

UNIVERSIDAD NACIONAL DE INGENIERÍA
FACULTAD DE INGENIERÍA ELÉCTRICA Y ELECTRÓNICA



**APLICACIONES DEL PROCESAMIENTO DIGITAL DE SEÑALES
EN SEÑALES CARDIOVASCULARES**

INFORME DE SUFICIENCIA

**PARA OPTAR EL TÍTULO PROFESIONAL DE:
INGENIERO ELECTRÓNICO**

PRESENTADO POR:

JOSÉ VALERIO BENITES YARLEQUÉ

**PROMOCIÓN
1985-II
LIMA-PERÚ
2003**

***Dedico este trabajo a:
La memoria de mi madre, por su voluntad inquebrantable
de lucha y sacrificio,
a mis Hermanas y hermano, por el apoyo en mi
vida y en mi carrera,
a mi esposa e hijos por su cariño y paciencia.***

**APLICACIONES DEL PROCESAMIENTO DIGITAL DE
SEÑALES EN SEÑALES CARDIOVASCULARES**

SUMARIO

El presente trabajo describe los principios de la teoría del Procesamiento digital de señales. Hoy en día el avance de la tecnología permite el desarrollo de soluciones en software aplicado al análisis y transmisión remota de la información fisiológica para realizar tareas de Telediagnóstico.

En el capítulo I se describen los elementos que intervienen en el proceso de digitalizar una señal Cardiovascular.

En el capítulo II se describen el Hardware necesario para captar, amplificar, procesar y almacenar una señal cardiovascular, así como el programa de control realizado en Turbo C.

En el capítulo III se simula y procesa una señal ECG con Matlab, a partir de un archivo binario de la base de datos PhysioBank que incluye registros de MIT-BIH.

En el capítulo IV se explica los principios y aplicaciones de la Transformada Wavelet.

En el capítulo V se describen algunas anomalías de la señal ECG, así como las características de equipos cardiovasculares.

ÍNDICE

PRÓLOGO

CAPÍTULO I

PRINCIPIOS DEL PROCESAMIENTO DIGITAL DE SEÑALES

1.1 Introducción	2
1.2 Señales y procesamiento digital	3
1.2.1 Elementos de un sistema de procesado digital de señales	4
1.3 Conversión analógico-digital	5
1.4 Muestreo de señales analógicas	7
1.5 Cuantificación y codificación	8
1.5.1 Cuantificación	8
1.5.2 Codificación	11
1.6 Teorema del Muestreo	13
1.7 Conversión digital-analógica	16

CAPÍTULO II

DISPOSITIVOS PARA CAPTAR Y AMPLIFICAR SEÑALES DEL CORAZÓN

2.1 Introducción	17
2.2 Electrocardiografía	18

2.2.1 EL Electrocardiograma	22
2.3 Diagrama de bloques del sistema	25
2.3.1 Sensores para captar potenciales bioeléctricos	25
2.3.2 Circuito amplificador	30
2.3.3 Especificaciones técnicas del amplificador	33
2.3.4 Interface hacia la micromputadora	33
2.3.5 Conexión al puerto paralelo	37
2.4 Programa para captar señales Bioeléctricas	40

CAPÍTULO III

SIMULACIÓN Y PROCESAMIENTO DE UNA SEÑAL ECG

3.1 Señal ECG artificial con MatLab	43
3.1.1 Gráfica de la señal ECG en el tiempo	49
3.1.2 Gráfica de la señal ECG en forma discreta	50
3.2 Señal ECG desde un archivo Binario	52
3.3 Programa para procesar la señal ECG	54

CAPÍTULO IV

TRANSFORMADA WAVELET

4.1 Introducción	65
4.2 Cronología	66
4.3 Transformada de Gabor	69
4.4 Transformada wavelet continua	71
4.5 Transformadas Discretas	74
4.5.1 Transformada Wavelet Discreta	75
4.6 Análisis espectral del electrocardiograma	76

4.7 Programa de análisis mediante la Transformada wavelet discreta	82
CAPÍTULO V	
TRANSTORNOS DEL RITMO CARDÍACO Y EQUIPOS DE CARDIOLOGÍA	
5.1 Arritmias cardíacas	85
5.1.1 Arritmias de origen sinusal	86
5.1.2 Arritmias de origen ventricular	88
5.1.3 Transtornos de conducción	91
5.2 Equipos empleados en cardiología	93
CONCLUSIONES	98
ANEXO A ACRÓNIMOS	100
ANEXO B ANÁLISIS FRECUENCIAL DE SEÑALES	101
BIBLIOGRAFÍA	111

PRÓLOGO

El constante cambio de nuestro diario vivir está lleno de nuevas exigencias que nos llevan a superarnos cada vez más, esto implica un gran esfuerzo y por tanto nos invita a llevar un control cuidadoso de nuestro estado de salud. En la actualidad existen varios instrumentos médicos que ayudan a realizar un diagnóstico más preciso del estado de salud de las personas de acuerdo a unos parámetros de comportamiento conocidos. Entre los más usuales tenemos se encuentran los tensiómetros digitales, los electrocardiógrafos, los estetoscopios, los otoscopios, los medidores de pulso cardíaco y aquellos que miden el porcentaje de azúcar en la sangre.

Hoy en día se cuenta con muchas herramientas para el procesamiento digital de señales (PDS o PSD), que se definen como el conjunto de aspectos teóricos y prácticos de señales representadas en formato digital, la cual posee información que se desea extraer o transformar, el presente trabajo pretende explicar los diversos componentes que se emplean en el procesamiento digital de las señales del corazón.

CAPÍTULO I

PRINCIPIOS DEL PROCESAMIENTO DIGITAL DE SEÑALES

1.1 INTRODUCCIÓN

En la actualidad es cada vez más frecuente el término “procesador de señales “ (PDS). La aplicación de esta tecnología la encontramos en muchas actividades de la vida diaria como: video discos, discos compactos para audio de alta fidelidad, telecomunicaciones, tecnología médica y análisis de señales sísmicas. Al hablar de PDS se refiere casi invariablemente al procesamiento de señales definidas sólo en el tiempo discreto o a secuencias de datos. Estas señales pueden surgir de dos fuentes: Pueden ser inherentemente discretas en tiempo o pueden ser versiones muestreadas de señales definidas en el tiempo continuo. El muestreo de señales continuas o señales analógicas es más común en ingeniería y las ciencias físicas. Una tarea común en el PDS es analizar el espectro de frecuencias de señales. El PDS es un campo de la tecnología que ha experimentado un gran crecimiento gracias al desarrollo de la computación y de la microelectrónica al desarrollar circuitos que pueden manejar eficientemente grandes cantidades de datos. La Implementación de sistemas de PDS incluye dos campos a su vez, los circuitos(hardware) y la parte

lógica(software). Aún cuando se pueden realizar sistemas de PDS en computadoras de propósito general, la realización de sistemas de PDS de gran velocidad requieren el empleo de un hardware específico, con procesadores especializados denominados DSP's

1.2 SEÑALES Y PROCESAMIENTO DIGITAL

Una señal se define como aquella cantidad física que varía con el tiempo, el espacio o cualquier otra variable o variables independientes. Matemáticamente, se describe una señal como una función de una o más variables independientes. Por ejemplo la función

$$s_1(t) = 10t$$

Describe una señal que varía linealmente con la variable independiente t (tiempo), se conocen los siguientes tipos de señales:

Señal Unidimensional

Se entiende por señal unidimensional como aquella que solo presenta una variable variante en el tiempo la cual por si sola es portadora de información. Ejemplos de señales unidimensionales son :

Señales de Voz y audio

Señales médicas como electrocardiogramas o electroencefalogramas

Señales de Radar y Sonar

Señales Sísmicas.

Señal Bidimensional

Señal que varía con dos variables independientes, en este caso, son las coordenadas espaciales, por ejemplo una imagen.

1.2.1 ELEMENTOS DE UN SISTEMA DE PROCESADO DIGITAL DE SEÑALES

La mayor parte de las señales que existen son de naturaleza analógica, es decir, las señales son funciones de una variable continua, como el tiempo o el espacio y normalmente toman valores en un rango continuo. Tales señales pueden ser procesadas directamente por sistemas analógicos (como filtros, analizadores de frecuencia, etc.), con el propósito de cambiar sus características o extraer cualquier información deseada. En tal caso, se dice que la señal ha sido procesada en forma analógica.

Para realizar el procesamiento digital de señales se necesita una interfase entre la señal analógica y el procesador digital. Esta interfase se denomina *convertor analógico – digital (A/D)*. La salida del *convertor analógico-digital* es una señal digital que ingresa al procesador digital. El procesador digital de señales puede ser una computadora digital o un procesador programado para realizar las operaciones deseadas sobre la señal de entrada. En aplicaciones donde la salida digital del procesador digital de señales se ha de entregar en forma analógica, se debe agregar otra interfase denominada, *convertor digital – analógico (D/A)*. De esta manera se obtiene una señal en forma analógica, tal como se muestra en la figura 1.1

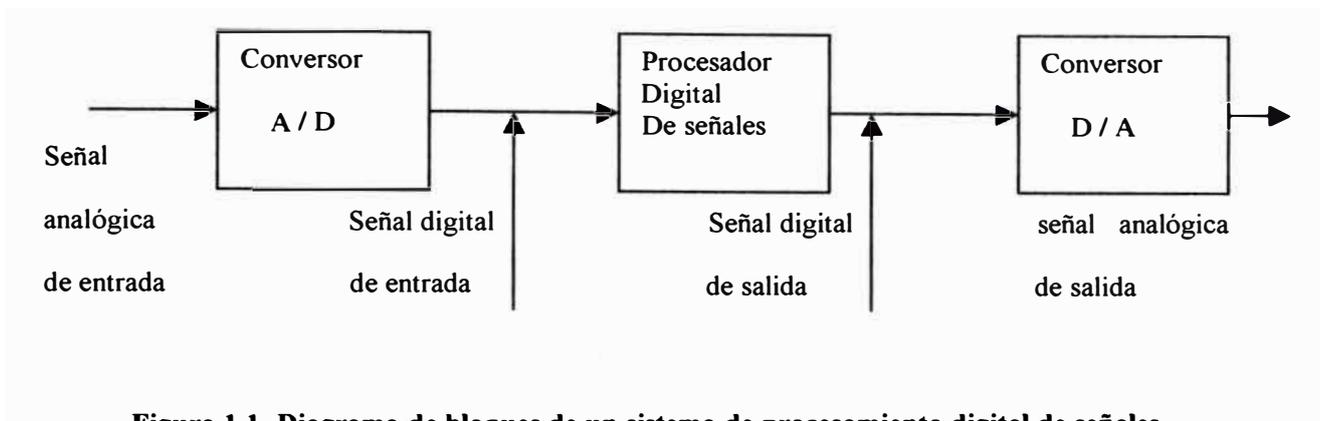


Figura 1.1 Diagrama de bloques de un sistema de procesamiento digital de señales

Las etapas involucradas en un sistema de procesamiento digital de señales son:

- Adquisición de la señal
 - Muestreo, codificación y cuantificación
- Procesamiento de la señal
 - Modelamiento
 - Análisis y/o Sistemas
 - Transformadas
- Interpretación de la información

1.3 CONVERSIÓN ANALÓGICO-DIGITAL

Las señales de mayor interés son de naturaleza analógica, para poder procesarlas por medios digitales es necesario convertirlas a formato digital, esto es, transformarlas en una secuencia de números binarios. Este procedimiento se denomina *conversión analógico-digital (A/D)* y los dispositivos correspondientes *convertidores A/D (ADC)*.

La señal analógica puede reconstruirse a partir de sus muestras siempre que la tasa de muestreo sea lo suficientemente alta como para evitar el problema denominado

aliasing. El proceso de una conversión A/D se realiza en tres etapas, como se ilustra en la figura 1.2

1. **Muestreo.** -Es la conversión de una señal en tiempo continuo, en una señal en tiempo discreto, esto se realiza tomando “muestras” de la señal en tiempo continuo en instantes de tiempo discreto. Así, si $x_e(t)$ es la entrada al muestreador, la salida es $x_e(nT) \equiv x(n)$, donde T se denomina el intervalo de muestreo.
2. **Cuantificación.** -Es la conversión de una señal en tiempo discreto con valores continuos a una señal en tiempo discreto con valores discretos (señal digital). El valor de cada muestra de la señal se representa mediante un valor seleccionado de un conjunto finito de valores posibles. La diferencia entre la muestra sin cuantificar $x(n)$ y la salida cuantificada $x_q(n)$ se denomina error de cuantificación.
3. **Codificación.** -En el proceso de codificar, cada valor discreto $x_q(n)$ se representa mediante una secuencia binaria de bits.

Aunque representamos el conversor A/D con un bloque muestreador seguido de un bloque cuantificador, en la práctica la conversión A/D se efectúa en un único dispositivo que toma $x_e(t)$ y produce un número codificado en binario.

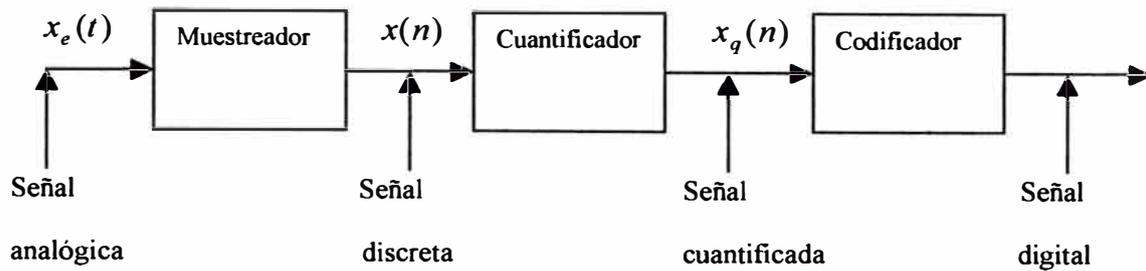


Figura 1.2 Diagrama de bloques básico de un convertidor analógico-digital (A/D)

1.4 MUESTREO DE SEÑALES ANALÓGICAS

El tipo de muestreo a utilizar es el muestreo periódico o uniforme, que es el más empleado en la práctica, consideremos la relación.

$$x(n) = x_e(nT), \quad \text{siendo} \quad -\infty < n < \infty$$

donde $x(n)$ es la señal en tiempo discreto que se obtiene tomando muestras de la señal analógica $x_e(t)$ cada T segundos. Este proceso se ilustra en la figura

1.3. El intervalo de tiempo T entre dos muestras sucesivas se denomina *periodo de muestreo* o *intervalo de muestreo*, y la relación $1/T = F_s$ se denomina *velocidad de muestreo* (muestras por segundo) o *frecuencia de muestreo* (hertzios).

El muestreo periódico establece una relación entre las variables t y n de tiempo continuo y tiempo discreto, respectivamente. Las variables t y n se relacionan linealmente por medio del periodo de muestreo T o, equivalentemente, a través de la velocidad de muestreo $F_s = 1/T$, como

$$t = nT = \frac{n}{F_s} \quad 1.1$$

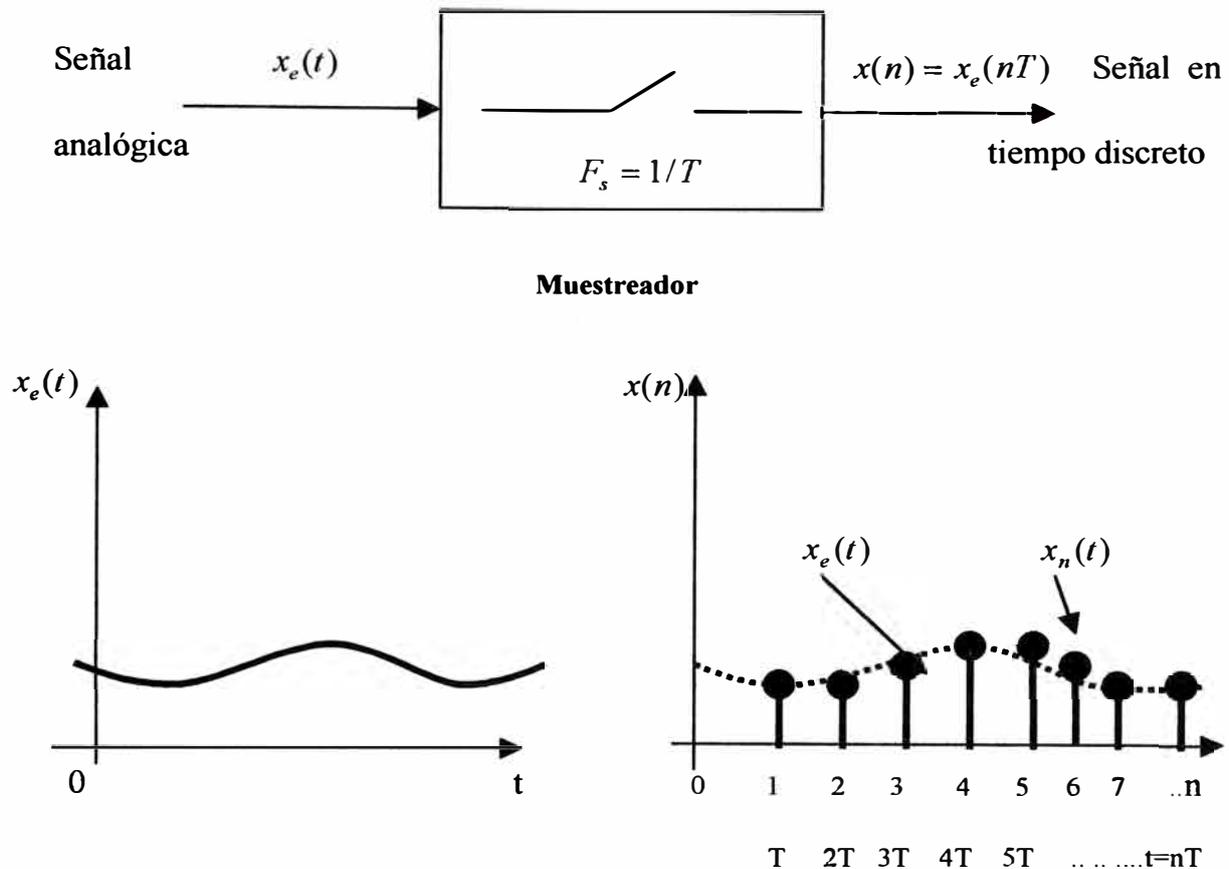


Figura 1.3 Muestreo periódico de una señal analógica

1.5 CUANTIFICACIÓN Y CODIFICACIÓN

En la sección 1.3 se indica que, conceptualmente un ADC consta de tres operaciones ilustradas en la figura 1.2, luego se describe la operación básica de un cuantificador y un codificador. A continuación ampliaremos estos conceptos.

1.5.1 CUANTIFICACIÓN

Los datos binarios se utilizan para representar números reales en la memoria de una computadora. Para nuestro propósito, los números reales que queremos almacenar son los valores de muestra de una señal. Los valores pueden tomar cualquier valor real, en tanto que se disponga sólo de un número finito de palabras binarias o, equivalentemente, de un número finito de niveles de cuantificación. Por lo tanto, se

debe tener una regla para asignar un rango de valores reales a un solo nivel de cuantificación.

Cuantificación es un proceso no lineal y no invertible que traslada una amplitud dada $x(n) \equiv x(nT)$ en el tiempo $t = nT$ en una amplitud x_k , tomada de un conjunto finito de valores. El procedimiento se muestra en la figura 1.4(a), donde el rango de amplitudes de señal se divide en L intervalos

$$I_k = \{x_k < x(n) \leq x_{k+1}\} \quad k=1,2,3,\dots,L \quad 1.2$$

Por los $L+1$ niveles de decisión x_1, x_2, \dots, x_{L+1} . Las posibles salidas del cuantificador (niveles de cuantificación) se denotan como $\hat{x}_1, \hat{x}_2, \dots, \hat{x}_L$. La operación del cuantificador se define por la relación

$$x_q(n) \equiv Q[x(n)] = \hat{x}_k \quad \text{Si } x(n) \in I_k \quad 1.3$$

En el procesamiento de señales a menudo se usan *cuantificadores uniformes o lineales* definidos por

$$\begin{aligned} \hat{x}_{k+1} - \hat{x}_k &= \Delta & k = 1,2,3,\dots,L-1 \\ x_{k+1} - x_k &= \Delta & \text{para } x_k, x_{k+1} \text{ finitas} \end{aligned}$$

Donde Δ es el tamaño del escalón del cuantificador. Si se asigna un cero a un nivel de cuantificación, el cuantificador es de tipo *redondeo*. Si el cero se asigna a un nivel de cuantificación, el cuantificador se denomina de tipo *truncamiento*. La figura 1.4 (b) muestra un cuantificador con redondeo con $L = 8$ niveles. Teóricamente, los niveles extremos de decisión se toman como $x_1 = -\infty$ y $x_{L+1} = \infty$, para cubrir el rango dinámico de la señal de entrada. Sin embargo, los convertidores A/D sólo pueden manejar un rango finito. Por lo tanto se define el

rango R del cuantificador suponiendo que $I_1 = I_L = \Delta$. Así, por ejemplo el rango del cuantificador mostrado en la figura 1.4(b) es igual a 8Δ . En forma práctica el término *rango de escala completa* (FSR : Full Scale Range) se usa para describir el rango de un conversor A/D para señales bipolares. El término *escala completa* (FS: Full Scale) se usa para señales unipolares.

El error de cuantificación $e_q(n)$ está siempre en el rango $-\Delta/2$ a $\Delta/2$

Entonces
$$-\frac{\Delta}{2} < e_q(n) \leq \frac{\Delta}{2}$$

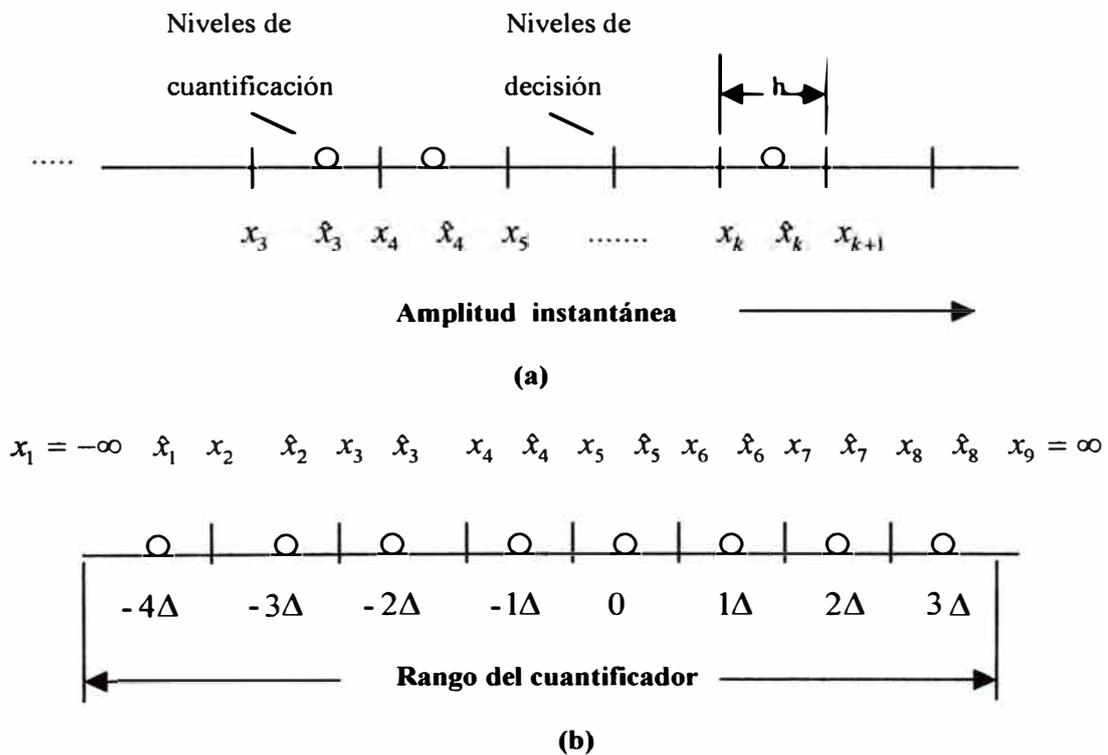


Figura 1.4 Proceso de cuantificación de un cuantificador con redondeo

El error de cuantificación instantáneo no puede exceder la mitad del escalón de cuantificación. Si el rango dinámico de la señal definido como $x_{max} - x_{min}$, es más grande que el rango del cuantificador, las muestras que exceden el rango del cuantificador son recortadas, esto da como resultado un error de cuantificación más grande (mayor que $\Delta/2$) En la figura 1.5 se muestra la función característica de

cuantificación para el cuantificador por redondeo con ocho niveles de cuantificación. Esta característica es preferible sobre la de truncamiento por que proporciona una salida que es insensible a cambios infinitesimales de la señal de entrada alrededor del cero.

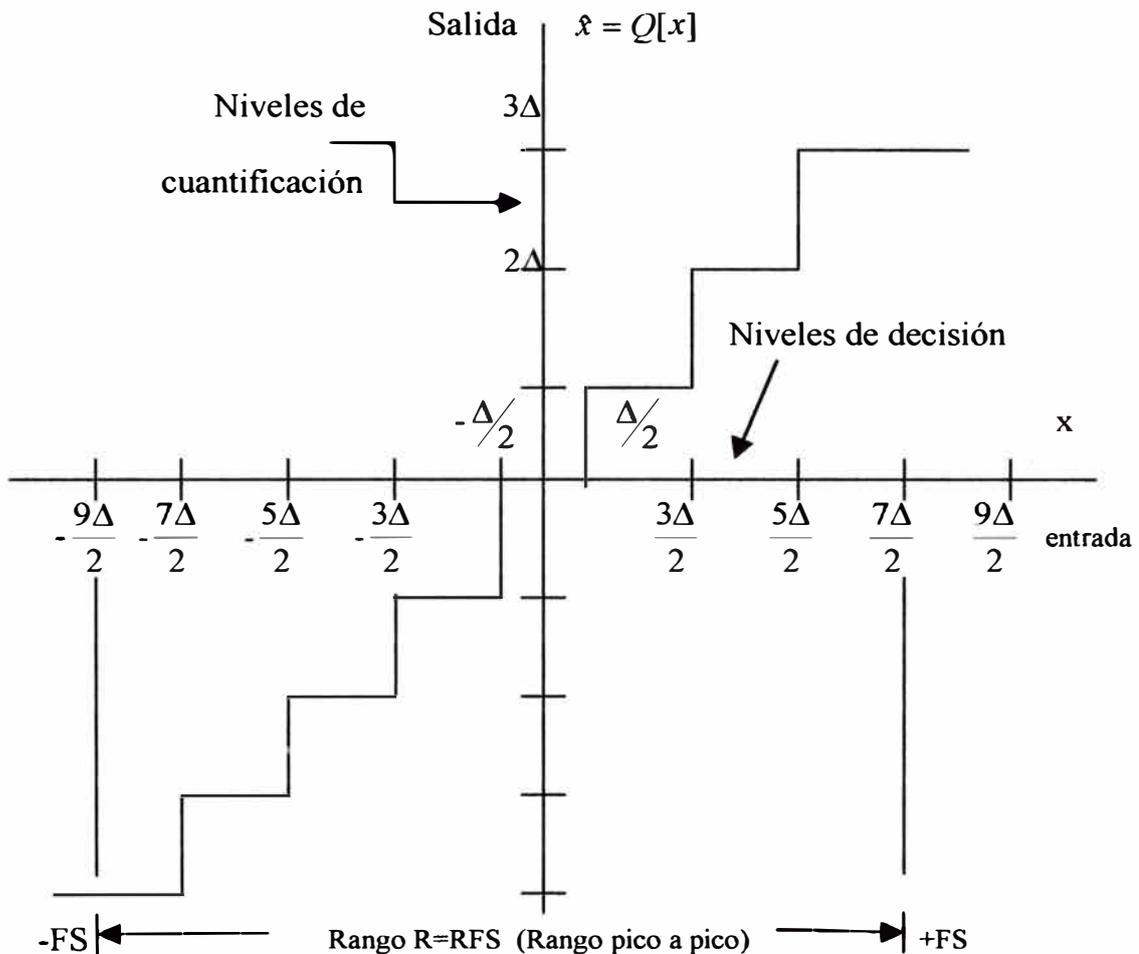


Figura 1.5 Ejemplo de un cuantificador por redondeo

1.5.2 CODIFICACIÓN

El proceso de codificar consiste en asignar un único número binario a cada nivel de cuantificación. Si se tiene L niveles, se necesita por lo menos L números binarios

diferentes. Con una longitud de n bits se pueden representar 2^n números binarios diferentes. El tamaño del escalón o la resolución del conversor A/D está dado por:

$$\Delta = \frac{R}{2^n} \quad \text{Donde } R \text{ es el rango del cuantificador}$$

Existen varios esquemas de codificación binaria, cada uno tiene sus ventajas y desventajas. La tabla 1.7 muestra algunos esquemas de codificación binaria de 4-bits. La representación en complemento a dos se usa en la mayoría de los procesadores digitales de señales. En general una fracción binaria de $(n+1)$ bits de la forma $\beta_0\beta_1\beta_2\dots\beta_n$ tiene el valor: $-\beta_0 \cdot 2^0 + \beta_1 \cdot 2^{-1} + \beta_2 \cdot 2^{-2} + \dots + \beta_n \cdot 2^{-n}$, si se usa la representación en complemento a dos. Donde β_0 es el bit más significativo (MSB) y β_n es el bit menos significativo (LSB), la figura 1.6 se muestra la característica de un conversor A/D de 3-bits, así como una tabla con los códigos bipolares más usados.

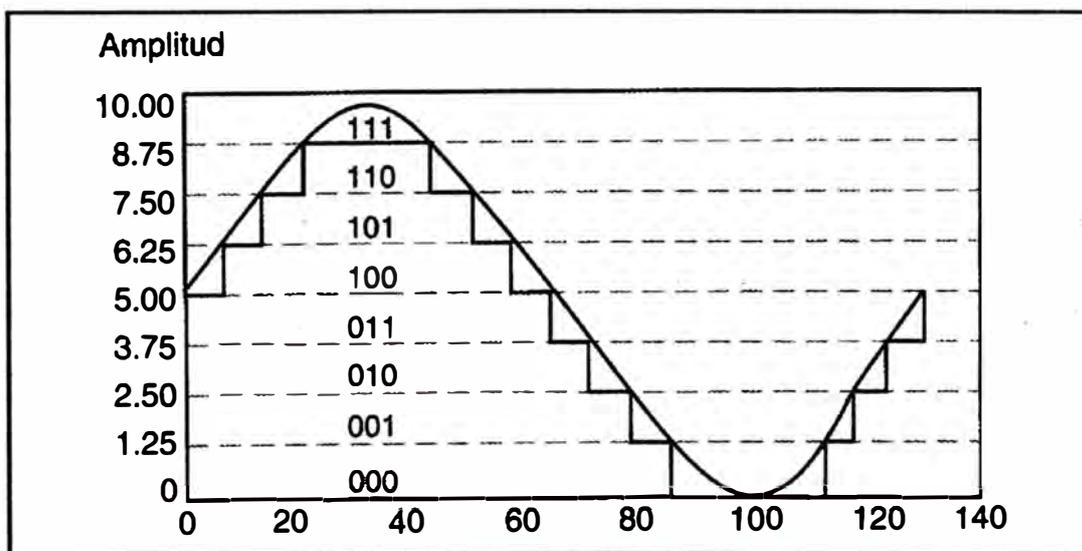


Figura 1.6 Onda seno digitalizada con una resolución de 3 bits.

Tabla 1.7 CÓDIGOS BIPOLARES MAS USADOS

Fración decimal

Número	Referencia positiva	Referencia Negativa	Signo Magnitud	Complemento a dos	Complemento a uno
+7	+7 / 8	-7 / 8	0111	0111	0111
+6	+6 / 8	-6 / 8	0110	0110	0110
+5	+5 / 8	-5 / 8	0101	0101	0101
+4	+4 / 8	-4 / 8	0100	0100	0100
+3	+3 / 8	-3 / 8	0011	0011	0011
+2	+2 / 8	-2 / 8	0010	0010	0010
+1	+1 / 8	-1 / 8	0001	0001	0001
0	0+	0-	0000	0000	0000
0	0-	0+	1000	0000	1111
-1	-1 / 8	+1 / 8	1001	1111	1110
-2	-2 / 8	+2 / 8	1010	1110	1101
-3	-3 / 8	+3 / 8	1011	1101	1100
-4	-4 / 8	+4 / 8	1100	1100	1011
-5	-5 / 8	+5 / 8	1101	1011	1010
-6	-6 / 8	+6 / 8	1110	1010	1001
-7	-7 / 8	+7 / 8	1111	1001	1000
-8	- 8 / 8	+8 / 8		1000	

1.6 TEOREMA DEL MUESTREO

Para procesar una señal continua mediante técnicas de procesamiento digital, es necesario convertir la señal a una secuencia de números. Esto se consigue muestreando la señal analógica, por ejemplo $x_e(t)$, periódicamente cada T segundos para obtener una señal en tiempo discreto $x(n)$ dado por

$$x(n) = x_e(nT) \quad -\infty < n < \infty$$

La relación anterior describe el proceso de muestreo en el dominio del tiempo, La frecuencia de muestreo $F_s = 1/T$ debe ser lo suficientemente alta como para que el muestreo no cause la pérdida de información espectral (que no haya aliasing).

Si $x_e(t)$ es una señal aperiódica de energía finita, su espectro viene dado por la transformada de Fourier

$$X_e(F) = \int_{-\infty}^{\infty} x_e(t) e^{-j2\pi Ft} dt \quad 1.4$$

y la señal $x_e(t)$ puede recuperarse a partir de su espectro mediante la transformada inversa de Fourier

$$x_e(t) = \int_{-\infty}^{\infty} X_e(F) e^{j2\pi Ft} dF \quad 1.5$$

El espectro de la señal $x(n)$ en tiempo discreto, obtenida muestreando $x_e(t)$, viene dado por la transformada de Fourier

$$X(w) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x(n) e^{-jwn} \quad 1.6$$

Teorema del muestreo. Una señal de banda limitada, en tiempo continuo, cuya mayor frecuencia es B Hz, puede recuperarse de forma única a partir de sus muestras siempre que la velocidad de muestreo F_s verifique que $F_s \geq 2B$ muestras por segundo.

La fórmula para reconstruir $x_e(t)$ a partir de sus muestras $x(n)$ está dada por

$$x_e(t) = \frac{1}{F_s} \sum_{n=-\infty}^{\infty} x(n) \int_{-F_s/2}^{F_s/2} e^{j2\pi F(t-n/F_s)} dF \quad 1.7$$

$$= \sum_{n=-\infty}^{\infty} x(nT) \frac{\text{sen}(\pi/T)(t - nT)}{(\pi/T)(t - nT)} \quad 1.8$$

donde $x(n) = x_e(nT)$ y $T = 1 / F_s = 1 / 2B$ es el intervalo de muestreo.

Recuperar $x_e(t)$ a partir de sus muestras $x(n)$, requiere un número infinito de muestras. Sin embargo en la práctica se usa un número finito de muestras. Cuando ocurre aliasing, debido a una velocidad de muestreo demasiado baja, el efecto resultante puede describirse como el sucesivo plegamiento del eje de frecuencias de la señal analógica.

1.7 CONVERSIÓN DIGITAL – ANALÓGICA

El proceso de conversión de una señal digital en una señal analógica se conoce como *conversión digital-analógica (D/A)*. Todos los conversores D/A “unen los puntos” de una señal digital efectuando una interpolación, cuya precisión depende de la calidad del proceso de conversión D/A. La figura 1.7 muestra una forma de conversión D/A, denominada mantenedor de orden cero o aproximación por escalones. También son posibles otras aproximaciones, como la interpolación lineal, interpolación cuadrática.

Para señales que tienen contenido en frecuencias limitado (ancho de banda finito), el teorema del muestreo especifica la forma óptima de interpolación. Una señal analógica puede reconstruirse a partir de sus muestras, siempre que la velocidad de muestreo sea lo suficientemente alta como para evitar el problema de aliasing.

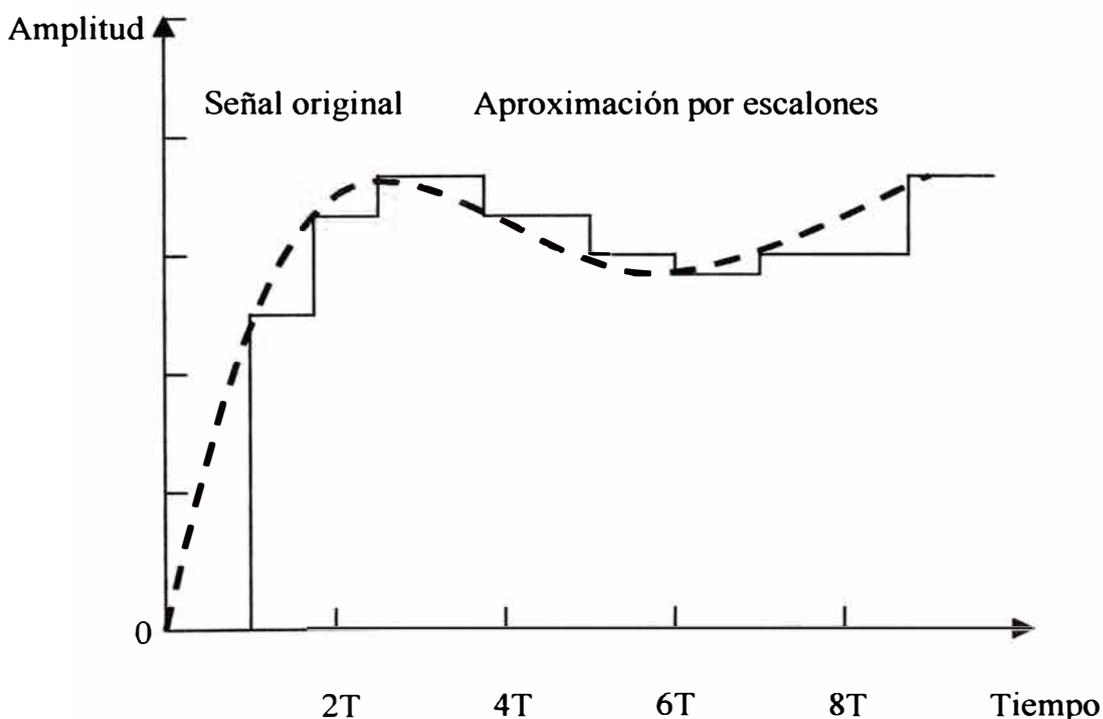


Figura 1.7 Conversión analógica-digital (D/A) con mantenedor de orden cero

CAPÍTULO II

DISPOSITIVOS PARA CAPTAR Y PROCESAR SEÑALES DEL CORAZÓN

2.1 INTRODUCCIÓN

En el cuerpo humano se generan una variedad de señales eléctricas, que son provocadas por la actividad química que tiene lugar en los nervios y músculos que lo conforman. El corazón, por ejemplo, presenta un patrón característico de variaciones de voltaje. El análisis y registro de estos potenciales son importantes para realizar un buen diagnóstico. Los potenciales se generan a nivel celular, es decir cada una de las células es un micro generador de voltaje.

Las señales bioeléctricas de interés clínico se producen por la actividad coordinada de grandes grupos celulares. Es este tipo de actividad sincronizada, en el que intervienen muchas células, el que puede registrarse mediante el empleo de electrodos de metal colocados en la superficie del cuerpo. Un electrocardiograma (ECG) es una representación gráfica de la actividad bioeléctrica del músculo cardíaco, El corazón puede considerarse como una “bomba” que controla la circulación sanguínea en el organismo, la demanda en la circulación aumenta de

acuerdo a la actividad que se esté desarrollando o por efecto de alguna emoción fuerte (miedo, alegría, angustia, etc.)

El corazón es una estructura compleja y la gran cantidad de partes que lo conforman, hace que su estudio sea toda una especialidad.

Para nuestro caso, diremos en forma general que el corazón cuenta con una estructura formada por 4 cavidades denominadas aurícula izquierda y ventrículo izquierdo, aurícula derecha y ventrículo derecho. El funcionamiento normal del corazón implica dos movimientos principales, el de diástole y el de sístole.

En el primero, el órgano cardíaco se llena de sangre y en el segundo la expulsa hacia las arterias. Estos movimientos se reflejan en diferentes partes del cuerpo como un pequeño golpe (sonidos de Korotkoff).

2.2 ELECTROCARDIOGRAFÍA

En el ser humano, sólo en escasas ocasiones (intervención torácica. Por ejemplo) se tiene ocasión de aplicar los electrodos sobre el mismo corazón, por lo que se hará sobre la piel. Teóricamente las corrientes de acción cardiacas pueden registrarse en cualquier lugar de la superficie corporal. Sin embargo en la práctica se ha impuesto los siguientes sistemas de derivación:

- **Derivaciones estándar de Einthoven**

Se mide las diferencias de voltaje entre dos extremidades en situación alejada del corazón. Los electrodos se colocan en las dos muñecas y el tobillo izquierdo, estas conexiones se designan con los nombres de derivaciones I, II y III (DI, DII y DIII).

Derivación I brazo izquierdo (+) - brazo derecho (-)

Derivación II : pierna izquierda (+) - brazo derecho (-)

Derivación III: pierna izquierda (+) - brazo izquierdo (-)

- **Derivaciones unipolares periféricas de Wilson y Goldberger**

Las variaciones del potencial de cada extremidad se registran mediante un electrodo explorador, que se pone en relación con un electrodo denominado indiferente o central. El electrodo indiferente posee teóricamente un potencial cero, por lo que estas derivaciones se designan como unipolares, aunque en realidad no corresponde estrictamente a esta denominación.

El electrodo explorador se coloca en el brazo derecho, en el brazo izquierdo y en la pierna izquierda. Las derivaciones así obtenidas se denominan aVR, aVL y aVF.

El electrodo indiferente de Wilson se obtiene poniendo en corto circuito las tres derivaciones periféricas a través de resistencias de 5,000 ohms cada una. Tal como se muestra en la figura 2.1, la extremidad explorada se deriva por dos electrodos, uno que se dirige al electrodo central terminal en corto circuito y otro que sirve como electrodo explorador y se conecta al equipo.

- **Derivaciones precordiales unipolares de Wilson**

Fue Wilson quien introdujo definitivamente las derivaciones precordiales unipolares y definió con exactitud los lugares de derivación. Hoy día estas derivaciones precordiales forman parte integrante de todo ECG. El electrodo explorador que se haya sometido a grandes diferencias de potencial, debe colocarse en puntos definidos de la pared torácica. El electrodo indiferente es a su vez el mismo electrodo central terminal de Wilson, que corresponde prácticamente a un punto eléctrico cero, cuyo potencial se mantiene sensiblemente constante. Los lugares de

derivación de electrodo explorador están hoy en día universalmente admitidos y se designan según nomenclatura del American Heart Asociaton.

V1 borde derecho del esternón a nivel del cuarto espacio intercostal.

V2 borde izquierdo del esternón a nivel del cuarto espacio intercostal.

V3 punto medio entre V2 y V4

V4 intersección de la línea medio clavicular con el quinto espacio intercostal.

V5 intersección de la línea axilar anterior izquierda con una línea horizontal que pase por V4.

V6 intersección de la línea axilar media izquierda con una línea horizontal que pase por V4

Las derivaciones precordiales unipolares son importantes por ser cercanas al corazón, y porque registran las proyecciones vectoriales del corazón en un plano horizontal que se localiza aproximadamente en la zona media del mismo. Por esta razón en este proyecto se diseña un electrocardiógrafo que hace una toma de una de estas derivaciones y lo presenta en el monitor de una PC.

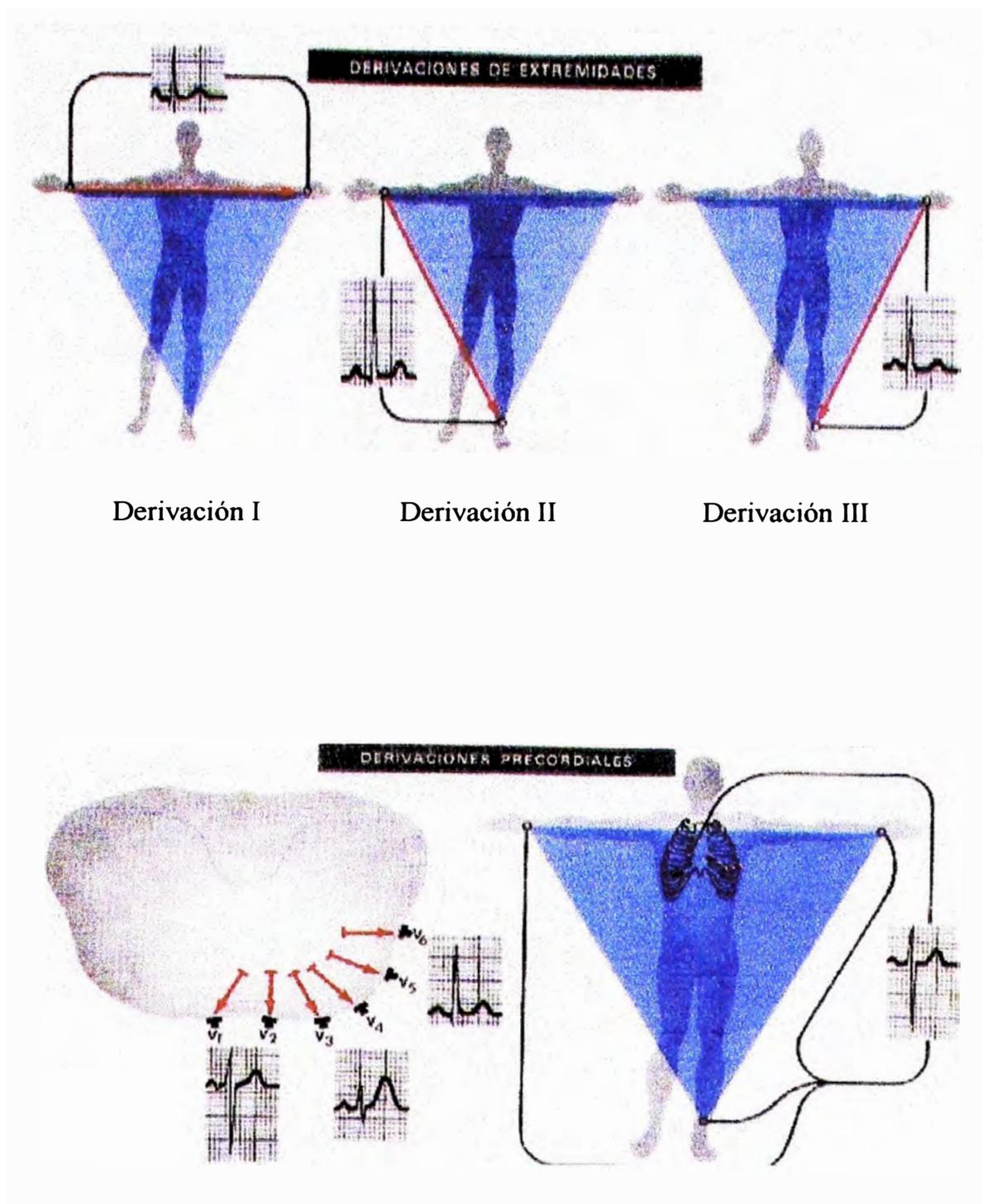


Figura 2.1 Derivaciones Electrocardiográficas

2.2.1 EL ELECTROCARDIOGRAMA

El electrocardiograma (ECG) representa la actividad eléctrica de las células del corazón. Las señales bioeléctricas del electrocardiograma varían desde 0.1Hz hasta 100Hz. Los transductores para estos casos son electrodos que son colocados superficialmente en puntos normalizados y dan una señal en voltaje de 0.1mv a 2mv.

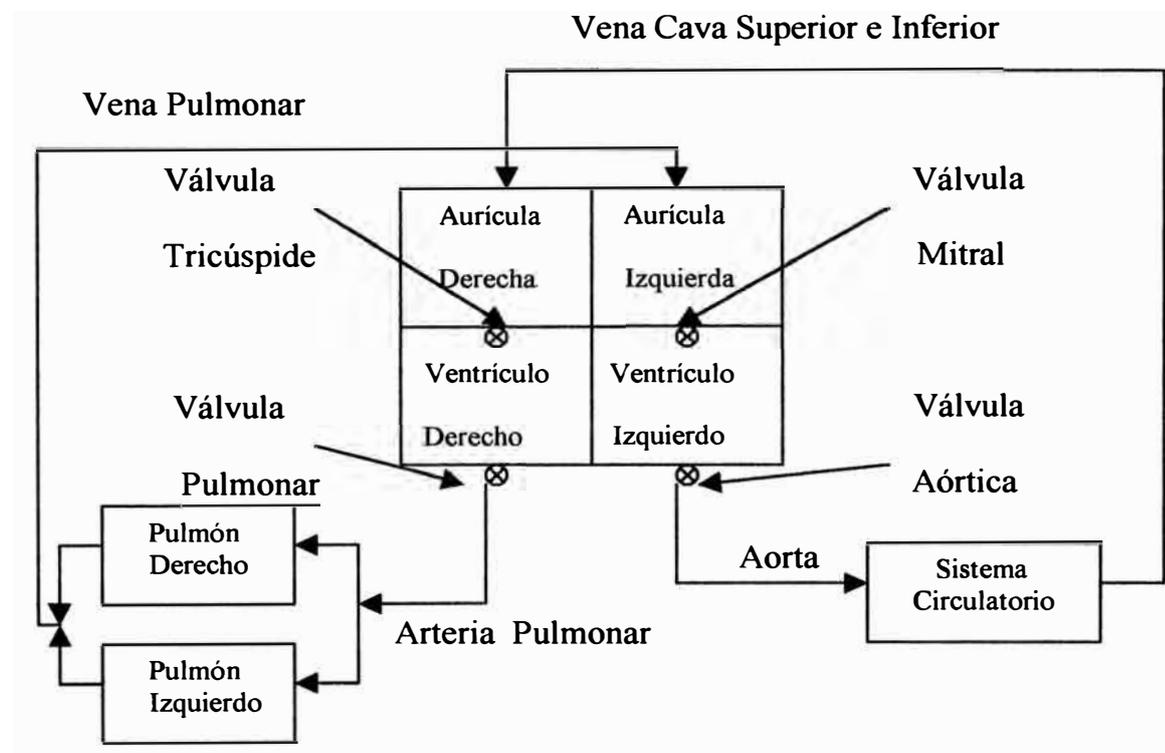


Figura 2.2 Diagrama de bloques de los órganos del sistema cardiovascular

El corazón tiene cuatro cámaras llamadas aurículas y ventrículos, izquierdos y derechos (figura 2.2). La aurícula derecha recibe la sangre venosa del cuerpo y la envía al ventrículo derecho el cual la bombea a los pulmones, lugar en el que se oxigena y del que pasa a la aurícula izquierda. De aquí la sangre se deriva al

ventrículo izquierdo, de donde se distribuye a todo el cuerpo y regresa a la aurícula derecha cerrando el ciclo.

Todas las acciones de bombeo se realizan como respuesta a los impulsos eléctricos que ocasionan que el corazón se contraiga. Estos impulsos se originan en el nodo seno auricular (S-A) (figura 2.3). El nodo S-A o marcapaso natural actúa como un reloj al generar una secuencia regular de pulsos que contraen rítmicamente a las aurículas y, por tanto, fuerza el paso de la sangre hacia los ventrículos. Una vez que las aurículas se contraen completamente, el impulso eléctrico es detectado por un sistema de conducción de alta velocidad que excita o despolariza los ventrículos. Este sistema de conducción comienza en el nodo aurículo ventricular (A-V) que recibe el impulso procedente de la aurícula y lo pasa al haz de His, de donde se distribuye a todas las fibras de Purkinje, las que facilitan la rápida transmisión del impulso en los ventrículos, dando origen a una contracción coordinada teniendo como consecuencia un bombeo eficiente de sangre en todo el cuerpo.

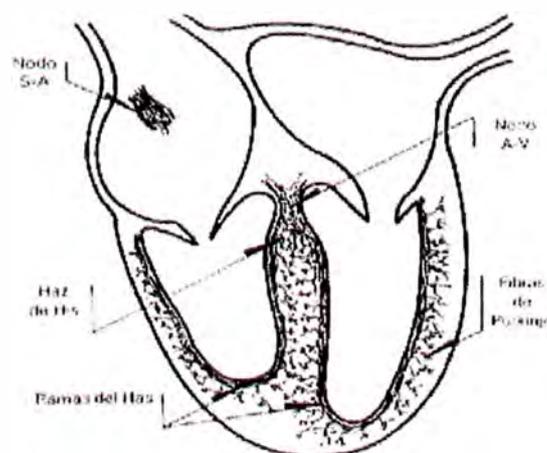


Figura 2.3 Sección transversal del corazón

El electrocardiograma normal está formado por una onda P, un complejo QRS, y una onda T. Ver figura 2.4

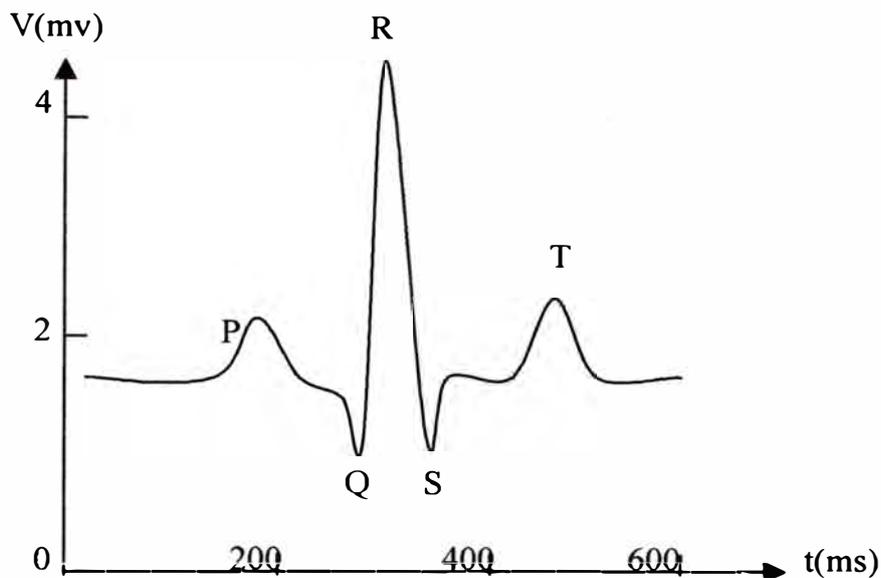


Figura 2.4 Forma de onda típica de un ECG

La despolarización de la aurícula produce la onda P

La despolarización de los ventrículos produce el complejo QRS

La repolarización de los ventrículos produce la onda T

El intervalo PR se extiende desde el inicio de la onda P (inicio de la despolarización auricular) hasta el inicio del complejo QRS (inicio de la despolarización de los ventrículos). Intervalo que no debería exceder de 0.20 segundos.

El límite superior de duración normal del QRS es < 0.12 segundos.

Las irregularidades en la forma (morfología) del complejo PQRST indican anomalías del músculo cardíaco, y las anomalías de la temporización de las

formas de onda (ritmo), en uno o varios complejos, indican anomalías en el proceso de conducción. Por consiguiente, tanto la morfología como la regularidad de la forma de onda del ECG son necesarias para proceder a hacer un diagnóstico apropiado del estado del corazón.

2.3 DIAGRAMA DE BLOQUES DEL SISTEMA

El módulo electrónico consiste en una tarjeta de adquisición de datos que amplifica, acondiciona, digitaliza y almacena en una computadora los biopotenciales provenientes de una persona. La figura 2.5 muestra un diagrama de bloques de las etapas del hardware. Luego se realiza una descripción de las diferentes etapas del sistema.

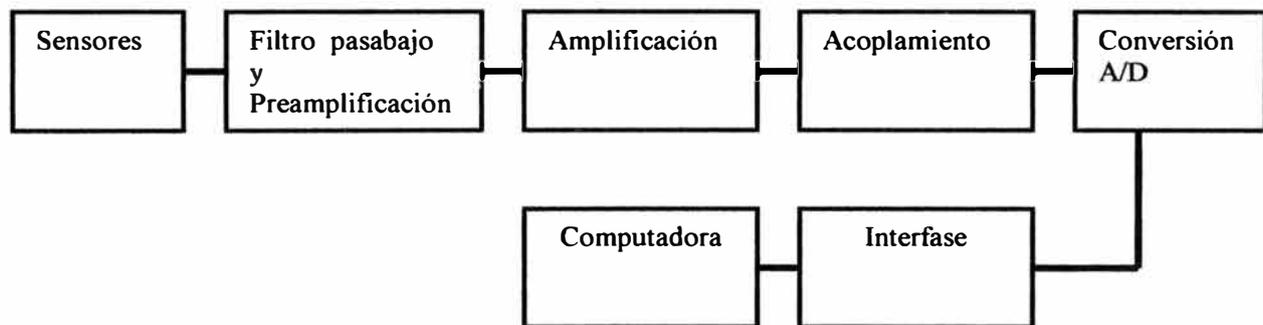


Figura 2.5 Diagrama de bloques del sistema

2.3.1 SENSORES PARA CAPTAR POTENCIALES BIOELÉCTRICOS

Un transductor se define como un dispositivo que convierte una forma de energía en otra, por lo general eléctrica. El transductor debe servir de interfase con el sistema de tal manera que cumpla con la primera regla de Kelvin sobre instrumentación, la cual establece que un instrumento ideal de medida, no debe alterar el evento que se está midiendo. Existen diferentes tipos de transductores para medir eventos

fisiológicos Para medir y registrar potenciales bioeléctricos y, por tanto corrientes en el cuerpo se utilizan como transductor, los electrodos.

Los electrodos realizan una función de traducción, debido a que la corriente corporal es iónica, mientras que en los electrodos y en los alambres conectores, es electrónica.

Para medir fenómenos bioeléctricos se pueden utilizar una amplia variedad de electrodos, pero casi todos se pueden clasificar en los siguientes grupos:

Microelectrodos. Electrodos utilizados para medir potenciales bioeléctricos cerca o dentro de la célula.

Electrodos superficiales. Utilizados para medir potenciales en la superficie de la piel, se emplean en electrocardiografía (ECG), Electromiografía (EMG), Electroencefalografía (EEG).

Electrodos de agua. Utilizados para atravesar la piel y para registrar potenciales EEG en una región local del cerebro, o potenciales EMG en un grupo de músculos específicos.

Estos tres tipos de electrodos para biopotenciales presentan la interfase metal-electrólito. En cada caso, aparece un potencial de electrodo en la interfase, proporcional al intercambio de iones entre el metal y los electrolitos del organismo. La doble capa de carga de la interfase actúa como condensador. Así el circuito equivalente del electrodo para biopotencial en contacto con el cuerpo, consiste en una tensión en serie con una red resistencia condensador.

La medida de potenciales bioeléctricos requiere dos electrodos, la tensión es la diferencia entre los potenciales instantáneos de dos electrodos. Si los electrodos son del mismo tipo. La diferencia es pequeña y depende esencialmente de la diferencia

real de potencial iónico entre los dos puntos del cuerpo en los que se están realizando las medidas. Sin embargo, si los electrodos son diferentes puede producirse una tensión continua que podría dar lugar a un flujo de corriente a través de ambos electrodos así como a través del amplificador al que están conectados.

La tensión continua debida a la diferencia en los potenciales en los electrodos se denomina tensión de offset de los electrodos.

ELECTRODO PLATA – CLORURO DE PLATA

El electrodo plata – cloruro de plata (Ag-AgCl) es un electrodo práctico que se aproxima a las características de un electrodo perfectamente no polarizable y que se puede fabricar en el laboratorio. Consiste en un metal cubierto con una capa de compuesto iónico ligeramente soluble de ese metal con un anión en concentración relativamente alta. Una base metálica de plata con alambres conectores aislados acoplados se recubre con una capa del compuesto iónico AgCl, cloruro de plata (el cual solo es soluble en agua, de tal manera que permanece estable). El electrodo se sumerge luego en un baño electrolítico en el cual el anión principal de éste es el Cl, para mejores resultados, la solución electrolítica también debe estar saturada con AgCl de tal manera que no exista la posibilidad de que se disuelva la película superficial sobre el electrodo.

MICROELECTRODOS

Los Microelectrodos son electrodos con puntas suficientemente pequeñas para penetrar en una célula a fin de obtener medidas en su interior. La punta debe ser suficientemente pequeña para permitir la penetración sin dañar la célula.

Los microelectrodos son generalmente de dos tipos: metálico y de micropipeta. Los microelectrodos metálicos se forman afilando electroquímicamente hasta el tamaño deseado, la punta de un hilo de tungsteno o de acero inoxidable. Luego se recubre el hilo casi hasta la punta, con un material aislante.

ELECTRODOS SUPERFICIALES

Los electrodos utilizados para obtener potenciales bioeléctricos en la superficie del cuerpo se encuentran en una variedad de tamaños y formas. Aunque para medir potenciales ECG, EEG o EMG se pueden utilizar cualquier tipo de electrodo superficial, los electrodos más grandes se usan en el ECG, mientras que los más pequeños se emplean en medidas de EEG y EMG. Varios fabricantes comercializan un tipo de electrodo, el *electrodo flotante*, con distintas versiones. El principio de este electrodo es eliminar prácticamente los efectos del movimiento evitando cualquier contacto directo del metal con la piel. El único camino conductor entre el metal y la piel es el gel o pasta electrolítica, que forma un puente de electrolito. Incluso manteniendo la superficie del electrodo en un ángulo recto con la superficie de la piel, el funcionamiento no se deteriora siempre y cuando el puente de electrolito mantenga contacto a la vez con la piel y con el metal. En la figura 2.6 se muestra una sección transversal de un electrodo flotante. Por lo general los electrodos flotantes se sujetan a la piel mediante collares (o anillos) adhesivos por los lados que se adhieran tanto a la superficie plástica del electrodo como a la piel. Los problemas especiales aparecidos en la monitorización del ECG de los astronautas durante largos períodos de tiempo, y bajo condiciones de transpiración y movimiento considerable, llevaron al desarrollo de electrodos de spray, en los que se rocía o pinta

una pequeña mancha de adhesivo conductor sobre la piel que previamente ha sido tratada con un recubrimiento de electrolito.

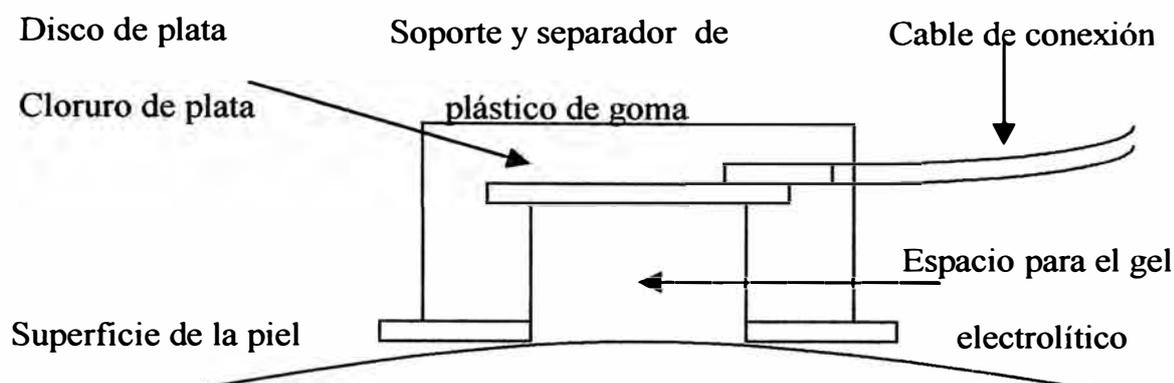


Figura 2.6 Corte esquemático de un electrodo superficial de tipo flotante

En estos últimos años han aparecido diversos tipos de electrodos para un sólo uso, a fin de eliminar la necesidad usual de limpieza y cuidados después de cada aplicación. Los electrodos desechables son en general del tipo flotante con conectores de cierre automático simple. Aunque algunos electrodos desechables se pueden reutilizar varias veces, su costo es suficientemente bajo como para que la limpieza para su reutilización no esté garantizada.

Para otras aplicaciones se han desarrollado tipos especiales de electrodos superficiales, por ejemplo, se ha desarrollado un electrodo pinza para la oreja, especial para utilizarlo como electrodo de referencias en medidas de EEG. Otro electrodo superficial, el *electrodo de mecha*, consiste en un contacto metálico en interfase con una mecha blanda llena de electrolito. Este tipo de electrodo se utiliza en aplicaciones donde no se puede tolerar la presión o peso de un electrodo superficial normal, como en la medida de potenciales en la superficie del ojo u órgano interno. Los electrodos superficiales para EEG sobre cuero cabelludo son

generalmente pequeños discos de unos 7 mm de diámetro o pequeñas bolitas de soldadura que se colocan sobre el cuero cabelludo limpio a través de una pasta de electrolito.

ELECTRODOS DE AGUJA

Para reducir la impedancia de la interfase y, en consecuencia, los efectos por movimiento, algunos electroencefalografistas utilizan para las medidas EEG pequeñas agujas subdérmicas para penetrar en el cuero cabelludo. Estos electrodos de aguja no se insertan en el cerebro sino que atraviesan simplemente la piel. Por lo general se insertan simplemente a través de una pequeña sección de la piel justo por debajo de la superficie y paralelos a ella.

En algunas aplicaciones de investigación se requiere una medida simultánea a distintas profundidades en el cerebro a lo largo de cierto eje. Con esta finalidad se han desarrollado electrodos especiales de profundida múltiple. Este tipo de electrodo consiste por lo general en un haz de hilos finos, cada uno de los cuales termina a distinta profundida o teniendo cada uno una superficie conductora expuesta a una profundida específica, pero diferente. Esos hilos se llevan generalmente a un conector en la superficie del cuero cabelludo y se fijan frecuentemente en el cráneo

2.3.2 CIRCUITO AMPLIFICADOR

Los transitorios de alta tensión generados por los instrumentos médicos utilizados en las situaciones de emergencia pueden dañar los circuitos electrónicos. El método más empleado para garantizar los objetivos de seguridad tanto de los

pacientes como de los equipos electrónicos es utilizar un amplificador de aislamiento para la etapa de entrada.

Un amplificador de aislamiento es un tipo de amplificador que se caracteriza por tener el circuito de entrada galvánicamente aislado de la fuente de poder y del circuito de salida. Este dispositivo se recomienda en aplicaciones que exigen seguridad, precisión en la medición de voltajes DC y de baja frecuencia, medición de corriente en presencia de altos voltajes de modo común y amplificación de tensiones diferenciales flotantes.

Los amplificadores de aislamiento se usan principalmente en procesos eléctricos relacionados con equipos médicos, equipos de prueba automático y sistemas de control en sistemas industriales. En el circuito que se muestra en la figura 2.7 se utiliza el amplificador de aislamiento AD284J que usa una sola fuente de alimentación +VCC, en este dispositivo, internamente, un oscilador convierte la tensión DC en AC y mediante un transformador se le transmite al lado de entrada, allí este voltaje alterno se convierte en tensiones DC para que trabaje el operacional interno de entrada, algunos modelos permiten bornes externos para las fuentes $+V_{iso}$ y $-V_{iso}$. La señal aplicada a los bornes HI IN y LO IN es amplificada mediante la relación.

$$G = 1 + \frac{100k}{10.7k + R_f}$$

Luego la señal se modula con la portadora de 60 KHz y se transmite la circuito de salida mediante un transformador, donde se demodula y filtra para tener finalmente una señal amplificada en los bornes HI OUT y LO OUT.

Como amplificador previo se usa el dispositivo AD510K

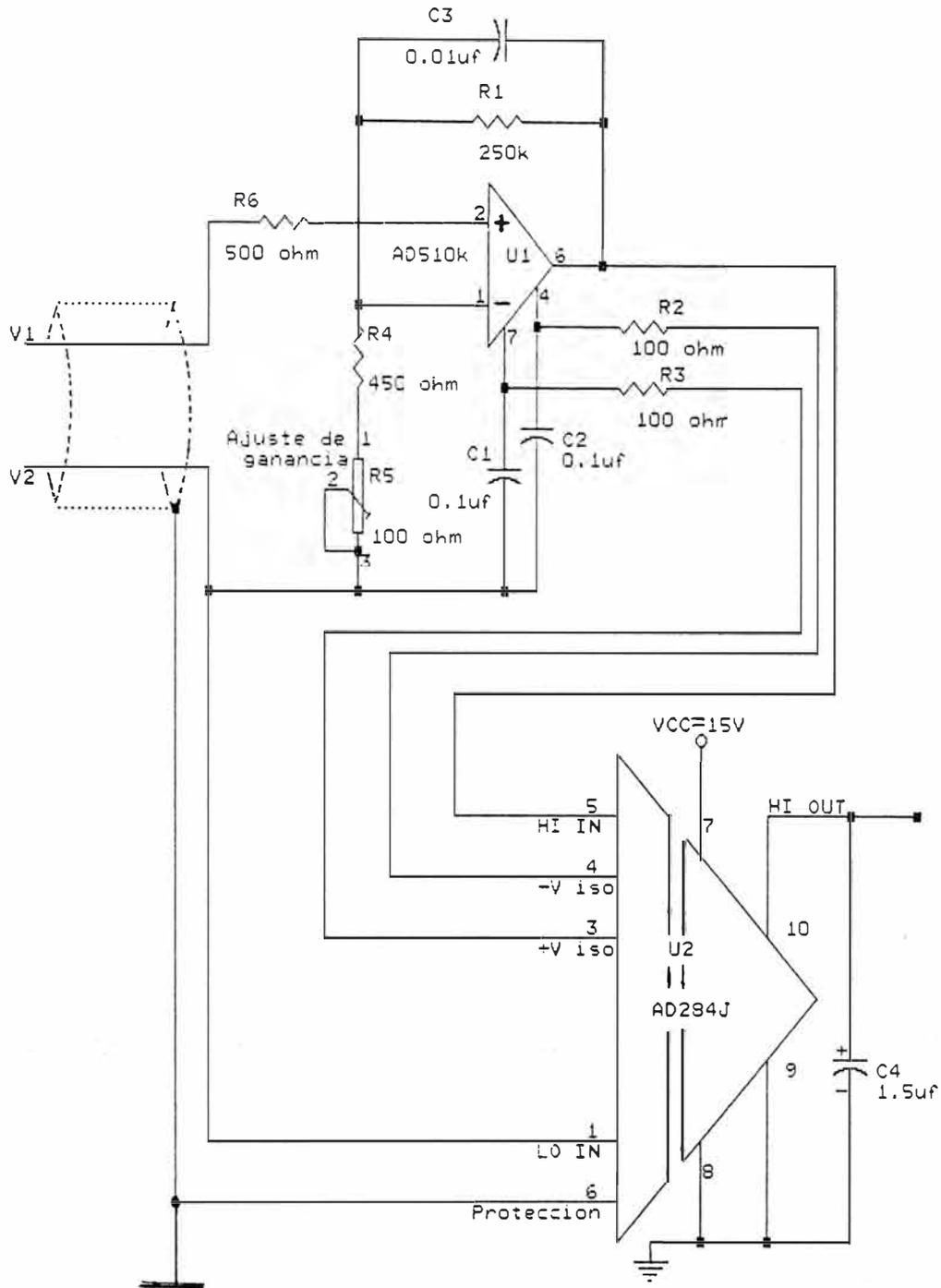


Figura 2.7 Circuito amplificador para un canal ECG

2.3.3 ESPECIFICACIONES TÉCNICAS DEL AMPLIFICADOR

Fuente aislada .- Las fuentes duales aisladas de la fuente principal permiten excitar al amplificador para operar con señales flotantes.

Ruido de entrada .- Para una ganancia de 10 y en la banda de 0.01 Hz a 1 KHz el ruido es de 10uV

Impedancia de entrada .- La impedancia de entrada diferencial es del orden de 10^8 ohm y 70 pF, y la de modo común es 5×10^{10} ohm y 20 pF.

Máxima tensión diferencial .- El AD284 soporta hasta 240V

Corriente de Bías .- La máxima corriente que requiere este modelo es 7nA

Voltaje CMV .- Se refiere al máximo voltaje que puede aplicarse entre los terminales de entrada y el borne común de salida, este modelo soporta hasta 2.5 kv.

C. M. R. R. .- Su orden es de 110 db.

2.3.4 INTERFASE HACIA LA MICROCOMPUTADORA

El convertidor análogo digital (ADC) es un dispositivo diseñado para recibir señales analógicas provenientes del mundo exterior, que corresponde a la magnitud física que se desea detectar y analizar, para obtener en sus líneas de salida señales digitales, mediante el cual es posible ingresar a una microcomputadora.

En la figura 2.8 se muestra el circuito de un convertidor análogo/digital de 8 canales, mediante un conector DB25 macho se acopla a los puertos paràlelos de una microcomputadora.

Para monitorear cada de una de las derivaciones ECG se requiere un sistema multicanal. En este caso se emplea el ADC0808 de 8 bits que tiene 8 entradas multiplexadas para datos, el ADC0808 recibe señales analógicas que varían entre 0

y 5 voltios, se requiere elevar el nivel DC de la señal ECG, esto se logra con un amplificador operacional en la entrada de cada canal del ADC. Las entradas IN0 a IN7 corresponden a las 8 entradas análogas del ADC0808, este dispositivo sólo puede leer una canal a la vez gracias a un multiplexor interno que tiene como líneas de selección las entradas A, B y C, tal como se muestra en la tabla 2.1.

Después de seleccionar y activar la señal START, el ADC se demora 100 microsegundos en realizar la conversión, al cabo de los cuales coloca los 8 bits de la palabra digital en un registro de almacenamiento en la salida y activa una señal de fin de conversión (OE), entonces ya se puede recoger el dato.

Las señales REF+ y REF- permiten calibrar el rango de conversión, si REF+=5 voltios y VREF-=0 voltios, la palabra digital de salida variará entre 0h para 0 voltios y FFh para 5 voltios.

Para activar señales del ADC0808 desde la microcomputadora se desarrollará un programa en Turbo C. La conversión de un dato analógico a digital sigue la siguiente secuencia:

El ADC0808 recibe la señal de reloj, es recomendable que esta no supere la frecuencia de 500 Kiloherz para evitar el calentamiento.

Por programa se selecciona un canal activando las señales A, B y C del ADC0808 de acuerdo a la tabla 2.1

La conversión se inicia en el momento de activar la señal ALE (habilitar dirección del canal) y START (inicio de conversión).

Terminada la conversión, después de aproximadamente 100 microsegundos se activa la señal OE, para tomar el dato digital por sus correspondientes salidas.

Lineas de dirección			Canal seleccionado
C	B	A	
0	0	0	IN0
0	0	1	IN1
0	1	0	IN2
0	1	1	IN3
1	0	0	IN4
1	0	1	IN5
1	1	0	IN6
1	1	1	IN7

Tabla 2.1 Códigos de selección de canales del ADC 0808

CARACTERÍSTICAS TÉCNICAS DEL ADC0808

Necesita una fuente de alimentación de 5 voltios (VCC = 5 voltios)

Señal de entrada de 0 a 5 voltios

Tiempo de conversión de 100 microsegundos

Potencia disipada de 15 mW

Tiene 8 canales multiplexados de entrada para datos

Frecuencia de la señal de reloj de hasta 500 Kilohertz.

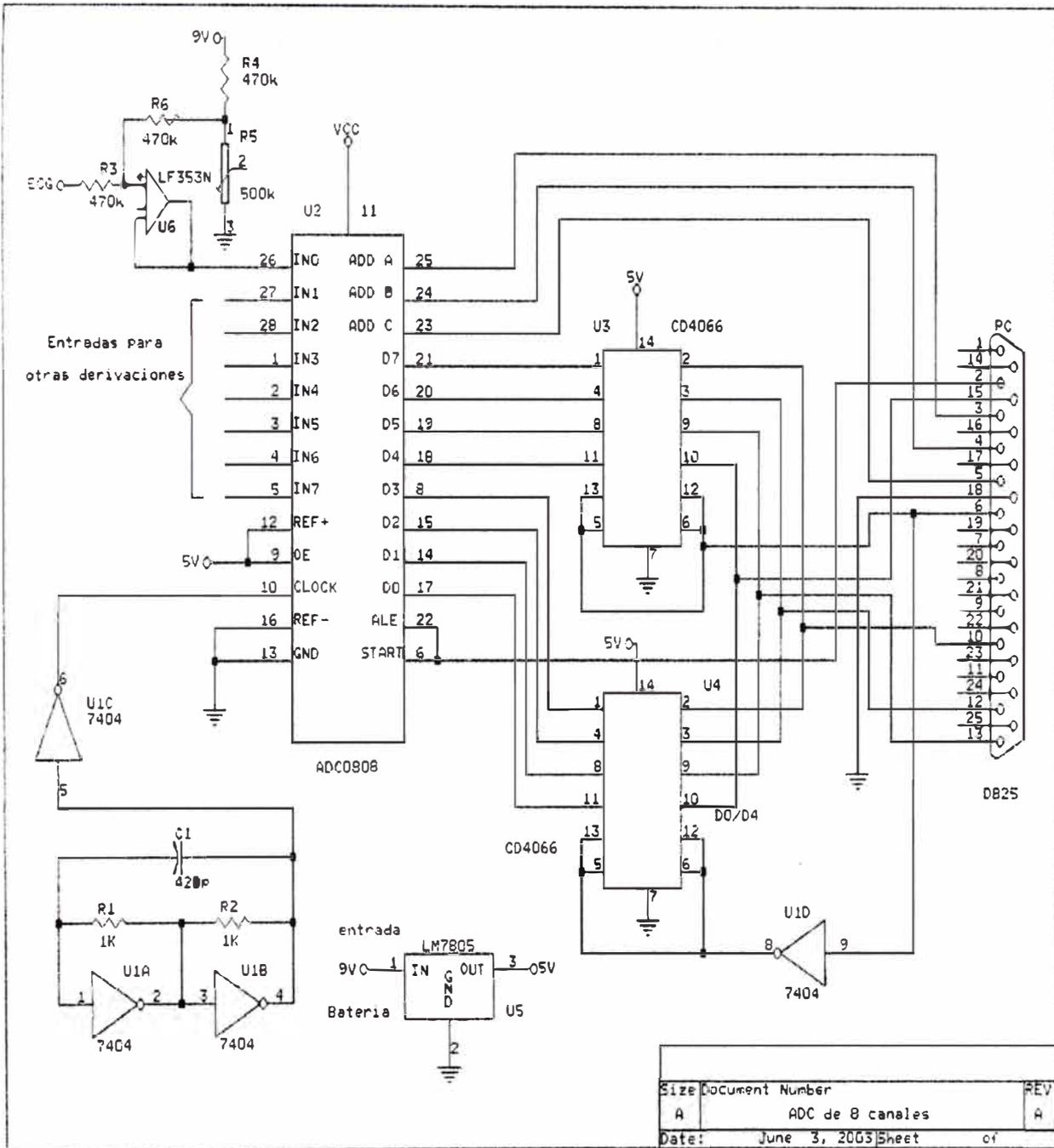


Figura 2.8 Circuito convertidor Analógico / digital de 8 canales

2.3.5 CONEXIÓN AL PUERTO PARALELO

Por lo general una PC tiene varios puertos paralelos que se identifican como LPT1, LPT2, LPT3 que sirven como vías de comunicación entre el mundo externo y la microcomputadora, se emplean para la conexión de impresoras, pero también se puede usar uno de ellos como puerto de entrada de datos, este puerto es solamente de 5 bits. El nivel lógico que aceptan es un nivel TTL.

La distribución de pines de los puertos paralelos se muestran en la Tabla 2.2.

Tabla 2.2 Distribución de pines del puerto paralelo

LPT1	LPT2	LPT3	Bits	No. de pin	IN/OUT
3BC	378	278	0	2	OUT
			1	3	OUT
			2	4	OUT
			3	5	OUT
			4	6	OUT
			5	7	OUT
			6	8	OUT
			7	9	OUT
3BE	37A	27A	0	1	OUT
			1	14	OUT
			2	16	OUT
			3	17	OUT

3BD	379	279	0	-	-
			1	-	-
			2	-	-
			3	15	IN
			4	13	IN
			5	12	IN
			6	10	IN
			7	11	IN

El puerto paralelo de entrada cuya dirección es 379h se utilizará para realizar lecturas desde el ADC, pero como solamente el puerto tiene cinco bits, se realizarán lecturas en grupos de cuatro bits por medio del C.I 4066 que contiene microinterruptores

Como se muestra en la figura 2.8 se utilizan dos C.I. 4066, para leer los 8 bits del ADC significativos. Cada microinterruptor tiene una entrada de control para activarlo o desactivarlo, si alguna entrada de control recibe un nivel "1" el microinterruptor correspondiente se cierra. Según el circuito de la figura 2.8 se cierran 4 microinterruptores de C.I. 4066 (1) para ingresar los 4 bits más significativos al conector DB25 del puerto paralelo de la PC. A continuación se toman los 4 bits menos significativos del ADC cerrando 4 microinterruptores del C.I. 4066 (2), esto se consigue enviando un cero por línea número 6 del conector DB25.

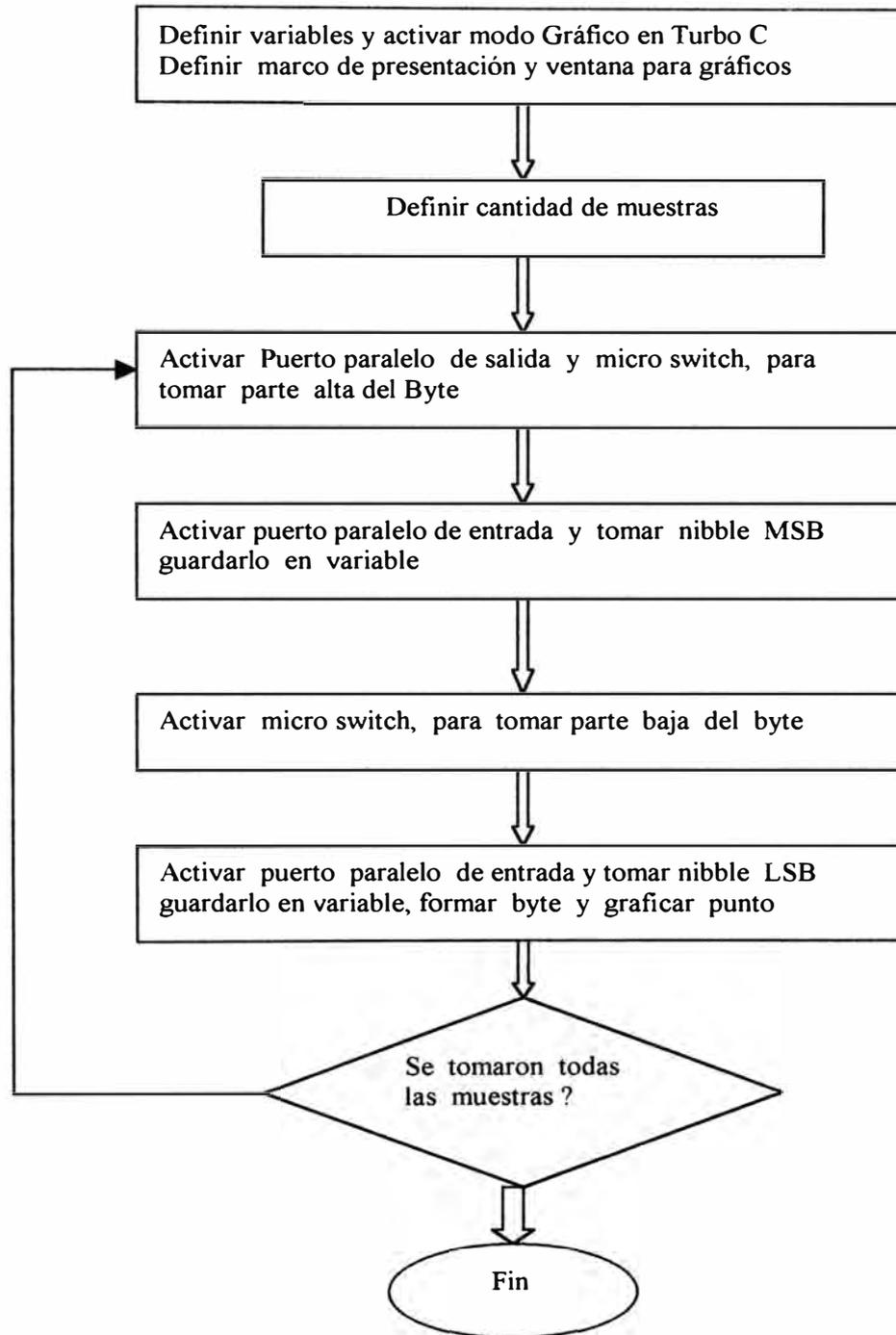


Diagrama de flujo del programa de control

2.4 PROGRAMA PARA CAPTAR SEÑALES BIOELÉCTRICAS

El programa para captar señales bioeléctricas por medio del puerto paralelo de la PC está desarrollado en Turbo C

```
#include <graphics.h>      /*librerias necesarias
#include <conio.h>
#include <stdlib.h>
#include <dos.h>
#include <stdio.h>
#include <math.h>
#include <ctype.h>
main(void)
{
char BIOELEC[15];
int pdef,xeh,xel;
int gd,gm,i;
int MaxX,MaxY,Ymedio;
float elec;
gd=DETECT;
initgraph(&gd,&gm,"C:\\TC\\BGI");
cleardevice();
MaxX=getmaxx();
MaxY=getmaxy();
Ymedio=3*MaxY/8;
lineto(MaxX,0);
```

```

lineto(MaxX,MaxY);

lineto(0,MaxY);

lineto(0,0);

moveto(0,2*Ymedio);

lineto(MaxX,2*Ymedio);

outport(0x378,0x00);

    for(i=0; i<=MaxX; i++);
    {

outport(0x378,0x01);    /*selecciona el canal IN0 ALE=1, START=1 */
outport(0x378,0x10);    /*activa 4066 con 4 bits MSB START=0, ALE=0 */
xeh=inport(0x379);      /*lee parte alta y almacena en xeh */
outport(0x378,0x00);    /*activa 4066 con 4 bits LSB */
xel=inport(0x379);      /*lee parte baja y almacena en xel */
xeh=xeh<<1;             /*despalza a izquierda parte alta */
xeh=xeh&0xf0;           /*And con mascara 11110000 */
xel=xel>>3;             /*desplaza 3 veces a la derecha parte baja */
xel=xel&0x0f;           /*And con máscara 00001111 */
pdef=(xeh || xel);      /*Or entre xeh y xel, guarda resultado en xdef */
elec=pdef*5/5;

putpixel(i,Ymedio-elec+10,10);

outtextxy(10,2*Ymedio+80,"E L E C T R O C A R D I O G R A M A");

outtextxy(10,2*Ymedio+100,"pulse cualquier tecla para salir");

setviewport(120,2*Ymedio+50,400,2*Ymedio+60,1);

clearviewport();

```

```
graphdefaults();  
delay(1);  
if(kbhit()          /*salir si oprime tecla */  
    i=MaxX;  
    }  
getch();  
closegraph();  
}
```

CAPÍTULO III

SIMULACIÓN Y PROCESAMIENTO DE UNA SEÑAL ECG

3.1 SEÑAL ECG ARTIFICIAL CON MATLAB

Una señal ECG se genera en forma artificial con el programa ECGwavejby.m escrito en MatLab, para ello se toman en cuenta los parámetros de las ondas T, complejo QRS, estos parámetros son: amplitud promedio, duración y frecuencia. La gráfica de la señal ECG artificial en el dominio del tiempo se muestra en la figura 3.1, en la figura 3.2 se grafica en forma discreta. A partir de este programa luego se obtiene un vector de muestras de la señal ECG que luego permite reconstruir la señal .

Las muestras se guardan en un archivo *.dat* o en archivo *.mat* con el comando *save* de matlab. A continuación se presenta el programa fuente

Programa ECGwavejby.m

```
function [QRSwave]=ECGwavejby(bpm,duracion,fs,amp)
```

```
%[QRSwave]=ECGwavejby(bpm,dur,fs,amp) genera una onda ECG artificial
```

```
%Genera una onda ECG artificial, donde
```

```

%bpm: ritmo del corazón

%duración: duración de la onda en segundos

%fs: frecuencia de muestreo en Hertz

%amp: Amplitud del complejo QRS se mide en milivoltios

%Se representa el complejo QRS y la Onda T

%El ancho del QRS es 0.1sg por defecto y la amplitud de T es 500 microvoltios

if(exist('fs') ~= 1) fs = 200; end      %valor por defecto en Hz

if(exist('bpm') ~= 1) bpm = 72; end    %72 latidos por minuto por defecto

if(exist('amp') ~= 1) amp = 1500; end  %1.5 mvoltios por defecto

if (exist('duracion') ~= 1) duracion=(60/bpm-0.35)+60/bpm+1/fs; end  %ciclo en
segundos

%variables globales

global t_line;                        %segundos

global sample_freq;                  %frecuencia de muestreo en Hertz

%Parámetros

d=0.08;                               %Ancho del QRS 0.07 a 0.120 sg.

at=500;                               %amplitud de la onda T de 400 a 1200
microvol.

%Datos que pueden cambiarse

org_amp=amp;

sample_freq=fs;                       %frecuencia de muestreo

RR=(60/bpm);                          %intervalo RR en segundos

d1=0.4375*d;

```

```

d2=0.5*d;
d3=d-(d1+d2);
dt=0.180;           %Ancho de la onda T en segundos
qt=0.35;           %inicio de QRS hasta el fin de la onda T
t_line=0:1/fs:duracion; %Tiempo de linea en segundos
QRS_wave=zeros( size(t_line) ); %forma de onda de QRS
deadspace=RR-qt;   %tiempo entre la onda T y el próximo QRS
if deadspace < 0
    err_msg=['Bpm debe ser <=' int2str(60/qt) '];
    error(err_msg);
end

%parámetros y segmentos
PVCchance=0.1;
PVCamp=amp;
earlyfactor=0.25;
PVCwidth=0.12;     %Ancho de PVC, usualmente de .12 a .17
PVCseg=[QRSpulse(d,60/((1-earlyfactor)*RR-
0.4375*PVCwidth),fs,RandAmp(org_amp))QRSpulse(PVCwidth,bpm*(1-
earlyfactor),fs,PVCamp)QRSpulse(d,bpm,fs, RandAmp(org_amp))];
PVC=size(PVCseg,2)/fs;
t1=deadspace;
if (t1+60/bpm+1/sample_freq > duracion)

```

```

err_msg=['La duracion de la forma de onda debe ser > que
sprintf('%.2f%',t1+60/bpm+1/sample_freq) ' en segundos para mostrar un evento
QRS'];
error(err_msg);
end
%Lazos
while ( t1+60/bpm+1/sample_freq <= duracion)
amp=org_amp;
%Segmento 1 (Q-R)
qrs_start=t1;
t2=t1+d1;
i_t1=time2index(t1); i_t2=time2index(t2);
left=0; right=0.875*amp;
m1=(right-left)/(t2-t1);
QRS1=m1*index2time(i_t1:i_t2)-(m1*t1-left);
QRSwave(i_t1:i_t2)=QRS1;
%Segmento 2 (R-?)
t1=t2; t2=t1+d2;
i_t1=time2index(t1); i_t2=time2index(t2);
left=right; right=-.125*amp;
m2=(right-left)/(t2-t1);
QRS1=m2*index2time(i_t1:i_t2)-(m2*t1-left);
QRSwave(i_t1:i_t2)=QRS1;
%Segmento 3 bottom_top (?-S)

```

```

t1=t2; t2=t1+d3;

i_t1=time2index(t1); i_t2=time2index(t2);

left=right; right=0;

if (i_t2-i_t1 >0)

m3=(right-left)/(t2-t1);

QRS1=m3*index2time(i_t1:i_t2)-(m3*t1-left);

QRS1=QRS1( find(QRS1<=0));

QRSwave(i_t1:i_t1+size(QRS1,2)-1)=QRS1;

elseif i_t2-i_t1==0

m3=(right-left)/(t2-t1);

QRS1=m3*index2time(i_t1:i_t2)-(m3*t1-left);

QRSwave(i_t1)=QRS1(1);

end

%Segmento 4o, intervalo S-T

t1=t2; t2=t1+qt+qrs_start-(dt+t2);

i_t1=time2index(t1); i_t2=time2index(t2);

left=right; right=0;

%Segmento 5, onda T

t1=t2; t2=t1+dt;

i_t1=time2index(t1); i_t2=time2index(t2);

t=-1:2/(i_t2-i_t1):1;

QRS1=at*sqrt(1-t.^2);

QRSwave(i_t1:i_t2)=QRS1;

%Segmento 6, espacio

```

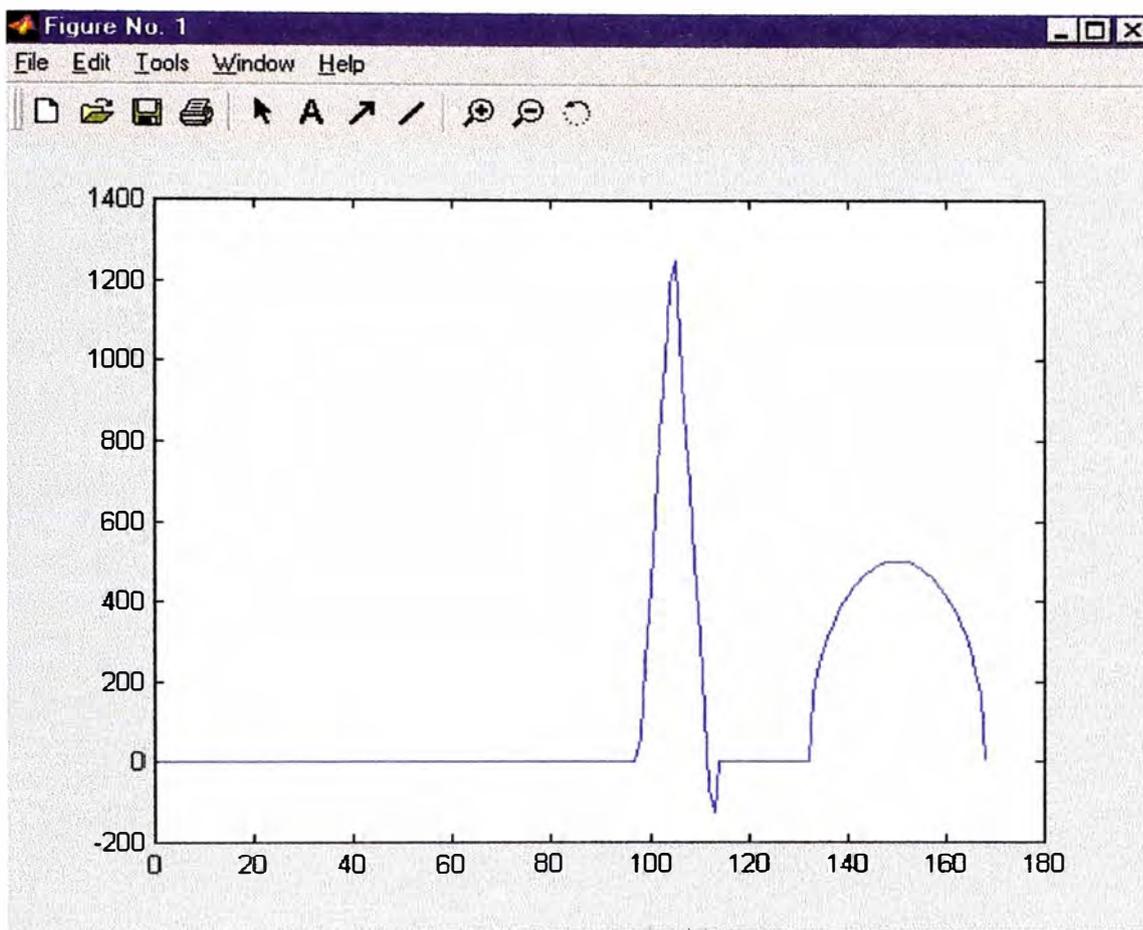


Figura 3.1. Gráfica de la señal ECG en el tiempo


```

t1=t2; t2=t1+deadspace;

i_t1=time2index(t1); i_t2=time2index(t2);

insertPVC=rand(1);

%stem(QRSwave);           %graficando la señal ECG

figure(1);

plot(QRSwave);

figure(2);

stem(QRSwave);

save a:\data_3.dat QRSwave /ASCII;

t1=t2;           %fin del segmento y comienzo del próximo
end             %while loop, adiciona pulsos QRS

function index=time2index(t)

%TIME2INDEX convierte tiempo (sg.) en un valor index

global t_line;

indexArray=find(t_line>=t);

index=indexArray(1);

function time=index2time(i)

%INDEX2TIME convierte una linea de tiempo index a un valor de tiempo (sg.)

global sample_freq

time=(i-1).*1/sample_freq;

function RAmp=RandAmp(orgAmp)

RAmp=orgAmp+0.4*orgAmp*rand(1);

```


3.2 SEÑAL ECG DESDE UN ARCHIVO BINARIO

La señal utilizada fue extraída de la base de datos **PhysioBank** que incluye los registros de la **MIT-BIH Arrhythmia Database**.

El Hardware utilizado consiste en una Computadora Personal Pentium MMX de 233 Mhz con 64 MB de RAM. Para desarrollar los algoritmos se uso Matlab 5.1, bajo plataforma Windows 98.

Para implementar el filtro digital se modificará la señal original añadiendo las siguientes perturbaciones:

1. Simulación de movimiento del paciente con la señal

$$Lb = 0.5 \text{ sen } 2 * \pi * 0.1$$

2. Señal de 60 hz. procedente de la red eléctrica

$$\text{Sen60} = 0.3 \text{ sen } 2 * \pi * 60$$

El efecto de las perturbaciones se observa comparando la señal ECG sin ruido en la parte superior de la figura 3.5, y la señal con ruido en la parte inferior de la figura 3.5.

Para eliminar las perturbaciones se diseñaron dos filtros Butterworth de segundo orden cuyos coeficientes son: b_2, b_1, a_2, a_1 .

1.- Filtro pasa-alto a 0.2 de la frecuencia de corte para eliminar el efecto del movimiento del paciente, en la figura 3.3 se muestra la función de transferencia de un filtro Butter pasa alto.

2.- Filtro parabanda para eliminar la interferencia de 60 hz. En la figura 3.4 se muestra la función de transferencia de un filtro Butter parabanda

Una vez calculado los coeficientes se aplican los filtros a la señal que contiene las perturbaciones. Por último se vuelve a mostrar la señal con ruido en la parte superior de la figura 3.6 y la señal filtrada en la parte inferior.

Se observa que mediante un proceso de filtrado se ha logrado recuperar la señal original.

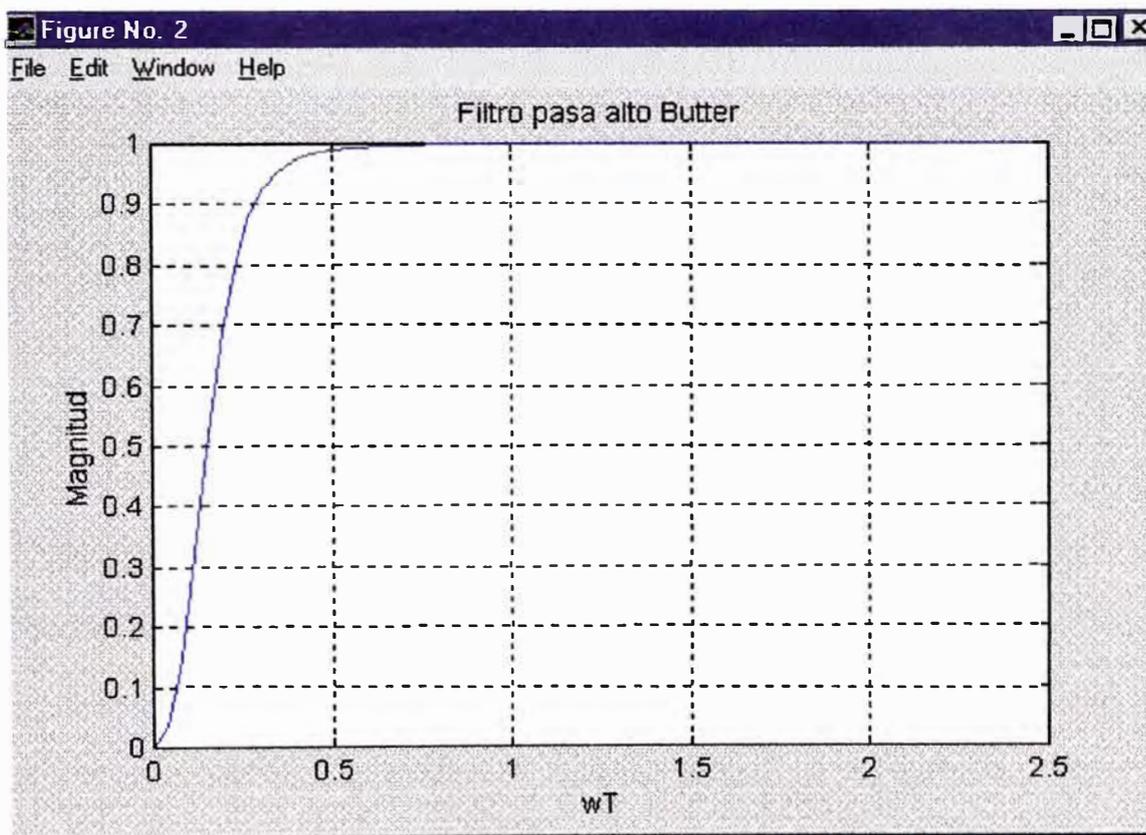


Figura 3.3 Función de transferencia de un filtro Butter Pasa alto

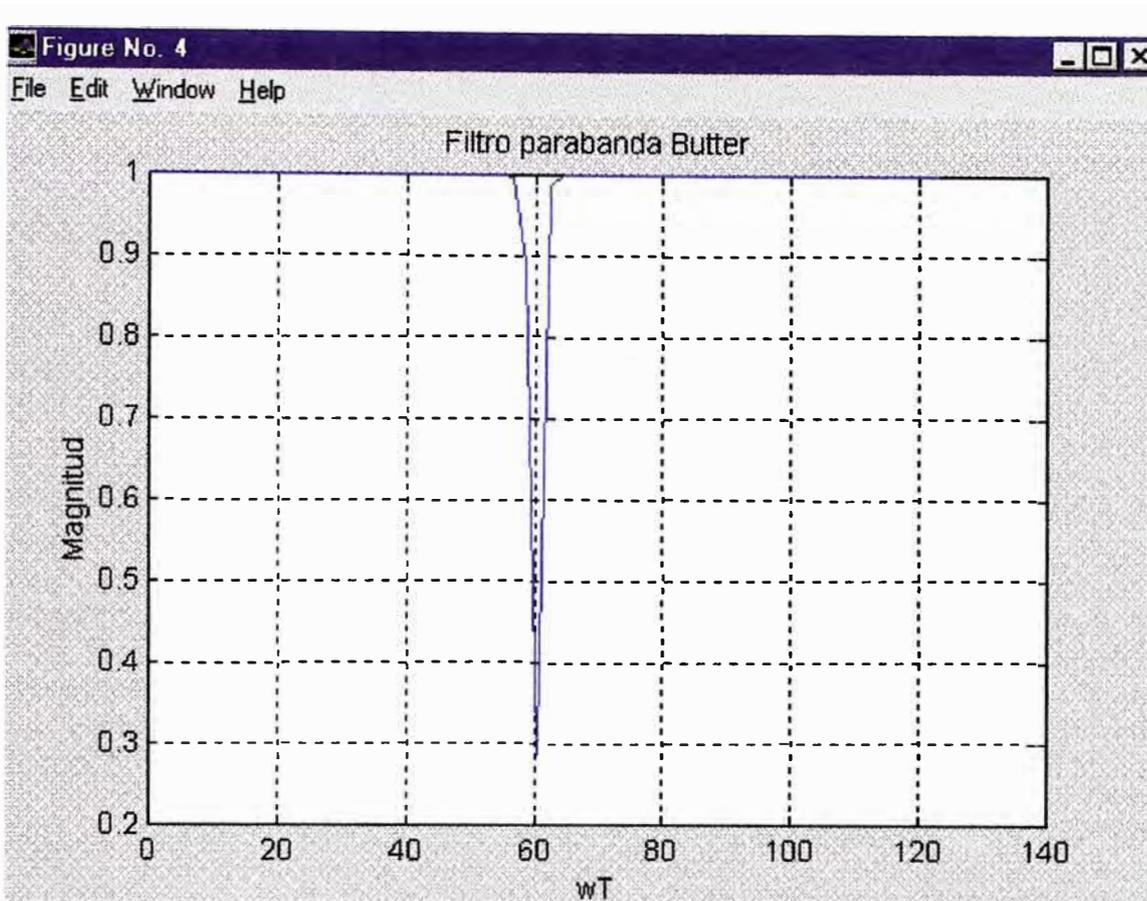


Figura 3.4 Función de transferencia de un filtro Butter Parabanda

PROGRAMA PARA PROCESAR LA SEÑAL ECG

%señal binaria de ECG simulada con ruido electrico de 60 Hz

`fid=fopen('d:\grabar\ a01.dat','r');` **%Abre el archivo binario a01.dat**

en su formato nativo que pertenesa a la base de datos de PhysioBank

`[c,cuenta]=fread(fid,512,'short');` **%Se lee 512 datos, los datos**

%se escriben en la matriz c,

cuenta

`fclose('all');` **%retorna el número de datos**

leidos

```

disp(c');                                %presenta la matriz c en filas
pause
c2=[c']/250                              %halla la matriz transpuesta
disp(cuenta);                            %cantidad de muestras
pause
t1=1:cuenta;
k1=1:cuenta;
T1=1/300;
c1=c2+0.5*sin(2*pi*0.1*T1*k1)+0.3*sin(2*pi*60*T1*k1);
t=1:cuenta;
figure(1);
subplot(2,1,1);
plot(t,c2,'b');
%axis([1 30 -0.5 0.5]);
title('señal ECG sin ruido');
subplot(2,1,2);
plot(t,c1,'g');
%axis([1 30 -1 1]);
title('señal ECG con ruido');
xlabel('Segundos');
pause

```

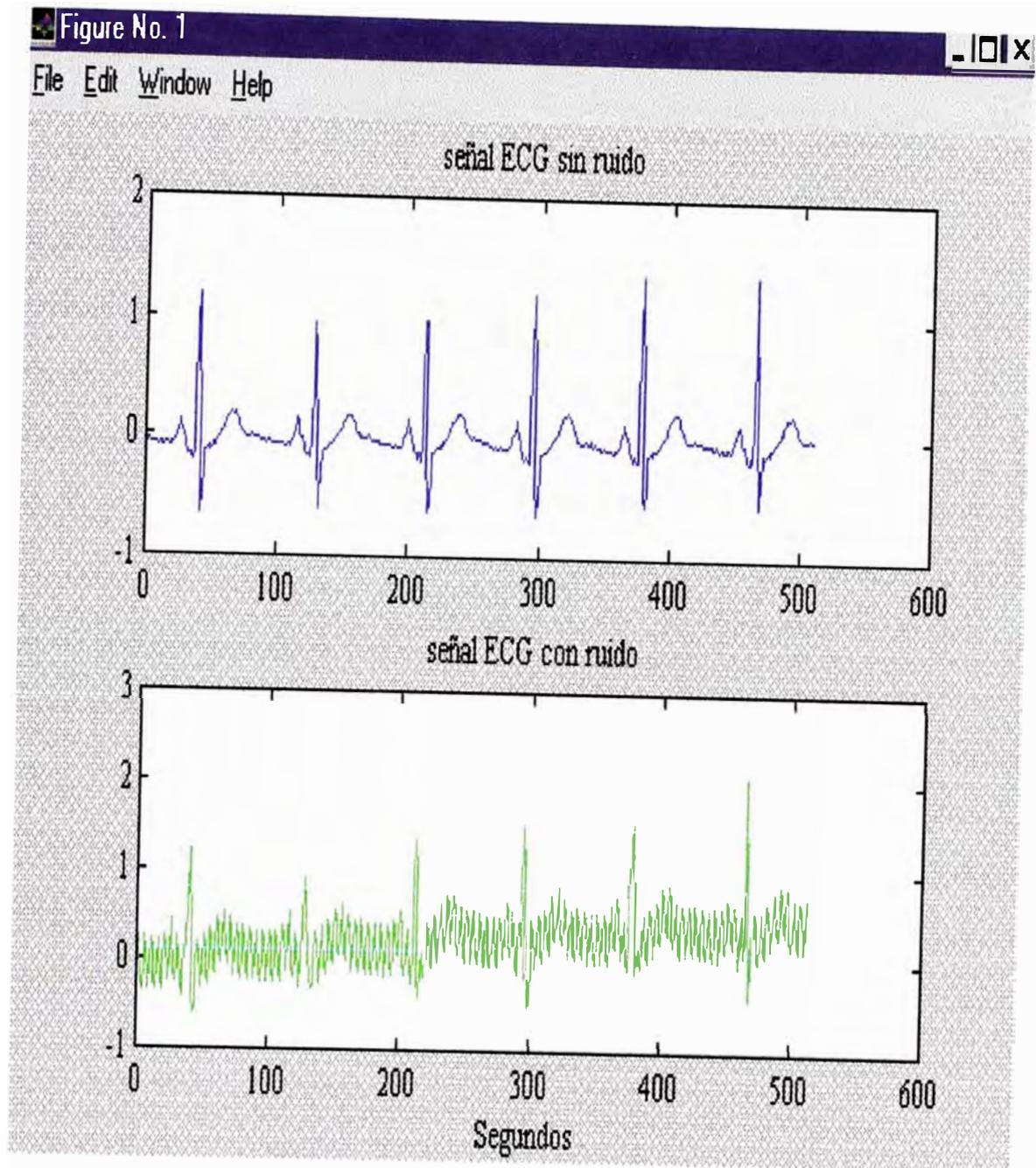


Figura 3.5 Comparación entre la señal original y la señal con perturbaciones.

%diseño de filtros butter

```
[b1,a1]=butter(2,0.2/150,'high');  
[b2,a2]=butter(2,[59 61]/150,'stop');  
resp1=filtfilt(b1,a1,c1);  
resp2=filtfilt(b2,a2,resp1);  
  
%visualizando la señal con ruido  
  
figure(2);  
subplot(2,1,1);  
plot(t,c1,'g');  
%axis([1 30 -1 1]);  
title('señal con bastante ruido');  
subplot(2,1,2);  
plot(t,resp2,'b');  
%axis([1 30 -0.5 0.5]);  
title('señal filtrada');  
xlabel('Segundos');
```

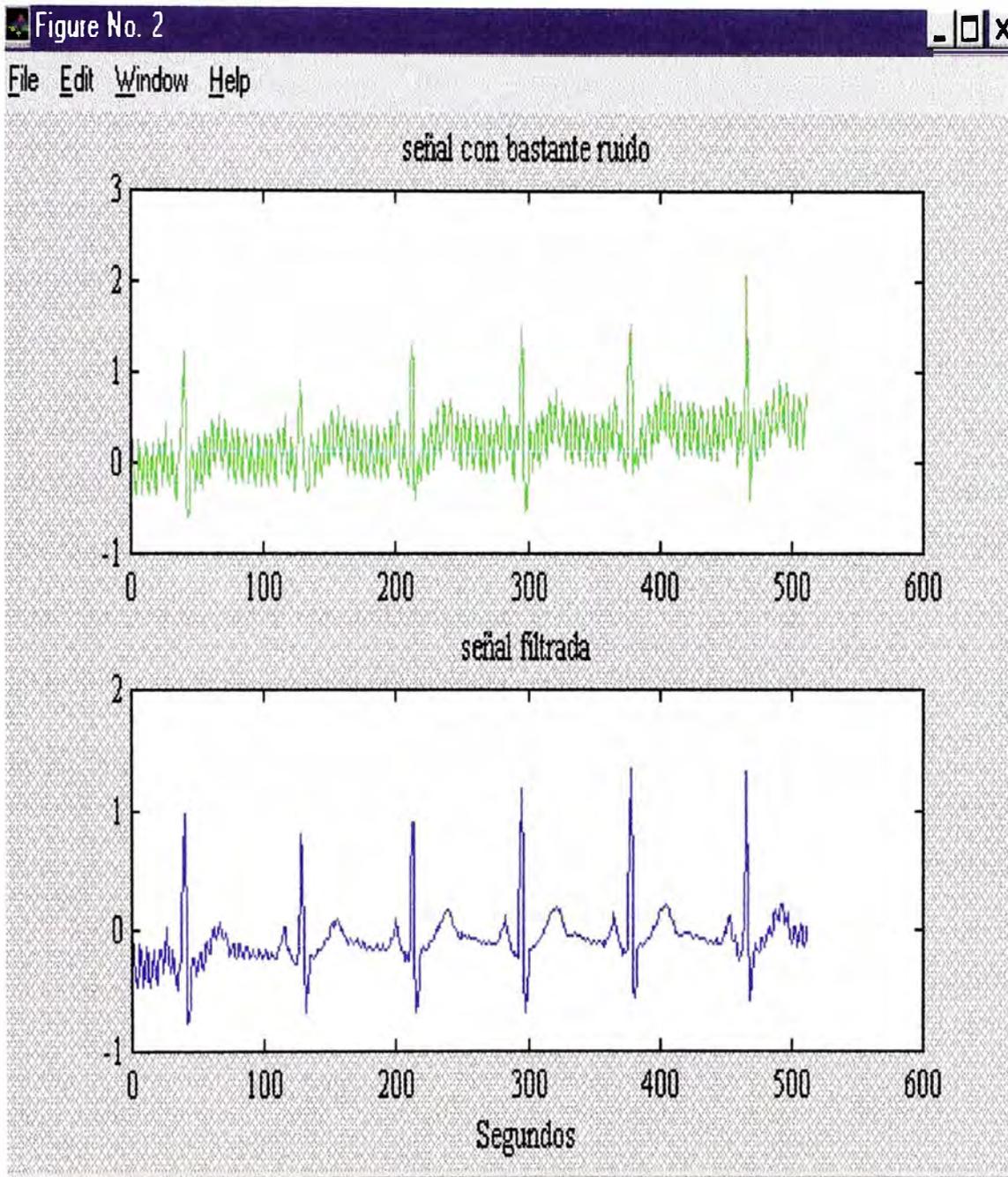


Figura 3.4 Efecto de los filtros sobre la señal con perturbaciones

%Contenido de frecuencias

```

N=cuenta;
k=0:N-1;
T=T1;
y=fft(c2);
magx=abs(y);
hertz=k*(1/(N*T));
figure(3);
subplot(2,1,1);
stem(hertz(1:N/2),magx(1:N/2)),...
title('Contenido de frecuencias de la señal ECG'),...
xlabel('Frecuencias'),ylabel('Magnitud');,grid

```

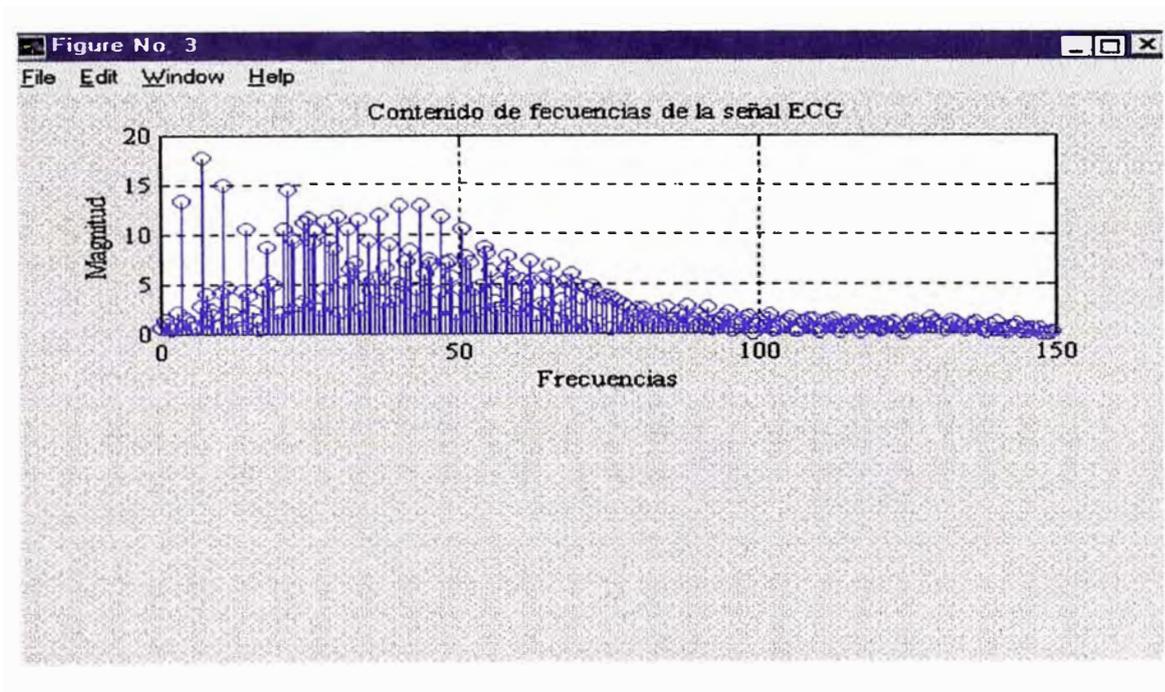


Figura 3.5 Contenido de frecuencias de la señal ECG

%Espectograma original

```
specgram(c2,512,5000);
```

```
pause
```

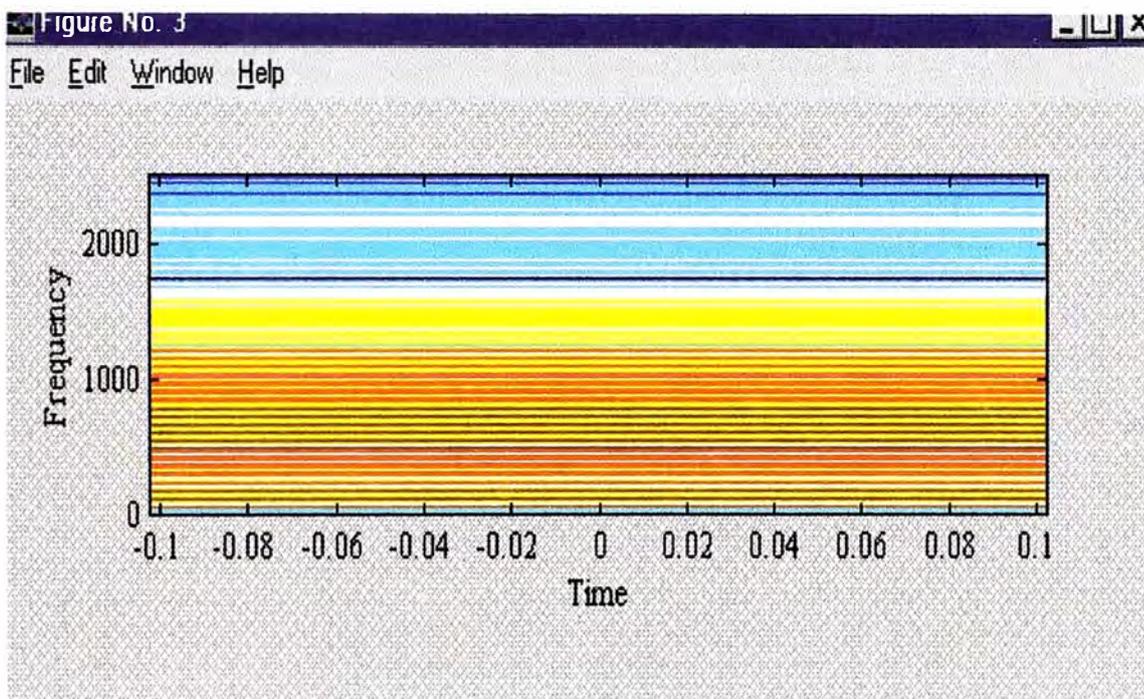


Figura 3.6 Espectograma de la señal ECG

%Densidad Espectral Normalizada Original

```
spectrum(c2);
```

```
pause
```

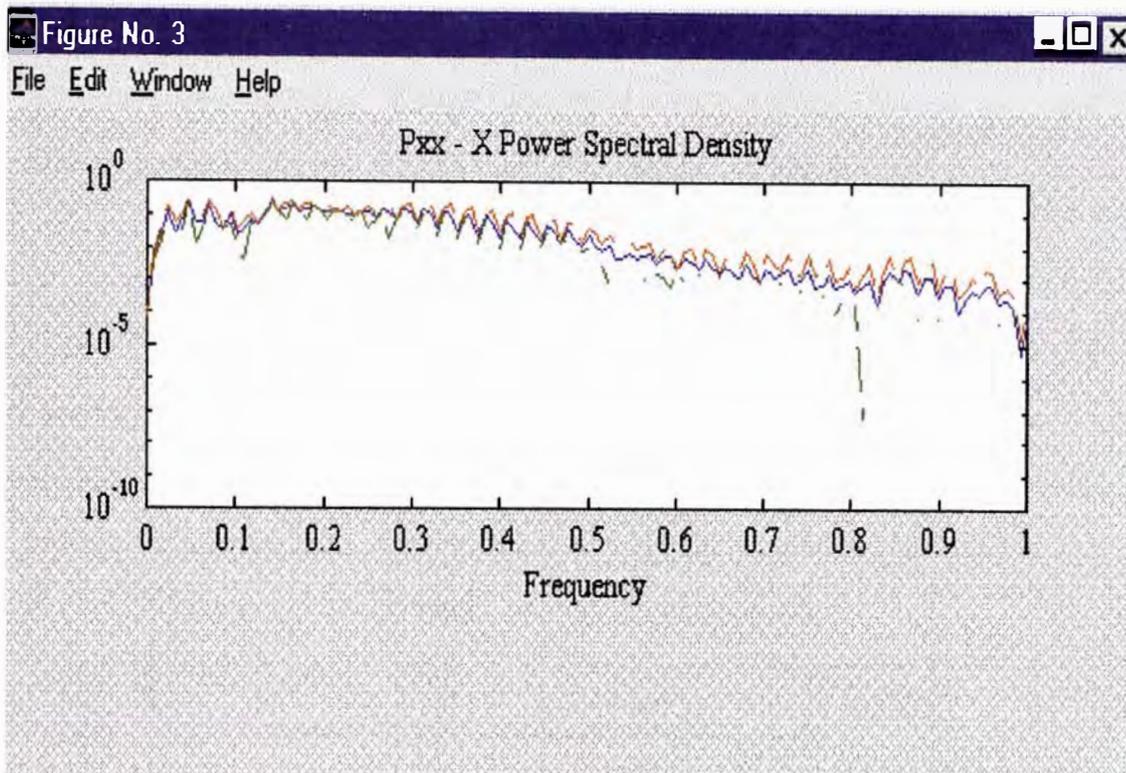


Figura 3.7 Densidad Espectral normalizada de la señal ECG

DATOS CONTENIDOS EN EL ARCHIVO a01.dat

%Datos de la señal muestreada

```
-0.0480 -0.0520 -0.0480 -0.0600 -0.0520 -0.0560 -0.0560
-0.0720 -0.0640 -0.0760 -0.0640 -0.0760 -0.0640 -0.0760
-0.0680 -0.0720 -0.0720 -0.0800 -0.0680 -0.0840 -0.0720
-0.0360 0.0040 0.0120 0.0360 0.1240 0.1120 0.0360
0.0040 -0.0320 -0.0680 -0.1600 -0.1560 -0.1600 -0.1600
```

-0.1920	-0.1040	0.2720	0.9240	1.1760	-0.1240	-0.6600
-0.4720	-0.2800	-0.1240	-0.1360	-0.1120	-0.1240	-0.0920
-0.1000	-0.0720	-0.0760	-0.0520	-0.0440	-0.0120	-0.0040
0.0280	0.0360	0.0720	0.0880	0.1200	0.1440	0.1640
0.1800	0.1840	0.1760	0.1880	0.1840	0.1600	0.1360
0.0960	0.0600	0.0320	0.0160	0.0040	-0.0040	-0.0040
-0.0080	-0.0120	-0.0080	0.0000	-0.0040	-0.0160	-0.0160
-0.0120	-0.0200	-0.0280	-0.0360	-0.0360	-0.0480	-0.0520
-0.0560	-0.0440	-0.0480	-0.0640	-0.0600	-0.0720	-0.0520
-0.0600	-0.0640	-0.0640	-0.0680	-0.0720	-0.0600	-0.0680
-0.0760	-0.0840	-0.0720	-0.0760	-0.0560	-0.0360	0.0040
0.0240	0.0560	0.1560	0.1160	0.0400	-0.0120	-0.0200
-0.0920	-0.1440	-0.1520	-0.1480	-0.1480	-0.1720	0.0080
0.4600	0.9480	0.7680	-0.1280	-0.5920	-0.5120	-0.2800
-0.1400	-0.1160	-0.1200	-0.1160	-0.0840	-0.0960	-0.0720
-0.0680	-0.0560	-0.0320	-0.0160	0.0040	0.0160	0.0360
0.0640	0.0920	0.1120	0.1320	0.1680	0.1520	0.1760
0.1680	0.1720	0.1720	0.1280	0.1080	0.0800	0.0400
0.0280	-0.0040	0.0040	-0.0040	-0.0120	-0.0160	-0.0080
0.0000	-0.0160	-0.0040	-0.0320	-0.0280	-0.0400	-0.0320
-0.0440	-0.0600	-0.0400	-0.0600	-0.0720	-0.0640	-0.0720
-0.0640	-0.0600	-0.0680	-0.0680	-0.0760	-0.0760	-0.0840
-0.0640	-0.0920	-0.0800	-0.0760	-0.0800	-0.0600	-0.0040
0.0080	0.0440	0.1480	0.1160	0.0600	-0.0040	-0.0200
-0.0880	-0.1400	-0.1440	-0.1760	-0.1400	-0.1920	-0.0240
0.4240	0.9680	0.9760	-0.0840	-0.6360	-0.5520	-0.3000
-0.1320	-0.1240	-0.1080	-0.1200	-0.0960	-0.0960	-0.0720
-0.0760	-0.0400	-0.0400	-0.0080	-0.0040	0.0240	0.0640
0.0600	0.1160	0.1240	0.1600	0.1600	0.1920	0.1880

0.1960	0.1960	0.1720	0.1440	0.1200	0.0720	0.0280
0.0200	0.0000	-0.0120	-0.0240	0.0000	-0.0160	-0.0040
-0.0200	-0.0240	-0.0120	-0.0080	-0.0280	-0.0320	-0.0400
-0.0360	-0.0320	-0.0600	-0.0520	-0.0760	-0.0680	-0.0680
-0.0720	-0.0800	-0.0800	-0.0640	-0.0840	-0.0840	-0.0800
-0.0840	-0.0760	-0.0800	-0.0720	-0.0280	0.0080	0.0280
0.0560	0.1520	0.1000	0.0360	-0.0280	-0.0480	-0.1240
-0.1680	-0.1800	-0.1600	-0.1720	-0.2120	0.0560	0.6920
1.1960	0.5000	-0.3520	-0.6520	-0.4800	-0.2480	-0.1400
-0.1440	-0.1320	-0.1080	-0.1080	-0.0920	-0.0840	-0.0680
-0.0480	-0.0240	-0.0160	0.0120	0.0400	0.0560	0.0840
0.1320	0.1600	0.1640	0.1880	0.1880	0.2120	0.2080
0.1880	0.1720	0.1360	0.1000	0.0720	0.0200	-0.0120
-0.0240	-0.0280	-0.0320	-0.0320	-0.0280	-0.0320	-0.0160
-0.0320	-0.0320	-0.0240	-0.0360	-0.0520	-0.0480	-0.0480
-0.0720	-0.0640	-0.0760	-0.0680	-0.0840	-0.0720	-0.0800
-0.0840	-0.0920	-0.0800	-0.0920	-0.0880	-0.1080	-0.0760
-0.1000	-0.0840	-0.0680	-0.0120	0.0160	0.0240	0.1080
0.1280	0.0840	0.0240	-0.0400	-0.0400	-0.1360	-0.1640
-0.1720	-0.1400	-0.1680	-0.1720	0.1400	0.8720	1.3600
0.2680	-0.4920	-0.5640	-0.3680	-0.1400	-0.1320	-0.1160
-0.1240	-0.0920	-0.0960	-0.0840	-0.0840	-0.0680	-0.0480
-0.0120	-0.0040	0.0160	0.0400	0.0640	0.0840	0.1440
0.1640	0.1920	0.1880	0.2160	0.2160	0.2240	0.2080
0.1840	0.1400	0.1080	0.0720	0.0360	0.0000	-0.0040
-0.0200	-0.0200	-0.0200	-0.0160	0.0000	-0.0040	-0.0040
-0.0040	-0.0040	-0.0080	-0.0200	-0.0160	-0.0320	-0.0320
-0.0320	-0.0400	-0.0480	-0.0400	-0.0520	-0.0480	-0.0560
-0.0480	-0.0720	-0.0640	-0.0760	-0.0680	-0.0800	-0.0720

-0.0760	-0.0680	-0.0800	-0.0600	-0.0760	-0.0640	-0.0600
0.0000	0.0240	0.0280	0.1080	0.1160	0.0560	0.0120
-0.0360	-0.0440	-0.1480	-0.1520	-0.1760	-0.1440	-0.1680
-0.1480	0.1760	0.9200	1.3760	0.1240	-0.5600	-0.5280
-0.3240	-0.1200	-0.1280	-0.1080	-0.1160	-0.0960	-0.1000
-0.0720	-0.0720	-0.0440	-0.0320	-0.0120	0.0000	0.0240
0.0400	0.0760	0.0880	0.1320	0.1520	0.1840	0.1960
0.2040	0.2040	0.2120	0.2040	0.1840	0.1480	0.1160
0.0800	0.0480	0.0200	0.0200	0.0080	0.0080	0.0080
0.0120	0.0080	0.0200	0.0160	0.0160	0.0160	0.0120

CAPÍTULO IV

TRANSFORMADA WAVELET

4.1 INTRODUCCIÓN

Hace varios años se publicó el célebre trabajo *Cicle octave and related transforms in seismic signal analysis*, dando así comienzo al desarrollo de la teoría de la Transformada Wavelet o en onditas. EL trabajo citado, respondía a una profunda intuición plasmada en experiencias numéricas sobre señales sísmicas y que, debidamente formalizada, presentaba una alternativa al clásico Análisis de Fourier por ventanas o localizado. La transformada Wavelet y desarrollos conexos proporcionan poderosas herramientas analíticas para encarar diversos problemas, tanto en el campo de la ciencia como en la matemática pura y aplicada.

Es interesante observar el significativo hecho de que esta teoría nace de la conjunción de la respuesta empírica a un problema específico de Ingeniería, más precisamente de procesamiento de señales, con ideas preexistentes en el contexto de la matemática pura.

Una observación importante, es que el citado desarrollo fue encontrando, interconectando y englobando, en una concepción cualitativamente nueva, muy diversas ideas, técnicas y resultados preexistentes. Existen varios métodos ya implementados en el ámbito de ingeniería, a saber la ya mencionada Transformada de Fourier por ventanas, o transformada de Gabor, los esquemas *subband-coding* y de filtros-espejo en cuadratura, implementados para el procesamiento de señales, los algoritmos piramidales de Burt y Adelson para análisis de imágenes, los esquemas de refinamiento utilizados en computación gráfica, los métodos de aproximación e interpolación por funciones *spline* y muchos otros.

4.2 CRONOLOGÍA

Las wavelets han tenido una historia científica inusual, marcada por muchos descubrimientos y redescubrimientos independientes. El progreso más rápido se ha realizado desde principios de la década de 1980, cuando surgió por fin una teoría matemática coherente de las wavelets.

1807

Jean Baptiste Joseph Fourier, un matemático francés y protegido de Napoleón, afirma que cualquier función periódica, u onda, se puede expresar como una suma infinita de ondas sinusoidales y cosinusoidales de distintas frecuencias. Como había serias dudas sobre la exactitud de sus argumentos, su artículo no se publicó hasta 15 años después. A finales del siglo, las series de Fourier están omnipresentes en la ciencia. Es una herramienta ideal para analizar ondas sonoras y de luz. Sin embargo, no son igual de eficaces para el estudio de fenómenos transitorios, tal como ráfagas breves de sonido o de luz.

1909

Alfred Haar, un matemático húngaro, descubre una "base" de funciones que se reconocen actualmente como las primeras wavelets. Consisten en un breve impulso positivo seguido de un breve impulso negativo.

1930

John Littlewood y Richard Paley, de la Universidad de Cambridge, demuestran que la información local sobre una onda, como la duración de un impulso de energía, se puede recuperar mediante la agrupación de los términos de sus series de Fourier en "octavas".

1946

Dennis (Denes) Gabor, un científico británico-húngaro inventor de la holografía, descompone las señales en "paquetes de tiempo-frecuencia" o "frecuencias de Gabor."

1960

El matemático argentino Alberto Calderón descubre una fórmula matemática que posteriormente permite a los matemáticos recuperar una señal a partir de la expansión de sus wavelets.

1976

Los físicos de IBM, Claude Galand y Daniel Esteban descubren la codificación subbanda, una forma de codificar transmisiones digitales para el teléfono.

1981

El ingeniero petrolífero Jean Morlet, de Elf-Aquitaine, descubre una manera de descomponer las señales sísmicas en los que denomina "wavelets de forma

constante". Pide ayuda al físico cuántico Alex Grossmann para demostrar que el método funciona.

1982

Edward Adelson, del MIT, y Peter Burt, de Sarnoff Corporation, desarrollan el "algoritmo piramidal" para la compresión de imágenes.

1984

Un artículo publicado conjuntamente por Morlet y Grossmann introduce por primera vez el término "wavelet" en el lenguaje matemático.

1985

Yves Meyer, de la Universidad de París, descubre las primeras wavelets ortogonales suaves.

1986

Stéphane Mallat, por entonces en la Universidad de Pennsylvania, demuestra que la base de Haar, las octavas de Littlewood-Paley, las frecuencias de Gabor y los filtros subbanda de Galand y Esteban están todos relacionados con algoritmos basados en wavelets.

1987

Ingrid Daubechies construye las primeras wavelets ortogonales suaves con una base sólida. Sus wavelets convierten la teoría en una herramienta práctica que cualquier científico con una formación matemática mínima puede programar y utilizar fácilmente.

1990

David Donoho e Iain Johnstone, de la Universidad de Stanford, utilizan las wavelets

para "eliminar el ruido" de las imágenes, haciéndolas aún más nítidas que los originales.

1992

El FBI elige un método de wavelets desarrollado por Tom Hopper, de la división de Servicios de información criminal del FBI, y Jonathan Bradley y Chris Brislawn, del Laboratorio Nacional de Los Alamos, para comprimir su enorme base de datos de huellas dactilares.

1995

Pixar Studios presenta la película *Toy Story*, la primera película de dibujos animados realizada completamente por computadora. En la secuela *Toy Story 2*, algunas formas se realizan mediante superficies de subdivisión, una técnica relacionada matemáticamente con las wavelets.

1999

La Organización Internacional de Estándares (International Standards Organization) aprueba un nuevo estándar de compresión de imágenes digital denominado JPEG-2000. El nuevo estándar utiliza wavelets para comprimir archivos de imágenes en una proporción de 1:200, sin pérdidas apreciables en la calidad de la imagen. Se espera que los navegadores Web admitan este nuevo estándar en el año 2001.

4.3 LA TRANSFORMADA DE GABOR

Es una clase de representación tiempo – frecuencia difundida en el ámbito del procesamiento de señales se basa en el empleo de ventanas temporales, esto es, de funciones suaves bien localizadas en un intervalo.

La ventana $g(t)$ enmarca una porción de la señal y permite aplicar localmente la Transformada de Fourier. De este modo, se releva la información en frecuencia localizada temporalmente en el dominio efectivo de la ventana.

Desplazando temporalmente la ventana se cubre el dominio de la señal obteniéndose la completa información tiempo – frecuencia de la misma:

$$\hat{s}_g(\tau, \omega) = \int_{-\infty}^{\infty} s(t)g(t - \tau)e^{-j\omega t} dt \quad 4.1$$

Asumiendo que la ventana real $g(t)$ está bien localizada en un intervalo centrado en $t=0$, de longitud Δ_t , y que su transformada $\hat{g}(\omega)$ está también localizada en una banda centrada en $\omega=0$, de ancho Δ_ω , las ventanas desplazadas y moduladas

$$g(t - \tau)e^{j\omega t}$$

Son funciones elementales bien localizadas en el dominio conjunto tiempo frecuencia. Cada función elemental se localiza en el rectángulo centrado en el punto (τ, ω) de dimensión Δ_t, Δ_ω .

Por tanto el conjunto de valores $\{\hat{s}_g(\tau, \omega)\}$ proporciona un completo mapa en el dominio tiempo – frecuencia que despliega la información de la señal. Más aún, ésta puede recuperarse con la fórmula de inversión:

$$s(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \hat{s}_g(\tau, \omega)e^{j\omega t} d\omega d\tau \quad 4.2$$

La misma sintetiza la señal como la superposición integral de las funciones elementales $g(t - \tau)e^{j\omega t}$. El mapeo sobre dominio tiempo – frecuencia, bajo las condiciones referidas se conoce como la *transformada de Gabor* y representa la generalización de la transformada de Fourier.

Esta transformada se puede reformular considerando ahora el par de ventanas moduladas reales $g(t - \tau) \cos(\omega t)$ y $g(t - \tau) \sin(\omega t)$. Estos pares de ventanas moduladas actúan como *filtros-pasabanda*, con definición de fase. De tal modo la Transformada de Gabor puede entenderse como un tratamiento localizado de la señal mediante filtros – pasabanda deslizantes, de ancho de banda constante.

4.4 LA TRANSFORMADA WAVELET CONTÍNUA

Una alternativa a la transformada de gabor es la de utilizar ventanas moduladas, pero de dimensión variable, ajustada a la frecuencia de oscilación. Más precisamente, que mantenga un mismo número de oscilaciones en el dominio de la ventana. Esto sugiere, naturalmente, contar con una única ventana modulada y generar una completa familia de funciones elementales mediante sus dilataciones y traslaciones en el tiempo:

$$\Psi_a(t) \Rightarrow \frac{1}{\sqrt{|a|}} \Psi\left(\frac{t-b}{a}\right) \quad 4.3$$

donde $a \neq 0$ y b son los parámetros de escala y de traslación. Se preserva la energía de las funciones mediante un factor de normalización.

La función $\Psi(t)$, debe verificar ciertas condiciones de admisibilidad y se denomina wavelet madre y el resto de las funciones generadas, simplemente, wavelets.

Denotemos las mismas como:

$$\Psi_{a,b}(t) = \frac{1}{\sqrt{|a|}} \Psi\left(\frac{t-b}{a}\right) \quad 4.4$$

Las condiciones de admisibilidad básicamente requieren que la función $\Psi(t)$ esté bien localizada en tiempo, de media nula y que la transformada $\hat{\Psi}(w)$ sea un filtro continuo pasa-banda, con rápido decaimiento hacia el infinito y hacia $w=0$.

Entonces dada una señal $s(t)$, de energía finita la Transformada Wavelet Continua de s se define como:

$$W_{\Psi}s(a,b) = \int_{-\infty}^{\infty} s(t)\Psi_{a,b}(t)dt \quad 4.5$$

Para cada par de parámetros reales (a, b) , $a \neq 0$. Si la ondita es real, la definición se restringe para valores positivos de a . La transformación así definida preserva la energía de la señal, y posee una fórmula integral de inversión. Si la wavelet madre es real, la reconstrucción se realiza como:

$$s(t) = C_{\Psi} \int_0^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} W_{\Psi}s(a,b)\Psi_{a,b}(t) \frac{dbda}{a^2} \quad 4.6$$

Donde C_{Ψ} es una constante positiva.

La fórmula expresa la síntesis de la señal como la superposición integral de las funciones elementales $\Psi_{a,b}(t)$.

El mapeo sobre dominio tiempo – frecuencia, parametrizado por (a, b) , esto es la Transformada Wavelet Continua, representa una novedosa alternativa a la Transformada de Fourier por ventanas.

Ella despliega la información de la señal en una estructura radicalmente diferente.

Cualquier Wavelet real $\Psi(t)$, admisible, está bien localizada en un intervalo centrado en un t_0 , de longitud Δ , y que su transformada $\hat{\Psi}(w)$ está localizada en una banda bilateral $0 < w_1 \leq |w| \leq w_2$, de ancho Δ_w . Entonces, las wavelets

$\Psi_{a,b}(t)$ están localizadas en el intervalo centrado en $at_0 + b$, de longitud $a\Delta$, y en la banda bilateral $0 < w_1/a \leq |w| \leq w_2/a$, de ancho Δ_w/a .

Observar que la precisión en tiempo es inversamente proporcional a la precisión en frecuencia, manteniéndose constante la relación Δ, Δ_w . Esta es la diferencia fundamental con la transformada de Gabor.

Más aún, para cada valor de a , la familia de wavelets parametrizada por b , se comporta como una ventana deslizante, de ancho de banda constante, pero el número de oscilaciones de estas ondas elementales es siempre el mismo, en el marco efectivo de la ventana.

Por otra parte, si la transformada $\hat{\Psi}(w)$ decae rápidamente a cero en torno de $w=0$, se verifica la propiedad de oscilación:

$$\int_{-\infty}^{\infty} t^k \Psi(t) dt = 0 \quad 4.7$$

para $k = 0, \dots, K$. Esta importante propiedad, que no posee la transformada de Gabor, es trascendente en las aplicaciones de análisis de señales, para la detección de fenómenos puntuales, como discontinuidades o bruscos cambios en las derivadas.

Otra propiedad relevante de la Transformada continua es su invariancia respecto de las traslaciones o cambios de escala de la señal. Estructuras similares, serán detectadas de la misma forma, independientemente de su localización temporal o escala.

En resumen por sus propiedades y las razones antes expuestas la Transformada Wavelet continua, constituye una promisoriosa y ventajosa alternativa para el procesamiento de señales, en particular las de emisiones acústicas.

Sin embargo, para estas aplicaciones debe resolverse la cuestión de la implementación numérica de esta transformada integral. Más aún, debe formularse un apropiado esquema para la interpretación de la información contenida en los valores $W_{\psi}s(a,b)$. Estas cuestiones son análogas a las planteadas en el caso de la Transformada de Gabor.

4.5 TRANSFORMADAS DISCRETAS

La Transformada de Fourier, la de Gabor, o la Wavelet Continuas, y muchas otras, pertenecen a la clase de las llamadas *Transformadas Integrales Continuas*. Las mismas, como hemos visto, mapean la información de la señal dada $s(t)$ en un espacio definido por los correspondientes parámetros variando en rangos continuos, predisponiéndola al análisis y a la interpretación. En las aplicaciones, la implementación de este tipo de transformadas es costoso desde el punto de vista numérico y computacional. En líneas generales, los cálculos integrales deben aproximarse con sumatorias sobre redes discretas razonablemente finas. Se discretizan tanto los parámetros, como los puntos de reconstrucciones. Eventualmente se recurren a técnicas de interpolación. Discretizar los parámetros, equivale a discretizar la transformada. Esto es, a reemplazar el mapeo continuo de información por un *spectro*, conjunto finito o numerable de valores.

El problema está, en decidir de qué forma se discretiza. Redes finas aproximan mejor, pero implican alta redundancia de la información. En casos muy especiales, es posible discretizar los parámetros, de modo que los valores de la transformada discretizada puedan computarse eficientemente y la información contenida en ellos sea razonablemente manejable. Más precisamente, de modo

que exista una fórmula sumatoria de reconstrucción, numéricamente estable. Entonces se tendrá una Transformada Discreta. Esta ya no es simplemente una aproximación de la continua, sino que nos da una nueva forma de analizar y sintetizar la información.

Una transformada discreta puede entenderse como métodos eficientes para representar la señal dada en términos de una serie de funciones elementales, o *átomos de información*, modulados por coeficientes apropiados.

$$s(t) = \sum_{\lambda} c_{\lambda} \varphi_{\lambda}(t) \quad 4.8$$

Los coeficientes de la reconstrucción, justamente, codifican la información de $s(t)$. Asumiendo que la señal y el modelo estructural $\varphi_{\lambda}(t)$. Tenemos, pues, un segundo mapeo discreto de información. Si los valores $\langle s, \varphi_{\lambda} \rangle$ permiten reconstruir la señal $s(t)$ en forma suficientemente aproximada, reemplazando los coeficientes c_{λ} en la serie

$$s(t) \approx c_{\lambda} \sum_{\lambda} \varphi_{\lambda}(t) \quad 4.9$$

Para cierta constante c_{λ} , constituye una Transformada Discreta.

4.5.1 TRANSFORMADA WAVELET DISCRETA

El diseño de una versión discreta de la transformada Wavelet, esencialmente consiste en definir una apropiada red discreta de parámetros $\{(a_j; b_{jk})\}$, de escalas y traslaciones, respectivamente. De modo que la familia de wavelets $\Psi_{a_j, b_{jk}}$ sea admisible, en general, constituye un problema difícil caracterizar en general, aquellas wavelets que definen una Transformada Discreta. Felizmente se cuenta con

varias clases de wavelets admisibles. Se mencionan entre las más difundidas las wavelets spline, las wavelets de Daubechies y otras análogas, ampliamente difundidas en la literatura y en el software actualmente disponible. Entre estas encontramos diversas variantes, y particularmente las que *generan bases ortonormales de wavelets*. En general, esas clases de wavelets se asocian a la red diádica:

$$a_j = 2^{-j} ; \quad b_{jk} = 2^{-j} k \quad j, k \in \mathbb{Z} \quad 4.10$$

Bajo esta elección de los parámetros, tendremos entonces la usual expresión para las wavelets:

$$\Psi_{jk}(t) = 2^{j/2} \Psi(2^j t - k) \quad j, k \in \mathbb{Z} \quad 4.11$$

Asumiendo que la wavelet madre real y una señal $s(t)$ de energía finita la Transformada discreta asociada se define como:

$$DW_{\Psi} s(j, k) = \langle s, \Psi_{jk} \rangle = \int_{-\infty}^{\infty} s(t) \Psi_{jk}(t) dt \quad 4.12$$

Para todos los valores enteros de j, k . Por otra parte, tenemos la fórmulas de síntesis:

$$s(t) = \sum_j \sum_k c_{jk} \Psi_{jk}(t) \approx \sum_j \sum_k \langle s, \Psi_{jk} \rangle \Psi_{jk}(t) \quad 4.13$$

Para apropiados coeficientes en wavelets c_{jk} .

4.6 ANÁLISIS ESPECTRAL DEL ELECTROCARDIOGRAMA

En los últimos años han surgido, y continúan en desarrollo, distintos métodos y técnicas de procesamiento digital, para la detección y evaluación de señales biológicas. Entre estos métodos se destacan los basados en el estudio de las distribuciones *tiempo-frecuencia* como la transformada de Fourier de corto Tiempo

(STFT), o la transformada Wavelet. El análisis espectral de una señal consiste en estudiar en detalle el comportamiento de sus componentes armónicas en el dominio de la frecuencia. Para obtener el espectro simple de una función se puede recurrir a la transformada de Fourier (FT), sin embargo, la mayoría de las señales biológicas son no-estacionarias, por lo que su espectro varía con el tiempo. Para lograr una localización temporal de las componentes espectrales se utilizan otras transformadas, que proporciona una *representación tiempo-frecuencia* de la señal. La STFT y la WT pertenecen a este grupo especial de transformadas.

En el caso de la STFT, la señal se divide en pequeños segmentos, y se calcula la TF de cada segmento. Se obtiene así una *representación tiempo-frecuencia* de la señal, que permite conocer no sólo el valor de sus componentes armónicas, sino también su ubicación en el tiempo.

Con la transformada de Wavelet se observa el comportamiento de distintas partes de la señal, al expandirla en funciones básicas. La WT también provee la *representación tiempo-frecuencia* de la señal, al brindar información sobre el tiempo y la frecuencia simultáneamente. A diferencia de la STFT, la Transformada wavelet analiza la señal con distintas resoluciones para las diferentes frecuencias. En el análisis de las altas frecuencias, la WT exhibe buena resolución en el tiempo pero mala resolución de frecuencia. Por ello la WT resulta particularmente útil para el análisis de señales con componentes armónicas de altas frecuencia durante períodos muy cortos, y armónicas de baja frecuencia durante largos períodos, como son las señales electrocardiográficas.

A continuación se presenta dos algoritmos basados en la Transformada Wavelet para analizar el contenido espectral del electrocardiograma, proceder a la eliminación de ruido y a la detección de patrones característicos del ECG.

El hardware utilizado puede ser un PC Pentium MMX de 233 Mhz con 64 Mb de RAM, para desarrollar los algoritmos se puede emplear los lenguajes de programación Turbo C y Matlab 5.3, bajo plataforma Windows 98. Las señales se pueden extraer de la base de datos PhysioBank cuya dirección electrónica es: <http://www.physionet.org>

Primer procedimiento. Utilizado para la eliminación de ruido interferente en la señal electrocardiográfica, consiste en:

- Calcular la Transformada Wavelet Discreta (DWT).
- Elección del nivel de ruido presente en la señal
- Eliminación del ruido aplicando dos métodos de filtrado mediante la fijación de umbral (thresholding).
- Calcular la Transformada Wavelet Inversa (IDWT) para reconstruir la señal.
- Comparar la señal original y la IDWT, para obtener la calidad de la reconstrucción.
- Comparar la DWT filtrada y la DWT original.
- Calcular el espectro de coeficientes wavelet para cada nivel de descomposición

El cálculo de la transformada se realiza mediante la descomposición de la señal en varios niveles, exponiendo la señal a filtros pasa-altos y pasa-bajos y luego a un sub-muestreo en cada nivel de descomposición. Al filtrar con pasa-altos se obtiene los coeficientes wavelet de cada nivel, y con pasa-bajos se obtiene la nueva entrada para el siguiente nivel. Por último la Transformada Wavelet está compuesta

por la unión de los coeficientes wavelet de todos los niveles, como se muestra en la figura 4.1.

Para la reconstrucción de la señal se utiliza el procedimiento inverso, el cual puede ser precedido por una operación de filtrado (eliminación de ruido).

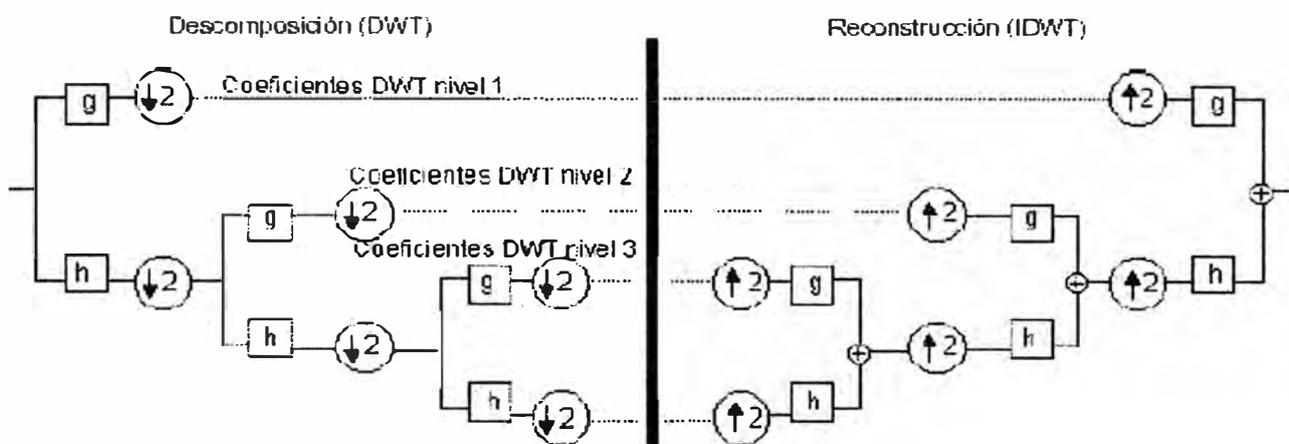


Figura 4.1 Niveles de coeficientes Wavelet

Debido al sucesivo sub-muestreo por 2 y para que el procedimiento sea eficiente, la longitud de la señal debe ser una potencia de 2. La longitud de la señal determina el número de niveles en que la señal puede descomponerse. Es decir que si la señal consta de 1024 muestras, es posible descomponerla hasta en 10 niveles.

Segundo Procedimiento. Para detectar patrones característicos del ECG (intervalo QT) e incluye:

- Cálculo de la Transformada Wavelet Discreta.
- Separación de los distintos niveles de la transformada.

- Detección, mediante wavelet, de patrones característicos en el ECG (cada nivel se usa para la detección de un patrón de onda en particular). Este algoritmo permite detectar el intervalo QT de un electrocardiograma (figura 4.2), distinguiendo primero las ondas o segmentos individuales que conforman el intervalo QT, que en el ECG representa los procesos de despolarización y de repolarización ventricular. La detección y análisis del intervalo QT tiene importancia clínica y diagnóstica.

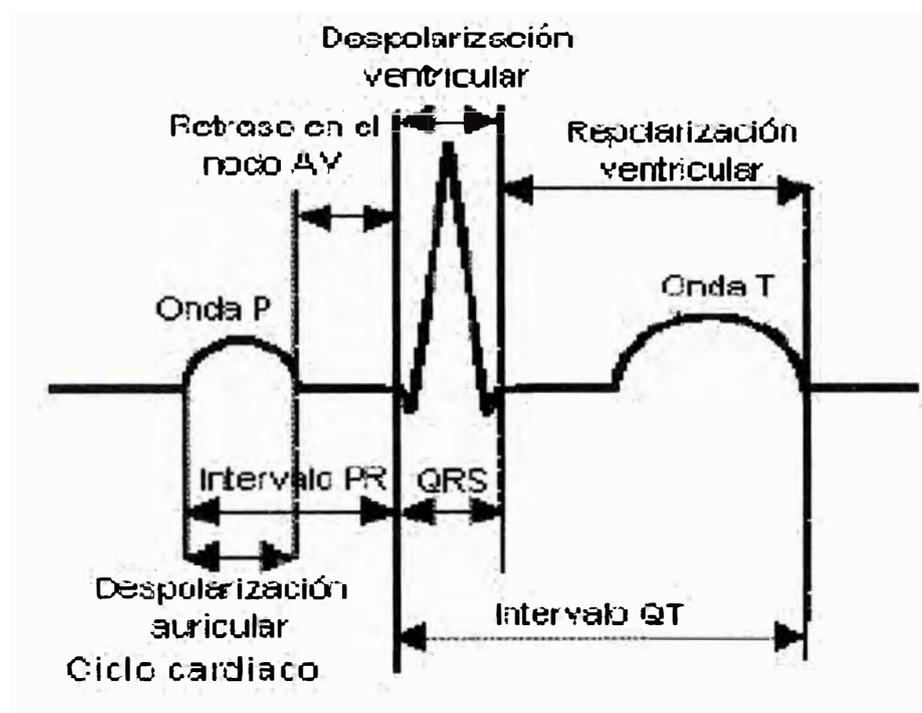


Figura 4.2 componentes de una onda ECG

La detección del intervalo QT requiere dos pasos previos (figura 4. 3):

- detección del inicio y final del complejo QRS (usando la escala 2^2)
- detección del inicio del intervalo ST y final de la onda T (usando la escala 2^4)

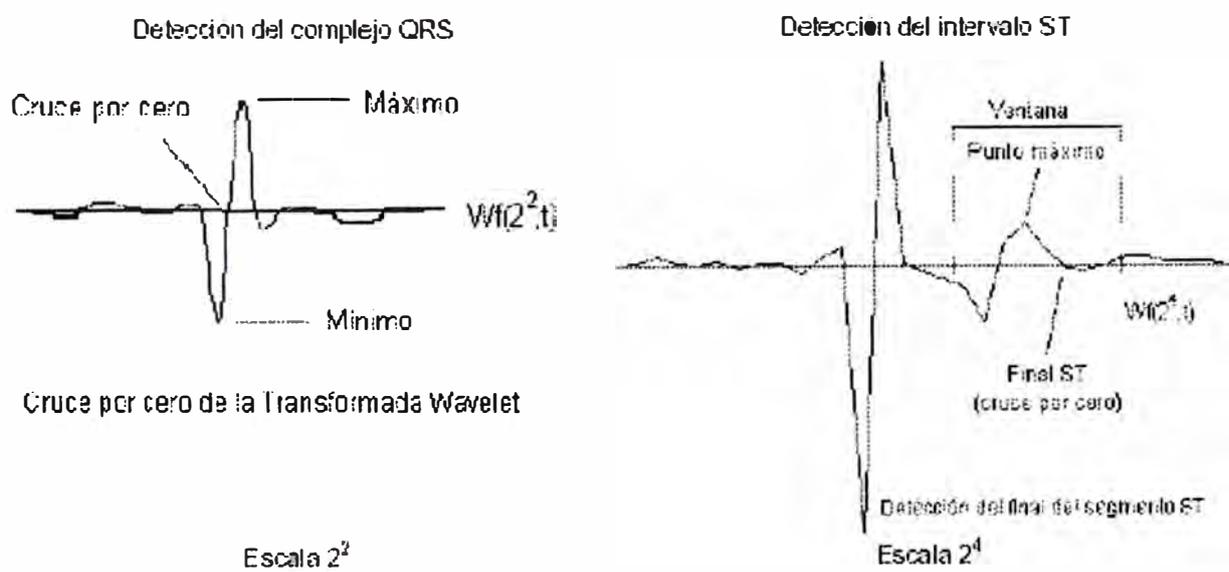


Figura 4.3

4.7 PROGRAMA DE ANÁLISIS MEDIANTE TRANSFORMADA

WAVELET DISCRETA

Se emplea Wavelet toolbox de Matlab 5.3, que provee las funciones para analizar señales de una dimensión.

```
%Análisis de una señal ECG mediante wavelet de nivel 1
fid=fopen('d:\grabar\A01.dat','r');
[c,cuenta]=fread(fid,16,'short');
fclose('all');
c2=[c]/250;
s=c2;
ls=length(s);
%Descomposición de la señal usando wavelet 'db1', se generan coeficientes
%de nivel 1 en cA1:Aproximación y cD1: detalle
%se usan las funciones: dwt, upcoef, idwt, wavedec, appcoef, detcoef y wrcoef
[cA1,cD1]=dwt(s,'db1');
%Construyendo el nivel 1 desde los coeficientes cA1 y cD1
A1=upcoef('a',cA1,'db1',1,ls);
D1=upcoef('d',cD1,'db1',1,ls);
%Para graficar A1 y D1 se usa subplot
subplot(1,2,1); plot(A1); title('Aproximación A1');
subplot(1,2,2); plot(D1); title('detalle D1');

%Regenerando la señal con la transformada Wavelet inversa
A0=idwt(cA1,cD1,'db1',ls);
```

```

%Descomposición de la señal en multinivel Wavelet

%Para descomponer en multinivel 3 se usa wavelet 'db1' y la función wavedec

%Se obtienen los coeficientes en los vectores C y L

[C,L]=wavedec(s,3,'db1');

%Para extraer los coeficientes de nivel 3 desde C y L

cA3=appcoef(C,L,'db1',3);

%Para extraer los coeficientes de nivel 3, 2 y 1 desde C

cD3=detcoef(C,L,3);

cD2=detcoef(C,L,2);

cD1=detcoef(C,L,1);

%Reconstruyendo el nivel 3 de aproximación desde C y L

A3=wrcoef('a',C,L,'db1',3);

%Reconstruyendo el detalle de los coeficientes de nivel 1, 2 y 3 desde C

D1=wrcoef('d',C,L,'db1',1);

D2=wrcoef('d',C,L,'db1',2);

D3=wrcoef('d',C,L,'db1',3);

%Graficando los resultados de una descomposición multinivel

subplot(2,2,1); plot(A3); title('Aproximadamente A3');

subplot(2,2,2); plot(D1); title('Detalle D1');

subplot(2,2,3); plot(D2); title('Detalle D2');

subplot(2,2,4); plot(D3); title('Detalle D3');

%Reconstruyendo la señal original desde la descomposición en nivel 3

A0=waverec(C,L,'db1')

%Comparando la señal original desde la descomposición de nivel 3

```

```
subplot(2,1,1); plot(s); title('original'); axis off
```

```
subplot(2,1,2); plot(A3), title('nivel 3 aproximadamente ');
```

```
axis off
```

```
%Eliminando ruido por Thresholding
```

```
%Para graficar los detalles de D1, D2 y D3 se usa subplot
```

```
subplot(3,1,1); plot(D1); title('detalle nivel 1'); axis off
```

```
subplot(3,1,2); plot(D2); title('detalle nivel 2'); axis off
```

```
subplot(3,1,3); plot(D3); title('detalle nivel 3'); axis off
```

```
%Eliminando el ruido con la función ddencmp, wavelet 'db1', C y L
```

```
[thr,sorh,keepapp] = ddencmp('den','wv',s);
```

```
clean=wdencmp('gbl',C,L,'db1',3,thr,sorh,keepapp);
```

```
%Para graficar la señal original y ruidosa
```

```
subplot(2,1,1); plot(s,(2000:3920)); title('original');
```

```
subplot(2,1,2); plot(clean(2000:3920)); title('sin-ruido');
```

CAPÍTULO V
TRANSTORNOS DEL RITMO CARDÍACO
Y EQUIPOS DE CARDIOLOGÍA

El ECG proporciona valiosa información sobre los trastornos del ritmo (arritmias) y conducción (bloqueos) cardiacos; sobre la insuficiencia coronaria (prueba de esfuerzo) y existencia. Localización y curso evolutivo de los infartos. Informa, además sobre el grado de hipertrofia cardiaca y curvas de sobrecarga. Etc.

5.1 ARRITMIAS CARDÍACAS

5.1.1 ARRITMIAS DE ORIGEN SINUSAL

• **TAQUICARDIA SINUSAL:**

Es un aumento de la frecuencia del ritmo sinusal superior a los 100 latidos por minuto y que casi nunca supera los 170 latidos/min.

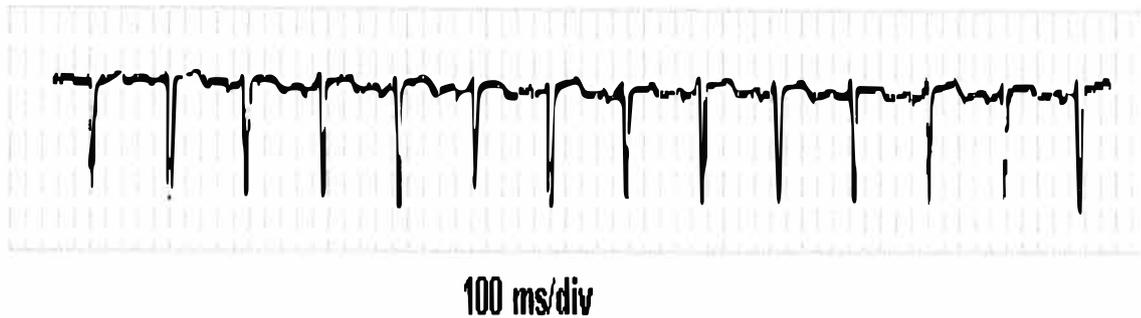


Figura 5.1. Taquicardia sinusal

- **BRADICARDIA SINUSAL**

Es la frecuencia del ritmo sinusal inferior a 60 latidos/min. Cuando la frecuencia disminuye por debajo de 40 latidos/min. puede aparecer angina de pecho, hipotensión, insuficiencia cardiaca o alteraciones de la conciencia.



Figura 5.2 Bradicardia sinusal

- **FIBRILACIÓN AURICULAR**

No se observa una actividad auricular clara (impulsos desordenados) y la respuesta ventricular es generalmente muy irregular (160-200 latidos/min).

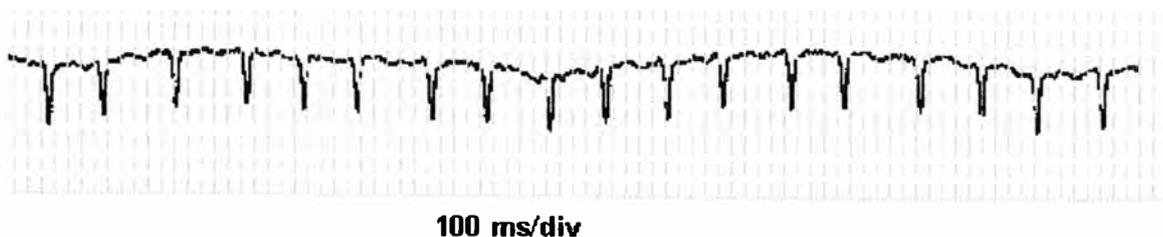


Figura 5.3a Fibrilación auricular con respuesta ventricular rápida

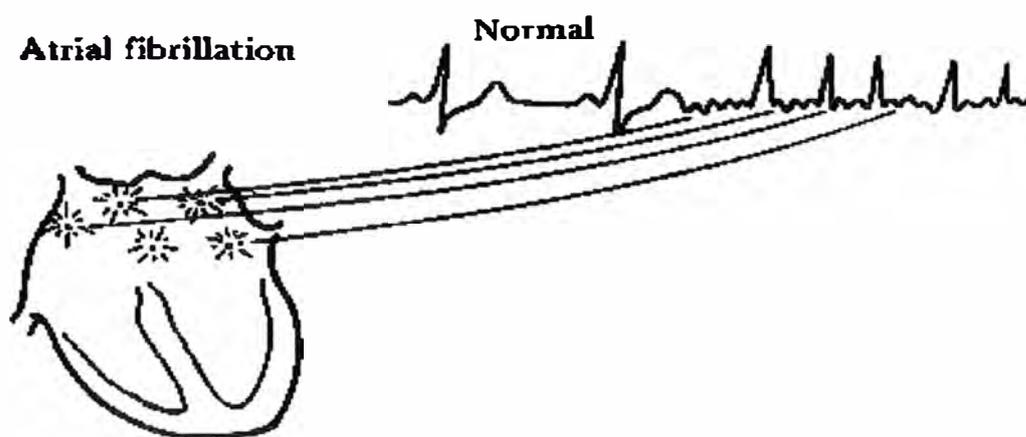


Figura 5.3b Fibrilación auricular

- **FLÚTER AURICULAR:**

El ritmo se caracteriza por una frecuencia auricular de entre 280-350 latidos/min. La frecuencia ventricular varia según el grado de bloqueo AV que suele ser 2:1 en pacientes no tratados.



Figura 5.4 Flúter auricular.

5.1.2 ARRITMIAS DE ORIGEN VENTRICULAR

- **RITMO DE LA UNIÓN AV O RITMO NODAL:**

Ritmo de fuga. Se produce en el haz de His cuando dejan de llegar impulsos procedentes del nodo sinusal. Frecuencia ventricular entre 40 - 60 latidos/min. siendo regular. Los complejos QRS son iguales en el ECG que cuando existe ritmo sinusal.



200 mv/div

Figura 5.5 Ritmo de fuga

- **TAQUICARDIA DE LA UNIÓN AV O NODAL:**

La taquicardia nodal conlleva una frecuencia ventricular de 100 - 140 latidos/min. En este trastorno del ritmo, la automaticidad propia de la unión AV es superior a la del nodo sinusal.



200 ms/div

Figura 5.6 Taquicardia nodal.

- **CONTRACCIONES VENTRICULARES PREMATURAS (CVP):**

Son despolarizaciones prematuras del ventrículo, por lo que se asocian a complejos QRS prematuros de una morfología habitualmente distinta y con una duración superior a 0,12 seg. La onda T generalmente es muy grande y de dirección contraria a la deflexión mayor del complejo QRS.



Figura 5.7 Contracciones ventriculares prematuras

- **RITMO IDIOVENTRICULAR ACELERADO (RIVA)**

Se caracteriza por tres o más complejos QRS anchos y extravagantes que se presentan con una frecuencia similar a la frecuencia sinusal, siendo casi siempre inferior a 100 latidos/min. Es particularmente frecuente después del infarto de miocardio sobre todo después de infarto al miocardio inferior.

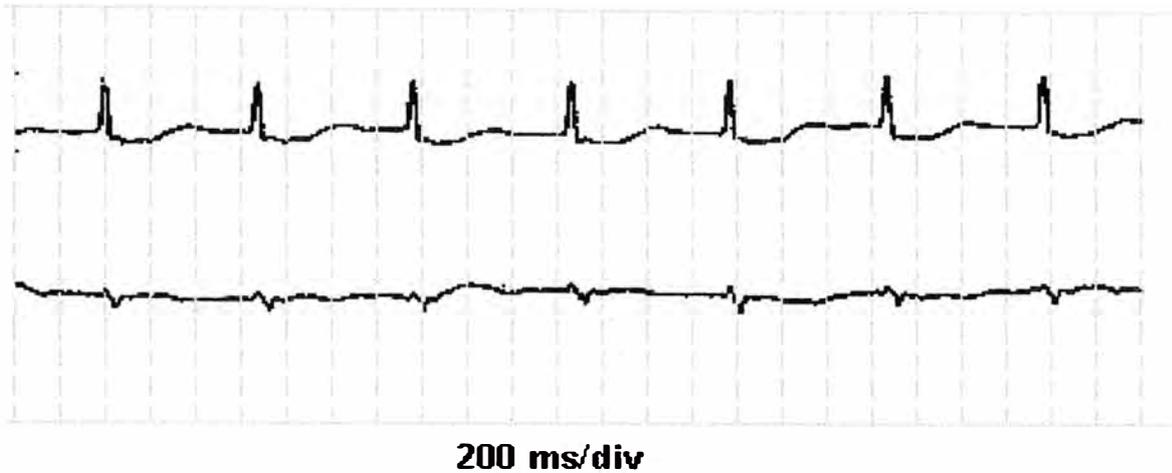


Figura 5.7 Ritmo idioventricular acelerado

- **TAQUICARDIA VENTRICULAR (TV)**

Se define como la presencia de 3 o más extrasístoles secuenciales a una frecuencia que oscila entre 120 - 150 latidos/min. Es una arritmia peligrosa por su propensión a degenerar en fibrilación ventricular. Cuando la TV dura más de 30 segundos o causa un colapso hemodinámico que requiere su terminación se denomina *TV sostenida*. La *TV no sostenida* dura menos de 30 segundos y se detiene espontáneamente

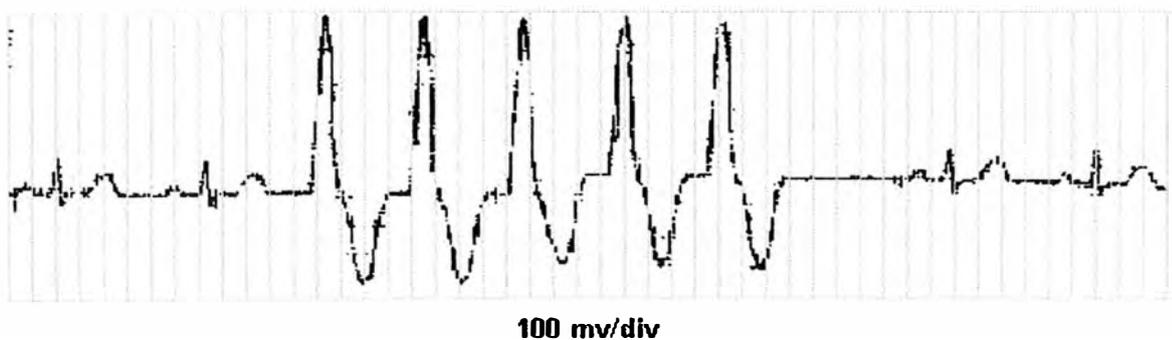


Figura 5.8 Taquicardia ventricular

- **FIBRILACIÓN VENTRICULAR (FV)**

Trastorno del ritmo ventricular en el que los impulsos ocurren de un modo irregular y a una frecuencia, en general, elevada, por lo que la contracción cardiaca es no coordinada y el volumen de expulsión nulo. Se observa en el ECG un ritmo completamente irregular en anchura, amplitud y frecuencia.

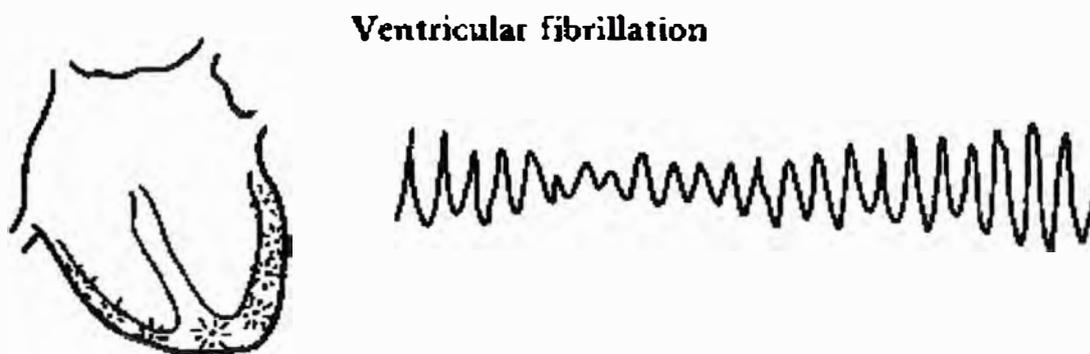


Figura 5.9 Fibrilación ventricular

5.1.3 TRASTORNOS DE CONDUCCIÓN

- **BLOQUEO AURICULO-VENTRICULAR**

Bloqueo A-V de 1º grado: Se caracteriza por una prolongación del intervalo PR



Figura 5.10. Bloqueo auriculo-ventricular

Bloqueo A-V de 2º grado: Se caracteriza por el fallo intermitente de la llegada del impulso al ventrículo, con lo que se produce una omisión de latidos ventriculares. Existen dos tipos: *bloqueo de Mobitz tipo I o bloqueo de Wenckebach* como se muestra en la Figura 2.11. y *bloqueo de Mobitz tipo II* como se muestra en la Figura 2.12 (se caracteriza por un intervalo PR fijo produciéndose omisión de latidos, los latidos pueden faltar irregularmente o siguiendo un modelo regular (2:1, 3:1 o 4:1 son los más frecuentes); el origen de este bloqueo es un trastorno de conducción en el seno o por debajo del haz de His)



200 ms/div

Figura 5.11 Bloqueo de Mobitz 1



200 ms/div

Figura 5.12. Bloqueo de Mobitz 2

Bloqueo A-V de 3º grado: Se caracteriza por despolarizaciones auriculares que nunca son transmitidas al ventrículo. Los ventrículos son despolarizados por un marcapasos

independiente, en general nodal o infranodal. La frecuencia ventricular es generalmente de 30 - 50 latidos/min.

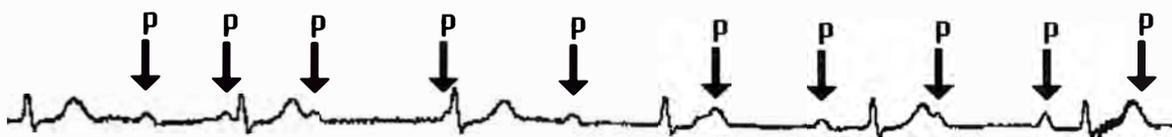


Figura 5.13 Bloqueo A-V de 3^o grado

5.2 EQUIPOS EMPLEADOS EN CARDIOLOGÍA

• QRS-Card

QRS-Card™/232 convierte una computadora (IBM o compatible) en un aparato de ECG de 12 derivaciones en tiempo real, con capacidad de realizar ECG en reposo y Prueba de Esfuerzo.

ESPECIFICACIONES:

- Grabación e impresión del ECG
- Almacenamiento en disco duro, visualización y revisión del ECG
- Impresión en papel corriente (Impresoras Laser, chorro de tinta, matriz de punto o térmica)
- Transmisión del ECG (por teléfono, por fax o por e-mail)
- Sistema de Red Lan ECG
- Plataforma Windows 98 / 2000
- QRS-Card™/232 se conecta a un puerto serial o un puerto USB de una computadora
- Resolución A/D – 12 bits

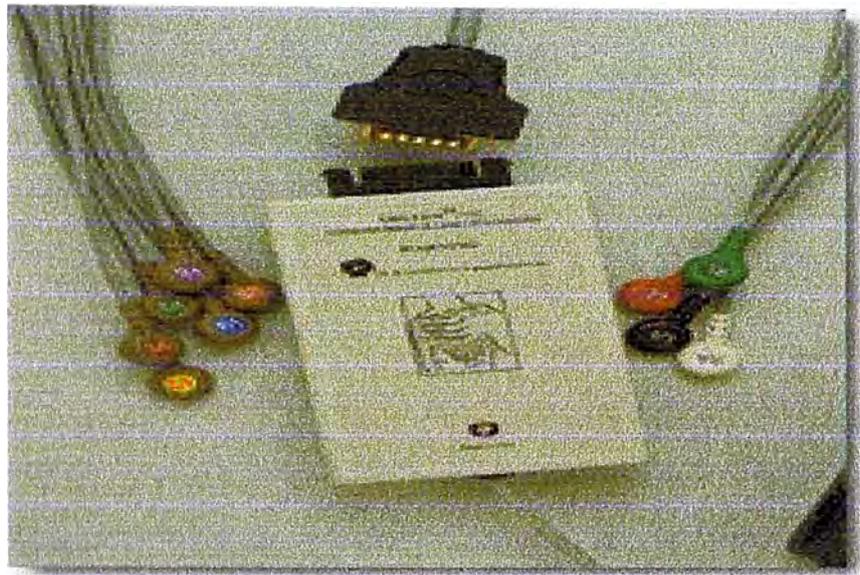


Figura 5.2.1 QRS-Card™/232

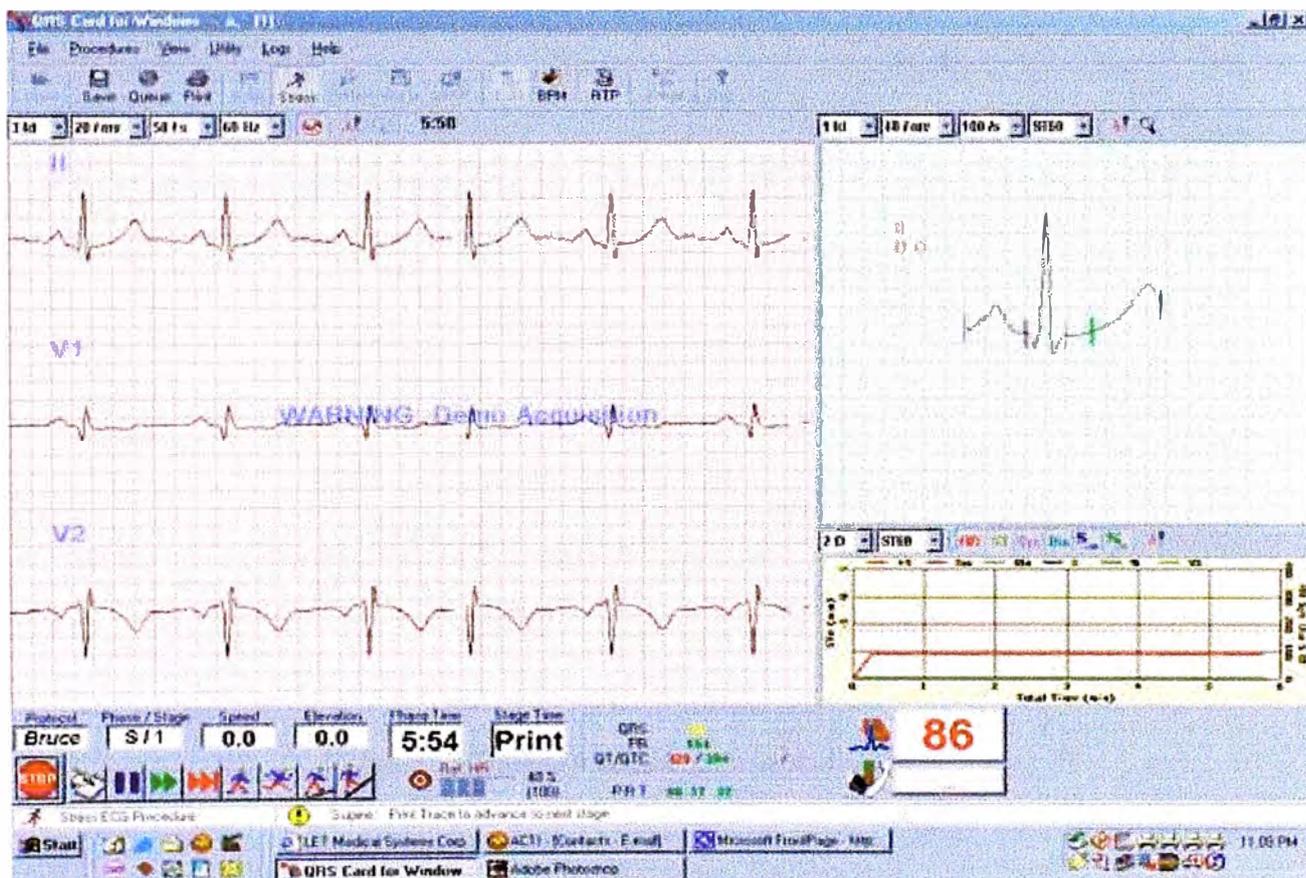


Figura 5.2.2 ECG en un monitor de Computadora bajo plataforma Windows 98



Figura 5.2.3 ECG en una prueba de esfuerzo

- **HOLTER MONITOR – DXP 1000**

El Monitor Holter digital provee todas las capacidades que requiere hoy día la grabación de un ECG, no requiere de interfase y elimina la necesidad de Hardware adicional para analizar y transferir datos de un ECG.

ESPECIFICACIONES:

- Disponible con 8 o 10 bits de resolución
- Reloj de tiempo Real – tiempo de muestreo de grabación
- 24 a 48 horas de grabación
- Opera con Baterías alcalinas recargables
- Display LCD – tiene interfase gráfica para programación
- Interfase USB
- 3 canales de entrada
- Frecuencia de muestreo de 108Hz. a 256Hz.
- Respuesta de frecuencia 0.05Hz. a 60Hz.
- Memoria Flash de 15MB – 45MB
- Dimensiones: 2.75” x 4.37” x 0.80”

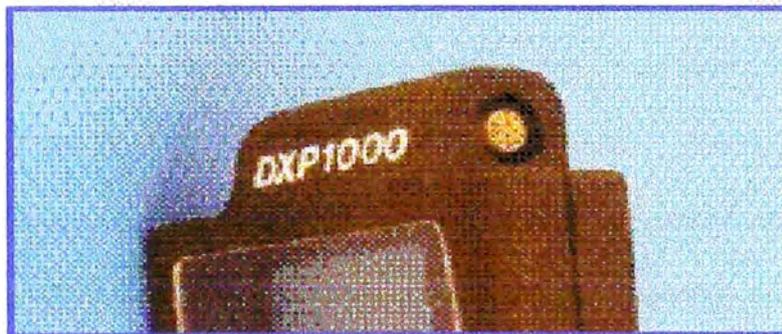


Figura 5.2.4 Holter Monitor DX1000

CONCLUSIONES

1. El presente trabajo permite conocer los elementos de Hardware y Software relacionados con el proceso de digitalizar señales Cardiovasculares.

La utilidad práctica del ECG radica en su valiosa información sobre los trastornos del ritmo (arritmias) y conducción (bloqueos} cardiacos, sobre la insuficiencia coronaria, localización y curso evolutivo de los infartos.

2. Hoy en día el avance de la Tecnología permite el desarrollo de soluciones con software aplicado a la medicina, lo que facilita un acertado diagnóstico.

Se pueden desarrollar una serie de módulos de instrumental médico que usan la computadora como una herramienta, ofreciendo no sólo las características básicas de instrumentación médica, sino también, la capacidad de análisis y la transmisión remota de información fisiológica para realizar tareas de telediagnóstico.

3. Se ha descrito un método basado en la transformada de Fourier para reducir el ruido y las variaciones de la línea base presentes en la señal electrocardiográfica. Este método se aplica después de la etapa de adquisición de la señal.

4. Se ha explicado un método para analizar el espectro de la señal ECG con

la teoría de la Transformada Wavelet.

5. Matlab es un software muy utilizado en la solución de problemas matemáticos, así como en simulación de sistemas de control, sistemas DSP, etc. Porque contiene una serie de funciones que facilitan el análisis de señales en el dominio del tiempo y en el dominio de la frecuencia.

6. En Internet existen una serie de bases de datos como AHA DB (American Heart Association Database), MIT DB (The Massachusetts Institute of Technology-Beth Israel Hospital), ESC DB (The European Society of Cardiology ST-T Database). Que contienen archivos en formato binario que corresponden a señales ECG, EEG.

ANEXO A

ACRÓNIMOS

ACR	American College of Radiology
ADC	Convertidor Analógico a digital
ADPCM	Adaptive Differential Pulse Code Modulation
ASCII	American Estándar Code for Information Interchange
CD-ROM	Compact Disc Read Only Memory
DAC	Convertidor Digital a analógico
DCT	Transformada discreta del coseno
DICOM	Digital Imaging and Communications in Medicine
DVD	Digital Versatile Disc
DWT	Discrete Wavelet Transform
ECG	Electrocardiograma
FFT	Transformada rápida de Fourier
FIR	Filtro de respuesta al impulso finita
GSM	Global System for Mobile Communications
HDTV	High Definition Television
HL7	Health Level Seven
IDCT	Transformación DCT inversa
IDFT	Transformada discreta de Fourier Inversa
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers
IIR	Filtro de respuesta al impulso infinita
IP	Protocolo de Internet
ITU	Interenational telecommunication Union
JBIG	Join Bi-level Image Group
JPEG	Join Photographic Experts Group
LD-CELP	Low Delay – Code-Excited Linear Predictive coding
QRS	Forma de onda de un Electrocardiograma
LPC	Linear Prediction coding
MIMD	Multiple Instruction Multiple Data
MIME	Multipurpose Internet Mail Extensions

ANEXO B

ANÁLISIS FRECUENCIAL DE SEÑALES

INTRODUCCIÓN A LA TRANSFORMADA DE FOURIER

La transformada de Fourier convierte información del dominio del tiempo al dominio de la frecuencia. Es una herramienta analítica importante en diversos campos tales como acústica, óptica, sismología, telecomunicaciones, reconocimiento de voz, procesamiento de señales y procesamiento de imágenes. En sistemas discretos en tiempo, la Transformada Discreta de Fourier (DFT) es la equivalente de la transformada de Fourier continua en el tiempo. Ya que la DFT requiere cálculo intensivo, tiene muy pocas aplicaciones, aún con las computadoras modernas. La Transformada Rápida de Fourier (FFT) es el nombre genérico para una clase de algoritmos computacionales eficientes que implementan la DFT y son ampliamente utilizados en el campo del procesamiento digital de señales (DSP).

Definamos ahora una función $X(F)$, denominada la *transformada de Fourier* de $x(t)$, como

$$X(F) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t)e^{-2\pi Ft} dt \quad \text{B.1}$$

$X(F)$ es una función de la variable continua F . La transformada inversa está dada por

$$x(t) = \int_{-\infty}^{\infty} X(F) e^{j2\pi Ft} dF \quad \text{B.2}$$

También el par de transformadas dadas por las ecuaciones B.1 y B.2 se pueden expresar en términos de la variable de frecuencia $\Omega = 2\pi F$

$$X(\Omega) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t) e^{-j\Omega t} dt \quad \text{B.3}$$

$$x(t) = \frac{1}{2\pi} \int X(\Omega) e^{j\Omega t} d\Omega \quad \text{B.4}$$

Las condiciones que garantizan la existencia de la transformada de Fourier son las condiciones de *Dirichlet*, que se pueden expresar como:

1. La señal $x(t)$ tiene un número finito de discontinuidades.
2. La señal $x(t)$ tiene un número finito de máximos y mínimos.
3. La señal $x(t)$ es absolutamente integrable, es decir,

$$\int_{-\infty}^{\infty} |x(t)| dt < \infty \quad \text{B.5}$$

Densidad espectral de energía

Para una señal $x(t)$ de energía finita con transformada de Fourier $X(F)$, su energía es

$$E = \int_{-\infty}^{\infty} |x(t)|^2 dt = \int_{-\infty}^{\infty} |X(F)|^2 dF \quad \text{B.6}$$

REPRESENTACION DE SISTEMAS EN TIEMPO DISCRETO

Se pueden usar cuatro representaciones en tiempo discreto: las ecuaciones de diferencias, las funciones de transferencia utilizando la transformada z , las funciones de transferencia utilizando la transformada de Fourier en tiempo discreto y las sumatorias de convolución. Estas representaciones discretas de sistemas comparten muchas propiedades con las representaciones de sistemas en tiempo continuo.

- ***Ecuaciones de diferencias***: Las ecuaciones de diferencias son las ecuaciones

diferenciales de los sistemas en tiempo discreto. Por ejemplo, una ecuación de diferencias es

$$\begin{aligned} & y(n+N) + a_1 y(n+N-1) + \dots + a_N y(n) \\ &= b_0 x(n+N) + b_1 x(n+(N-1)) + \dots + b_N x(n) \end{aligned} \quad \text{B.7}$$

$$y(0) = y_0, \quad y(1) = y_1, \quad y(2) = y_2, \dots, y(N-1) = y_{N-1}$$

Por medio de un cambio de variable, la ecuación anterior se puede escribir como:

$$y(n) + a_1 y(n-1) + \dots + a_N y(n-N) = b_0 x(n) + b_1 x(n-1) + \dots + b_N x(n-N) \quad \text{B.8}$$

La ecuación B.7 está en forma de adelanto. La ecuación de diferencias B.8 está en forma de retardo. La forma de retardo es muy conveniente para implementar las ecuaciones de diferencias en electrónica digital.

- **Funciones de transferencia.** La transformada z se utiliza para elaborar una función de transferencia para las ecuaciones de transferencias anteriores B.7 y B.8, suponer que las condiciones iniciales son cero, si se toma la transformada z de B.7 y se expresa la salida sobre la entrada, se obtiene la función de transferencia.

$$\frac{Y(z)}{X(z)} = \frac{b_0 z^N + b_1 z^{N-1} + \dots + b_N}{z^N + a_1 z^{N-1} + \dots + a_N} \quad \text{B.9}$$

Esta función de transferencia también se puede escribir como:

$$\frac{Y(z)}{X(z)} = \frac{b_0 + b_1 z^{-1} + \dots + b_N z^{-N}}{1 + a_1 z^{-1} + \dots + a_N z^{-N}} = H(z) \quad \text{B.10}$$

- **Sumatorias de convolución.** Esta representación es similar a la forma de la integral de convolución para sistemas en tiempo continuo. La representación de convolución está relacionada con la función de transferencia B.9, que se puede escribir como

$$Y(z) = H(z)X(z) \quad \text{B.11}$$

Si se invierte la ecuación B.11 utilizando la propiedad de convolución de la transformada z se obtiene.

$$y(n) = \sum_{k=-\infty} h(n-k)x(k) \quad \text{B.12}$$

La función $h(n)$, que se obtiene tomando la transformada z inversa de la función de transferencia, se llama función respuesta al impulso. La representación convolución es muy importante en la teoría de sistemas discretas.

ANÁLISIS FRECUENCIAL DE SEÑALES EN TIEMPO DISCRETO

La representación en series de Fourier de una señal periódica en tiempo continuo puede tener infinitas componentes de frecuencia, donde la separación en frecuencia de dos componentes armónicas sucesivas es $1/T_p$, (T_p es el periodo fundamental). Puesto que el rango de frecuencias de señales en tiempo continuo se extiende desde $-\infty$ a ∞ , es posible tener señales con infinitas componentes en frecuencia. Por el contrario, el rango de frecuencias de señales en tiempo discreto se limita al intervalo $(-\pi, \pi)$ ó $(0, 2\pi)$.

Una señal en tiempo discreto de periodo fundamental N puede tener componentes en frecuencias separadas $2\pi/N$ radianes ó $f = 1/N$ ciclos.

Para el análisis frecuencial de señales en tiempo discreto se utilizan las siguientes relaciones.

$$x(n) = \sum_{k=0}^{N-1} C_k e^{j2\pi kn/N} \quad \text{B.13}$$

$$C_k = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x(n) e^{-j2\pi kn/N} \quad \text{B.14}$$

La ecuación B.13 se denomina normalmente serie de Fourier en tiempo discreto (DFTS, discrete-time Fourier serie). Los coeficientes de Fourier $\{C_k\}$, $k=0,1,\dots,N-1$ proporcionan la descripción de $x(n)$ en el dominio de la frecuencia, donde C_k representa la amplitud.

TRANSFORMADA DE FOURIER DE SEÑALES APERIÓDICAS EN TIEMPO DISCRETO

La transformada Fourier de una señal de energía finita en tiempo discreto $x(n)$ se define como

$$X(w) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x(n) e^{-jwn} \quad \text{B.15}$$

$$x(n) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} X(w) e^{jwn} dw \quad \text{B.16}$$

$X(w)$ representa el contenido de frecuencias de $x(n)$, es decir $X(w)$ es una descomposición de $x(n)$ en sus componentes de frecuencia.

Se puede observar dos diferencias importantes entre la transformada de Fourier de una señal de energía finita en tiempo discreto y la transformada de Fourier de una señal de energía finita analógica. En primer lugar, para el caso de tiempo continuo, la transformada de Fourier, y por tanto el espectro de la señal, tiene un rango en frecuencias que va desde $-\infty$ a ∞ . Por el contrario, el rango de frecuencias de una señal en tiempo discreto es $(-\pi, \pi)$ o, equivalentemente, $(0, 2\pi)$.

ANCHO DE BANDA

Es el rango de frecuencias sobre el que se concentra la densidad espectral de energía o potencia. Es una medida cuantitativa que se conoce como *ancho de banda* de una señal. Por ejemplo supongamos que una señal en tiempo continuo tiene el 95% de su densidad espectral de potencia (o energía) concentrada en el rango de frecuencias $F_1 \leq F \leq F_2$. Entonces el ancho de banda del 95% de la señal es $F_2 - F_1$.

Una señales de *banda limitada* si su espectro es cero fuera del rango de frecuencias $|F| > B$. Por ejemplo, supongamos una señal en tiempo continuo e energía finita $x(t)$ es de banda limitada si su transformada de Fourier cumple que $X(F) = 0$ para $|F| > B$.

Una señal de tiempo discreto de energía finita $x(n)$ se dice de *banda limitada (periódicamente)* si

$$|X(w)| = 0 \quad \text{para } w_0 < |w| < \pi \quad \text{B.17}$$

Rangos de frecuencias de algunas señales naturales

El análisis de frecuencias se realiza con el propósito de extraer información de la señal observada. Por ejemplo, en el caso de señales biológicas, como la señal de un ECG, las herramientas de análisis que se han descrito servirán para extraer información relevante para un buen diagnóstico. En el caso de señales sísmicas,

podemos determinar las características y localización de un terremoto, En cuanto a señales electromagnéticas, como la señal reflejada de un avión, contiene información de su posición y de su velocidad radial. Estos parámetros pueden estimarse observando la señal radar recibida.

Cuando se procesa cualquier señal con el fin de extraer información ó medir algún parámetro, es necesario conocer aproximadamente el rango de frecuencias que contiene la señal. Como referencia en las tablas B.1 y B.2 se muestran los límites aproximados de señales biológicas y electromagnéticas en el dominio de la frecuencia.

TABLA B.1 Rangos de frecuencias de señales Biológicas

Tipo de Señal	Rango de Frecuencias (Hz)
Electroretinograma ¹	0 – 20
Electronistagmograma ²	0 – 20
Neumograma ³	0 – 40
Electrocardiograma ⁴ (ECG)	0 – 100
Electroencefalograma ⁵ (EEG)	0 – 100
Electromiograma ⁶	10 – 200
Esfigmomanograma ⁷	0 – 200
Voz	100 – 4000

1. Registro gráfico de las características de la retina
2. Registro gráfico de movimientos involuntarios de los ojos
3. Registro gráfico de la actividad respiratoria
4. Registro gráfico de la actividad del corazón
5. Registro gráfico de la actividad cerebral
6. Registro gráfico de la actividad muscular
7. Registro de la presión sanguínea

TABLA B.2 Rangos de frecuencias de señales Electromagnéticas

Tipo de Señal	Rango de frecuencia (Hz)
Radiodifusión	$3 \times 10^4 - 3 \times 10^6$
Señales de radio de onda corta	$3 \times 10^6 - 3 \times 10^{10}$
Comunicaciones vía satélite, enlaces de	$3 \times 10^8 - 3 \times 10^{10}$

Comunicaciones vía satélite, enlaces de microondas y Radar	$3 \times 10^8 - 3 \times 10^{10}$
Infrarrojos	$3 \times 10^{11} - 3 \times 10^{14}$
Luz visible	$3.7 \times 10^{14} - 7.7 \times 10^{14}$
Ultravioleta	$3 \times 10^{15} - 3 \times 10^{16}$
Rayos X y Rayos Gamma	$3 \times 10^{17} - 3 \times 10^{18}$

TRANSFORMADA DE FOURIER DISCRETA

Para realizar el análisis frecuencial de una señal en tiempo discreto $x(n)$, se convierte la secuencia en el dominio en una forma equivalente, en el dominio de la frecuencia. Tal forma viene dada por la transformada de Fourier, $X(w)$. Para una señal muestreada $x(n)$, la transformada de Fourier se define como:

$$X(w) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x(n)e^{-jwn} \quad \text{B.18}$$

donde w es una frecuencia normalizada a la de muestreo que varía entre $-\pi$ y π . La expresión B.18 recibe el nombre de *transformada de Fourier de tiempo discreto* (DTFT).

La DTFT tiene el problema de no ser adecuada para un tratamiento por computadora. En primer lugar porque es imposible disponer de una señal de longitud infinita, y en segundo lugar, porque es poco operativo manejar una expresión como la ecuación B.18 para efectos de procesamiento digital, se dispone de un conjunto finito de valores de la transformada. Para ello se suele usar la transformada Discreta de Fourier (DFT), definida como:

$$X(n) = \sum_{k=0}^{N-1} x(k)W^{nk} \quad \text{B.19}$$

donde $W = e^{-2\pi / N}$, la ecuación B.19 representa un conjunto de N puntos ($n=0, \dots, N-1$)

de la transformada de Fourier en el intervalo $[-\pi, \pi]$.

TRANSFORMADA RÁPIDA DE FOURIER

La expresión B.19 para obtener la DFT es computacionalmente lenta para la mayoría de las aplicaciones, por eso, se han desarrollado algoritmos de transformada rápidos (FFT), un algoritmo de FFT de decimación En Tiempo (DIT). Con la FFT, N es un número factorizable que permite a la mayoría de las DFTs de N puntos ser descompuestas en transformadas sucesivamente más y más pequeñas.

El tamaño de la transformada más pequeña por derivación es conocida como la raíz del algoritmo de la FFT. Por ello, para un algoritmo de FFT raíz-2, la transformada más pequeña o “mariposa” (unidad computacional básica) utilizada es la DFT de 2 puntos. Generalmente, para una FFT de N puntos, hay N muestras de frecuencias resultantes correspondientes a N muestras de tiempo de la señal de entrada $x(n)$. Para una FFT raíz-2, N es una potencia de 2.

El número de operaciones aritméticas puede ser reducido inicialmente al descomponer la DFT de N puntos en dos DFTs de N/2 puntos. Esto significa que la secuencia de tiempo de entrada $x(n)$ es descompuesta en dos subsecuencias de N/2 puntos (de aquí el nombre, decimación en tiempo), la cual consiste de sus muestras impares y pares con índices de tiempo expresados matemáticamente como $2n+1$ y $2n$, respectivamente. Substituyendo estos índices de tiempo en la ecuación original de la DFT nos da:

$$\begin{aligned} X(k) &= \sum_{n=0}^{N/2-1} x(2n)W_N^{2nk} + \sum_{n=0}^{N/2-1} x(2n+1)W_N^{(2n+1)k} \\ &= \sum_{n=0}^{N/2-1} x(2n)W_N^{2nk} + W_N^k \sum_{n=0}^{N/2-1} x(2n+1)W_N^{2nk} \end{aligned} \quad \text{B.20}$$

ya que:

$$W_N^2 = [e^{-j(2\pi/N)}]^2 = [e^{-j\pi/(N/2)}]^2 = W_{N/2}$$

la ecuación B.20 puede ser escrita como:

$$\begin{aligned}
X(k) &= \sum_{n=0}^{N/2-1} x(2n)W_{N/2}^{nk} + W_N^k \sum_{n=0}^{N/2-1} x(2n+1)W_{N/2}^{nk} \\
&= Y(k) + W_N^k Z(k) \quad k=0,1,\dots,N-1
\end{aligned} \tag{B.21}$$

donde $Y(k)$ es el primer termino de la sumatoria y $Z(k)$ es el segundo termino de la sumatoria.

$Y(k)$ y $Z(k)$ pueden ser vistas como las DFTs de las muestras de tiempo numeradas par e impar respectivamente. En este caso, el número de multiplicaciones complejas y sumas es aproximadamente $N+2(N/2)^2$ porque, de acuerdo con 2.21, la DFT de N puntos es separada en dos DFTs de $N/2$ puntos, las cuales entonces son combinadas por N multiplicaciones complejas y sumas. Por ello, al separar la DFT original de N puntos en dos DFTs de $N/2$ puntos, el numero total de operaciones aritméticas ha sido reducido.

La periodicidad de $X(k)$, $Y(k)$, y $Z(k)$ esta implícita en la derivación anterior. $X(k)$ es periódica en k con un periodo de N , mientras $Y(k)$ y $Z(k)$ son periódicas en k con un periodo de $N/2$. De manera consecuente y tomando en cuenta los rangos del índice k sobre N valores desde 0 hasta $N-1$ para $X(k)$, ambos $Y(k)$ y $Z(k)$ deben de ser computados para k entre 0 y $(N/2)-1$ únicamente. Aunque 2.21 puede ser utilizado para evaluar $X(k)$ para $0 \leq k \leq N-1$, pueden darse mayores reducciones en la cantidad de computaciones, cuando la propiedad de simetría y la periodicidad del factor W_N son utilizadas para computar $X(k)$ separadamente sobre los siguientes rangos:

- 1a. mitad del espectro de frecuencia: $0 \leq k \leq (N/2)-1$
2a. mitad del espectro de frecuencia: $(N/2) \leq k \leq (N-1)$

La ecuación B.21, para $N/2 \leq k \leq N-1$, puede ser reescrita como:

$$X(k+N/2) = \sum_{n=0}^{N/2-1} x(2n)W_{N/2}^{n(k+N/2)} + W_N^{k+N/2} \sum_{n=0}^{N/2-1} x(2n+1)W_{N/2}^{n(k+N/2)} \tag{B.22}$$

donde $0 \leq k \leq (N/2)-1$

ya que:

$$W_{N/2}^{n(k+N/2)} = W_{N/2}^{n(N/2)} W_{N/2}^{nk} = e^{-j2\pi n} W_{N/2}^{nk} = W_{N/2}^{nk}$$

y

$$W_N^{k+N/2} = W_N^k e^{-j\pi} = -W_N^k$$

La ecuación B.22 puede ser reescrita como:

$$\begin{aligned} X(k+N/2) &= \sum_{n=0}^{N/2-1} x(2n) W_{N/2}^{nk} - W_N^k \sum_{n=0}^{N/2-1} x(2n+1) W_{N/2}^{nk} \\ &= Y(k) - W_N^k Z(k) \quad k = 0, 1, \dots, (N/2)-1 \end{aligned} \quad \text{B.23}$$

Por ello, B.21 puede ser utilizada para computar la primera mitad del espectro de frecuencias $X(k)$ para el rango de índice $0 \leq k \leq (N/2)-1$, mientras la ecuación B.23 puede ser utilizada para computar la segunda mitad del espectro de frecuencias $X(k+N/2)$.

El proceso de decimación anterior y el explotar la simetría pueden reducir las computaciones de la DFT tremendamente. Al continuar decimando las muestras de tiempo impares y pares de un modo similar, pueden ser obtenidas cuatro DFTs de $N/4$ puntos, resultando en una mayor reducción en las computaciones de la DFT. respectivamente llevado hasta que eventualmente la DFT de N puntos pueda ser evaluada como una colección de DFTs de 2 puntos o mariposas.

BIBLIOGRAFÍA

- 1 Douglas K. Lindner, “Introducción a las señales y a los sistemas “,Primera edición ,Mc Graw Hill, 2001
- 2 Alan V. Oppenheim, “Tratamiento de señales en tiempo discreto”, segunda Edición, Prentice Hall, 2001
- 3 Jhon G. Proakis, “Tratamiento digital de señales”, tercera edición, Prentice Hall, 1999
- 4 Barry B. Brey, “Los Microprocesadores Intel”, quinta edición, Prentice Hall, 2001
- 5 Herbert Schildt, “Turbo C/C++ Manual de Referencia”, primera edición, Mc Graw Hill/Interamericana de españa, S.A.
- 6 Robert Jourdain, “Solucionario del Programador para IBM PC y Compatibles”, Primera edición, ediciones Amaya Multimedia, S.A. 1988
- 7 James W. Coffron, “Practical Interfacing Techniques for Microprocessor Systems”, Prentice Hall, 1990
- 8 Delores M. Etter, “Solución de problemas de Ingeniería con MatLab”, segunda Edición, prentice Hall, 1998
- 9 Juan Surós Batllo / Antonio Surós Batto, “Aparato Circulatorio”,séptima edición, Salvat Editores, 1987
- 10 Gráficos de varios tipos de Wavelets en: <http://coco.ccu.univi.es>

- 11 Los Wavelets en el futuro en:
<http://www.nationalacademies.org>
- 12 Tecnología JPEG2000, compresión de datos en:
<http://www.amara.com/ftpstuff/IEEEWavelets.ps.gz>
<http://paos.colorado.edu/research/wavelets>
- 13 Diseño de un Electrocardiógrafo en:
<http://www.cucei.udg.mx/eventos/somi/indices/Elect.pdf>
<http://www.el.bqto.unexpo.edu.ve/~cdi/>
- 14 Base de datos de señales Fisiológicas en:
<http://www.physionet.org/>
- 15 Equipos de Cardiología, Pulse Biomedical, Inc. En:
http://www.letmedical.com/pulse_biomedicalesp.htm