

# Tema 4

## Procesado Digital de Bioseñales

### 4.1. Introducción

Una señal es un medio de transmisión de información. Para obtener información sobre la fuente de la señal, o para modificar dicha señal, suele ser necesario aplicar algún tipo de operaciones. También en el caso de imágenes (señales 2D o 3D) puede ser necesario aumentar el contraste, suavizar, eliminar ruido, detectar bordes, etc. Se necesita, pues, aplicar un tratamiento especial para extraer la información deseada. Esta fase de aplicación suele denominarse preprocesado.

Una vez extraída la información, puede ser interesante compararla con las obtenidas en otros casos, e intentar clasificarla dentro de alguno de estos tipos (patologías, etc.). En este supuesto, el procesado digital realiza una tarea de ayuda al diagnóstico. Otra ocasión en que es necesario aplicar un tratamiento a la señal es cuando se desea transmitir o almacenar eficientemente gran cantidad de información con vistas a un mejor aprovechamiento del ancho de banda de transmisión disponible o a una optimización de los dispositivos de memoria masiva, requiriéndose una compresión de los datos que permita reducir el tiempo de transmisión, la cantidad de datos a transmitir y/o almacenar, y su correcta reconstrucción.

La siguiente figura muestra un diagrama genérico de las distintas etapas de aplicación del procesado digital de señales biomédicas. Obviamente, dependiendo de la aplicación serán necesarios sólo determinados bloques. A continuación se describen brevemente, y serán tratadas con mayor detalle en éste y sucesivos capítulos.

- **Preprocesado:** se intenta destacar la información deseada del resto de la señal, que usualmente tiene ruido aditivo o multiplicativo asociado, y de la cual puede interesar tan sólo una parte (eliminación del EMG superpuesto al ECG, por ejemplo). Se aplican técnicas de atenuación y cancelación de ruido (filtrado digital y adaptativo, promediado), para lo cual se necesita un conocimiento previo de las características de la señal y del ruido.

- **Segmentación:** las características de la señal suelen presentar variaciones con el tiempo. Para poder aplicar algunas herramientas de procesamiento digital, que hacen la suposición de que la señal es estacionaria, es necesario acotar o segmentar la ventana temporal sobre la que se aplican para asegurar que el tramo de señal que contiene cumple dicha condición.

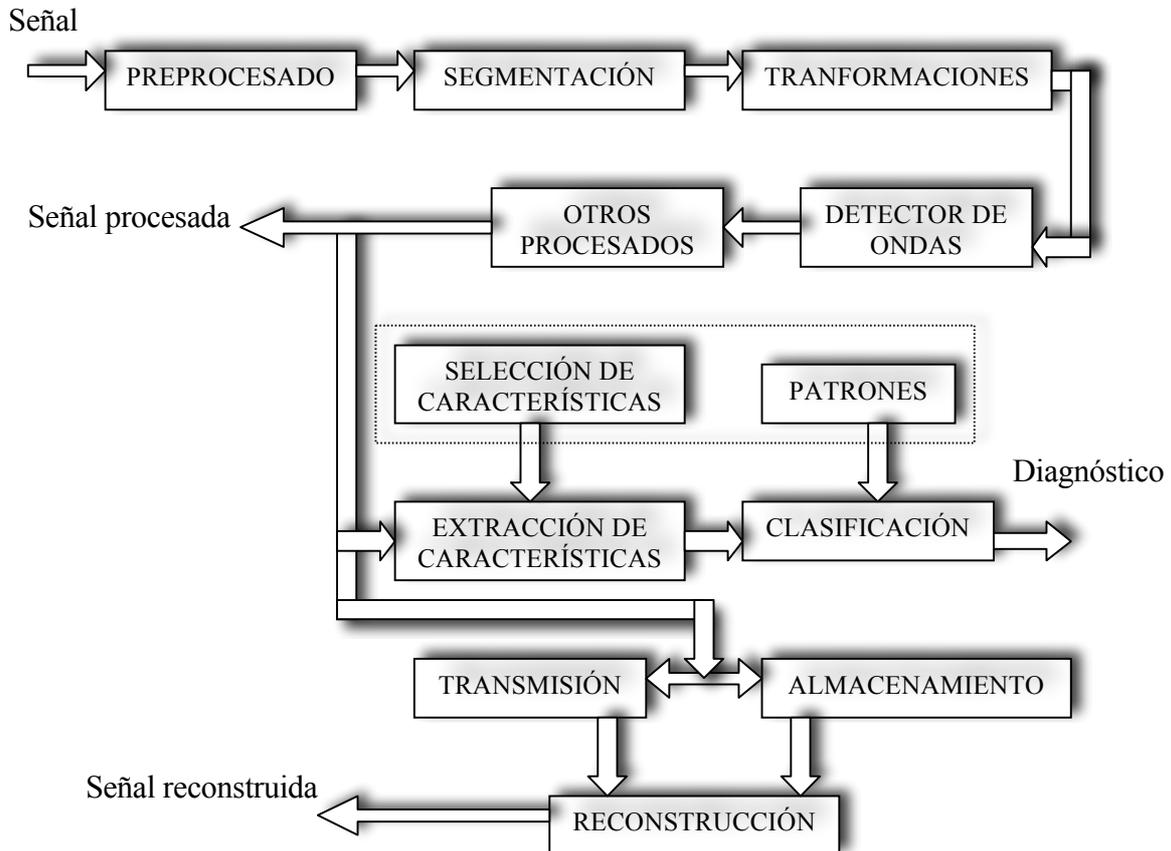


Fig. 4.1. Etapas de aplicación del procesamiento digital de bioseñales.

- **Transformación:** Las señales biomédicas generalmente se obtienen en el dominio del tiempo. No obstante, en algunos casos, se puede estudiar mejor una señal en otro dominio. Por ejemplo la señal del EEG no presenta una señal generalmente identificable en el dominio del tiempo, pero si se pueden clasificar intervalos en el dominio de la frecuencia. En estos casos, será necesario aplicar transformadas a la señal.

- **Detección de formas de onda:** Frecuentemente, la información relevante de la señal posee una onda característica que se conoce de forma general (por ejemplo, el QRS en el ECG). Es necesario, en algunos casos, detectar estas ondas características, generalmente como paso previo a algún procesado posterior (la detección del QRS permite obtener la serie temporal RR, que a su vez es estudiada para obtener información sobre determinadas patologías cardíacas).
- **Otros procesados:** La señal, previamente tratada por los bloques comentados, puede seguir siendo procesada. Dentro de este procesado posterior se incluiría desde medidas de relaciones entre señales tanto en el dominio del tiempo como en el de la frecuencia (correlación, espectro cruzado) hasta transformaciones más complejas, como puede ser la obtención de imágenes, etc.
- **Extracción de características:** la señal generalmente presenta información redundante, por lo que trabajar directamente con la misma no es la opción óptima. Esto es crucial cuando se requiere una transmisión o almacenamiento optimizado. En este caso, el objetivo es extraer un conjunto de características relevantes de la señal que permitan su representación sin redundancias de información. El tipo de características seleccionado y su número responden a un equilibrio entre la necesidad de minimización, y de otro el error en la representación de la señal real. Por otra parte, la obtención de un conjunto de características que representen y determinen la señal permite la caracterización (modelización) y predicción del comportamiento del sistema.
- **Clasificación:** La clasificación permite, a partir de una serie de patrones previamente definidos que establecen las características propias de cada patología, y de las características extraídas de la señal de entrada, determinar a qué clase corresponde la señal (implementa de hecho un diagnóstico automático).
- **Almacenamiento-transmisión:** En ambos casos, el objetivo es obtener una representación comprimida de la señal para optimizar las necesidades de memoria y de ancho de canal. Posteriormente se puede invertir el proceso, descomprimiendo la señal.

## 4.2. Señales aleatorias

Las señales se clasifican en dos grupos principales: deterministas y aleatorias. Las primeras son las que se pueden describir con relaciones matemáticas explícitas. Las aleatorias no pueden expresarse exactamente, por lo que tienen que describirse en términos de probabilidades y promediados estadísticos. La clasificación en cada grupo depende los fines y restricciones del problema en estudio. Por ejemplo, al analizar el ECG, podemos estar interesados en las características generales del complejo QRS y considerarlo como determinista, o estar interesados en los cambios del intervalo R-R y considerarlo como aleatorio.

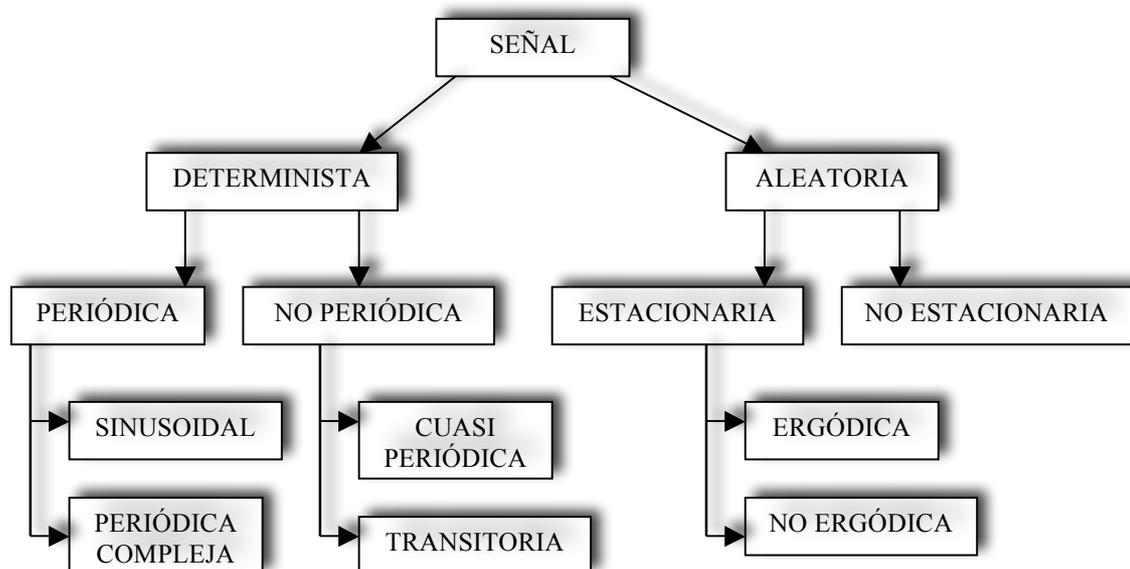


Figura 4.2. Clasificación de las señales.

Las señales deterministas se dividen en dos grupos: periódicas y no periódicas. Las primeras cumplen la relación  $x(t) = x(t+T)$ , siendo  $T$  el periodo, y están completamente descritas por su valor en un único periodo. En el dominio de la frecuencia, están descritas por las series de Fourier, es decir, por la frecuencia fundamental y sus armónicos. Las no periódicas son de dos clases: cuasi-periódicas y transitorias. Las cuasi-periódicas no son periódicas en el sentido matemático pero tienen una descripción discreta en el dominio de la frecuencia, que difiere de la anterior en que los términos que aparecen no son armónicos de alguna frecuencia fundamental. Una combinación de señales periódicas no

correlacionadas dan lugar a una cuasi-periódica. Las transitorias serían las que no cumplen las condiciones anteriores.

Una señal aleatoria es una función muestreada de un proceso aleatorio. Dos señales aleatorias del mismo proceso difieren entre sí en la descripción temporal, pero poseen las mismas propiedades estadísticas. La descripción de la señal aleatoria se realiza mediante la función densidad de probabilidad.

Un proceso estacionario es un proceso cuyas propiedades estadísticas no son función del tiempo. Una señal se dice que es ergódica si tiene igual promediado estadístico que promediado temporal para cualquier función muestreada. Los procesos no estacionarios (y, por tanto, no ergódicos) son más difíciles de procesar, por lo que en ocasiones suelen suponerse ergódicos.

Cuando se procesa el EEG, por ejemplo, no disponemos del proceso completo, sino que tenemos sólo una función muestreada. Por tanto, estamos forzados a suponer la ergodicidad y estimar las propiedades estadísticas requeridas a partir de promediados temporales (en lugar de promediados estadísticos). Puesto que las herramientas para procesar señales no estacionarias no son tan efectivas, se suele dividir la señal no estacionaria en segmentos, cada uno de los cuales se supone estacionario. La longitud de los segmentos depende de las propiedades de la no estacionariedad. En señales de voz, los segmentos suelen ser de 10 msg, mientras que en EEG se toman del orden de algunos segundos.

### Determinación de las propiedades de la señal

Dada una señal discreta consistente en N muestras equiespaciadas  $x(i)$ , con  $i=1..N$ , sus propiedades estadísticas se expresan en función del operador esperanza o valor esperado E definido como:

$$E(x) = \sum_{i=1}^N p(x_i) x_i = m \quad [1]$$

donde  $p(x_i)$  es la probabilidad asociada a la muestra  $x_i$ .

El valor esperado se conoce también como el promediado estadístico o media -m-, y se trata de un operador lineal. Si tenemos una función de la señal,  $z=x^n$ , su valor esperado vendrá dado por:

$$E(x^n) = \sum_{i=1}^N x_i^n p(x_i) \quad [2]$$

y se denomina n-ésimo momento de x. Así pues, la media sería el primer momento de x. En un proceso aleatorio estacionario correspondería a la componente de continua.

El n-ésimo momento central se define como:

$$\mu_n = E(x - m)^n = \sum_{i=1}^N (x_i - m)^n p(x_i) \quad [3]$$

El momento central de orden 2 se denomina varianza, y viene definido por:

$$\sigma^2 = \mu_2 = \sum_{i=1}^N (x_i - m)^2 p(x_i) \quad [4]$$

La raíz cuadrada de la varianza se denomina desviación estándar:

$$\sigma = \sqrt{\sigma^2} \quad [5]$$

Para el caso de dos señales  $x_n$  e  $y_n$ , se definen análogamente los momentos centrales conjuntos:

$$\mu_{nm} = E[(x - m_x)^n (y - m_y)^m] = \sum_{i=1}^N (x_i - m_x)^n (y_i - m_y)^m p(x_i)p(y_i) \quad [6]$$

El momento central conjunto de primer orden se denomina covarianza, y viene dado por:

$$s_{xy} = \mu_{11} = \sum_{i=1}^N (x_i - m_x)(y_i - m_y)p(x_i)p(y_i) \quad [7]$$

Si los dos procesos aleatorios dependen del tiempo,  $x(t)$  e  $y(t)$ , el valor esperado conjunto  $E\{x,y\}$  depende también del tiempo y se denomina función correlación cruzada:

$$r_{xy}(t_1, t_2) = E[x(t_1, t_2)] = \frac{s_{xy}}{s_x s_y} \quad [8]$$

Cuando los dos procesos son el mismo,  $x(t)=y(t)$ , el valor esperado conjunto se denomina autocorrelación:

$$r_x(t_1, t_2) = \frac{s_{xx}}{s_x^2} \quad [9]$$

Si las señales son ergódicas, los promedios estadísticos definidos son equivalentes a los promedios temporales dados por:

MEDIA:

$$\bar{x} = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N x(n) \quad [10]$$

VARIANZA:

$$s^2 = \frac{1}{N-1} \sum_{n=1}^N [x(n) - \bar{x}]^2 \quad [11]$$

o equivalentemente:

$$s^2 = \frac{1}{N-1} \left( \sum_{n=1}^N [x(n)]^2 - N \bar{x}^2 \right)$$

DESVIACION ESTANDAR:

$$S = \sqrt{S^2} \quad [12]$$

RMS:

$$x_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{n=1}^N [x(n)]^2} \quad [13]$$

COVARIANZA:

$$S_{xy} = \frac{1}{N-1} \sum_{n=1}^N [(x(n) - \tilde{x})(y(n) - \tilde{y})] \quad [14]$$

CORRELACION CRUZADA:

$$\begin{aligned}
 r_{xy}(m) &= \frac{\frac{1}{N-1} \sum_{n=1}^N [(x(n) - \tilde{x})(y(n+m) - \tilde{y})]}{\left[ \frac{1}{N-1} \sum_{n=1}^N (x(n) - \tilde{x})^2 \frac{1}{N-1} \sum_{n=1}^N (y(n+m) - \tilde{y})^2 \right]^{1/2}} = \\
 &= \frac{\sum_{n=1}^N [(x(n) - \tilde{x})(y(n+m) - \tilde{y})]}{\left[ \sum_{n=1}^N (x(n) - \tilde{x})^2 \sum_{n=1}^N (y(n+m) - \tilde{y})^2 \right]^{1/2}} \quad [15]
 \end{aligned}$$

AUTOCORRELACION:

$$\begin{aligned}
 r_{xx}(m) &= \frac{\frac{1}{N-1} \sum_{n=1}^N [(x(n) - \tilde{x})(x(n+m) - \tilde{x})]}{\frac{1}{N-1} \sum_{n=1}^N (x(n) - \tilde{x})^2} = \\
 &= \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N x(n)x(n+m) \quad [16]
 \end{aligned}$$

## Estimadores

La señal discreta que estamos considerando consiste en N muestras equiespaciadas que nosotros tomamos como representativas de algún proceso. Podemos realizar medidas sobre las N muestras, simples (media, varianza, etc.) o más complejas (cálculo del espectro), y deseamos que estas medidas sean representativas de la señal completa y no sólo de nuestro intervalo. Las medidas realizadas, pues, deben considerarse como estimaciones de los valores reales, y a las operaciones matemáticas utilizadas para obtenerlas se les denomina estimadores. El comportamiento de un estimador se mide en términos de su diferencia respecto del valor medio real (*bias*) y su varianza:

$$\text{error} = \text{bias}^2 + \text{varianza}$$

Otra característica importante de un estimador es la forma en que su comportamiento cambia con la longitud de la señal. Este factor se denomina consistencia del estimador, y se dice que un estimador es consistente cuando el valor esperado que estima tiende hacia el valor real cuando el número de muestras N tiende a infinito. Esto implica que el *bias* y la varianza ( y por tanto el error) tienden a cero cuando N tiende a infinito.

### 4.3. Adquisición

Tras el preprocesado analógico, que incluye la transducción, amplificación y filtrado analógicos, la señal suele convertirse al dominio digital, lo que implica pasar de una representación continua en el tiempo a otra discreta, permitiendo aprovechar las ventajas de almacenamiento, procesado y transmisión que proporcionan los sistemas digitales. El proceso de conversión analógico-digital implica dos etapas: el muestreo y la cuantización. Ambos factores modifican las características de la señal.

El proceso de muestreo permite obtener una representación digital que se obtiene de la señal original, consistente en una serie de muestras discretas en el tiempo. Esta representación contiene toda la información de dicha señal, y por tanto ésta puede reconstruirse a partir de la señal muestreada. Para que esto sea cierto deben cumplirse ciertas condiciones determinadas por el teorema de Shannon (o teorema del muestreo), el cual establece que una señal continua puede reconstruirse sin pérdida de información si y solo si la frecuencia de muestreo (la razón con la que se toman muestras de la señal analógica) es mayor que el doble de la máxima frecuencia del espectro de la señal original.

Esto se debe a que el espectro de una señal muestreada es el de la señal original repetido cada múltiplo de la frecuencia de muestreo. En la siguiente figura se observa cómo el espectro original (a), de frecuencia máxima  $f_b$ , presenta solapes (b) cuando  $f_m < 2 \cdot f_b$ , por lo que la señal original no puede recuperarse correctamente (efecto de *aliasing*). En el caso c, cuando  $f_m > 2 \cdot f_b$ , es posible diseñar un filtro que permita extraer el espectro original. Debido a esta relación entre frecuencia de muestreo y frecuencia máxima de la señal, ésta debe tener una banda limitada y debe, por tanto, ser filtrada analógicamente antes del proceso de muestreo (filtro *antialiasing*).

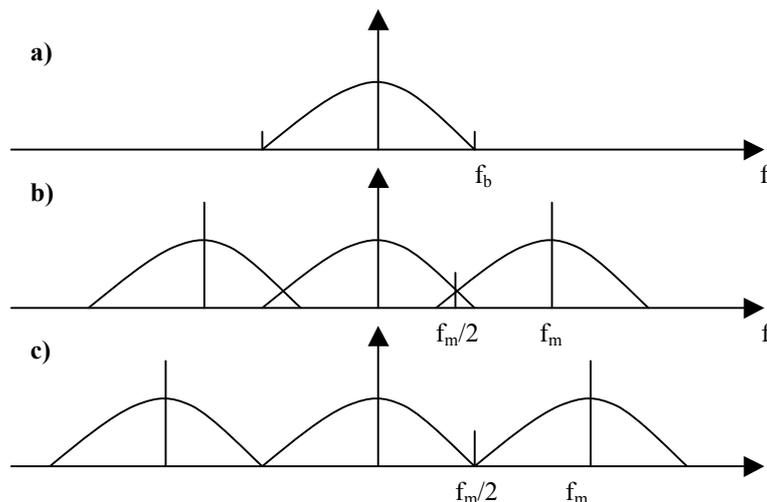


Figura 4.3. Espectro de una señal muestreada. a) Espectro original con frecuencia máxima  $f_b$ . b) Caso  $f_m < 2 \cdot f_b$ . c) Caso  $f_m > 2 \cdot f_b$ .

Después de haber muestreado la señal, se le asignan valores discretos a la amplitud de cada muestra. El número de valores discretos posibles viene determinado por el número de *bits* del convertor, y amplitudes localizadas entre dos de estos valores son asignadas a uno de ellos según el criterio utilizado. Las aproximaciones más usuales son el redondeo y la truncación. En ambos casos, se genera un error (error de cuantización), que puede considerarse como ruido blanco no correlacionado con la señal y que disminuye con el número de *bits* del convertor.

## 4.4. Preprocesado digital de la señal

La fase de preprocesado intenta destacar la información deseada del resto de la señal, que usualmente tiene ruido asociado, y de la cual puede interesar tan sólo una parte (eliminación del EMG superpuesto al ECG, por ejemplo). En este caso se aplican técnicas de atenuación y cancelación de ruido (filtrado digital y adaptativo, promediado), para lo cual se necesita un conocimiento previo de las características de la señal y del ruido. Básicamente podemos encontrar tres supuestos:

- El ruido tiene unas características frecuenciales (espectro) que no interfieren, o al menos no significativamente, con el espectro de la señal. Además, estas características no varían con el tiempo. En este caso, podemos utilizar un filtro digital, que elimine las componentes frecuenciales del ruido preservando las de la señal. La siguiente figura muestra el caso de una señal de ECG con interferencia de ruido de red (50 Hz) y la misma señal después de ser filtrada.
- El ruido tiene un espectro coincidente significativamente con el de la señal (caso de ruido aleatorio). No puede eliminarse, entonces, un intervalo de frecuencias mediante filtrado, por lo que se utilizan otras técnicas como el promediado coherente. La siguiente figura muestra el caso de una señal de ECG con interferencia de ruido aleatorio y la misma señal después de ser promediada.

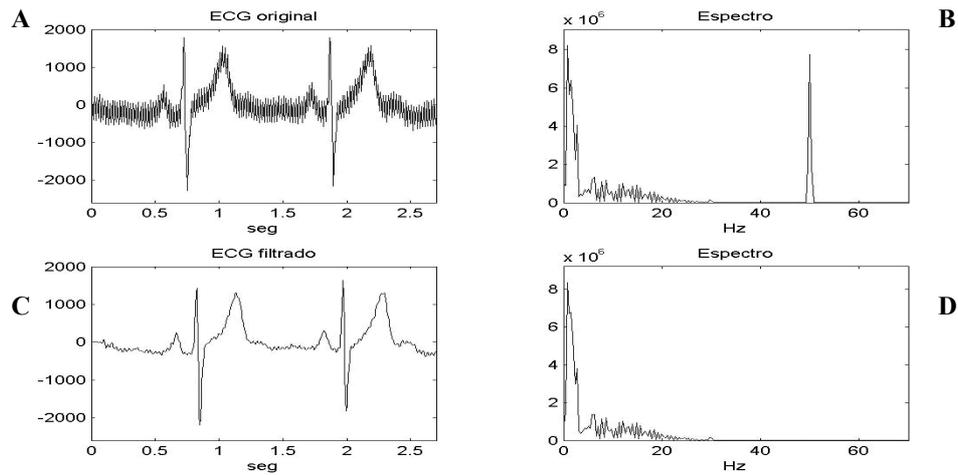


Figura 4.4. ECG con interferencia de red (A) y su espectro (B), ECG filtrado elimina-banda (C) y el espectro correspondiente (D: puede observarse la eliminación de la frecuencia de red).

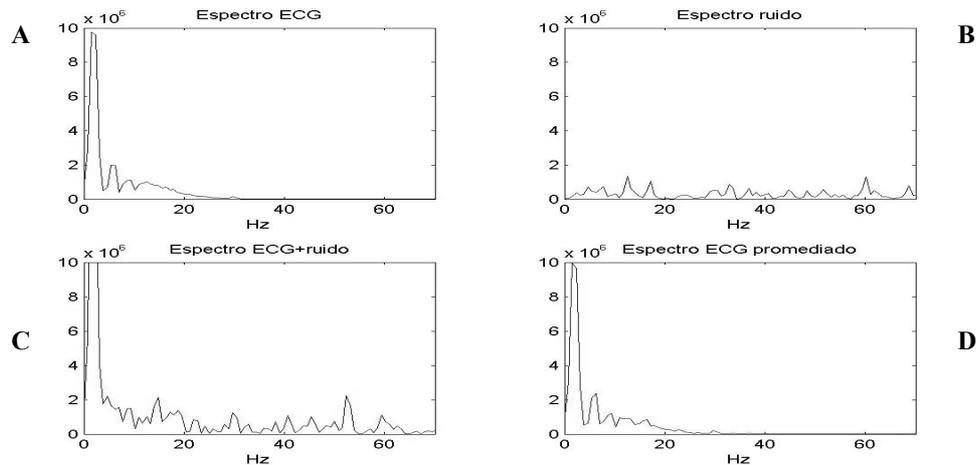


Figura 4.5. Espectros correspondientes al ECG original (A), al ruido aleatorio (B), a la composición de ambos (C) y al ECG promediado.

- El ruido presenta unas características que varían con el tiempo. En este caso, no puede utilizarse un filtrado de características fijas, por lo que se utiliza filtrado adaptativo. La siguiente figura muestra el caso de monitorización del ECG durante una intervención quirúrgica en que se utiliza electrobisturí. La interferencia de RF que genera sólo puede eliminarse eficientemente mediante

un filtro que se adapte a las variaciones (encendido/apagado, variaciones de potencia aplicada).

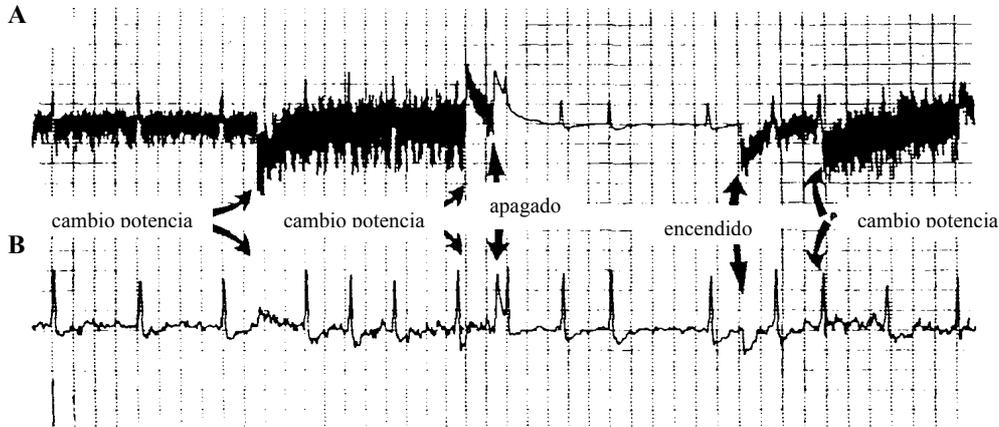


Figura 4.6. Filtrado adaptativo de interferencias ESU (Unidad Electroquirúrgica). A: ECG con interferencia. B: Salida del filtro adaptativo. (A. Cohen. "Biomedical Signal Processing". CRC Press)

## 4.4.1. Filtrado digital

Los filtros digitales presentan algunas ventajas sobre los correspondientes analógicos. En primer lugar, un filtro digital es más inmune al ruido debido a la forma en que se implementa (*software* o circuitos digitales). La precisión depende sólo del error de redondeo, que está determinado por el número de bits utilizado en el diseño para representar las variables del filtro. Además, las características del filtro (frecuencia de corte, etc.) pueden cambiarse fácilmente, y su funcionamiento es independiente del entorno (variaciones de temperatura, tensión de alimentación, etc.). Esta característica es importante en aplicaciones médicas donde las señales tienen frecuencias bajas que pueden ser distorsionadas por las derivas del circuito analógico.

Podemos definir un filtro digital como un sistema discreto que transforma una secuencia de entrada produciendo la correspondiente secuencia de salida. Si la transformación no es función del tiempo, será un sistema invariante temporal, y si cumple el principio de superposición lineal, se denominará lineal. Aunque se han aplicado en

ocasiones otros tipos en el campo del procesamiento de bioseñales, nos centraremos en el tipo de filtros más usual, que corresponde al caso de invariantes temporales y lineales.

Dada una secuencia de muestras,  $\{x(n)\}$ , la respuesta del filtro a dicha entrada se puede expresar como:

$$y(n) = \sum h(k) \cdot x(n-k) \quad [17]$$

donde  $h(k)$  es la respuesta del filtro al impulso, y el producto entre  $h(k)$  y las muestras de entrada retardadas representa la convolución entre dicha respuesta al impulso y la señal de entrada. Se dice que el filtro es estable si la respuesta del mismo a una entrada finita es también finita, y es causal si no produce salida hasta que se aplica señal de entrada (es decir,  $y(n)=0$  para  $n<0$ ).

La relación entre entrada y salida del filtro suele expresarse de forma más eficiente mediante la transformada Z. Su definición para una secuencia de entrada  $x(k)$  viene dada por:

$$X(z) = \sum x(k) \cdot z^{-k} \quad [18]$$

siendo  $z$  una variable compleja. Una propiedad importante de la transformada Z es que la transformada de la convolución de dos secuencias es equivalente al producto de las respectivas transformadas. Si se aplica a la expresión [17], se obtiene:

$$Y(z) = H(z) \cdot X(z) \quad [19]$$

donde  $H(z)$ , la transformada Z de la respuesta al impulso, es la función de transferencia del filtro. Si evaluamos  $H(z)$  en el plano  $z$  para  $z=e^{j\omega nT}$  en los puntos de la circunferencia de radio unidad, obtenemos la función compleja  $H(\omega)$ , que representa la respuesta en frecuencia del filtro. En función de dicha respuesta, los filtros pueden clasificarse como pasa-bajos, pasa-altos, pasa-bandas o elimina-bandas. La figura 4.7 muestra la respuesta ideal para cada tipo.

La expresión general de la función de transferencia es:

$$H(z) = \frac{\sum_{m=0}^M b_m z^{-m}}{1 + \sum_{k=1}^N a_k z^{-k}} \quad [20]$$

donde los ceros y polos de la función serán las raíces del numerador y denominador respectivamente. A partir de esta expresión puede obtenerse la ecuación en diferencias en el dominio temporal:

$$y(n) = - \sum a_k \cdot y(n-k) + \sum b_m \cdot x(n-m) \quad [21]$$

que corresponde a una forma recursiva puesto que la salida depende tanto de muestras de entrada como de salidas anteriores. Cuando todos los coeficientes  $a_k$  son cero, la salida del filtro depende exclusivamente de las muestras de entrada, y corresponde a una forma no recursiva.

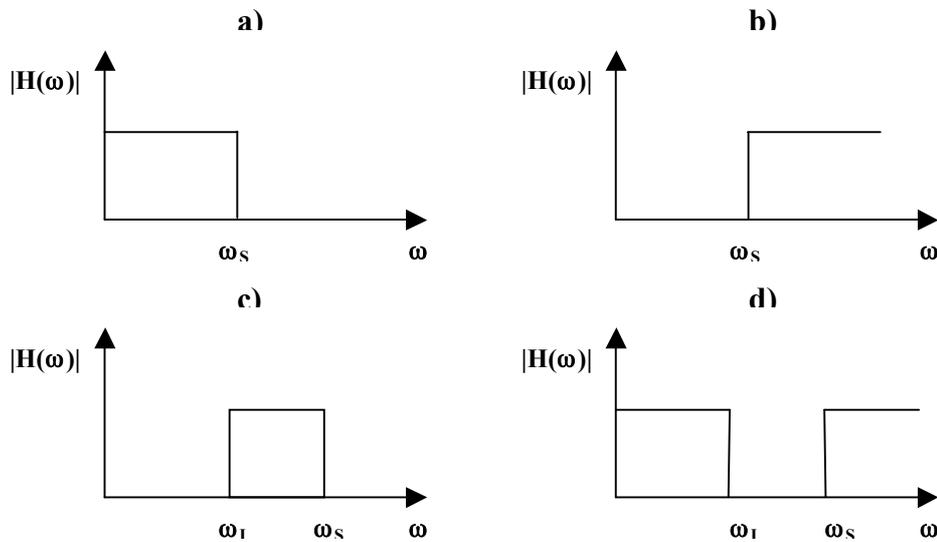


Figura 4.7. Módulo de la respuesta en frecuencia para filtros ideales: a) pasa-bajo, b) pasa-alto, c) pasa-banda, d) elimina-banda.  $\omega_l$  y  $\omega_s$ : frecuencias de corte inferior y superior, respectivamente.

Una clasificación usual de los filtros digitales se basa en su respuesta al impulso. Cuando  $h(k)$  presenta un número finito de valores no nulos, se obtiene una respuesta finita al impulso (filtros FIR: *Finite Impulse Response*), mientras que si  $h(k)$  presenta siempre valores no nulos, se obtiene una respuesta infinita (filtros IIR: *Infinite Impulse Response*). Este último caso requiere algún tipo de realimentación (forma recursiva), que puede influir en la estabilidad del filtro. Los filtros FIR, que suelen implementarse usualmente de forma no recursiva y son estables, pueden diseñarse para que tengan respuesta de fase lineal, lo que evita distorsiones en la señal de salida.

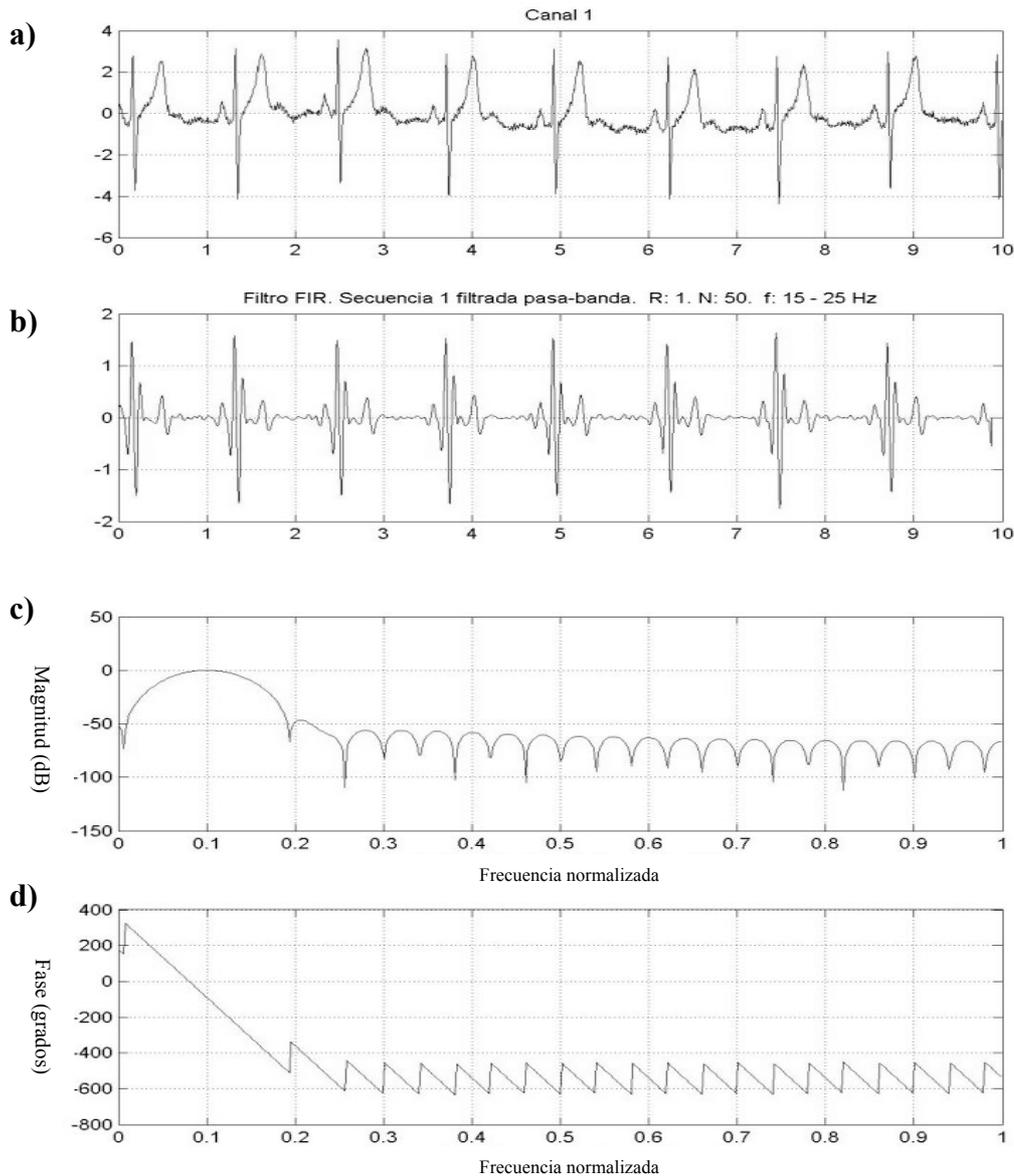


Figura 4.8. Filtrado pasa-banda FIR aplicado a señal ECG: a) Señal de entrada. b) Salida filtrada (15-25Hz). c) Módulo de la respuesta en frecuencia del filtro. d) Fase. Frecuencias normalizadas (frecuencia de muestreo: 200 Hz).

El diseño de filtros se realiza en base a ciertos requerimientos, generalmente relacionados con su respuesta en frecuencia. Puesto que las respuestas ideales presentadas en la figura 4.7 no son realizables, se implementan aproximaciones con un error aceptable. En este caso, tanto la banda pasante como la eliminada (las bandas de frecuencias para las cuales el filtro permite o no el paso de señal, respectivamente), presenta un cierto rizado en

vez de la respuesta plana ideal. Además, el paso de una a otra banda no se realiza con pendiente infinita, sino que aparece una banda de transición con una cierta anchura  $\Delta\omega$ . Existen diversas técnicas de diseño, entre las que podemos destacar el método de ventanas, el muestreo en frecuencia y el diseño de rizado constante para el caso FIR, y el método del impulso invariante o la transformación bilineal para filtros IIR.

Un ejemplo usual de aplicación de filtrado digital para señal ECG es el caso de detección de complejos QRS. El objetivo es destacar las las frecuencias asociadas a dichos complejos atenuando los de las demás ondas (P,T). Se ha aplicado un filtro pasa-banda FIR de fase lineal, y su módulo y fase así como la señal de entrada y su correspondiente salida filtrada se muestran en la figura 4.8. Como puede observarse, es posible establecer un umbral de amplitud en la señal filtrada que sólo corte en puntos de los QRS, lo que no era factible en el caso de la señal de entrada ya que las ondas T presentan amplitudes similares a los QRS.

## 4.4.2. Filtrado adaptativo

Cuando no se dispone de información a priori de la señal y el ruido, o cuando éstos no son estacionarios, no puede diseñarse un filtro óptimo a priori. Los filtros adaptativos (FA) pueden automáticamente modificar sus parámetros adaptándose a dichos cambios. Los elementos básicos de un FA son el propio filtro con coeficientes modificables, el algoritmo de adaptación y el criterio de corrección, que se basa en algún índice de rendimiento. Un índice frecuentemente utilizado es la minimización del error cuadrático de salida. El algoritmo de adaptación modifica los coeficientes del filtro optimizando el criterio de corrección elegido. Existen dos clases principales: los algoritmos no recursivos, que trabajan sobre bloques de datos, y los recursivos, que se actualizan muestra a muestra.

El FA requiere un periodo inicial de aprendizaje o adaptación. Durante este periodo, su comportamiento no es satisfactorio, por lo que el tiempo de adaptación, controlado por la constante de adaptación, es una característica importante. Señales con cambios rápidos requieren filtros que se adapten rápidamente, pero esto puede también hacer que el filtro se adapte también a artefactos rápidos. Después de la adaptación inicial, se supone que el filtro actúa óptimamente mientras sigue cambios no estacionarios de la señal y el ruido. Debido, no obstante, a la capacidad limitada del filtro para estimar las estadísticas de la señal de entrada, el comportamiento no es óptimo, aunque pueden obtenerse diseños prácticos en que el error en las prestaciones sea muy pequeño.

Un tipo importante de FA aplicado frecuentemente en el campo del procesado de bioseñales es el cancelador de ruido adaptativo (figura 4.9). En este caso, la señal de entrada,  $x(k)$ , está compuesta por la señal de interés,  $s(k)$ , y ruido superpuesto,  $n_1(k)$ . El

objetivo es recuperar la bioseñal  $s(k)$  eliminando dicho ruido. Para ello, se utiliza una segunda entrada de referencia en la que se dispone sólo de muestras de ruido, sin contribución de la bioseñal. El ruido  $n_2(k)$  está correlacionado con  $n_1(k)$  ya que ambos están generados por la misma fuente de interferencia, pero no son exactamente iguales puesto que se adquieren en localizaciones diferentes y pueden considerarse, por tanto, como las salidas de dos filtros  $H_1$  y  $H_2$  cuya entrada común es la señal producida por la fuente de interferencia. El filtro debe adaptarse, por tanto, para producir una estimación de  $n_1(k)$ ,  $n_{1est}(k)$ , a partir de  $n_2(k)$ , de manera que la salida final será una estimación de la bioseñal:

$$y(k) = x(k) - n_{1est}(k) = s(k) + n_1(k) - n_{1est}(k) = s_{est}(k) \quad [22]$$

El error mínimo de salida se dará para  $n_{1est}=n_1$ . Puesto que, según [17]:

$$n_{1est}(k) = \sum h_j \cdot n_2(k-j) \quad [23]$$

el algoritmo de adaptación debe modificar los coeficientes  $h_j$  para obtener mínimo error. Existen diversos algoritmos de adaptación. Uno de los más usuales es el LMS (Least Mean Square), para el cual la actualización de coeficientes viene dada por:

$$h_j = h_j + 2 \cdot \mu \cdot y(k) \cdot n_2(k) \quad [24]$$

siendo  $\mu$  la constante de adaptación del filtro.

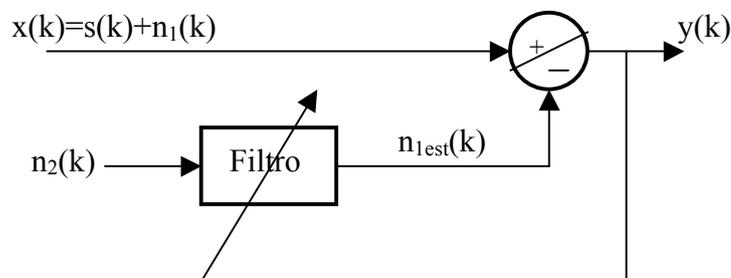


Figura 4.9. Estructura general del cancelador de ruido adaptativo.

El cancelador de ruido adaptativo se ha aplicado en diversas aplicaciones de procesamiento de bioseñales, tales como eliminación de interferencia de red, de interferencia de RF producida por la utilización de electrobisturís, cancelación de ECG materno en registros de ECG fetal, etc. En todos los casos, es importante seleccionar adecuadamente los puntos de obtención de las bioseñales para que se cumplan las hipótesis que deben

cumplir  $x(k)$  y  $n_2(k)$ , fundamentalmente en lo que se refiere a la no presencia (o mínima presencia) de la bioseñal en la entrada de referencia. Esto no es siempre posible, por lo que los resultados obtenidos por el filtro serán peores en la medida en que no se cumplan las hipótesis de aplicación.

Por ejemplo, en el caso de la eliminación de interferencia RF (figura 4.6), tanto el ruido como la bioseñal de interés (el ECG del paciente), están presentes en cualquier localización de su cuerpo. Por ello, la señal  $x(k)$  se obtiene mediante electrodos localizados en el tórax, (cerca de la fuente de la bioseñal: el corazón), por lo que el ECG presentará mayor amplitud que en puntos lejanos (extremidades), en donde se obtiene la señal de referencia  $n_2(k)$ .

En el problema de obtención del ECG fetal, el ECG materno es la interferencia a eliminar. En este caso, la señal  $x(k)$  se obtiene mediante electrodos localizados en el abdomen materno (cerca del corazón fetal y, por tanto, donde se obtiene mayor amplitud del ECG fetal), y la referencia de ruido se toma en un punto alejado del mismo, para tener en la medida de lo posible una señal compuesta sólo de ECG materno (usualmente se utilizan electrodos situados en el tórax de la madre).

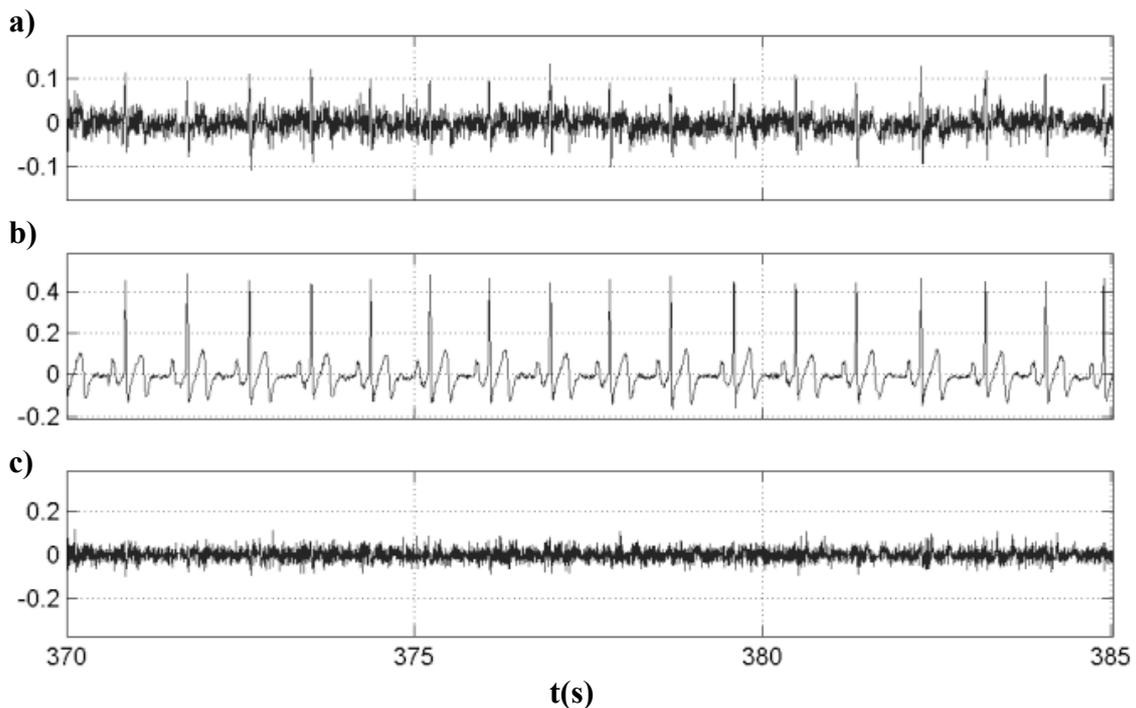


Figura 4.10. Cancelación de interferencia ECG en registro EMG. a) Entrada EMG con ECG superpuesto. b) Referencia ECG. c) Salida del filtro adaptativo.

La figura 4.10 muestra un ejemplo de eliminación de interferencias de otros biopotenciales en la señal de interés. Corresponde al caso de captación de EMG (bioseñal de interés en este caso), con superposición de ECG (interferencia). La señal de EMG se ha obtenido mediante electrodos localizados en el mentón. La entrada de referencia se ha tomado en el tórax, cerca de la fuente de interferencia y alejada de los músculos que producen la señal de interés). La salida del FA muestra la cancelación de la interferencia.

### 4.4.3. Promediación

El promediado permite mejorar la relación señal-ruido en aquellos casos en que el espectro de ambos se solapa, por lo que no puede aplicarse un filtrado convencional. El promediado secuencial se utilizó inicialmente en el campo de la Ingeniería Biomédica para obtener los potenciales cerebrales evocados por estímulos sensoriales, y fue introducido en el campo de la electrocardiografía a principios de la década de 1960 para extraer el ECG del feto del de la madre.

Esta técnica promedia cierto número de ciclos de la onda de interés, obtenidos de un mismo canal de adquisición pero en distintos instantes temporales, con lo que el ruido aleatorio, que no está sincronizado con la señal, se reduce mientras la señal permanece invariante. Para ello, los pulsos cardíacos deben ser alineados, obteniéndose un ciclo promedio.

Existen algunos requerimientos para que esta técnica reduzca el ruido de forma efectiva:

1. La forma de onda de interés debe ser repetitiva. Si un evento ocurre de forma esporádica, o la onda cambia con el tiempo, se producirá una onda promediada con un efecto no deseado de filtrado pasa-bajo, eliminando la información de alta frecuencia.
2. La señal debe estar correctamente alineada. Debe utilizarse una característica que sirva como referencia temporal. En el caso del ECG, por ejemplo, se suele utilizar la máxima amplitud o pendiente del QRS, y como parámetro de alineamiento se utiliza frecuentemente el coeficiente de correlación.
3. El ruido debe tener ciertas características para que el promediado lo reduzca de forma efectiva. Debe ser aleatorio y blanco. Los ruidos con un patrón regular, como la interferencia de red, no se minimizan tan eficientemente por promediado como el puramente aleatorio.

4. Por último, la señal de interés no debe estar correlacionada con el ruido. El promediado no atenuará correctamente aquellas interferencias que guarden una cierta sincronización temporal con la señal, como ocurre en el caso de movimiento de los electrodos debido a la respiración o estímulos de marcapasos.

Las figuras 4.11 y 4.12 ilustran estas hipótesis de aplicación:

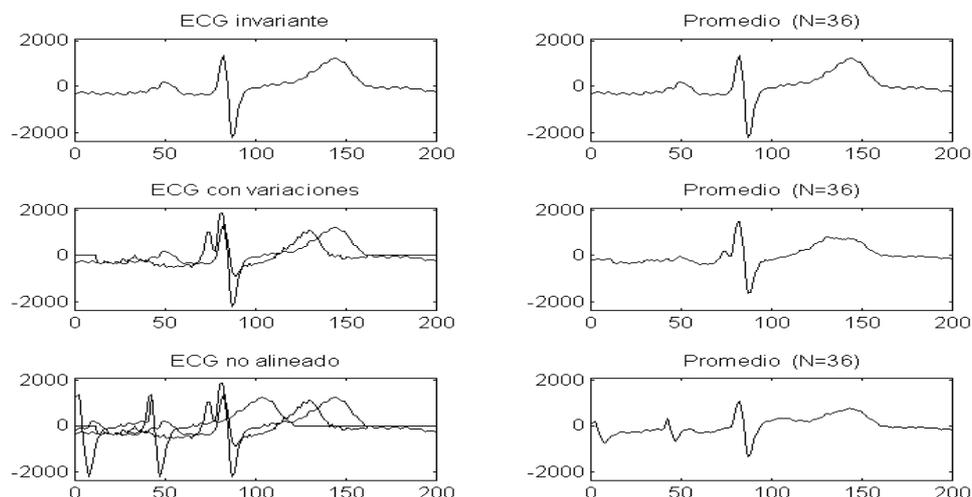


Figura 4.11. Promediado de pulsos invariantes y no coherentes: efecto de formas no constantes en la señal o incorrecta alineación de la misma.

Para estudiar la aplicación del promediado, consideremos un biopotencial  $x(t)$  captado en la superficie de la piel. Podemos caracterizarlo por:

$$x(t) = s(t) + n(t) \quad [25]$$

donde  $s(t)$  es la señal generada por la fuente del biopotencial y  $n(t)$  es el ruido compuesto por otros biopotenciales no deseados, ruido térmico e interferencia de la red. Si la señal está muestreada, vendrá expresada por:

$$x(k) = s(k) + n(k) \quad [26]$$

Podemos representar  $n(k)$  como la composición de las distintas fuentes de ruido:

$$n(k) = n_1(k) + n_2(k) + n_3(k) + n_4(k) \quad [27]$$

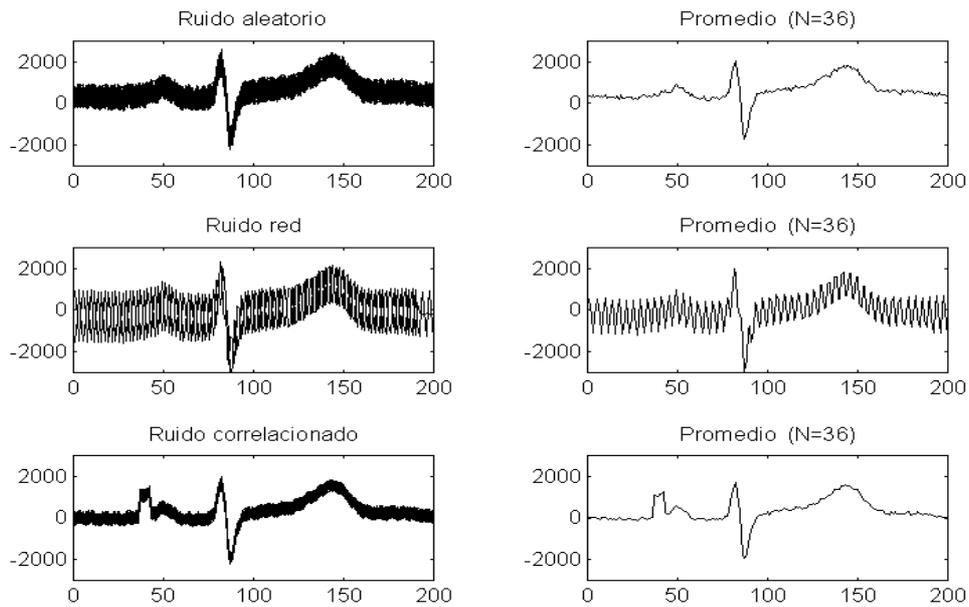


Figura 4.12. Efecto del tipo de ruido sobre el promediado: aleatorio, red y ruido relacionado con la señal.

- $n_1$ : ruido biológico, debido a otros biopotenciales. En el caso de ruido EMG se puede considerar estadísticamente normal, no correlacionado y estacionario con el paciente en reposo.
- $n_2$ : Interferencia de red. Se suele considerar la frecuencia fundamental (50 Hz) y el tercer armónico. Su amplitud varía dependiendo de la localización.
- $n_3$ : representa el ruido térmico del sistema electrónico. Estadísticamente es normal y blanco. Su amplitud depende del equipamiento en uso y de su temperatura equivalente de ruido.
- $n_4$ : es el ruido de discretización de amplitud. Este ruido suele suponerse estadísticamente uniforme, no correlacionado con la señal y blanco.

De los cuatro tipos comentados,  $n_2$  no puede considerarse como aleatorio, y suele eliminarse mediante filtrado previo. Los otros tres requieren promediación para su eliminación. Esta promediación, como ya se ha comentado, necesita una referencia temporal en señales repetitivas (pulso de estimulación en el caso de PE u onda R en el caso del ECG). El primer paso, pues, consiste en la determinación de la referencia temporal, que deberá ser lo más precisa posible, ya que indeterminaciones en la superposición de las señales  $s_i(k)$  consecutivas implicará un filtrado por incoherencia.



coeficiente de correlación proporciona la referencia temporal corregida. La figura 4.13 muestra un esquema de la señal con la definición de umbrales y patrones.

El coeficiente de autocorrelación vendrá dado por:

$$r_x(d) = \frac{1}{L} \sum_{k=-\lfloor \frac{L-1}{2} \rfloor}^{\lfloor \frac{L-1}{2} \rfloor} x(n_{\text{ref}(0)} + k)x(n_{\text{ref}(i)} + k + d)$$

La autocorrelación se realizará entre  $L/2$  muestras anteriores y posteriores a la referencia de la onda  $R$ ,  $\text{ref}(i)$ , y el valor del *lag*,  $d$ , varía dependiendo de la frecuencia de muestreo y de los niveles de ruido. Una variación de aproximadamente 10 msg. es suficiente para encontrar el valor máximo de la autocorrelación. Si suponemos una frecuencia de muestreo de 1 kHz, esto corresponderá a un valor de  $d=5..+5$ .

La referencia corregida vendrá dada por:

$$k_{\text{ref}(i)} = n_{\text{ref}(i)} + d \quad [28]$$

Para el caso del pulso patrón,  $\text{ref}(0)$ , su posición relativa a sí mismo no es necesario corregirla, por lo que:

$$k_{\text{ref}(0)} = n_{\text{ref}(0)} \quad [29]$$

El proceso de alineamiento mediante la función autocorrelación permite también rechazar la presencia de pulsos anormales del proceso de promediación. Así pueden eliminarse también artefactos debido a movimiento, etc. Para ello, debe fijarse un criterio de umbral mínimo para el coeficiente de autocorrelación que permita desechar pulsos ectópicos (los cuales, por tener formas diferentes a la del patrón, proporcionan bajas correlaciones). La figura 4.14 ilustra estos casos:

### Promediación

El objetivo del promediado coherente es la disminución del ruido. Para cuantificar esto, calcularemos la relación señal/ruido (SNR) de la señal promediada, definida como:

$$SNR = \frac{E\{x(i)\}}{n(i)_{RMS}} = \frac{|s(i)|}{(E\{[n(i)]^2\})^{1/2} / 2} = \frac{|s(i)|}{\sigma_{n(i)}} \quad [30]$$

donde  $\sigma_{n(i)}$  es la desviación estándar del ruido de media cero, y para este ruido el valor RMS coincide con la desviación estándar.

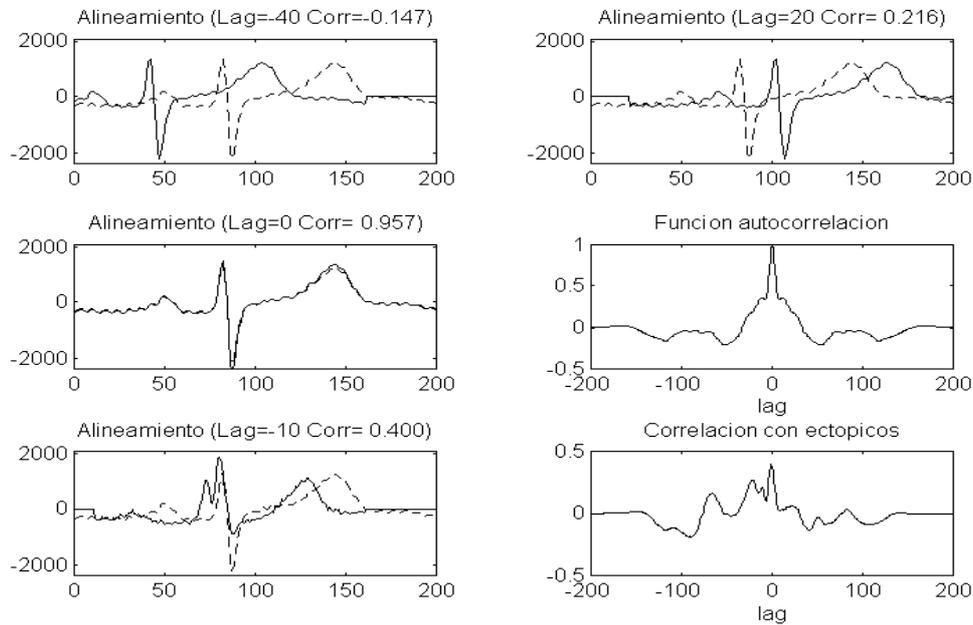


Figura 4.14. Alineamiento de la señal por correlación. Efecto de alineamiento con ectópicos.

Para obtener el valor de la SNR, calcularemos el valor medio y la desviación estándar de la señal promediada. Supongamos  $i=0..N-1$  el número de pulsos detectados a promediar, y  $k=-(L/2 -1)..+L/2$  el número de muestras promediadas por cada pulso. Supondremos que la señal de interés es invariante:

$$s(i,k) = s(i+1,k) \quad ; \forall i,k \quad [31]$$

Suponiendo ya eliminada la interferencia de red, el valor esperado de los M pulsos vendrá dado por:

$$E\left\{\frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} [s(i,k) + n_1(i,k) + n_3(i,k) + n_4(i,k)]\right\} =$$

$$\frac{1}{N} [E\left\{\sum_{i=0}^{N-1} s(i,k)\right\} + E\left\{\sum_{i=0}^{N-1} [n_1(i,k) + n_3(i,k) + n_4(i,k)]\right\}] =$$

$$\frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} s(i) = \bar{s} \quad [32]$$

ya que hemos supuesto todos los pulsos iguales y el valor medio del ruido es cero para ruido aleatorio (en la medida en que el ruido no sea totalmente aleatorio, esto no se cumplirá y el promediado no lo cancelará eficientemente).

La varianza para N promedios vendrá dada por:

$$\begin{aligned} \sigma_N^2 &= \text{VAR}\{x(i)\} = \text{VAR}\{[s(i) + \bar{n}(i)]\} = \\ &\text{VAR}\{s(i)\} + \text{VAR}\{\bar{n}(i)\} = 0 + \text{VAR}\{\bar{n}(i)\} = \\ &E\left\{\frac{1}{N^2} \sum_{i=0}^{N-1} [n_1(i, k) + n_3(i, k) + n_4(i, k)]^2\right\} = \end{aligned}$$

y teniendo en cuenta que  $n_1$ ,  $n_3$  y  $n_4$  son estadísticamente independientes y, por tanto, no correlacionados:

$$\begin{aligned} &\frac{1}{N^2} [E\{\sum_{i=0}^{N-1} n_1(i, k)^2\} + E\{\sum_{i=0}^{N-1} n_3(i, k)^2\} + E\{\sum_{i=0}^{N-1} n_4(i, k)^2\}] = \\ &\frac{1}{N^2} [N \sigma_1^2 + N \sigma_3^2 + N \sigma_4^2] = \frac{1}{N} \sigma_1^2 + \frac{1}{N} \sigma_3^2 + \frac{1}{N} \sigma_4^2 = \frac{1}{N} \sigma_{n(i)}^2 \quad [33] \end{aligned}$$

donde  $\sigma_{n(i)}^2$  es la varianza del ruido antes de promediar. Por tanto, la mejora obtenida es:

$$\text{SNR}_{\text{promed}} = N^{1/2} \cdot \text{SNR}_{\text{original}} \quad [34]$$

La figura 4.15 muestra el efecto del número de pulsos promediados sobre el nivel de ruido.

El promediado es equivalente a un proceso de filtrado digital. La transformada de Fourier de la función de transferencia de un promediador está compuesta por una serie de componentes con iguales características (*comb filter*). La señal deseada tiene un espectro compuesto de componentes frecuenciales discretas, mientras que el ruido aleatorio tiene

una distribución continua. Cuando el número de pulsos promediados se incrementa, la anchura de cada componente decrece, y el filtro deja pasar más selectivamente las componentes de la señal, mientras rechaza las frecuencias de ruido aleatorio situadas entre dichas componentes. Por tanto, el ruido no se elimina completamente, y aquellas interferencias con un espectro discreto tampoco se atenúan tanto como las puramente aleatorias.

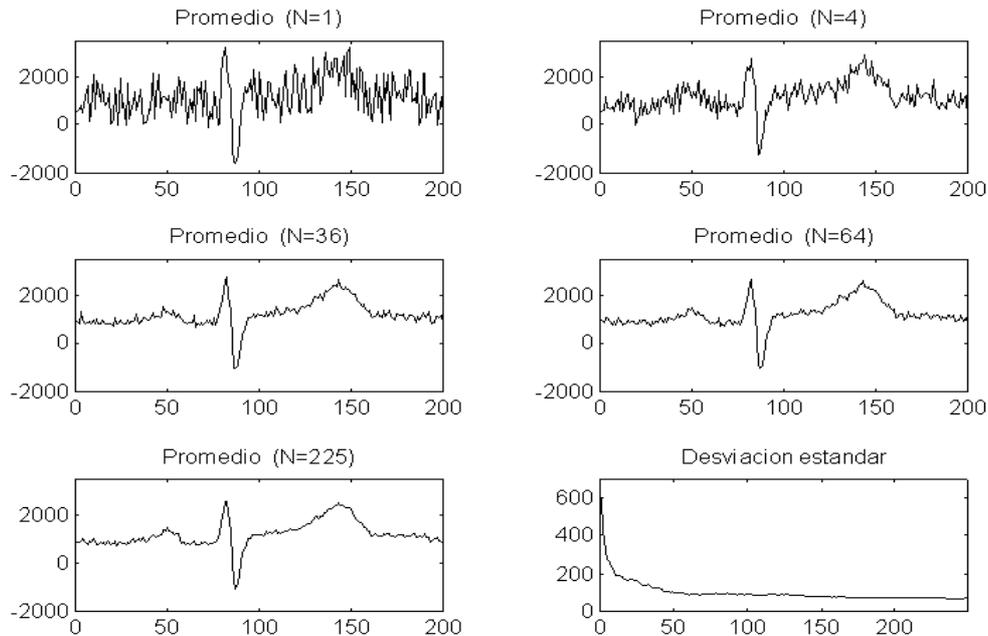


Figura 4.15. Efecto del número de pulsos promediados.

## 4.5. Segmentación

Puesto que la condición de que la señal sea estacionaria, necesaria para poder utilizar algunas herramientas de procesamiento digital, no se cumple en muchos casos cuando se trata con señales reales, es necesario aplicar algún mecanismo que limite la ventana temporal de datos a procesar asegurando que, dentro de esta ventana, la señal es aproximadamente estacionaria. Este mecanismo se conoce como segmentación, y permite reducir la no estacionariedad a un problema de estacionariedad a tramos. Existen diferentes formas de implementarlo, en función de las características de la señal a tratar.

La forma más simple desde el punto de vista del procesado consiste en utilizar ventanas de duración constante. La longitud de las ventanas depende de la señal y de la aplicación, y debe seleccionarse lo suficientemente corta como para asegurar la estacionariedad de la señal dentro de la ventana y lo suficientemente larga como para preservar las frecuencias más bajas del espectro de la señal. Este esquema de segmentación se ha usado frecuentemente en procesado de voz, ECG, etc.

Una forma más eficiente consiste en determinar adaptativamente la longitud de la ventana, en función de las variaciones de la señal. Esto permite detectar cambios abruptos, aunque en general las bioseñales suelen presentar cambios en la estacionariedad con variaciones más lentas. La segmentación adaptativa se ha aplicado, por ejemplo, en procesado de EEG.

Un ejemplo de método de segmentación adaptativa es la medida de error espectral (SEM: Spectral Error Measure). Se define una ventana de referencia, de longitud constante y lo suficientemente corta como para asegurar que la señal es estacionaria en ella. Una segunda ventana deslizante, de igual longitud que la primera, se va desplazando muestra a muestra por la señal. Para cada desplazamiento, se calcula el espectro correspondiente y se compara con el de la ventana de referencia. Si la diferencia entre espectros es inferior a cierto valor umbral, se supone que no hay variaciones significativas en la señal. Si se supera el umbral, se considera que ha habido un cambio en la estacionariedad, por lo que la última ventana deslizante se convierte en la nueva ventana de referencia para el siguiente segmento de señal. La definición de la medida de distancia espectral relativa (D) se define en este método como:

$$D = \int \left[ \frac{S_R(\omega) - S_D(\omega)}{S_R(\omega)} \right]^2 d\omega$$

donde  $S_R$  y  $S_D$  son los espectros correspondientes a las ventanas de referencia y deslizante, respectivamente. La medida se da en términos relativos para independizarla de las variaciones de amplitud de la señal. La siguiente figura muestra un cambio en la señal EEG localizado en 2,5s, y el valor proporcionado por SEM, pudiendo establecerse un umbral que detecte dicho cambio.

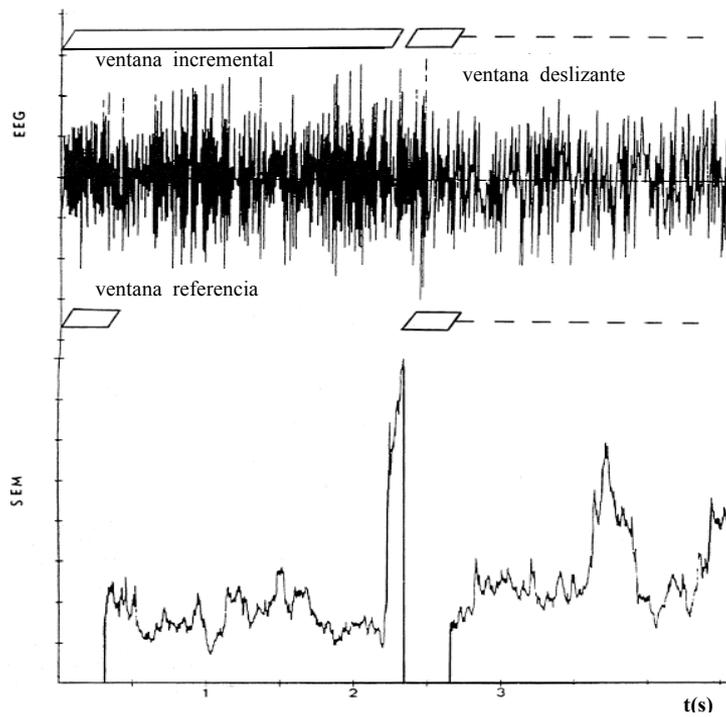


Figura 4.16. Segmentación adaptativa de EEG mediante SEM. (J. Bronzino Ed. "The Biomedical Engineering Handbook". CRC Press).