

T Fer



UNIVERSITAT POLITÈCNICA DE CATALUNYA
DEPARTAMENT D'ENGINYERIA ELECTRÒNICA

**OBTENCIÓN DE MICROPOTENCIALES
CARDÍACOS LATIDO A LATIDO POR VÍA
SUPERFICIAL**



BIBLIOTECA RECTOR GABRIEL FERRATE
Campus Nord

Tesis presentada para la
obtención del título de doctora

Mireya Fernández Chimeno
Director: Dr Ramon Pallás Areny

Barcelona, Abril de 1996.

Capítulo 5
REDUCCIÓN DE RUIDO E INTERFERENCIAS
EN LA DETECCIÓN DE MICROPOTENCIALES
CARDÍACOS LATIDO A LATIDO

5.1 DETECCIÓN LATIDO A LATIDO

Muchas de las patologías cardíacas llevan asociada la presencia o ausencia de una determinada forma de onda que aparece en todos o en algunos de los ciclos del ECG. Si se utilizan técnicas de reducción de ruido e interferencias basadas en procesos recurrentes como el promediado temporal de señal, la información que no está presente en todos los ciclos cardíacos promediados se pierde. La detección latido a latido permite estudiar señales que no necesariamente aparecen en todos los ciclos cardíacos.

La detección latido a latido de micropotenciales cardíacos exige de técnicas de reducción de ruido e interferencias que actúen en "tiempo real", es decir, que no precisen de ningún tipo de recurrencia para extraer la señal útil del ruido y las interferencias que la acompañan.

En este capítulo se describen algunas técnicas de reducción de ruido e interferencias tanto hardware como software, que permiten detectar micropotenciales cardíacos latido a latido.

Entre las técnicas hardware para la reducción de ruido se estudiará cuál es la derivación óptima, es decir aquella que ofrece una mayor relación señal a ruido pero no necesariamente un ruido menor. También se estudiará la viabilidad de aplicar técnicas sencillas de relajación muscular para la reducir el EMG presente en el registro. Entre las técnicas software para la reducción de ruido se ha estudiado el promediado espacial de señal y el filtrado adaptativo.

Para la reducir interferencias en tiempo real mediante software se estudian diversos algoritmos de filtrado adaptativo, mientras que la reducción de interferencias vía hardware se consigue con el apantallamiento del sistema de medida, los cables, los electrodos y el paciente, así como utilizando electrodos activos para el registro de las señales.

La figura 5.1 contiene un resumen de todas las técnicas de reducción de ruido e interferencias estudiadas.

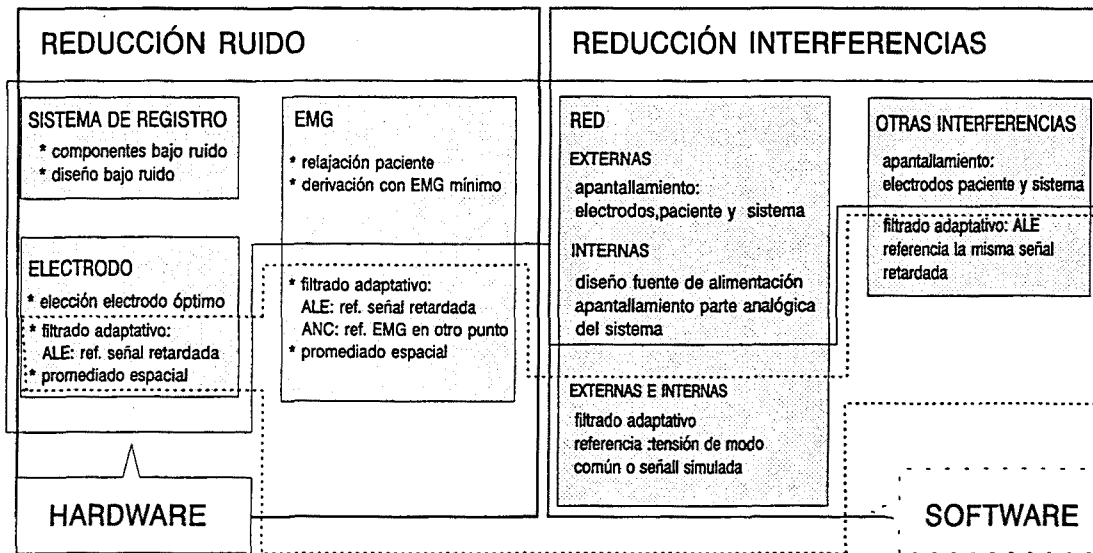


Figura 5.1 Técnicas de reducción de ruido e interferencias estudiadas para la detección de micropotenciales cardíacos latido a latido

5.2 REDUCCIÓN DE RUIDO E INTERFERENCIAS MEDIANTE HARDWARE

5.2.1 TÉCNICAS HARDWARE DE REDUCCIÓN DE RUIDO

5.2.1.1 Relación señal a ruido en una señal E.A.R.

La fuente de ruido que mayor contribución tiene en un registro de micropotenciales cardíacos es el electromiograma. El EMG presente en un registro depende de la musculatura presente en la derivación escogida y del grado de relajación del paciente. Para poder detectar la señal de interés en un registro de electrocardiografía de alta resolución, no sólo es necesario escoger una derivación donde el nivel de EMG presente en el registro sea bajo sino que además es necesario que en esta derivación el nivel de señal sea lo mayor posible. Por lo tanto, no se trata solamente de escoger la derivación que tenga el menor ruido posible, sino que se debe maximizar la relación señal a ruido.

Tal como se expuso en el capítulo 2, no existe una derivación predefinida para la detección de la mayor parte de los micropotenciales cardíacos descritos, salvo tal vez en el caso de los potenciales ventriculares tardíos donde se trabaja con las derivaciones ortogonales X,Y,Z.

Para detectar la señal del haz de His parece razonable escoger una derivación que sea paralela a su recorrido para garantizar un nivel de señal mayor. La figura 5.2 muestra la posición del haz de His y sus ramas en el corazón humano.

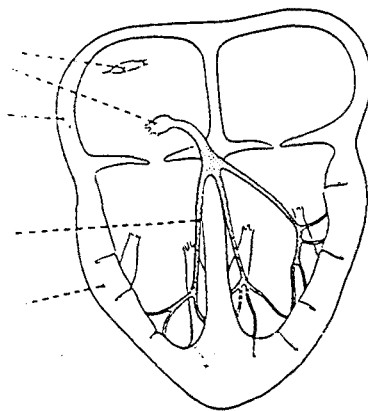


Figura 5.1 Esquema del corazón humano donde puede observarse la disposición del haz de His y sus ramas.

El haz de His y sus ramas siguen aproximadamente la dirección del eje del corazón, por lo tanto, una derivación paralela a dicho eje como la derivación estándar II, favorecerá su detección..

La posición normal del corazón en el interior del tórax, varía considerablemente ya que puede girar sobre tres ejes, frontal, horizontal y sagital. Por lo tanto la posición de los electrodos más favorable para la detección del haz de His variará ligeramente de un individuo a otro.

En cuanto al nivel de ruido, la derivación que presentará un EMG menor será aquella en que los electrodos estén colocados perpendicularmente a la dirección que siguen las fibras musculares, ya que el EMG presenta mayor amplitud en la dirección que siguen dichas fibras.

La disposición de la musculatura torácica y su participación en el proceso respiratorio se describió en el capítulo 3. Los músculos más cercanos a la superficie del tórax, y que mayor nivel de EMG aportarán debido a su gran tamaño, son los dos pectorales mayores. La figura 5.3 muestra esquemáticamente la disposición de las fibras de estos dos músculos.

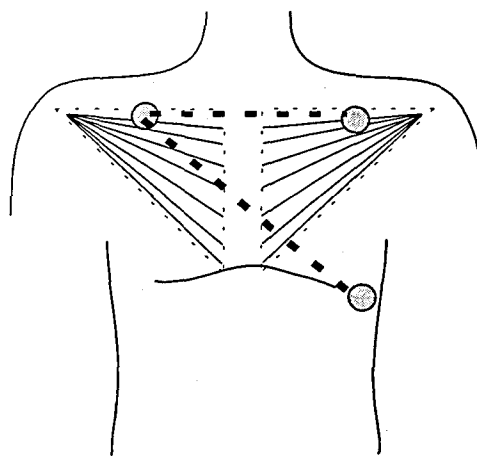


Figura 5.3 Esquema de la posición en el tórax de los músculos pectorales mayores. Derivaciones perpendicular y paralela a las fibras musculares.

Cabe esperar que el nivel de EMG en un registro donde la disposición de los electrodos sea perpendicular a la dirección de las fibras musculares, por ejemplo en la derivación estándar II sea menor que en un registro donde no exista dicha perpendicularidad (derivación estándar I).

La figura 5.4 presenta un mismo ciclo cardíaco registrado con las derivaciones estándar I (trazo superior) y estándar II (trazo inferior). A simple vista puede observarse que el EMG presente en el ciclo correspondiente a la derivación estándar I es mayor que en el registrado con la derivación estándar II.

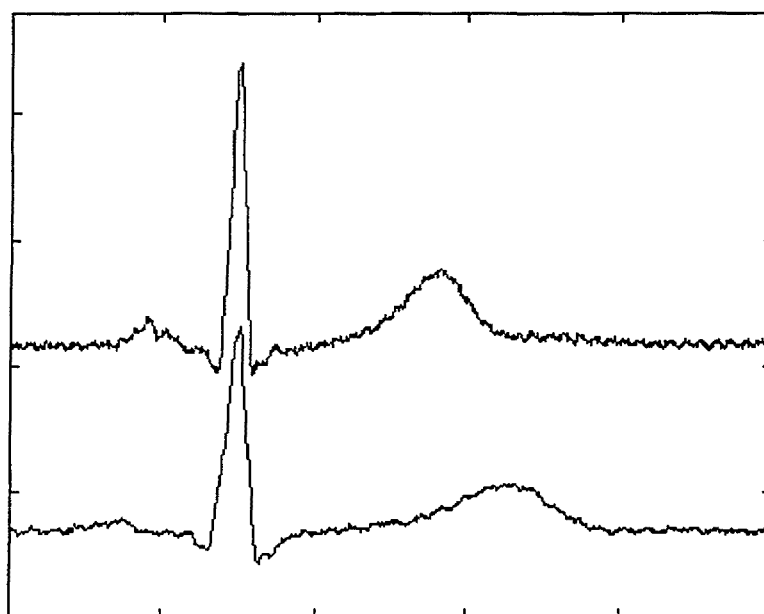


Figura 5.4 Ciclos cardíacos registrados con las derivaciones estándar I (trazo superior) y estándar II (trazo inferior)

En los dos registros anteriores se ha calculado el valor eficaz de la tensión de ruido correspondiente a 400 ms del segmento isoelectrico TP para 25 ciclos cardíacos consecutivos. En todos los ciclos el ruido obtenido en la derivación estándar I es mayor que el ruido en la derivación estándar II. La figura 5.5 muestra el valor eficaz del ruido para las derivaciones estándar I (trazo negro) y para la derivación estándar II (trazo gris) a lo largo de los 25 ciclos cardíacos. El valor medio de la tensión eficaz de ruido en dichos ciclos cardíacos es de $10 \mu V_{rms}$ para la derivación estándar I y de $5,5 \mu V_{rms}$ para la derivación estándar II.

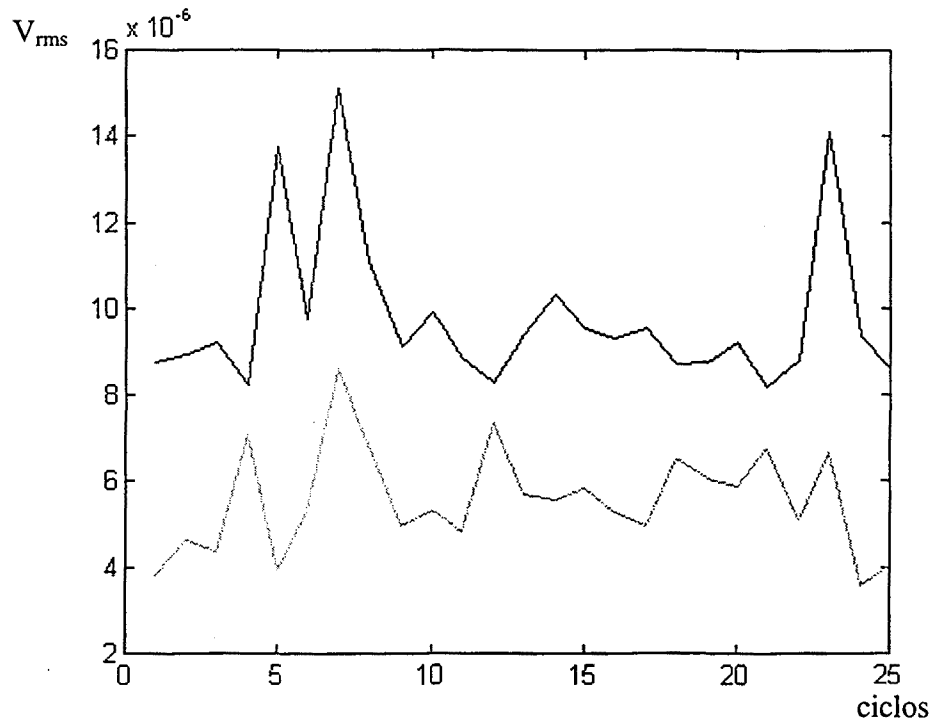


Figura 5.5 Valor eficaz del ruido medido en el segmento isoelectrico TP (400 ms) para las derivaciones estándar I (trazo negro) y estándar II (trazo gris).

Los cálculos anteriores se han repetido en 5 sujetos diferentes observándose siempre que el EMG presente en la derivación estándar II es en media, a lo largo de un registro, entre un 30% y un 50% menor que el EMG presente en la derivación estándar I.

Así pues, la derivación que se emplee para la detectar de la señal del haz de His debe cumplir dos condiciones: que sea paralela a la dirección del haz de His y sus ramas, y que sea perpendicular a la dirección de las fibras musculares de los músculos de la zona de registro.

Dado que la derivación estándar II con los electrodos situados sobre el tórax (no en las extremidades) cumple aproximadamente las dos condiciones anteriores, puede ser una derivación apropiada para el registro de la señal del haz de His, ya que presentará una relación señal a ruido mayor que otras derivaciones que no cumplan dichas condiciones.

5.2.1.2 Reducción del EMG mediante técnicas de relajación.

El EMG presente en un registro de micropotenciales cardíacos depende de la musculatura presente entre los dos electrodos que definen la derivación que se adquiere y de la orientación de las fibras musculares respecto al eje que definen los dos electrodos. Aunque el registro se haga con una derivación que presente poco ruido, la amplitud de éste suele superar el nivel aceptable para la detección. Por lo tanto se debe intentar reducirlo mediante alguna técnica específica.

Además de los dos factores anteriores existen otros que contribuyen a la mayor o menor presencia de EMG en un registro, como por ejemplo el estado nervioso del paciente y la temperatura de la sala donde se realiza el registro. Una temperatura demasiado baja provoca la contracción involuntaria de los músculos, y, llegando al extremo, el paciente puede tiritar de frío. La temperatura óptima para que una persona con el torso desnudo se sienta confortable está alrededor de los 21°C.

Si bien la temperatura de la sala de registro es un factor fácilmente controlable, el estado nervioso del paciente es más difícil de controlar. La administración de algún relajante muscular es la solución adoptada en la mayoría de los casos cuando se pretende registrar micropotenciales cardíacos. Otra alternativa consiste en que el paciente practique algún ejercicio de relajación minutos antes de realizar el registro.

Un ejercicio sencillo de relajación consiste simplemente en la contracción voluntaria de todos los músculos del cuerpo: cabeza, cuello tronco y extremidades, y la relajación sucesiva de cada una de las partes anteriores unida a una respiración abdominal profunda. Repitiendo el ejercicio tres o cuatro veces se adquiere un grado de relajación notable.

Esta técnica no es aplicable a todos los pacientes debido a que la relajación muscular voluntaria requiere un cierto aprendizaje y no todas las personas son capaces de relajarse. Sin embargo, puede ser una buena alternativa a la administración de relajantes musculares cuando se pueda aplicar.

En la figura 5.6 se pueden observar dos fragmentos de electrocardiogramas registrados mediante la derivación estándar II. El trazo superior corresponde al registro del ECG sin ningún tipo de relajación. El trazo inferior es el ECG del mismo paciente pocos minutos después, tras haber realizado los ejercicios de relajación descritos anteriormente. Puede observarse a simple vista, sobre todo en los intervalos isoeletricos TP que el EMG presente en el ECG inferior es menor que el del ECG de la parte superior de la figura.

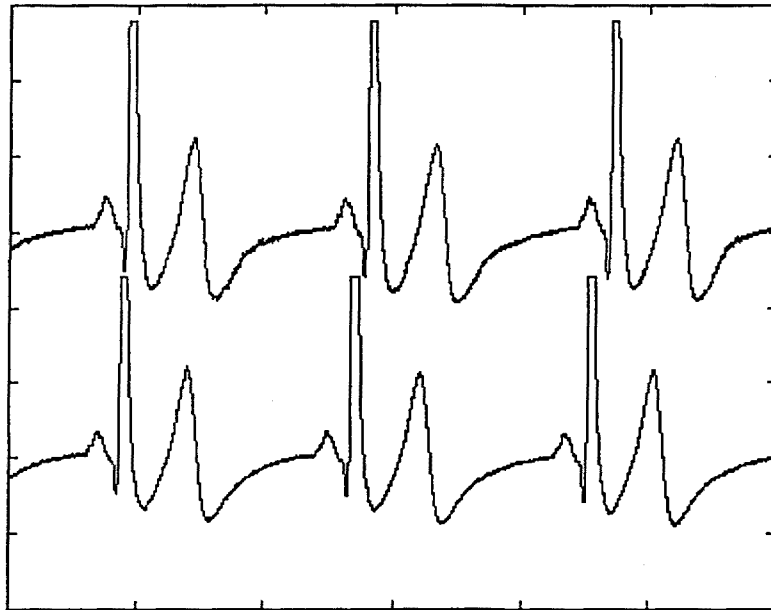


Figura 5.6 ECG derivación estándar II. Antes (trazo superior) y después (trazo inferior) de realizar ejercicios de relajación.

En la figura 5.7 puede observarse el valor eficaz de la tensión de ruido asociada a cada uno de los intervalos isoeletricos de los dos registros de la figura 5.6.

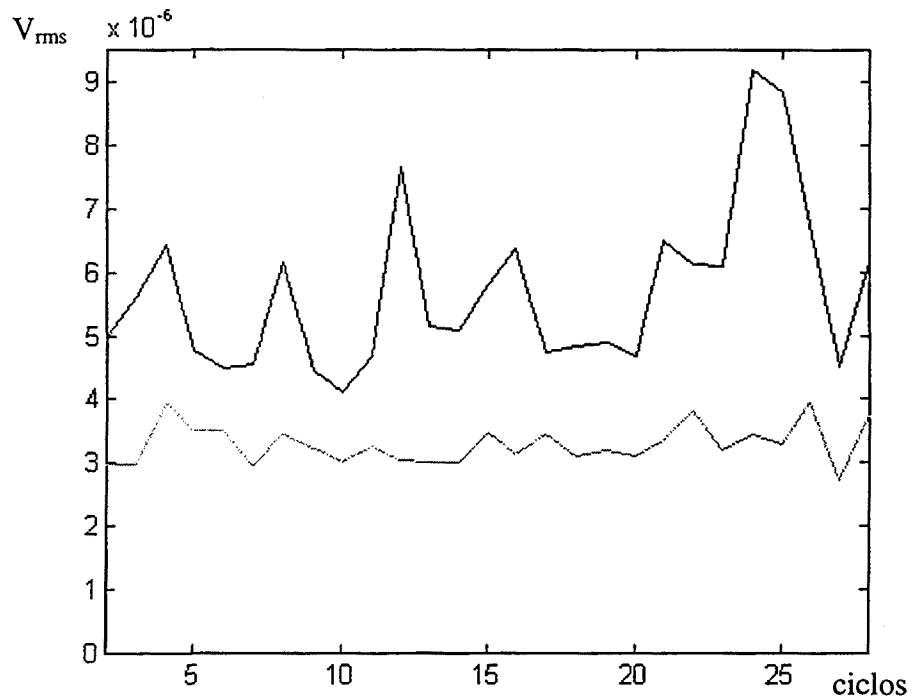


Figura 5.7 Tensión eficaz de ruido en los intervalos isoelectríticos de los registros de la figura 5.2 Trazo oscuro ECG sin relajación, trazo claro ECG con relajación.

Puede observarse que el nivel de ruido obtenido tras los ejercicios de relajación es menor que si no se realizan dichos ejercicios. El valor medio de la tensión de ruido es de $5,7 \mu V_{rms}$ antes de realizar los ejercicios de relajación y de $3,3 \mu V_{rms}$ después de realizarlos. Además la variabilidad latido a latido del valor de la tensión de ruido también es menor ($1,3 \mu V_{rms}$ frente a $0,3 \mu V_{rms}$).

A la vista de los resultados anteriores puede concluirse que la realización de ejercicios sencillos de relajación puede ser una herramienta para disminuir el nivel de EMG presente en un registro de micropotenciales cardíacos. La mejora obtenida en cada caso dependerá de la capacidad de relajación del paciente.

5.2.2 TÉCNICAS HARDWARE DE REDUCCIÓN DE INTERFERENCIAS

En este apartado se estudiarán las posibles soluciones hardware para la reducción de interferencias. Todo el estudio está aplicado a un sistema de registro de tres electrodos aislado, que es el sistema diseñado.

Tanto en el capítulo anterior cuando se estudian las interferencias presentes en un registro como en este capítulo se considera siempre que el sistema de medida debe ser apantallado. El sistema de medida se encuentra dentro de una caja metálica y esta caja está conectada a tierra por motivos de seguridad para el usuario y para el paciente.

5.2.2.1 Reducción de interferencias debidas a campos eléctricos.

Las interferencias debidas a la presencia de un campo eléctrico se acoplan capacitivamente a tres componentes del sistema de medida: los cables, los electrodos y el paciente. En el capítulo 4 se obtuvieron las expresiones de las tensiones interferentes en modo diferencial, común y aislado debidas al acoplamiento sobre cada uno de los componentes del sistema de medida anteriormente citados. A partir de las expresiones de dichas tensiones se puede deducir sobre qué elementos del circuito de la figura 4.1 hay que actuar para reducir las interferencias presentes.

5.2.2.1.1 Reducción de interferencias por acoplamiento capacitivo sobre el paciente.

Las tensiones interferentes en modo diferencial, modo común y modo aislado debidas al acoplamiento sobre el paciente son

$$V_{pd} = V_e \left(\frac{Z_{r1}}{Z_p} + \frac{Z_{e3}}{Z_p} \frac{Z_b}{Z_{iso} + Z_b} \frac{Z_e}{Z_c} \left(\frac{\Delta Z_e}{Z_e} - \frac{\Delta Z_c}{Z_c} \right) \right) \quad (5.1)$$

$$V_{mc} = V_e \frac{Z_{e3}}{Z_p} \frac{Z_b}{Z_{iso} + Z_b} \quad (5.2)$$

$$V_{iso} = \frac{Z_{iso}}{Z_p} \frac{Z_b}{Z_{iso} + Z_b} \quad (5.3)$$

Estas tensiones serían nulas si la impedancia Z_p fuera infinita (capacidad de acoplamiento sobre el paciente C_p nula). Es decir, si no existiera acoplamiento sobre el paciente. Anular la capacidad de acoplamiento de la red de distribución de energía eléctrica al paciente no siempre es posible. Se puede reducir esta capacidad de acoplamiento cubriendo al paciente con una tela metalizada conectada a tierra. Sin embargo como la cobertura no será completa (no se puede cubrir fácilmente la cabeza del paciente) no será posible eliminar totalmente las interferencias.

Otros parámetros de la ecuación 5.1 que pueden producir una reducción de la tensión interferente en modo diferencial son Z_{t1} , Z_{iso} , Z_c , ΔZ_e , ΔZ_c , Z_e y Z_{e3} . Z_b debe mantenerse alta por razones de seguridad.

Cuanto menor sea la impedancia del cuerpo entre los dos electrodos de medida (Z_{t1}), menor será la interferencia en modo diferencial. Las derivaciones que utilizan electrodos próximos presentan ciertamente un nivel de interferencia menor, pero también sucede que la amplitud del ECG se reduce también al aproximar los electrodos de medida.

La tensión interferente en modo diferencial se reduciría también si aumentaran las impedancias de aislamiento Z_{iso} y de modo común Z_c . La impedancia de aislamiento aumenta al hacerlo el aislamiento del sistema de medida, pero este aumento viene limitado por capacidades parásitas. Un aumento ilimitado de la impedancia de modo común tampoco es posible, sino más bien al contrario. La impedancia de modo común se ve reducida por el efecto de capacidades parásitas a la entrada del amplificador.

Tampoco es probable que la tensión interferente en modo diferencial se reduzca gracias a la igualdad del desequilibrio de impedancias de electrodo ΔZ_e y de modo común ΔZ_c .

Una disminución de las impedancias de los electrodos de medida Z_e y del electrodo de referencia Z_{e3} , produciría también una reducción de la tensión interferente en modo diferencial. La reducción de la impedancia de los electrodos es viable si se utilizan electrodos de área mayor. Pero no siempre es posible aumentar el área del electrodo, sobre todo si se utilizan técnicas de reducción de ruido basadas en

promediado espacial, o si se utilizan electrodos activos. La reducción de interferencias obtenida mediante electrodos activos se estudiará en el subapartado 5.2.2.3.

Las tensiones interferentes en modo aislado y modo común sólo es posible reducirlas si disminuye la capacidad de acoplamiento al paciente. La tensión interferente en modo común puede reducirse también si disminuye la impedancia del electrodo de referencia Z_{e3} .

5.2.2.1.2 Reducción de interferencias por acoplamiento capacitivo sobre los electrodos.

Las expresiones de las tensiones interferentes en modo diferencial, modo común y modo aislado debidas al acoplamiento sobre los electrodos son

$$V_{ed} = V_e \frac{1}{Z_{ae} Z_{ae3} (Z_c + 2(Z_{iso} + Z_b))} (Z_{t1} (Z_{ae3} (Z_c + 2Z_{iso}) + Z_b Z_{ae} + Z_b Z_{ae3} (\frac{\Delta Z_{ae}}{Z_{ae}} - \frac{\Delta Z_c}{Z_c})) + Z_b Z_c (Z_{ae} + 2Z_{ae3}) (\frac{\Delta Z_e}{Z_e} - \frac{\Delta Z_c}{Z_c})) \quad (5.4)$$

$$V_{mic} = V_e \frac{Z_b Z_c}{Z_{ae} Z_{ae3}} \frac{Z_{ae} + 2Z_{ae3}}{Z_c + 2(Z_{iso} + Z_b)} \quad (5.5)$$

$$V_{iso} = V_e \frac{2Z_b Z_{iso}}{Z_{ae} Z_{ae3}} \frac{Z_{ae} + 2Z_{ae3}}{Z_c + 2(Z_{iso} + Z_b)} \quad (5.6)$$

Al igual que ocurría con las interferencias acopladas sobre el paciente, si las impedancias de acoplamiento sobre los electrodos Z_{ae} y Z_{ae3} fueran infinitas (capacidades de acoplamiento C_{ae} y C_{ae3} nulas), la tensión interferente sería nula. Las capacidades de acoplamiento a los electrodos pueden reducirse si se utilizan electrodos apantallados. Esta técnica para la reducción de interferencias se expondrá en el subapartado 5.2.2.2.

Los otros parámetros que pueden reducir el valor de la tensión interferente en modo diferencial debida al acoplamiento sobre los electrodos son Z_{t1} , Z_e , Z_{e3} , ΔZ_e , ΔZ_c , y ΔZ_a . Z_b debe mantenerse siempre alta. El efecto de estos parámetros puede estudiarse con el mismo razonamiento expuesto en el apartado anterior. Se concluye

que sólo la disminución de las impedancia de los electrodos de medida y del electrodo de referencia puede ser un camino efectivo para la reducción de las interferencias presentes.

Las tensiones interferentes en modo común y en modo aislado sólo se pueden reducir disminuyendo las capacidades de acoplamiento entre la red y los electrodos de medida y de referencia.

5.2.2.1.3 Reducción de interferencias por acoplamiento capacitivo sobre los cables de medida.

Las tensiones interferentes en modo diferencial, común y aislado para un sistema de medida de tres electrodos debidas al acoplamiento entre la red y los cables de medida son

$$V_{cd} = V_e \frac{1}{Z_{ac}(Z_c + 2(Z_{iso} + Z_b))} (Z_{t1}(Z_c + 2Z_{iso}) + Z_e(Z_c + 2Z_{iso})\left(\frac{\Delta Z_e}{Z_e} - \frac{\Delta Z_{ac}}{Z_{ac}}\right) + (Z_b(Z_{t1} + 2Z_e) + Z_e^2)\left(\frac{\Delta Z_c}{Z_c} - \frac{\Delta Z_{ac}}{Z_{ac}}\right)) \quad (5.7)$$

$$V_{mc} = V_e \frac{2Z_b Z_c}{Z_{ac}(Z_c + 2(Z_{iso} + Z_b))} \quad (5.8)$$

$$V_{iso} = V_e \frac{4Z_b Z_{iso}}{Z_{ac}(Z_c + 2(Z_{iso} + Z_b))} \quad (5.9)$$

Estas tensiones serían nulas si la impedancia de acoplamiento Z_{ac} fuera infinita (Capacidad de acoplamiento C_a nula). Aunque se utilicen cables apantallados, la capacidad de acoplamiento no se anula por completo, pues en los extremos de los cables, donde se realizan las conexiones al sistema de medida y a los electrodos, el apantallamiento pierde continuidad.

Al igual que ocurría en las tensiones interferentes en modo diferencial debidas al acoplamiento sobre el paciente y los electrodos, la única alternativa para reducir el valor de la tensión interferente en modo diferencial es disminuir la impedancia de los electrodos.

5.2.2.2 Electrodo apantallado para la reducir interferencias capacitivas.

El uso de electrodos apantallados permite reducir el acoplamiento capacitivo de interferencias no sólo sobre los electrodos sino también sobre el extremo no apantallado del cable de medida que se conecta al electrodo.

Los electrodos apantallados utilizados en este estudio son electrodos comerciales a los que se les ha añadido una pantalla que recubre su parte metálica. Dicha pantalla es una caja metálica cuyo fondo es una placa de fibra de vidrio a la que se ha unido un conector para electrodos. El conductor central del cable coaxial de medida se fija a dicho conector y la malla se conecta a la caja metálica. De esta manera se prolonga el apantallamiento del sistema y los cables de medida al electrodo.

La figura 5.8 muestra el esquema seguido para la construcción de los electrodos apantallados.

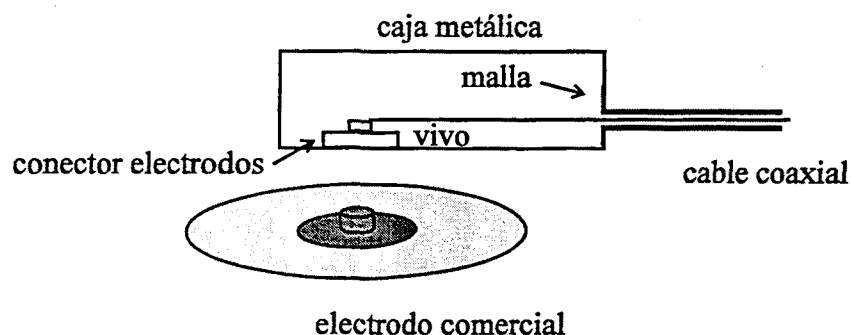


Figura 5.8 Construcción de un electrodo apantallado a partir de un electrodo comercial.

Si los electrodos utilizados presentan toda su superficie metalizada y la conexión se realiza mediante un conector tipo pinza en vez de un conector a presión, los electrodos se pueden apantallar colocando una lámina metálica adhesiva encima del electrodo y conectándola a la malla del cable coaxial.

Con este procedimiento no se eliminan totalmente las interferencias debidas al acoplamiento capacitivo sobre los electrodos y los cables ya que el apantallamiento nunca es perfecto, pero su reducción es muy importante. La figura 5.9 presenta el registro de un ECG realizado simultáneamente con electrodos sin apantallar y

electrodos apantallados en dos derivaciones tan próximas como lo permite el tamaño de los electrodos utilizados (unos 5 cm entre los centros), para que la forma de onda de la señal y el nivel de interferencia teóricamente presente en ambas derivaciones sea el mismo. A simple vista se observa que la reducción de las interferencias obtenida por el hecho de utilizar electrodos apantallados es notable.

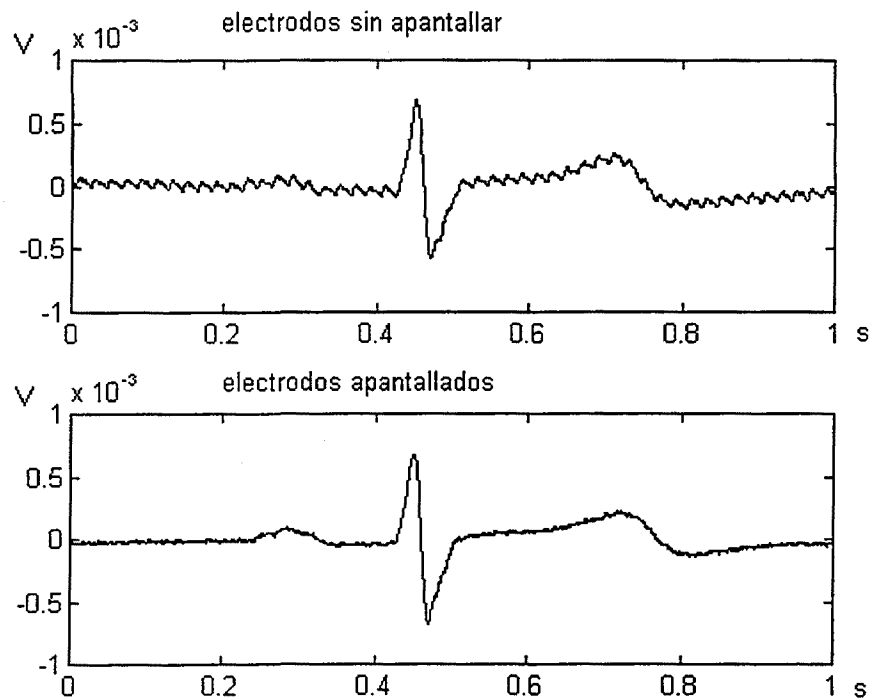


Figura 5.9 Registro de un ciclo cardíaco utilizando simultáneamente electrodos sin apantallar (figura superior) y apantallados (figura inferior).

La figura 5.10 contiene la densidad espectral de potencia de los dos ciclos cardíacos de la figura 5.9. La reducción de la interferencia de 50 Hz es de unos 10 dB. Las interferencias debidas a armónicos superiores de la red prácticamente desaparecen si se utilizan electrodos apantallados

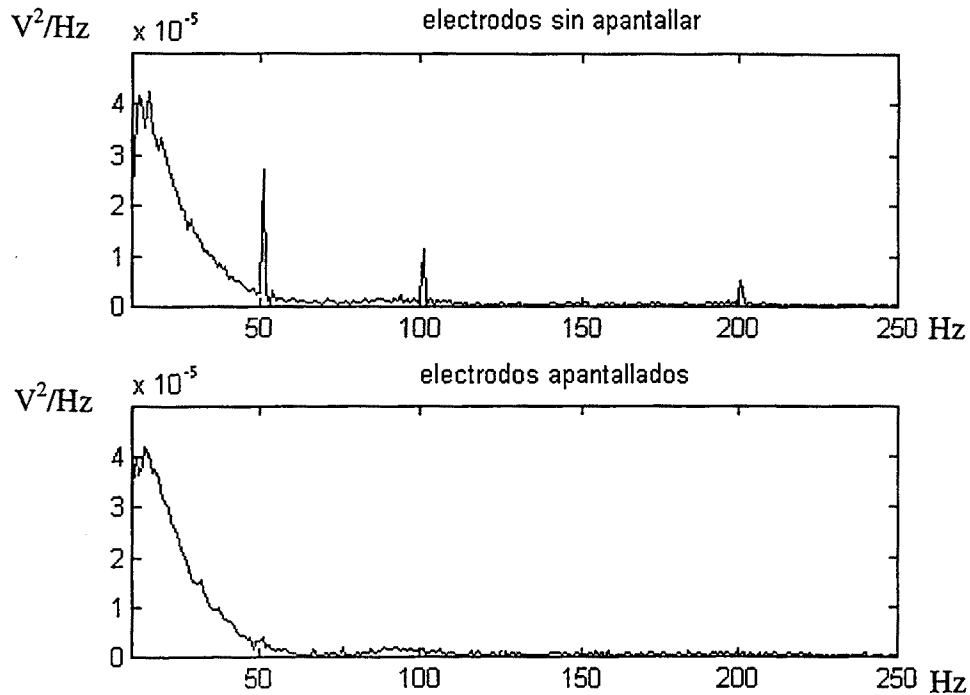


Figura 5.10 Densidades espectrales de potencia de dos ciclos cardíacos registrados con electrodos sin apantallar (figura superior) y con electrodos apantallados (figura inferior) en dos derivaciones próximas.

El uso de electrodos apantallados para la reducción de interferencias de red produce mejoras notables en la señal registrada a un bajo coste. Tan sólo es necesario recubrir el conector del electrodo con una pantalla metálica que se conectará a la malla del cable de medida, o cubrir el electrodo con un lámina metálica adhesiva (puede ser otro electrodo de superficie metalizada) que se conectará también a la malla del cable de medida. La mejora obtenida en cada caso depende de la cobertura del blindaje que ofrece la pantalla del electrodo.

5.2.2.3 Electrodo activo para reducir interferencias capacitivas.

Un método eficaz para reducir interferencias en un registro debidas al acoplamiento capacitivo ya sea sobre el paciente, sobre los electrodos o sobre los cables de medida, es disminuir las impedancias vistas por las corrientes interferentes que circulan hacia los electrodos de medida y el electrodo de referencia.

Una impedancia de electrodo menor puede conseguirse utilizando electrodos de área mayor, o preparando la piel (limpieza o abrasión). Pero la reducción de impedancia que se obtiene con estos procedimientos no es elevada ni del todo controlable. Mediante electrodos activos se consigue reducir la impedancia de electrodo a base de incorporar un amplificador operacional.

Los electrodos activos han sido utilizados en el registro de algunos biopotenciales como el electroencefalograma (Iguchi H. et al., 1994) y el electromiograma (Nishimura S. et al., 1992). Los requisitos que debe cumplir el electrodo activo para la adquisición de micropotenciales cardíacos se derivan de las características de la piel y de la señal que se pretende registrar, y de la función que debe cumplir el propio electrodo.

La impedancia de la interfase electrodo piel a baja frecuencia es elevada incluso si se prepara la piel. Para evitar efectos de carga al medir tensión, la impedancia de entrada que presente el electrodo activo ha de ser suficientemente elevada. Al ser los micropotenciales cardíacos señales de muy bajo nivel (amplitudes del orden de pocos microvoltios), el electrodo activo debe introducir el menor ruido posible en el sistema de medida. Finalmente el electrodo activo debe reducir la impedancia vista por las corrientes interferentes que circulan hacia la interfase electrodo piel. Por lo tanto, debe presentar una baja impedancia de salida.

Para cumplir estos tres requisitos el electrodo activo debe actuar como un transformador de impedancias de bajo ruido. El circuito activo que presenta las características anteriores es un circuito seguidor realizado con un amplificador operacional de bajo ruido.

El circuito seguidor debe colocarse lo más cerca posible de los electrodos de medida. Si es posible, hay que montarlo sobre el propio electrodo, utilizando por ejemplo una pequeña caja metálica similar a la descrita para los electrodos

apantallados. Para no aumentar el número de cables entre el sistema de medida y el paciente en sistemas multicanal como el diseñado, es recomendable alimentar el amplificador operacional utilizado para la realización del electrodo activo mediante baterías. Como el electrodo activo debe situarse sobre la superficie del cuerpo, debe ser de pequeño tamaño y ligero, para evitar por una parte molestias al paciente y por otra parte posibles tensiones mecánicas debidas al excesivo peso del electrodo que se traducirían en la presencia de artefactos en los registros.

Las condiciones de impedancia de entrada muy elevada y baja impedancia de salida implican la elección de un amplificador operacional de tipo JFET. Existe además el compromiso entre el bajo ruido que debe tener el amplificador y su consumo (los amplificadores de calidad no suelen presentar bajo consumo). Del conjunto de amplificadores operacionales preseleccionados para el diseño del electrodo activo se ha escogido el LF355 de National Semiconductor por ser el que mejor se adapta en conjunto a las características deseadas. La figura 5.11 muestra el esquema del electrodo activo realizado.

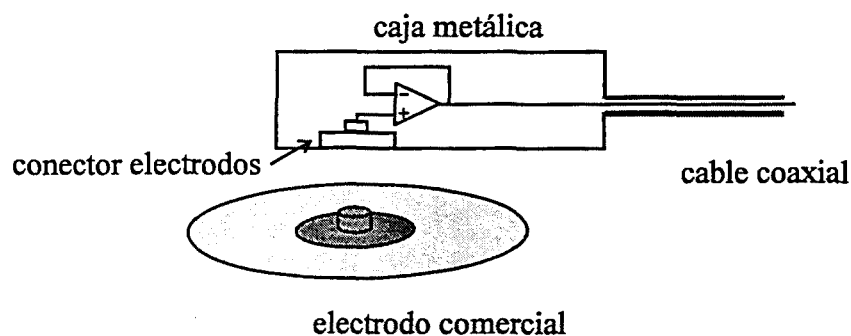


Figura 5.11 Construcción de un electrodo activo a partir de un electrodo comercial.

La figura 5.12 contiene un ciclo cardíaco registrado simultáneamente con electrodos pasivos y los electrodos activos construidos, en dos derivaciones muy próximas. La reducción de interferencias obtenida mediante electrodos activos es evidente.

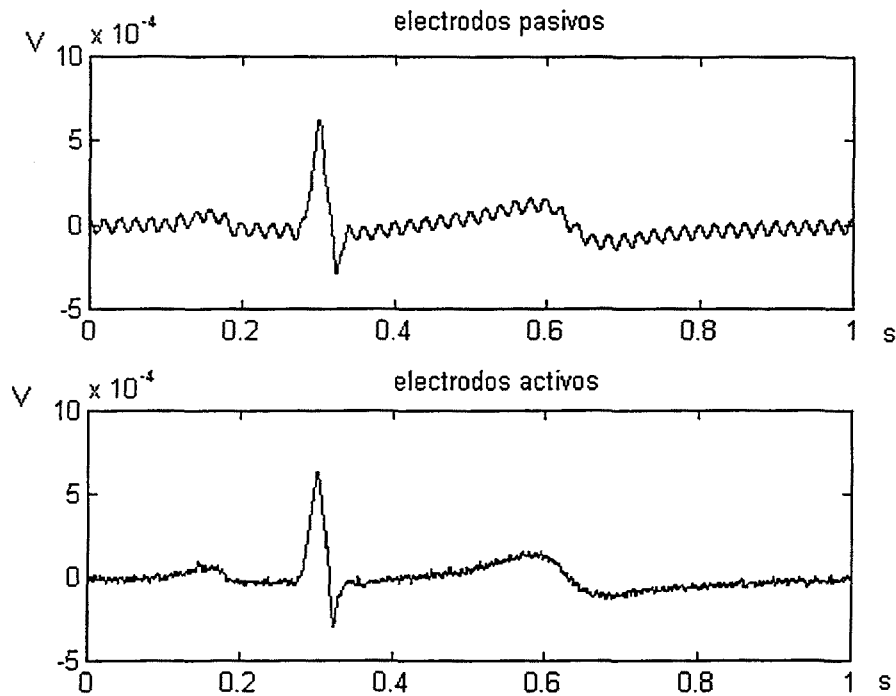


Figura 5.12 Registro de un ciclo cardíaco utilizando simultáneamente electrodos pasivos (figura superior) y electrodos activos (figura inferior).

La figura 5.13 contiene las densidades espectrales de potencia de los ciclos cardíacos de la figura 5.12. Puede observarse como el pico de la interferencia de 50 Hz presente en el registro mediante electrodos pasivos, desaparece casi por completo cuando se emplean electrodos activos. La mejora obtenida en este caso por el hecho de utilizar electrodos activos para el registro es de 16 dB.

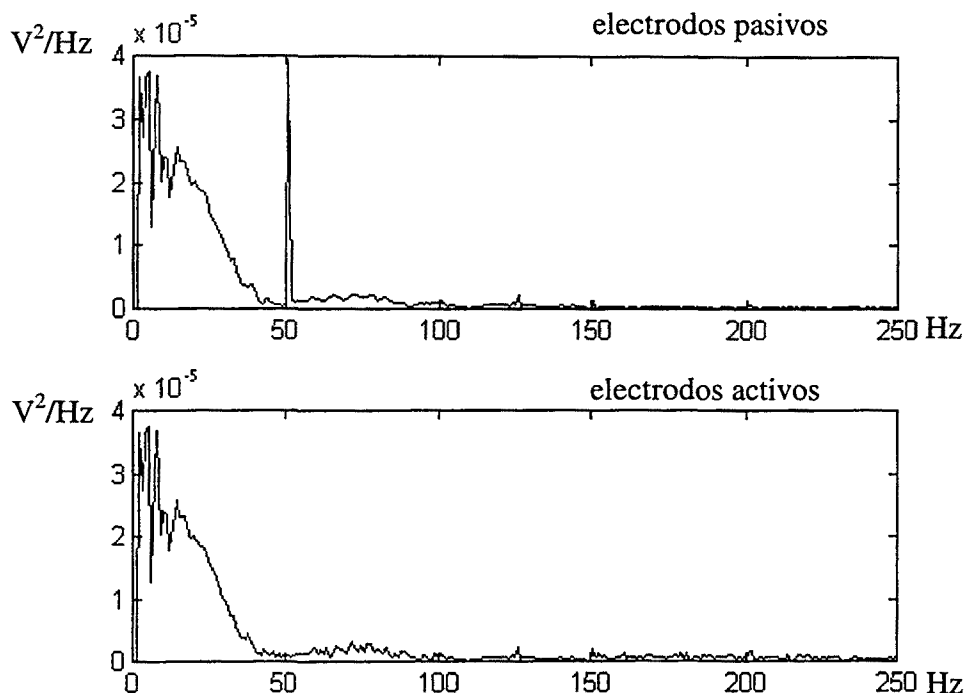


Figura 5.13 Densidades espectrales de potencia de los ciclos cardíacos de la figura 5.12. Registro con electrodos pasivos (figura superior) y con electrodos activos (figura inferior).

En registros simultáneos del ECG con electrodos pasivos apantallados y activos, se han obtenido mejoras de 10 dB con electrodos apantallados respecto a electrodos pasivos y de aproximadamente 19 dB con electrodos activos respecto a electrodos pasivos. (Virgili C., 1994).

Los electrodos activos permiten una mayor reducción de las interferencias presentes en un registro por acoplamiento capacitivo, que la obtenida con electrodos apantallados, a costa de complicar algo más el sistema de medida. Pero la mejora obtenida es lo suficientemente elevada como para considerar su aplicación en el registro de micropotenciales cardíacos.

5.2.2.4 Reducción de interferencias debidas a campos magnéticos.

En el capítulo 4 se describió cómo la presencia de un campo magnético puede provocar dos tipos de interferencias en el registro de biopotenciales. El primero son las interferencias en modo diferencial debidas a la caída de tensión sobre la impedancia del tórax producida por las corrientes que el campo magnético exterior induce en el interior del paciente. El segundo son las tensiones inducidas en el bucle de medida por un campo magnético que varía con el tiempo.

La corriente inducida en el interior del cuerpo depende de la orientación relativa del paciente y de la fuente que genera el campo magnético. Si la fuente es un hilo de corriente, la densidad de corriente inducida en un punto del interior del cuerpo humano de coordenadas x_0, y_0, z_0 (figura 4.6) es

$$\begin{aligned} J_x &= j\omega\mu_0\sigma K_1 \frac{I_s}{2\pi d} z_0 \text{sen}\Phi \\ J_y &= j\omega\mu_0\sigma K_1 \frac{I_s}{2\pi d} z_0 \cos\Phi \\ J_z &= j\omega\mu_0\sigma K_2 \frac{I_s}{2\pi d} (x_0 \cos\Phi - y_0 \text{sen}\Phi) \end{aligned} \quad (5.10)$$

donde K_1 y K_2 son constantes que dependen de las dimensiones máximas del esferoide que se utiliza para modelar el cuerpo humano. Sus valores son

$$\begin{aligned} K_1 &= \frac{\left(\frac{b}{a}\right)^2}{1 + \left(\frac{b}{a}\right)^2} \\ K_2 &= \frac{1}{1 + \left(\frac{b}{a}\right)^2} \end{aligned} \quad (5.11)$$

donde a y b son los semiejes menor y mayor del esferoide que se utiliza para modelar el cuerpo.

El cuadrado del módulo de la densidad de corriente en el punto de coordenadas x_0, y_0, z_0 es

$$|J|^2 = \omega^2 \mu_0^2 \sigma^2 \frac{I^2 s^2}{(2\pi d)^2} (k_1^2 z_0^2 + k_2^2 (x_0^2 \cos^2 \phi + y_0^2 \sin^2 \phi - 2x_0 y_0 \cos \phi \sin \phi)) \quad (5.12)$$

El módulo de la densidad de corriente depende del punto del cuerpo del paciente que se considere y del ángulo de orientación entre la fuente que crea el campo magnético y el paciente. A la vista de (5.12) existe una orientación relativa del paciente respecto a la fuente que provoca el campo, que minimiza el valor de la densidad de corriente inducida en aquel. Por lo tanto, si la interferencia presente debida al campo magnético es elevada se puede intentar reducirla a base de reorientar al paciente dentro del entorno de medida.

La segunda fuente de interferencia debida a la presencia de un campo magnético a considerar es la tensión inducida en el bucle de medida

$$V_i = 2\pi f S B \cos \phi \cos \theta \quad (5.13)$$

donde f es la frecuencia del campo magnético, S el área del bucle de medida, B la densidad de campo magnético, y ϕ y θ son los ángulos de orientación del paciente respecto a la dirección del campo magnético.

La densidad del campo magnético depende de la distancia del punto donde se encuentra el paciente a la fuente emisora. Por lo tanto, para reducir la tensión interferente se debe alejar al paciente de la fuente emisora de campo magnético si es posible.

La tensión interferente también se puede reducir reorientando el bucle de medida respecto a la dirección del campo magnético (reorientar al paciente dentro del entorno de medida), o bien se puede reducir el área del bucle de medida a base de trenzar los cables de medida.

5.2.2.5 Reducción de interferencias internas

Las no idealidades del sistema de registro utilizado en la medida de micropotenciales cardíacos producen también interferencias en la señal registrada. El origen de estas interferencias puede atribuirse a desequilibrios en el transformador de la fuente de alimentación, a acoplamientos capacitivos entre primario y secundario del transformador de la fuente de alimentación, a acoplamientos capacitivos en el interior del equipo o a interferencias superpuestas a las tensiones continuas de alimentación (PSRR limitado).

Las tensiones interferentes en modo diferencial, común y aislado para un sistema de registro de tres electrodos debidas a desequilibrios en el transformador de la fuente de alimentación responden a las siguientes expresiones:

$$V_{id} = V_i \frac{Z_{e3}}{Z_c Z_i} \frac{Z_{iso} \parallel Z_i}{Z_b + Z_{iso} \parallel Z_i} (Z_{t1} + Z_e (\frac{\Delta Z_e}{Z_e} - \frac{\Delta Z_c}{Z_c})) \quad (5.14)$$

$$V_{mc} = V_i \frac{Z_{e3}}{Z_i} \frac{Z_{iso} \parallel Z_i}{Z_b + Z_{iso} \parallel Z_i} \quad (5.15)$$

$$V_{iso} = V_i \frac{Z_b}{Z_i} \frac{Z_{iso} \parallel Z_i}{Z_b + Z_{iso} \parallel Z_i} \quad (5.16)$$

Los únicos parámetros de (5.14) sobre los que se puede actuar para reducir la tensión interferente en modo diferencial son las impedancias de los electrodos de medida (Z_e) y de referencia (Z_{e3}), ya que Z_{iso} , Z_i , Z_b y Z_c no son controlables pues dependen de capacidades parásitas. Los desequilibrios de las impedancias de electrodos y de modo común, tampoco son controlables.

Para minimizar la tensión de modo común se puede tan sólo intentar reducir la impedancia del electrodo de referencia Z_{e3} . La tensión interferente en modo aislado no puede reducirse.

Las interferencias debidas al acoplamiento capacitivo entre primario y secundario sólo pueden reducirse disminuyendo la capacidad parásita entre los dos devanados, o bien apantallando uno de los dos devanados y conectando el blindaje al secundario del transformador (Lozano et al., 1991).

La reducción de las interferencias debidas a acoplamientos capacitivos en el interior del equipo exige apantallar aquellas partes del sistema de medida que son una posible fuente de interferencias como por ejemplo la fuente de alimentación o los circuitos digitales, y separar al máximo la parte analógica (sobre todo las etapas que trabajan con señales de bajo nivel) de las etapas digitales.

Las interferencias debidas al PSRR limitado de los amplificadores del sistema de medida sólo pueden reducirse si se minimiza la fuente que las produce, es decir si se disminuye el rizado de las tensiones de alimentación directamente o mediante condensadores de desacoplamiento.

5.3 TÉCNICAS DE REDUCCIÓN SOFTWARE

En este apartado se describirán las técnicas de procesado de la señal empleadas para la reducción de ruido e interferencias presentes en el ECG, que pueden ser aplicadas para la detección latido a latido de micropotenciales cardíacos. Para la reducción de ruido se empleará el filtrado adaptativo y el promediado espacial de señal, mientras que para la reducción de interferencias sólo se considerará el filtrado adaptativo.

5.3.1 EL FILTRADO ADAPTATIVO

5.3.1.1 Sistemas adaptativos. Definición, características y clasificación.

Un sistema adaptativo es aquel que cambia sus parámetros a lo largo del tiempo para ajustarse a las características del entorno en que desarrolla su misión. La característica esencial de un sistema adaptativo es su auto-ajuste, de manera que su comportamiento o rendimiento (de acuerdo con unos criterios prefijados) mejora a través de la interacción con su entorno.

Los sistemas adaptativos contienen al menos alguna de las siguientes características (Widrow et al., 1985):

- Pueden adaptarse automáticamente (auto-optimización) cuando hay un cambio en el entorno.

- Pueden ser creados para realizar filtrados específicos y tareas de decisión. La síntesis de los sistemas con estas capacidades se realiza mediante la programación de procesos de aproximación a la situación óptima final.

- No necesitan procedimientos de síntesis muy elaborados. Tienden al auto-diseño.

- Pueden extrapolar un modelo de comportamiento general de acuerdo a nuevas situaciones después de haber sido probados con un número finito (y en general no muy grande) de señales de prueba.

- Dentro de unos límites pueden auto-cancelarse frente a ciertos tipos de desajustes internos o comportamientos no deseados.
- Pueden ser descritos como sistemas no lineales mediante la caracterización de parámetros variables en el tiempo.
- Normalmente son más difíciles de analizar que los sistemas no adaptativos, pero ofrecen la posibilidad de mejorar de forma considerable los resultados del sistema cuando las características de la señal de entrada son desconocidas o varían con el tiempo.

Las dos propiedades a destacar de un sistema adaptativo son su variabilidad en el tiempo y su capacidad de auto-ajuste.

Las características de un sistema adaptativo dependen entre otros factores de sus señales de entrada. Si aplicamos una señal de entrada x_1 , el sistema se adaptará y producirá una salida y_1 . De la misma manera si se aplica una señal de entrada x_2 , el sistema se adaptará y producirá una salida y_2 . Generalmente la estructura y los ajustes del sistema adaptativo serán diferentes para las dos señales de entrada. Por ello si se aplica a la entrada del sistema adaptativo la suma de las dos entradas este producirá una salida que en general, no se corresponderá a la suma de las salidas obtenidas cuando se aplican las dos entradas individualmente. Por lo tanto, en general, los sistemas adaptativos no son lineales y no pueden caracterizarse en términos convencionales.

Ciertos tipos de sistemas adaptativos se convierten en sistemas lineales cuando los ajustes se mantienen constantes tras la adaptación. Estos sistemas reciben el nombre de "sistemas adaptativos lineales". En general, pueden ser tratados matemáticamente, y su diseño es más sencillo que el de los sistemas adaptativos de otros tipos.

Una de las clasificaciones más utilizadas para los sistemas adaptativos es agruparlos en sistemas de adaptación en lazo abierto y sistemas de adaptación en lazo cerrado.

La adaptación en lazo abierto consiste en medir las señales de entrada o las condiciones del entorno y aplicar esta información a una fórmula o algoritmo computerizado, usando el resultado para establecer los ajustes del sistema adaptativo.

Los sistemas adaptativos en lazo cerrado, además de utilizar información de las señales de entrada y del entorno, utilizan las salidas anteriores del sistema para realizar los ajustes necesarios en el sistema. La figura 5.14 presenta los principios de adaptación en lazo abierto y lazo cerrado.

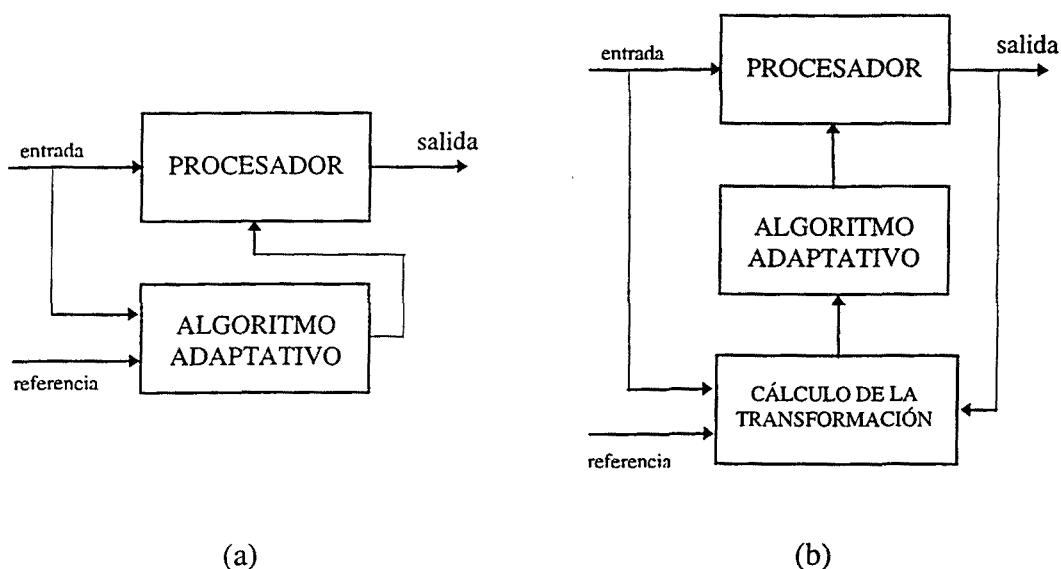


Figura 5.14 (a) Sistema adaptativo en lazo abierto . (b) Sistema adaptativo en lazo cerrado.

La elección de un sistema adaptativo en lazo abierto o en lazo cerrado se realiza en función de la disponibilidad de las señales de entrada y de referencia, la carga computacional del algoritmo y el tipo de procesador.

Los sistemas adaptativos en lazo cerrado tienen la ventaja de poder ser utilizados en aquellas aplicaciones donde la síntesis del proceso, o bien no existe o bien es desconocida. La adaptación en lazo cerrado buscará la mejor elección de los parámetros del sistema basándose en criterios de optimización. El proceso de adaptación en lazo cerrado presenta también una serie de inconvenientes: en ciertas situaciones las funciones realizadas no presentan una única optimización; además, al ser un sistema realimentado, puede ser inestable, no alcanzándose nunca la convergencia para sus parámetros. A pesar de estas dificultades los sistemas adaptativos en lazo cerrado son ampliamente utilizados.

Para realizar sistemas adaptativos hay diversas estructuras y diversos algoritmos para ajustarlos. La figura 5.15 presenta una realización más específica de un sistema adaptativo en lazo cerrado que la representada en la figura 5.14. El funcionamiento del sistema es el habitual en diversas situaciones prácticas.

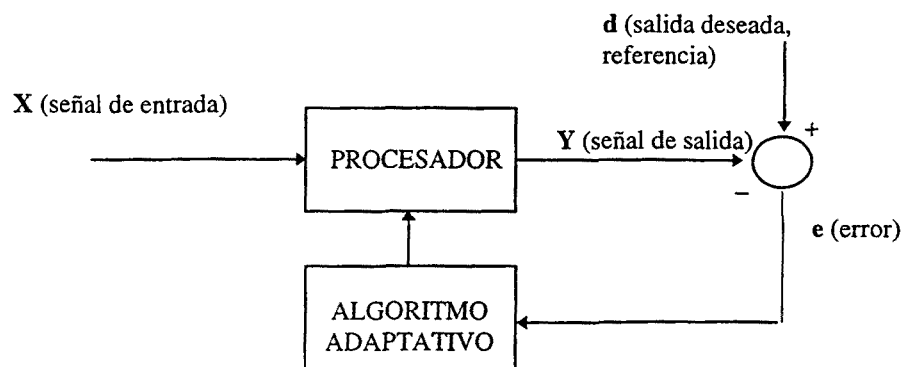


Figura 5.15 Sistema adaptativo en lazo cerrado

5.3.1.2 El problema del filtrado. El filtro óptimo.

El término filtro se utiliza normalmente para describir un circuito o algoritmo que se aplica a un conjunto de datos que contienen ruido para extraer de ellas la información deseada. En este caso, se entienden como ruido todas aquellas señales que no son de interés pero que están presentes en el conjunto de datos a analizar.

Un filtro puede ser utilizado para tres tipos de procesamiento de señal:

- El filtrado propiamente dicho que extrae la información de interés en un instante n utilizando los datos de instantes anteriores.
- La predicción, que pronostica el valor de los datos en un instante futuro a partir de los valores de los datos anteriores.
- El suavizado. Se diferencia del filtrado porque no es necesario que los datos de interés estén presentes en el instante actual, por lo que pueden utilizarse datos futuros para realizar el filtrado.

El problema del filtrado se ha analizado a través de filtros de respuesta impulsional finita (FIR) . Este uso restrictivo de filtros FIR se justifica básicamente por dos razones:

- El sistema de ecuaciones que describe la relación entrada-salida es lineal y hay algoritmos eficientes que pueden resolverlo.
- Muchos filtros de respuesta impulsional infinita (IIR) pueden ser aproximados por filtros FIR de manera eficiente.

En un filtro FIR de orden L se multiplican los datos de entrada $u(n)$, $u(n-1)$,..., $u(n-L-1)$, por una serie de pesos o coeficientes w_1, w_2, \dots, w_L , y posteriormente se suman estos productos. El producto del vector de pesos $W(n)$ y las muestras del vector de entrada $u(n)$ corresponde al valor estimado de la salida $y(n)$.

La teoría del filtrado óptimo de Wiener utiliza el criterio de la estimación del mínimo error cuadrático medio para optimizar los coeficientes del filtro. Se define el error como la diferencia entre la señal de salida del filtro $y(n)$ y la señal deseada $d(n)$. El vector de pesos óptimo es

$$w_o = R^{-1}p \quad (5.17)$$

donde R es la matriz de autocorrelación del vector de entrada $u(n)$, y p es el vector de correlación entre los valores del vector de entrada $u(n)$ y la respuesta deseada $d(n)$.

Al sistema de ecuaciones que define el vector de coeficientes del filtro óptimo se llega mediante aproximaciones estadísticas. Puede ser resuelto de forma eficiente mediante diversos métodos, pero requiere el conocimiento a priori de la correlación entre la señal deseada y la señal de entrada, y la autocorrelación de la señal de entrada. Generalmente estas correlaciones son desconocidas y suelen estimarse. Esta estimación contribuye negativamente a la obtención del filtro óptimo, especialmente cuando la señal de entrada no es estacionaria. Los filtros adaptativos ofrecen ventajas en tales casos, ya que no se requiere el conocimiento de dichas funciones.

5.3.1.3. El filtro adaptativo.

La aproximación del filtro óptimo de Wiener mediante un filtro adaptativo es la de la figura 5.16.

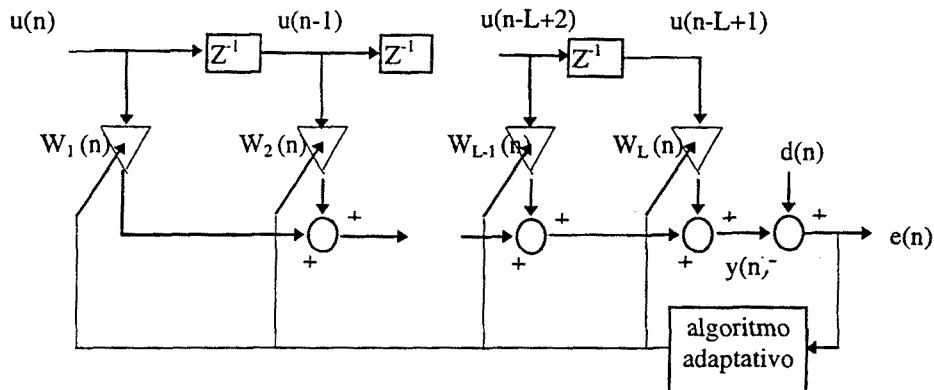


Figura 5.16 Estructura computacional de un filtro FIR adaptativo.

Se han desarrollado gran variedad de algoritmos para la realización de filtros adaptativos. La elección de un algoritmo u otro viene determinada por distintos factores (Haykin S., 1991):

- Tasa de convergencia: se define como el número de iteraciones necesarias del algoritmo en respuesta a señales estacionarias, hasta converger a unos valores "suficientemente próximos" a la solución óptima de Wiener.
- Desajuste: para un algoritmo dado, este parámetro proporciona una medida de la cantidad que el error cuadrático medio (promediado para un conjunto de filtros adaptativos) divergirá de su valor mínimo que es el obtenido mediante el filtro de Wiener.
- Seguimiento: Cuando un algoritmo de filtrado adaptativo opera en un sistema no estacionario, es necesario que dicho algoritmo siga las variaciones del sistema.
- Robustez: Capacidad del algoritmo de operar satisfactoriamente con los datos de entrada en presencia de ruido.

- Requisitos computacionales: número de operaciones necesarias para realizar una iteración completa del algoritmo, tamaño de la memoria para almacenar los datos del programa, y complejidad de la programación del algoritmo.
- Estructura del flujo de información en el algoritmo que determina su construcción física.

5.3.1.4. Cancelación adaptativa de ruido

La cancelación adaptativa de ruido (Adaptive Noise Canceling) está basada en la teoría de Wiener del filtro óptimo. El objetivo de un cancelador adaptativo de ruido (ANC), es eliminar el ruido de fondo que acompaña a la señal principal. Dicho ruido está correlado con la señal de referencia (Akay M., 1994).

La utilización de la teoría de Wiener para la cancelación adaptativa de ruido requiere un filtro con un número infinito de pesos para minimizar el error. Para que la solución de Wiener sea realizable, se debe construir un filtro con un número finito de pesos, es decir un filtro FIR (Akay M., 1994).

La figura 5.17 muestra el esquema de un cancelador adaptativo de ruido.

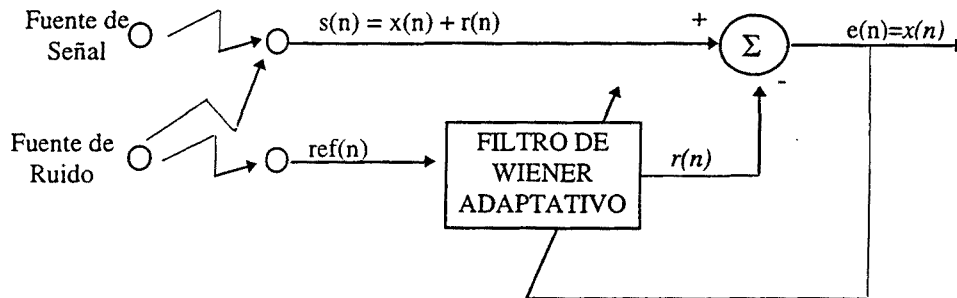


Figura 5.17 Cancelador adaptativo de ruido.

En la figura 5.17 la señal $s(n)$ está compuesta por la señal deseada $x(n)$ y una componente de ruido $r(n)$, que no está correlado con la señal deseada. La señal de referencia del filtro $ref(n)$, puede estar correlada con la señal deseada o bien con el ruido. En el caso de la figura 5.17, la señal de referencia se toma de la misma fuente que el ruido que contamina la señal deseada. A la salida del filtro adaptativo se

obtiene una estimación del ruido $r(n)$ que contamina la señal deseada. Si el filtro es de orden M , $r(n)$ es

$$r(n) = \sum_{m=0}^M w_m(n) r(n-m) \quad (5.18)$$

donde $w_m(n)$ son los pesos del filtro adaptativo para la muestra n .

La estimación del ruido se resta a $s(n)$ para obtener una estimación de la señal deseada $x(n)$, que en este caso es la señal de error $e(n)$. La señal de error a la salida del filtro es

$$e(n) = s(n) - r(n) = s(n) - \underline{w}^T(n) \underline{r}(n) \quad (5.19)$$

donde

$$\underline{w}(n) = \begin{pmatrix} w_0(n) \\ w_1(n) \\ \cdot \\ w_M(n) \end{pmatrix} \quad \underline{r}(n) = \begin{pmatrix} r(n) \\ r(n-1) \\ \cdot \\ r(n-M) \end{pmatrix} \quad (5.20)$$

Minimizando la expresión del error cuadrático medio respecto al peso de los filtros, se obtiene la ecuación para la obtención de dichos pesos

$$\frac{\partial E(e(n)^2)}{\partial \underline{w}} = \begin{pmatrix} \frac{\partial E(e(n)^2)}{\partial w_0} \\ \cdot \\ \frac{\partial E(e(n)^2)}{\partial w_M} \end{pmatrix} = -2P + 2R\underline{w}; \quad \underline{w} = R^{-1}P \quad (5.21)$$

donde R es la matriz de autocorrelación de la señal de referencia y P la correlación entre la señal de entrada $s(n)$ y la señal de referencia.

La obtención del vector de pesos del filtro mediante 5.21 requiere el conocimiento previo de R y P , y muchas veces esta información no se tiene. Widrow y Hoff encontraron una alternativa para hallar los pesos del filtro, basándose en el algoritmo LMS (least mean squares) llegando a la siguiente ecuación (Widrow and Hoff, 1960)

$$\underline{w}(n+1) = \underline{w}(n) + 2\mu e(n)\underline{r}(n) \quad (5.22)$$

donde μ es el parámetro de convergencia. que debe ser positivo y satisfacer la siguiente condición

$$0 < \mu < \frac{1}{\lambda_{\max}} \quad (5.23)$$

donde λ_{\max} es el máximo autovalor de la matriz R. En la práctica, dado que la matriz R es desconocida el parámetro μ se determina heurísticamente. Con un valor pequeño de μ se garantiza la convergencia, aunque a una velocidad muy lenta. Valores mayores de μ permiten una velocidad de convergencia más rápida aunque existe el peligro de divergir.

La cancelación adaptativa de ruido ha tenido numerosas aplicaciones biomédicas, como la cancelación de las interferencias de red en el ECG, la separación del electrocardiograma fetal del materno, o la eliminación de las señales respiratorias en las medidas del electrogastrograma.

5.3.1.5 Realizador adaptativo de señal.

El principal inconveniente de la cancelación adaptativa de ruido es que requiere una señal de referencia, además de la señal principal de entrada. En la práctica, no siempre es posible tener una señal de referencia. El realizador adaptativo de señal (Adaptive Line Enhancer, ALE) es una modificación del ANC que constituye una alternativa en estos casos.

En el ALE, la señal de referencia es la propia señal de entrada retardada un cierto intervalo de tiempo. La figura 5.18 muestra el esquema de un ALE.

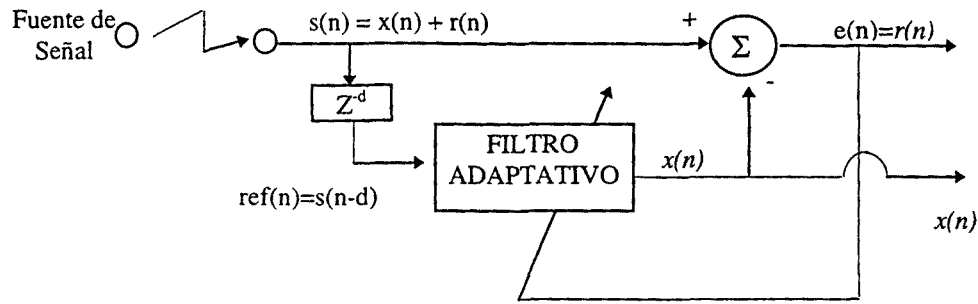


Figura 5.18 Realizador adaptativo de señal

El ALE de la figura 5.18 es una modificación del ANC. La única diferencia es que la señal de referencia del ANC es en este caso una réplica retardada de la señal de entrada. La actualización de los pesos del filtro en este caso, para el algoritmo LMS, se realiza mediante la ecuación (Akay M. 1994)

$$\underline{w}(n+1) = \underline{w}(n) + 2\mu e(n)\underline{s}(n-m-d) \quad (5.24)$$

Algunas posibles aplicaciones biomédicas del ALE son, por ejemplo, la eliminación del EMG de un electrocardiograma o la eliminación de interferencias de las que se desconoce su origen o en las que no es posible acceder a una muestra de ellas como señal de referencia.

5.3.1.6 Algoritmos

Para la realización de filtros adaptativos se han desarrollado numerosos algoritmos. El más utilizado es el algoritmo LMS (Least Mean Square) propuesto por Widrow y Hoff (Widrow B. and Hoff M., 1960). La actualización de los pesos del filtro mediante este algoritmo se realiza mediante (5.22).

La necesidad de filtros adaptativos de elevada velocidad de convergencia ha llevado a la búsqueda de alternativas al algoritmo LMS. Una modificación es el algoritmo actualizado de Kernel, que consiste en reemplazar el término de predicción del error por su función signo (Dasgupta S. et al., 1994). La ecuación utilizada para la actualizar los pesos del filtro es en este caso

$$\underline{w}(n+1) = \underline{w}(n) + 2\mu \text{sign}(e(n))\underline{r}(n) \quad (5.25)$$

El parámetro de convergencia μ debe ser positivo y satisfacer (5.23).

Cuando se aplica el algoritmo LMS a señales periódicas y con pequeñas variaciones en la cantidad de energía en instantes de tiempo próximos, los resultados obtenidos son aceptables (Widrow B, and Stearns S.D., 1985).

Si la señal a filtrar presenta una periodicidad en el tiempo y una gran concentración de energía en intervalos de tiempo relativamente pequeños como el caso del ECG, el algoritmo LMS puede divergir en el intervalo de tiempo inmediatamente posterior al intervalo de mayor concentración de energía.

Se puede establecer una modificación del algoritmo LMS para aplicarlo al ECG sin que la gran cantidad de energía concentrada en el complejo QRS provoque una divergencia del algoritmo.

Según los estudios de Widrow, el parámetro μ debe ser positivo y constante. Dicho parámetro controla la estabilidad del filtro y la tasa de convergencia. Se puede demostrar que la estabilidad de este tipo de filtros está garantizada si se cumple

$$0 < \mu < \frac{1}{3} \frac{2}{M\sigma_r^2} \quad (5.26)$$

donde M es el orden del filtro y σ_r^2 la potencia de la señal de entrada del filtro calculada en un intervalo de tiempo dado (Raouf K., et al., 1993). La estabilidad del filtro depende en gran manera de la potencia de la señal. Si se utiliza un valor fijo del parámetro μ el filtro puede hacerse inestable en los intervalos de señal de gran concentración de energía.

Para prevenir esta posible inestabilidad se puede modificar el parámetro μ de manera que el valor de dicho parámetro se vaya adaptando a la energía de la señal en cada instante de tiempo (Zhang Y.T., et al 1994)

$$\mu' = \frac{\mu}{\sigma_r^2} \quad (5.27)$$

La potencia de la señal de entrada del filtro se calcula con las muestras inmediatamente anteriores al instante de cálculo. El número de muestras empleado para el cálculo de la energía de la señal es un parámetro ajustable en cada aplicación.

El planteamiento habitual en los sistemas adaptativos es minimizar mediante métodos iterativos un error cuadrático entre dos señales. En ciertas aplicaciones se puede hacer un planteamiento similar pero minimizando el error entre alguna característica de las señales, por ejemplo el módulo.

Godard fue el primero en proponer una familia de algoritmos basados en ecualizaciones en módulo constante, con aplicación directa a sistemas de comunicaciones (Haykin S, 1991). El algoritmo de Godard minimiza la función

$$E[{|y(n)|^p - 1}^2] \quad (5.28)$$

donde p es un entero positivo e $y(n)$ la señal de salida del filtro.

Cuando $p=2$ el algoritmo recibe el nombre de algoritmo de módulo constante CMA (Constant Modulus Algorithm). La ecuación para actualizar los coeficientes del filtro es

$$\underline{w}(n+1) = \underline{w}(n) - \mu y(n)(|y(n)|^2 - 1)\underline{x}(n) \quad (5.29)$$

siendo $x(n)$ la señal de entrada del filtro.

El algoritmo CMA fue desarrollado para reducir interferencias en la transmisión de señales de envolvente constante tales como señales FM, PM, QPSK, etc. En el área biomédica este algoritmo puede ser de utilidad para la reducción de las interferencias de red presentes en un registro.

5.3.2 REDUCCION DE INTERFERENCIAS MEDIANTE FILTRADO ADAPTATIVO.

El filtrado adaptativo es la única alternativa software para la reducción de interferencias en los registros de biopotenciales en tiempo real. Desde 1975, año en que Widrow y sus colaboradores publican el primer filtro adaptativo para la reducción de interferencias hasta la actualidad, se han publicado numerosos trabajos en este campo.

En este apartado se estudiarán 5 alternativas para la reducción de interferencias mediante filtrado adaptativo. Los algoritmos considerados son el LMS, el LMS con el parámetro de adaptación (μ) variable, el ALE, el ALE con μ variable y el CMA. Para determinar en cada caso la reducción de interferencias obtenidas se normalizarán las señales de entrada y salida de los filtros, y las densidades espectrales de manera que su máximo sea la unidad, y se utilizará la relación señal a interferencia (SIR) definida como

$$SIR = 20 \times \log \frac{1}{I} \quad (5.30)$$

donde I es el valor del armónico de 50 Hz, para cuantificar las mejoras obtenidas.

La señal de referencia utilizada para los algoritmos LMS, LMS con μ variable y CMA es una señal sintética de 50 Hz. El vector inicial de pesos del filtro es nulo salvo para el caso del CMA, que tiene uno de los pesos de valor unidad. El valor inicial del parámetro de adaptación es también la unidad y el orden inicial del filtro es dos. Para los algoritmos con el parámetro de adaptación variable se han tomado 2 muestras como valor inicial para el cálculo de la energía de la señal. Para los algoritmos ALE y ALE con parámetro de adaptación variable, el número de muestras de retardo que se ha tomado inicialmente es de $f_m/10$ siendo f_m la frecuencia con que ha sido muestreada la señal a filtrar.

A partir de los valores iniciales, escogidos arbitrariamente, se ha ido aumentando el orden del filtro, manteniendo el parámetro μ unitario hasta obtener la mayor relación señal a interferencia posible. Posteriormente se ha ido reduciendo el valor del parámetro μ , incrementándose la relación señal a interferencia pero

reduciéndose la velocidad de convergencia. Finalmente se ha tomado como óptimo para el valor de μ el mayor posible que hace que la relación señal a interferencia no difiera más de 1 dB de la máxima obtenida. En los algoritmos con parámetro de adaptación variable se ha ido aumentando el número de muestras utilizado para el cálculo de la energía de la señal hasta que no se aprecia una mejora en la relación señal a interferencia. En los algoritmos ALE y ALE con parámetro de adaptación variable se ha aumentado o disminuido el número de muestras de retardo hasta obtener un valor que maximice la SIR.

Siguiendo el proceso descrito anteriormente los valores óptimos para los parámetros de los filtros son los de la tabla 5.1 (Homar N., 1995)

		LMS	LMS var.	ALE	ALE var	CMA
Parámetros óptimos	orden	40	40	38	41	40
	μ	10^{-9}	0,99	10^{-8}	10^{-2}	10^{-4}
	m. retardo	-		100-120	100-120	
	m. energía	-	1-9	-	1-9	

Tabla 5.1 Parámetros óptimos para la reducir interferencias de 50 Hz. Señales muestreadas a 1 kHz.

El orden óptimo obtenido es similar para todos los algoritmos, pero no el parámetro de adaptación. Los algoritmos con μ variable tienen el parámetro de adaptación hasta 9 órdenes de magnitud mayor (10^{-9} frente a 0,99 para el LMS) que los otros algoritmos, por lo tanto su velocidad de convergencia será más elevada. El número de muestras de retardo de la señal de referencia se mantiene aproximadamente alrededor del valor inicial ($f_m/10$). El número de muestras para el cálculo de la energía de la señal en los algoritmos con μ variable es aproximadamente $f_m/100$.

En las figuras 5.19 a 5.24 se presenta la señal de entrada y las señales de salida respectivas de los distintos filtros. En las figuras 5.25 a 5.30 se presenta el espectro de la señal de entrada a los filtros y el espectro de las señales filtradas. Las amplitudes máximas de las señales temporales y de los espectros se han normalizado a la unidad para poder evaluar mejor el comportamiento de los filtros.

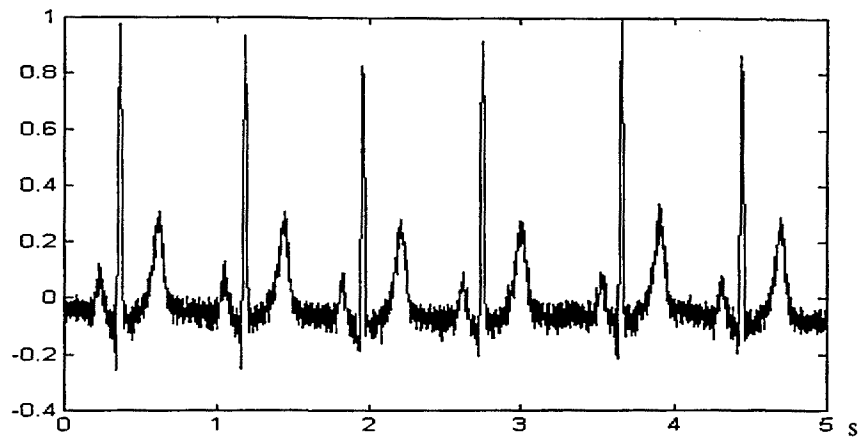


Figura 5.19 Señal de entrada a los filtros

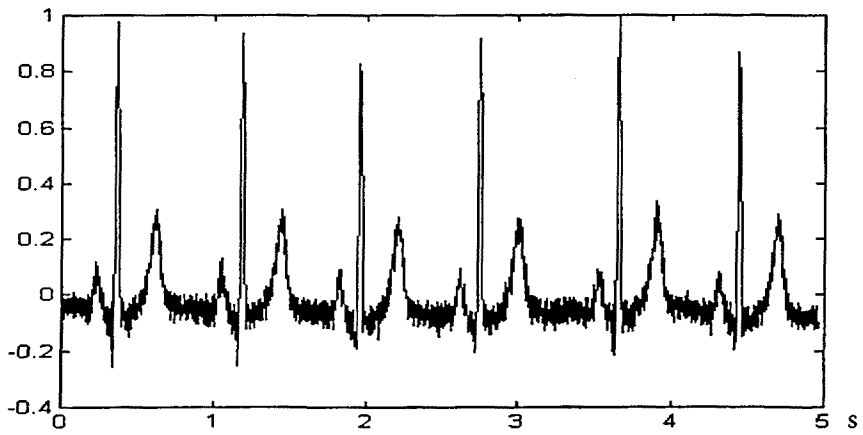


Figura 5.20 Señal de salida del filtro con algoritmo LMS

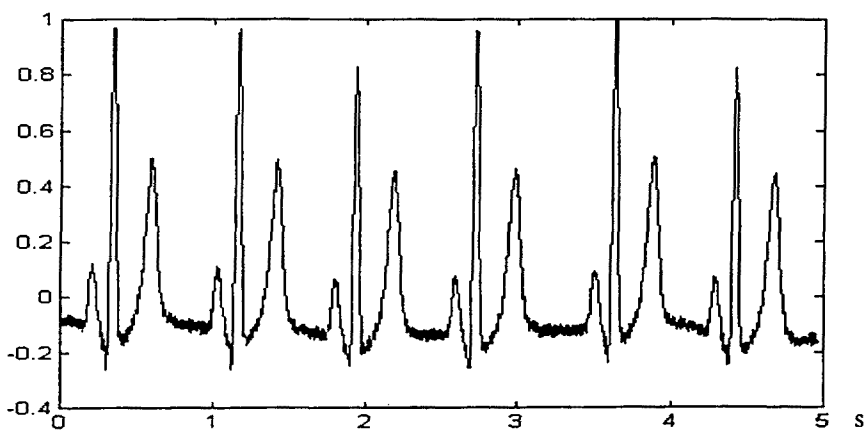


Figura 5.21 Señal de salida del filtro con algoritmo LMS con μ variable

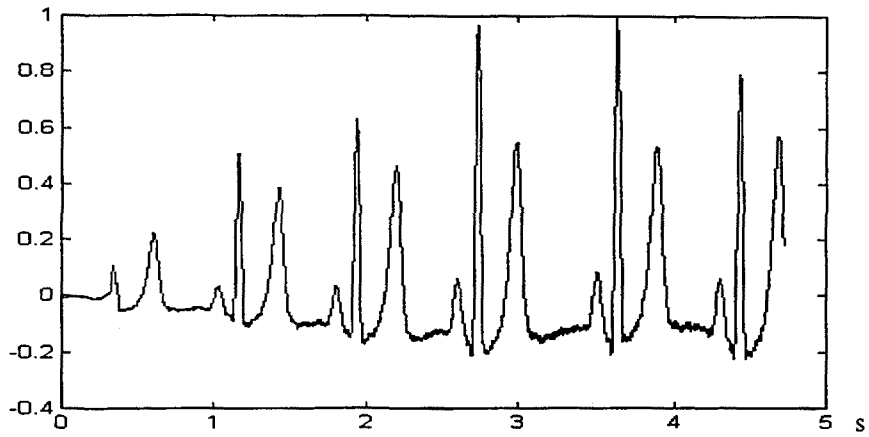


Figura 5.22 Señal de salida del filtro con algoritmo ALE

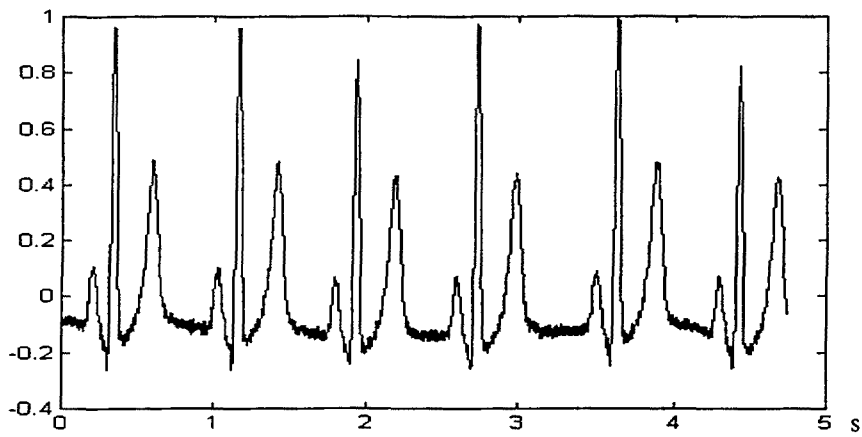


Figura 5.23 Señal de salida del filtro con algoritmo ALE con μ variable.

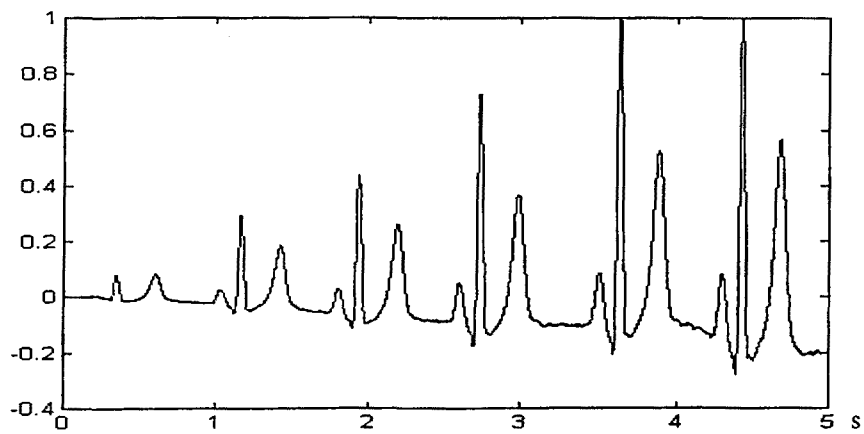


Figura 5.24 Señal de salida del filtro con algoritmo CMA

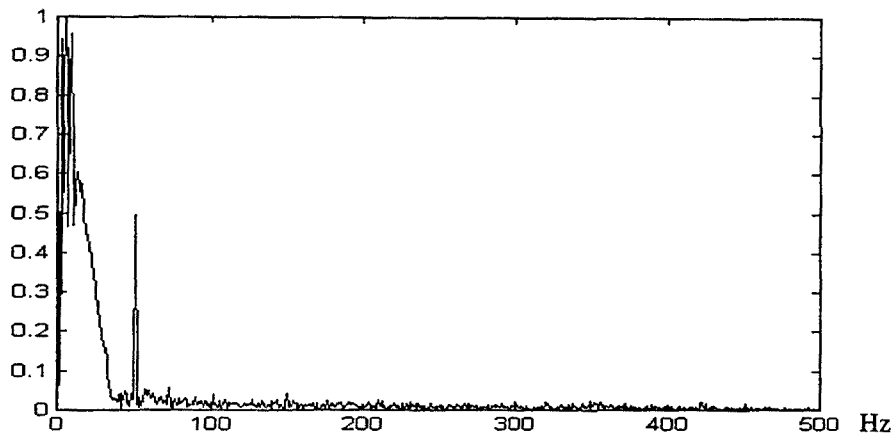


Figura 5.25 Espectro de la señal de entrada a los filtros.

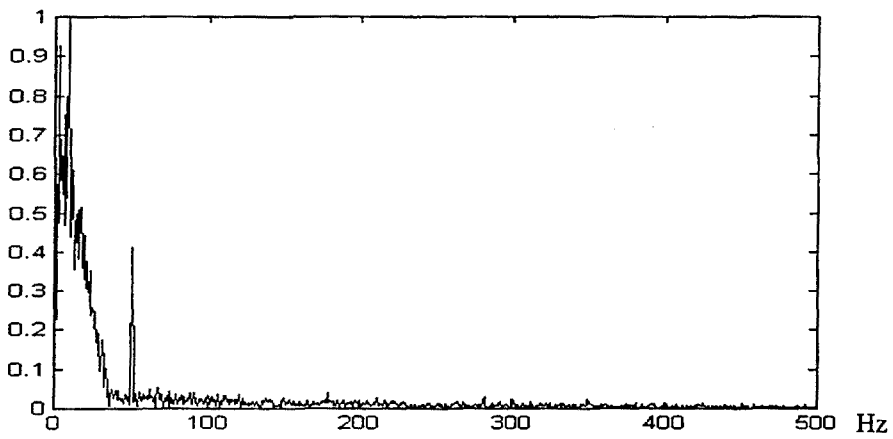


Figura 5.26 Espectro de la señal de salida del filtro con algoritmo LMS.

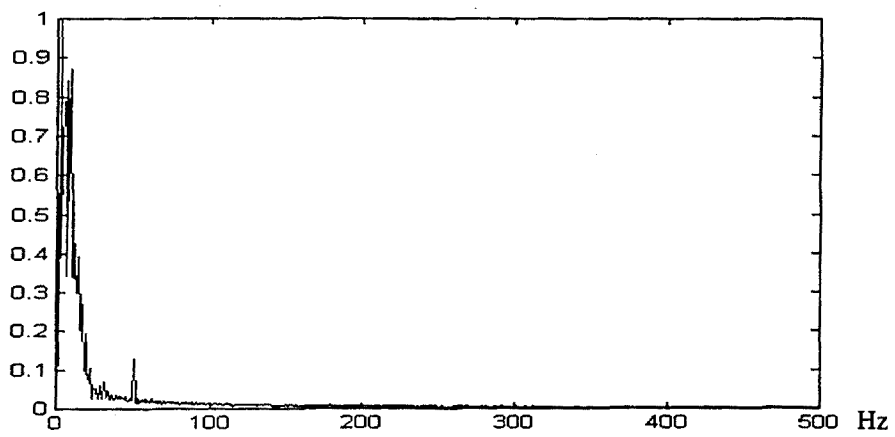


Figura 5.27 Espectro de la señal de salida del filtro con algoritmo LMS con μ variable.

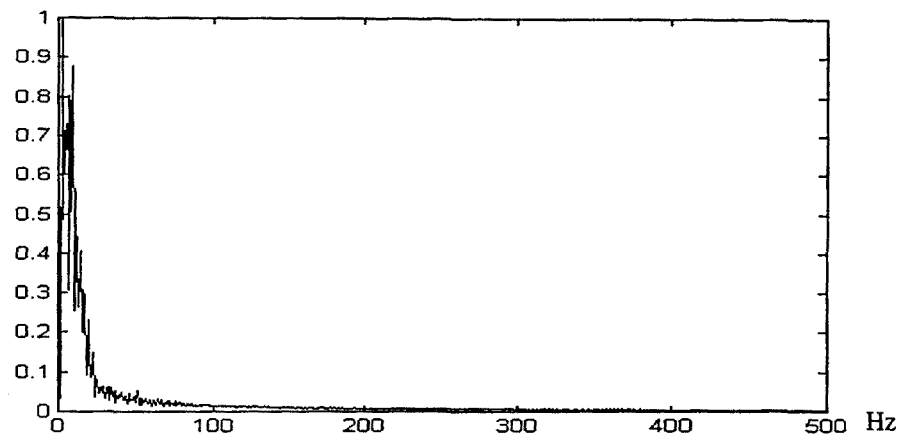


Figura 5.28 Espectro de la señal de salida del filtro con algoritmo ALE.

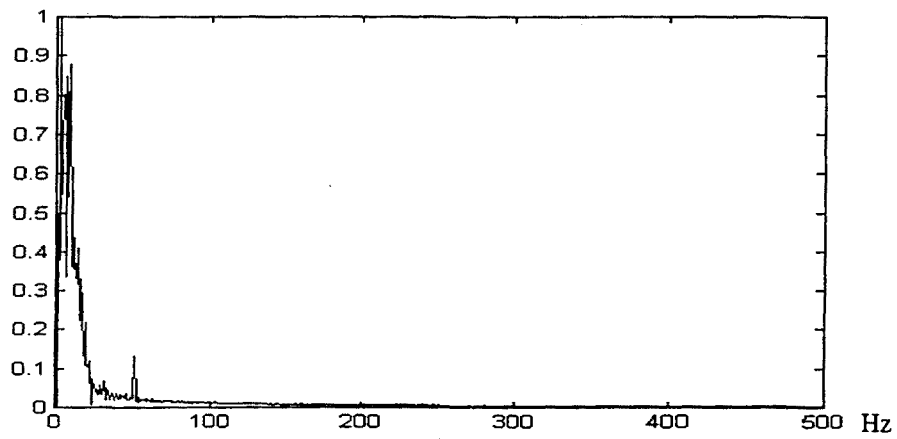


Figura 5.29 Espectro de la señal de salida del filtro con algoritmo ALE con μ variable.

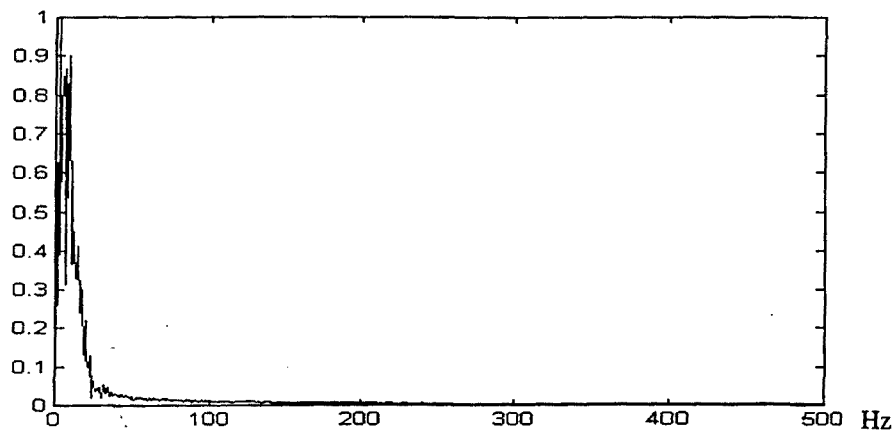


Figura 5.30 Espectro de la señal de salida del filtro con algoritmo CMA.

La tabla 5.2 recoge la relación señal a interferencia de la señal sin filtrar y de las señales obtenidas a la salida del filtro utilizando los distintos algoritmos.

Algoritmo	Señal entrada	LMS	LMS μ variable	ALE	ALE μ variable	CMA
SIR	5,9 dB	6,4 dB	17 dB	22 dB	19 dB	44 dB

Tabla 5.2 Relación señal a interferencia para la señal de entrada al filtro y las señales de salida del filtro obtenidas con los distintos algoritmos.

A partir de la tabla 5.2 se puede afirmar que la mejora más importante en la relación señal a interferencia se obtiene utilizando el algoritmo CMA, seguido por el algoritmo ALE pero con una mejora notablemente inferior. El algoritmo LMS no presenta apenas mejora alguna respecto a la señal sin filtrar. A la vista de lo anterior se puede concluir que siempre que esté disponible una señal de referencia para el filtrado, el algoritmo CMA es el que presenta un mejor comportamiento en la reducción de interferencias de la red, si bien su velocidad de convergencia es algo menor que la de otros algoritmos. Si la señal de referencia no está disponible, la mejor opción para el filtrado es el algoritmo ALE.

5.3.3 REDUCCIÓN DE RUIDO MEDIANTE FILTRADO ADAPTATIVO

La principal fuente de ruido en electrocardiografía de alta resolución es el EMG, cuya contribución al ruido total puede llegar a ser muy superior a la de las otras fuentes de ruido.

La reducción del EMG presente en un registro de biopotenciales mediante filtrado adaptativo ha sido estudiada por diversos autores. Richard estudia la reducción de EMG en registros de potenciales evocados somatosensoriales (Richard S.R., 1986). Zhang y colaboradores estudian la reducción de las interferencias debidas a las contracciones musculares en señales vibroartográficas. (Zhang Y.T., et al., 1994). Al-Nashash y colaboradores aplican técnicas adaptativas a la intensificación de micropotenciales cardíacos como la señal del haz de His (Al-Nashash, H.A.M. et al., 1988) y los potenciales ventriculares tardíos (Al-Nashash, H.A.M. et al., 1989).

Uno de los requisitos fundamentales para obtener la reducción del EMG presente en un registro, es que exista un elevado grado de correlación entre las fuentes de señal principal y de referencia, y que las fuentes de ruido presentes en las señales anteriores estén incorreladas. Este requisito reduce drásticamente el número de algoritmo que es posible utilizar para la realización del filtro adaptativo. Sólo puede asegurarse una correlación elevada entre las fuentes de señal e incorrelación de las fuentes de ruido si se utiliza un filtro basado en el algoritmo ALE.

Además, el algoritmo ALE no sólo reduce el ruido presente en el registro sino que intensifica la amplitud de la señal. Por lo tanto, parece el algoritmo más adecuado para la reducción de EMG en el registro de micropotenciales cardíacos. Para poder realizar el filtrado de la señal en una única etapa y simplificar el proceso de filtrado se ha optado por el algoritmo ALE con μ variable.

El proceso de ajuste de los parámetros del filtro para llegar a su valor óptimo es el mismo que el utilizado en la reducción de interferencias. Como condiciones iniciales se toma un vector de pesos nulo, un filtro de orden 2, el parámetro de convergencia de valor unitario, el número de muestras de retardo $f_m/10$, con f_m la frecuencia de muestreo de la señal a filtrar, y dos muestras para el cálculo de la energía de la señal para el cálculo del parámetro de adaptación.

La mejora obtenida mediante el filtrado se cuantificará a partir del cálculo de la variancia del ruido en un determinado segmento isoelectrico TP antes y después de filtrar. En primer lugar se aumentará el orden del filtro hasta alcanzar su valor óptimo, es decir hasta que la reducción de ruido al aumentar en una unidad más el orden del filtro no sea significativa. Posteriormente se reducirá el valor del parámetro de convergencia, cuantificando la mejora obtenida según el criterio anterior. Finalmente se estudiará el número de muestras de retardo para la señal de referencia.

Los valores óptimos para los parámetros del filtro dependen de la cantidad de EMG presente en el registro. La tabla 5.3 contiene los valores óptimos hallados para una muestra de 20 registros (Homar N., 1995).

orden	μ	muestras retardo	muestras energía
10-19	0.99	1-100	2-9

Tabla 5.3 Parámetros óptimos del filtro adaptativo para la reducción de EMG

La figura 5.31 presenta la evolución de la variancia de ruido en un segmento isoelectrico TP de uno de los registros al ir aumentando el orden del filtro. Puede observarse que aproximadamente a partir de orden 13, la mejora en la reducción de ruido obtenida al aumentar el orden del filtro es poco significativa.

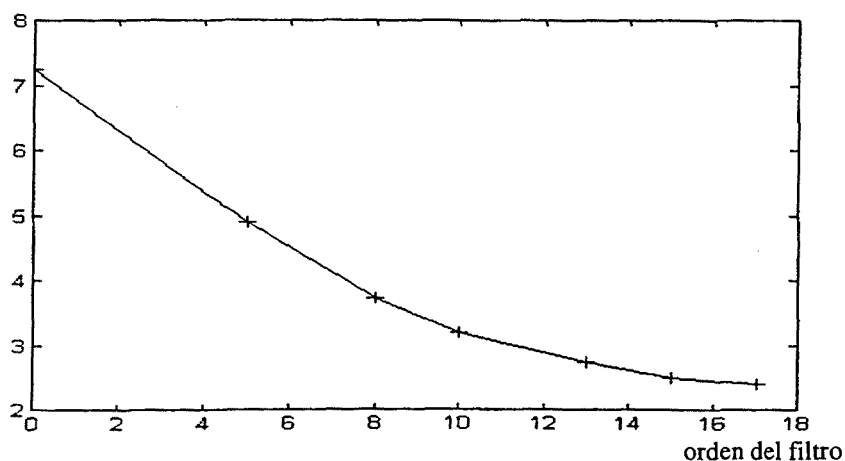


Figura 5.31. Evolución de la variancia del ruido en un segmento isoelectrico TP al aumentar el orden del filtro. Eje vertical unidades arbitrarias.

Las figuras 5.32 a 5.36 contienen la señal de entrada al filtro y las señales de salida obtenidas para órdenes 5, 8, 10 y 13. Las amplitudes máximas de las señales han sido normalizadas a la unidad para facilitar su comparación.



Figura 5.32 Señal de entrada al filtro. Amplitud máxima normalizada a la unidad.

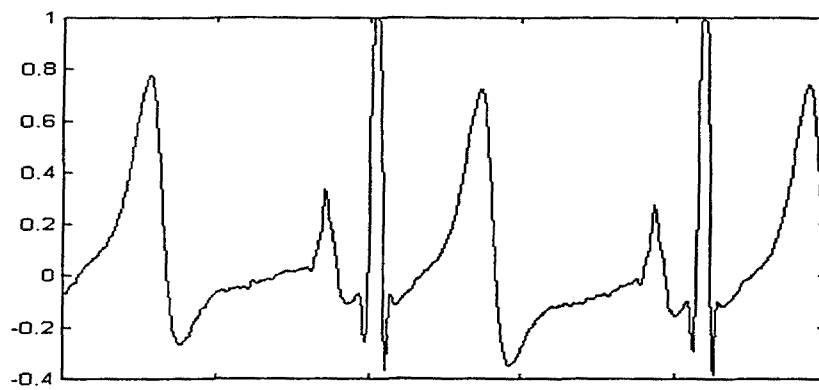


Figura 5.33 Señal de salida del filtro para orden 5. Amplitud máxima normalizada a la unidad.



Figura 5.34 Señal de salida del filtro para orden 8. Amplitud máxima normalizada a la unidad.

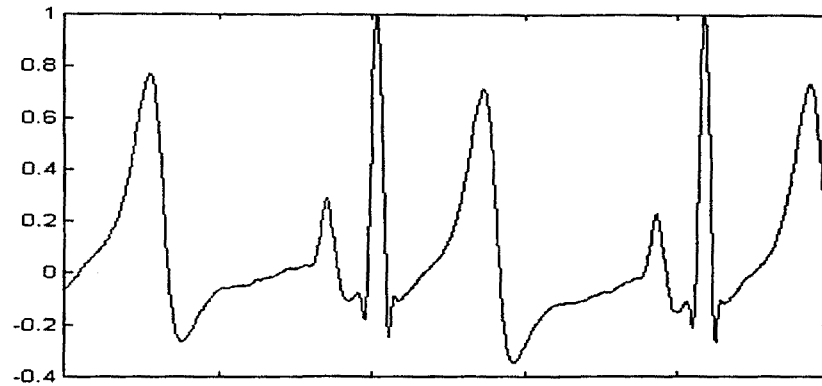


Figura 5.35 Señal de salida del filtro para orden 10. Amplitud máxima normalizada a la unidad

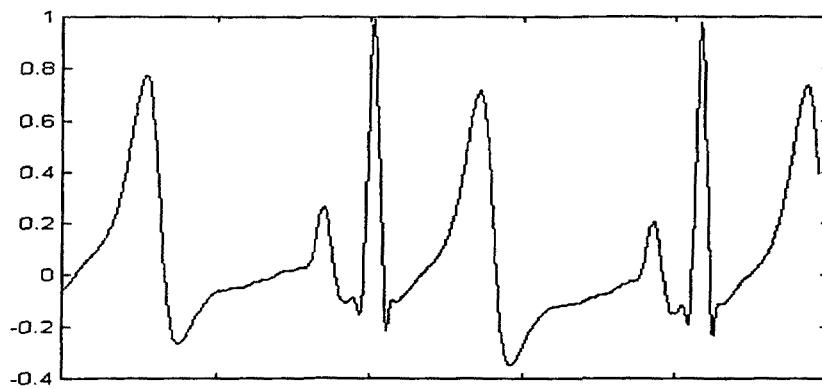


Figura 5.36. Señal de salida del filtro para orden 13. Amplitud máxima normalizada a la unidad.

En las figuras 5.33 a 5.36, además de una progresiva reducción del EMG presente en el registro, puede observarse que se suavizan las ondas del ECG de mayor contenido frecuencial, principalmente el complejo QRS. Si bien el orden óptimo del filtro en cuanto a reducción de ruido es 13, es conveniente trabajar con filtros de menor orden para evitar alisados de la señal de interés aunque a costa de una menor reducción de ruido.

5.3.4 REDUCCIÓN DE RUIDO MEDIANTE PROMEDIADO ESPACIAL

El promediado espacial de señal se basa en los mismos principios que el promediado temporal o coherente. La diferencia entre las dos técnicas estriba en que mientras en el promediado temporal se trabaja con una única señal temporal que se fragmenta en el tiempo aprovechando su periodicidad y se promedia para eliminar las componentes que no se repiten temporalmente, el promediado espacial para el caso de señales bioeléctricas, se basa en realizar un promedio, ponderado o no, de varios registros de una misma señal adquiridos simultáneamente en el tiempo en zonas próximas del cuerpo, para eliminar las componentes aleatorias que no están correladas con la señal de interés.

Al promediar las señales, se reduce el ruido presente en un factor \sqrt{n} , siendo n el número de derivaciones que se promedian. El número de derivaciones a promediar es muy limitado debido tanto a que la morfología de la señal cambia de una zona del cuerpo a otra (por ejemplo ondas con polaridad positiva en una derivación pueden tener polaridad de signo opuesto en otra) como porque el número de canales de los sistemas de adquisición también es limitado. Por lo tanto la reducción de ruido que se obtiene con este procedimiento será, en general, pequeña.

La ventaja fundamental del promediado espacial de señal es que permite obtener una reducción de ruido en tiempo real, y en el caso del electrocardiograma, permite observar fenómenos que no aparecen en todos los ciclos cardíacos, y que con un promediado coherente de señal, desaparecen.

Uno de los puntos críticos en el promediado espacial de señal es la distancia entre los electrodos. Esta debe ser lo suficientemente pequeña para que la forma de las diferentes señales que se adquieren no varíe sustancialmente. Sin embargo, los electrodos tienen que estar lo suficientemente separados para que el EMG presente en las distintas derivaciones esté incorrelado. Mehra y colaboradores, realizaron un estudio para hallar la distancia óptima entre electrodos para la reducción de ruido. La distancia óptima para la separación entre electrodos es de 6 pulgadas (aproximadamente 15 cm), pero debido a que la superficie para la colocación de electrodos es limitada, recomiendan distancias de separación entre electrodos de entre 2 y 4 pulgadas (5 cm y 10 cm) (Mehra R. et al., 1983). El número de electrodos que es posible utilizar conservando estas distancias es muy pequeño, y hace prácticamente inefectivo el promediado, debido a que la forma de onda del ECG variará

sustancialmente. A continuación se presenta un conjunto de registros adquiridos con una separación de electrodos de unos 2 cm, para evaluar la mejora obtenida con el promediado espacial.

La figura 5.37 contiene la variancia de ruido ciclo a ciclo para cuatro derivaciones próximas adquiridas simultáneamente, y la variancia de ruido de la señal obtenida la realizar el promediado espacial de las derivaciones anteriores.

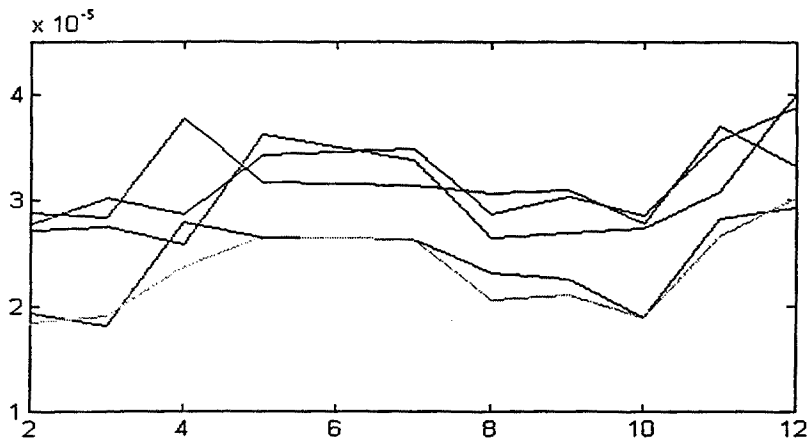


Figura 5.37 Variancia de ruido ciclo a ciclo para cuatro derivaciones próximas y para su promediado espacial.

Puede observarse que la variancia de ruido de la señal promediada es prácticamente la misma que la de la derivación menos ruidosa. Para mejorar un poco más la reducción de ruido obtenida puede intentarse un promediado espacial eliminando la más ruidosa de las derivaciones. La figura 5.38 muestra la variancia de ruido ciclo a ciclo de las cuatro derivaciones aisladas, de la señal obtenida al promediar todas las derivaciones, y de la señal obtenida al promediar todas las derivaciones excepto la más ruidosa (promediado espacial selectivo). En este caso, la variancia de ruido obtenida es algo menor que en el caso de promediar todas las derivaciones.

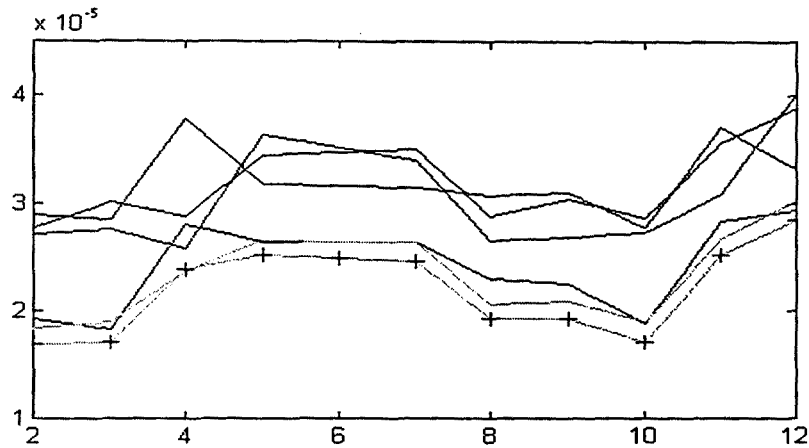


Figura 5.18 Variada de ruido ciclo a ciclo para cuatro derivaciones próximas (trazos negros), para el promediado espacial de ellas (trazo gris) y para el promediado espacial sin la derivación más ruidosa (trazo gris con cruces).

Otra posibilidad es realizar un promediado ponderado, asignando a cada derivación un peso. A las derivaciones cuya variancia de ruido en media sea mayor, se les asigna un peso menor y viceversa. La figura 5.39 muestra un promediado espacial ponderado de las cuatro derivaciones anteriores asignando los siguientes pesos 1, 0,75, 0,5, 0,25 a las derivaciones de la menos ruidosa a la más ruidosa respectivamente. La mejora obtenida en este caso es similar a la obtenida realizando un promediado espacial selectivo.

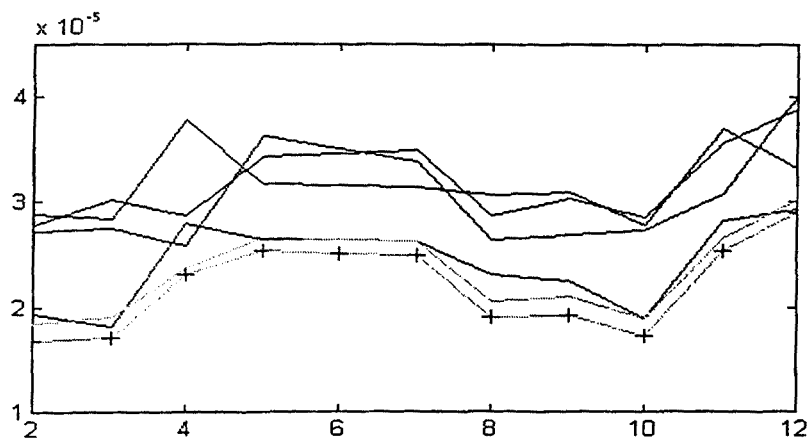


Figura 5.39 Variancia de ruido ciclo a ciclo para cuatro derivaciones próximas (trazo negro), para el promediado espacial de ellas (trazo gris) y para el promediado espacial ponderado (trazo gris con cruces).

El promediado espacial selectivo, es un caso particular del promediado espacial ponderado. Variando los pesos del promediado y penalizando más las derivaciones más ruidosas la reducción de ruido obtenida puede ser mayor. En todo caso, deben ensayarse varias combinaciones de pesos para obtener la mayor reducción de ruido posible.

Las figuras 5.40, 5.41 y 5.42 muestran el promediado espacial, promediado espacial selectivo (eliminando la derivación más ruidosa) y el promediado espacial ponderado, para otro conjunto de registros. En este caso, con ninguno de los tres tipos de promediado se consigue tener una variancia de ruido menor que la que tiene la menos ruidosa de las derivaciones. El tipo de promediado a utilizar y la reducción de ruido obtenida dependerá siempre de las características particulares de los registros. A partir de la variancia de ruido ciclo a ciclo de cada una de las derivaciones individuales se puede establecer un criterio para la elección del tipo de promediado. Si una de las derivaciones presenta un nivel de ruido muy elevado, eliminar esta derivación en el promediado puede ser la mejor solución.

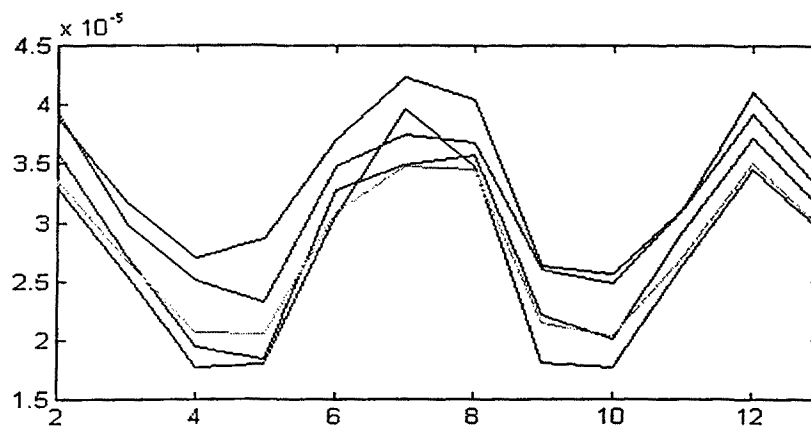


Figura 5.40 Variancia de ruido ciclo a ciclo para cuatro derivaciones próximas (trazo negro), y para el promediado espacial de ellas (trazo gris).

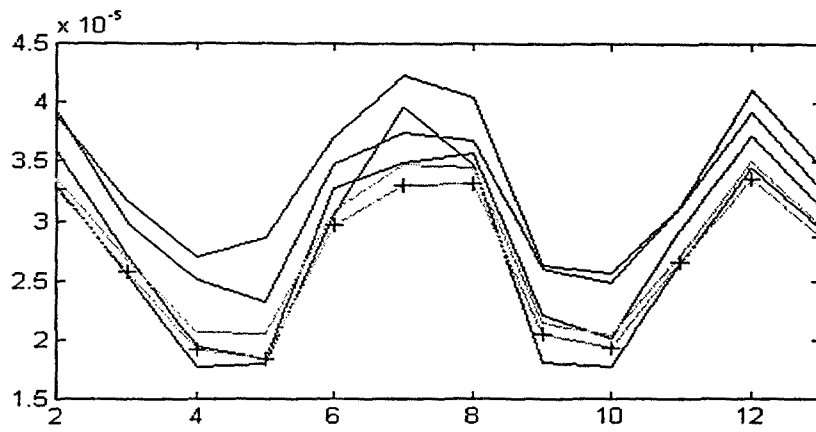


Figura 5.41 Variancia de ruido ciclo a ciclo para cuatro derivaciones próximas (trazo negro), para el promediado espacial de ellas (trazo gris) y para el promediado espacial selectivo (trazo gris con cruces).

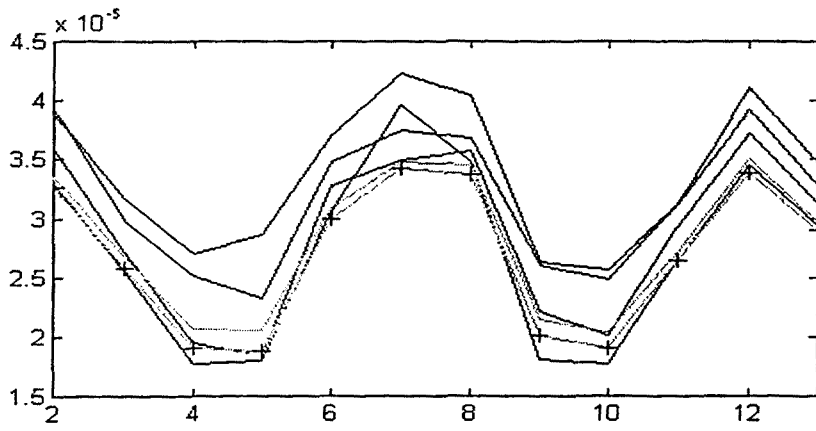


Figura 5.42 Variancia de ruido ciclo a ciclo para cuatro derivaciones próximas (trazo negro), para el promediado espacial de ellas (trazo gris) y para el promediado espacial ponderado (trazo gris con cruces).

5.4 CONCLUSIONES

En este capítulo se han presentado diversas técnicas hardware y software para la reducción de ruido e interferencias en la detección de micropotenciales cardíacos latido a latido.

La reducción del ruido presente en un registro mediante técnicas hardware se basa en dos puntos. En primer lugar, para cada micropotencial cardíaco se debe utilizar la derivación más adecuada, esto es la que maximice la relación señal a ruido, que no es necesariamente la que posee un nivel de ruido menor. En segundo lugar hay que intentar que el paciente se relaje, pues ello contribuye a la presencia de un nivel de EMG menor.

En el caso particular del haz de His, la derivación estándar II con los electrodos situados sobre el tórax, presenta unas características aceptables. Primero porque tiene un nivel de EMG entre un 30% y un 50% inferior a la derivación estándar I, debido a que la disposición de electrodos de la derivación estándar II es perpendicular a las fibras musculares de la musculatura presente entre los dos electrodos. Segundo porque al ser la dirección que forman los dos electrodos de la derivación estándar II, bastante paralela al recorrido del haz de His y sus ramas, cabe pensar que la señal asociada a él presentará una amplitud mayor en esta derivación.

Mediante ejercicios sencillos de relajación se puede disminuir el nivel de EMG presente en un registro hasta prácticamente la mitad en pacientes bien entrenados.

La reducción de interferencias capacitivas vía hardware se basa en la disminución de la impedancia de los electrodos mediante electrodos activos, y en la utilización de sistemas de registro apantallados, cuyo apantallamiento incluya los electrodos. La reducción de la interferencia en un registro al usar electrodos apantallados alcanza los 10 dB, y cuando se utilizan electrodos activos la reducción es de entre 16 dB y 19 dB.

Para reducir las interferencias de origen inductivo, aparte de trenzar los cables, existen sólo dos posibilidades, alejarse de la fuente de interferencias o reorientar al paciente dentro del recinto de medida.

Las interferencias de origen interno se reducen asegurando que la capacidad primario-secundario del transformador de la fuente de alimentación sea lo menor posible, o eliminando su efecto mediante un transformador con una pantalla entre primario y secundario debidamente conectada.

Una buena solución para reducir interferencias vía software en la detección de micropotenciales cardíacos latido a latido, es el filtrado adaptativo. Para señales de ECG y utilizando filtros de una sola etapa, el algoritmo CMA es el que ofrece mejores resultados con una mejora de la relación señal a interferencia de 38 dB, seguido por el algoritmo ALE con una mejora de 16 dB.

La reducción del ruido presente en los registros, principalmente EMG, mediante filtrado adaptativo solo es factible mediante algoritmos ALE, ya que no es posible encontrar una buena señal de referencia para la utilización de otros algoritmos. Debido a que el ECG presenta zonas con una gran concentración de energía seguidas de zonas con muy poca energía, el algoritmo más adecuado para la reducción de ruido es el ALE con el parámetro de adaptación variable.

Para la reducción de ruido se han ensayado diversos filtros de una sola etapa. En cuanto al orden del filtro, existe un orden n a partir del cual un filtro de orden superior no representa una mejora apreciable en la reducción del ruido. Dicho orden n es el que se ha tomado como parámetro óptimo para diseñar el filtro. Sin embargo, a menudo es necesario reducir dicho orden para preservar la forma de onda de la señal de interés aunque sea a costa de una reducción de ruido algo menor.

La reducción de ruido vía software para la detección de micropotenciales latido a latido se puede conseguir también mediante promediado espacial. La reducción de ruido obtenida con este método no es muy elevada ya que en general se dispone de pocas derivaciones para promediar. Sin embargo, puede ser un método de reducción de ruido de utilidad si el ruido presente en el registro no es muy elevado o si se complementa esta técnica con otra técnica de reducción de ruido como el filtrado adaptativo.

Para el promediado espacial, la separación de los electrodos en la práctica es menor que la recomendada en la bibliografía para obtener la mayor reducción de EMG posible. Esto es debido a que las dimensiones del tórax son finitas y a que una

separación de electrodos demasiado grande puede hacer que las señales a promediar presenten formas de onda diferentes (por ejemplo polaridades diferentes).

La señal promediada no siempre es la que presente un nivel de ruido menor. Si alguna de las derivaciones a promediar es muy ruidosa, puede ocurrir que el nivel de ruido de la señal promediada sea más elevado que el que presenta la derivación menos ruidosa. En este caso, cabe prescindir de la derivación que introduce más ruido en el promediado (promediado selectivo) o bien promediar todas las señales ponderandolas con unos pesos cuyo valor depende del nivel de ruido de cada derivación, asignando mayor peso a las derivaciones menos ruidosas.

Las mejoras obtenidas con esta técnica son altamente dependientes de las características de las señales que se promedian, y en cada caso particular se debe buscar el tipo de promediado que ofrezca un resultado mejor.

Capítulo 6
RESULTADOS EXPERIMENTALES

En este capítulo se presentan los resultados obtenidos al aplicar los métodos de reducción de ruido e interferencia descritos en el capítulo 5 sobre registros de electrocardiogramas realizados sobre voluntarios. El objetivo es detectar la señal del haz de His y el sistema de Purkinje, en un registro electrocardiográfico latido a latido.

Los resultados referentes a la caracterización de las distintas fuentes de ruido presentes en el electrocardiograma (EMG, ruido de electrodos y ruido del sistema de medida) están descritos en el capítulo 3. Los resultados referentes a las fuentes de interferencia y los niveles de interferencia presentes según los modelos descritos se encuentran en el capítulo 4. Finalmente los resultados obtenidos en el estudio de los diferentes métodos de reducción de ruido e interferencias para aplicarlos en la detección de micropotenciales cardíacos latido a latido se encuentran descritos en el capítulo 5.

6.1 MÉTODO DE EVALUACIÓN

La detección de las señales cardíacas procedentes del sistema de conducción del corazón es útil para el estudio de algunas patologías cardíacas como los bloqueos. En la actualidad el estudio de la señal del haz de His y del sistema de Purkinje se realiza mediante medidas invasivas, introduciendo un catéter hasta las proximidades del sistema de conducción. Para la detección superficial de estas señales no es posible la utilización de métodos de eliminación de ruido basados en técnicas de promediado recurrente, porque la utilización de dichas técnicas no permitiría el diagnóstico de algunas patologías del sistema de conducción que sólo se manifiestan en algunos latidos aislados.

La detección de la señal del haz de His latido a latido utilizando técnicas no invasivas sólo es posible en registros cuyo nivel de ruido sea muy bajo. Esto se consigue si el paciente está lo suficientemente relajado, o bien utilizando las técnicas de procesamiento de señal descritas en el capítulo anterior.

Para facilitar la detección de la señal, es conveniente que la reducción de interferencias presente en el registro se realice vía hardware, ya que para eliminar las interferencias mediante filtrado adaptativo se requiere un filtro de orden relativamente elevado, que puede deformar algo la señal de interés.

Aunque no existe en absoluto unanimidad respecto a la forma de onda de asociada a la actividad del haz de His, varios autores admiten que es una rampa al final del segmento PR con una melladura de alta frecuencia.(Al-Nashash, H.A.M., et al., 1988). No obstante, esta ambigüedad supone un escollo importante para la validación de las medidas no invasivas.

Para evaluar la detección de la señal del haz de His se han utilizado como referencias los resultados publicados por otros autores. En concreto, los trabajos de Peper y colaboradores, que obtienen la señal del haz de His mediante el promediado temporal de 200 latidos (figura 6.1) (Peper A., et al., 1985) y los trabajos de Al-Nashash y colaboradores que utilizan un promediado temporal de 128 latidos (figura 6.2) y el método ALE de filtrado adaptativo. Este último se basaba en un filtro adaptativo de orden 40 con un parámetro de adaptación constante de valor $\mu=0.0005$, y 20 muestras de retardo, (figuras 6.3). (Al-Nashash, H.A.M., et al., 1988).

En las figuras 6.1 a 6.3 puede apreciarse que, efectivamente, en la zona del ECG donde debe quedar reflejada la actividad del haz de His, aparece una rampa ascendente que acaba en un pico al que sigue un descenso abrupto hacia la onda Q. En la rampa ascendente puede observarse en alguno de los casos un escalón de más alta frecuencia. Esta evolución es obviamente más difícil de percibir que las fuertes deflexiones obtenidas con registros intracavitarios, que no dejan ningún lugar a duda sobre la naturaleza de su origen.

Otro posible método de evaluación podría ser la comparación de un registro superficial con un registro intracavitario simultáneo. No obstante, si para reconocer bien la señal en el registro superficial hace falta un registro invasivo, es obvio que la técnica carece de interés. Si se hacen las medidas en sujetos sanos, no cabe duda de que la actividad del haz de His estará reflejada en el segmento PQ y por lo tanto debería ser reconocible al aplicar las técnicas descritas en los capítulos anteriores. Solo si la señal se reconoce bien en sujetos sanos se podrá pasar al estudio de patologías donde interesa conocer la actividad del haz de His.

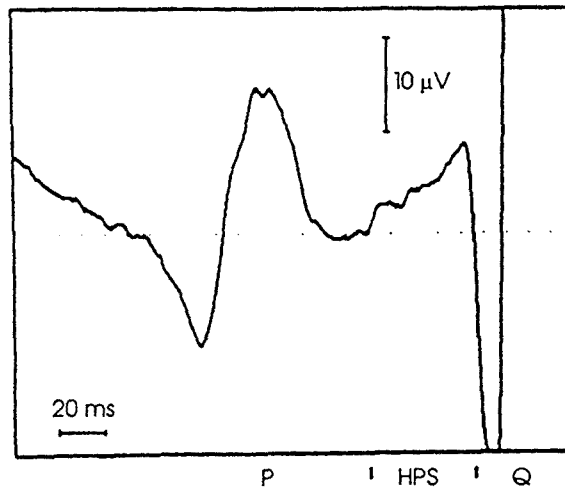


Figura 6.1 Señal del haz de His obtenida promediando 200 latidos, obtenida por Peper A. y colaboradores (Peper, A. et al., 1985).

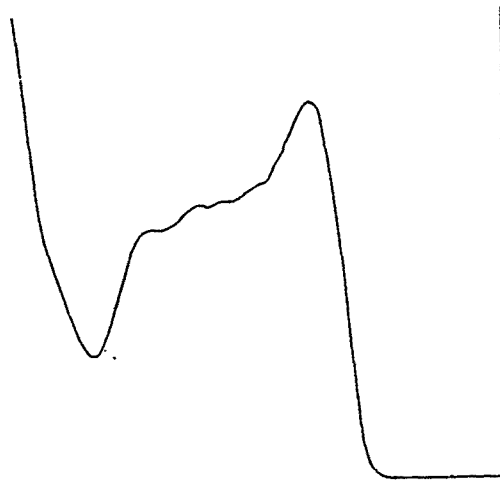


Figura 6.2 Señal del haz de his obtenida por el promediado temporal de 128 latidos.(Al-Nashash et al, 1988)

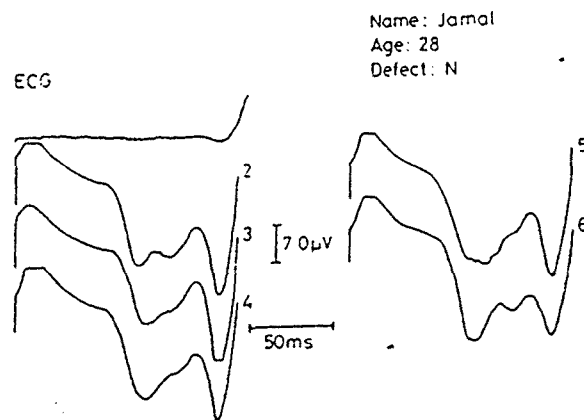
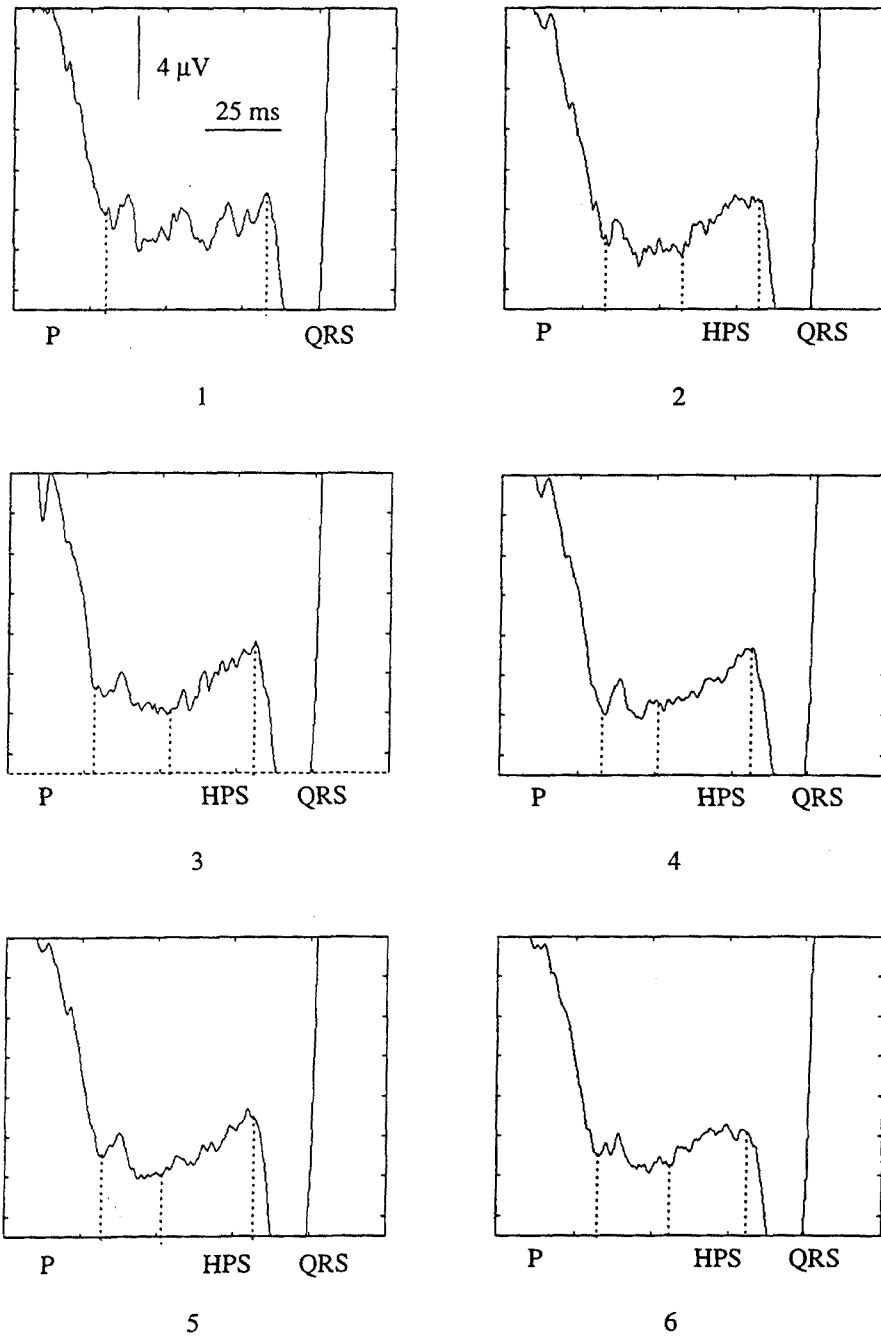


Figura 6.3 Señal del haz de His obtenida por filtrado adaptativo (ALE n = 40) (Al-Nashash et al, 1988).

6.2 DETECCIÓN DE LA SEÑAL DEL HAZ DE HIS

La figura 6.4 muestra el segmento PR de 11 ciclos consecutivos de un electrocardiograma obtenido mediante la derivación estándar II sobre un sujeto que había realizado previamente ejercicios de relajación. La adquisición se realizó utilizando electrodos apantallados y una ganancia de 10.000. En cada uno de los ciclos de la figura se indican, cuando es posible, las posiciones de la onda P, el complejo QRS y la señal asociada al sistema de His-Purkinje (HPS).



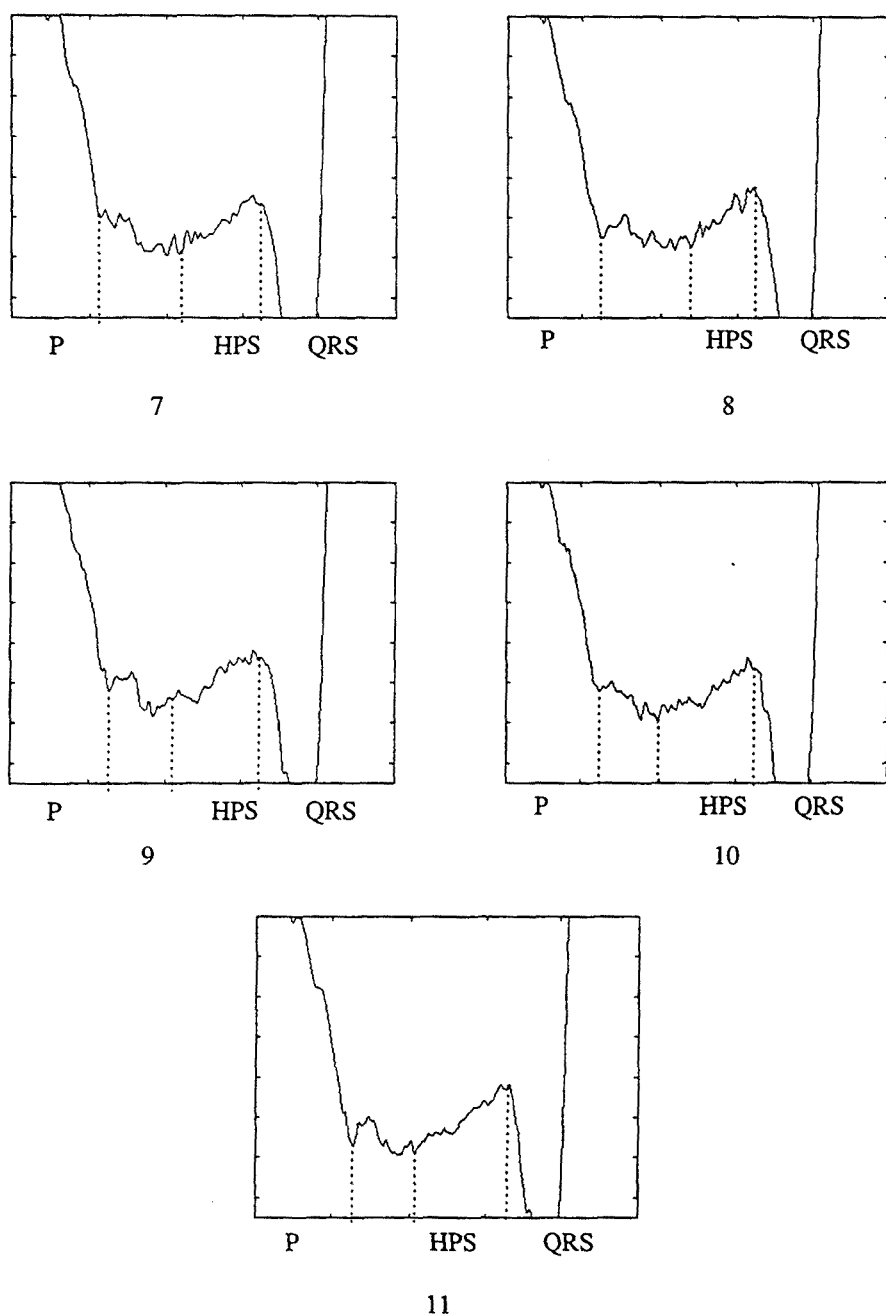
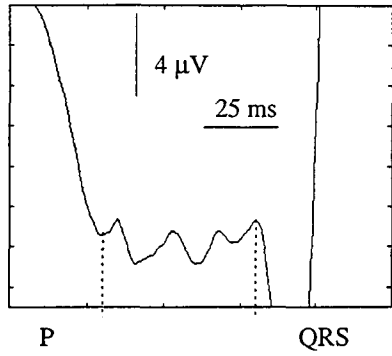


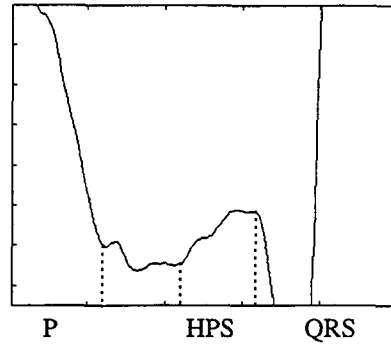
Figura 6.4 Electrocardiograma sin procesar adquirido con electrodos apantallados y ganancia 10.000. El voluntario realizó ejercicios de relajación previos al registro. Segmentos PR correspondientes a 11 ciclos consecutivos.

La tensión eficaz de ruido calculada en un segmento isoelectrónico TP del registro de la figura 6.4 es de $5 \mu V_{rms}$. Aunque el nivel de ruido presente en la señal anterior es realmente bajo, sólo en 10 de los 11 ciclos de la figura 6.4 (ciclos 2 a 11) se puede observar la rampa correspondiente a la señal del haz de His, y sólo se distingue con claridad la melladura de alta frecuencia en los ciclos 2, 3, 4, 9, 10 y 11. Es decir, que sin ningún tipo de procesamiento de señal, la relajación del sujeto permite detectar la señal en un 54% de los ciclos.

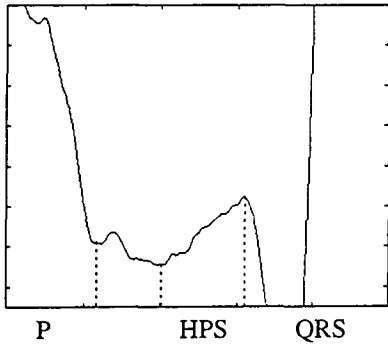
Si la señal de la figura 6.4 se pasa por un filtro adaptativo de orden 6 basado en el algoritmo ALE se obtiene la señal de la figura 6.5.



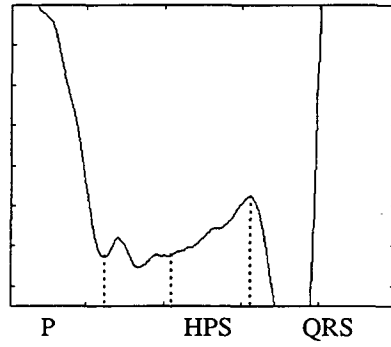
1



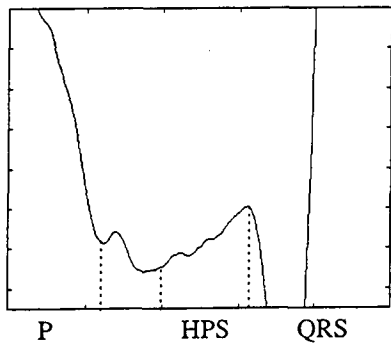
2



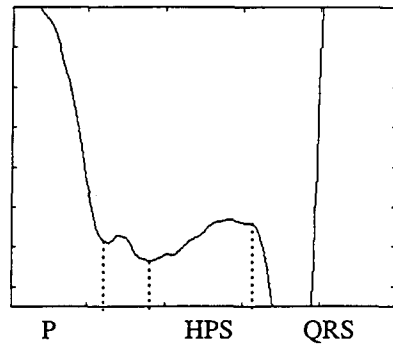
3



4



5



6

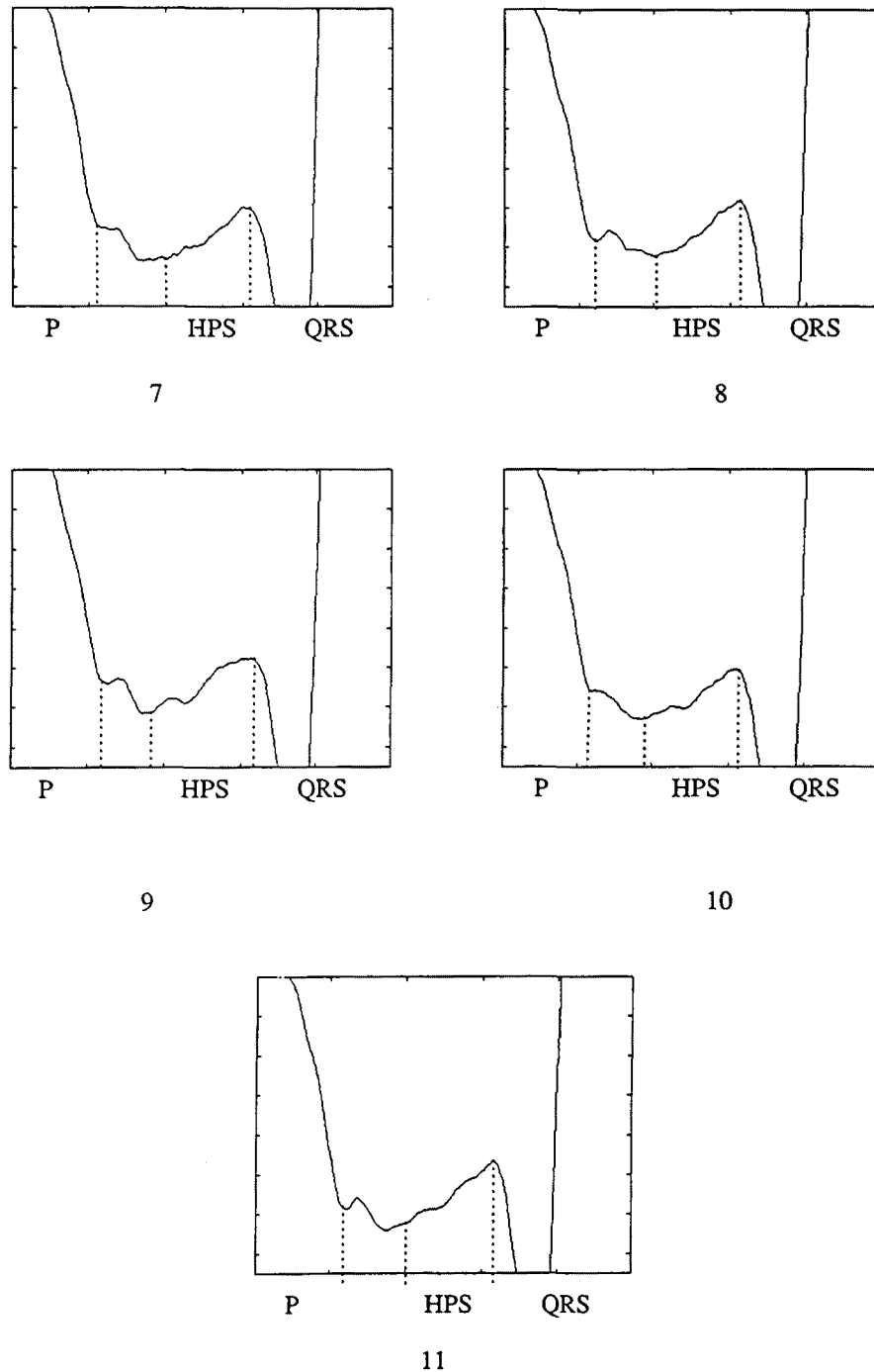
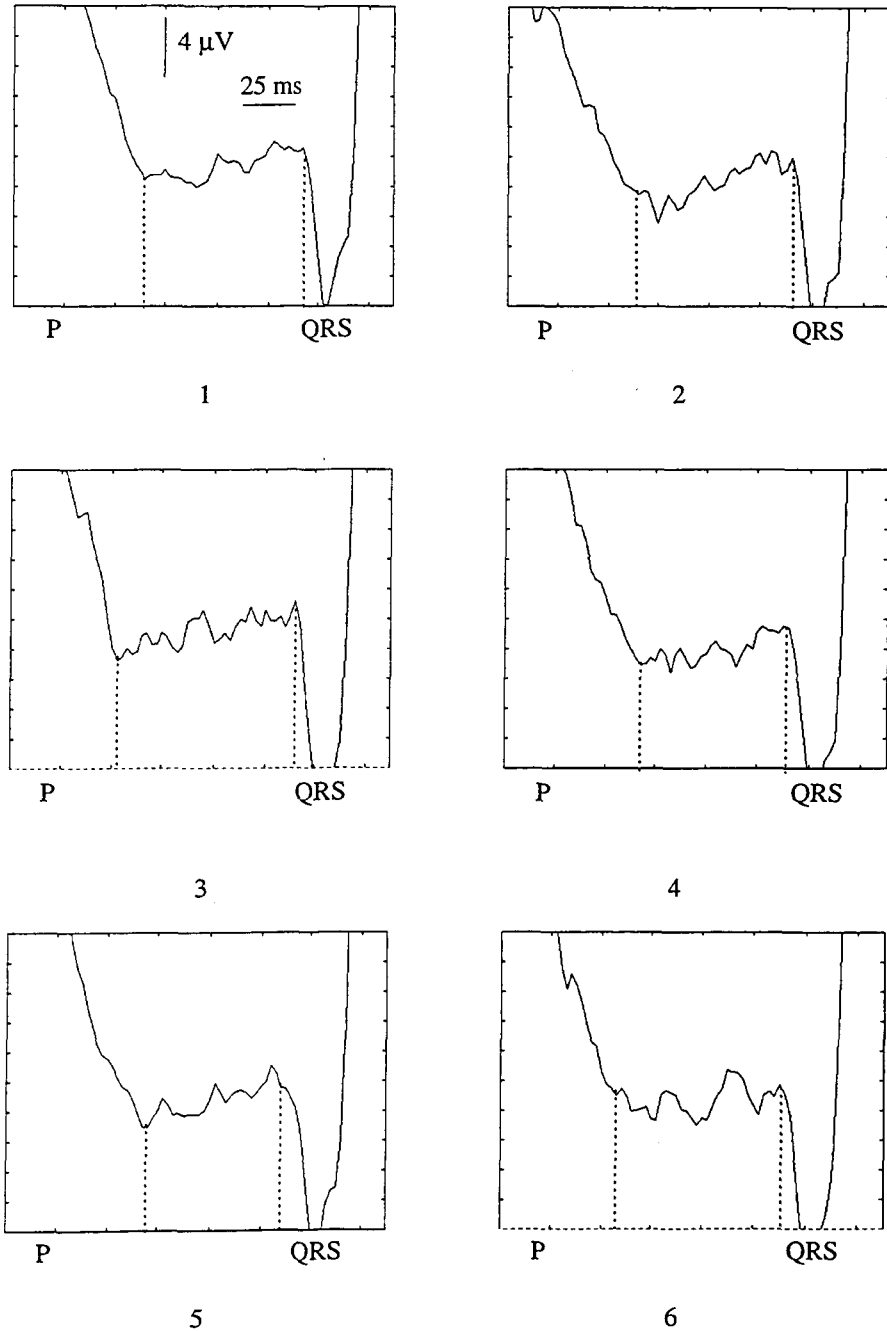


Figura 6.5 Electrocardiograma de la figura 6.5 filtrado con un filtro adaptativo de orden 6 basado en el algoritmo ALE. 11 segmentos PR consecutivos.

Puede observarse que tras el filtrado, además de la rampa correspondiente a la señal del haz de His aparece el escalón en 10 de los 11 ciclos. Por lo tanto se puede concluir que en este caso la detección de la señal se realiza en el 91% de los ciclos mientras que en la señal sin filtrar sólo se detecta correctamente la señal en el 54% de los ciclos.

La figura 6.6 contiene 9 segmentos PR pertenecientes a 9 ciclos consecutivos de un registro de 30 segundos de duración que se realizó con electrodos apantallados, ganancia 1000 y sin ningún tipo de relajación previa del voluntario. En este caso la tensión eficaz de ruido calculada en un segmento isoelectrónico TP es de $30 \mu\text{V}_{\text{rms}}$



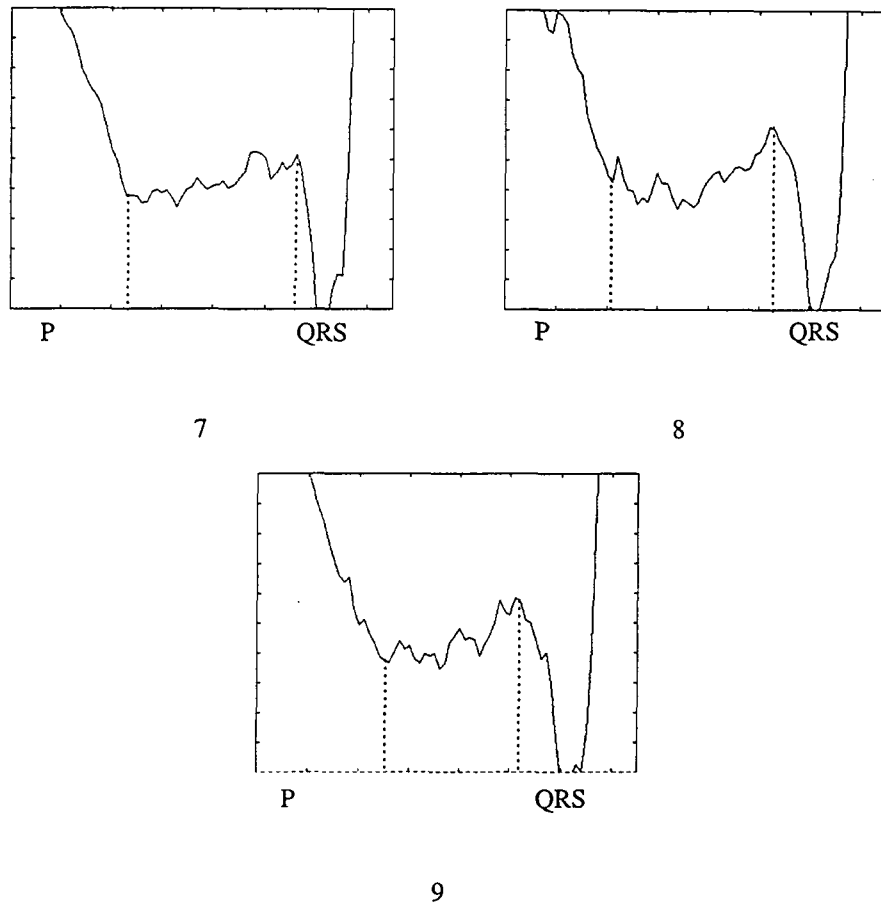
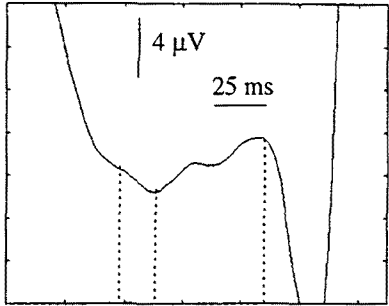


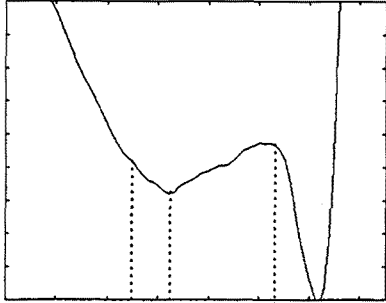
Figura 6.6 Electrocardiograma sin procesar adquirido con electrodos apantallados y ganancia 1000. El voluntario no realizó ejercicios de relajación previos al registro. Segmentos PR correspondientes a 9 ciclos consecutivos

En los segmentos PR de la figura 6.6 no se puede detectar en ningún caso la señal correspondiente a la activación del sistema His-Purkinje, debido al elevado nivel de EMG presente. Por lo tanto para poder detectar la señal se debe filtrar el registro. El orden del filtro utilizado debe ser mayor que el empleado para el registro de la figura 6.5 debido a que el nivel de EMG es mayor. La figura 6.7 contiene los segmentos PR correspondientes al electrocardiograma de la figura 6.6 que han sido filtrados mediante un filtro adaptativo de orden 12 basado en el algoritmo ALE.



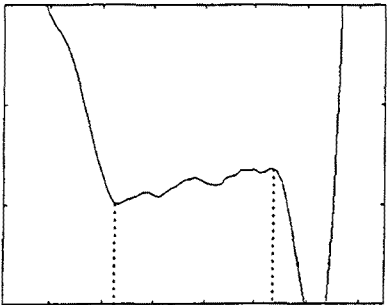
P HPS QRS

1



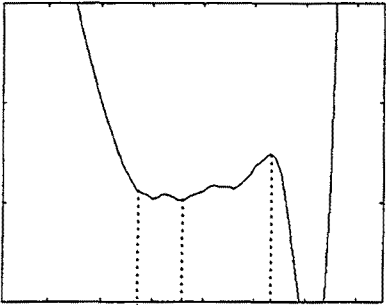
P HPS QRS

2



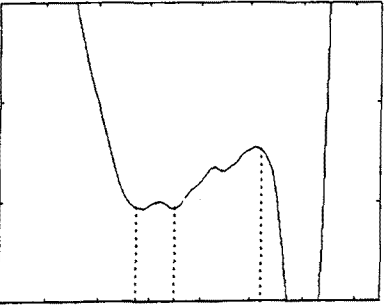
P QRS

3



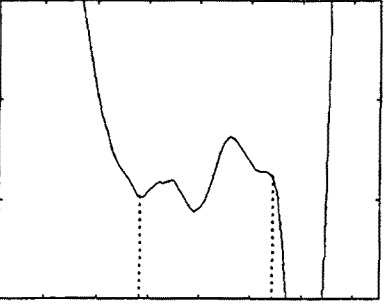
P HPS QRS

4



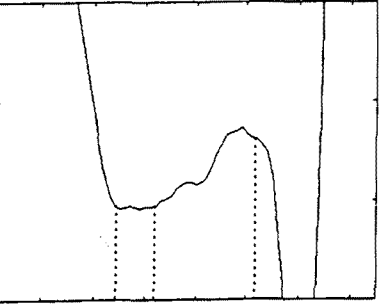
P HPS QRS

5



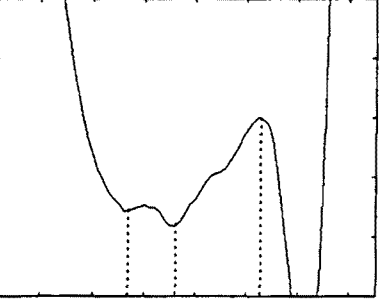
P QRS

6



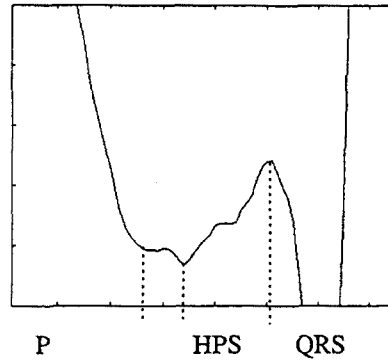
P HPS QRS

7



P HPS QRS

8



9

Figura 6.7 Electrocardiograma de la figura 6.6 filtrado con un filtro adaptativo de orden 12 basado en el algoritmo ALE. 9 segmentos PR consecutivos.

A pesar de que se ha filtrado la señal, en la figura 6.7 sólo puede detectarse la actividad del haz de His en 7 de los 9 ciclos, es decir un 77 %. Si se aumenta el orden del filtro el porcentaje de detecciones no mejora, ya que la señal está fuertemente enmascarada por EMG. Al contrario, tal como se expuso en el capítulo 5, un orden de filtro elevado produce deformaciones de la señal..

Las dos situaciones descritas anteriormente corresponden a casos extremos pero ilustran claramente la situación. Por una parte, ni siquiera con la relajación del sujeto es posible obtener una detección en el 100% de los casos. Si el sujeto no se relaja, la reducción del porcentaje de detecciones es drástica. En una situación clínica es difícil obtener la cooperación del paciente, por lo que la situación real será más próxima a la última que se ha descrito.

Más aún, los registros de las figuras 6.4 y 6.6 se han obtenido en un entorno de medida donde se ha aplicado todo el conocimiento obtenido en los capítulos anteriores relativos a la reducción de interferencias. Por ello la presencia de interferencias ya sean acopladas de la red o generadas por equipos que trabajan en las proximidades del entorno de medida es completamente negligible. Ello se ha conseguido utilizando electrodos apantallados, que evitan el acoplamiento de interferencias capacitivas sobre los electrodos y sobre los extremos de conexión de los cables de medida que no quedan protegidos por el blindaje de los mismos. La sala donde se realizan los registros presenta un cableado de las lámparas fluorescentes correcto, tal como se expuso en el capítulo 4. Además en el intervalo de tiempo en que se realizaron los registros dichas lámparas permanecen apagadas, así como el monitor del ordenador que controla el sistema de adquisición..

Si además de intentar que el sujeto esté relajado no se toman las precauciones anteriores, los registros aparecen fuertemente contaminados por interferencias de red. En este caso, la detección de la señal del sistema de His-Purkinje no es posible, aunque se aplique un filtro adaptativo para eliminar las interferencias, debido a que, tal como se expuso en el capítulo 5, el orden del filtro necesario para eliminarlas es elevado (entre 38 y 41) y deforma la señal. La anterior afirmación queda ilustrada en las figuras 6.8 y 6.9 que presentan una señal fuertemente contaminada por interferencias de red antes y después de filtrarla con un filtro adaptativo de orden 40 basado en el algoritmo CMA.

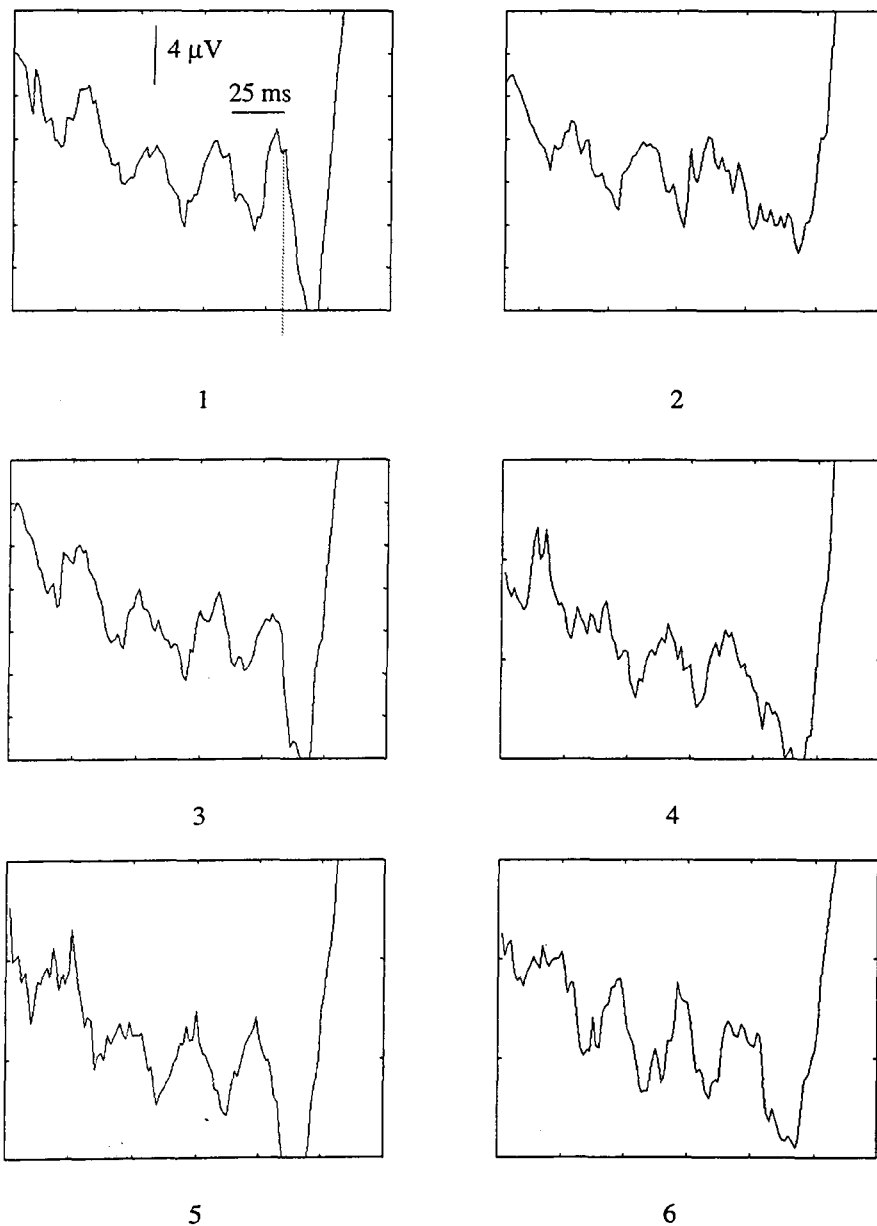


Figura 6.8 Electrocardiograma sin procesar adquirido con electrodos convencionales y ganancia 1000. Segmentos PR correspondientes a 6 ciclos consecutivos

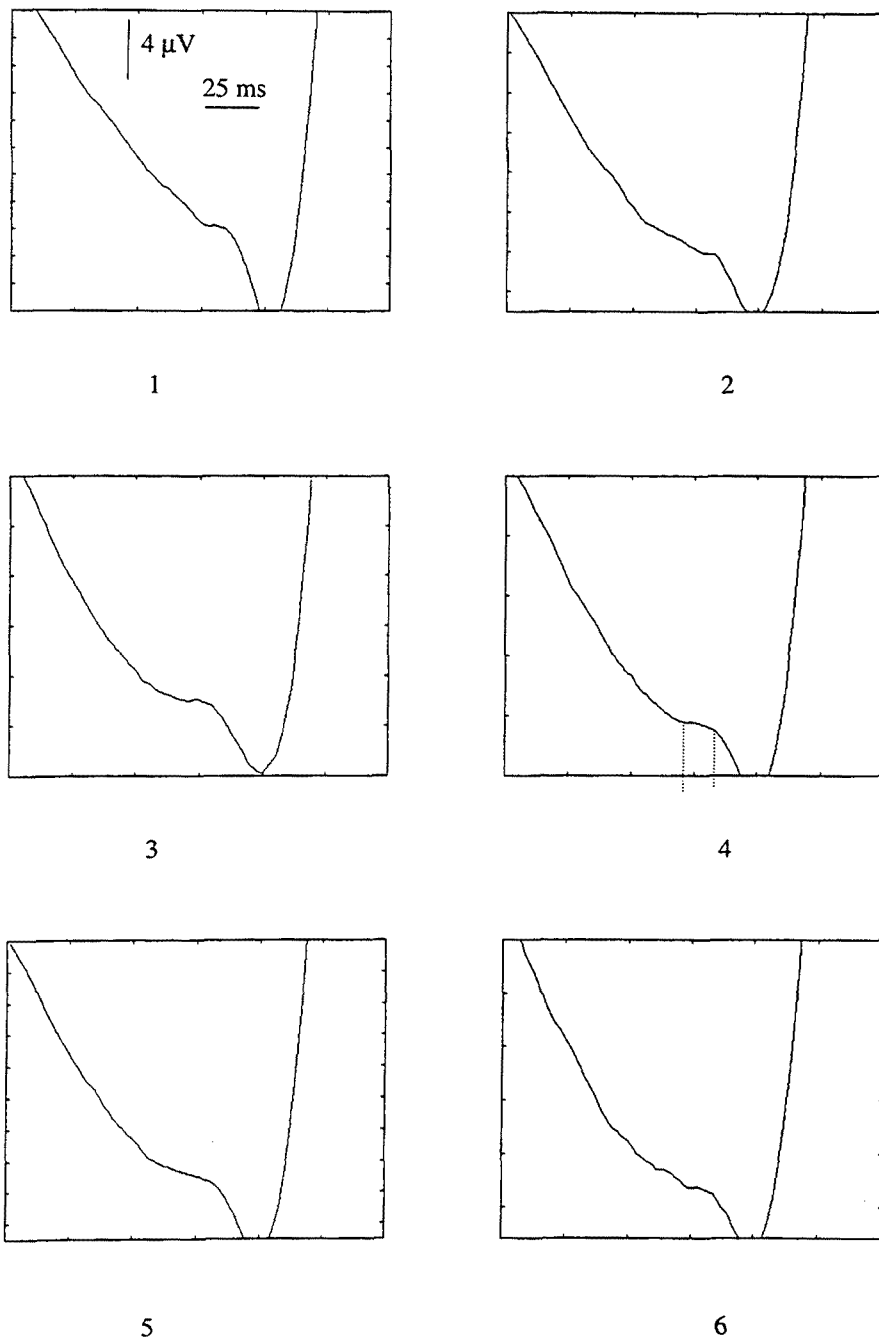


Figura 6.9 Electrocardiograma de la figura 6.8 filtrado con un filtro adaptativo de orden 40 basado en el algoritmo CMA.

Puede observarse que, si bien la interferencia de red ha desaparecido por completo, pero la onda P del ECG se ha alargado hasta casi el inicio de la onda Q, desapareciendo el segmento PQ. La deformación que ha sufrido la señal impide la detección de la deflexión correspondiente al sistema de His-Purkinje.

6.3 CONCLUSIONES

La detección no invasiva de la señal del sistema de His-Purkinje latido a latido sólo es posible cuando el nivel de EMG e interferencias presentes en un registro son bajos. Un nivel de EMG $30 \mu V_{rms}$ medidos en una ventana del segmento isoelectrico TP de unos 200 ms de duración, aún se puede reducir mediante filtrado adaptativo, pero no se logra una detección de la señal del haz de His en el 100% de los casos, como cabría esperar en un sujeto sano.

Los mejores resultados en la detección se han obtenido cuando el voluntario ha realizado ejercicios de relajación previos al registro y utilizando electrodos apantallados para evitar el acoplamiento de interferencias, utilizando la derivación estándar II y con una ganancia mínima de 1000 en el sistema de adquisición.

Es muy importante evitar al máximo la presencia de interferencias en los registros, pues, el elevado orden del filtro que es necesario utilizar para eliminarlas, deforma la señal y hace imposible la detección de la deflexión asociada al sistema de His-Purkinje.

Capítulo 7
CONCLUSIONES

Los resultados obtenidos hasta el momento por diversos grupos de investigadores en la detección no invasiva de la señal asociada al sistema de His-Purkinje pueden calificarse sin ninguna duda como discretos. La señal se detecta entre el 50% y el 75% de los casos, pero nunca en registros sistemáticos, y la mayoría de las veces utilizando el promediado coherente como técnica de reducción de ruido. Debido a ello, la práctica clínica habitual es detectar la señal por vía invasiva. La señal obtenida en el interior del cuerpo es netamente superior a las señales que se han obtenido por métodos no invasivos. En primer lugar la señal intracavitaria posee mayor amplitud y mayor contenido frecuencial, que la hacen fácilmente distinguible en el intervalo AV. En segundo lugar, permite obtener información de la señal latido a latido, y esto es necesario para el diagnóstico de algunas patologías como los bloqueos de segundo grado, que solo se manifiestan en algunos latidos. La necesidad de promediado coherente para la detección superficial impide obtener información sobre componentes no recurrentes.

Por todo lo expuesto, las técnicas de reducción de ruido e interferencias latido a latido podrían ser el camino para que las señales obtenidas por vía no invasiva fueran de utilidad clínica. El objetivo de esta tesis era demostrar la posibilidad de obtener micropotenciales cardíacos latido a latido por vía no invasiva, basándonos en concreto en la detección de la señal asociada al haz de His. Para alcanzar este objetivo final se han estudiado en profundidad todas las causas que impiden la detección de la señal en un 100% de los casos, y a partir de este estudio proponer las técnicas de procesado de señal más adecuadas para conseguir la detección de la señal.

Las conclusiones de esta tesis están estructuradas 4 apartados (fuentes de ruido, fuentes de interferencia, métodos de reducción de ruido e interferencias y detección) que engloban las áreas de trabajo cuya convergencia lleva a la consecución del objetivo inicial.

7.1 CONCLUSIONES SOBRE LAS FUENTES DE RUIDO.

La definición del entorno de medida y el estudio de las fuentes de ruido presentes ha permitido clasificar las fuentes de ruido en tres categorías: fuentes de ruido externas, fuentes de ruido internas y fuentes de ruido de la interfase.

Como fuentes de ruido externas se consideran aquellas que son exteriores al paciente, es decir, las fuentes de ruido del sistema de adquisición. La evolución de la electrónica permite en la actualidad fabricar amplificadores de muy bajo ruido, lo que unido a un buen diseño de las etapas frontales del sistema de adquisición permite afirmar que la contribución al ruido final de las fuentes de ruido externas es completamente insignificante. Ni siquiera la adición de circuitos especiales como los circuitos de guarda activa o de realimentación activa provoca un aumento del nivel de ruido apreciable, salvo en los circuitos de realimentación activa aplicados a sistemas de adquisición unipolares, que no es el caso del circuito diseñado.

Los electrodos y la piel son los dos elementos que actúan de interfase entre el interior del paciente y el mundo exterior. Por lo tanto, las fuentes de ruido de la interfase son las asociadas a la interfase electrodo piel. La interfase electrodo-piel es un conjunto difícil de caracterizar. Aunque la impedancia de este conjunto ha sido ampliamente estudiada, no ocurre lo mismo con su ruido electrónico. Tan sólo existen unos pocos trabajos aislados que no llegan a ninguna conclusión sistemática sobre ese ruido. Es una costumbre generalizada asociar el ruido térmico de la parte real de la impedancia de la interfase al ruido total, pero las medidas de tensión de ruido e impedancia realizadas tanto en electrodos conectados cara a cara como sobre la piel demuestran que el ruido presentes bastante mayor a bajas frecuencias.

El análisis de la bibliografía relativa a las fluctuaciones de tensión de disoluciones iónicas permite establecer que el mejor modelo para el ruido de los electrodos es una fuente de tensión. Se ha comprobado que la densidad espectral de ruido del electrodo sigue una ley del tipo $e_{n0}(1+f_c/f^\alpha)$, donde el exponente α y la frecuencia de codo f_c dependen del tipo de electrodos utilizados, su área, del tipo de gel electrolítico, de la zona del cuerpo donde han sido aplicados y del paciente; el parámetro α entre 1 y 2 para electrodos conectados cara a cara y entre 1,2 y 2 para electrodos sobre la piel. La frecuencia de codo f_c tiene una variabilidad bastante más elevada por lo que no se han podido establecer sus límites.

Para establecer el valor de estos parámetros se han medido 50 pares de electrodos de diferentes tipos. El ruido térmico asociado a la parte real de la impedancia del electrodo también sigue una ley decreciente con la frecuencia debido a que la impedancia del electrodo disminuye al aumentar la frecuencia. La tensión eficaz de ruido de los electrodos conectados cara a cara puede llegar a ser hasta 15 veces mayor que el ruido térmico asociado a la parte real de su impedancia. Por lo tanto queda demostrado que asociar el ruido del electrodo al ruido térmico de la parte real de la impedancia está muy lejos de la realidad.

La medida del ruido de los electrodos situados sobre la piel debe hacerse en unas condiciones tales que aseguren que la presencia de EMG sea prácticamente nula. La tensión eficaz de ruido medida en un ancho de banda entre 0,5 Hz y 500 Hz varía entre $1 \mu\text{V}_{\text{rms}}$ y $15 \mu\text{V}_{\text{rms}}$, valores suficientemente elevados para concluir que la contribución al ruido total de la interfase electrodo piel se debe tener siempre en consideración.

Se ha demostrado también que la tensión de offset es un buen indicador del nivel de ruido e impedancia de los electrodos, si la tensión de offset es baja, el ruido y la impedancia son bajos. Si la tensión de offset es alta, en general, el ruido y la impedancia también lo son. Por tanto la medida de la tensión de offset puede ser una ayuda para decidir qué tipo de electrodos utilizar.

La principal fuente de ruido interna es el EMG. El nivel de EMG presente en un registro depende de la derivación utilizada y del grado de relajación del paciente. Las derivaciones que son perpendiculares a las fibras musculares presentan un nivel de EMG menor que aquellas que les son paralelas. Los ejercicios de relajación practicados antes de un registro pueden contribuir a reducir el EMG presente en él hasta en $2 \mu\text{V}$ respecto al nivel inicial, que en las personas capaces de relajarse suele ser bajo.

La elección de un tipo de electrodo adecuado y el nivel EMG del paciente son los dos factores relacionados con las fuentes de ruido, que, en último extremo, determinan la posibilidad o no de detectar la señal del haz de His latido a latido por métodos no invasivos.

7.2 CONCLUSIONES SOBRE LAS FUENTES DE INTERFERENCIAS

Mediante el estudio de la procedencia y de los puntos de acoplamiento de las interferencias en el entorno de medida, se ha conseguido obtener electrocardiogramas con niveles de interferencia suficientemente bajos para poder detectar la señal del haz de His sin ningún tipo de procesado de señal que elimine interferencias.

Dentro del entorno de medida definido, cabe distinguir dos tipos de interferencias: las interferencias de origen externo que son las que han sido estudiadas tradicionalmente y las interferencias de origen interno, que hasta el momento no habían sido estudiadas y que constituyen un problema importante en el registro de biopotenciales. Este problema había sido resuelto hasta el momento alimentando los equipos de registro a baterías.

Por lo que a las interferencias de origen externo se refiere, se ha definido un nuevo modelo de acoplamiento más completo que los publicados anteriormente, donde se incluyen los electrodos como uno de los puntos de acoplamiento.

El estudio de las interferencias presentes en un registro se ha realizado de la manera más general posible, considerando sistemas de registro de dos y tres electrodos, aislados y no aislados. Se ha considerado el acoplamiento capacitivo de interferencias sobre el paciente, los electrodos y los cables de medida, y el acoplamiento inductivo de interferencias sobre los bucles de los cables de medida así como las tensiones interferentes que un campo magnético exterior producen en el paciente. Se ha estudiado la contribución de las interferencias en modo diferencial, en modo común y en modo aislado.

Las conclusiones principales del estudio sobre las interferencias de origen externo son que en condiciones de medida realista, considerando desequilibrios en las impedancias de electrodo, de modo común y de acoplamiento a los distintos puntos del sistema de medida, la contribución más importante en la tensión interferente total es debida a las interferencias en modo diferencial producidas por el acoplamiento capacitivo sobre los electrodos. La contribución de las interferencias en modo común y en modo aislado es insignificante si el CMRR y el IMRR del sistema de medida son lo suficientemente elevados. La tensión interferente obtenida es menor en sistemas aislados que en sistemas no aislados.

La contribución a la tensión interferente total de las interferencias por acoplamiento inductivo en condiciones de medida normales, es insignificante.

Las interferencias de origen interno son debidas principalmente a los desequilibrios existentes en el transformador de la fuente de alimentación y al valor no nulo de la capacidad entre primario y secundario del transformador. La interferencia debida a este segundo factor se puede eliminar fácilmente si el transformador de la fuente de alimentación posee un blindaje y este se conecta a un potencial adecuado.

En cuanto a las interferencias de origen interno debidas a desequilibrios en el transformador de la fuente de alimentación, la mayor contribución a la tensión interferente final es debida a la tensión en modo aislado, siendo los valores obtenidos para sistemas de registro de dos electrodos mucho mayores que los obtenidos para sistemas de registro de tres electrodos. Las tensiones interferentes son mayores en sistemas aislados que en sistemas no aislados.

Además de las fuentes de interferencia que se acoplan directamente de la red de distribución de energía eléctrica y de las interferencias internas del equipo de medida, existen otras fuentes de interferencia que deben ser tomadas en consideración. Estas fuentes de interferencia son algunos sistemas que están presentes en el entorno de medida y cuya desconexión no es siempre posible. Tal es el caso de las lámparas fluorescentes y de los monitores del ordenador que controla el sistema de adquisición.

Las lámparas fluorescentes provocan una tensión interferente con una forma de onda característica, que no siempre desaparece al apagar la lámpara. Su presencia depende de si es la fase o el neutro el que se desconecta al apagar la lámpara.

Los monitores de ordenador provocan una interferencia de frecuencia entre 55 y 70 Hz dependiendo del tipo de monitor, cuya presencia sólo puede evitarse apagando el monitor durante la adquisición.

El estudio de las fuentes de interferencia demuestra que la configuración ideal para el sistema de registro es de tres electrodos (en el cual las interferencias de origen interno son menores) y aislado para garantizar la seguridad del paciente. El conocimiento de las interferencias de origen interno ha permitido diseñar un sistema multicanal de adquisición alimentado directamente de la red con un nivel de interferencia lo suficientemente bajo para detectar micropotenciales cardíacos.

7.3 CONCLUSIONES SOBRE LOS MÉTODOS DE REDUCCIÓN DE RUIDO E INTERFERENCIAS.

La reducción de ruido e interferencias en el registro latido a latido de micropotenciales cardíacos se puede abordar desde dos frentes: aplicando una serie de soluciones "hardware" que previenen la presencia de ruido e interferencias en el registro, o bien aplicando diversas técnicas de procesamiento de señal que reducen el ruido e interferencias presentes en el registro.

La única manera técnica efectiva para la reducción de interferencias, es evitar que estas se acoplen. El estudio de las funciones de transferencia entre los distintos puntos de acoplamiento y la entrada del amplificador proporciona la clave para minimizar la presencia de interferencias en el registro.

El punto más crítico en el acoplamiento de interferencias es el electrodo y su conexión a los cables de medida. La utilización de electrodos apantallados que prolongan el blindaje de los cables de medida hasta el propio electrodo permite una reducción notable de las interferencias presentes. La solución propuesta para el apantallamiento de los electrodos no es costosa y puede aplicarse a cualquier tipo de electrodo con conector central. La utilización de electrodos activos también permite una reducción de interferencias importante.

La reducción de interferencias internas pasa por un diseño cuidadoso de la fuente de alimentación, utilizando un transformador con pantalla y conectándola correctamente. Los desequilibrios en el transformador no son controlables, pero la utilización de un sistema de registro de tres electrodos garantiza que el nivel de interferencia presente debido a este factor es lo suficientemente pequeño para permitir la detección de la señal.

El filtrado adaptativo es también una solución para la reducción de interferencias. Se han desarrollado filtros de una sola etapa y se han estudiado diferentes tipos de algoritmos de filtrado, obteniéndose la mayor reducción de interferencias mediante los filtros basados en el algoritmo CMA, siendo el orden óptimo del filtro entre 38 y 41.

En cuanto a las técnicas de reducción de ruido que no están basadas en el procesado de señal, cabe destacar dos. En primer lugar, la elección de un tipo de electrodo adecuado a partir de la medida de su tensión de offset. En segundo lugar la aplicación al paciente de técnicas de relajación mediante ejercicios sencillos.

La técnica de procesado de señal que ha resultado ser más efectiva en la reducción de ruido latido a latido es el filtrado adaptativo. Los filtros diseñados son de una sola etapa y se basan en el algoritmo ALE con el parámetro de adaptación variable, y con un orden óptimo que varía entre 6 y 13, dependiendo del registro.

El promediado espacial de señal no siempre resulta ser una técnica efectiva para la reducción de ruido, debido a que el número de derivaciones a promediar es muy limitado, y en numerosas ocasiones puede ocurrir que una derivación individual sea menos ruidosa que el promedio de todas las derivaciones adquiridas.

7.4 CONCLUSIONES SOBRE LA DETECCIÓN DE LA SEÑAL.

La detección de la señal del haz de His latido a latido mediante técnicas no invasivas es viable.

Los porcentajes más elevados de detección de la señal del haz de His se han conseguido en registros realizados mediante con electrodos apantallados y en los que el paciente previamente había realizado ejercicios de relajación. Con este procedimiento el nivel de EMG en el registro es de unos $5 \mu V_{rms}$ y el nivel de interferencia resulta inapreciable. En este caso, sin ningún tipo de procesado de señal se consiguen detecciones en el 54% de los latidos.

Si estos registros de calidad elevada, se filtran mediante un filtro adaptativo de orden bajo (5 o 6) el porcentaje de detecciones mejora espectacularmente llegándose a un 91% de detecciones.

En registros con una presencia de EMG mayor se debe aplicar siempre un filtrado adaptativo para la detección. El nivel máximo de EMG que se puede eliminar es de unos $30 \mu V_{rms}$ sin que la señal sufra deformaciones por un elevado orden del filtro, siendo el mayor orden recomendable entre 10 y 13. En este caso el porcentaje de detecciones es menor y sólo se alcanza aproximadamente un 70%.

Para detectar la señal correctamente las interferencias deben ser inapreciables. Desafortunadamente, aunque el filtrado adaptativo elimina las interferencias presentes en un registro de manera bastante eficaz, el elevado orden del filtro necesario para la eliminación provoca una deformación demasiado elevada de la señal, lo que impide su detección.

La señal detectada en la superficie del cuerpo no puede competir de ninguna manera con las obtenidas mediante registro intracavitarios, debido a su menor amplitud y a que la detección no se produce en el 100% de los casos. Pero el bajo coste del equipo diseñado y la simplicidad de las técnicas de procesado de señal que se aplican permiten que la señal detectada en la superficie del cuerpo puede ser válida como una prueba diagnóstica que deba hacerse fuera de un hospital con un servicio de cardiología bien equipado.

Todos los estudios realizados referentes a la reducción de ruido e interferencias pueden contribuir en gran manera a mejorar la calidad de los registros convencionales, no tan sólo de electrocardiografía sino de la gran mayoría de biopotenciales.

REFERENCIAS.

AHA Committee Report.
Recommendations for Standardization of Leads and of Specifications for Instruments
in Electrocardiography and Vectorcardiography.
págs 11-31

AHA Medical / Scientific Statement 1991.
Standards for Analysis of Ventricular Late Potentials Using High Resolution or
Signal-Averaged Electrocardiography.
Circulation Vol. 83, nº 4, págs 1481-1488.

Akay M. 1994.
Biomedical Signal Processing.
San Diego Academic Press.

Al-Nashash, H.A.M., Kelly, S.W., Taylor, D.J.E. 1988.
Beat to Beat Detection of His-Purkinje System Signals Using Adaptive Filters.
Medical & Biological Engineering & Computing. Vol. 26, págs. 117-125.

Al-Nashash, H.A.M., Kelly, S.W., Taylor, D.J.E. 1989.
Noninvasive Beat to Beat Detection of Ventricular Late Potentials.
Medical & Biological Engineering & Computing. Vol. 27, págs. 64-68.

ANSI/AAMI EC12 1983.
American National Standard for Pregelled ECG Disposable Electrodes.

Berbari E.J. , Lazzara R. and Sherlag B.J. 1979.
The effects of Filtering His-Purkinje System Electrocardiogram.
IEEE Transactions on Biomedical Engineering Vol. BME-26, nº 2, págs 82-85.

Berbari E.J. 1988.
High Resolution Electrocardiography.
CRC Critical Reviews in Biomedical Engineering Vol. 16, nº 1, págs 67-103.

Boileau Grant J.C. 1972.
Grant's Atlas of Anatomy.
Baltimore: The Williams & Wilkins Co. Sexta Edición.

Braun V., Hombach V., Höpp H.W., Scholl H., Gil-Sánchez D. & Hilger H.H.. 1981.
Preatrial Activity Recorded from Intracardiac and Surface Leads by Signal Averaging.
Signal Averaging Technique in Clinical Cardiology.
International Symposion, Cologne, May 7-9. págs 81-94.
Stuttgart-New York F.K.Scahttauer Verlag.

Cobbold R.S. 1974.
Transducers for Biomedical Measurements: Principles and Applications.
Cap 10 Electrodes for the Measurement of Bioelectrical Potentials.
New York: John Wiley & Sons

- Dagupta S., Garnett, J.S. and Johnson C.R., 1994.
Convergence of an Adaptive Filter with Signed Filtered Error.
IEEE Transactions on Signal Processing, Vol. 42, nº 4, págs 946-950.
- DeFelice L.J. and Firth D.R. 1971.
Spontaneous Voltage Fluctuations in Glass Microelectrodes.
IEEE Transactions on Biomedical Engineering, Vol. BME-18, nº 5, págs. 339-351.
- Diccionario Médico Roche, 1993.
Barcelona: Ediciones Doyma S.A. 1ª Edición Española
- Einthoven W. Fahr G. and De Waart A., 1913.
On the Detection and Manifest Size of the Variations of Potential in the Human Heart and on the Influence of the Position of the Heart on the Form of the Electrocardiogram.
American Heart Journal. Vol. 40, nº 2, págs. 163-211.
- EN 55015. 1993.
Límites y Métodos de Medida de las Características Relativas a la Perturbación Radioeléctrica de los Equipos de Iluminación y Similares.
- Epstein B.R. and Foster K.R. 1983.
Anisotropy in the Dielectric Properties of Skeletal Muscle.
Medical & Biological Engineering & Computing. Vol. 21, págs 51-55.
- Erlanger J. and Blackman J.R. 1907.
A Study of the Relative Rhythmicity and Conductivity in Various Regions of the Auricles of the Mammalian Heart.
American Journal of Physiology. Vol. 19, págs 125.
- Fernández M. and Pallás -Areny R. 1992
Electrode Contact Noise in Surface Biopotential Measurements.
14th Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society. págs.123-124
Paris.France.
- Fernández M., Pallás Areny R., Riu P.J. and Lozano A. 1991.
Electrode Noise in High Resolution ECG.
IV International Symposium on Biomedical Engineering. págs. 103-104
Peñíscola Spain.
- Fernández M., Silva F. and Pallás-Areny R.
On Fluorescent Lamp Interference: Detection and Prevention.
Medical & Biological Engineering & Computing. Submitted
- Ferris C.D., 1983.
Practical Considerations in the Use of Skin-Surface Recording Electrodes.
IEEE Frontiers of Engineering and Computing in Health Care, págs. 86-90.

- Flasterstein A.H., 1966a.
A General Analysis of Voltage Fluctuations of Metal-Electrolyte Interfaces
Medical & Biological Engineering Vol. 4, págs. 589-594.
- Flasterstein A.H., 1966b.
Voltage Fluctuations of Metal-Electrolyte Interfaces in Electrophysiology.
Medical & Biological Engineering Vol. 4, págs. 583-588.
- Frank U.A. and Londner R.T. 1971.
The Hospital Electromagnetic Environment.
Journal of the Association for the Advancement of Medical Instrumentation. Vol. 5,
n° 4, págs 246-254
- Galvan J. y Pallás-Areny R., 1981.
Realimentación Activa en Electrocardiografía.
Mundo Electrónico, n° 104, págs. 51-59.
- Ganong W.F., 1986.
Fisiología Médica.
Cap. 11 Funciones Pulmonares.
Mexico D.F. El Manual Moderno, Décima Edición.
- Geddes L.A. and Baker L.E. 1967.
The Specific Resistance of Biological Material: a Compendium of Data for the
Biomedical Engineer and Physiologist.
Medical & Biological Engineering. Vol. 5, págs 271-293.
- Gerke D. and Kimmel B. 1995.
Noise and Interference: a different Game.
EDN's Designer's Guide to Electromagnetic Compatibility,
Cahners Publishing Company págs 2-7
- Gielen F.L.H., Wallinga-de-Jonge, W. and K.L. Boon. 1984.
Electrical Conductivity of Skeletal Muscle Tissue: Experimental Results from
different Muscles in Vivo.
Medical & Biological Engineering & Computing. Vol. 22, págs 569-577.
- Gielen G., Wambacq P. and Sansen W. 1991.
ISAAC (v. 4.0) User Manual.
Katholieke Universiteit Leuven Departement Elektrotechniek, Afdeling ESAT-MICAS
- Godin D.T., Parker P.A and Scott R.N., 1991.
Noise Characteristics of Stainless-Steel Surface Electrodes.
Medical & Biological Engineering & Computing Vol. 29, págs. 585-590.

- Goto T., Fujisawa M., Suzuki T., Suzuki S. Doniwa K, and Okajima M. 1985.
On Possibility of Every-Beat Registration of Low Potential Deflections of
Electrocardiogram by means of a Super-High Gain Amplifier and Filters. Detection on
Body Surface His Bundle Electrogram.
XIV ICMBE and VII ICMP págs 1470.
Espoo Finland.
- Haykin S. 1991.
Adaptive Filter Theory.
Englewood Clifs. New Jersey. Prentice Hall International Inc.
- Hollander J.I., 1981.
M.F.I. Test ECG Electrodes.
NZI publikatie nr 83336.
- Homar N., 1995.
Estudi Comparatiu de Filtres Adaptatius per Reducció de Soroll i Interferències a
HR-ECG.
Proyecto de Fin de Carrera ETSETB.
- Hombach V. 1992
The High Resolution Electrocardiogram: Clinical Aspects.
High Resolution Electrocardiography
Mount Kisko NY.Futura Publishing Company, Inc.
- Hombach V., Braun V., and Höpp H.V. 1982a.
The Applicability of the Signal Averaging Technique in Clinical Cardiology.
Clinical Cardiology Vol. 5, págs 107.
- Hombach V., Kebbel U., and Höpp H.V. 1982b.
Continuous Registration of Micropotentials of the Human Heart: Preliminary Results
with a New High-Resolution ECG-Amplifier System.
Dtsch. Med. Wochenschr. Vol. 107, págs 1951.
- Hooge F.N., 1970.
1/f Noise in the Conductance of Ions in Aqueous Solutions.
Physics Letters, Vol. 33A, nº 3, págs. 169-170.
- Huhta J.C. and Webster J.G. 1973.
60-Hz Interference in Electrocardiography.
IEEE Transactions on Biomedical Engineering. Vol. BME-20, nº 2, págs 91-101.
- Iguchi H., Watanabe K., Kozato A. and Ishii N. 1994.
Wearable Electroencephalograph System with Preamplified Electrodes.
Medical & Biological Engineering & Computing. Vol. 32, págs. 459-461.

- Kepski R., Walczak F. Peczalski K and Stopczyk M.J. 1985.
New Lead Configuration for Recording His Bundle Activity.
XIV ICMBE and VII ICMP págs 1457-1458.
Espoo Finland
- Keshner M.S. 1982.
1/f Noise
Proceedings of the IEEE, Vol. 70, n° 3, págs. 212-218
- Kingma Y.J., Durdle N.G., Lenhard J.M. and Bowes K.L., 1980.
A Small Silver-Silverchloride Electrode for the Measurement of Low Frequency
Biological Signals.
Digest of the 8th Canadian Medical and Biological Engineering Conference.
págs. 158-159.
Hamilton. Canada.
- Kjellgren O. and Gomes J.A. 1993.
Current Usefulness of the Signal-Averaged Electrocardiogram.
Current Problems in Cardiology June, págs. 366-418.
- Knaflitz M. and Balestra G., 1991.
Computer Analysis of the Myoelectric Signal.
IEEE Micro. October, págs. 12-15, 48-58.
- Kwok M.C., Donarski R.J., Kelly S.W., Fairhurst M.C., Taylor D.J.E. and
Manivanen A. 1992.
Digital Signal Processing System for Real-Time His-Bundle and Late Potential
Measurement.
Medical & Biological Engineering & Computing Vol. 30, págs. 550-555.
- Levkov Ch.L., 1988.
Amplification of Biosignals by Body Potential Driving. Analysis of the Circuit
Performance.
Medical & Biological Engineering & Computing Vol. 26, págs. 389-396.
- Lozano A. y Pallás-Areny R., 1991.
Interferencias Electromagnéticas en Sistemas Electrónicos.
Aislamiento.
Barcelona. Marcombo Boixareu Editores.
- Marshall I. 1985.
Noise Considerations in Recording Cardiac Micropotentials.
XIV ICMBE and VII CMP págs. 633-634.
Espoo Finland.
- Martí Riola J., 1988.
Introducción a la Bioingeniería.
Cap 8 Medidas en el Sistema Nervioso y Muscular.
Barcelona: Marcombo Boixareu Editores.

- M^c Adams E.T. and Jossinet J., 1991.
The Importance of Electrode-Skin Impedance in High Resolution
Electrocardiography.
Automedica Vol. 13, págs. 187-208.
- Mehra R., Restivo M., and El-Sherif N. 1983.
Electromyographic Noise Reduction for High Resolution Electrocardiography.
IEEE Frontiers of Engineering and Computing in Health Care. págs 248-253.
- Metting van Rijn A.C., Peper A. and Grimbergen. C.A. 1990.
High-Quality Recording of Bioelectric Events. Part 1 Interference Reduction, Theory
and Practice.
Medical & Biological Engineering & Computing. Vol. 28, págs 389-397.
- Metting van Rijn A.C., Peper A. and Grimbergen. C.A. 1991.
The Isolation Mode Rejection Ratio in Bioelectric Amplifiers.
IEEE Transactions on Biomedical Engineering. Vol. 38, n° 11, págs 1154-1157.
- Motchenbacher C.D. and Connelly J.A., 1993.
Low Noise Electronic System Desing.
Noise in Feedback Amplifiers
New York: John Wiley & Sons. 1st Edition.
- Motchenbacher C.D. and Fitchen F.C., 1973.
Low-Noise Electronic Design.
Noise Mechanisms.
New York: John Wiley & Sons, 1st edition.
- Nishimura S., Tomita Y. and Horiuchi T. 1992.
Clinical Application of an Active Electrode Using Operational Amplifier.
IEEE Transactions on Biomedical Engineering. Vol. 39, n° 10, págs 1096-1100.
- Pallás Areny R., 1994
Sensores y Acondicionadores de Señal.
Acondicionadores de Señal para Sensores de Reactancia Variable.
Barcelona. Marcombo. Boixareu Editores, 2^a Edición
- Pallás-Areny R. 1994.
Sensores y Acondicionadores de Señal.
Acondicionadores de Señal para Sensores Resistivos.
Barcelona. Marcombo. Boixareu Editores. 2^a Edición
- Pallás-Areny R. Colominas J. Rosell F.J. y Riu P. 1987.
Presencia de la Respiración en el ECG y la Onda de Pulso: Nuevos Modelos y
Resultados.
III Simposium Internacional de Ingeniería Biomédica. págs. 429-434.
Madrid, España 7-9 Octubre.

- Pallás-Areny R., Colominas J. and Rosell J. 1989.
An Improved Buffer for Bioelectric Signals
IEEE Transactions on Biomedical Engineering, Vol. 36, n°4, págs. 490-493.
- Pallás-Areny, R and Colominas, J. 1991.
Simple, Fast Method for Patient Body Capacitance and Power-Line Electric Interference Measurement.
Medical & Biological Engineering & Computing. Vol. 29, págs 561-563.
- Pallás-Areny, R. 1988.
Interference-Rejection Characteristics of Biopotential Amplifiers: A Comparative Analysis.
IEEE Transactions on Biomedical Engineering. Vol. 35, n° 11, págs 953-959.
- Paul C.R. 1992.
Introduction to Electromagnetic Compatibility.
New York. John Willet & Sons Inc.
- Peper A., Jonges R., Losekoot T.G. and Grimbergen C.A. 1985.
Recording of Surface His Purkinje Potentials. Medical & Biological Engineering & Computing Vol. 23 págs. 365-376.
- Pietersen A.H and Gymoese E. 1991.
Comparison of Different Orthogonal Systems in High Resolution ECGs and the Significance of the Number of Averaged Beats in Detecting Late Potentials.
European Heart Journal Vol. 12, págs. 590-596.
- Raof , K., Guméry, P. Y., Mahul, P., and Quezel G. 1993.
A Real Signal Processing System for respiratory Electromyography.
IEEE Transactions on Biomedical Engineering Vol. 40, n°4, págs 369-370.
- Rawlings C.A., 1995
Electrocardiography, part 6. Electrodes and Electrolites.
Medical Electronics, February, págs. 54-60.
- Reddy S.B.R. Christenson D.W. Rowlandson G.I. and Hammill S.C. 1992.
High Resolution ECG.
Medical Electronics April págs 60-73.
- Richard, S.R. 1986.
Adaptive Myoelectric Interference Cancellation for the Acquisition of Somatosensory Evoked Potentials.
Thesis required for the degree of Master of Science in Engineering.
University of New Brunswick.

- Ros H.H. Koeleman A.S.M. and Akker T.J. 1981.
The Technique of Signal Averaging and its Practical Application in the Separation of Atrial His Purkinje Activity.
Signal Averaging Technique in Clinical Cardiology.
International Symposium, Cologne, May 7-9.
Stuttgart-New York F.K.Scahttauer Verlag
- Rosell J., Colominas J., Riu P., Pallás-Areny R. and Webster J.G. 1988.
Skin Impedance from 1 Hz to 1 MHz.
IEEE Transactions on Biomedical Engineering. Vol. 35, n° 8, págs 649-651
- Rush S., Abildskov J.A. and McFee R. 1963
Resistivity of Body Tissues at Low Frequencies.
Circulation Research Vol. 12, págs 40-50.
- Scherlag B.J. and Ralph Lazzara 1992
High Resolution Electrocardiography.
Historical Perspectives High Resolution Electrocardiography .
Mount Kisko NY Futura Publishing Company, Inc.
- Silva F. Fernández M. and Pallás-Areny R. 1994.
Fluorescent Lights Interference on High Resolution ECG.
World Congress on Medical Physics and Biomedical Engineering. págs 257.
Rio de Janeiro. Brasil.
- Spekhorst H., Sippensgroenewegwn A., David K.G., Metting van Rijn C. and Broekhuijsen P. 1988.
Radiotransparent Carbon Electrode for ECG Recordings in the Catheterization Laboratory.
IEEE Transactions on Biomedical Engineering, Vol. 35, n° 5, págs. 402-406.
- Takemoto-Hambleton R.M. , Ross Dunseath W.J. Jr and Joines W.T. 1988.
Electromagnetic Fields Induced in a Person Due to Devices Radiating in the 10 Hz to 100 kHz Range.
IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility. Vol. 30, n° 4, págs 529-537.
- Thakor N.V. and Webster J.G. 1980.
Ground-Free ECG Recording with Two Electrodes.
IEEE Transactions on Biomedical Engineering. Vol. BME-27, n° 21, págs 699-704.
- Tonkin A.M., Blood R.J., Riggs A.R., Bennett A. Heddle W.F. and Helfgott A. 1981.
Non-Invasive Recording of His Bundle Potentials: Limitations of Existing Signal Averaging Techniques.
Signal Averaging Technique in Clinical Cardiology.
International Symposium, Cologne, May 7-9.
Stuttgart- New York F.K.Scahttauer Verlag

- Vargas M. and Pallás-Areny R., 1994.
The Seemingly Paradoxical Noise Behaviour of Some Active Circuits.
IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, Vol. 43, nº 5,
págs. 764-767.
- Virgili C. 1994.
Estudi de la Viabilitat de la Utilització d'un Electrode Actiu en HR-ECG.
Proyecto de Fin de Carrera ETSETB
Virgili C. 1994. Estudi de la Viabilitat de la Utilització d'un Elèctrode Actiu en HR-
ECG. Proyecto fin de Carrera ETSETB.
- Wajszczuk W.J., Palko T., Przybylski J., Stopczyk M.J., Bauld T.J. and Rubenfire M.
1981.
External Recording of Sinus Node Region Activity in Animals and in Man.
Signal Averaging Technique in Clinical Cardiology.
International Symposion, Cologne, May 7-9. págs. 65-79.
Stuttgart-New York F.K.Scahttauer Verlag
- Widrow B. and Stearns S.D 1985.
Adaptive Signal Processing
Englewood Clifs New Jersey. Prentice Hall Processing Series.
- Widrow B., and Hoff M., 1960.
Adaptive Switching Circuits .
IRE Wescon Conf. Rec. Part 4. págs 96-104.
- Winter B.B. and Webster J.G. 1983.
Driven-Rigth-Leg Circuit Desing.
IEEE Transcations on Biomedical Engineering. Vol. BME-30, nº 1, págs 62-66.
- Wood D.E., Ewins D. J. and Balachandran W. 1995.
Comparative Analysis of Power-Line Interference between Two- or Three- Electrode
Biopotential Amplifiers.
Medical & Biological Engineering & Computing. Vol. 33, págs 63-68.
- Yih Shiau and Valentino A.R. 1981.
ELF Electric Field Coupling to Dielectric Spheroidal Models of Biological Objects.
IEEE Transactions on Biomedical Engineering. Vol. BME-28, nº 6, págs 429-437.
- Zhang, Y.T., Rangayyan, R. Frank, C.B. and Bell, G.D. 1994.
Adaptive Cancellation of Muscle Contraction Interference in Vibroarthrographic
Signals.
IEEE Transactions on Biomedical Engineering, Vol. 41 nº2, pags 181-190.