \quad (3.19)$$

Así, el coeficiente "a" del filtro de banda eliminada se puede estimar como

$$\hat{a} = \arg \min_a \hat{J}(a) \quad (3.10)$$

Para obtener \hat{a} pueden utilizarse varias técnicas bien conocidas de optimización no lineal. Utilizando el algoritmo del descenso más rápido (steepest descent) se puede llegar a la siguiente expresión para actualizar el coeficiente "a" del filtro

$$\begin{cases} a(n+1) = a(n) - \mu \cdot p \cdot (y(n))^{p-1} \cdot (x(n-1) - \rho \cdot y(n-1)) & \text{para } p \text{ par} \\ a(n+1) = a(n) - \mu \cdot p \cdot \text{sgn}(y(n))(y(n))^{p-1} \cdot (x(n-1) - \rho \cdot y(n-1)) & \text{para } p \text{ impar} \end{cases} \quad (3.11)$$

donde μ es el paso del algoritmo. La salida del filtro es

$$y(n) = x(n) + a \cdot x(n-1) + x(n-2) - \rho \cdot a \cdot y(n-1) - \rho^2 \cdot y(n-2) \quad (3.12)$$

En nuestro caso se ha utilizado $\rho = 0,96$, $\mu = 0,00005$ y $p=2$. Estos valores han dado un buen resultado). Pei y Tseng (1993) obtuvieron un resultado mejor con $p=1$. La explicación de este hecho estriba en que con una frecuencia de muestreo de 200 Hz, el complejo QRS se parece más a un ruido impulsivo que en nuestro caso, con una frecuencia de muestreo de 2000 Hz, con lo que hay diez veces más muestras durante el complejo QRS. En el caso de ruido impulsivo, el algoritmo con $p=1$ es más robusto.

c) Filtro de estimación incremental (Ahlstrom, 1985; Kors, 1994)

Sea la señal muestreada $w(n)$, consistente en una señal de ECG limpia $s(n)$ y una señal aditiva $a(n)$ debido a la interferencia de red

$$w(n) = s(n) + a(n) \quad (3.13)$$

siendo

$$a(n) = A \text{sen}(n\theta + \phi) \quad (3.14)$$

donde θ es la diferencia de fase entre dos muestras consecutivas de una senoide de f Hz, muestreada a f_s Hz

$$\theta = 2\pi f / f_s \quad (3.15)$$

Usando la identidad trigonométrica

$$\text{sen}(x + y) + \text{sen}(x - y) = 2 \text{sen}(x) \cos(y) \quad (3.16)$$

se llega a la siguiente relación para tres muestras consecutivas de $a(n)$

$$a(n) = 2a(n-1) \cos(\theta) - a(n-2) \quad (3.17)$$

Esta ecuación se utiliza para calcular una estimación preliminar de la interferencia, $a^*(n)$, basada en dos estimaciones previas, $\hat{a}(n-1)$ y $\hat{a}(n-2)$. Con una estimación $\hat{s}(n)$ de la señal sin interferencia, el error $e(n)$ en la estimación de la amplitud de la interferencia es

$$e(n) = [w(n) - a^*(n)] - \hat{s}(n) \quad (3.18)$$

La estimación preliminar $a^*(n)$ se actualiza usando una función g para llegar a la estimación final $\hat{a}(n)$

$$\hat{a}(n) = a^*(n) + g(e(n)) \quad (3.19)$$

Finalmente, $\hat{a}(n)$ se resta de $w(n)$.

Dos puntos precisan una mayor aclaración. Primeramente, se ha de estimar la señal sin interferencia $s(n)$. Suponiendo $s(n) = s(n-1)$, lo que es razonable en un intervalo isoelectrico, obtenemos

$$\hat{s}(n) = w(n-1) - \hat{a}(n-1) \quad (3.20)$$

En segundo lugar, se ha de escoger una función g de corrección. Esto puede realizarse de varias maneras. Hemos utilizado una función introducida por Talmon (1983)

$$g(x) = \begin{cases} \delta \cdot \text{sgn}(x) & \text{si } |x| \geq \delta \\ x & \text{si } |x| < \delta \end{cases} \quad (3.21)$$

Existe un compromiso a la hora de escoger el valor de δ , ya que para valores pequeños el proceso de adaptación tardará un tiempo relativamente largo, mientras que valores grandes de δ muestran una convergencia rápida, pero puede producir un comportamiento oscilatorio alrededor de la verdadera amplitud de la interferencia, pues el paso es demasiado grande para ajustarse completamente.

Para obtener una estimación de $s(n)$, más arriba se supuso que $s(n) = s(n-1)$. Esto es aproximadamente cierto para intervalos fuera del complejo QRS, pero no así durante el complejo QRS y partes de la onda T. Esto introduce un error, como veremos más adelante.

3.5 Resultados

En las figuras 3.3 y 3.4 pueden observarse la señal original y la señal con la interferencia añadida, respectivamente. La frecuencia de la interferencia añadida fue de 50,1 Hz, la amplitud 0,1 mV y la fase inicial de 1 rad. Otras frecuencias, amplitudes y fases iniciales dan resultados similares para el filtro espectral. El filtro de banda eliminada (notch) da resultados peores cuanto más nos alejemos de la frecuencia nominal de red. En las figuras 3.5 y 3.6 pueden observarse las señales filtradas con el filtro de banda eliminada y el filtro interpolador espectral, respectivamente. El margen de frecuencias en que se ha interpolado se ha elegido de forma que los puntos que se toman para realizar la interpolación no estén afectados por la interferencia.

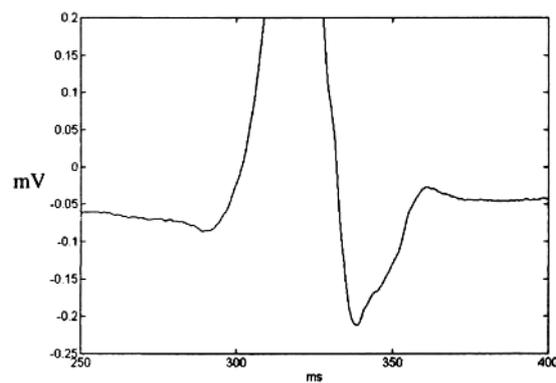


Figura 3.3 Intervalo P-T del latido promediado sin interferencia artificial.

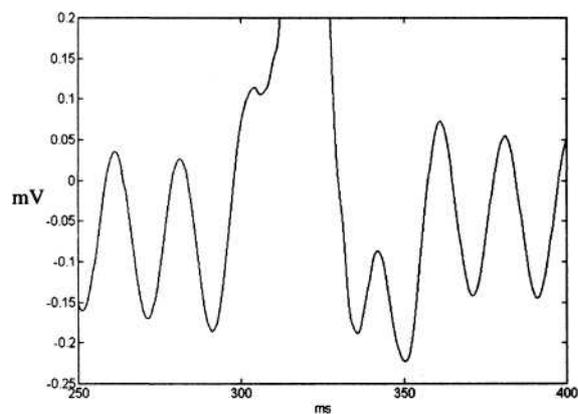


Figura 3.4 Intervalo P-T del latido promediado con una interferencia artificial (50,1 Hz, 0,1 mV_p y 1 rad).

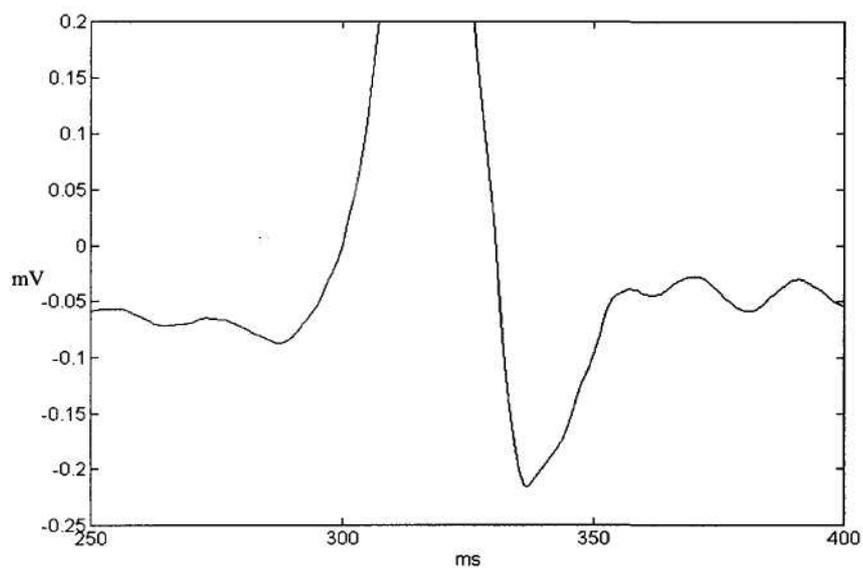


Figura 3.5 Señal filtrada con el filtro de banda eliminada, de frecuencia central 50 Hz.

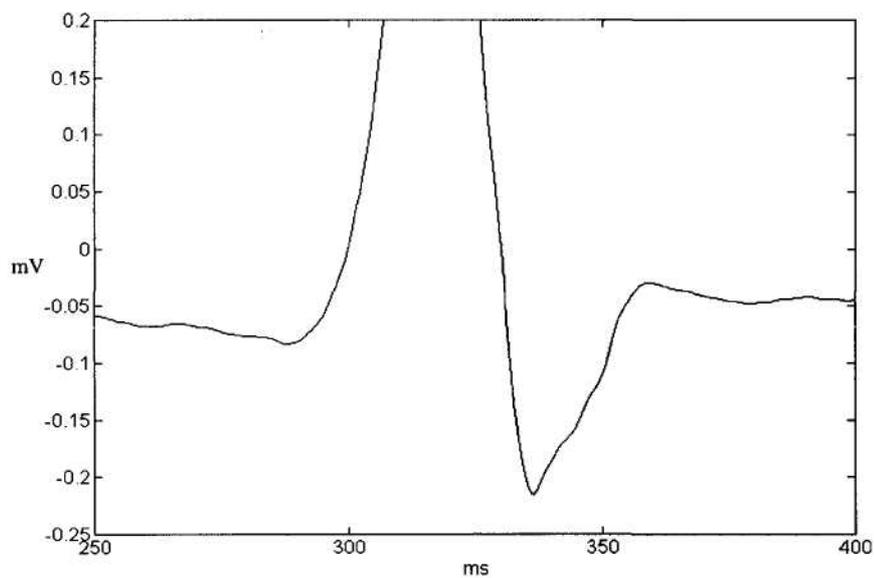


Figura 3.6 Señal filtrada con el filtro interpolador espectral.

La tabla 3.2 muestra el valor cuadrático medio del error introducido por los distintos filtros en el intervalo P-T y en el intervalo S-T, en donde se localizan los potenciales ventriculares tardíos. En la figura 3.7 y 3.8 pueden observarse las señales de error (diferencia entre la señal original y la filtrada) en el intervalo S-T para los diferentes filtros.

Filtro	$\sqrt{e.c.m.}$ (μV_{ef})	$\sqrt{e.c.m.}$ (μV_{ef})
	Intervalo P-T de 250 ms a 400 ms	Intervalo S-T de 350 ms a 400 ms
Incremental [5]	10	8
Notch [2]	10	10
Adaptativo [3]	42	8
Interpolador	2,3	2

Tabla 3.2 Error cuadrático medio para los diferentes filtros en el intervalo P-T y en el intervalo S-T.

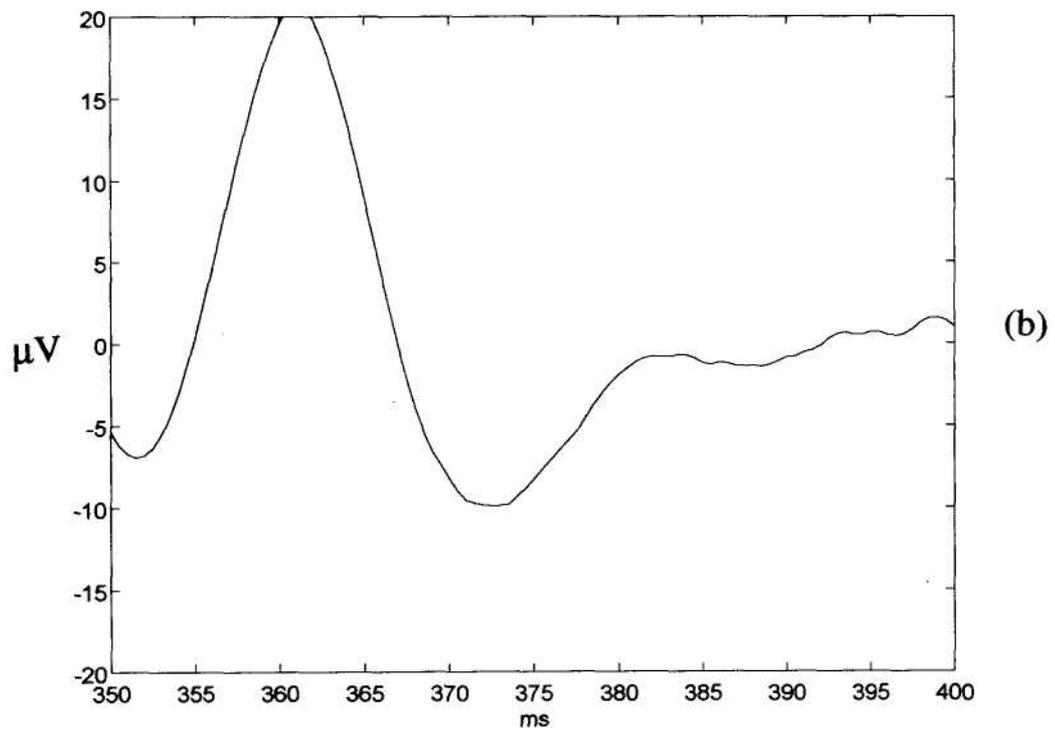
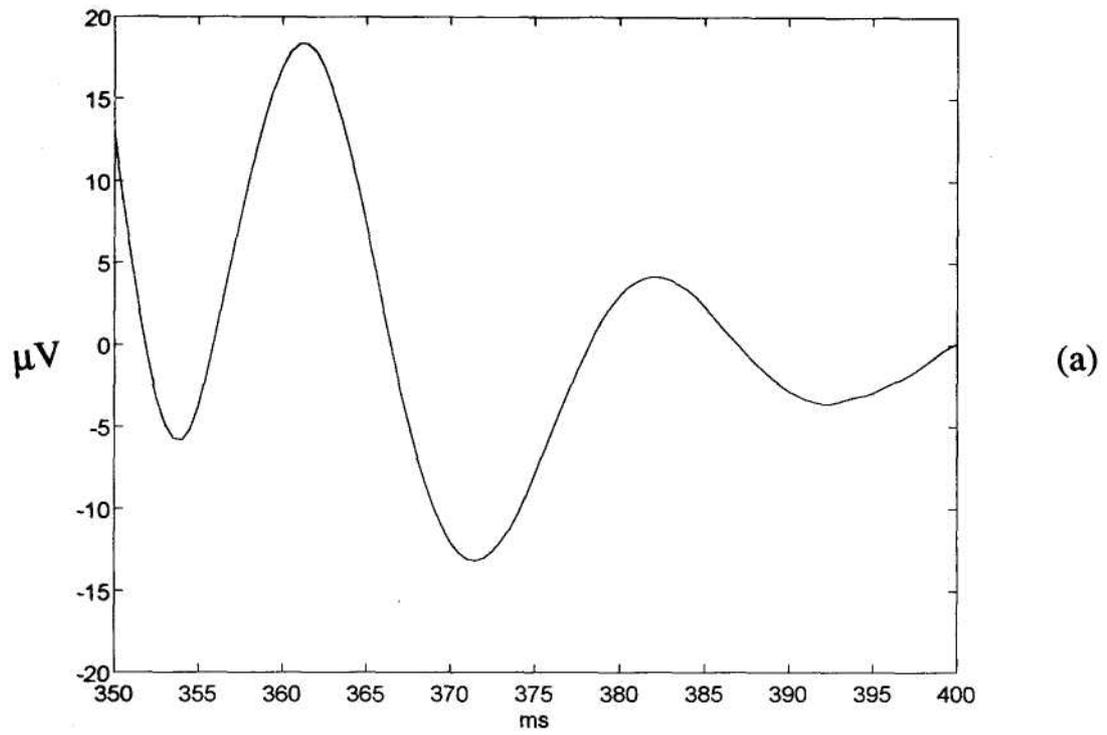


Figura 3.7 Señales de error para el filtro adaptativo (a) y el filtro de estimación incremental (b).

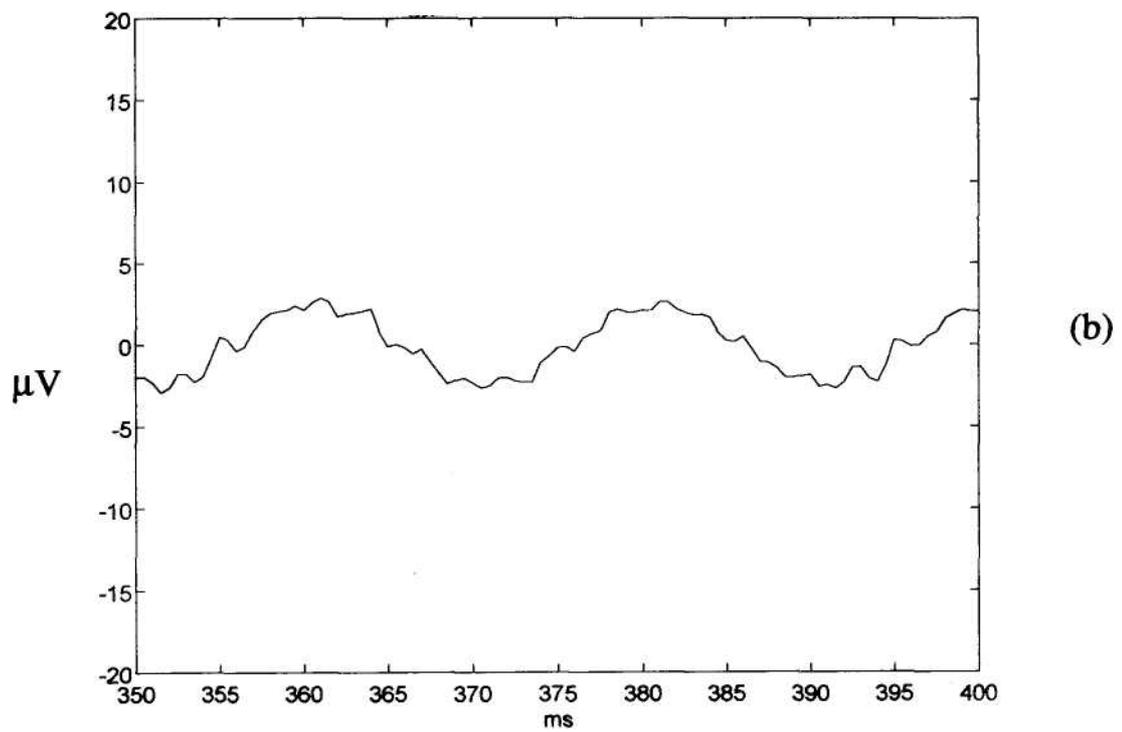
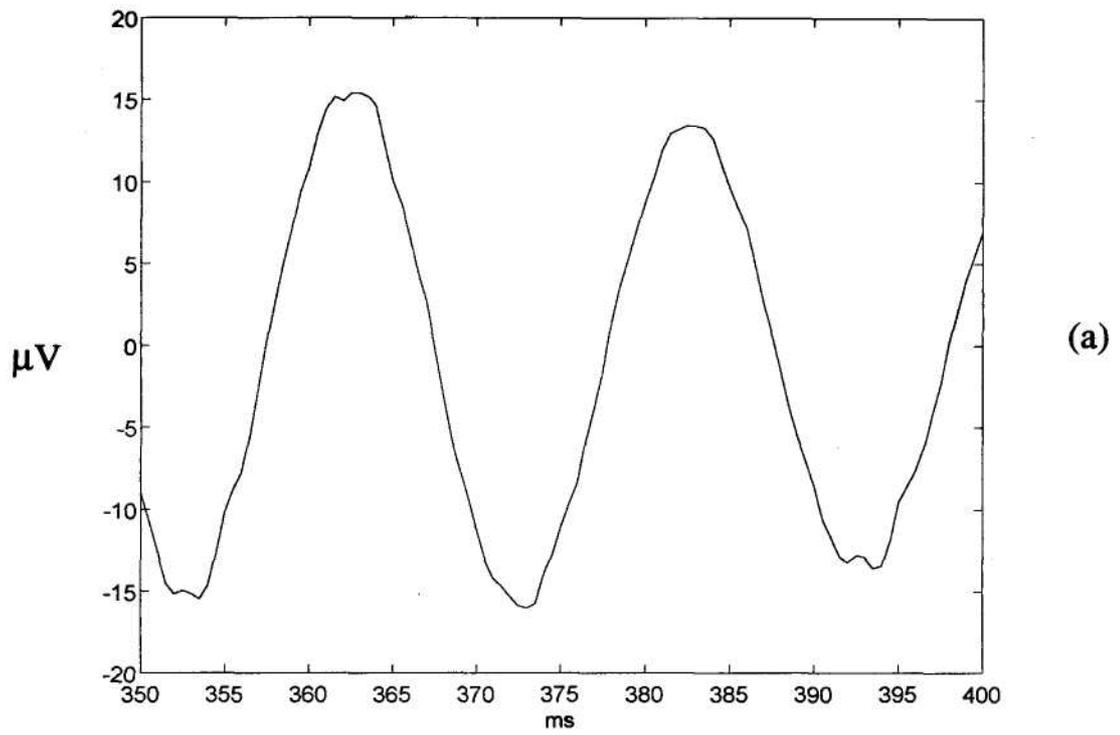


Figura 3.8 Señales de error para el filtro de banda eliminada (a) y el filtro interpolador espectral (b).

3.6 Discusión

Los resultados de la tabla 3.2 muestran que el filtro propuesto tiene un error cuadrático medio menor que otros filtros descritos en la literatura, tanto para todo el ciclo cardíaco (intervalo P-T), como para el intervalo S-T, que es donde se encuentran los potenciales ventriculares tardíos.

Las figuras 3.7 y 3.8 pueden dar una idea de la razón de esto. El filtro de banda eliminada tiene una señal de error sinusoidal de amplitud constante y relativamente elevada debido a la diferencia entre la frecuencia a la que está el cero (50 Hz) y la frecuencia interferente (50,1 Hz). El filtro adaptativo y el filtro de estimación incremental muestra un error grande al comienzo del segmento S-T, que va disminuyendo progresivamente. En el caso del filtro adaptativo esto es debido a que se produce una desadaptación en el complejo QRS debido al cambio brusco de amplitud. En el caso del filtro de estimación incremental, una de las hipótesis para su correcto funcionamiento es que el cambio de amplitud debido a la interferencia es mucho más rápido que el debido a la señal de ECG, lo que no es del todo cierto durante el complejo QRS.

3.7 Conclusiones

El filtro propuesto es adecuado para su utilización en la detección de potenciales ventriculares tardíos. Cumple con los requerimientos que habíamos impuesto: reduce adecuadamente la interferencia, aunque no esté exactamente a 50 Hz, no presenta transitorios después del QRS, conserva la componente de señal a la frecuencia interferente, y no precisa de una referencia externa.

La comparación con otros filtros utilizados en electrocardiografía muestra que el error del filtro propuesto es menor. Hemos de tener en cuenta que el filtro propuesto está pensado para trabajar en tiempo diferido. Sin embargo, para nuestra aplicación no representa ningún inconveniente, ya que el procesado de la señal con vistas a la detección de potenciales ventriculares tardíos se realiza en tiempo diferido.