



UNIVERSIDAD
NACIONAL
AUTONOMA DE
MEXICO

01170
72
20

Facultad de Ingeniería.

Sistema de Biomonitoreo Médico Personal

T E S I S

Que para obtener el Grado de

MAESTRO EN INGENIERIA
eléctrica

Presenta:

Ing. Jorge Rodríguez Cuevas

Director de tesis:
Dr. Francisco J. García Ugalde

México, D.F.

**TESIS CON
FALLA DE ORIGEN**

1994



Universidad Nacional
Autónoma de México



UNAM – Dirección General de Bibliotecas Tesis Digitales Restricciones de uso

DERECHOS RESERVADOS © PROHIBIDA SU REPRODUCCIÓN TOTAL O PARCIAL

Todo el material contenido en esta tesis está protegido por la Ley Federal del Derecho de Autor (LFDA) de los Estados Unidos Mexicanos (México).

El uso de imágenes, fragmentos de videos, y demás material que sea objeto de protección de los derechos de autor, será exclusivamente para fines educativos e informativos y deberá citar la fuente donde la obtuvo mencionando el autor o autores. Cualquier uso distinto como el lucro, reproducción, edición o modificación, será perseguido y sancionado por el respectivo titular de los Derechos de Autor.

**A
GUILLE,
JORGE ISAAC
Y DAVID.**

Agradecimientos.

A Dios, por permitirme realizar una de mis metas.

A mis padres , por el amor, apoyo y ejemplo, que me han brindado a lo largo de toda mi vida.

A mis hermanos, Ana María, María del Carmen, Timo y Víctor por el maravilloso equipo que hemos formado.

A todos mis sobrinos, cuñados, cuñadas y familiares.

A mis compañeros del Centro de Diseño Electrónico y del Departamento de Comunicaciones y Electrónica.

A todos mis amigos.

Al Dr. Francisco García Ugalde y al Ingeniero Eduardo Ramírez Sánchez por su apoyo a la realización de este trabajo.

RESUMEN

El monitoreo, almacenamiento y análisis de señales de origen biológico constituyen herramientas de primera importancia en trabajos de investigación, de apoyo a la docencia y en la práctica clínica diaria. De acuerdo con esto se ha realizado el diseño y construcción de un sistema portátil de adquisición de señales biomédicas, correspondientes a los signos vitales que proveen al médico la información necesaria para establecer el estado clínico del paciente.

Las señales comprendidas en el sistema son: Electrocardiograma (ECG), señal de respiración, frecuencia cardíaca y temperatura corporal, todas las señales son obtenidas por métodos de medición no invasivos, una vez registrados los datos son enviados a través de la línea telefónica a un puesto central (computadora personal), en la cual se puede llevar la historia clínica del paciente.

Los métodos utilizados para la obtención de cada señal son los siguientes:

El ECG es obtenido mediante una colocación de electrodos correspondiente a un arreglo transtorácico, incluyéndose en el procesamiento de la señal un circuito corrector de línea de base, además de los diferentes procesos de filtraje para cancelar ruido e interferencia.

La señal de respiración (neumograma) es obtenida por el mismo par de electrodos utilizado en el registro del ECG, mediante el método de medición de eventos fisiológicos por cambio de impedancia, utilizando para ello un circuito bipolar de corriente constante.

La frecuencia cardíaca es obtenida a partir del procesamiento de la información contenida en el ECG y finalmente, para la medición de temperatura es utilizado como transductor un circuito integrado de propósito específico.

La arquitectura está basada alrededor de un microcontrolador, el cual se encarga de administrar las diferentes funciones del sistema como son: registro de los signos vitales, manejo del *modem* para la transmisión y recepción de la información, así como para la programación del mismo.

Este trabajo puede servir para personas que convalecen en su hogar, las cuales carecen de un médico personal y se les puede hacer un seguimiento clínico desde un lugar remoto.

Asimismo se han encontrado otras aplicaciones como la de conectarle una pantalla de cristal líquido para que pueda ser usado directamente en los hospitales y ambulancias, ya que una de sus principales características es que trabaja con un respaldo de baterías.

INDICE

INTRODUCCION	1
CAPITULO 1. METODOS DE MEDICION UTILIZADOS	5
CAPITULO 2. TRANSDUCCION Y ACONDICIONAMIENTO DE SEÑALES	14
CAPITULO 3. DESARROLLO DE LA ARQUITECTURA DEL SISTEMA	42
CAPITULO 4. PROGRAMACION DEL SISTEMA	49
CAPITULO 5. RESULTADOS Y CONCLUSIONES	66
BIBLIOGRAFIA	78

INTRODUCCION

INTRODUCCION

Una de las revoluciones más importantes de los últimos años, ha sido, sin duda, la que ha tenido lugar la aplicación de la instrumentación electrónica dentro de la medicina. La instrumentación electrónica se utilizó en un principio para obtener datos sobre la fisiología del paciente y darle al médico las herramientas necesarias para dar un diagnóstico, así como para el tratamiento de algunas enfermedades.

Posteriormente ha encontrado aplicación en necesidades terapéuticas tales como construcción de marcapasos, desfibriladores, entre otras. En la actualidad, se distinguen tres campos principales de aplicación: Diagnóstico, aplicaciones terapéuticas y monitoreo.

Precisamente en la aplicación de monitoreo, la instrumentación médica juega un papel muy importante para el registro de datos, análisis de los mismos y toma de decisiones. La instrumentación médica asiste al médico extendiendo sus alcances y en algunos casos aumentando su capacidad de colección de información.

Asimismo, con el surgimiento de los microprocesadores y microcontroladores ha habido un gran incremento en la habilidad de los instrumentos médicos para el análisis de la información. Estos instrumentos pueden realizar un procesamiento más completo y eficiente sobre los datos coleccionados, proporcionando de esta manera una herramienta que le permite al médico diagnosticar y tomar decisiones con mayor fundamento.

Por otro lado, existen situaciones en las cuales se requiere información sobre el estado de salud de una persona, no con fines de diagnóstico, sino con el propósito de llevar un monitoreo, el cual resulta indispensable en condiciones de emergencia o en la evaluación de enfermos que convalecen en un lugar remoto. En muchos casos es posible contar con la presencia de un médico, pero existen otros casos en donde por razones de diversa índole, se carece de la presencia física de un médico, imposibilitando así la asistencia al paciente.

Por estas razones se propone el desarrollado de un sistema de biomonitoreo médico portátil y de manejo fácil para su usuario, así como la construcción de un prototipo, el cual cumpla con las siguientes consideraciones de diseño:

A) SEÑALES BIOMEDICAS.

En el diseño de equipo de monitoreo, es necesario tomar en cuenta aquellas señales que proporcionen información sobre el estado general de salud del paciente, si bien es cierto que existen muchas señales biomédicas que pueden ser útiles para este propósito, es conveniente monitorear aquellas que aportan mayor información; de esta forma las señales a registrar son:

- 1) Electrocardiograma (ECG).
- 2) Señal de respiración.
- 3) Frecuencia cardiaca.
- 4) temperatura corporal.

B) METODOS DE MEDICION.

Los métodos de medición a utilizar, se clasifican en dos grupos, invasivos y no invasivos. Los métodos de medición invasivos usan transductores colocados en la superficie del cuerpo o insertados dentro de él; mientras que los métodos no invasivos utilizan transductores que no entran en contacto ni penetran la superficie del cuerpo.

Para efectos del presente trabajo, se considerará como invasivos aquellos que penetran la superficie del cuerpo, y como no invasivos aquellos que pueden tener un contacto directo con la superficie pero nunca traspasarla.

Así, tenemos que los transductores o sensores a utilizar deberán ser del tipo no invasivo, esto agrega a las ventajas antes mencionadas el ser más cómodos para el paciente.

C) COMUNICACION CON LA ESTACION CENTRAL.

Una vez registrados los cuatro eventos fisiológicos, serán transmitidos vía telefónica al puesto central de un hospital (computadora personal PC). Esto con la idea de que la persona que desea mandar sus datos lo pueda hacer desde cualquier punto donde exista o

esté instalada una red telefónica. Y así en la estación central le lleven un seguimiento clínico.

D) SEGURIDAD DEL PACIENTE.

Una de las consideraciones más importantes en el diseño, es salvaguardar la integridad física del paciente, a fin de evitarle cualquier tipo de riesgo.

Existen básicamente tres tipos de riesgo cuando nos referimos a instrumentos que interactúan con el paciente, estos son: biológicos, químicos y eléctricos; por lo que se requiere tomar medidas de precaución para minimizarlos de tal forma que no representen un riesgo potencial.

Los riesgos biológicos y químicos están prácticamente cancelados al utilizar transductores no invasivos, y aunque también ayudan a minimizar los riesgos eléctricos, es necesario tomar en cuenta otras medidas, dado que las fuentes de alimentación de los equipos, poseen alto contenido energético, y una eventual falla en el circuito podría producir efectos fatales al paciente.

E) CONSUMO DE ENERGIA.

Dado que se desea desarrollar un sistema portátil, es necesario utilizar baterías para el suministro de energía. Resulta entonces necesario, realizar el diseño pensando en el bajo consumo de potencia, con el propósito de prolongar al máximo la vida útil de las baterías. Por otro lado, resulta benéfico por lo que respecta a las medidas de seguridad de tipo eléctrico, trabajar en niveles de potencia de baja magnitud.

El presente trabajo se encuentra organizado de la siguiente manera: En el capítulo 1 se presentan los métodos de medición utilizados para el registro de cada una de las señales a monitorear; del capítulo 2 al 4 se presenta propiamente el diseño del sistema tanto en la parte de transducción y acondicionamiento de la señales así como la de programación del mismo; en el capítulo 5 se presentan los resultados obtenidos y las conclusiones. Finalmente se presenta la bibliografía empleada en el desarrollo del presente trabajo.

I. METODOS DE MEDICION UTILIZADOS

MÉTODOS DE MEDICION UTILIZADOS

Con frecuencia es necesario medir un evento fisiológico para el cual no existe un transductor especial o éste es de difícil adquisición. Tal es el caso que se tiene en el presente trabajo para el registro de tres de las señales fisiológicas (ECG, respiración y frecuencia cardíaca).

En este capítulo se cubren los métodos de medición utilizados para el registro de cada una de las señales fisiológicas haciendo énfasis en las ventajas de cada uno de ellos.

1.1 ELECTROCARDIOGRAMA (ECG)

El corazón se puede observar como un generador eléctrico encerrado en un conductor volumétrico, el torso. Dado que este generador está completamente encerrado por el torso, una medición directa del voltaje generado resulta imposible sino se recurre a la cirugía. Razón por la cual el método utilizado debe de ser no invasivo. El **electrocardiógrafo** mide el potencial que existe entre varios puntos sobre la superficie del conductor volumétrico y usa la información obtenida para determinar la condición clínica del corazón. Por su parte la **electrocardiografía** es la técnica de analizar esta actividad eléctrica la cual se simplifica si se considera que en algún tiempo, el potencial cardíaco es proyectado a lo largo de los ejes que existen en cada uno de los tres planos de referencia: Plano frontal, plano transversal y plano sagital, como se muestra en la figura 1.1. Esta proyección del potencial cardíaco se le llama **electrocardiograma (ECG)**. Existen varias técnicas para medir la proyección del potencial cardíaco a lo largo de los ejes que existen en cada uno de los tres planos, dentro de las más comunmente usadas tenemos:

- Medición de ECG plano frontal derivación bipolar.
- Medición de ECG plano frontal derivación unipolar.
- Medición de ECG plano transversal.
- Medición de ECG plano sagital.

La técnica elegida es la **medición de ECG plano frontal derivación bipolar**. A continuación se hará un breve análisis de dicha técnica para resaltar los aspectos importantes de la misma.

William Einthoven [2] creó el sistema estándar de medición de ECG. El asumió que en algún instante dado del ciclo cardiaco, la representación en el plano frontal de la actividad eléctrica neta del corazón es un vector de dos dimensiones, como se muestra en la figura 1.2. La longitud de la flecha que representa al vector es proporcional a la diferencia de potencial instantánea neta de despolarización o repolarización, y su dirección es la correspondiente dirección neta de despolarización o repolarización en el corazón. Además asumió que el origen del vector (el corazón) está localizado en el centro de un triángulo equilátero, los vértices del cual son los hombros. Asumiendo que los brazos son extensiones de los hombros y que las piernas son extensiones del área de proyección, de esta manera los vértices representan un lugar adecuado para localizar los electrodos. A un par de electrodos, o combinación de varios electrodos a través de una red resistiva que da un par equivalente, es referida como **derivación** (lead).

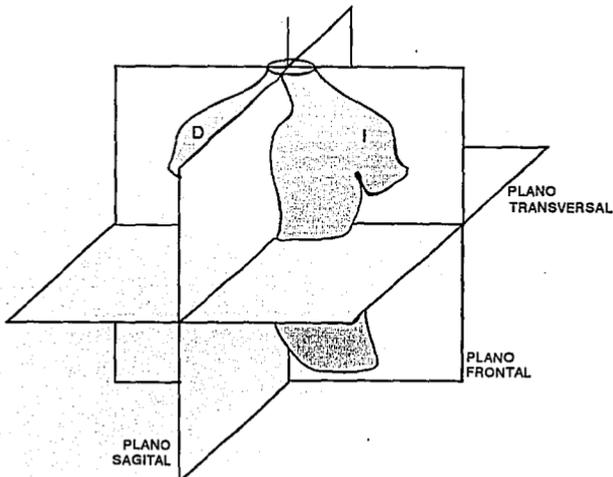


Figura 1.1 Planos electrocardiográficos.

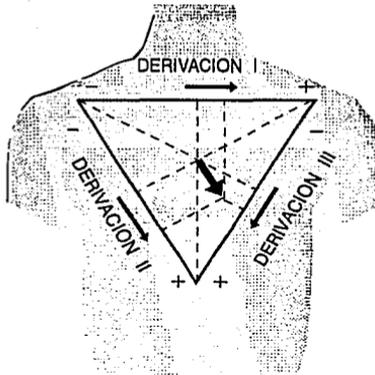


Figura 1.2 Triángulo de Einthoven y las proyecciones bipolares del vector cardíaco en el plano frontal.

Para un vector cardíaco \vec{A} , como se muestra en la figura 1.3. El voltaje inducido en una derivación representado por el vector \vec{a}_1 está dado por la componente de \vec{A} en la dirección \vec{a}_1 . De álgebra vectorial, esto se puede escribir por el producto punto como sigue:

$$v_{a1} = \vec{A} \cdot \vec{a}_1 = |\vec{A}| |\vec{a}_1| \cos \theta \quad (1.1)$$

Donde v_{a1} es un voltaje escalar visto en la derivación que tiene el vector \vec{a}_1 . Ahora consideremos otra derivación, representada por el vector \vec{a}_2 como se observa en la figura 1.3. En este caso el vector \vec{a}_2 es perpendicular al vector cardíaco \vec{A} , Como consecuencia la componente de \vec{A} a lo largo de esta dirección será cero. Por lo que si se registrara ECG usando estas dos derivaciones no se podría describir completamente el vector cardíaco. Sin embargo, usando dos derivaciones las cuales estén en el mismo plano del vector, estamos en las condiciones de poder describir completamente el vector cardíaco \vec{A} .

La medición de ECG de alguno de los tres pares de derivaciones bipolares es una proyección unidimensional variante en el tiempo del vector cardíaco en el correspondiente lado del triángulo equilátero como se muestra en la figura 1.4. En electrocardiografía clínica, se debe de registrar más de una derivación para describir completamente la actividad eléctrica del corazón, sin embargo para la mayoría de las aplicaciones de monitoreo, como en este caso, es suficiente medir una de estas proyecciones [4], lo que implica tener pocas ataduras para el paciente, dado que solo dos electrodos son necesarios para registrar una derivación. (En ocasiones se utiliza un tercer electrodo para minimizar voltajes en modo común [2]).

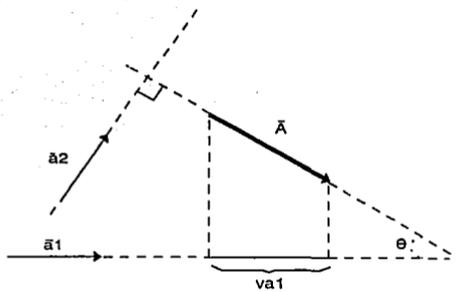


Figura 1.3 Relación entre el vector cardíaco \vec{A} y dos derivaciones \vec{a}_1 y \vec{a}_2 .

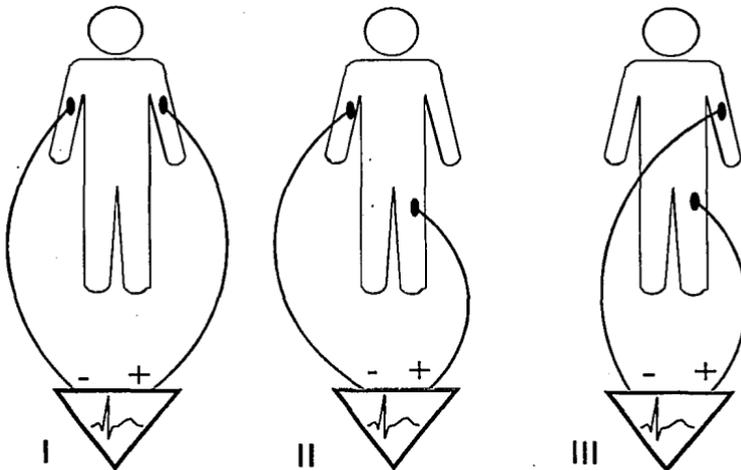


Figura 1.4 Derivaciones bipolares en el plano frontal.

El electrocardiograma normal está formado por una onda P, un complejo QRS y una onda T. El complejo QRS en realidad incluye tres ondas separadas, la Q, la R y la S.

La onda P depende de corrientes eléctricas generadas cuando las aurículas se despolarizan antes de la contracción, y el complejo QRS es producido por corrientes nacidas cuando

los ventrículos se despolarizan antes de contraerse. De esta manera, la onda de despolarización se difunde por los ventrículos, por lo que, tanto la onda P como el complejo QRS son ondas de despolarización. La onda T se origina por corrientes nacidas cuando los ventrículos se recuperan del estado de despolarización, este proceso ocurre en el músculo ventricular 0.25 a 0.3 de segundo después de la despolarización, y esta onda se conoce como onda de repolarización. De esta manera podemos simplificar que un electrocardiograma está formado por una onda de despolarización y una de repolarización [5].

La tabla 1.1 muestra intervalos nominales de amplitudes de las diferentes ondas de un electrocardiograma para las tres derivaciones en el plano frontal.

ONDA	INTERVALO DE AMPLITUD		
	DERIVACION I Potencial	DERIVACION II potencial	DERIVACION III potencial
P	0.015 a 0.12	0.0 a 0.19	-0.073 a 0.13
Q	0.0 a 0.16	0.0 a 0.18	0.0 a 0.28
R	0.02 a 1.13	0.18 a 1.68	0.03 a 1.31
S	0.0 a 0.36	0.0 a 0.49	0.0 a 0.55
T	0.06 a 0.42	0.06 a 0.55	0.06 a 0.3

Tabla 1.1 Intervalos nominales de amplitudes de ondas electrocardiográficas, derivaciones bipolares, valores en (mV).

1.2 SEÑAL DE RESPIRACION

La función primaria del sistema respiratorio es la oxigenación de la sangre, si ésta no es oxigenada debido a fallas del sistema circulatorio, el contenido de oxígeno rápidamente disminuirá, ocasionando en poco tiempo la pérdida del conocimiento, para un poco tiempo después causar la muerte.

El instrumento que simplemente detecta la actividad respiratoria se le conoce como **neumógrafo** y al registro de los cambios de la actividad respiratoria con respecto al tiempo se le llama **neumograma**. Un neumograma generalmente es usado para rutinas de monitoreo y es básicamente utilizado para indicar el hecho de que el sujeto este respirando.

Para el registro de la señal de respiración se utilizó el **método de cambio de impedancia transtorácica**, mediante un arreglo bipolar de corriente constante, como se muestra en la

figura 1.5. Este método consiste en inyectar una corriente constante por medio de un par de electrodos, conectados uno en cada lado del tórax, y mediante los mismos electrodos son señaladas las variaciones de voltaje producidas por los cambios de impedancia, los que a su vez son dependientes de la actividad respiratoria [12].

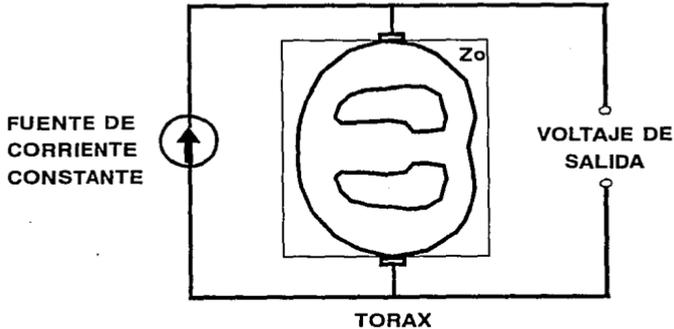


Figura 1.5 Arreglo bipolar para la detección de la señal de respiración.

Dentro de las ventajas de este método que se pueden aplicar al desarrollo del sistema de biomonitoreo tenemos: Dado que la técnica utiliza electrodos para efectuar la medición, no se requiere penetrar al sujeto para realizar el registro. Además, si los electrodos son lo suficientemente pequeños, ofrecen una restricción mínima al sujeto y no requieren modificar el fenómeno bajo estudio. Por otro lado, a diferencia de muchos transductores, los electrodos se ven afectados en menor medida por cambios de temperatura y presión barométrica. Esta característica hace que dicho método sea práctico bajo condiciones cambiantes de medio ambiente.

Otra ventaja del método es que usa la técnica del sistema portadora, la cual permite utilizar amplificadores de banda angosta con un consecuente enriquecimiento de la relación señal a ruido. Otra ventaja y tal vez la más importante es que dada la localización adyacente del corazón, es posible obtener tanto la señal de electrocardiograma como la de respiración con el mismo par de electrodos (siempre y cuando se cumplan ciertos requerimientos que serán tratados en el siguiente capítulo). Cuando los electrodos se colocan a lo largo de la línea media axilar al nivel del cuarto o quinto par de costillas, la impedancia a 50 KHz se altera alrededor de 0.5 % en el proceso de respiración [13]. Por lo tanto, si se hace pasar una corriente de valor pequeño a través del sujeto, ésta será modulada con el aire entrante y saliente del tórax durante la respiración, teniendo de esta manera información para el registro de dicha señal.

En la medición de eventos fisiológicos usando el método de cambio de impedancia se debe de tener cuidado en que la corriente no estimule o caliente los tejidos, por lo que se

recomienda usar corrientes en el rango de 50 μA a frecuencias arriba de 1 KHz y de unos cuantos miliamperes a 100 KHz [1]. Desde luego, la localización de los electrodos con respecto al tejido excitable es un factor importante que ayuda a decidir el valor seguro de corriente y frecuencia.

Por lo que se refiere a las desventajas, el método de cambio de impedancia transtorácica esta sujeto a las limitaciones inherentes a muchas técnicas indirectas, ya que frecuentemente la señal se obtiene a cierta distancia del fenómeno donde la resolución es un compromiso, y la señal a menudo es difícil de calibrar en terminos fisiológicos. Sin embargo, la señal sin calibrar representa información cualitativa del evento, que para la mayoría de las aplicaciones de monitoreo, como en este caso, es suficiente.

1.3 TEMPERATURA

La medición de la temperatura corporal es de gran importancia en el diagnóstico y tratamiento [3]. En medicina es utilizada para conocer el estado fisiológico de un individuo. Este parámetro permite evaluar si un paciente tiene algún órgano infectado, si ha consumido algún tipo de droga etcétera.

El intervalo requerido para la medición de temperatura corporal se ubica entre los 35 y 44 $^{\circ}\text{C}$, para la medición en zonas periféricas entre 28 y 38 $^{\circ}\text{C}$, y como un dispositivo de control durante la hipotermia, entre los 20 y 44 $^{\circ}\text{C}$ [17]. En la mayoría de las aplicaciones médicas es suficiente una exactitud de ± 0.1 $^{\circ}\text{C}$, y el tiempo de respuesta del sensor debe poder seguir las fluctuaciones de la temperatura de interés [18].

Para esta aplicación es necesario medir la temperatura en un intervalo comprendido entre los 20 y 45 $^{\circ}\text{C}$, por lo que se recomienda la utilización de un circuito simple, con bajo consumo de potencia y respuesta lineal. El uso de sensores como el termopar, el termistor, o el RTD requieren de circuitos de acondicionamiento de señal que pueden ser demasiado complicados para el pequeño intervalo de temperaturas a medir. La utilización de un dispositivo semiconductor tiene la ventaja de ofrecer una respuesta prácticamente lineal y ser más fácil de utilizar que cualquier otro tipo de transductor.

Aunque cualquier dispositivo semiconductor discreto (diodo, TBJ, JFET etc.) puede ser utilizado como sensor de temperatura, los transductores integrados contienen áreas semiconductoras cercanas a la superficie del encapsulado, para optimizar la sensibilidad y tiempo de respuesta del dispositivo.

Es por ello que para este proyecto se utilizó como sensor el circuito integrado LM35. Este sensor produce cambios de voltaje proporcionales a las variaciones de temperatura entre las superficies en contacto, aproximadamente 10 mV/ $^{\circ}\text{C}$. Además este circuito ofrece

ventajas importantes como son: Tamaño reducido, linealidad y bajo consumo de energía, razones por las cuales se decidió trabajar con él.

1.4 FRECUENCIA CARDIACA

La medición de frecuencia cardiaca se hace a partir de la señal de ECG, detectando el complejo QRS y a partir de éste, generando un pulso por cada complejo. De esta forma obtenemos una señal cuadrada cuya frecuencia sea la misma que la de frecuencia cardiaca y midiendo posteriormente la frecuencia de esta señal tendremos el valor correspondiente al de la frecuencia cardiaca. De esta manera nos evitamos tener que utilizar otro sensor más, lo que permite tener menos ataduras para el sujeto.

II. TRANSDUCCION Y ACONDICIONAMIENTO DE LAS SEÑALES

TRANSDUCCION Y ACONDICIONAMIENTO DE LAS SEÑALES

Los eventos fisiológicos que ocurren en el cuerpo humano son evaluados clínicamente mediante ciertas señales biomédicas relacionadas con dichos eventos. La señal biomédica se obtiene ya sea directamente del sujeto como un potencial eléctrico detectado por el uso de electrodos o se puede detectar de alguna otra forma. De cualquier manera la señal eléctrica correspondiente a la señal biomédica es obtenida a partir de un transductor. Así, el transductor es la interfaz entre el organismo vivo y el sistema de medición. Por lo general la salida del transductor no se puede acoplar directamente a las etapas siguientes, de esta manera es necesario primeramente acondicionar la señal llevando a cabo procesos tales como amplificación, filtrado, aislamiento, acoplamiento de impedancias, etc. De esta manera es posible obtener una señal eléctrica que reproduzca fielmente el evento fisiológico.

En el presente capítulo se presenta el análisis y diseño de los circuitos acondicionadores de señal para cada una de nuestras variables fisiológicas.

2.1 ELECTROCARDIOGRAFO

Antes de entrar en el detalle del análisis y el diseño de este circuito, revisemos los requerimientos de un electrocardiógrafo.

Dentro de las especificaciones más importantes que recomienda el Comité de Electrocardiografía de la Asociación Americana del Corazón, así como la norma AAMI para el diseño de este aparato podemos mencionar [19]:

1. Respuesta en frecuencia: La respuesta del instrumento debe ser plana dentro de ± 0.5 dB sobre el rango de frecuencia de 0.14 a 25 Hz. Y la respuesta a una señal senoidal de amplitud constante se debe extender hasta los 100 Hz con una caída no mayor de 3 dB.

2. Impedancia de entrada: La impedancia de entrada entre cualquier electrodo y tierra debe ser mayor a 5 M Ω . Este valor es adecuado para obtener una señal sin distorsión siempre y cuando el valor de la impedancia entre la piel y el electrodo sea menor que 30 K Ω . El instrumento no debe permitir el flujo de un corriente mayor a 1 μ A a través del paciente.

3. Rango dinámico de entrada: El electrocardiógrafo debe ser capaz de responder a voltajes diferenciales de 0.5 y 10 mV_{p-p}.

4. Ganancia: Deberá tener tres valores de ganancia: 5, 10 y 20 mm/mV. (que corresponden a ganancias de 2000, 1000 y 500 respectivamente).

5. Relación de rechazo en modo común (RRMC): Cuando todos los electrodos estén conectados a una fuente de 120 Vrms a 60 Hz a través de un capacitor de 22 pF, deberá causar una deflexión menor a 20 mm_{p-p}. Esto equivale a tener una RRMC de aproximadamente 100 dB a dicha frecuencia.

6. Protección al paciente: Se debe proteger al paciente o al operador de flujos de corriente mayores a 20 μ A de cualquier electrodo a tierra física, con una tensión de prueba de 120 V a 60 Hz, por medio de un sistema de aislamiento o el uso de baterías.

En la siguiente figura, se propone el diagrama a bloques del electrocardiógrafo para esta aplicación.

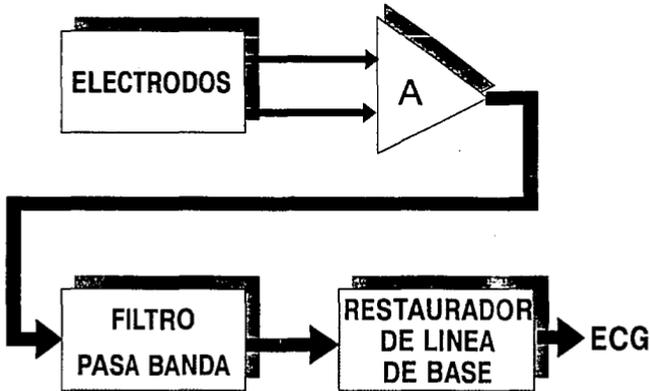


Figura 2.1 Diagrama a bloques del electrocardiógrafo.

2.1.1 ELECTRODOS

Los sensores que detectan reacciones electroquímicas en un organismo viviente son llamados electrodos, los electrodos que sensan biopotencial están divididos en tres categorías de acuerdo a su construcción física. Estos son electrodos de contacto superficial, electrodos de aguja, y microelectrodos. Para esta aplicación los electrodos elegidos son los electrodos de contacto superficial, dado que se requiere sensar de manera no invasiva.

Para asegurarnos de tener una buena relación señal a ruido, debemos tener cuidado en la selección, colocación y preparación de los electrodos.

Las características más importantes para la selección de los electrodos, son las características asociadas con el **voltaje de desajuste de electrodo**, estas son, **ruido**, **corrimiento** y **recuperación**.

Cuando un electrodo metálico se pone en contacto con un electrolito, un intercambio de ión-electrón ocurre. Existe una tendencia de los iones metálicos a entrar en la solución y una tendencia de los iones en el electrolito a combinarse con los del electrodo metálico. Aunque los detalles de la reacción son complejos en una situación dada, el resultado neto es la existencia de un gradiente de carga en la interfaz electrodo-electrolito. El arreglo espacial de carga es llamado doble capa de electrodo y depende de la manera en la cual el electrodo y electrolito reaccionen. Varios tipos de distribución de carga han sido propuestos. El más simple fue propuesto por Helmholtz (1879) [1], quien postuló que existe una capa de carga de un signo en las cercanías del electrodo y una capa de carga de signo opuesto en el electrolito. Esto se puede observar en la figura 2.2.

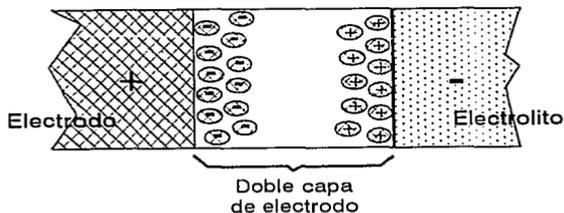


Figura 2.2 Distribución de carga en la interfaz electrodo-electrolito.

El voltaje desarrollado en la interfaz electrodo-electrolito es designado como potencial de media-célula y a la diferencia de potenciales de media-célula que puede ser detectada entre dos electrodos se le llama **voltaje de desajuste de electrodo**.

Este mismo caso sucede cuando el electrodo se coloca en la superficie del cuerpo, dado que el contacto se hace vía una solución electrolítica. De esta manera se desarrolla un voltaje de directa que es inestable e impredecible. Por lo que es deseable que este voltaje sea lo más bajo posible. Y esto se logra principalmente eligiendo el material de los electrodos.

Los electrodos de plata-cloruro de plata presentan un comportamiento cercano al ideal en el sentido de que la formación de la doble capa se reduce a tal grado que da como resultado neto una baja impedancia y un bajo voltaje de desajuste, trayendo como consecuencia un bajo ruido de electrodo (que son cambios repentinos del voltaje de desajuste), bajo corrimiento de la línea de base y una recuperación rápida en el caso de que los electrodos sean utilizados para estimulación.

2.1.2 AMPLIFICADOR

Cuando se amplifican biopotenciales es necesario cubrir varias necesidades simultáneamente, (a) alta ganancia, (b) alta impedancia de entrada, (c) acoplamiento de corriente alterna (ca) para suprimir potencial de desajuste de electrodo, y (d) reducción de interferencia. Y en algunos casos, bajo ruido es requerido.

En el caso de este prototipo se utilizó la configuración típica de un amplificador de instrumentación, basado en dos etapas que combinan el acoplamiento de corriente alterna y la alta impedancia de entrada de un circuito acoplador con la relación de rechazo de modo común (RRMC) de un amplificador diferencial simple.

DESCRIPCION Y ANALISIS DEL CIRCUITO

La figura 2.3 muestra el circuito propuesto. Cada electrodo se conecta a un circuito acoplador de c.a., el cual actúa como la etapa de entrada diferencial. Posteriormente la salida va a un amplificador diferencial formado con un solo amplificador operacional.

ETAPA DE ENTRADA DE ACOPLAMIENTO DE C.A.

La función de transferencia de cada circuito acoplador y su impedancia de entrada están dados respectivamente por:

$$H(s) = \frac{s(s + 1/\tau_1)}{s^2 + s/\tau_1 + 1/\tau_1\tau_2}, \quad (1)$$

Y

$$Z = \frac{1}{C_2s}(1 + s\tau_2 + s^2\tau_1\tau_2) = \frac{1}{C_2s} + R_1 + R_2 + sR_1R_2C_1 \quad (2)$$

donde

$$\tau_1 = (R_1//R_2)C_1 \quad \text{y} \quad \tau_2 = (R_1 + R_2)C_2$$

Estas expresiones son válidas a frecuencias por debajo de $A_0 / (\tau_m + \tau_a)$, por debajo de $[A_0/(\tau_m + \tau_a)\tau_a]^{1/2}$, y abajo de $[A_0/\tau_n^2\tau_a]^{1/3}$. Donde A_0 es la ganancia de voltaje en modo diferencial y frecuencia cero del amplificador operacional, ω_a es la frecuencia de corte, y $\tau_m = R_2C_1$, $\tau_a = 1/\omega_a$, y $\tau_n^2 = R_1R_2C_2C_1 = \tau_1\tau_2 = 1/\omega_n^2$. Dentro de estos límites, es posible diseñar un circuito acoplador donde las ecuaciones (1) y (2) son aproximadamente válidas para nuestras señales bioeléctricas [6].

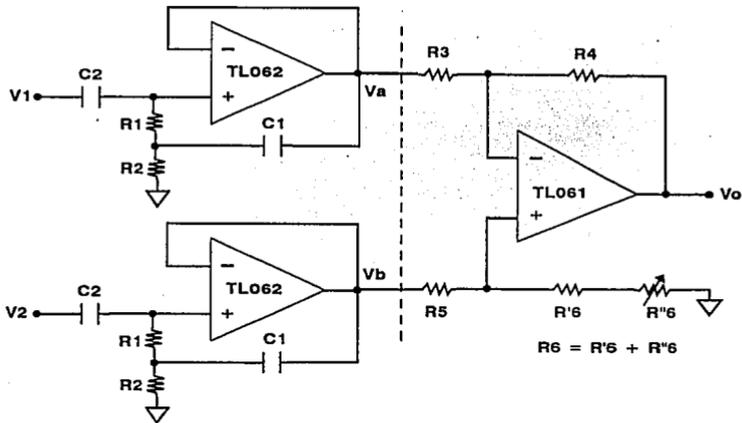


Figura 2.3 Amplificador de instrumentación compuesto.

Usando las recomendaciones antes mencionadas, $Z_c = 100 \text{ M}\Omega$ a una frecuencia de línea de 60 Hz, una frecuencia mínima de 0.14 Hz y un sobretiro en la banda de paso de 0.5 dB. Tenemos los siguientes resultados:

$$R_1 = R_2 = R = 720 \text{ K}\Omega, \quad C_1 = 650 \text{ nF}, \quad C_2 = 2 \mu\text{F}, \quad \tau_1 = 0.234 \text{ s}, \quad \tau_2 = 2.8 \text{ s} \quad \text{y} \quad \tau_n = 0.82 \text{ s}$$

Para analizar las características de rechazo a interferencia, debemos conocer además de la impedancia Z_c la relación de rechazo en modo común (RRMC) del circuito propuesto. La RRMC se obtiene como sigue: Asumiendo que ambas entradas a los amplificadores operacionales son iguales, tenemos:

$$v_a = V_1 H_1(s) \quad (3)$$

$$v_b = V_2 H_2(s) \quad (4)$$

por definición

$$v_1 = v_c - \frac{v_d}{2} \quad (5)$$

$$v_2 = v_c + \frac{v_d}{2} \quad (6)$$

donde v_c es la señal de entrada en modo común y v_d es la señal de entrada en modo diferencial.

de las ecuaciones (3) a (6) se obtienen las salidas de la etapa de entrada, esto es:

$$v_D = v_b - v_a = v_d [H_2(s) + H_1(s)] / 2 + v_c [H_2(s) - H_1(s)] \quad (7)$$

$$v_C = (v_a + v_b) / 2 = v_d [H_2(s) - H_1(s)] / 4 + v_c [H_1(s) + H_2(s)] / 2 \quad (8)$$

Si la etapa diferencial posterior tiene una ganancia en modo diferencial G_d y una ganancia en modo común G_c , entonces la salida está dada por:

$$v_o = G_d \cdot v_D + G_c \cdot v_C \quad (9)$$

Sustituyendo las ecuaciones (7) y (8) en (9), se obtiene una expresión con dos términos. Uno consiste de un factor multiplicando a la señal diferencial original v_d , y otro multiplicando a la señal original en modo común v_c . Tomando el cociente de ambos factores se obtiene la RRMC total del circuito, esto es:

$$RRMC_T = \frac{v_{o,d}}{v_{o,c}} = \frac{G_d [H_1(s) + H_2(s)] / 2 + G_c [H_2(s) - H_1(s)] / 4}{G_d [H_2(s) - H_1(s)] + G_c [H_2(s) + H_1(s)] / 2} \quad (10)$$

De la ecuación (10), la RRMC de la etapa de entrada, cuando solamente su salida en modo diferencial es de interés, es:

$$RRMC_A = \frac{1}{2} \frac{H_2(s) + H_1(s)}{H_2(s) - H_1(s)} = \frac{G_{DD}}{G_{DC}} \quad (11)$$

Donde G_{DD} es la ganancia de la entrada diferencial a la salida diferencial y G_{DC} es la ganancia de conversión de la entrada en modo común a la salida diferencial.

Para la etapa diferencial la $RRMC_D = G_d/G_c$. De la ecuación (10) tenemos:

$$RRMC_T = \frac{\frac{G_d}{G_c} \frac{G_{DD}}{G_{DC}} + \frac{1}{4}}{\frac{G_d}{G_c} + \frac{G_{DD}}{G_{DC}}} \quad (12a)$$

$$\frac{1}{RRMC_T} \approx \frac{1}{RRMC_A} + \frac{1}{RRMC_D} \quad (12b)$$

Esta es una ecuación usual para la $RRMC$ de un circuito diferencial que contiene varias etapas. La ecuación (11) muestra que $H_2(s) - H_1(s)$ puede ser cero si $H_2(s) = H_1(s)$ para todas las frecuencias. Sin embargo, usualmente una $RRMC_T$ alta es necesaria a la frecuencia de la línea (60 Hz) pero no a bajas frecuencias. La ecuación (1) muestra que a la frecuencia de la línea la función de transferencia de cada circuito acoplador tiende a 1. Por lo cual, asumiendo que los amplificadores operacionales son iguales, a la frecuencia de la línea la fuente de degradación más importante de la $RRMC_T$ es la tolerancia de los componentes pasivos los cuales causan un desbalance de la impedancia en modo común de la etapa de entrada.

ETAPA DIFERENCIAL

La figura 2.3, muestra la etapa diferencial la cual esta formada con un sólo amplificador operacional. El análisis siguiente muestra como se puede lograr un alta $RRMC$ sin necesidad de usar un amplificador operacional con una muy alta $RRMC$ ni resistores de precisión.

Para esta etapa tenemos:

$$v_o = A_d(v_b' - v_a') + A_c(v_b' + v_a')/2 \quad (13)$$

donde A_d es la ganancia en modo diferencial y A_c es la ganancia en modo común del amplificador diferencial.

Analizando el circuito y usando las definiciones para v_D , v_C , G_d y G_c [implícitas en las ecuaciones (7) a (9)], se obtiene:

$$G_d = \frac{1}{2} \frac{\frac{R_4}{R_3 + R_4}(A_d - A_c/2) + \frac{R_6}{R_5 + R_6}(A_d + A_c/2)}{1 + (A_d - A_c/2) \frac{R_3}{R_3 + R_4}} \quad (14)$$

$$G_c = \frac{\frac{R_4}{R_4 + R_3}(-A_d + A_c/2) + \frac{R_6}{R_5 + R_6}(A_d + A_c/2)}{1 + (A_d - A_c/2) \frac{R_3}{R_3 + R_4}} \quad (15)$$

Para lograr que $G_c = 0$ se debe acoplar la relación R_4/R_3 a R_5/R_6 . Para hacer el numerador de la ecuación (15) igual a cero definimos lo siguiente:

$$\frac{R_4}{R_3} = k_1 \quad (16)$$

$$\frac{R_6}{R_5} = k_2 = k_1(1 - \alpha) \quad (17)$$

donde α indica el factor de aproximación. Entonces para obtener $G_c = 0$, se requiere:

$$A_c(2k_1k_2 + k_1 + k_2)/2 = A_d(k_1 - k_2) \quad (18)$$

Para el caso especial, donde esta etapa tenga una ganancia en modo diferencial alta, si se cumple que $k_1, k_2 \gg 1$, la ecuación (18) se reduce a:

$$\frac{A_d}{A_c} \approx k_1 \left(\frac{1 - \alpha}{\alpha} \right) = \frac{k_2}{\alpha} \quad (19)$$

De la ecuación (14), podemos obtener una ecuación completa para G_d manteniendo la ecuación (19). Pero cuando $A_c \ll A_d$, $A_d > 1$, y $\alpha \ll 1$, se puede tener la aproximación de $G_d \approx k_2$.

Por lo tanto, para obtener una RRMC óptima en la segunda etapa, en lugar de acoplar $R_4/R_3 = R_6/R_5$, un factor de aproximación se introduce para obtener:

$$\alpha = G_d / RRMC_{AO} \quad (20)$$

Donde $RRMC_{AO}$ es la RRMC del amplificador operacional.

De la ecuación (17), α es un número real. Por lo tanto la ecuación (20) es válida solo a bajas frecuencias, porque la $RRMC_{AO}$ es una función compleja, con una parte imaginaria igual a cero solo a bajas frecuencias. Por lo que, para un factor de aproximación α_0 dado (el 0 indica frecuencia cero), de la ecuación (15) se obtiene la ganancia en modo común del amplificador. Esto es:

$$G_c = \frac{-\alpha k_1 A_d + A_c(2k_1 k_2 + k_1 + k_2)/2}{(k_1 + 1)(k_2 + 1) + (A_d - A_c/2)(k_2 + 1)} \quad (21)$$

Para el caso especial donde $k_1, k_2 \gg 1$, y $A_d \gg k_1, k_2$ y $\alpha_0 \ll 1$, la ecuación (21) se reduce a:

$$G_c \approx \frac{G_d}{RRMC_{AO}} - \alpha_0 \quad (22)$$

Por lo tanto, cuando la relación de los resistores ha sido ajustada a bajas frecuencias, la RRMC para esta etapa es:

$$\frac{1}{RRMC_D} = \frac{G_c}{G_d} = \frac{1}{RRMC_{AO}} - \frac{1}{RRMC_{AO}(0)} \quad (23)$$

La ecuación (23) muestra que se puede obtener un valor muy alto para la $RRMC_D$ aunque se utilice un amplificador operacional con una baja RRMC. Para esto es necesario tener un pequeño corrimiento de fase en la RRMC del amplificador operacional en la banda de paso, de otro modo la diferencia en el lado derecho de la ecuación (23) puede no ser despreciable e implicar una baja $RRMC_D$. Si la parte imaginaria de la RRMC del amplificador operacional es despreciable, entonces se puede ajustar R_6 para compensar el desajuste debido no solo a las tolerancias del resistor sino a las no idealidades del amplificador operacional. Por lo que se debe elegir valores para R_6 y R_6'' para los peores casos de tolerancia en los resistores y del amplificador operacional.

Para un valor nominal de R_4 , (R_{40}), y tolerancia β para R_3 , R_4 , R_5 , y R_6 . Si los valores nominales de R_3 y R_5 son iguales ($R_{30}=R_{50}$), se puede tener para el valor nominal de R_6 :

$$R_{60} = R_{40} \frac{(1 \pm \beta)^2}{(1 \pm \beta)^2} \quad (24)$$

Por lo tanto, R_6' debe ser del valor mínimo necesario; esto es:

$$R_6' = R_{40}(1 - \beta)^2 / (1 + \beta)^2 \quad (25)$$

Por otro lado, R_6'' debe ser lo suficientemente grande para alcanzar el máximo valor de R_6 . Con esto se obtiene:

$$R_6'' = R_{40}(1 + \beta)^2 / (1 - \beta)^2 - R_6' \quad (26)$$

La tabla 2.1 muestra los resultados utilizando el amplificador operacional LM741C. Para este amplificador, un RRMC típica es de 90 dB a 0 Hz. De las ecuaciones (20) y (23) se confirma que desbalanceando la relación de los resistores se puede obtener una alta RRMC_D.

f(Hz)	10	60	100	1000	10000
RRMC _D (dB)	126	100	106	86	70
G _d	500	500	500	470	120

Tabla 2.1. Relación de rechazo en modo común y ganancia diferencial de la etapa diferencial del circuito de la figura 2.3. Usando el amplificador operacional LM741C.

Posteriormente se reemplazo el circuito LM741C por un amplificador LF355N sin reajustar R_6'' y se obtuvo una RRMC_D de solamente 86 dB de 10 Hz a 1 KHz. Si R_6'' fuera reajustada para obtener un voltaje de salida mínimo a 10 Hz, entonces una mayor RRMC_D se obtendrá como se muestra en la tabla 2.2.

f(Hz)	10	60	100	1000	10000
RRMC _D (dB)	126	126	126	120	106
G _d	500	500	500	500	300

tabla 2.2. Relación de rechazo en modo común y ganancia diferencial de la etapa diferencial del circuito de la figura 2.3. Usando el amplificador operacional LF355N.

Los resultados sugieren que es mejor usar un amplificador operacional con un ancho de banda alto y ajustar R_6'' a la frecuencia de la línea, más que usar un amplificador operacional con muy alta RRMC_{AO} a baja frecuencia con un corrimiento de fase significativo a la frecuencia de línea.

La tabla 2.3 muestra los resultados de un segundo grupo de mediciones del circuito completo de la figura 2.3. En el que se sustituyeron los amplificadores de entrada por un circuito TL062 y el de la parte diferencial por un TL061. Se observa que el valor de la RRMC_T decrece para todas la frecuencias comparada con la RRMC_D (tabla 2.2) respaldada por la ecuación (12). A bajas frecuencias, el corrimiento de fase debido al desacoplo del circuito atenuador formado por $R_1R_2C_2$ causan una pequeña RRMC_A, como se predice por la ecuación (11). Pero a 60 Hz la RRMC_T es similar a la de la segunda etapa. Además, se ajustó R_6'' para obtener una RRMC_T > 100 dB a 60 Hz.

f(Hz)	10	60	100	1000	10000
RRMC _T (dB)	90	112	110	106	90
G _d	500	500	500	500	300

Tabla 2.3. Relación de rechazo en modo común total y ganancia en modo diferencial para el amplificador compuesto de la figura 2.3. Utilizando los circuitos TL062 y T1061.

2.1.3 FILTRO PASO BANDA

Es necesario limitar en banda nuestra señal de ECG para enriquecer la relación señal a ruido. Por lo que se construyó un filtro paso banda que permitiera remover señales por debajo de los 0.14 Hz y por encima de los 100 Hz con una respuesta lo más plana posible en la banda de paso. A continuación se hará el análisis de este circuito.

ANÁLISIS DEL CIRCUITO

El circuito propuesto se muestra en la siguiente figura:

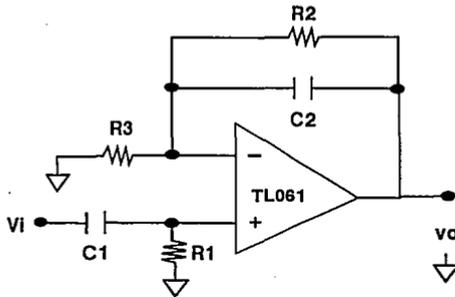


Figura 2.4 Filtro paso banda.

La función de transferencia del filtro es:

$$\frac{v_o(s)}{v_i(s)} = \left(\frac{1}{R_3 C_2} \right) \left[\frac{1}{s + \frac{1}{R_2 C_2}} \right] \left[\frac{s}{s + \frac{1}{R_1 C_1}} \right] \quad (27)$$

Como podemos observar la función está formada por un filtro paso altas y un filtro paso bajas y además por un factor que amplifica a todas las frecuencias dentro de su ancho de banda. Para el filtro paso altas, la frecuencia de corte se ubica en 0.14 Hz aproximadamente dando como resultado una $R_1=3.3 \text{ M}\Omega$ y un $C_1=0.47 \text{ }\mu\text{F}$, por lo que respecta al filtro pasa bajas, su frecuencia de corte se ubica en los 100 Hz lo que implica tener los valores siguientes: $R_2=150 \text{ K}\Omega$ con un $C_2=0.01 \text{ }\mu\text{F}$. R_3 se escogió de $4.7 \text{ K}\Omega$ para que a frecuencias bajas la ganancia sea aproximadamente 32 y con ello tener una amplitud de la señal adecuada para la siguiente etapa.

2.1.4 RESTAURADOR DE LÍNEA DE BASE

Uno de los principales problemas que se tiene en el registro de un ECG es el corrimiento de la línea de base producido por causas tan variadas como movimientos involuntarios del

paciente, polarización de los electrodos por un mal contacto, fluctuaciones de temperatura, etc; lo que dificulta una buena estabilidad de la señal. En la mayoría de los casos se usa un acoplamiento de c.a., pero la constante de tiempo requerida es mucho mayor que el intervalo de medición y se puede perder información de baja frecuencia. Varias técnicas analógicas y digitales han sido desarrolladas para restablecer la línea de base a cero [4], en el presente trabajo se describe una técnica analógica para realizar el restablecimiento de la línea de base de la señal de ECG.

DESCRIPCION Y ANALISIS DEL CIRCUITO

El diagrama a bloques y operación cualitativa del circuito se presentan en la figura 2.5. La operación del circuito se basa en poder dividir el periodo de la señal en dos intervalos de tiempo T_1 y T_2 , T_1 se debe elegir de tal manera que se pueda considerar ausente la señal, es decir, con poca información. Durante este intervalo el interruptor S está cerrado (S_1 y S_2 abiertos) y el corrimiento y desajuste de la línea de base son propiamente convertidos en un pequeño desajuste de C.D. Al final de T_1 , C_1 se carga almacenando la tasa de corrimiento. Durante el intervalo T_2 posterior a T_1 , el interruptor S se abre (S_1 y S_2 abiertos) y el amplificador de transconductancia alimenta al capacitor de desacoplo C con una corriente constante, compensando el corrimiento de entrada. Durante T_2 la salida de C deberá ver una alta impedancia de entrada que permita el paso de una señal sin distorsión. La operación cualitativa del circuito con un pulso rectangular de entrada con pendiente constante se puede observar en la figura 2.5b.

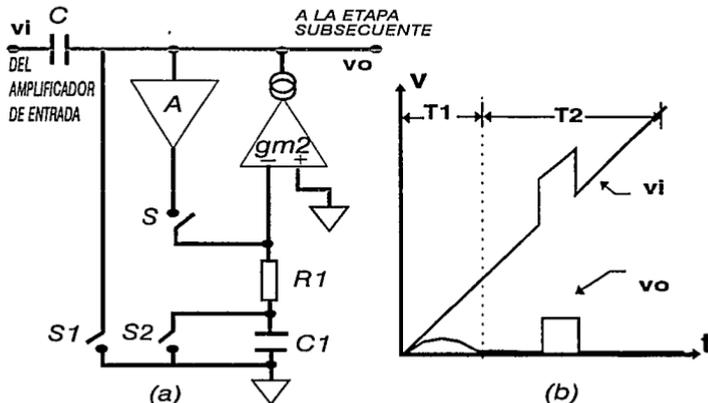


Figura 2.5 a) Diagrama a bloques del circuito corrector de línea de base. b) Operación cualitativa del circuito.

La función de transferencia del circuito estando el interruptor S cerrado y los interruptores S₁, S₂ abiertos esta dada por la ecuación siguiente:

$$H(s) = \frac{v_o(s)}{v_i(s)} = \frac{sC}{sC + Ag_{m2}} = \frac{s\tau}{s\tau + 1} \quad (28)$$

donde $\tau = C/Ag_{m2}$,

Si aplicamos una señal de entrada en forma de rampa con pendiente α , tenemos:

$$v_o(s) = \frac{\alpha}{s^2} H(s) \quad (29)$$

Aplicando el teorema del valor final, se tiene:

$$v_o(t \rightarrow \infty) = \lim_{s \rightarrow 0} sV_o(s) = \lim_{s \rightarrow 0} s \left[\frac{\alpha}{s^2} \frac{s\tau}{1 + s\tau} \right] = \alpha\tau = \frac{\alpha C}{A \cdot g_{m2}} \quad (30)$$

Esto implica que el circuito convierte un corrimiento de fase en un voltaje de DC. Y se puede elegir el producto $A \cdot g_{m2}$ lo suficientemente grande para lograr una compensación prácticamente perfecta. Este circuito tiene un comportamiento como el de un diferenciador cuya constante de tiempo puede ser lo suficientemente pequeña que permita una recuperación buena dentro de T_1 . Para obtener una elección correcta de las constantes de tiempo se obtiene la transferencia entre el voltaje de entrada y el voltaje en el capacitor C₁, esto es:

$$H_{c1}(s) = \frac{\frac{sC}{g_{m2}}}{\left(\frac{sC}{Ag_{m2}} + 1 \right) (sC_1R_1 + 1)} = \frac{\frac{sC}{g_{m2}}}{(1 + \tau s)(1 + \tau_1 s)} \quad (31)$$

donde $\tau = C/Ag_{m2}$ y $\tau_1 = C_1R_1$.

Considerando C y C₁ descargados en t=0 y una entrada en forma de rampa con pendiente constante α , tenemos que para cuando $t \rightarrow \infty$

$$v_{c1}(t \rightarrow \infty) = \frac{\alpha C}{g_{m2}} \quad (32)$$

Esto es, si el interruptor S está abierto después del intervalo T_1 lo suficiente para que la ecuación (32) sea válida dentro de la precisión requerida, una corriente αC de signo contrario se alimenta al capacitor de desacoplo C en el intervalo T_2 posterior a T_1 , cancelando el corrimiento de la señal de entrada.

IMPLEMENTACION DEL CIRCUITO

La implementación del circuito se muestra en la figura 2.6. El amplificador A_1 proporciona una ganancia de 34. A_2 , A_3 y A_4 forman el resto de la etapa de amplificación A de la figura 2.5a. De esta manera se logra la amplificación total requerida por el electrocardiografo. A_3 , A_4 y el interruptor S (incluidos en el CI AD 582) constituyen un circuito muestreador y retenedor; La constante de tiempo τ_1 está dada por el producto $R_1 C_1 = 0.495$ ms. El amplificador de transconductancia se construyó con los amplificadores operacionales A_5 y A_6 , proporcionando una relación de corriente de salida al voltaje de entrada igual al inverso del resistor $R_2 = 20$ M Ω . Un resistor auxiliar de 50 K Ω alimenta un circuito de paso (bypass) para la corriente, de tal manera que se logre una recuperación rápida cuando sean detectados largos desvíos por la etapa de entrada. Por otro lado se diseñó un circuito monoestable para controlar el cierre y apertura del interruptor S. El diagrama de tiempo de dicho circuito se muestra en la figura 2.7.

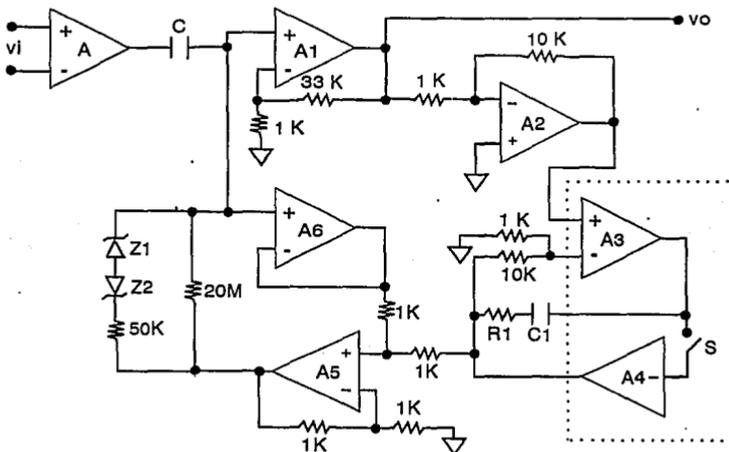


Figura 2.6 Diagrama del circuito corrector de línea de base.

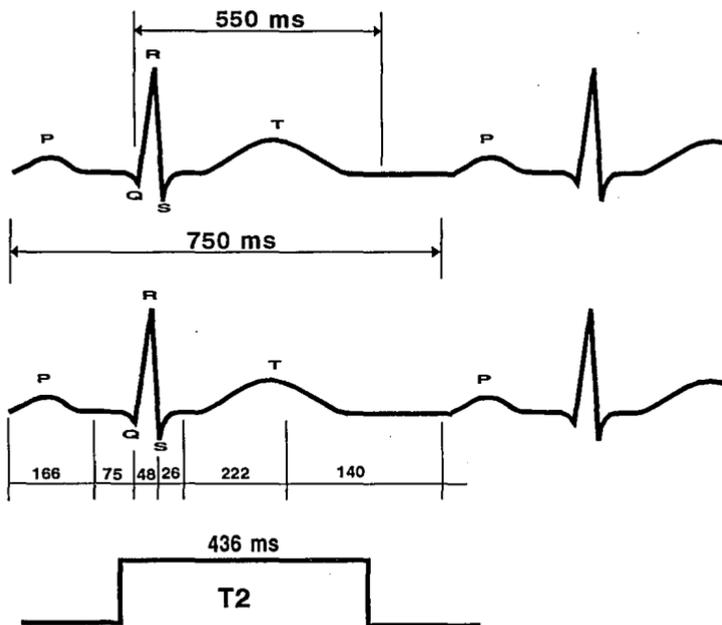


Figura 2.7 Diagrama de tiempos para el diseño del circuito monoestable.

2.2 NEUMOGRAFO

Como se mencionó en el capítulo anterior, la señal de respiración se detectó con el método de cambio de impedancia transtorácica mediante un arreglo bipolar de corriente constante como se observa en la figura 2.8.

Para este circuito la corriente del oscilador se alimenta a los electrodos a través de los resistores R_1, R_2 , los cuales son de valor alto con respecto a la impedancia total entre los electrodos terminales. Con esta configuración la corriente que circula por el sujeto está determinada por los resistores y el voltaje del oscilador E y es independiente de la impedancia del par electrodo-sujeto ($Z_0 + \Delta Z$). El detector se coloca a través de los mismos electrodos, y el voltaje presente es función de la impedancia basal entre los electrodos (Z_0) y del cambio ΔZ debido al evento fisiológico.

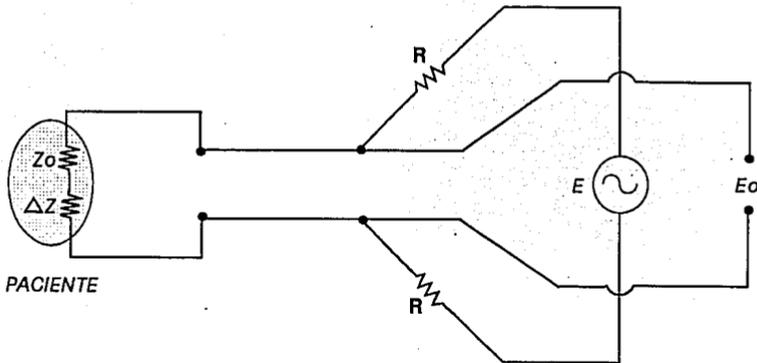


Figura 2.8 Circuito bipolar de corriente constante.

El voltaje a través de los electrodos está dado por:

$$E_o = \frac{E(Z_0 + \Delta Z)}{2R + Z_0 + \Delta Z} \quad (33)$$

Si R es mucho mayor que $(Z_0 + \Delta Z)$, entonces se tiene:

$$E_o \approx \frac{E(Z_0 + \Delta Z)}{2R} \approx \frac{EZ_0}{2R} + \frac{E\Delta Z}{2R} \quad (34)$$

La demodulación de estas señales después de haber sido amplificadas proporciona una señal de amplitud constante ($EZ_0/2R$) más una señal de amplitud pequeña ($E\Delta Z/2R$) proporcional al cambio de impedancia debido al evento fisiológico. La señal más grande, refleja la impedancia basal del par electrodo-sujeto, que deberá ser removida dado que no representa ninguna información relacionada con la actividad respiratoria del paciente. Mientras que el segundo término corresponde a los cambios de impedancia torácica producida por la actividad respiratoria que es precisamente el objetivo de nuestro circuito.

En la figura 2.9 se presenta el diagrama a bloques del neumógrafo.

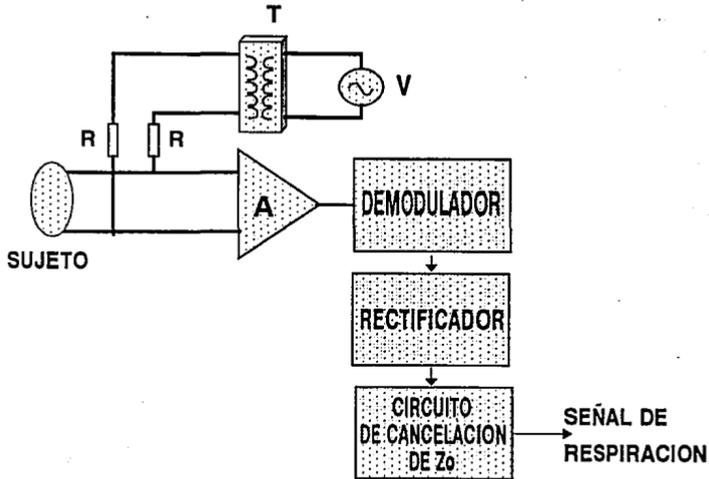


Figura 2.9 Diagrama a bloques del neumógrafo.

2.2.1 OSCILADOR

Para el diseño de este circuito se utilizó un oscilador puente de Wien como el mostrado en la figura 2.10.

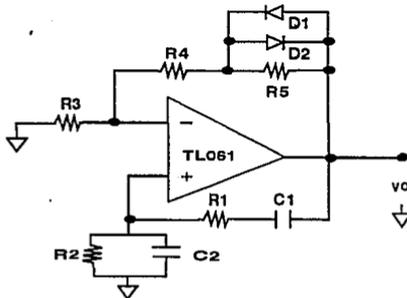


Figura 2.10 Oscilador Puente de Wien.

Si $R_1=R_2=R$ y $C_1=C_2=C$ la ganancia de lazo está dada por:

$$T(s) = k \frac{\frac{s}{RC}}{s^2 + \frac{3}{RC}s + \left(\frac{1}{RC}\right)^2} \quad (35)$$

Aplicando el criterio de oscilación de Barkhausen, $T(j\omega)=1$, tenemos que tanto la frecuencia de oscilación como la ganancia mínima para el mantenimiento de la oscilación están dados por:

$$\omega_o = \frac{1}{RC} \quad y \quad k=3 \quad (36)$$

Se diseñó para una frecuencia $\omega_o=50$ KHz con una ganancia $K=3.5$

2.2.2 AMPLIFICADOR A1

Se utilizó la configuración de un amplificador de instrumentación cuyo circuito se muestra en la figura 2.11. La función de transferencia correspondiente está dada por la siguiente ecuación:

$$v_o = \left(-\frac{R_6}{R_2}\right) \left(1 + 2\frac{R_4}{R_3}\right) [v_{i2} - v_{i1}] \quad (37)$$

Esto es siempre y cuando $R_1=R_4$, $R_6=R_7$ y $R_2=R_5$.

Este circuito tiene una alta RRMC como ya se demostró anteriormente, esto significa que el error contribuido por el valor promedio de los voltajes de entrada es mínimo a la salida.

La ganancia en modo diferencial para este circuito se diseñó aproximadamente de 100.

2.2.3 FILTRO PASO BANDA

A la salida del amplificador de instrumentación se colocó un filtro paso banda para limitar en banda la señal modulada y con ello tener un enriquecimiento de la relación

señal a ruido. Se eligió un circuito de segundo orden con respuesta Butterworth, dado que la respuesta es máximamente plana en la banda de paso, para el cual se utilizó una topología bicuadrática de realimentación positiva como se muestra en la figura 2.12.

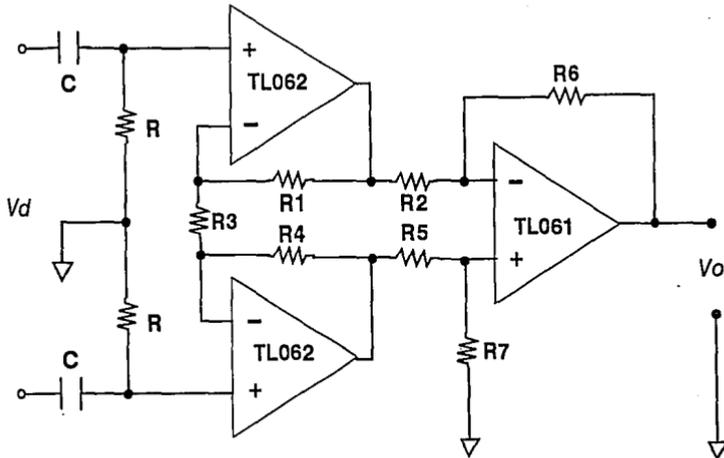


Figura 2.11 Circuito amplificador A1.

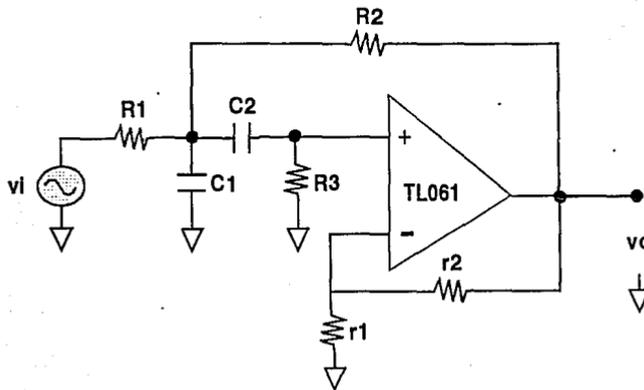


Figura 2.12 Filtro paso banda.

La función de transferencia para dicho circuito está dada por:

$$H(s) = \frac{k \left(\frac{1}{R_1 C_1} \right) s}{s^2 + \left[\frac{1}{R_1 C_1} + \frac{1}{R_3 C_2} + \frac{1}{R_3 C_1} + \frac{1-k}{R_2 C_1} \right] s + \frac{R_1 + R_2}{R_1 R_2 R_3 C_1 C_2}} \quad (38)$$

Donde la frecuencia central está dada por:

$$\omega_o = \frac{R_1 + R_2}{R_1 R_2 R_3 C_1 C_2} \quad (39)$$

Y el ancho de banda está dado por el coeficiente de primer orden del denominador. Para esta aplicación se diseñó para una frecuencia central de 50 KHz con un ancho de banda de 5 KHz.

2.2.4 CIRCUITO DEMODULADOR

El circuito demodulador emplea la técnica de detección asíncrona, la cual consiste de un rectificador de media onda más un filtro pasa bajas, como se observa en la figura 2.13.

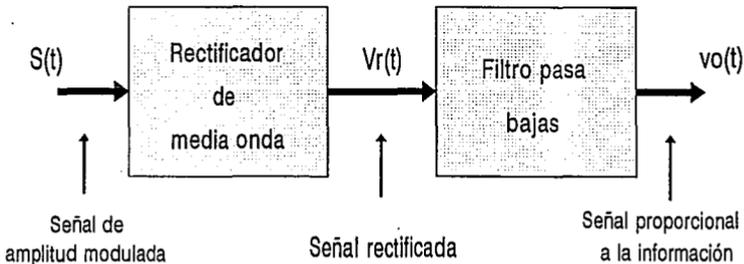


Figura 2.13 Diagrama a bloques del circuito demodulador asíncrono.

El análisis de dicha técnica se presenta a continuación:

A la salida del rectificador tenemos una señal como se indica en la ecuación (40)

$$v_r(t) = \begin{cases} s(t) & \text{para } s(t) > 0 \\ 0 & \text{para } s(t) < 0 \end{cases} \quad (40)$$

donde $s(t)$ representa la señal de amplitud modulada. Si $s(t)$ es periódica con frecuencia ω_c , entonces:

$$v_r(t) = s(t) \cdot P(t) \quad (41)$$

donde

$$P(t) = \begin{cases} 1 & \text{para } s(t) > 0 \\ 0 & \text{para } s(t) < 0 \end{cases} \quad (42)$$

es decir:

$$P(t) = \frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{\text{seno}(2n+1)\omega_c t}{(2n+1)} \quad (43)$$

Si

$$s(t) = A[1 + mf(t)] \text{seno } \omega_c t \quad (44)$$

Entonces,

$$v_r(t) = A[1 + mf(t)] \left\{ \frac{\text{sen } \omega_c t}{2} + \frac{1}{\pi} + \frac{\text{cos } 2\omega_c t}{\pi} + \text{armónicas de orden superior} \right\} \quad (45)$$

Si el filtro pasa bajas se elige para dejar fuera a la componente en ω_c y a las armónicas de orden superior, la salida será:

$$v_o(t) = \frac{A[1 + mf(t)]}{\pi} = \frac{A}{\pi} + \frac{Am}{\pi} f(t) \quad (46)$$

Como se observa la salida consiste de un término de C.D más la información.

Para la implementación del circuito se utilizó un rectificador de precisión de media onda y un filtro pasa bajas de primer orden cuya frecuencia de corte se ubicó en los 40 Hz

2.2.5 CIRCUITO DE AJUSTE AUTOMÁTICO DE IMPEDANCIA BASAL

Como se mencionó anteriormente el término de impedancia basal no representa ninguna información de la actividad respiratoria, resulta entonces conveniente eliminar esta componente con el propósito de no interferir con el procesamiento de la señal. Cabe mencionar, que la impedancia basal depende de la complejión física del paciente, así como de la localización de los electrodos, por lo que para cancelarla en forma manual se debe particularizar en cada caso. Esta manera resulta complicada y poco práctica, como solución se diseñó un circuito de cancelación automático, cuyo diagrama a bloques se muestra en la figura 2.14.

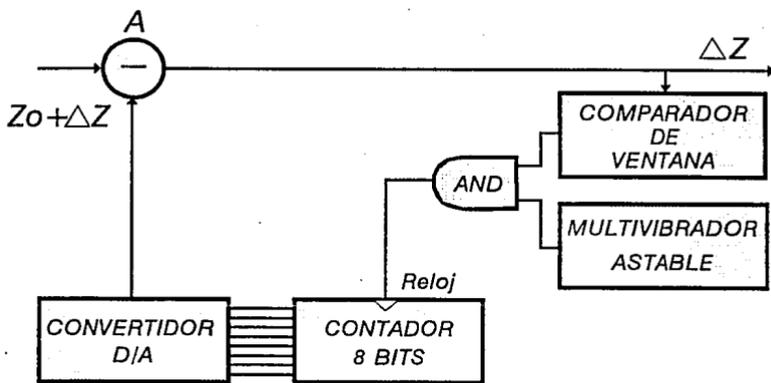


Figura 2.14 Diagrama a bloques del circuito para la cancelación de la impedancia basal.

El valor de la impedancia basal Z_0 se obtiene indirectamente a partir de la conversión digital-analógica de un contador de ocho bits, cuya señal de reloj es el resultado de la operación AND entre la salida de un circuito multivibrador astable y la salida de un comparador de ventana, cuyos valores de umbral superior e inferior se encuentran en la proximidad de los 0 volts. La señal a comparar corresponde a la salida del punto A, de esta forma el comparador indicará con un estado alto cuando la salida A se encuentre

fuera del rango especificado. La operación AND resultante corresponderá a la señal del multivibrador astable, que al actuar como reloj del contador ocasionará la generación de la pendiente a la salida del convertidor D/A. Este valor de voltaje es restado a la señal ($Z_0 + \Delta Z$) hasta conseguir que la misma se encuentre en el rango especificado por la ventana, una vez esto, la salida del comparador será un estado bajo. El resultado de la operación lógica corresponderá a un cero, que detiene el valor de la cuenta, obteniéndose así un voltaje constante a la salida del convertidor proporcional a la componente Z_0 . Dicho voltaje es restado a la señal ($Z_0 + \Delta Z$) para cancelar la componente basal. Cabe señalar que el intervalo de la ventana es mayor al máximo valor de ΔZ para no provocar que variaciones de ésta se salgan de la ventana de comparación.

Para el desarrollo del neumógrafo se estimuló al paciente con una corriente constante de 0.1 mA a una frecuencia de 50 KHz. La elección de esta frecuencia se debió también a que el cambio de impedancia transtorácica desde la inspiración completa a la máxima expiración es prácticamente la misma en el rango de 50-600 KHz.

Otra medida de precaución fue aislar al paciente mediante un transformador, en donde la corriente de corto circuito a su salida es de 0.5 mA. Este valor de corriente no representa ningún riesgo en cualquier posible falla del circuito.

Finalmente la señal de respiración fue registrada con el mismo par de electrodos con los que se registra la señal de ECG como se muestra en la figura 2.15.

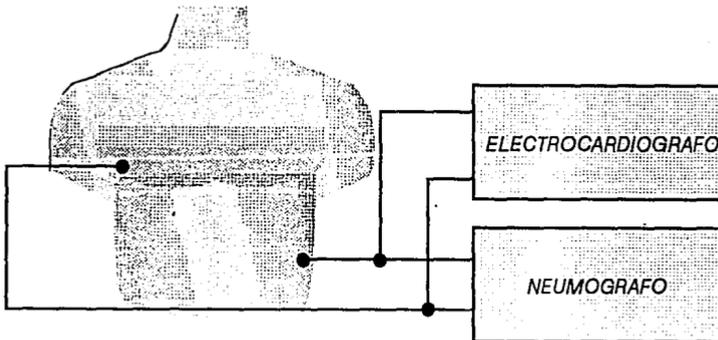


Figura 2.15 Registro simultáneo de ECG y señal de respiración mediante un mismo par de electrodos.

Para poder registrar ambas señales con los mismos electrodos se tuvieron que cumplir los siguientes requerimientos: a) Proveer la suficiente alta impedancia en el neumógrafo para

no cargar los voltajes electrocardiográficos; b) Proveer la suficiente alta impedancia al electrocardiógrafo para prevenir cargar la señal de respiración y c) Proporcionar bloqueo de la parte del electrocardiógrafo a la frecuencia portadora aplicada a través de los electrodos.

Además se acopló la impedancia del neumógrafo a la de los electrodos por medio de un par de condensadores de valor pequeño, dado que la separación de los espectros de la señal de ECG y la portadora usada así lo permiten.

2.3 FRECUENCIA CARDIACA

La detección de frecuencia cardiaca se hace a partir de la señal de ECG, determinando el complejo QRS y a partir de éste generando un pulso para de esta manera tener una señal cuya frecuencia corresponda a la frecuencia cardiaca. El diagrama a bloques correspondiente se muestra en la figura 2.16.

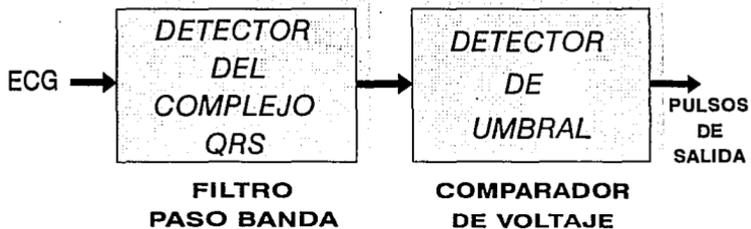


Figura 2.16 Diagrama a bloques para el registro de frecuencia cardiaca.

2.3.1 FILTRO PASO BANDA

El filtro paso banda tiene dos propósitos: Eliminar ruido de baja frecuencia, de tal manera que se pueda detectar el umbral de la señal y por otro lado dejar pasar las frecuencias asociadas al complejo QRS. El rango de frecuencia en adultos por lo general se ubica entre los 10 y 50 Hz. A partir de estos datos se diseñó un filtro de segundo orden utilizando una aproximación Butterworth, dado que interesa tener una respuesta lo más

plano posible en la banda de paso. La función de transferencia esta dada por la siguiente ecuación.

$$H(s) = \frac{k \left(\frac{1}{R_1 C_1} \right) s}{s^2 + \left[\frac{1}{R_1 C_1} + \frac{1}{R_3 C_2} + \frac{1}{R_3 C_1} + \frac{1-k}{R_2 C_1} \right] s + \frac{R_1 + R_2}{R_1 R_2 R_3 C_1 C_2}} \quad (47)$$

Se puede observar que la frecuencia central esta dada por:

$$\omega_o = \frac{R_1 + R_2}{R_1 R_2 R_3 C_1 C_2} \quad (48)$$

Los valores de los componentes así como los resultados fueron:

$C_1=C_2=0.1 \mu\text{F}$, $R_1=R_2=R_3=75 \text{ K}\Omega$, $r_1=10 \text{ K}\Omega$ y $r_2=22 \text{ K}\Omega$. Ancho de banda entre los 10 y 54 Hz con una frecuencia central de 22 Hz.

2.3.2 DETECTOR DE UMBRAL Y GENERADOR DE PULSO

Posteriormente la señal se pasa a través de un detector de umbral que indica cuando la amplitud de la señal es mayor que un nivel determinado. Cuando esto ocurre, el detector genera un pulso el cual a su vez sirve para generar otro pulso de duración fija y mayor al complejo QRS.

Para la implementación de este circuito se utilizó un comparador con histéresis, cuyas expresiones de diseño son:

$$V_H = \frac{1}{k} (V_{SAT}^+ - V_{SAT}^-) \quad (49)$$

$$V_M = \left(\frac{1}{1+k} \right) V_{ref} - \frac{1}{2k} (V_{SAT}^+ + V_{SAT}^-) \quad (50)$$

Si $|V_{SAT}^+| = |V_{SAT}^-| = V_{CC}$, las ecuaciones se reducen a:

$$V_H = \frac{2}{k} V_{cc} \quad (51)$$

y

$$V_M = \frac{1+k}{k} V_{ref} \quad (52)$$

De acuerdo a los valores de amplitud de la señal de ECG, se trabajó con una histeresis de 1 volt y un voltaje medio de 1.5 volts.

Una vez obtenida la señal, los pulsos de salida son enviados al contador de eventos del microcontrolador, donde con la programación de interrupciones de tiempo real, se contabilizan los pulsos y mediante cálculos numéricos, se determina el dato de frecuencia cardiaca.

2.4 TEMPERATURA

Como se mencionó en el capítulo 1, para la medición de temperatura se utilizó como sensor el circuito integrado LM35, que proporciona a su salida 10 mV/°C. Dado que el rango de temperatura corporal se ubica entre los 20°C y los 44°C, tenemos una variación en el voltaje de salida de 240 mV. Como se observa es una variación pequeña, por lo que fue necesario restar el nivel de directa que corresponde a límite inferior de temperatura para poder dar la suficiente ganancia y no tener problemas de saturación. El circuito acondicionador de esta señal consiste de un amplificador en configuración no inversora para extender las variaciones de voltaje en el rango de 0 a 5 volts. Posteriormente la señal se conectó a un canal del convertidor analógico-digital del microcontrolador, donde por programación se hace la conversión a un valor decimal.

III. ARQUITECTURA DEL SISTEMA

ARQUITECTURA DEL SISTEMA

En el presente capítulo se describirá el desarrollo de la arquitectura del sistema, la cual se basa en el empleo de un microcontrolador. Esta arquitectura contempla el uso de circuitos de bajo consumo de energía así como contar con circuitos periféricos integrados, para que de esta manera se ahorre espacio y poder cumplir con la característica de portabilidad.

3.1 REQUERIMIENTOS DEL SISTEMA

Sin duda alguna la tarea más fácil y probablemente la más importante para el diseñador de un sistema basado en un microcontrolador es la elección del mismo. Existen pruebas estandarizadas para comparar el comportamiento de computadoras, sin embargo, estas pruebas son inapropiadas para esta evaluación. Estas deben ser reemplazadas por restricciones físicas peculiares del sistema a ser diseñado. A continuación se mencionan los requerimientos básicos de nuestro sistema con el propósito de hacer una selección adecuada del microcontrolador.

a) Tamaño de palabra del controlador: Restricciones físicas del sistema, tales como precisión y rango dinámico, determinan la clase de CPU. Dado que el sistema va a ser utilizado para funciones de monitoreo y no para diagnóstico, una palabra de ocho bits es suficiente para el procesamiento requerido en este sistema. Por otro lado, la Asociación Americana del corazón, sugiere el uso de un nivel equivalente de precisión de $10 \mu\text{V}$ referido a la señal electrocardiográfica medida en la superficie del cuerpo. Si se asume que la señal a escala completa sea de unos 5 mV, esto es equivalente a una precisión de 1 parte en 500, es decir, alrededor de 9 bits. Por estas razones se decidió trabajar con un microcontrolador que maneje un tamaño de palabra de 8 bits, dado que el error no es significativo para esta aplicación.

b) Circuitos periféricos integrados: El poder contar con circuitos auxiliares incluidos en el mismo circuito integrado, trae como consecuencia un ahorro de espacio y de energía, siendo ésta una característica básica del sistema.

c) Convertidor análogo-digital: Se requiere registrar tres señales analógicas ECG, respiración y temperatura, las cuales posteriormente serán transmitidas vía telefónica a un puesto central.

d) Bajo consumo de energía: Es indispensable para cubrir la característica de portabilidad, que nuestro sistema se desarrolle alrededor de un microcontrolador de bajo consumo de energía, dado que se alimentará con baterías y de esta manera poder tener un tiempo adecuado de operación.

e) Interfaz para comunicación serial: Una vez registrada la información, será transmitida vía MODEM a un puesto central. De esta manera se requiere la interfaz de comunicación serial para el manejo del MODEM.

f) Sistema temporizador: Es importante contar con un sistema de temporización, para el manejo de las frecuencias de muestreo para cada una de las señales a registrar. Así como para registrar una de las señales sin tener que utilizar otros circuitos adicionales.

3.2 SELECCION DEL MICROCONTROLADOR

Tomando como base los requerimientos básicos del sistema, encontramos que existen en el mercado varios microcontroladores que cumplen con las características requeridas, entre los que se encuentran los fabricados por compañías como Motorola, Intel, Hitachi, Siemens, entre otras.

Debido a la experiencia en el manejo de los microcontroladores fabricados por Motorola, así como el contar con sistemas de desarrollo y software necesario se decidió utilizar un microcontrolador de la familia 68HC11, donde la versión que ofrece todas las ventajas para el desarrollo del proyecto es la MC68HC11F1.

El microcontrolador MC68HC11F1 es un microcontrolador avanzado de 8 bits (MCU) con funciones periféricas sofisticadas integradas en el mismo circuito. La tecnología de alta densidad CMOS (HCMOS) utilizada en este microcontrolador, combina el tamaño reducido y la alta velocidad con el bajo consumo de energía y la alta inmunidad al ruido propia de la tecnología CMOS.

Dentro de las características más importantes de hardware y software de este microcontrolador tenemos:

Posee un convertidor análogo-digital de ocho canales con una resolución de ocho bits. Una interfaz de comunicación serial asíncrona (SCI) y una interfaz periférica serial síncrona separada (SPI). Un sistema temporizador de carrera libre de 16 bits que tiene tres líneas de captura de entrada, cinco líneas de comparación de salida y una función de interrupción en tiempo real. Un subsistema acumulador de pulso de ocho bits que puede contar eventos externos o medir periodos externos, bus expandido no multiplexado, dos modos de operación controlados por software para ahorro de energía WAIT y STOP, 512 bytes de memoria EEPROM, 1024 bytes de memoria RAM estática, cuatro seleccionadores de chips programables, entre otros.

3.3 ARQUITECTURA DEL SISTEMA

En la siguiente figura se presenta la arquitectura del sistema de biomonitordeo.

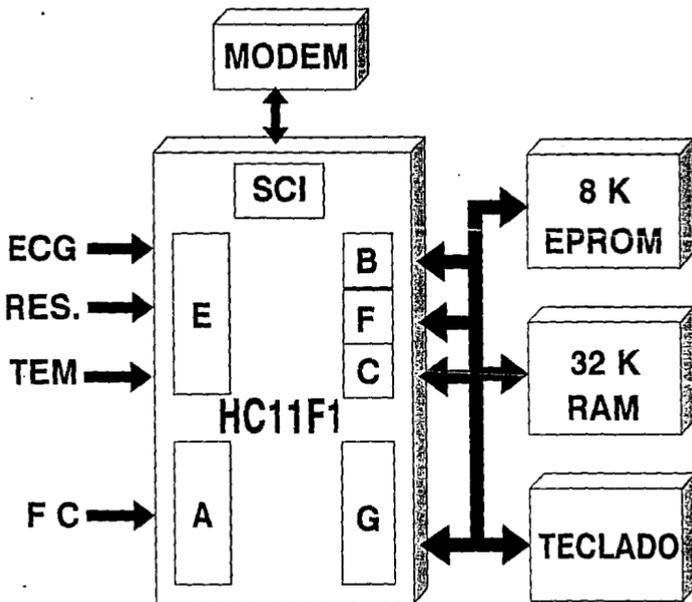


Figura 3.1 Arquitectura del Sistema de Biomonitordeo.

3.3.1 DECODIFICACION DE MEMORIA

Dado que se se registrarán 20 segundos de información, la cantidad de memoria requerida para el almacenamiento de los datos es de aproximadamente 5252 muestras para las cuatro señales. Esto implica tener una memoria RAM de por lo menos 8KB. De acuerdo a esto se trabajó al circuito en modo expandido, por lo que se utilizó una memoria RAM externa de 8 KB. Dicha memoria se decodificó utilizando el “chip select” de propósito general (CSGEN), bit 6 del puerto G (PG6).

Por lo que respecta a la memoria EPROM, dado que el programa monitor final ocupa más de 512 KB, que es el tamaño de la EEPROM interna se trabajó con una memoria EPROM de 8KB externa, la cual se decodificó utilizando el “chip select program” (CSFPROG), bit 7 del puerto G (PG7).

En la figura 3.2 se presenta el diagrama del mapa de memoria que se utilizó.

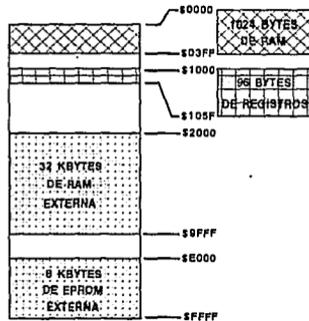


Figura 3.2 Mapa de memoria.

Por lo que respecta al canal de datos y direcciones, se utilizó el puerto B y F como canal de direcciones y el puerto C como canal de datos, esto debido a que el microcontrolador posee un bus expandido no multiplexado y con ello nos evitamos usar circuitería externa para la decodificación de la memoria.

3.3.2 PERIFERICOS

Como podemos ver en la figura 3.1, el puerto E que corresponde al convertidor A/D se utilizó para la adquisición de las señales de Electrocardiograma (ECG), señal de respiración y temperatura. Utilizando los canales AN0, AN1 y AN2 respectivamente.

Para el registro de frecuencia cardiaca se utilizó un canal del puerto A PA1 (bit 2 del puerto A). En la modalidad de contador de eventos externos.

Tres canales del puerto A (PA4, PA5 y PA6) se utilizaron para el manejo de tres indicadores de operación del sistema, uno indicará modo de operación registrar, otro modo de operación transmitir y el tercero cuando exista alguna falla en el sistema. De esta manera estos tres canales fueron programados como salidas.

Además se utilizaron siete canales del puerto G (PG0, PG1, PG2, PG3, PG4, PG5, y PG6) para decodificar un teclado de doce teclas, esto con el fin de poder programar el sistema y tener posibilidad de hacerlo más amigable para el usuario. La manera en que se decodifica el teclado se muestra en la siguiente figura:

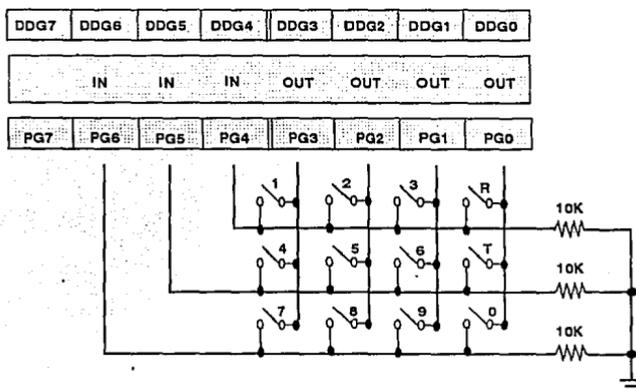


Figura 3.3 Decodificación del teclado.

3.3.3 INTERFAZ PARA EL MANEJO DEL MODEM

Debido al requerimiento del sistema de enviar la información vía telefónica al puesto central, es necesario entonces la utilización de un MODEM.

En el proceso de comunicación, el MODEM tiene varios propósitos. Físicamente éste conecta nuestro sistema a la computadora central a través de la línea telefónica. El MODEM también convierte información del sistema de biomonitorio a la clase de información que maneja el sistema telefónico. Por esta razón, en ambos extremos deberá haber un MODEM conectado a cada sistema (sistema de biomonitorio en un extremo, PC en el otro extremo).

Dentro de las características que se requiere que cumpla el MODEM a utilizar para el sistema de biomonitorio, podemos mencionar las siguientes: Tamaño reducido para no perder la característica de portabilidad de nuestro sistema, bajo consumo de energía y que utilice una sólo fuente para su polarización.

Con base en estas características se eligió trabajar con el MODEM compacto de HAYES (The Hayes Pocket Edition 2400). Que es un MODEM diseñado para ser usado en una computadora o terminal equipada con puerto serial RS-232. Este MODEM es un MODEM polarizado con la línea, es decir que no requiere fuente de alimentación separada. Este adquiere la energía del conector RS-232 de la computadora y de la línea telefónica. La velocidad de transmisión es de 2400 bps la cual es adecuada dado que es mínimo el tiempo requerido para transmitir toda nuestra información a esta velocidad.

De acuerdo a lo antes mencionado y dado que nuestro microcontrolador posee una interfaz serial asíncrona pero no con niveles del estándar RS-232, el alambrado utilizado se muestra en la figura 3.4.

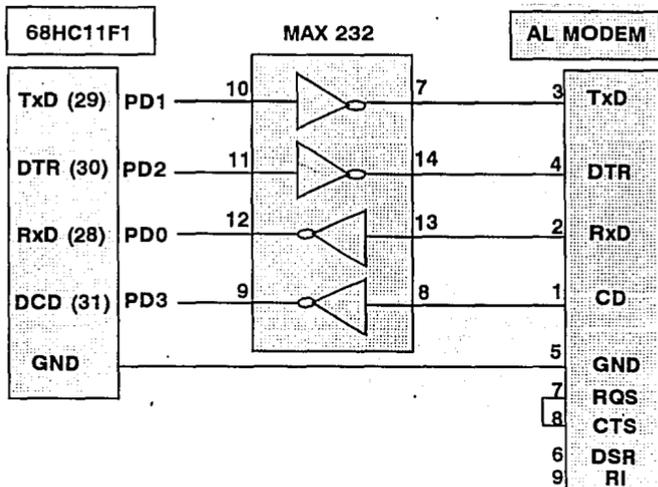


Figura 3.4 Diagrama de conexión entre el microcontrolador y el MODEM.

Como se puede observar en la figura 3.4, se utilizaron las terminales TxD y RxD (PD1 y PD0) propias de la interfaz serial del microcontrolador. Además se implementaron las señales de conecta MODEM a la línea (DTR), detección de portadora (DCD) con las terminales PD2 y PD3 respectivamente. En el siguiente capítulo se explicará la programación para el manejo del MODEM.

IV. PROGRAMACION DEL SISTEMA

PROGRAMACION DEL SISTEMA

Una vez terminada la parte correspondiente al acondicionamiento de las señales y la parte de la arquitectura del sistema se procede al desarrollo de la programación del mismo, la cual comprende tanto el desarrollo del programa monitor que se encarga de la programación y administración de los recursos del sistema, así como el desarrollo del programa de comunicación con la PC.

4.1 DIAGRAMA DE FLUJO DEL PROGRAMA MONITOR

En la figura 4.1, se muestra el diagrama general de flujo del programa monitor, en el cual se pueden observar las distintas tareas que se deben realizar para la administración de nuestro sistema.

A continuación se hará la descripción de cada una de las partes del programa principal, haciendo énfasis en los aspectos más relevantes de la programación de los periféricos involucrados.

4.1.1 INICIALIZACION DEL SISTEMA

Primeramente se deben inicializar las variables del sistema así como los distintos periféricos a utilizar.

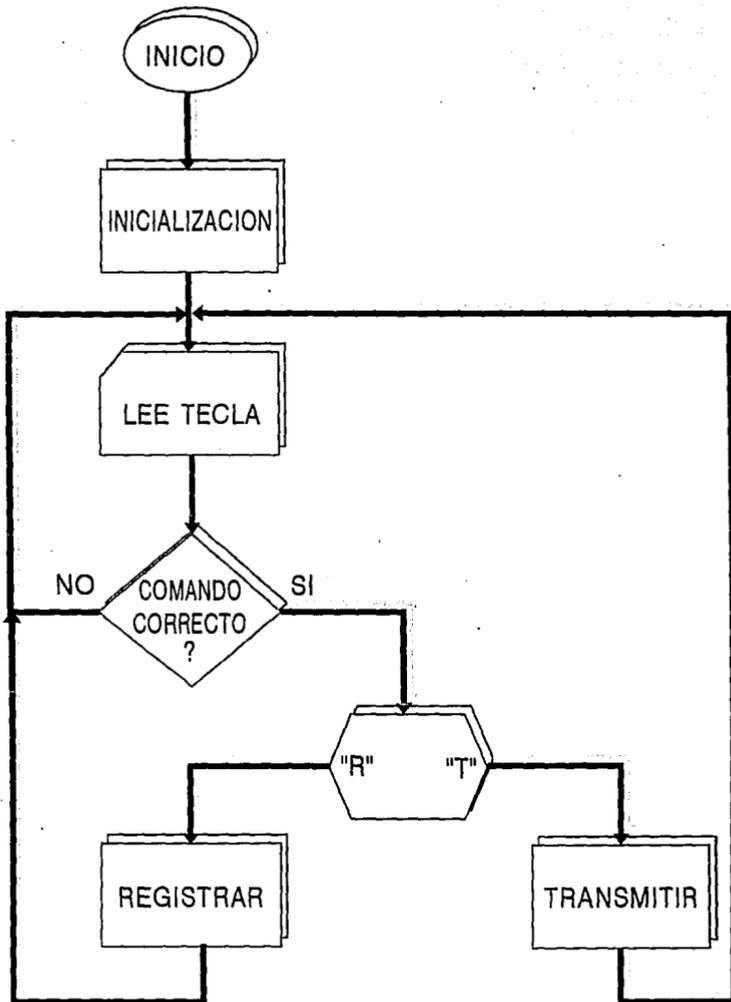


Figura 4.1 Diagrama general de flujo del programa monitor.

Por lo que se refiere al convertidor analógico-digital, primero se habilita la “bomba” de carga del convertidor, para esto, es necesario escribir un uno en el bit de control ADPU del registro de control OPTION; una vez escrito es necesario un retardo a fin de estabilizar la “bomba” de carga y los circuitos de comparación antes de utilizar el sistema de conversión.

Además se debe especificar los canales que serán objeto del proceso de conversión, para tal efecto existen cuatro bits del registro ADCTL, que son CD,CC,CB, y CA y un selector interno, el cual fue utilizado en modo de operación de canal múltiple. Para esto, es necesario escribir un uno en el bit MULT, un cero en el bit SCAN a fin de efectuar sólo cuatro conversiones cada vez que exista una interrupción y se deben también seleccionar los canales a convertir por los bits CD y CC del registro ADCTL, siendo en este caso ambos iguales a cero.

En la misma rutina de inicialización se habilitó el acumulador de pulsos para operar en el modo de contador de eventos. Esto se hace habilitando el acumulador de pulsos (bit PAEN) y el bit de control de borde del acumulador de pulsos (bit PEDGE) ambos bits, del registro de control PACTL.

Por lo que se refiere al manejo de las interrupciones en tiempo real, esto con la finalidad de controlar las diferentes frecuencias de muestreo para la conversión de las señales. Primeramente se fija la tasa de interrupción de tiempo real, lo cual se hace manejando los bits RTR1 y RTR0 del registro de control PACTL. posteriormente se habilita la interrupción en modo poleo con el bit RTII del registro de interrupciones mascarables TMSK2.

Es necesario también inicializar la interfaz de comunicación serial (SCI), así como las señales del manejo del modem externo. Por lo que se refiere a la interfaz SCI es un sistema de transmisión y recepción asíncrono (Universal Asynchronous Receiver Transmitter: UART), el cual utiliza el formato estandar de no retorno a cero (NRZ), un bit de inicio, ocho o nueve bits de información y un bit de paro; contiene además un generador de “baudaje” interno, donde es posible programar la velocidad de transmisión. Para este caso se seleccionó un “baudaje” de 2400 bauds programando el registro de selección de “baudaje” BAUD, además se programó el registro de control de comunicación serial 1 (SCCR1) para una longitud de palabra de ocho bits, un bit de inicio y un bit de paro, así como se definieron como salida para el manejo de la interfaz RS-232 los bits PD1 y PD2 del puerto D.

4.1.2 RUTINA PARA LEER ELTECLADO

La rutina para leer el teclado tiene como función identificar la tecla oprimida y entregar el valor del código de dicha tecla en una localidad de memoria conocida.

La idea consiste en utilizar la parte alta del puerto G como entradas y la parte baja del mismo puerto como salidas, como se muestra en la figura 4.2.

Para tal efecto se escribe una palabra al puerto con un sólo bit en alto, esto con la finalidad de tener una palabra que indique la columna activa en ese momento. Posteriormente se lee el puerto para detectar la columna oprimida, una vez detectada la columna se salta a una tabla en la cual se encuentran ordenados los códigos de cada tecla para determinar la tecla correspondiente de dicha rutina en la cual se codificó el teclado, así como el diagrama de flujo correspondiente de dicha rutina se muestran en la figuras 4.3 y 4.4 respectivamente.

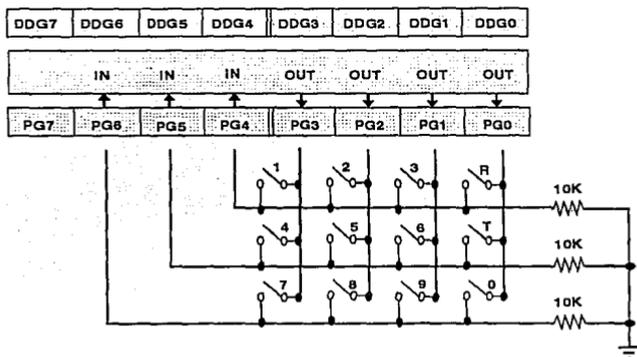


Figura 4.2 Utilización del puerto G para la decodificación del teclado.

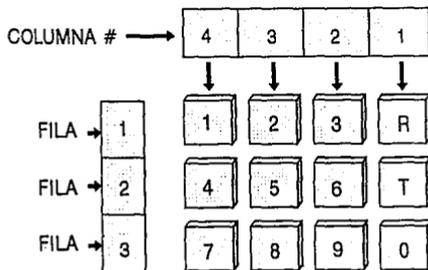


Figura 4.3 Codificación del teclado.

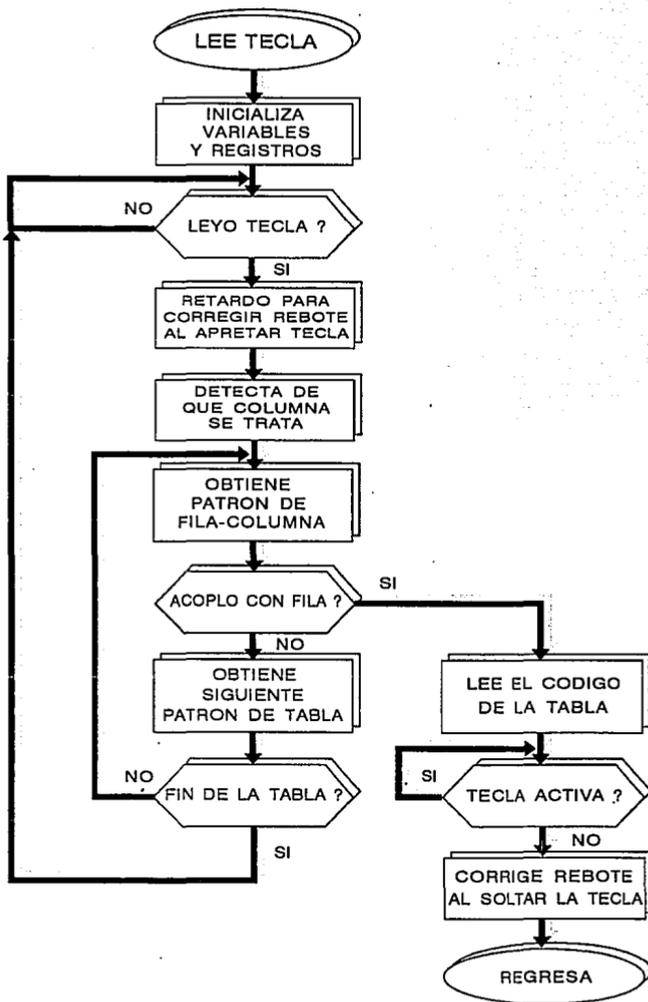


Figura 4.4 Diagrama de flujo de la rutina para la decodificación del teclado.

4.1.3 RUTINA PARA EL REGISTRO DE LA INFORMACION

La rutina de registro tiene como propósito la conversión y almacenamiento de las cuatro señales fisiológicas. Por tal motivo es necesario fijar las frecuencias de muestreo para cada señal, dado que cada una de ellas presenta un ancho de banda diferente.

Por lo que se refiere a la señal de electrocardiograma, ésta presenta un ancho de banda entre los 0.05 - 100 Hz, por lo que se registró una muestra cada 4.09 ms que corresponde aproximadamente a 244 muestras por segundo. Esto con el fin de utilizar la interrupción de tiempo real que justamente es de 4.09 ms.

Para el registro de la señal de respiración se obtuvo una muestra de dicha señal por cada veinte muestras de ECG, de esta manera nos ahorramos tener que cambiar la programación de la interrupción de tiempo real, y así estar registrando una muestra cada 81.8 ms que corresponde a una frecuencia de muestreo de aproximadamente 12 muestras por segundo y dado que la máxima frecuencia de la señal es de 0.5 Hz cumplimos ampliamente con el teorema de muestreo.

Por lo que se refiere a la señal de frecuencia cardíaca, se utilizó el subsistema acumulador de pulso en su versión de contador de eventos externos. Como se mencionó en el capítulo de acondicionamiento de las señales, el dato de frecuencia cardíaca se obtiene a partir de la señal de ECG detectando el complejo QRS. de esta manera como se lleva el tiempo real de registro de la señal de ECG, podemos cada veinte segundos leer la cuenta del acumulador de pulso y multiplicarla por tres y con ello tener el dato de frecuencia cardíaca por minuto. Para esto entonces, es necesario tener habilitado el contador de eventos (bit 6 PAEN del registro de control del acumulador de pulso PACTL) y al final del registro de la señal de ECG (20 segundos) leer el dato de la cuenta acumulada en dicho tiempo (registro PACNT).

Para el registro de la temperatura se utilizó el canal tres del convertidor. Al final de los 20 segundos de registro se lee el registro de resultado de dicho canal que corresponde al dato de temperatura.

El diagrama de flujo de la rutina de registro de información se muestra en la figura 4.5.

4.1.4 RUTINA PARA LA TRANSMISION DE INFORMACION

La rutina de transmisión de la información tiene como propósito el envío de la misma del puesto remoto al puesto central vía telefónica. Esto trae como consecuencia que se tiene que utilizar un modem el cual debe ser manejado por nuestro sistema para la comunicación con la estación central. En la figura 4.6 se muestra el diagrama de flujo para dicha rutina, el cual se compone principalmente de las rutinas de configuración del modem, la de marcar el

número automáticamente, la de activar el modem en modo línea y la de envío de los datos. A continuación se hará la descripción de cada una de estas subrutinas.

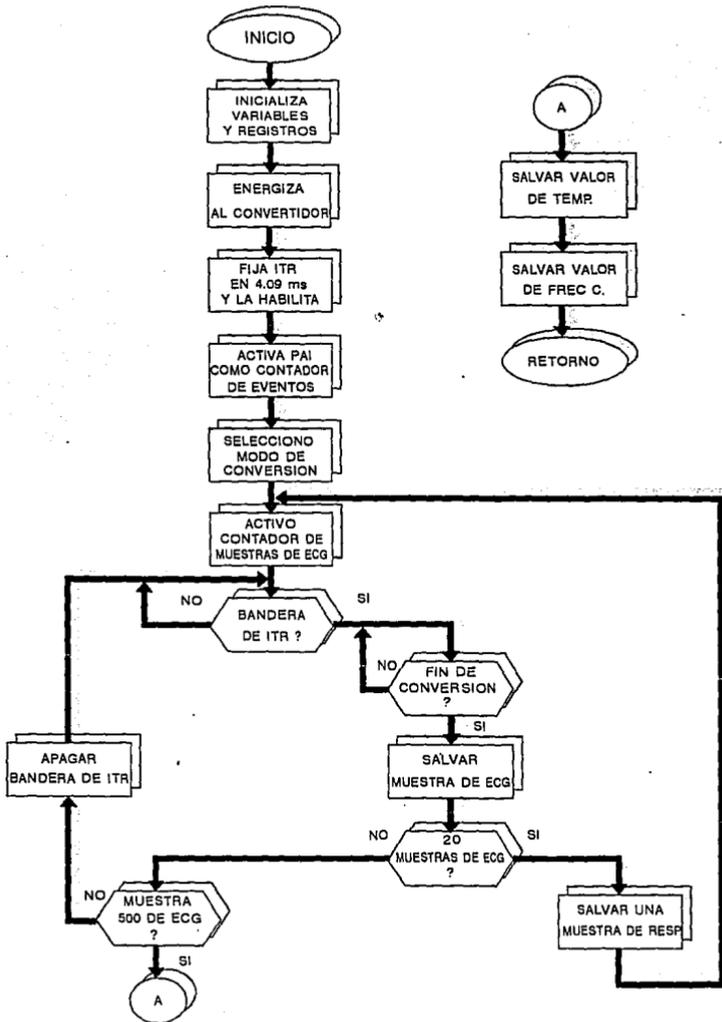


Figura 4.5 Rutina para el registro de la información.

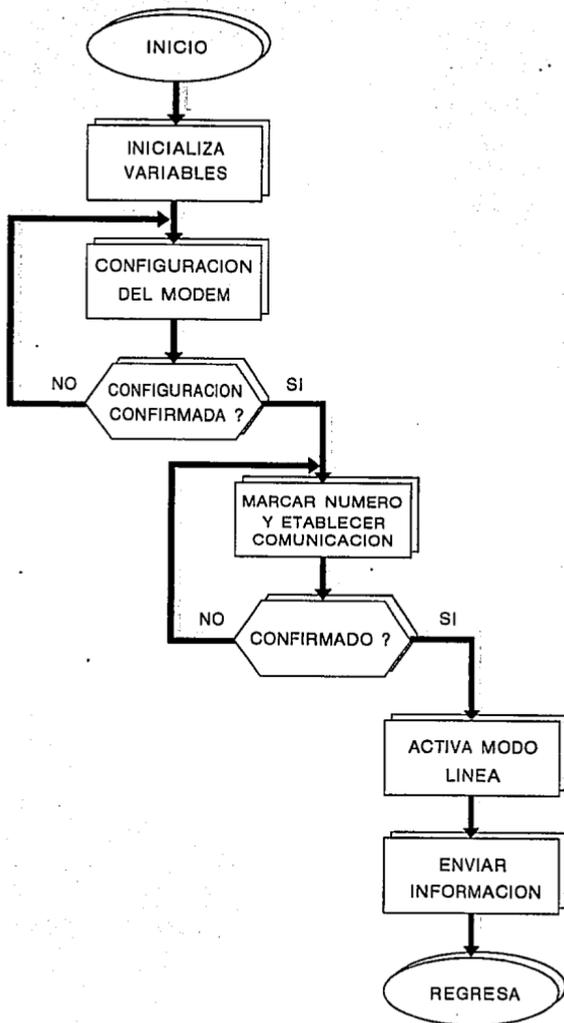


Figura 4.6 Rutina para la transmisión de la información.

Antes de entrar en el detalle de la configuración del MODEM, primero se explicará como se inicia el proceso de transmisión en el microcontrolador utilizado.

El transmisor de la interfaz de comunicación serial incluye un registro de datos de transmisión paralelo (SCDR), y un registro de corrimiento serie que puede ser escrito a través del SCDR. Este sistema que utiliza dos registros permite que un dato sea corrido serialmente hacia el exterior mientras que otro este esperando en el registro paralelo SCDR a ser transferido al registro de corrimiento serial.

Además de los registros antes mencionados la interfaz de comunicación serial cuenta con los siguientes registros:

Registro de control #1 (SCCR1), contiene bits de control que determinan la longitud de palabra y un selector del método usado para la característica de despertar.

Registro de control #2 (SCCR2), contiene bits de control que permiten habilitar o deshabilitar funciones individuales de la interfaz de comunicación serial.

Registro del estado de la interfaz (SCSR), el cual proporciona entradas al circuito de la lógica de interrupción para la generación de interrupciones del sistema SCI.

El proceso de transmisión se efectúa al escribir un uno en el bit TE del registro SCCR2, que habilita el transmisor del SCI. La transmisión se inicia al escribir el dato a transmitir en el registro SCDR, de donde pasa al registro de corrimiento; inmediatamente se carga un cero al bit menos significativo del registro de corrimiento para operar como bit de inicio, y se carga un uno en el bit más significativo, actuando como bit de paro. La transmisión se inicia a la velocidad previamente programada por el generador de "baudaje" que una vez concluida se enciende la bandera de término de transferencia TDRE, la que indica que un nuevo dato se puede escribir en el registro SCDR para ser transmitido. El bit M del registro SCCR1 se carga con un cero para indicar el número de bits del dato a transmitir, que corresponde a ocho bits para este caso. De esta manera se inicia la comunicación primero con el MODEM para la configuración del mismo.

4.1.4.1 CONFIGURACION DEL MODEM

Los comandos del MODEM corresponden al grupo de comandos de Hayes 2400 bits por segundo. Estos comandos nos sirven para enviar y recibir información, activar la línea telefónica, manipular registros de configuración, y realizar diagnósticos.

El MODEM está siempre en uno de sus dos estados de operación: El estado **comando** (algunas veces referido como el **estado local**) y el estado de **línea activada**.

Cuando el MODEM es instalado, o cuando se enciende el sistema, el MODEM se encuentra en el estado comando. Cualquier dato enviado a él, es interpretado como un comando al MODEM. Así, el MODEM trata de ejecutar el comando enviado, y retorna al sistema un código, el cual indica el resultado de la operación.

Cuando se establece la conexión con el MODEM remoto, el MODEM conmuta al estado de línea activa y cualquier información enviada a él será interpretada como un dato, no como comando. La única excepción es la secuencia de escape, la cual es una secuencia especial de caracteres que retornan al MODEM al estado comando sin romper la conexión.

Con una excepción, cada comando del MODEM debe comenzar con los caracteres AT o at. Estos caracteres son llamados el código de atención. Y le indican al MODEM que a continuación uno o más comandos le serán enviados.

La configuración del MODEM para el desarrollo de nuestro sistema está dada por la siguiente secuencia de comandos:

ATS0=0 ; Indica que el número de llamadas antes que el MODEM conteste será de cero.

ATQ0 ; Habilita al MODEM para mandar códigos de confirmación.

ATV0 ; Envía códigos de confirmación en forma numérica en lugar de texto.

ATX4 ; Espera por tono antes de marcar y reconoce señal ocupada.

AT&S1 ; La señal DSR (data set ready) opera de acuerdo con la norma CCITT V.22.

AT&C1 ; La señal DCD (data carry detect) encendida, indica detección de portadora.

AT&D2 ; El MODEM cambia de modo línea activada a modo comando, cuelga y desactiva autorrespuesta cuando la señal DTR (data terminal ready) cambia de alto a bajo (on a off).

ATE0 ; Sin echo.

ATB0 ; Fija al MODEM a operar con un protocolo de la norma CCITT V.22.

4.1.4.2 RUTINA PARA MARCAR EL NUMERO TELEFONICO

Como su nombre lo indica, esta subrutina tiene como propósito marcar el número telefónico del puesto central, así como de establecer la comunicación con el MODEM remoto.

El comando utilizado para que el MODEM marque el número telefónico del puesto central es el comando **D**. Cuyo formato se muestra a continuación:

ATD cadena

El parámetro **cadena** está formado por una serie de caracteres cuya longitud está limitada por la cantidad de espacio en la memoria de comando (40 caracteres más los prefijos del comando AT y los de la tecla de ENTER). Estos cuarenta caracteres incluyen el número telefónico que se desea marcar y los calificadores de marcado, los cuales le dan al MODEM instrucciones de como hacer la llamada.

Los caracteres que se pueden incluir en el número telefónico dependen del tipo de método de marcado (pulso o tono) que utilice el teléfono. El marcado por pulso, normalmente usado en los teléfonos con disco, usan una serie de pulsos para indicar el número telefónico. Mientras que los de marcado por tono, normalmente usados en los teléfonos de teclado, utilizan tonos de diferente frecuencia para representar los distintos números.

Debido a que se utilizó un teléfono que utiliza un marcaje por tono, el comando indicado es;

ATDP 231140D

Por lo que se refiere a la parte de establecer la comunicación, ésta se hace de la siguiente manera:

Primero se habilita al receptor, para leer el código de resultado del comando de marcar el número telefónico. Posteriormente se analiza dicho código para saber si el teléfono marcado no está ocupado y volver a intentar marcar, revisa si no hay tono de marcar, si no contesta o si no hay error en la línea de comunicación en cuyos casos manda un mensaje al usuario para que éste tome la decisión.

4.1.4.3 RUTINA DE ACTIVAR EN MODO LINEA Y ENVIO DE DATOS

Una vez que se ha establecido la comunicación con el MODEM remoto, lo que procede es enviar los datos de información. Para ello primeramente es necesario activar el MODEM

local en modo línea para que cualquier dato mandado a él, sea interpretado como información a transmitir. El comando que realiza tal operación es:

AT0 0D

Una vez que el MODEM se encuentra en modo línea, se procede al envío de la información. Dado que los datos fueron registrados y acomodados adecuadamente, lo único que se hace es tener cuidado de mandar todos los datos que son 5252 muestras. 5000 muestras corresponden a la señal de ECG, 250 corresponden a la señal de respiración y los dos últimos bytes corresponden al dato de la frecuencia cardíaca y la temperatura respectivamente.

Después de enviar toda la información, se deshabilita tanto el transmisor como el receptor de la interfaz de comunicación serial. Y posteriormente se debe de colgar para que la línea no quede bloqueada, con esto termina la rutina de transmisión de información.

4.2 PROGRAMA DE COMUNICACION CON EL PUESTO CENTRAL (PC)

El propósito del programa de comunicación es el de recibir los datos del puerto serial de la PC y guardarlos en un archivo. Para realizar dicha tarea se presenta el diagrama de flujo correspondiente, el cual se muestra en la figura 4.7.

Primeramente, se inicializa el puerto a utilizar, en este caso definimos el puerto COM1 con las siguientes características: velocidad de transmisión 2400 bps, tamaño de palabra; ocho bits, sin paridad y un bit de alto.

Posteriormente se presenta un menú para poder seleccionar la actividad deseada, en este caso solo nos interesa guardar información nueva, leer información existente o bien salir del sistema.

Después se llama a la función TERM, que tiene como propósito emular una terminal. Dicha función simplemente "patea" el puerto COM1 alternadamente con el teclado, para determinar si van a llegar datos por el puerto o si el usuario desea mandar algún dato por el teclado, en caso de querer interrumpir la recepción de información, o en su defecto seleccionar alguna opción del menú principal.

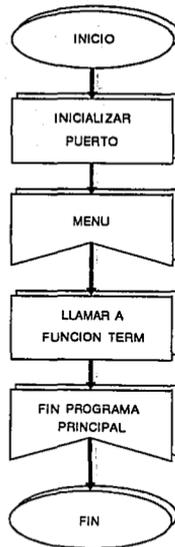


Figura 4.7 Diagrama de flujo del programa principal de comunicación con la estación central (PC).

Dada la importancia de este programa para la operación del sistema. A continuación se presenta el pseudocódigo del programa con el propósito de aclarar su programación.

// librerías a utilizar

```

#include <conio.h>
#include <ctype.h>
#include <dos.h>
#include <stdlib.h>
#include <comm.h>

```

// Utilización de constantes y macros

```

#define MENU      ALT_M //tecla para menú

```

//Definición de funciones prototipos

```
short menu(COMM_PORT *p);
void term(COMM_PORT +p);
```

//Variables globales

```
COMM_PORT port1; //puerto serie 1
BYTE rxbuf[RXBUFSIZE]; //buffer receptor
short vers=1;
```

//Programa principal

```
Inicializa_puerto(&port1,Com1,2400L,8bits_datos,Noparidad,Un_bit_alto,rxbuf,Nulo);
Imprime(Presiona alt_m para darte una lista de comandos);
Llamar a función: term(&port1);
Imprime(Fin de sibi.c);
Llamar a función: u8250_deinstall_isr(&port1);
Llamar a función: set_dtr(&port1,LOW);
Return(0);
End de programa principal
```

//Definición de función fatal

```
void fatal(char*s)
    {
    imprime(s);
    exit(1);
    }
End de función fatal
```

//Función prototipo term

```
void term(COMM_PORT *p_port)
    {
    short c; //variable local
    File *fp; //apuntador a archivo
    char nombre_archivo[40];

    Imprime(Nombre del archivo);
    Leer(nombre_archivo);
    if(fp igual a nulo)
        llamar a función: fatal(Error al abrir el archivo de salida);
    }
}
```

```

//En caso contrario
for(;;)
    //Revisar el puerto serial para cada byte
    if(c es distinto a fin de archivo)
        Imprime(c);
        putc(c,fp); //imprime caracter al archivo
    //Revisar si se toco alguna tecla
    if(c es distinto a fin de archivo)
        if(c es igual a MENU)
            if(función:menu(p_port)es distinto a nulo)
                break;
            else
                llamar a función:c_putc(p_port,c);
        End de if
    End de for
    Cerrar_archivo:fclose(fp);
End de función term

```

//Utilización de constantes y macros

```

#define EXIT    "Q"
#define LEER    "L"

```

//Función prototipo menú

```

short menu(COMM_PORT *p_port)

short car; //variable local
int c, retval=0; //variable local
static char*menu[]= {Exit para salir, Leer archivo, Nulo};
char**p_menu; //apuntador a apuntador de tipo char
FILE *fp; //apuntador a archivo
char nombre_archivo[40];

c=no_exit;
mientras que c sea distinto de exit
    for(p_menu=menus; **p_menu es distinto de nulo;incrementa p_menu)
        imprime(*p_menu);
    imprime(Escape opción(Enter para salir de menu));
    if(c es igual a enter)
        break; //Retorna a función term

```

// De otra manera

```

c=llamar a función:toupper(c);
switch(c)
    case EXIT: retval=1; break;
    case LEER: Imprime(Nombre del archivo?);
        Leer(nombre_archivo);
        if(fp es igual a nulo)
            imprime(Error);
            exit(1);
        //De otra manera
        car=getc(fp); //Leer carácter de archivo
        mientras car sea distinto de fin de archivo
            Imprime(car);
            car=getc(fp);
        End de mientras que
        Cerrar archivo:fclose(fp);
        break;
    default:Imprime(Opción inválida); break;
End de swich
End de mientras que
Imprime(Saliendo de menu)ñ
return(retval);
End de función menu

```

V. RESULTADOS Y CONCLUSIONES

RESULTADOS Y CONCLUSIONES

El funcionamiento del sistema se probó en diferentes situaciones y con distintos tipos de personas. Primeramente se realizaron pruebas con personas en reposo total y con personas en movimiento. Posteriormente se formó un segundo grupo de mediciones con personas de diferente complejión torácica; esto con el propósito de revisar si los circuitos, tanto de corrección de línea de base como el de ajuste automático de impedancia basal, funcionaban correctamente.

Algunos de los resultados de estas pruebas se pueden observar en las figuras 5.1 y 5.2.

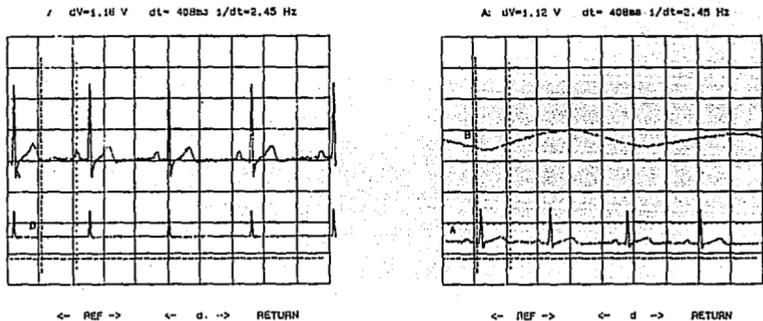


Figura 5.1 Registros correspondientes a los eventos fisiológicos. a) ECG y frecuencia cardiaca de una persona en reposo. b) ECG y respiración de una persona en movimiento.

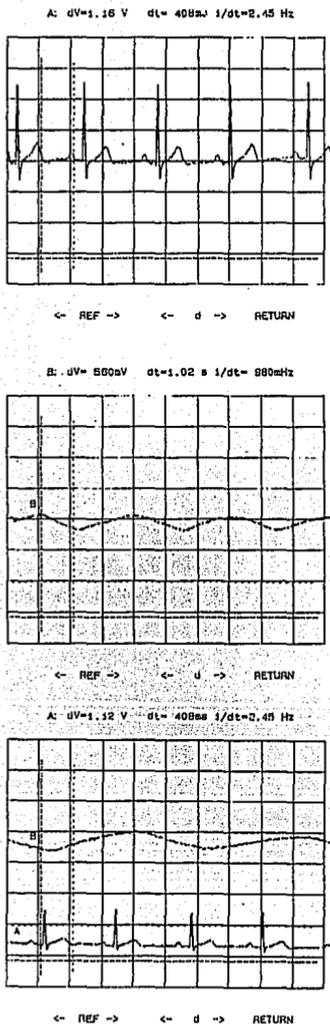


Figura 5.2 Registros de las señales instrumentadas con personas de diferente complejión torácica a) ECG. b) Señal de respiración. c) Señal de ECG y respiración.

Además se realizaron las siguientes pruebas:

I. Pruebas del Electrocardiógrafo.

a) Respuesta en frecuencia:

La comparación entre la respuesta en frecuencia ideal y la respuesta en frecuencia medida, nos permitirá evaluar el comportamiento del electrocardiógrafo.

La figura 2.1 muestra el diagrama a bloques de las etapas por las que pasa la señal electrocardiográfica. En el capítulo II se mostró que las diferentes etapas del sistema están separadas una de la otra a través de un amplificador operacional, ya sea como un amplificador diferencial o como un seguidor de tensión, no existiendo una realimentación en el circuito, por lo que el análisis de respuesta en frecuencia del sistema debe realizarse en malla abierta.

La función de transferencia del sistema en malla abierta es la siguiente:

$$H(s) = \frac{s \left(s + \frac{1}{0.234} \right)}{s^2 + \frac{s}{0.234} + \frac{1}{0.655}} \left(\frac{3.14 \times 10^6}{s + 3.14 \times 10^6} \right) \left(\frac{21276.5}{s + 666.66} \frac{s}{s + 0.64} \right) \left(\frac{s}{s + 0.3617} \right)$$

El primer factor lo produce la etapa de acoplamiento de entrada, la cual posee una respuesta tipo paso altas de segundo orden cuya frecuencia de corte se ubica aproximadamente en 0.19 Hz. El segundo factor lo produce el amplificador diferencial del amplificador de instrumentación, el cual posee una ganancia de lazo cerrado $G = 5$ (Se tomó en cuenta que el amplificador operacional empleado tiene un producto ganancia-ancho de banda $GBW = 1$ MHz). El tercer factor representa un filtro paso banda formado por un filtro pasa bajas cuya frecuencia de corte se ubica en los 0.14 Hz y un filtro paso altas con frecuencia de corte de 100 Hz, finalmente el cuarto factor lo produce el restaurador de línea de base el cual tiene una respuesta paso altas de primer orden con una frecuencia de corte de 0.05 Hz.

La figura 5.3 muestra la respuesta en frecuencia ideal del electrocardiógrafo y la figura 5.4 muestra la respuesta real obtenida del sistema utilizando una señal senoidal de 3 mV_p de entrada.

Como se puede observar la respuesta en frecuencia obtenida del circuito es muy semejante a la respuesta ideal, ya que la frecuencia de corte de los filtros fue ajustada para obtener la respuesta deseada.

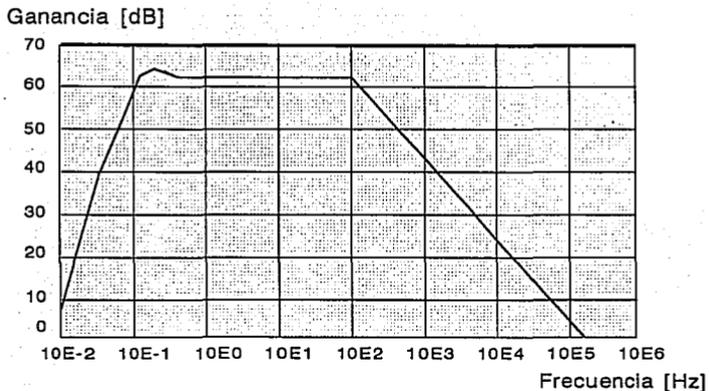


Figura 5.3 Respuesta en frecuencia ideal del electrocardiógrafo.

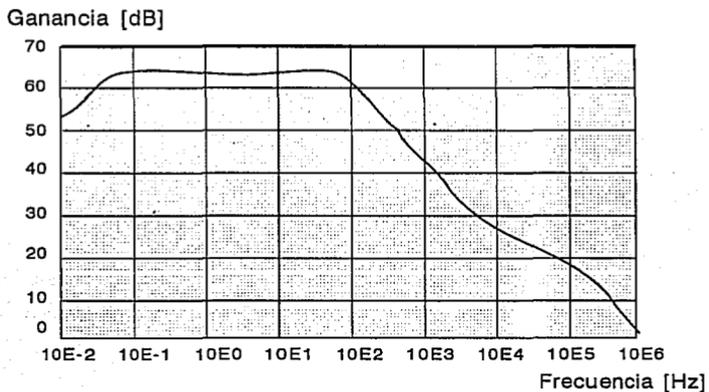


Figura 5.4 Respuesta en frecuencia real del electrocardiógrafo.

b) Relación de rechazo en modo común:

Otra de las pruebas realizadas al circuito del electrocardiógrafo, fue la medición de la RRM. Esta prueba se realizó conectando una señal cuadrada de $1 V_{pp}$, en modo común a las entradas del preamplificador. La señal de salida se divide por la señal de entrada para obtener la ganancia en modo común, y la RRM del circuito se obtiene de la

división entre la ganancia en modo diferencial por la ganancia en modo común expresada en decibeles. La tabla 5.1 muestra los resultados de esta prueba.

f(Hz)	10	60	100	1000
RRMC τ (dB)	90	105	103	83
Vo en MC (V)	0.047	0.008	0.01	0.011
Gd	1500	1500	1500	150

Tabla 5.1 Relación de rechazo en modo común total y ganancia en modo diferencial para el circuito del electrocardiógrafo.

La RRMC del circuito, a la frecuencia de la línea (60 Hz), se obtuvo utilizando una jaula de Faraday ya que debe ser una prueba que debe ser realizada en un medio libre de interferencia.

c) Pruebas de aislamiento:

En esta prueba se midió la corriente que fluye entre los electrodos y la tierra de las baterías, (Esta prueba se debe realizar entre los electrodos y la tierra física, pero en este proyecto no tenemos tierra física dado que se utilizan baterías para su alimentación) al aplicar entre estos una tensión de 127 V a 60 Hz (tensión de la línea). Dando como resultado una corriente de 1.3 μ A estando el equipo encendido.

II. Pruebas del medidor de temperatura.

Al circuito para medir temperatura, se le realizaron dos pruebas: en la primera se midió el tiempo en que el sensor llegaba de una temperatura conocida, a otra, en un medio semejante al utilizado en la medición (en este caso se utilizó agua), obteniéndose la curva de respuesta del dispositivo.

La figura 5.5 muestra las curvas de respuesta del sensor de temperatura a un cambio de 20 a 41 °C y de 41 a 20 °C. Para esta prueba se realizaron las mediciones necesarias para obtener el valor promedio de la constante de tiempo τ (tiempo en que se alcanza el 63.2 % del valor final [17]), dando como resultado $\tau = 50$ seg. Cabe mencionar que la constante τ , cuando la temperatura se decremента, es diferente como se puede observar en la figura 5.5.b. En este caso se obtuvo $\tau = 55.5$ seg.

Con base en las gráficas de la figura 5.5, se puede obtener el periodo de respuesta estimado del dispositivo, para obtener un 99 % del valor de temperatura deseado. Con un cambio de temperatura entre los 20 °C (temperatura ambiente típica) y 36.5 °C (temperatura corporal típica). El periodo estimado es: $t_{est} = 135$ seg.

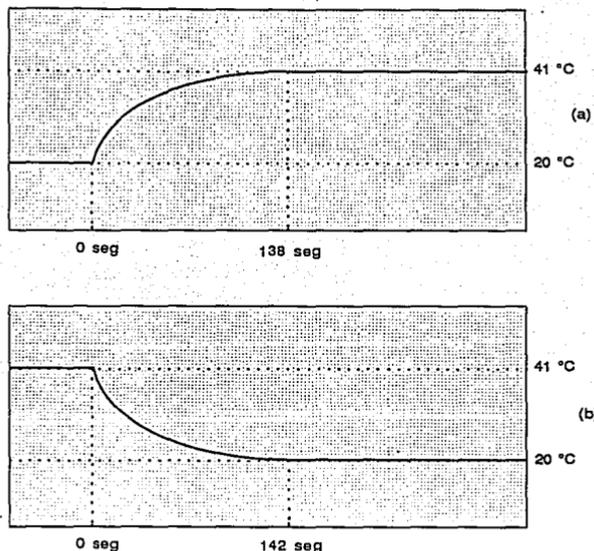


Figura 5.5 Respuesta del sensor de temperatura utilizado, a) cuando la temperatura se incrementa y b) cuando la temperatura se decremента.

La segunda prueba consistió en medir la temperatura de un medio (en este caso agua), en el intervalo de 20 a 45 °C, y comparar la respuesta ideal del sensor a la real. De este modo se obtiene la máxima desviación, de donde se puede obtener la exactitud del sensor. Los resultados se muestran en la siguiente tabla.

T. de ref. °C	T. medida °C	T. de ref. °C	T. medida °C	T. de ref. °C	T. medida °C
20	19.5	28	27.9	36	36
21	20.6	29	29	37	37
22	21.5	30	29.9	38	38
23	22.6	31	31	39	39
24	23.6	32	32	40	40
25	24.7	33	33	41	41
26	25.7	34	34	42	42
27	26.7	35	35	43	43

Tabla 5.2 Respuesta real e ideal del sensor de temperatura.

Con base en los resultados obtenidos, se concluye que la operación del sistema es satisfactoria dadas las condiciones experimentales en las cuales el proyecto se llevó a cabo. Como se puede observar en las figuras 5.1 y 5.2, los circuitos de corrección de línea de base en el registro del ECG, así como el circuito para cancelar la impedancia basal en el registro de la señal de respiración funcionan correctamente. No obstante, existen puntos que son susceptibles de modificaciones o de cambios desde el punto de vista de refinación técnica en búsqueda de un funcionamiento óptimo. A continuación se expresan algunos de ellos.

1. En lo que se refiere al acondicionamiento de las señales y a una parte del procesamiento de las mismas, se hizo en forma analógica con componentes discretos, y esto trae como consecuencia que la cantidad de componentes electrónicos sea elevada resultando así un prototipo de dimensiones grandes, inconveniente cuando se quiere un equipo portátil. Basándose en este problema se propone que varios filtros así como el circuito de corrección de impedancia basal y el problema de cancelar interferencia de la línea se hagan en forma digital para lo cual probablemente haya que cambiar la arquitectura del sistema.

2. Como se mostró en el capítulo II, el valor de la razón de rechazo en modo común del circuito para el ECG depende en gran medida de los resistores utilizados en el amplificador diferencial. En este trabajo se utilizaron resistores de compuestos de carbón, resistores de precisión y potenciómetros de precisión, los cuales pueden tener una deriva anual en el valor de 20,000 ppm para los resistores de carbón, de 500 a 2000 ppm para los de precisión y de 10 a 30 ppm para los potenciómetros de precisión [17]. Con estas derivas la RRMC del amplificador puede reducirse hasta un 2% anual. Por lo tanto es necesaria la recalibración de los potenciómetros por lo menos anualmente para evitar una degradación significativa de este parámetro.

3. De acuerdo a las normas norteamericanas para electrocardiógrafos comerciales: IEEE 472 y UL 544 de 1980, el circuito no satisface la parte correspondiente al aislamiento entre los electrodos y tierra física, ya que permite un flujo mayor a 20 μA . Este problema es debido al convertidor de CD/CD utilizado el cual permite una corriente de aislamiento mayor a la requerida. Sin embargo si se utiliza el convertidor modelo PWR 72 de la marca *Burr Brown*, que tiene una corriente de fuga a 240 V y 60 Hz de 3 μA máximo [20] el sistema puede ser utilizado cumpliendo con las normas antes mencionadas.

4. El circuito medidor de temperatura presenta un error diferencial máximo de 0.5 $^{\circ}\text{C}$, en el intervalo de 20 a 45 $^{\circ}\text{C}$, este error máximo se presenta en la parte baja del intervalo es decir entre los 20 y 30 $^{\circ}\text{C}$, sin embargo al calibrar el sensor a una temperatura de 35 $^{\circ}\text{C}$, en el intervalo de 30 a 45 $^{\circ}\text{C}$ se puede considerar una exactitud de ± 0.2 $^{\circ}\text{C}$ como se muestra en la tabla 5.2. (Este es el intervalo más utilizado en el campo médico [17]).

5. Para mejorar la exactitud del termómetro, se pueden utilizar otro tipo de sensores como los termistores con una exactitud típica entre los 0.1 y 1 $^{\circ}\text{C}$, o los RTD's de platino, con una exactitud típica entre los 0.01 y 0.1 $^{\circ}\text{C}$ [17]. Estos sensores pueden tener una

constante de tiempo menor a los 10 segundos para propósito general sin embargo, los circuitos que requieren de acondicionamiento de señal se pueden considerar demasiado complicados para el pequeño intervalo de temperatura a medir, así como su precio, el cual está entre los 88 y 347 US\$ [17].

6. Por lo que se refiere al despliegue de la información en el puesto central (PC), se debería hacer un programa el cual lleve la historia clínica de los pacientes que envían sus datos. A la fecha sólo se tiene la posibilidad de guardar los datos de cada paciente en un archivo. Además es conveniente que el programa pueda mandar mensajes de alarma que le indiquen al médico que existe una anomalía. Asimismo es recomendable que el programa pueda entregar reportes del paciente que se le solicite.

7. Por lo que respecta a las señales registradas, cabe señalar, que en un monitoreo práctico, una señal necesaria, es la presión arterial. La razón por la cual no se incluye es por la misma complejidad en su obtención por un método no invasivo [1]; si bien es cierto que puede ser detectada por el método oscilométrico, éste resulta poco práctico en aplicaciones para un monitoreo portátil [12].

En la actualidad no existe un método exacto que utilice la técnica no invasiva, sin embargo varios intentos se han hecho de utilizar la impedancia pletismográfica para mediciones de presión sanguínea [16]. Estos intentos se basan en algoritmos empíricos similares a los usados con el método oscilométrico, pero con mejores resultados. A continuación se hace un breve resumen de lo que consiste el método y se comentará una posible manera de implementarlo:

El tren de impulsos de impedancia eléctrica como una función de la presión en un brazalete (P_C), es similar a los pulsos obtenidos por un método oscilométrico, con la diferencia muy importante que cuando P_C está por debajo de la presión diastólica (P_D), las amplitudes (negativas) de los pulsos de impedancia son constantes a una presión del brazalete de casi cero. Marcando de esta manera la circulación sanguínea arterial restringida en el brazo.

En la literatura concerniente con la pletismografía de impedancia [16], los pulsos producidos por las pulsaciones de la sangre son llamados pulsos $\Delta Z(t)$. Por razones de estabilidad de la línea de base se prefiere utilizar la derivada de estos pulsos llamados pulso dZ/dt . La amplitud negativa de estos pulsos es muy diferente de persona a persona, como lo es la relación entre la amplitud máxima y la amplitud de los pulsos de amplitud constante. De esta manera, la amplitud de los pulsos dZ/dt deben ser una función de varios factores anatómicos, tales como: espesor de las paredes arteriales, elasticidad de los tejidos, posición de la arteria dentro del miembro, resistividad de la sangre entre otros. Hasta el valor de presión diastólica o alrededor de 40-50 mmHg de presión en el brazalete, los pulsos negativos son constantes y las características físicas antes mencionadas determinarán la amplitud del pulso para un sujeto en particular. En otras palabras, la amplitud negativa (A_0) de los pulsos de amplitud constantes dZ/dt es principalmente función de las características estáticas anatómicas del cuerpo.

A una cierta presión del brazalete P_M , la amplitud de los pulsos dZ/dt alcanza un máximo (A_M). Esta amplitud máxima del pulso es función de algunas características dinámicas del cuerpo, como por ejemplo: la presión sanguínea, el límite de expansión lineal de las paredes arteriales, el límite de la compresión lineal de los tejidos entre otras.

Se han realizado trabajos para obtener un indicador adimensional de las características dinámicas del cuerpo dividiendo la amplitud máxima A_M , por la amplitud constante A_0 . Utilizando la relación A_M/A_0 como una variable matemática independiente y estableciendo algunas reglas que gobiernen la envolvente de los pulsos de impedancia pletismográfica se pueden identificar la amplitud de esos pulsos que signifiquen la presión sistólica, la presión media arterial y la presión diastólica.

El desarrollo teórico de estas reglas ya fue realizado y probado por varios autores [16], dando como resultado las tres ecuaciones siguientes:

$$\frac{A_D}{A_M} = 0.965 - 0.141 \frac{A_M}{A_0} \quad (1)$$

$$\frac{A_S}{A_0} = 0.596 \frac{A_M}{A_0} - 1.07 \quad (2)$$

$$\frac{A_m}{A_D} = 0.632 \frac{A_M}{A_0} - 0.22 \quad (3)$$

Donde A_D es la amplitud de los pulsos dZ/dt en el momento en que la presión del brazalete es igual a la presión diastólica P_D ; A_S es la amplitud de los pulsos dZ/dt en el momento en que la presión del brazalete es iguala a la presión sistólica P_S ; A_M es la amplitud de los pulsos dZ/dt en el momento de que la presión en el brazalete es iguala a la presión media P_m .

Estas ecuaciones se asumen que son universalmente aplicables: las diferencias anatómicas de cada individuo estan eliminadas por la variable independiente normalizada A_M/A_0 .

Una ves establecido las reglas que gobiernan la envolvente de los pulsos de impedancia pletismográfica, se puede plantear el siguiente método para determinar la presión sanguínea:

Si asumimos que durante un ciclo de deflexión del brazalete se almacena un tren de pulsos. Y posteriormente las amplitudes de los pulsos son promediadas en el rango de presión de 40-50 mmHg, para determinar A_0 . Aparentemente el promedio de 6-8 pulsos es suficiente, sin embargo, en ocasiones cuando los artefactos de respiración son muy fuertes, A_0 se debe promediar sobre un ciclo completo de respiración.

En el mismo tren de pulsos, se debe de encontrar (A_M) y con este valor calcular la variable independiente A_M/A_0 . Ahora se puede proceder a calcular A_D de (1) y A_S de (2). Eléctricamente, los valores de A_D y de A_S representan dos umbrales. Los pulsos cercanos a estos umbrales corresponden a los valores de presión P_D y P_S respectivamente.

Una vez que la amplitud A_D ha sido calculada, se obtiene el valor de A_M y de manera similar al procedimiento anterior se puede determinar el valor de la presión arterial media P_m .

De acuerdo a lo anteriormente expuesto, una manera de realizar lo anterior sería:

Medir el evento fisiológico utilizando un método tetrapolar de corriente constante, para lo cual se requiere de cuatro electrodos atados a un brazalete, los que a su vez se conectan al pletismógrafo de impedancia. Un amplificador diferencial con una alta impedancia de entrada y una alta RRMC para sensar las variaciones de impedancia $\Delta Z(t)$ producidos por las pulsaciones de la sangre. El instrumento también debe contener un demodulador y un corrector de impedancia basal, para obtener únicamente las variaciones debidas al evento fisiológico y eliminar la componente constante de la impedancia eléctrica respectivamente. Además se debe de incluir un circuito que obtenga la derivada de los pulsos $\Delta Z(t)$, llamados pulsos dZ/dt .

Por otro lado el brazalete debe ser inflado o desinflado por un sistema neumático compuesto por una bomba de aire, un transductor de presión, un amplificador, un interruptor electrónico y un grupo de válvulas electromagnéticas de aire. Cabe mencionar que este sistema neumático debe ser de dimensiones reducidas lo cual es una de las desventajas del método para poder trabajar en un sistema portátil como el nuestro.

8. Los diferentes registros fueron mostrados a personal médico (médicos generales, no se pudo contactar con un especialista en el área como puede ser un cardiólogo). Los comentarios de estas personas son en el sentido de que los registros si se pueden interpretar con la presión utilizada, aunque recomendaron, que para un diagnóstico se debe tener la posibilidad de registrar más de una derivación en el caso del ECG. Sin embargo mencionaron que este desarrollo puede tener gran utilidad debido a que la mayoría de los equipos comerciales con características similares no permiten el registro de las señales de temperatura ni de frecuencia cardíaca.

9. Por otro lado, se ha encontrado que el proyecto puede ser útil para aquellas personas que se encuentren convaleciendo en su casa y quieran que se les realice un monitoreo de sus signos vitales sin tener que asistir al hospital, dado que este desarrollo puede registrar cuatro signos vitales, tres de ellos (ECG, señal de respiración y frecuencia cardíaca) con los mismos electrodos, los cuales se colocan de manera sencilla.

10. Sin duda la mayor retribución en el desarrollo del Sistema de Biomonitorio Médico Personal es la experiencia adquirida en el área de instrumentación biomédica, al ser esta multidisciplinaria, requirió de un esfuerzo adicional en la comprensión de ciertos

procesos que tienen lugar en un organismo vivo. Así, muchas veces el desarrollo se quiso abordar desde un punto de vista netamente electrónico, y fue la falta de resultados positivos lo que hizo dirigir la mirada primeramente, a la comprensión del evento fisiológico, para una vez realizado esto, adecuar la electrónica al evento y nunca en sentido inverso. Sin duda alguna, encauzar adecuadamente esta experiencia llevará a mejores resultados en futuros desarrollos.

BIBLIOGRAFIA

ESTA TESIS NO DEBE
SALIR DE LA BIBLIOTECA

BIBLIOGRAFIA

1. Geddes, L. A., L. E. Baker. 1989. **Applied Biomedical Instrumentation**. John Wiley & Sons, New York.
2. Webster, J. G. (ED). 1978. **Medical Instrumentation: Application and Design**. Houghton Mifflin, Boston.
3. Tompkins, W.J., J. G. Webster. 1981. **Design of Microcomputer-Based Medical Instrumentation**. Prentice Hall, New Jersey.
4. Arie F. Arbel 1980. **Analog Signal Processing and Instrumentation**. Cambridge University Press.
5. Tatarinov, V. G. 1980. **Anatomía y Fisiología Humana**. Mir. Moscú.
6. Pallas-Areny, Colominas, J., and Rosell, "An improved buffer for bioelectric signals", IEEE Transactions on Biomedical Engineering, April 1989.
7. Gordon, David H, "Triboelectric interference in the ECG", IEEE Transactions on Biomedical Engineering, May 1975.
8. Minghai Qu, Yujian Zhang, Jonh G. Webster. "Motion artifact from spot and Band electrodes during impedance cardiography", IEEE Transactions on Biomedical Engineering, November 1986.

9. Merri, Farden, Mottley and Titlebaum, "Sampling frequency of the electrocardiogram for spectral analysis of the heart rate variability", IEEE Transactions on Biomedical Engineering, January 1990.
10. Rodríguez C. J., J. I. Martínez. 1993. "Sistema de Biomonitorio Médico Personal". Memorias del XV Congreso Nacional Académico de Ingeniería Electrónica "ELECTRO 93", 15:475-484.
11. Rodríguez C. J., J. I. Martínez. 1993. "Sistema de Telemetría Biomédica". Memorias del XV Congreso Nacional Académico de Ingeniería Electrónica "ELECTRO 93", 15:485-496.
12. Geddes, L. A., and H. E. Hoff. 1963. "The measurement of physiological events by impedance change", Proc. San Diego Symp. Biomedical Eng., 3:115-122
13. Geddes, L. A., M. Partridge and H. E. Hoff, 1960. "An EKG lead for exercising subjects. J Appl. Physiol. 15:311-312.
14. Khalafalla, Stackhouse and Schmitt, "Thoracic impedance gradient with respect to breathing", IEEE Transactions on Biomedical Engineering, July 1970.
15. Alan S. Berson, John M. Wojick and Hubert V. Pipberger, "Precision requirements for electrocardiographic measurements computed automatically", IEEE Transactions on Biomedical Engineering, July 1977.
16. Herscovici, H., and Dean H. Roller. "Noninvasive determination of central blood pressure by impedance plethysmography", IEEE Transactions on Biomedical Engineering, June 1986.
17. Figueroa S. J., J. S. Cohen. 1993. "Diseño y construcción de un sistema de registro y monitoreo de señales de origen biológico". Tesis profesional, F.I. UNAM.
18. Avraham S., Robert C. E. 1985. "Heat transfer in medicine and biology, analysis and applications", vol. 2, Plenum Press.

19. Association for the Advancement of Medical Instrumentation. 1983. "American National Standard for Diagnostic Electrocardiographic Devices".

20. Burr Brown Corp. "Integrated Circuits Data Book", 1987.

APENDICE A
LISTADO DEL PROGRAMA

```

1 ;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;
2 ;   PROGRAMA MONITOR PARA EL SISTEMA DE           ;
3 ;   BIOMONITOREO MEDICO PERSONAL                 ;
4 ;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;
5   DEFSEG sibi, ABSOLUTE
6   seg    sibi
=E000   7   ORG    $E000
8 ;
9 ;;;;;;;;;; DEFINICION DE REGISTROS ;;;;;;;;;;
10 ;
=1000  11 REGBAS EQU    $1000   ;origen de registros
=0000  12 PORTA EQU    $00
=0001  13 DDRA EQU    $01
=0002  14 PORTG EQU    $02
=0003  15 DDRG EQU    $03
=0008  16 PORTD EQU    $08
=0009  17 DDRD EQU    $09
=0024  18 TMSK2 EQU    $24     ;timer interrup mask2
=0025  19 TFLG2 EQU    $25     ;timer interrup flag2
=0026  20 PACTL EQU    $26     ;pulse accumul contro
=0027  21 PACNT EQU    $27     ;pulse accumul count
=0028  22 SPCR EQU    $28     ;serial peri control
=002B  23 BAUD EQU    $2B     ;baud rate register
=002C  24 SCCR1 EQU    $2C     ;SCI control 1
=002D  25 SCCR2 EQU    $2D     ;SCI control 2
=002E  26 SCSR EQU    $2E     ;SCI status register
=002F  27 SCDR EQU    $2F     ;SC data register
=0030  28 ADCTL EQU    $30     ;A/D control/status
=0031  29 ADR1 EQU    $31     ;A/D results 1
=0032  30 ADR2 EQU    $32     ;A/D results 2
=0033  31 ADR3 EQU    $33     ;A/D results 3
=0034  32 ADR4 EQU    $34     ;A/D results 4
=0035  33 BPROT EQU    $35     ;block protect
=0039  34 OPTION EQU    $39     ;system confi options
=005D  35 CSCTL EQU    $5D     ;chip-select control
36 ;
37 ;;;;;;;;;; IGUALDADES EN RAM ;;;;;;;;;;
38 ;
=2000  39 VALTE EQU    $2000   ;valor de la tecla
=2001  40 CUENTA EQU    $2001   ;contador de muestras

```

```

=2002      41 CUENTAM EQU      $2002      ;valor final de muest
=2010      42 DATOS EQU      $2010      ;direccion inicial in
=2003      43 CUENTVA EQU    $2003      ;cont de bloques tran
=2004      44 CONTM EQU      $2004      ;cont para 5246 muest
=2005      45 ERROR EQU     $2005      ;bandera de error
46 ;
47 ;;;;;;;;;;INICIALIZACION DE REGISTROS;;;;;;;;;;;;
48 ;
E000 8E 03FF 49 INIC: LDS #03FF
E003 18 CE 1000 50 LDY #REGBAS
51 ;;;;;;;;;; PROTECCION DEL REGISTRO CONFIG
E007 86 10 52 LDAA #$10
E009 18 A7 35 53 STAA BPROT,Y
54 ;;;;;;;;;; LIMPIA REGISTROS Y BANDERAS
E00C 4F 55 CLRA
E00D B7 2005 56 STAA ERROR
E010 18 A7 00 57 STAA PORTA,Y
E013 18 A7 02 58 STAA PORTG,Y
59 ;;;;;;;;;; DEFINE FILAS=IN, COLUMNAS=OUT
E016 86 0F 60 LDAA #$0F
E018 18 A7 03 61 STAA DDRG,Y
62 ;;;;;;;;;; MANEJO DE LOS LEDS INDICADORES
E01B 86 70 63 LDAA #$70
E01D 18 A7 01 64 STAA DDRA,Y
65 ;;;;;;;;;; ENERGIA AL CONVERTIDOR A/D Y
66 ;;;;;;;;;; SELECCIONAMIENTO DEL RELOJ E
E020 18 1D 39 40 67 BCLR OPTION,Y,$40
E024 18 1C 39 80 68 BSET OPTION,Y,$80
E028 BD E1AE 69 JSR RETAR2
70 ;;;;;;;;;; HABILITAR CONTADOR DE EVENTOS E
71 ;;;;;;;;;; ITR EN 4.09 ms
E02B 86 50 72 LDAA #$50
E02D 18 A7 26 73 STAA PACTL,Y
74 ;;;;;;;;;; HABILITA ITR EN MODO POLEO
E030 86 00 75 LDAA #$00
E032 18 A7 24 76 STAA TMSK2,Y
77 ;;;;;;;;;; CONVIERTE CONTINUAMENTE 4 CANALES
E035 86 10 78 LDAA #$10
E037 18 A7 30 79 STAA ADCTL,Y
80 ;;;;;;;;;; DESHABILITA EL SPI
E03A 86 04 81 LDAA #$04
E03C 18 A7 28 82 STAA SPCR,Y
83 ;;;;;;;;;; ASIGNA RS232 PD1,PD2 SALIDAS
E03F 86 36 84 LDAA #$36
E041 18 A7 09 85 STAA DDRD,Y
E044 86 02 86 LDAA #$02
E046 18 A7 08 87 STAA PORTD,Y
E049 BD E22C 88 JSR RETAR3
89 ;;;;;;;;;; SELECCIONA 2400 BAUDS
E04C 86 32 90 LDAA #$32
E04E 18 A7 2B 91 STAA BAUD,Y
92 ;;;;;;;;;; SELECCIONA 8 BITS DE PALABRA, 1 BIT
93 ;;;;;;;;;; DE INICIO Y UNO DE PARO
E051 86 00 94 LDAA #$00

```

```

E053 18 A7 2C      95      STAA  SCCR1,Y
                   96  ;;;;;;;;; HABILITA TRANSMISION, DESHABILITA IN
                   97  ;;;;;;;;; TERRUPCIONES
E056 86 08        98      LDAA  #$08
E058 18 A7 2D      99      STAA  SCCR2,Y
                   100 ;
                   101 ;;;;;;;;;;;;;; LEE TECLA ;;;;;;;;;;;;;;
                   102 ;
E05B BD E0A1      103 TE:   JSR   TECLA
E05E 18 CE 1000   104      LDY   #REGBAS
                   105 ;
                   106 ;;;;;;;;; PREGUNTA POR COMANDO SELECCIONADO
                   107 ;
E062 B6 2000     108      LDAA  VALTE
E065 81 52       109      CMPA  #$52
E067 27 08       110      BEQ   DERRR
E069 81 54       111      CMPA  #$54
E06B 27 13       112      BEQ   DETTT
E06D 20 20       113      BRA   COMINC ;comando incorrecto
E06F 20 EA       114      BRA   TE
                   115 ;;;;;;;;; VA A RUTINA DE REGISTRO
E071 86 10       116 DERRR: LDAA  #$10
E073 18 A7 00    117      STAA  PORTA,Y
E076 BD E14B     118      JSR   REGIS
E079 4F          119      CLRA
E07A 18 A7 00    120      STAA  PORTA,Y
E07D 7E E05B     121      JMP   TE
                   122 ;;;;;;;;; VA A RUTINA DE TRANSMISION
E080 86 40       123 DETTT: LDAA  #$40
E082 18 A7 00    124      STAA  PORTA,Y
E085 BD E1C4     125      JSR   TRANSM
E088 4F          126      CLRA
E089 18 A7 00    127      STAA  PORTA,Y
E08C 7E E05B     128      JMP   TE
                   129 ;;;;;;;;; VA A COMANDO INCORRECTO
E08F 86 20       130 COMINC: LDAA  #$20
E091 18 A7 00    131      STAA  PORTA,Y
E094 BD E126     132      JSR   RETAR1
E097 BD E22C     133      JSR   RETAR3
E09A 4F          134      CLRA
E09B 18 A7 00    135      STAA  PORTA,Y
E09E 7E E05B     136      JMP   TE
                   137 ;
                   138 ;;;;;;;;;;;;;;
                   139 ; RUTINA PARA DECODIFICAR TECLADO ;
                   140 ;;;;;;;;;;;;;;
E0A1 4F          141 TECLA: CLRA
E0A2 C6 01       142 TECL: LDAB  #$01 ;activa la columna 4
E0A4 17          143 TECL?: TBA
E0A5 18 3C       144      PSHY
E0A7 18 CE 1000  145      LDY   #REGBAS
E0AB 18 A7 02    146      STAA  PORTG,Y
E0AE 81 10       147      CMPA  #$10 ;reviza hasta col=4
E0B0 27 F0       148      BEQ   TECL

```

```

EOB2 58          149      ASLB
EOB3 18 A6 02    150      LDAA PORTG,Y ;para activar sig col
EOB6 18 38       151      PULY ;lee el puerto
EOB8 84 F0       152      ANDA #$F0 ;mascara columnas
EOBA 27 E8       153      BEQ TECL? ;lazo hasta que enc t
EOBC 54          154      LSRB
EOBD BD E126     155      JSR RETAR1
EOCO CE 0016     156      LDX #22 ;apunta al final tabl
EOC3 C1 01       157      CMPB #$01
EOC5 27 19       158      BEQ LAZOT
EOC7 C1 02       159      CMPB #$02
EOC9 27 08       160      BEQ SDEC
EOCB C1 04       161      CMPB #$04
EOCD 27 09       162      BEQ DDEC
EOCF C1 08       163      CMPB #$08
EOD1 27 0A       164      BEQ DODEC
EOD3 CE 0010     165 SDEC: LDX #16
EOD6 20 08       166      BRA LAZOT
EOD8 CE 000A     167 DDEC: LDX #10
EODB 20 03       168      BRA LAZOT
EODD CE 0004     169 DODEC: LDX #4
EOE0 18 CE E133  170 LAZOT: LDY #TABLA ;carga apunt de tabla
EOE4 8F          171      XGDX ;salva cuenta X-><-B
EOE5 18 3A       172      ABY ;salta a col detectad
EOE7 8F          173      XGDX ;regresa B-><---X
EOE8 18 A6 00    174      LDAA 0,Y ;carga patr de fi-co
EOEB 18 3C       175      PSHY
EOED 18 CE 1000  176      LDY #REGBAS
EOF1 18 A7 02    177      STAA PORTG,Y ;maneja columnas
EOF4 18 A1 02    178      CMPA PORTG,Y ;concuerda fi-col ?
EOF7 18 38       179      PULY
EOF9 27 06       180      BEQ ENCONT ;encontro tecla
EOFB 09          181      DEX
EOFC 09          182      DEX ;apunta al sig par
EOFD 2A E1       183      BPL LAZOT ;va a lazo si mas ent
EOFF 20 A1       184      BRA TECL ;inicia el ciclo
E101 18 CE E134  185 ENCONT: LDY #TABLA+1 ;carga apun+1 d tabl
E105 8F          186      XGDX
E106 18 3A       187      ABY
E108 18 A6 00    188      LDAA 0,Y ;obti equiv de tabla
E10B B7 2000     189      STAA VALTE
E10E 86 0F       190      LDAA #$0F
E110 18 3C       191      PSHY
E112 18 CE 1000  192      LDY #REGBAS
E116 18 A7 02    193      STAA PORTG,Y
E119 18 A6 02    194 SOLT: LDAA PORTG,Y ;lazo hast soltar tec
E11C 84 F0       195      ANDA #$F0
E11E 26 F9       196      BNE SOLT
E120 18 38       197      PULY
E122 BD E126     198      JSR RETAR1 ;rebote al soltar tec
E125 39          199      RTS
200 ;
201 ;
202 ;
RUTINA DE RETARDO 1 ;

```

```

203 ;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;
204 ;
E126 36      205 RETAR1: PSHA
E127 37      206         PSHB
E128 3C      207         PSHX
E129 CE 3000 208         LDX      #$3000
E12C 09      209 OTVZ:  DEX
E12D 26 FD   210         BNE      OTVZ
E12F 38      211         PULX
E130 33      212         PULB
E131 32      213         PULA
E132 39      214         RTS
215 ;
216 ;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;TABLA;
217 ;
218 ;COLUMNNA # ----->  4   3   2   1
219 ;      |   |   |   |
220 ;   FILA 1 ----->  1   2   3   R
221 ;   FILA 2 ----->  4   5   6   T
222 ;   FILA 3 ----->  7   8   9   0
223 ;
224 ;
E133 18 31   225 TABLA:  DB      $18,"1" ;filal,col4 (tope izq)
E135 28 34   226         DB      $28,"4" ;fila2,col4
E137 48 37   227         DB      $48,"7" ;fila3,col4
E139 14 32   228         DB      $14,"2" ;filal,col3
E13B 24 35   229         DB      $24,"5" ;fila2,col3
E13D 44 38   230         DB      $44,"8" ;fila3,col3
E13F 12 33   231         DB      $12,"3" ;filal,col2
E141 22 36   232         DB      $22,"6" ;fila2,col2
E143 42 39   233         DB      $42,"9" ;fila3,col2
E145 11 52   234         DB      $11,"R" ;filal,col1
E147 21 54   235         DB      $21,"T" ;fila2,col1
E149 41 30   236         DB      $41,"0" ;fila3,col1 (base der)
237 ;
238 ;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;
239 ;          RUTINA DE REGISTRO DE INFORMACION      ;
240 ;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;
242 REGIS:  LDAA  #20      ;20 muestras de ECG
E14D B7 2002 243         STAA  CUENTAM
E150 CE 2010 244         LDX   #DATOS ;localidad 2000 inicio
E153 CC 3388 245         LDD   #$3388 ;localidad de la 5000m
E156 36      246         PSHA
E157 37      247         PSHB
E158 4F      248         CLRA
E159 18 A7 27 249         STAA  PACNT,Y ;limpia cont de event
250 ;;;;;; ACTIVA CONTADOR PARA NUEVO BLOQUE
E15C 4F      251 LPO:   CLRA
E15D B7 2001 252         STAA  CUENTA ;inicializa cuentas
253 ;;;;;; PREGUNTO POR BANDERA DE ITR
E160 18 1F 25 40 FB 254 LP1:  BRCLR TFLG2,Y,$40,LP1
255 ;;;;;; INICIA CONVERSION Y LIMPIO CCF
E165 86 10   256 LP2:  LDAA  #510
E167 18 A7 30 257         STAA  ADCTL,Y

```

```

258 ;;;;;; PREGUNTO POR BANDERA FIN D CONVERSION
E16A 18 1F 30 80 FB 259 LP3:   BRCLR ADCTL,Y,$80,LP3
260 ;;;;;; SALVA MUESTRA DE ECG
E16F 18 A6 31 261 LP4:   LDAA  ADR1,Y
E172 A7 00 262         STAA  0,X
E174 08 263         INX
E175 B6 2001 264         LDAA  CUENTA
E178 4C 265         INCA
E179 B7 2001 266         STAA  CUENTA
267 ;;;;;; PREGUNTO SI SON 20 m DE ECG
E17C B1 2002 268         CMPA  CUENTAM
E17F 27 0C 269         BEQ   RES    ;una muestra de respi
270 ;;;;;; PREGUNTA POR LA MUESTRA 5000
E181 8C 3388 271         CPX   #$3388
E184 27 15 272         BEQ   TEM    ;muestra d temperatura
273 ;;;;;; APAGA BANDERA DE ITR
E186 18 1D 25 BF 274         BCLR  TFLG2,Y,$BF ;apaga bande d ITR
E18A 7E E160 275         JMP   LP1
276 ;;;;;; SALVA UNA MUESTRA DE RESPIRACION
E18D 33 277 RES:   PULB
E18E 32 278         PULA
E18F BD E1B7 279         JSR   RESPI
E192 36 280         PSHA
E193 37 281         PSHE
282 ;;;;;; APAGA BANDERA DE ITR
E194 18 1D 25 BF 283         BCLR  TFLG2,Y,$BF
E198 7E E15C 284         JMP   LPO
285 ;;;;;; SALVA MUESTRA DE TEMPERATURA
E19B 4F 286 TEM:   CLRA
E19C 8F 287         XGDX
E19D 18 A6 33 288         LDAA  ADR3,Y
E1A0 A7 00 289         STAA  0,X
290 ;;;;;; LECTURA DE FRECUENCIA CARDIACA
E1A2 08 291         INX
E1A3 18 E6 27 292         LDAB  PACNT,Y ;lee valor de cuenta
E1A6 86 03 293         LDAA  #$03
E1A8 3D 294         MUL   ;multiplico por 3
E1A9 E7 00 295         STAB  0,X ;salva valor de frec
E1AB 33 296         PULB
E1AC 32 297         PULA
E1AD 39 298         RTS
299 ;
300 ;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;
301 ;          RUTINA DE RETARDO 2 ;
302 ;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;
E1AE 3C 303 RETAR2: PSHX
E1AF CE 0035 304         LDX   #$35
E1B2 09 305 OTVZ2: DEX
E1B3 26 FD 306         BNE   OTVZ2
E1B5 38 307         PULX
E1B6 39 308         RTS
309 ;
310 ;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;
311 ;          RUTINA DE RESPIRACION ;

```

```

312 ;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;
E1B7 8F          313 RESPI:  XGDX
E1B8 36          314         PSHA
E1B9 37          315         PSHB
E1BA 18 A6 32   316         LDAA  ADR2,Y
E1BD A7 00      317         STAA  0,X
E1BF 08          318         INX
E1C0 33          319         PULB
E1C1 32          320         PULA
E1C2 8F          321         XGDX
E1C3 39          322         RTS
                 323 ;
                 324 ;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;
                 325 ;   RUTINA DE TRANSMISION DE INFORMACION ;
                 326 ;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;
E1C4 4F          327 TRANSM: CLRA
                 328 ;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;
                 329 ;   CONFIGURACION DEL MODEM ;
E1C5 CE E2B7    330 CONF:  LDX   #DATOSC
E1C8 86 1A      331         LDAA  #$1A
E1CA B7 2003    332         STAA  CUENTVA
E1CD BD E235    333         JSR   TR
E1D0 BD E22C    334         JSR   RETAR3
                 335 ; ; ;   JSR   VD
                 336 ; ; ; ;   REVIZO ERROR EN COMUNICACION
E1D3 B6 2005    337         LDAA  ERROR
E1D6 26 ED      338         BNE   CONF
                 339 ;
                 340 ;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;
                 341 ;   MARCA NUMERO Y ESTABLECE COMUNICACION ;
E1D8 86 0A      342 MARCA: LDAA  #$0A
E1DA B7 2003    343         STAA  CUENTVA
E1DD BD E235    344         JSR   TR
E1E0 BD E22C    345         JSR   RETAR3
E1E3 BD E27C    346         JSR   CONEX
E1E6 BD E126    347         JSR   RETAR1
                 348 ; ; ; ;   REVIZO ERROR EN COMUNICACION
E1E9 B6 2005    349         LDAA  ERROR
E1EC 26 D7      350         BNE   CONF
                 351 ;
                 352 ;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;
                 353 ;   MODO LINEA ;
E1EE 86 04      354         LDAA  #$04
E1F0 B7 2003    355         STAA  CUENTVA
E1F3 BD E235    356         JSR   TR
E1F6 BD E22C    357         JSR   RETAR3
                 358 ;
                 359 ;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;;
                 360 ;   ENVIA DATOS ;
E1F9 CE 2010    361         LDX   #DATOS ;localidad 2010
E1FC 4F          362         CLRA
E1FD B7 2004    363         STAA  CONTM
                 364 ; ; ; ;   CONTADOR PARA MANDAR LAS 5246 MUESTRA
E200 B6 2004    365 VEINT: LDAA  CONTM

```

```

E203 4C          366          INCA
E204 B7 2004    367          STAA  CONTM
E207 86 FF      368          LDAA  #$FF
E209 B7 2003    369          STAA  CUENTVA
E20C BD E235    370          JSR   TR
                371  ; ; ; ; ; REVIZA EL LAZO DE 20 VECES FF
E20F B6 2004    372          LDAA  CONTM
E212 81 14      373          CMPA  #$14
E214 26 EA      374          BNE   VEINT
                375  ; ; ; ; ; SE MANDAN LAS 146 MUESTRAS RESTANTES
E216 86 92      376          LDAA  #$92
E218 B7 2003    377          STAA  CUENTVA
E21B BD E235    378          JSR   TR
                379  ; ; ; ; ; DESHABILITO TRNSMISOR Y RECEPTOR
E21E 4F         380          CLRA
E21F 18 A7 2D   381          STAA  SCCR2,Y
E222 BD E22C    382          JSR   RETAR3
E225 BD E2AE    383          JSR   CUELGA
E228 BD E22C    384          JSR   RETAR3
E22B 39         385          RTS
                386 ;
                387 ; ; ; ; ;
                388 ;          RUTINA DE RETARDO DE 0.1 SEG          ;
                389 ; ; ; ; ;
                390 ;
E22C 3C         391 RETAR3: PSHX
E22D CE FFFF    392          LDX   #$FFFF
E230 09         393 OTVZ3: DEX
E231 26 FD      394          BNE   OTVZ3
E233 38         395          PULX
E234 39         396          RTS
                397 ;
                398 ; ; ; ; ;
                399 ;          RUTINA TRANSMITE          ;
                400 ; ; ; ; ;
E235 F6 2003    401 TR:   LDAB  CUENTVA
                402 ; ; ; ; ; REVIZA SI ESTA VACIO EL REGISTRO DE
                403 ; ; ; ; ; DATOS DE TRANSMISION
                404 TRO:  LDAA  #$80
E238 86 80      405          BITA  SCSR,Y
E23A 18 A5 2E   406          BEQ   TRO
E23D 27 F9      407          LDAA  SCSR,Y
E23F 18 A6 2E   408          LDAA  0,X
E242 A6 00      409          STAA  SCDR,Y
E244 18 A7 2F   410          JSR   RV
E247 BD E274    411          LDAA  SCSR,Y
E24A 18 A6 2E   412          INX
E24D 08         413          DECB
E24E 5A         414          BNE   TRO
E24F 26 E7      415 ; ; ; ; ; REVIZA TRANSMISION COMPLETA
                416 TC:   LDAA  #$40
E251 86 40      417          BITA  SCSR,Y
E253 18 A5 2E   418          BEQ   TC
E256 27 F9      419          RTS
E258 39

```

```

420 ;
421 ;
422 ; RUTINA QUE VERIFICA ERROR EN RECEPCION ;
423 ;
E259 86 OC 424 VD: LDAA #$0C
E25B 18 A7 2D 425 STAA SCCR2,Y
E25E BD E22C 426 JSR RETAR3
E261 86 20 427 LDAA #$20
E263 18 A5 2E 428 VD1: BITA SCSR,Y
E266 27 FB 429 BEQ VD1
E268 18 A6 2F 430 LDAA SCDR,Y
E26B 26 01 431 BNE ERRO
E26D 39 432 RTS
E26E 86 01 433 ERRO: LDAA #$01
E270 B7 2005 434 STAA ERROR
E273 39 435 RTS
436 ;
437 ;
438 ; RUTINA QUE VERIFICA BUFFER DE TRANS VACIO ;
439 ;
E274 86 80 440 RV: LDAA #$80
E276 18 A5 2E 441 RV1: BITA SCSR,Y
E279 27 FB 442 BEQ RV1
E27B 39 443 RTS
444 ;
445 ;
446 ; RUTINA QUE VERIFICA CONEXION ;
447 ;
E27C 3C 448 CONEX: PSHX
449 ; HABILITA RECEPCION
E27D 86 OC 450 LDAA #$0C
E27F 18 A7 2D 451 STAA SCCR2,Y
E282 BD E126 452 JSR RETAR1
E285 86 08 453 NOCON: LDAA #$08
E287 18 A5 08 454 BITA PORTD,Y
E28A 26 02 455 BNE CHECA
E28C 38 456 PULX
E28D 39 457 RTS
E28E 18 A6 2F 458 CHECA: LDAA SCDR,Y
459 ; REVIZA SI NO ESTA OCUPADO
E291 C6 37 460 LDAB #$37
E293 11 461 CBA
E294 27 11 462 BEQ ERRO1
463 ; REVIZA SI NO CONTESTA
E296 C6 38 464 LDAB #$38
E298 11 465 CBA
E299 27 OC 466 BEQ ERRO1
467 ; REVIZA SI NO HAY DIALTONE
E29B C6 36 468 LDAB #$36
E29D 11 469 CBA
E29E 27 07 470 BEQ ERRO1
471 ; REVIZA SI NO HAY ERROR EN LINEA DE CO
E2A0 C6 34 472 LDAB #$34
E2A2 11 473 CBA

```

```

E2A3 27 02      474          BEQ      ERRO1
E2A5 26 DE      475          BNE      NOCON
E2A7 86 01      476  ERRO1:  LDAA     #$01
E2A9 B7 2005    477          STAA     ERROR
E2AC 38         478          PULX
E2AD 39         479          RTS
480 ;
481 ;;;;;;;;;;
482 ;          RUTINA PARA COLGAR
483 ;;;;;;;;;;
E2AE 86 04      484  CUELGA: LDAA     #$04
E2B0 18 A7 08   485          STAA     PORTD, Y
E2B3 BD E22C    486          JSR      RETAR3
E2B6 39         487          RTS
488 ;
489 ;;;;;;;;;;
490 ;          TABLA DE DATOS
491 ;;;;;;;;;;
492 ;
493 ;;;;;;;;;; CONFIGURACION DEL MODEM
494 ;
E2B7 41 54      495  DATOSC: DB      "A", "T"
E2B9 53 30      496          DB      "S", "0"
E2BB 3D 30      497          DB      "E", "0"
E2BD 42 30      499          DB      "Q", "0"
E2C1 56 30      500          DB      "V", "0"
E2C3 58 34      501          DB      "X", "4"
E2C5 26 53      502          DB      "&", "S"
E2C7 31 26      503          DB      "1", "&"
E2C9 43 31      504          DB      "C", "1"
E2CB 26 44      505          DB      "&", "D"
E2CD 32 45      506          DB      "2", "E"
E2CF 30 0D      507          DB      "0", $0D
508 ;
509 ;;;;;;;;;; MARCAR NUMERO
510 ;
E2D1 41 54      511          DB      "A", "T"
E2D3 44 50      512          DB      "2", "3"
E2D7 31 31      514          DB      "1", "1"
E2D9 34 0D      515          DB      "4", $0D
516 ;
517 ;;;;;;;;;; MODEM EN MODO LINEA
518 ;
E2DB 41 54      519          DB      "A", "T"
E2DD 4F 0D      520          DB      "O", $0D
521 ;
522 ;;;;;;;;;; INFORMACION A TRANSMITIR
523 ;
E2DF 53 49      524          DB      "S", "I"
E2E1 53 54      525          DB      "S", "T"
E2E3 45 4D      526          DB      "E", "M"
E2E5 41 20      527          DB      "A", $20
E2E7 44 45      528          DB      "D", "E"
E2E9 20 42      529          DB      $20, "B"

```

```

E2EB 49 4F      530      DB      "I", "O"
E2ED 4D 4F      532      DB      "N", "I"
E2F1 54 4F      533      DB      "T", "O"
E2F3 52 45      534      DB      "R", "E"
E2F5 4F 0D      535      DB      "O", $0D
536 ;
537 ////////////////////////////////////////////////////
538      END

```

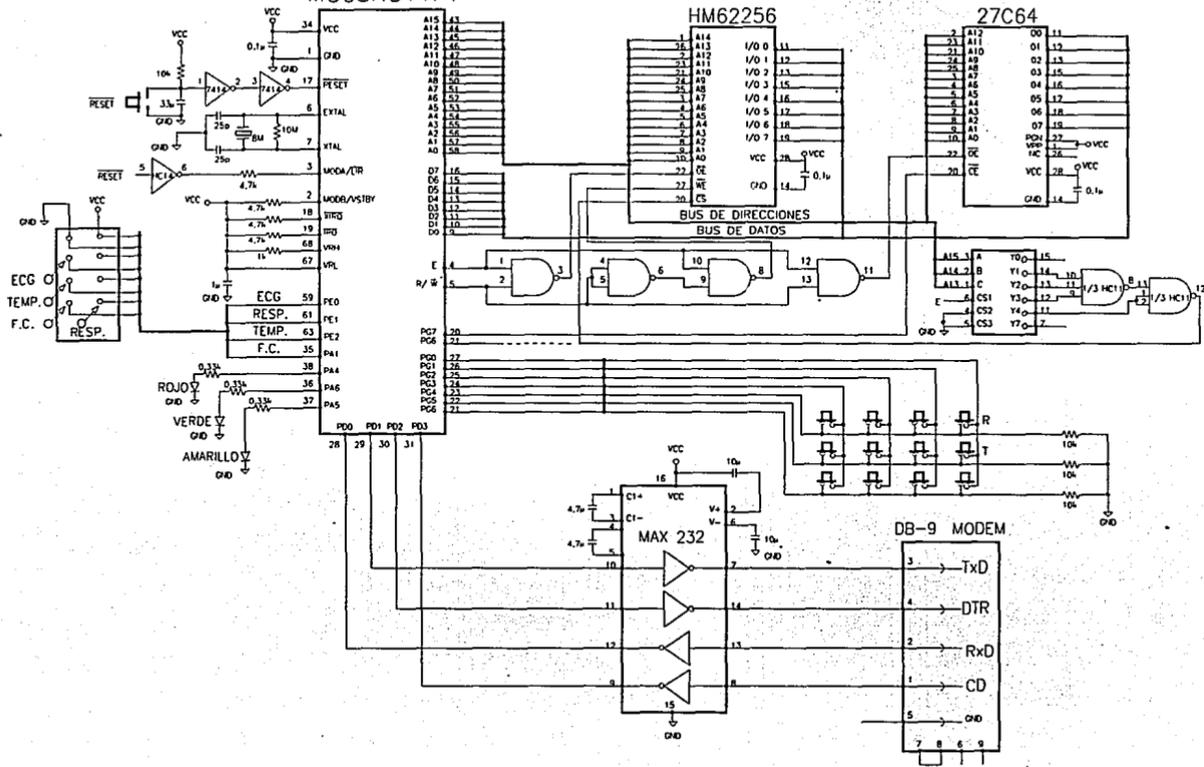
APENDICE B
DIAGRAMAS ELECTRICOS

MC68HC11F1

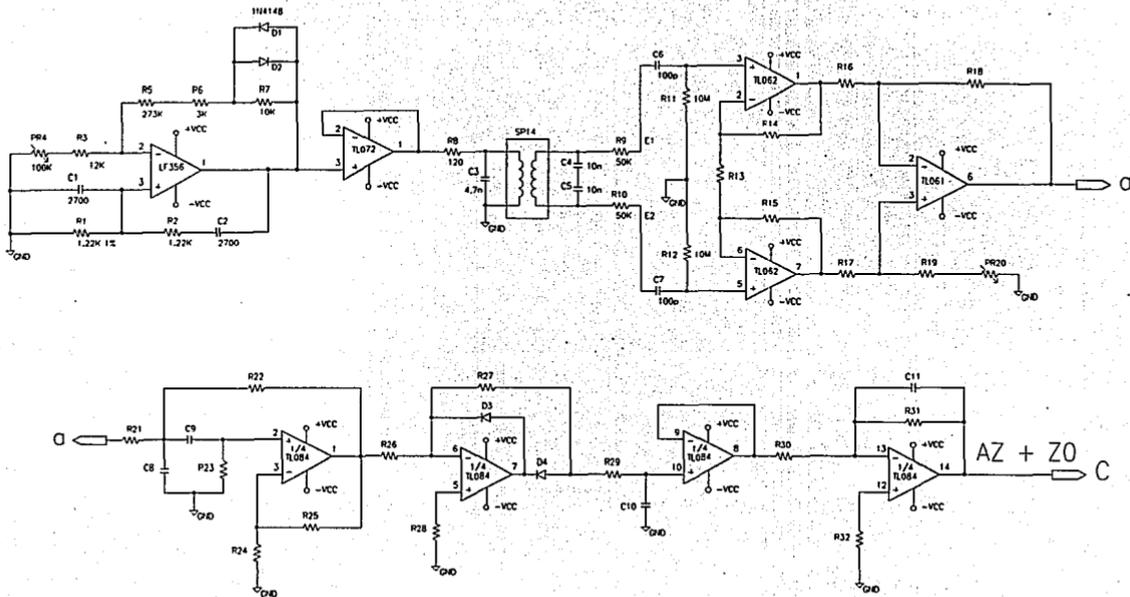
ARQUITECTURA DEL SIBI

HM62256

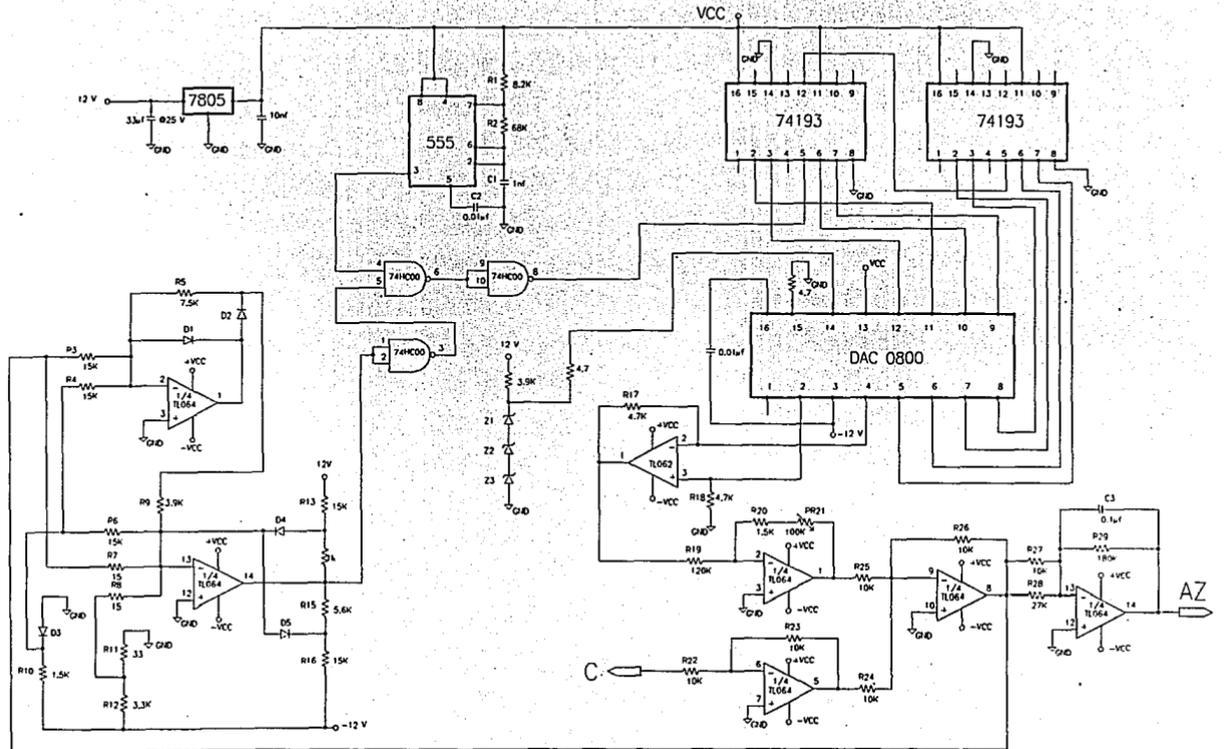
27C64



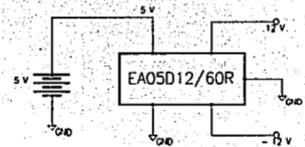
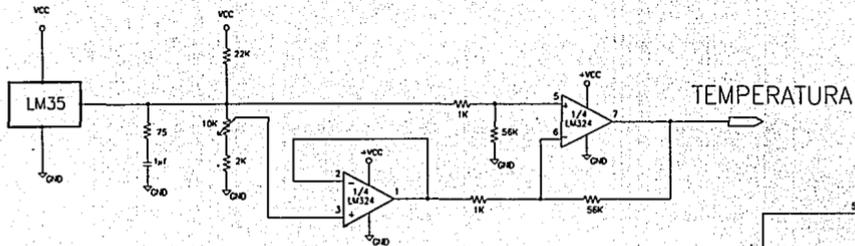
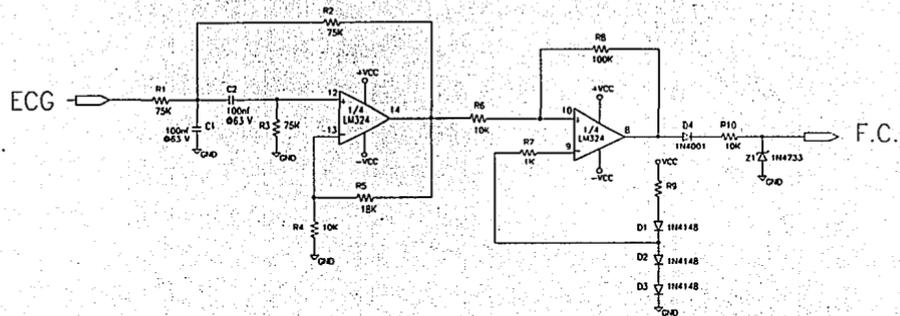
NEUMOGRAFO



NEUMOGRAFO: (CANCELADOR DE IMPEDANCIA BASAL)



FRECUENCIA CARDIACA Y TEMPERATURA



COMPUTER PRODUCTS DC-DC