

24.52



# UNIVERSIDAD NACIONAL AUTONOMA DE MEXICO

FACULTAD DE INGENIERIA

## DISEÑO E IMPLEMENTACION DE UN EQUIPO DE DIAGNOSTICO MEDICO

### T E S I S

QUE PARA OBTENER EL TITULO DE:  
INGENIERO MECANICO ELECTRICISTA  
P R E S E N T A N

FIDEL GARRIDO GUERRA  
JOSE JUAN IBARRA RAMIREZ

DIRIGIDO: ING. ROBERTO MACIAS PEREZ  
MEXICO, D. F. 1988





## **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.

## INDICE

CAPITULO	pag
1 INTRODUCCION	1
2 TRANSDUCTORES	3
2.1 TRANSDUCCION	
2.2 CLASIFICACION DE LOS TRANSDUCTORES	5
2.2.1 TRANSDUCTORES ACTIVOS	6
2.2.2 TRANSDUCTORES PASIVOS	10
2.2.3 ELEMENTOS ESPECIALES	12
3 METODOS EMPLEADOS EN LA BIOMEDICINA PARA LA OBTENCION DE PARAMETROS SINTOMATOLOGICOS DE UN PACIENTE	16
3.1 INTRODUCCION	
3.2 METODO INVASIVO	17
3.2.1 DETERMINACION DE LA PRESION ARTERIAL POR UN METODO INVASIVO	18
3.3 METODOS NO INVASIVOS	
3.3.1 DETERMINACION DE LA TEMPERATURA CORPORAL POR UN METODO NO INVASIVO	19

3.3.2	DETERMINACION DE LA FRECUENCIA CARDIACA EMPLEANDO TECNICAS NO INVASIVAS	
3.3.3	EVALUACION DE LA PRESION ARTERIAL EMPLEANDO UNA TECNICA NO INVASIVA	
4	SISTEMA DE INSTRUMENTACION PARA EQUIPO CLINICO	21
5	TEMPERATURA	26
5.1	TRANSDUCCION	29
5.1.1	CARACTERIZACION DEL TRANSDUCTOR	32
5.2	ETAPA DE PROCESAMIENTO ANALOGICO-DIGITAL Y DESPLIEGUE	36
6	RITMO CARDIACO	41
6.1	TRANSDUCCION	45
6.2	PROCESAMIENTO ANALOGICO DE LA SENAL FISIOLÓGICA	47
6.3	CONVERSION DIGITAL DE LA SENAL	61
6.4	DESPLIEGUE DE LA INFORMACION	63
6.4.1	EVALUACION DE LA FRECUENCIA CARDIACA EN UN MINUTO	66
6.4.2	EVALUACION DE LA FRECUENCIA CARDIACA EN DIEZ SEGUNDOS	69
7	PRESION ARTERIAL	79
	CONCLUSIONES	88

**REFERENCIAS**

**BIBLIOGRAFIA**

**APENDICES**

## INTRODUCCION

*Durante los últimos años y debido a los grandes adelantos tecnológicos, la electrónica ha pasado a ser parte esencial para el desarrollo de la sociedad. Proporcionando de una manera sencilla, de fácil manejo, bajo consumo de energía y con tamaños adecuados diferentes equipos que brindan al usuario comodidad y una forma práctica de satisfacer gran parte de sus necesidades.*

*Gracias a estos adelantos podemos comunicarnos a grandes distancias obtener información de lo que acontece en cualquier parte del mundo, mediante el uso de sistemas automáticos para el control de procesos dentro de la industria, se pueden manejar grandes cantidades de información por medio de pequeños sistemas.*

*Dentro de la medicina, también se ha encontrado una aplicación importante de la electrónica, tanto en el desarrollo de métodos de diagnóstico más efectivos y seguros, como en la prevención y tratamiento de los diferentes padecimientos del hombre.*

*Es así como podemos encontrar sistemas para el monitoreo de signos vitales, aparatos de rayos X, sistemas de ultrasonido, sistemas para desintegrar algunos tipos de cálculos renales, sistemas de apoyo para la cirugía, tomografía computarizada, incubadoras autocontroladas, marcapasos prótesis; como brazos y manos controladas con impulsos eléctricos, laríngeas electrónicas, la utilización del rayo LASER en la cirugía etc.*

*Desafortunadamente, a pesar de la existencia de estos sistemas y debido a su alto grado de sofisticación en algunos de ellos, sus costos son elevados y por lo tanto difíciles de obtener en el país.*

Teniendo en consideración lo anterior, se ha visto la necesidad de desarrollar sistemas, que se adecúen a las necesidades y requerimientos médicos, tanto en funcionalidad y precisión como en la facilidad de obtener las refacciones necesarias para su mantenimiento, aspectos importantes que en buena medida contribuyen a reducir costos de operación e implementación.

Una de las razones por las que se ha desarrollado el sistema de instrumentación médica como trabajo de tesis para la obtención de parámetros sintomatológicos, es el hecho de poder proporcionar al médico de una manera sencilla, la información básica que le ayude a realizar un diagnóstico adecuado del paciente.

## 2 TRANSDUCTORES

### 2.1 TRANSDUCCION

Cuando se estudia algún fenómeno físico o químico o una combinación de ellos, en la mayoría de los casos es necesario cuantificar los diferentes cambios que presenta la estructura de la materia por lo que es necesario hacer diferentes pruebas, que se realizan con diversos tipos de transductores. La transducción dentro de el campo de la instrumentación, abarca diversas leyes y efectos físicos o químicos aplicándolos a casi todos los campos de la tecnología.

Para poder detectar los cambios estructurales se han desarrollado distintos tipos de transductores que proporcionan la información por de flexión, vibración, resonancia, conducción de sonido, compresión, elongación, transformándolos en fuerza y movimiento. De aquí que los transductores puedan ser mecánicos, eléctricos, de fluidos, ópticos, químicos, térmicos, o la combinación de cualquiera de ellos.

En la interacción de las estructuras, ocurre una transferencia de energía que relaciona generalmente dos variables, esfuerzo y movimiento, que producen energía.

Luego entonces la transducción se emplea para detectar, sensar y transformar la información, siendo el principio básico de la transducción la conservación de la energía.

**Detector.** - Es un dispositivo empleado para percibir por métodos físicos y químicos los fenómenos que no pueden ser observados directamente.



*Sensor.*- Un sensor es un dispositivo usado para detectar, medir o registrar fenómenos físicos y químicos.

*Transductor.*- Se define como un dispositivo que recibe energía de un sistema y la retransmite en otra forma de energía a un sistema diferente.

La energía de transformación de los transductores puede ser de cualquier forma, como la eléctrica, mecánica o acústica. Los transductores pueden estar ubicados a la entrada o salida de un sistema de instrumentación, al emplear los transductores eléctricos existen parámetros importantes a considerar.

- 1).- Los principios de operación
- 2).- Voltaje o corriente externa aplicada para su funcionamiento
- 3).- La respuesta eléctrica de la salida del transductor
- 4).- Reproducción de las respuestas a cualquier cambio de la variable
- 5).- Estabilidad de operación y vida útil
- 6).- Confiabilidad

Los factores que influyen en el tipo de transductor dentro de su uso y calidad de medida.

- 1).- Efectos de no linealidad
- 2).- Efectos de histéresis
- 3).- Efectos de temperatura
- 4).- Efectos de alineamiento con carga
- 5).- Calibración

## TRANSDUCTORES ACTIVOS

Principio Electromecánico  
Principio Foto-eléctrico  
Efecto Piezoeléctrico  
Efecto Termoeléctrico

## TRANSDUCTORES PASIVOS

Efecto Capacitivo  
Efecto Inductivo  
Elemento Potenciométrico

## ELEMENTOS ESPECIALES

Electrocinéticos  
Elementos Osciladores  
Transformador Diferencial

Elemento Foto-eléctrico  
Extensómetros

### 2.2.1 TRANSDUCTORES ACTIVOS

Los principios bajo los cuales se genera la señal eléctrica en los transductores de tipo activo son:

#### PRINCIPIO ELECTROMECHANICO

La generación de potencial por el principio electromecánico, se basa en el movimiento relativo de un conductor a través de un campo magnético o de un campo magnético a través de un conductor, aprovechando la ley de inducción de Faraday y la ley de Lenz.

#### PRINCIPIO FOTO-ELÉCTRICO

Es la generación de energía eléctrica a partir de cambios en la energía luminosa, estos cambios pueden ser producidos por un reflejo o una transmisión, que provoca una variación de resistencia o voltaje en el transductor.

Dentro de la amplia variedad de transductores foto-eléctricos se tienen:

- 1.- Foto-emisores
- 2.- Foto-conductores

### 3.- Foto-junturas y Foto-transistores

### 4.- Foto-voltaicos

#### 1.- Foto-emisores.

Son dispositivos que producen un cambio o variación de corriente, resultado de la iluminación del cátodo. Existen dentro de esta categoría dos tipos; el de tubo al alto vacío y el de campo de gas.

#### 2.- Foto-conductores.

Se basan en el fenómeno de foto-resistividad que es el decremento de la resistencia a las variaciones de la intensidad luminosa.

#### 3.- Foto-junturas y Foto-transistores.

Emplean el efecto de foto-resistividad de los semiconductores, presentándose de la siguiente manera, cuando aparece cierta cantidad de luz en el área expuesta del semiconductor, los huecos y electrones sufren un cambio de polaridad, provocando un acomodamiento entre las regiones del semiconductor, originando una variación de la corriente de polarización del dispositivo, que representa la relación intensidad luminosa-corriente de trabajo, este efecto aparece ilustrado en dos semiconductores; selenio y silicio, fig. 2-1.

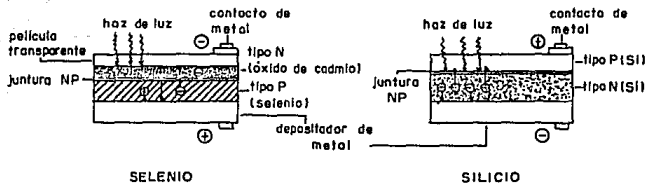


fig.2-1. Principio de los foto-semiconductores

Presentación más común de los foto-transistores, fig. 2-2.

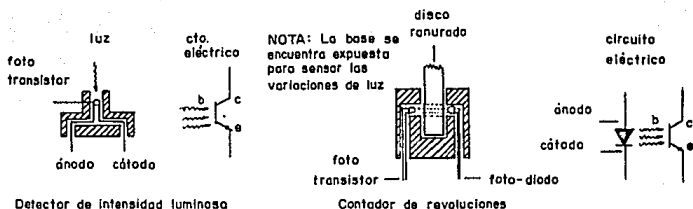


fig. 2-2. Aplicación de los foto-transistores

#### 4.- Foto-voltaicos.

Son semiconductores que generan potencial eléctrico al incidir en ellos energía luminosa, la salida del dispositivo depende en gran parte de la resistencia de carga asociada. La variación de voltaje a circuito abierto con respecto a la excitación, se aproxima a una función logarítmica, si se disminuye la resistencia de carga se podrá obtener un comportamiento más lineal, fig. 2-3.

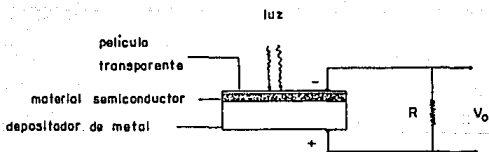


fig. 2-3. Efecto foto-voltaico

**Efecto Peltier.** - Se presenta como un movimiento de electrones que va de un nivel alto de energía a uno bajo produciendo un exceso de energía, que da origen a una fuerza electromotriz adicional.

**Efecto Faraday.** - Se presenta como un incremento o decremento de la resistencia de los materiales de acuerdo al cambio en la temperatura.

### 2.2.2 TRANSDUCTORES PASIVOS

Los transductores pasivos son dispositivos que cambian sus propiedades físicas y además requieren de una excitación externa.

#### EFFECTO CAPACITIVO

Se basa en el cambio de capacidad que se presenta al modificar la distancia entre dos placas paralelas de material conductor. Esta capacidad es inversamente proporcional a la distancia.

Con este tipo de transductores de capacitancia variable es posible medir desplazamientos muy pequeños, desde  $1 \text{ E-}8 \text{ cm}$  y en algunos casos hasta metros, el tipo de esfuerzo al que se ven sometidos es relativamente pequeño, aplicándose en la medición de niveles de líquido, de nivel sonoro, desplazamiento y especialmente donde existen fuerzas en extremo pequeñas que puedan excitar al transductor, a continuación se muestran dos tipos de ellos fig. 2-5.

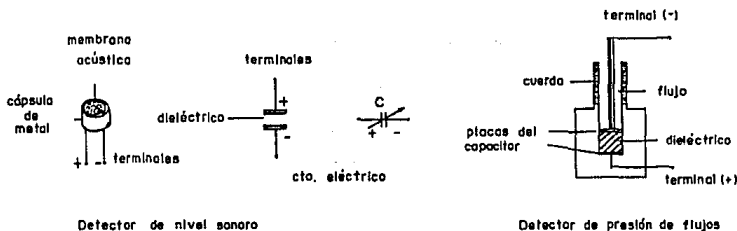


fig. 2-5. Transductores de efecto capacitivo

## EFEECTO INDUCTIVO

Los transductores de efecto inductivo, se basan en el cambio de la reactancia inductiva de un arrollamiento por el movimiento de un diafragma o armadura de hierro fig. 2-6, su uso es común en equipos que requieren medir desplazamientos, deformaciones, peso o fuerza.

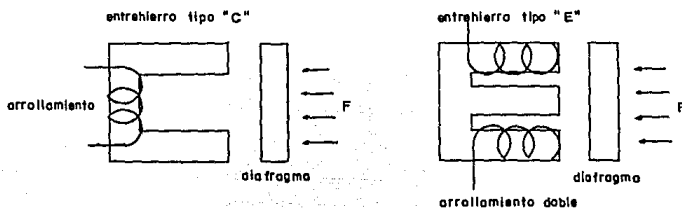


fig. 2-6. Efecto Inductivo

## ELEMENTO POTENCIOMETRICO

Los transductores potenciométricos, son dispositivos que constan de un elemento resistivo con un cursor deslizable, el cursor hace contacto a lo largo de la película resistiva en relación a la cantidad de fuerza aplicada o a medir, la salida del transductor se toma entre las terminales del elemento resistivo y la terminal del cursor. Los valores de salida pueden ser lineales, trigonométricos, logarítmicos o exponenciales, generalmente este tipo de transductores se utilizan para mediciones de desplazamiento angular o lineal fig. 2-7.

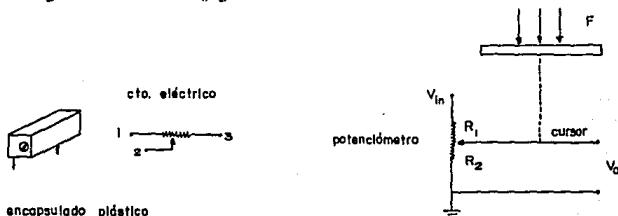


fig. 2-7. Transductor potenciométrico

### 2.2.3 ELEMENTOS ESPECIALES

Existen transductores que no se basan en ninguno de los efectos mencionados anteriormente, como los electrodos, los transductores de ultrasonido, etc, que utilizan efectos diferentes como la ionización o la oscilación de ciertos materiales.

#### EFECTO ELECTROKINETICO

El efecto electrocinético, consiste en la generación de potencial eléctrico por medio de la actividad molecular de los fluidos.

Dentro de los transductores que emplean el efecto electrocinético se encuentran los electrodos, que detectan la actividad iónica de los fluidos intracelulares y extracelulares. De acuerdo al tipo de compuesto del que está formado el fluido, se presenta la polarización, negativa o positiva. La mayoría de los compuestos están constituidos por  $\text{Na}^+$ , por  $\text{K}^+$  y por  $\text{Cl}^-$ . La célula posee una membrana que bloquea a los iones de  $\text{Na}^+$  y permite el paso a los de  $\text{K}^+$  y  $\text{Cl}^-$ . Al variar las concentraciones de alguno de los compuestos ya sea en el interior o exterior de la célula se provoca un desbalance eléctrico, el cual da origen a la información sensada por el electrodo. Los electrodos se presentan en distintos tamaños y formas de acuerdo a su aplicación, los hay en forma de aguja, en forma de capuchón o superficiales de placa. Estos se fijan al cuerpo mediante una cinta adherente o por medio de un mecanismo, aplicando sobre la superficie del cuerpo una jalea especial para obtener un buen contacto y una buena resolución del transductor, algunos tipos se muestran en la fig. 2-8.

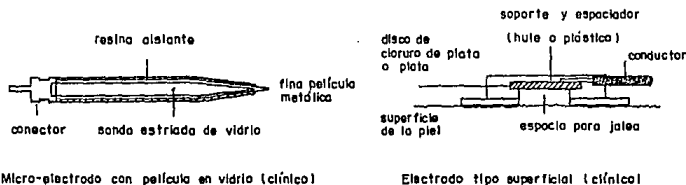


fig. 2-8. Electrodos

## ELEMENTOS OSCILADORES

Los elementos osciladores son dispositivos capaces de detectar energía en forma de oscilación pudiendo ser, inductores, capacitores o cristales piezoeléctricos.

Dentro de los transductores constituidos por elementos osciladores se encuentran los transductores de ultrasonido.

El ultrasonido es energía sonora cuyo rango de frecuencias se encuentra por encima del rango audible que es de 20 KHz. Usando un cristal piezoeléctrico convenientemente polarizado, se hace oscilar con una frecuencia cuyo valor se encuentra por arriba de las frecuencias audibles, al oscilar el cristal, genera un haz de ondas compresibles que les permite traspasar algún medio o rebotar en el mismo, dependiendo de su longitud de onda, el haz de ondas tiene una dirección determinada por la forma del encapsulado del cristal, que se diseña de acuerdo a los requerimientos. La mayoría de las veces un solo transductor efectúa las acciones de fuente emisor-receptor de señales de energía sónica y en algunos casos específicos se requiere de un emisor separado del receptor.

La particularidad de este tipo de transductores es la de poder detectar movimientos, cambios de densidad, cambios de temperatura, etc, sin que el mismo tenga contacto directo con la fuente que origina la señal a medir.

Existe un tipo básico de encapsulado para los transductores de ultrasonido el cual se muestra en la fig. 2-9.

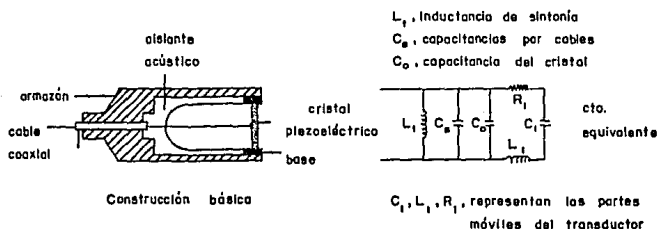


fig. 2-9. Transductor de ultrasonido



El cristal se monta en una base que le permite oscilar y a su vez mantenerse fijo, en la parte posterior del cristal se antepone un material que le servirá al transductor de filtro acústico (sulfato de litio-magnesio, cuarzo-aluminio), este tipo de material evita el paso de señales (ecos) no deseadas permitiendo al transductor obtener características de impedancia y selectividad de acuerdo a los requerimientos del diseñador, al cristal y a la sustancia filtrante, se les introduce en una cámara de material acústicamente aislante que evita la introducción de señales parásitas, para un manejo adecuado de la señal acústica transformada se emplea cable coaxial.

#### TRANSFORMADOR DIFERENCIAL

El transductor de transformador diferencial se basa en el efecto inductivo y está formado por un transformador con dos devanados, primario y secundario, con un núcleo móvil, el cual se expone al movimiento mecánico (deformación o desplazamiento), provocando una variación de voltaje en las terminales del devanado secundario, que es proporcional al desplazamiento del núcleo del transformador, el devanado primario se excita con corriente alterna fig. 2-10.

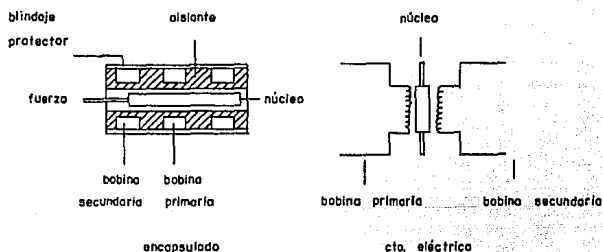


fig. 2-10. Transductor de transformador diferencial

## EXTENSÓMETROS

Su operación se basa en el principio de que la resistencia eléctrica de un conductor cambia cuando se le sujeta a deformación mecánica. Existen tres tipos comunes de extensómetros, de alambre, laminar y de semiconductor, como se muestra en la fig. 2-11.

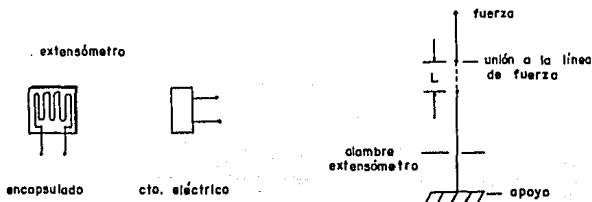


fig. 2-11. Extensómetros

Algunos de los transductores mencionados, encuentran una aplicación práctica en el campo de la instrumentación médica en la evaluación de:

LA IMPEDANCIA PLETISMOGRAFICA  
ELECTROENCEFALOGRAMAS  
LA PRESION SANGUINEA  
ELECTROCARDIOGRAMAS  
EL FLUJO SANGUINEO  
ELECTROMIOGRAMAS  
LA RESPIRACION  
LA TEMPERATURA

### 3 METODOS EMPLEADOS EN LA BIOMEDICINA PARA LA OBTENCION DE PARAMETROS SINTOMATOLOGICOS DE UN PACIENTE

#### 3.1 INTRODUCCION

Cuando se tuvo conocimiento de que ciertas enfermedades presentaban características fisiológicas semejantes, las personas dedicadas al diagnóstico y solución de las enfermedades, investigaron y determinaron parámetros que planteaban la sintomatología de sus pacientes, como primer recurso se basaron en apreciaciones empíricas de tal forma que para determinar si el paciente tenía fiebre, el auscultador comparaba la temperatura de su mano con la del cuerpo del sujeto, esta técnica aunque empírica proporcionaba información rudimentaria del evento. Con el advenimiento de nuevos conocimientos y descubrimientos, estas técnicas pasaron a ser más formales ya que plantearon algoritmos con base científica que realizaban la comparación empírica con estándares o patrones establecidos, lo que reducía en gran manera los problemas ocasionados por la primer técnica y evaluaba al parámetro sintomatológico.

Actualmente con el uso de la electrónica se ha logrado cuantificar la sintomatología del paciente, obteniendo parámetros tales como; el ritmo cardíaco, la temperatura corporal y la presión arterial entre otros. Las técnicas que efectúan la evaluación de algunas variables fisiológicas se agrupan en dos métodos, invasivos y no invasivos.

#### INVASIVOS INDIRECTOS

- a).- El sensor se aloja dentro del organismo
- b).- Las mediciones se realizan en la periferia del órgano en estudio, si es la presión arterial se obtendrá a partir del desplazamiento de las paredes arteriales como función de la presión

## INVASIVOS DIRECTOS

- a).- El sensor se coloca dentro del organismo
- b).- La variable a sensar por ejemplo la presión sanguínea, actúa directamente sobre el sensor

## NO INVASIVOS INDIRECTOS

- a).- Por transmisión de vibración:
  - Estetoscopio
  - Piezoeléctricos
  - Magnéticos
- b).- Como generadores de vibración:
  - Ultrasonido
  - Otros

## 3.2 METODO INVASIVO

El método invasivo se basa en la introducción de agentes externos para la obtención de parámetros en el cuerpo del paciente, este método requiere que los transductores tengan contacto directo con las fuentes de señal. Por lo tanto para que un sistema invasivo opere es necesario que sus elementos sensores sean introducidos en el organismo del sujeto en estudio. Los elementos sensores bien pueden ser los transductores mismos o

*alguna sustancia ajena al organismo que excite al transductor.*

### 3.2.1 DETERMINACION DE LA PRESTION ARTERIAL POR UN METODO INVASIVO

*En la detección y evaluación de la presión arterial por el método invasivo, se aplica la técnica de cateterización, que consiste en introducir una sonda o tubo de plástico de diámetro reducido en la zona en la que se desea cuantificar el valor de la presión, al tener esta vía directa de flujo la evaluación del parámetro se puede realizar utilizando; la columna de agua o de mercurio el manómetro del tipo Bourdon o por medio de alguna membrana adherida a algún sensor especial que transforma la energía mecánica en eléctrica. Este método aunque proporciona información veraz solo es aplicable cuando se requiera de un monitoreo especial del paciente.*

*A partir de la información obtenida siguiendo esta técnica es factible determinar la frecuencia cardíaca del sujeto en estudio.*

### 3.3 METODOS NO INVASIVOS

*Los métodos para obtener los parámetros sintomatológicos de un paciente, emplean técnicas y algoritmos en los cuales los elementos sensores no necesitan que el transductor sea aplicado directamente, esto quiere decir que los transductores no penetran al organismo ni provocan alteraciones al mismo, algunas técnicas y algoritmos son de desarrollo reciente y otras de uso convencional y ampliamente conocidas. Al igual que en la técnica invasiva, el empleo manejo y aplicación de los transductores debe hacerse con extremo cuidado ya que una mala aplicación del transductor ocasiona errores en la medición por lo que el usuario debe restringirse a las condiciones de operación que plantea el diseñador del sistema.*

### 3.3.1 DETERMINACIÓN DE LA TEMPERATURA CORPORAL POR UN METODO NO INVASIVO

Generalmente para la determinación de la temperatura corporal de un sujeto, la detección se efectúa sobre la superficie del cuerpo o dentro de las cavidades rectal o bucal, empleando termómetros que utilizan como elementos sensores; termistores, termopares, radiación infrarroja, mercurio, cambio de resistencia de algún tipo de semiconductor, cambio de alguna propiedad química de los fluidos del organismo o por el cambio de alguna propiedad física como la dilatación o la constricción.

### 3.3.2 DETERMINACIÓN DE LA FRECUENCIA CARDIACA EMPLEANDO TECNICAS NO INVASIVAS

Para detectar y medir el ritmo cardíaco la técnica no invasiva más ampliamente conocida es la palpatoria, que consiste en detectar en la muñeca del paciente por medio de los dedos índice y medio, la contracción pulsátil de la arteria y por conteo determinar la frecuencia cardíaca.

Otra técnica común es percibiendo los sonidos del corazón mediante el estetoscopio.

Un método alternativo para medir el ritmo cardíaco es mediante el empleo de la técnica de densitometría, que consiste en la detección de las variaciones pulsátiles de concentración de la sangre en las arterias, arteriolas y capilares, empleando métodos ópticos.

### 3.3.3 EVALUACIÓN DE LA PRESIÓN ARTERIAL EMPLEANDO UNA TECNICA NO INVASIVA

Una técnica no invasiva que determina la presión arterial y que es de uso frecuente, es la que emplea el esfigmomanómetro, que consta de un brazalete de insuflación, un manómetro de tubo de Bourdon y lo complementa el estetoscopio. La técnica básica consiste en obstruir y detectar pulsos

en la arteria humeral o braquial, se realiza colocando el estetoscopio en el pliegue del codo sobre la arteria humeral. En este caso la presión sanguínea se reconoce por las características de los ruidos escuchados a través del estetoscopio, el brazal se insufla, hasta que se deja de escuchar ruido alguno, después se desinfla lentamente hasta el momento que se escucha un ruido arterial que coincide con cada latido del corazón, el valor de la presión medida en el manómetro cuando aparece el primer sonido fuerte indica el valor de la presión sistólica, se continúa la descompresión hasta que llega el momento en que los ruidos cambian bruscamente de tono e intensidad, indicando en el manómetro el valor de la presión diastólica.

#### 4 SISTEMA DE INSTRUMENTACIÓN PARA EQUIPO CLÍNICO

En el desarrollo e implementación de equipo de uso clínico existe un modelo básico que guía a todo diseñador en esta rama de la ingeniería fig. 4-1. En este modelo se pueden observar seis bloques principales que dependiendo de las necesidades de diseño se presentaran o no en el desarrollo del sistema de instrumentación, los bloques principales son: Etapa de Transducción, Etapa de Acondicionamiento de Señales, Etapa de Registro Procesamiento y Transmisión de Datos, Etapa de Despliegue, Etapa de Realimentación y Etapa de Estimulación.

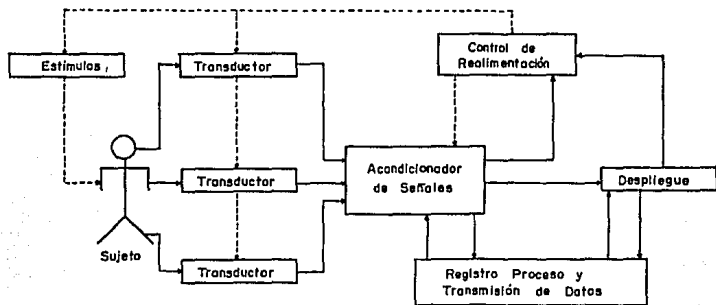


fig. 4-1. Sistema de instrumentación para equipo Clínico

Las características de cada una de las etapas mencionadas se explican a continuación:

##### ETAPA DE TRANSDUCCION

En esta primer etapa se realiza la transformación de la señal fisiológica en algún parámetro eléctrico cuantificable, en este bloque se pueden encontrar los más variados tipos de transductores dependiendo de la técnica de medición empleada, así como de las características propias de



Las señales fisiológicas a transformar, los tipos y formas de los transductores usados se han explicado con anticipación.

#### ETAPA DE ACONDICIONAMIENTO DE SEÑALES

Consta de circuitos que recogen la señal generada por los transductores amplificando y cuantificando la información, esta etapa consta de tres secciones básicas:

##### i).- ACOPLO Y PREAMPLIFICACION

Esta sección se diseña de acuerdo a las características del transductor empleado, es decir se consideran su impedancia de salida, el potencial que generan, la forma y la frecuencia que presenta la señal generada, etc. También presenta una etapa de preamplificación formada básicamente por amplificadores de instrumentación.

##### ii).- FILTRADO

En el manejo de señales generadas por transductores y particularmente cuando se aplican a la medicina el uso de este bloque es básico, ya que los valores de la señal generada son pequeños del orden de 1 a 100 mV aproximadamente, con lo que se ven prácticamente borradas por las fuentes generadoras de ruido ya que estas son de un valor considerable. La etapa de filtrado puede servir como etapa de amplificación si se emplean filtros activos, cuyo uso es frecuente en estos sistemas.

##### iii).- ACONDICIONAMIENTO DIGITAL DE LA SEÑAL

Esta sección se emplea cuando la presentación de la información de la señal fisiológica analógica se efectúe por medio de alguna forma de expresión binaria o digital, la transformación de señales analógicas en digitales se logra mediante el empleo de técnicas de conversión A/D, ref. 4.a.

#### ETAPA DE REGISTRO PROCESAMIENTO Y TRANSMISION DE DATOS

En esta etapa la información digital obtenida del bloque de acondicionamiento de señal, se almacena, se modifica si así lo requiere y cuando el sistema lo necesite se transmite, el empleo de esta etapa solo se realiza cuando los estudios se desarrollan fuera del radio de operación del sistema de cuantificación o cuando la información se necesite enviar de lugares remotos a centros médicos u hospitalarios, a esta técnica se le denomina Telemetría, esta etapa es de uso complementario y solo se utiliza en sistemas más completos de medición.

#### ETAPA DE DESPLIEGUE

Una vez que la señal fisiológica ha sido acondicionada, es imprescindible que el usuario pueda entender, comparar o cuantificar el valor de ella, por lo que es necesario presentar la información convenientemente mediante el uso de despliegues, los despliegues pueden realizarse en forma digital o analógica. En forma analógica mediante la deflexión de una guja, graficando, por indicadores luminosos, por tubo de rayos catódicos, etc. En forma digital por medio de; barra de diodos emisores de luz, dígitos luminosos, etc.

#### ETAPA DE REALIMENTACION

Algunas veces es necesaria la comparación de la señal procesada con alguna etapa anterior, por lo que se requiere de circuitos especiales de realimentación para efectuar esta acción, otras veces las técnicas de adecuación de la señal llevan al empleo de circuitos más especiales para la realimentación de acuerdo a la técnica seguida.

#### ETAPA DE ESTIMULACION

En el capítulo de transductores se explicó que algunos de ellos requieren de sustancias contrastantes, que son introducidas al organismo o algunas veces el organismo sea tomado como una referencia para el transductor, recibiendo este estímulos que alteran su funcionamiento normal, estas características obligan a un estudio más detallado del bloque de estimulación dada por la importancia que representa en el sistema de instru

*mentación clínica.*

*El sistema de instrumentación clínica que se desarrolla en el presente estudio, evalúa los parámetros sintomatológicos de un paciente o sujeto en estudio; frecuencia cardíaca, temperatura corporal y presión arterial.*

*El bloque de transducción está constituido por transductores del tipo no invasivo; óptico, cambio de resistencia por alteraciones térmicas y sonoro por cambio de resistencia de un semiconductor por deflexión de una membrana acoplada a él.*

*El acondicionamiento de las señales se efectúa en base a circuitos de amplificación y filtrado, para la frecuencia cardíaca y la presión arterial y con un convertidor analógico-digital para la temperatura corporal, en el caso especial del sistema para la detección y evaluación del ritmo cardíaco se emplean circuitos de digitalización o convertidores digitales, contadores, decodificadores e impulsores, así como de circuitos especiales de adecuación, encadenadores de fase de malla y multivibradores monoestables.*

*Para representar la información se emplean despliegues numéricos luminosos de diodos emisores de luz, con resolución a tres dígitos.*

*El bloque de realimentación, se emplea en el sistema de evaluación de la frecuencia cardíaca siguiendo la técnica de adquisición en 10 seg. Los bloques de estimulación registro proceso y transmisión de información no se emplean en el desarrollo e implementación de este sistema de instrumentación clínica, el diagrama de bloques del sistema se presenta en la fig. 4-2.*

TRANSDUCCION

ACONDICIONAMIENTO DE SEÑALES

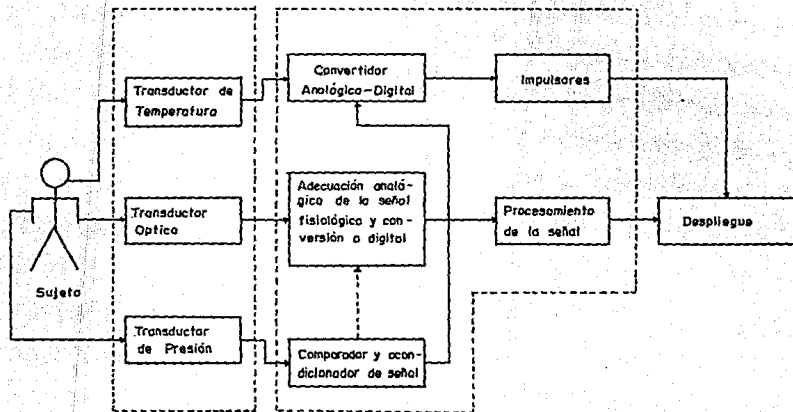


fig. 4-2. Diagrama de bloques del sistema de instrumentación clínica

## 5 TEMPERATURA

La temperatura corporal es función de tres factores vinculados entre sí:

- 1).- La producción de calor orgánico o Termogénesis
- 2).- Eliminación de calor o Termólisis
- 3).- Equivalente Hidrotérmico

La Termogénesis está compuesta por:

Metabolismo Basal.- Es el calor producido en condiciones de máximo reposo físico y psíquico, en un ambiente agradable y en ayuno

Acción Dinámico-específica.- Siendo el calor liberado durante la digestión de alimentos

Calor Adicional.- Producido por la combustión acelerada en las vísceras como el hígado, bajo diversos mecanismos simpáticos y hormonales, así como por los músculos debido al ejercicio

La Termogénesis es conocida también como el factor químico de la termoregulación.

La Termólisis o eliminación de calor se divide en:

Irradiación.- Producida en condiciones de reposo y cuando la temperatura exterior no es excesiva

Evaporación.- Por medio de la perspiración

Convección y Conducción.- Conocido como el factor físico de la Termoregulación, debido a que la pérdida de calor se lleva a cabo por medios físicos, generalmente por mecanismos circulatorios.

**Equivalente Hidrotérmico.** - Es la capacidad que tiene el organismo para acumular calor dependiendo de su masa, esto es; el número de calorías que hacen falta para elevar un grado centígrado su temperatura.

La Termogénesis y la Termólisis están generalmente en equilibrio, provocando una temperatura fija en el cuerpo o bien poco variable, efecto conocido como Homeotermia.

La regulación térmica se puede atribuir al hipotálamo principalmente así como también a las secreciones internas de las glándulas suprarrenales y a la tiroides, cuyos efectos actúan sobre el sistema simpático.

De aquí podemos concluir que al presentarse un aumento o disminución de la temperatura corporal existe una alteración funcional.

A continuación se enumeran algunas de las múltiples causas que originan la fiebre:

- a).- Fiebre Espúrea
- b).- Hipertermia Fisiológica
- c).- Hipertermia Habitual
- d).- Hipertermia Psicógena
- e).- Hipertermia Neurógena
- f).- Fiebre Infecciosa
- g).- Fiebre en Neoplasias
- h).- Fiebre en enfermedades de la sangre y colagenosis
- i).- Fiebre en enfermedades Hepáticas
- j).- Elevaciones térmicas en la descompensación cardíaca congestiva
- k).- Fiebre en algunas enfermedades endocrinas
- l).- Distermia alérgica y fiebre en la enfermedad del suero
- m).- Golpe de Calor
- n).- Fiebre Medicamentosa

La medición de la temperatura se lleva a cabo con un termómetro, instrumento inventado por Galileo, el más común es un tubo capilar cerrado hecho de vidrio, ensanchado en la parte inferior a modo de pequeño depósito, que contiene un líquido generalmente mercurio, el cual se contrae

o expande de acuerdo a la disminución o aumento de calor, señalando la temperatura en el tubo previamente escalado. El termómetro clínico se escala de 35°C a 40°C.

Santorio (1561-1636) fué el primer médico que empleo un termómetro clínico, siendo los primeros registros de temperatura en forma sistemática, los realizados en la clínica de Leipzig en 1851 y la primer curva térmica publicada por Traube en 1852.

El método de exploración que tiene como objetivo el estudio del calor humano en el curso de las enfermedades sobre todo las de carácter febril, es conocido como termometría clínica.

Al efectuar las mediciones de temperatura el termómetro debe colocarse una sola vez en cada ocasión. Los lugares más adecuados para realizar la termometría son; las axilas y las ingles, la boca, el recto y la vagina. Es aconsejable efectuar dos mediciones cada vez, una interna y otra externa.

En el hombre la temperatura rectal media se calcula que es de 36.8°C con una variación en el transcurso del día de  $\pm 0.7^\circ\text{C}$ .

Las zonas características para la medición de la temperatura son; axilas y recto, siendo la relación entre ellas de 36.5°C a 37°C y de 37.5°C a 37.8°C pudiendo llegar a ser la temperatura del recto hasta 2°C superior a la de las axilas.

En muchas aplicaciones rutinarias, los transductores empleados en los termómetros llevan a tener un compromiso entre exactitud, rango, velocidad y costo, así como durabilidad. Por ello se ha tenido la necesidad de desarrollar una variedad de transductores electrónicos. Disponiéndose en la actualidad de detectores de temperatura por cambio de resistencia, termopares y detectores de sustancias semiconductoras.

Con estos últimos se ha podido satisfacer la necesidad de medir la temperatura en situaciones difíciles, con solo seleccionar el sensor adecuado para la situación en particular.

Los termómetros que utilizan algún tipo de semiconductor aprovechan la característica de la juntura PN polarizada en directa de variar su voltaje linealmente a los cambios de temperatura si la corriente a través de la juntura es constante fig. 5-1.

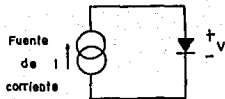


fig. 5-1. Diodo sensor de Temperatura.

$$I = I_s (e^{(qV/KT)} - 1) \quad \text{corriente del diodo}$$

$$\text{para } I \gg I_s \quad V = (KT/q) \ln(I/I_s)$$

$$\text{si: } k/q = \text{cte.1, } e = \text{cte.2}$$

$$\therefore \ln(I/I_s) = \text{cte.3}$$

donde:  $V = K_c T$  el voltaje es función directa de la Temperatura

El sistema de medición de temperatura corporal se compone básicamente por tres etapas; transducción, procesamiento analógico-digital de la señal y despliegue como se muestra en la fig. 5-2.

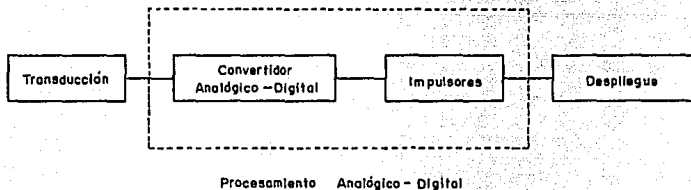


fig. 5-2. Diagrama de bloques del sistema de medición de temperatura

## 5.1 TRANSDUCCION

El bloque de transducción de el sistema de medición se implementa mediante un transistor tipo 2N2222A con la configuración mostrada en la fig. 5-3, en base a este circuito, se aprovecha la característica de la juntura PN descrita con anterioridad. Existen dos métodos para obtener las va-



riaciones de voltaje  $V_{BE}$  como función de la variación de la temperatura. El primero consiste en proporcionar al transistor una corriente de colector  $I_C$  constante donde el voltaje  $V_{BE} = f(T)$ , el otro método requiere que se proporcionen al transistor diferentes  $I_C$ , determinando la temperatura como una función de las diferencias entre los valores de los voltajes  $V_{BE}$ .

En el circuito de la fig. 5-3, el  $V_{BE}$  se obtiene a la salida del amplificador operacional el cual permite mantener la corriente  $I_C$  constante a través del transistor, al conectar la terminal de la base del transistor a tierra se obtiene  $V_{CB} = 0$ , con lo que se compensa la variación provocada por la corriente de recombinación y la corriente de fuga de la fuente.

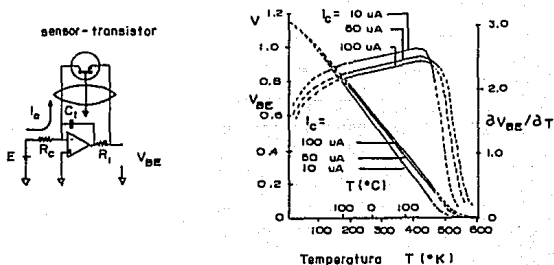


fig. 5-3. Principio del transistor como detector de temperatura

La corriente de colector comprende solo la corriente de difusión representada de la siguiente manera:

$$I_C = (I_0 T^r / n) e^{(-qV_{BE0}/kT)} (e^{(qV_{BE}/kT)} - 1)$$

donde:

$n$  = Es el factor de ionización

$\alpha$  = Una constante; que depende de parámetros semejantes como el ancho de la base, de esta manera difiere de un transistor a otro, para cualesquiera del mismo tipo

$T$  = Temperatura Absoluta

$r$  = Constante que depende principalmente de la temperatura, de la movilidad de los portadores minoritarios de la base

$V_{g0}$  = Energía extrapolada de la contaminación del silicio

$q$  = Carga del electrón

$k$  = Constante de Boltzman

Si:

$$qV_{be}/kT \gg 1 \quad \text{y suponiendo} \quad n = 1$$

$$V_{be} = V_{g0} - (kT/q) \ln(\alpha T^r / I_c) \quad V_{g0} = 1.205 \text{ V} \quad \text{y} \quad r = 1.5$$

El error teórico se obtiene de la siguiente ecuación:

$$\Delta V_{be} = V_{be}^* - V_{be}$$

$$V_{be}^* = V_{g0} - (T/T_1) (V_{g0} - V_{be1})$$

$$V_{g0}^* = V_{g0} + (kT_1/q) (r - (T_1/I_c) (\partial I_c / \partial T)_{T=T_1})$$

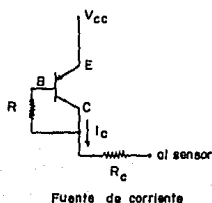
$$\Delta V_{be} = \left( k(T_1 - T)/q \right) \left( r - (T_1/I_c) (\partial I_c / \partial T)_{T=T_1} \right) + (kT/q) \ln \left( (T/T_1)^r (I_c/I_{c1}) \right)$$

$$\therefore \Delta V_{be} = r(k/q)(T_1 - T) + r(kT/q) \ln(T/T_1) \quad \text{Error teórico}$$

### 5.1.1 CARACTERIZACION DEL TRANSDUCTOR

En la gráfica fig. 5-3, se pueden observar las características de  $I_C$  y  $V_{BE}$  de acuerdo al rango de temperatura que se desee medir.

La corriente de colector necesaria para el funcionamiento del transistor como sensor de temperatura,  $I_C$  es proporcionada por una fuente de corriente cuyo diseño se presenta a continuación.



$$I_C = \beta I_B \quad ; \quad I_C = \alpha I_E$$

$$V_{CC} - I_C (R_C + R_B / \beta) - V_{BE} = 0$$

$$I_C = (V_{CC} - V_{BE}) / (R_C + R_B / \beta)$$

$$R_B = ((V_{CC} - V_{BE}) / I_C) - R_C \beta$$

para:  $I_C = 50 \mu A$   
 $V_{CC} = 5 V$   
 $R_C = 82 K\Omega$   
 $\therefore R_B = 470 K\Omega$

Para verificar el funcionamiento del transistor empleado como sensor de temperatura se efectuaron pruebas de laboratorio siguiendo el circuito mostrado en la fig. 5-4.

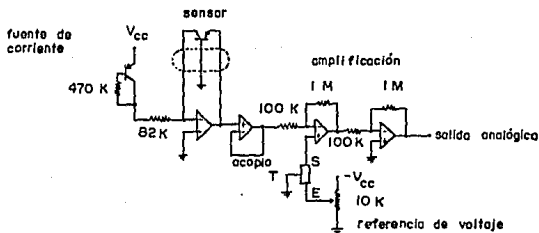


fig. 5-4. Circuito detector de temperatura

Se utiliza una etapa de amplificación y compensación para obtener un rango de voltaje adecuado a la salida del sistema, para esto se emplea un amplificador operacional tipo TL084, la compensación se realiza mediante un regulador de voltaje variable negativo, logrando con esto que al incrementarse la temperatura el voltaje  $V_{BE}$  se incremente proporcionalmente a ella.

Las pruebas se efectuaron de los 20°C a los 54°C tomando para el análisis estadístico solo el rango utilizado por los termómetros clínicos.

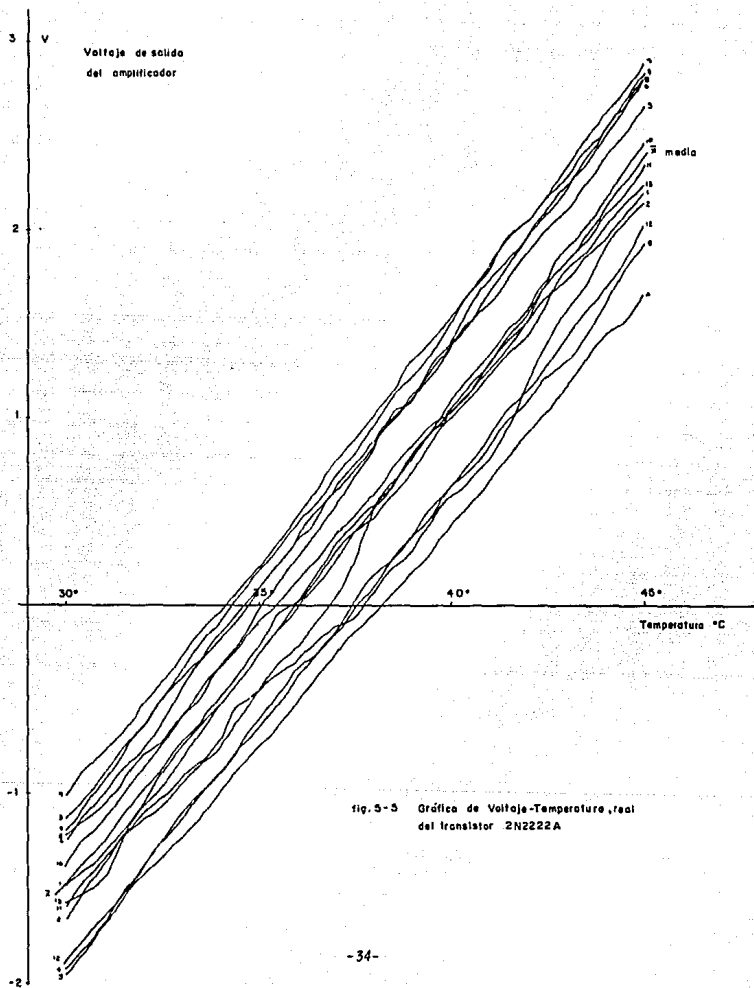
#### DESCRIPCIÓN DE LAS PRUEBAS

Se realizan colocando al sensor-transistor de temperatura dentro de un vaso de precipitados conteniendo agua destilada, el sensor-transistor se sumerge junto a un sensor-patrón de temperatura de un termómetro digital tipo Fluke, que se toma como referencia, el vaso de precipitados se coloca sobre un termo-agitador para proveer al agua destilada de una temperatura homogénea, las pruebas se efectúan primero calentando el agua desde los 15°C a los 54°C, tomando las lecturas de voltaje a la salida del circuito cada medio grado, al llegar a los 54°C se deja de calentar el agua permitiendo que baje a la temperatura ambiente, se toman de nueva cuenta lecturas de voltaje a la salida del circuito cada medio grado, los resultados se grafican como curva de Voltaje-Temperatura o V-T, figs. 5-5 y 5-6.

Al graficar los resultados de voltaje contra temperatura se observa el comportamiento lineal del dispositivo, el cual le permite ser empleado como detector de temperatura en sistemas de medición.

Las curvas presentan variaciones al inicio debido a que las condiciones iniciales de las pruebas difieren, dado a que no se puede lograr un control preciso de la temperatura ambiente, así como de los intervalos de tiempo de inicio de las pruebas.

Las figs. 5-5 y 5-6 muestran el comportamiento del transistor bajo prueba así como las curvas de regresión lineal correspondientes a ellas.



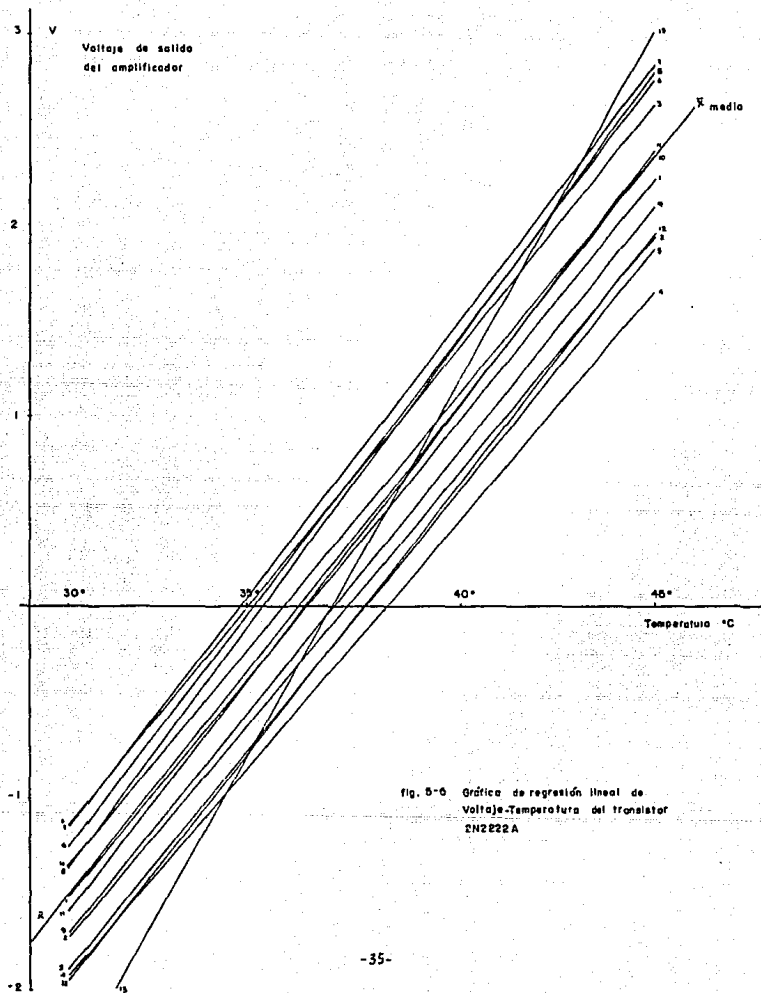




TABLA 1.

COMPONENTE	200 mV	2.0 V
C <sub>2</sub>	0.47 $\mu$ F	0.047 $\mu$ F
R <sub>1</sub>	24 K $\Omega$	1.5 K $\Omega$
R <sub>2</sub>	47 K $\Omega$	470 K $\Omega$

## SELECCIÓN DE LOS VALORES DE LOS COMPONENTES

### RESISTENCIA DE INTEGRACION

La resistencia de integración R<sub>2</sub> debe de ser lo suficientemente grande para mantener en la región lineal el voltaje de entrada, pero lo suficientemente pequeña para que las variaciones provocadas por las corrientes de fuga no aparezcan en el despliegue. Para una escala completa de 2 V, 470 K $\Omega$  esta muy cerca del valor óptimo y similarmente 47 K $\Omega$  para una escala de 200 mV.

### CAPACITOR DE INTEGRACION

El capacitor de integración debe seleccionarse para proporcionar la máxima excursión de voltaje y asegurar que la tolerancia de la implementación no sature la excursión del integrador (aproximadamente 0.3 V de cualquier fuente).

Cuando el común analógico se usa como referencia, una excursión nominal buena será de  $\pm 2$  V a escala completa de integración.

Para el ICI7107 con polarización de fuente de  $\pm 5$  V y el común analógico conectado a la terminal de tierra de la fuente, se tiene una excursión nominal de  $\pm 3.5$  a  $\pm 4$  V. Para 3 lecturas por segundo (48 KHz de frecuencia del reloj), los valores nominales de C<sub>2</sub> son 0.22  $\mu$ F y 0.1  $\mu$ F respectivamente. Por supuesto si se usa una frecuencia de oscilación diferente, estos valores deben de cambiarse en proporción inversa para mantener la misma excursión de salida. Un requerimiento adicional del capacitor de integración es poseer una baja absorción por parte del dieléctrico para prevenir errores de rizo.



### CAPACITOR DE AUTO-CERO

El tamaño del capacitor de auto-cero tiene influencia sobre el ruido del sistema. Para 200 mV a escala completa donde las variaciones ocasionadas por el ruido son muy importantes, se recomienda un capacitor de 0.47 uF, para la escala de 2 V se requiere de un capacitor de 0.047 uF.

### CAPACITOR DE REFERENCIA

Un capacitor de 0.1 uF da buenos resultados en muchas aplicaciones. Sin embargo, donde existe un voltaje de modo común grande (si la terminal REF LO no se conecta al común analógico) y la escala de 200 mV es usada, se requiere de un valor grande para prevenir el error de rizo, típicamente un capacitor de 1 uF mantendrá el error de rizo a 0.5 de la cuenta p.e.

### COMPONENTES DEL OSCILADOR

Para todos los rangos de frecuencia se recomienda una resistencia de 100 K $\Omega$  seleccionando al capacitor en base a la ecuación  $*f=45/RC$ . Para 48 KHz de frecuencia de reloj (3 lect/seg)  $C=100$  uF.

### VOLTAJE DE REFERENCIA

La entrada analógica requerida para generar una salida a escala completa con 2000 cuentas es  $V_{in}=2V_{ref}$ . De tal modo que para 200 mV y 2 V de escala, el voltaje de referencia debe ser igual a 100 mV y 1 V respectivamente. Sin embargo en muchas aplicaciones donde el convertidor A/D es conectado a un transductor, deberá existir un factor de escala entre el voltaje de entrada y la lectura digital. Por ejemplo, si el diseñador desea escalar un voltaje de entrada de 0.682 V, deberá seleccionar un voltaje de referencia de 0.34 V para evitar saturar la salida digital del convertidor, seleccionando para la resistencia y capacitor de integración los valores de 120 K $\Omega$  y 0.22 uF. Esto hace que el sistema decaiga suavemente, evitando usar una malla divisora de voltaje en la entrada del mismo.

El convertidor ICL7107 polarizado con  $\pm 5$  V puede aceptar señales de entrada arriba de los  $\pm 4$  V. Otra ventaja de este sistema es la de emitir una salida digital de cero a un voltaje  $V_{in} \neq 0$ .

La medición de la temperatura y los sistemas pesados con taras varia

bles se ajustan fácilmente si se emplea este tipo de convertidor, la lectura del voltaje de compensación se puede generar en forma conveniente al conectar el voltaje del transductor entre las terminales IH HI y el común y la variable de deriva de voltaje entre el común y la terminal IN LO.

#### IMPLEMENTACION DEL TERMOMETRO DIGITAL

La implementación del termómetro digital se efectúa utilizando un circuito de aplicación del convertidor A/D ICL7107 como se muestra en la fig. 5-8.

El empleo del transistor en la configuración trans-diodo, obedece a la particularidad del transistor de variar su voltaje  $V_{BE}$  a los cambios de temperatura, explicada en párrafos anteriores.

El transistor 2N2222A se seleccionó ya que las pruebas realizadas con él por los investigadores, A. Ohte, M. Yagmata y K. Akiyama, ref. 5.a, Demuestran la conveniencia de su uso como transductor en sistemas de medición de temperatura.

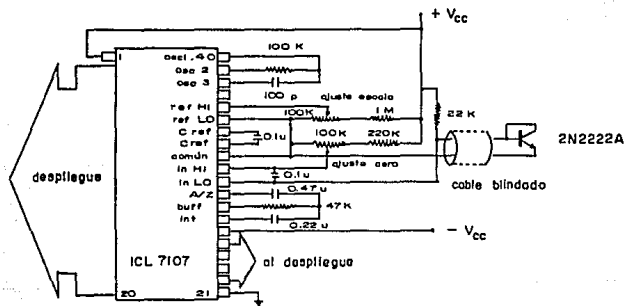


fig. 5-8. Termómetro digital, empleando el convertidor A/D ICL7107

La calibración del sistema se efectúa colocando al sensor en agua con hielo verificando que se encuentre a  $0^{\circ}\text{C}$  con el termómetro digital de referencia, ajustando la lectura del despliegue a 00.0 mediante el potenciómetro de ajuste a cero (T ajuste cero), el punto máximo de calibración se efectúa a los  $100^{\circ}\text{C}$ , sumergiendo al sensor en agua caliente a esta temperatura verificandola con el termómetro de referencia, para obtener en el despliegue una lectura de 100.0 se ajusta el potenciómetro (T ajuste escala). Debido a la dificultad para poder calibrar el punto máximo, se ideó calentar una resistencia haciendo pasar por ella una corriente determinada, hasta obtener en la superficie de la resistencia  $100^{\circ}\text{C}$ .

## 6 RITMO CARDIACO

Se tiene conocimiento que el estudio del pulso arterial comienza en los albores de la Clínica, en China se compuso un tratado detallado del pulso, en el que se hace referencia a unas doscientas formas distintas de éste, unos 2500 años antes del nacimiento de Cristo, siendo Solano de Luque quien en el siglo XVI realiza un trabajo en el cual relaciona la frecuencia cardíaca con el diagnóstico evolución y pronóstico de las enfermedades, publicado con el nombre de Observaciones sobre el Pulso.

Al existir alteraciones en el funcionamiento normal del organismo, la intensidad y frecuencia del pulso varían por lo que es necesaria su determinación. El latido del corazón es originado por la redistribución y flujo de iones de  $K^+$  y  $Na^+$  a través de las membranas de las células que forman al músculo cardíaco. Normalmente los potenciales de acción se generan en el nodo sinoauricular, formado por un pequeño grupo de fibras cardíacas localizadas en la pared posterior de la aurícula derecha, la frecuencia y la energía del latido se adaptan a las necesidades corporales por estímulos nerviosos y químicos.

Cuando se determina la frecuencia del pulso existen factores que afectan a la frecuencia y a la energía de la actividad cardíaca lo que ocasiona una alteración del ritmo normal del aparato cardiovascular:

Temperatura de la sangre.- La elevación de la temperatura aumenta la frecuencia y el descenso la disminuye.

Características del músculo cardíaco.- Tono, Irritabilidad, Conductividad, Contractilidad, cualquier circunstancia que afecte estos factores es probable que modifique la frecuencia cardíaca. Esta depende principalmente de la conductividad del músculo cardíaco.

Físicos.- Tamaño: La frecuencia es inversamente proporcional al tamaño del sujeto.

Sexo: La frecuencia cardíaca es mayor en la mujer que en el hombre.



roja, permitiendo con esto emplear una técnica no invasiva de detección. La discusión de los métodos de sensado y detección se efectuó en capítulos anteriores, el desarrollo de esta técnica aprovecha el efecto de densitometría, que es la detección de la variación de los componentes de las sustancias en una área determinada. Es necesario tener en consideración los factores que hacen variar al ritmo cardíaco cuando se desee obtener el pulso de un paciente. La evaluación de la frecuencia cardíaca empleando el efecto de densitometría se puede realizar ya que el corazón al efectuar la función de impulsar la sangre a todo el sistema circulatorio, forma acumulaciones rítmicas de glóbulos rojos en la sangre, que poseen dos características importantes:

- 1) La pigmentación de la sangre cambia de tonalidad, se torna más oscura
- 2) La concentración de glóbulos rojos varía a cada latido del corazón

El cambio de tonalidad de la sangre provocada a cada impulso del corazón, se utiliza para la detección del ritmo cardíaco por algún método óptico, este se efectúa por medio de un haz de luz infrarroja que es obligado a pasar a través de alguna ramificación del sistema circulatorio, la detección se hace de la manera siguiente:

Empleando un acoplamiento de emisor-receptor de luz infrarroja se excita al emisor del acoplamiento para provocar un haz de luz infrarroja que pase a través de las ramificaciones cardiovasculares, de tal manera que el receptor convenientemente colocado sea capaz de percibir las variaciones en el haz de luz ocasionadas por los cambios de tonalidad de la sangre.

El transductor óptico empleado para la detección de la frecuencia cardíaca basado en el efecto de densitometría, es un arreglo de diodo-emisor y transistor-receptor de luz infrarroja, la forma de operación de estos acoplamientos es el siguiente. El diodo-emisor proyecta un haz de luz infrarroja con cierto ángulo de incidencia, reflejado por una superficie con el mismo ángulo de incidencia, como se muestra en la fig. 6-1a

Algunas veces los acoplamientos se hacen de tal forma que el emisor y el receptor de luz infrarroja se encuentren en la misma línea de acción fig. 6-1b

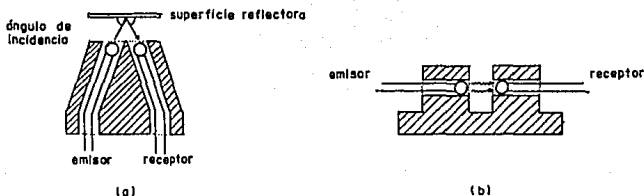


fig. 6-1. Transductores ópticos de luz infrarroja

La determinación de obtener la información de la frecuencia cardíaca del paciente en la falange, obedece principalmente al tipo de encapsulado del transductor y a la comodidad que representa el diseño del mismo para el empleo en el paciente.

La implementación de este sistema consiste de cuatro secciones principales que siguen el modelo básico de un sistema de instrumentación de uso clínico, las secciones que lo componen son:

Transducción, Procesamiento Analógico de la señal fisiológica, Conversión Digital de la señal y Despliegue de la información fig. 6-2



fig. 6-2. Diagrama de bloques del sistema de detección y evaluación de la frecuencia cardíaca

## 6.1 TRANSDUCCION

La conversión de la frecuencia cardíaca en una señal eléctrica se efectúa por medio de un acoplamiento sensor de luz infrarroja, constituido por un diodo-emisor y un transistor-receptor tipo TIL139. El haz de luz producido por el diodo-emisor es reflejado por las paredes vasculares de las arteriolas y capilares, alojados en la falange, la cantidad de flujo luminoso dependerá en proporción directa a la concentración de glóbulos rojos que existen en la pared vascular, es decir a mayor concentración mayor flujo luminoso reflejado y para menor concentración menor cantidad de flujo reflejado. La concentración de glóbulos rojos es producida por el movimiento rítmico del corazón y a la oxigenación previa de la sangre en los pulmones originando de esta manera las variaciones en el voltaje de colector en el transistor-receptor fig. 6-3a y 6-3b

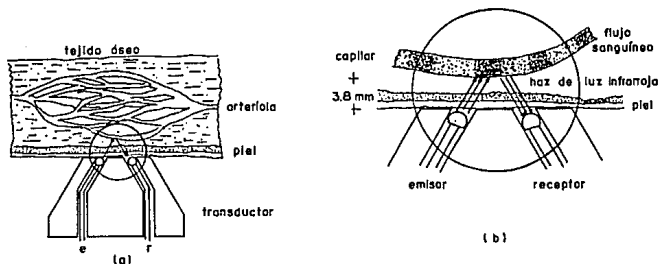
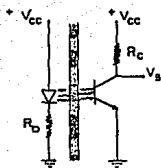


fig. 6-3. Detección del flujo sanguíneo por luz infrarroja

La determinación de los valores de los componentes de polarización para el diodo-emisor y el transistor-receptor, se obtuvieron experimentalmente dado que las condiciones de operación del dispositivo difieren a las planteadas por el fabricante, el medio de propagación cambia de aire a tejido cutáneo y la superficie reflectora se modifica de; cinta magnética de Maylar, papel blanco neutro tipo Fastman-Kodak, placa de aluminio por la pared vascular, inicialmente la polarización del diodo se calcula para obtener la mayor intensidad de flujo luminoso permisible por



Las características de fabricación (ref.6.a.)



Polarización del diodo	Foto-transistor
$V_{CC} = 5 \text{ V}$	$V_{CC} = 5 \text{ V}$
$R_D = 220 \ \Omega$	$R_C = 2.2 \text{ M}\Omega$
$V_D = 1.2 \text{ V}$	$V_{CE} = 1.6 \text{ V}$
$I_D = 17.27 \text{ mA}$	$V_{CEsat} = 0.2 \text{ V}$
	$I_C = 2.38 \ \mu\text{A}$

fig. 6-4. Polarización del transductor óptico de frecuencia cardíaca.

Teniendo la mayor cantidad de flujo luminoso se busca conseguir en el voltaje de colector del transistor-receptor, la mayor variación posible de voltaje a los cambios provocados en la pared reflectora por el paso de la sangre, se determina que la mejor respuesta se tiene colocando una resistencia de colector  $R_C$  de 2.2 M $\Omega$  con lo que se logra tener variaciones pulsátiles de voltaje de 2 a 8mV. Las pruebas se efectúan colocando al transductor dentro de una caja oscura, para proporcionar al mismo las condiciones adecuadas de operación, el estudio se efectuó en 20 sujetos observándose que la temperatura del tejido cutáneo influye en la respuesta del transductor, al tener temperaturas bajas la detección se hace difícil ya que por este efecto los capilares se contraen originando un flujo de sangre muy reducido fig. 6-4.

El transductor óptico consta de otro acoplamiento diodo-emisor y transistor-receptor similar al sensor fig. 6-5. El empleo de este acoplamiento obedece a la técnica de adecuación de la señal que se emplea. El diámetro de la cámara de sujeción se determina tomando en consideración el diámetro estándar de las falanges de los pacientes y la comodidad para el mismo, el recubrimiento se hace con cinta adherente color negro para proporcionar al sensor la rigidez y condiciones de operación necesarias para su uso fig. 6-5.

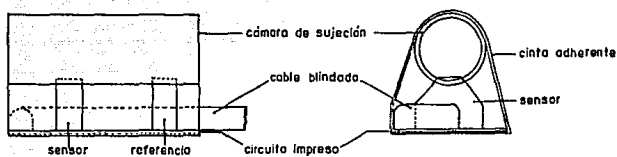


fig. 6-5. Dispositivo para sujetar la falanga del paciente.

## 6.2 PROCESAMIENTO ANALÓGICO DE LA SEÑAL FISIOLÓGICA

La función que realiza esta sección del sistema de detección de la frecuencia cardíaca, es la de amplificar y adecuar a la señal fisiológica para que la señal eléctrica represente en forma veraz las variaciones de la señal fisiológica. Las etapas que constituyen a esta sección son: Pre-amplificación y Filtrado.

### PRE-AMPLIFICACIÓN

Como se puede observar en la gráfica fig. 6-6. La señal generada por el transductor óptico  $V_s$ , esta formada por  $V_p$ ,  $V_d$  y  $V_a$  donde:

- $V_p$  - Señal pulsátil de 2 a 8 mV<sub>pp</sub> aproximadamente
- $V_d$  - Nivel de voltaje de corriente directa 1.6 V aproximadamente
- $V_a$  - Componente de voltaje de corriente alterna 20 mV<sub>pp</sub> aprox.  $f = 60$  Hz.

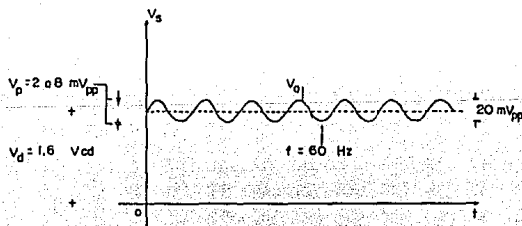


fig. 6-6. Señal generada por el transductor óptico.

Los valores de las componentes representan el estándar de un estudio realizado con el sensor en 20 sujetos inicialmente. De las tres componentes la de interés es  $V_p$  ya que analógicamente representa las variaciones de la señal fisiológica, las otras dos componentes deberán atenuarse ya que no proporcionan información de interés en el estudio. La técnica usada para la atenuación de las componentes no deseadas es la siguiente, utilizando la particularidad de la amplificación diferencial que se basa en la amplificación de la diferencia de dos voltajes diferentes al mismo tiempo de ocurrencia  $V_0 = (V_1 - V_2)K$ , denominando a  $V_1$  como  $V_s = f(V_p, V_d, V_a)$  y  $V_2$  como  $V_r = f(V_d, V_a)$ , si se hace que los valores de  $V_d$  y  $V_a$  en  $V_s$  y  $V_r$  sean lo más parecido posible, el valor de  $V_0$  será función únicamente del valor de señal pulsátil  $V_p$  anulando los valores de las componentes no deseadas. El voltaje de referencia  $V_r$  se obtiene a partir del otro acoplamiento óptico, con la finalidad de que los valores de  $V_d$  y  $V_a$  sean lo más parecido posible en ambas señales, hay que considerar que el nuevo acoplamiento requiere de valores de polarización diferentes a los determinados para el sensor ya que las condiciones de operación son distintas en ambos.

El amplificador de instrumentación empleado para pre-amplificar la señal  $V_s$  consta de tres amplificadores operacionales fig. 6-7. Tipo TL084 de alta impedancia de entrada por lo que los hace adecuados para la amplificación de señales generadas por dispositivos ópticos, el desarrollo del amplificador diferencial es el siguiente:

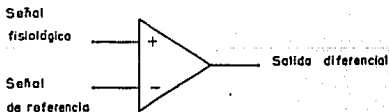


Diagrama de bloques del Amplificador Diferencial

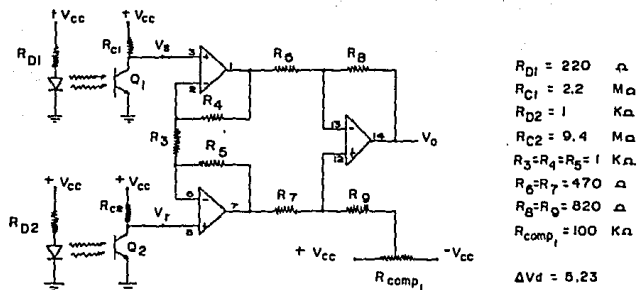
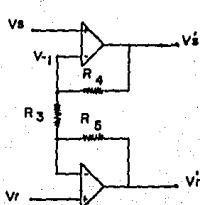


fig. 6-7. Amplificador Diferencial

El análisis para determinar  $\Delta V_d$  se hace fijando  $V_r$  y/o  $V_s$ , estableciendo su efecto en  $V_o$ .



fijando  $V_r$ :

$$(V_s - V_{-1})/R_4 = (V_{-1} - V_r)/R_3$$

$$V_s/R_4 = (V_{-1}/R_3) + (V_{-1}/R_4) - (V_r/R_3)$$

$$(V_s/R_4) + (V_r/R_3) = (1/R_3 + 1/R_4)V_{-1}$$

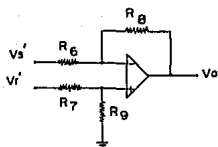
donde  $V_{-1} = (R_3 V_s + R_4 V_r) / (R_3 + R_4)$  pero  $V_s = V_{-1}$

$$\therefore V_s' = (V_s (R_3 + R_4) - R_4 V_r) / R_3$$

por simetría del circuito se obtiene:

$$V_r' = (V_r (R_3 + R_5) - R_5 V_s) / R_3$$

Análisis de la etapa final:



$$V_o = R_8 (V_i' - V_s) / R_6$$

sustituyendo  $V_i'$  y  $V_s'$

$$V_o = R_8 \left( \frac{(R_6 + R_3)V_i - R_6 V_s}{R_3} - \frac{(R_4 + R_3)V_s - R_4 V_i}{R_3} \right) / R_6$$

$$\text{si } R_4 = R_5$$

$$V_o = R_8 \left( \frac{(1 + R_5/R_3)V_i - R_6 V_s}{R_3} - \frac{(1 + R_5/R_3)V_s + R_5 V_i}{R_3} \right) / R_6$$

$$V_o = R_8 \left( \frac{(1 + 2R_5/R_3)V_i - (1 + 2R_5/R_3)V_s}{R_3} \right) / R_6$$

$$\therefore V_o / (V_i - V_s) = R_8 (1 + 2R_5/R_3) / R_6 \quad \text{Ganancia en modo Diferencial}$$

La señal de salida que se obtiene de esta sección en la terminal 14 es la que muestra la fig. 6-8.

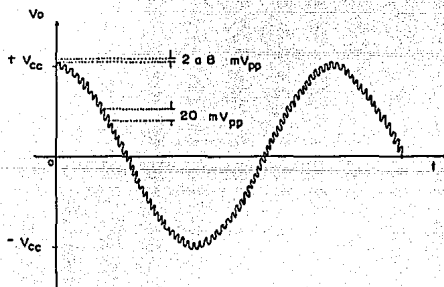


fig. 6-8. Señal fisiológica que se obtiene del Amplificador Diferencial

La señal que se observa a la salida de la etapa de pre-amplificación presenta un voltaje de deriva, es decir la señal pulsátil  $V_p$  es obligada a seguir un voltaje de corriente directa que barre el rango de voltaje de polarización de los amplificadores, provocando la pérdida del control de ganancia de la señal de interés  $V_p$ , a este tipo de variaciones de voltaje se les conoce con el nombre de voltajes de deriva o "drift" para eliminar esta variación de voltaje se acopla la etapa de pre-amplificación con la de filtrado por medio de un capacitor de 0.94  $\mu\text{F}$ . Teniendo como resultado que la señal pulsátil se fije a nivel cero de corriente directa con lo que se logra el control sobre la amplificación de dicha señal fig. 6-9.

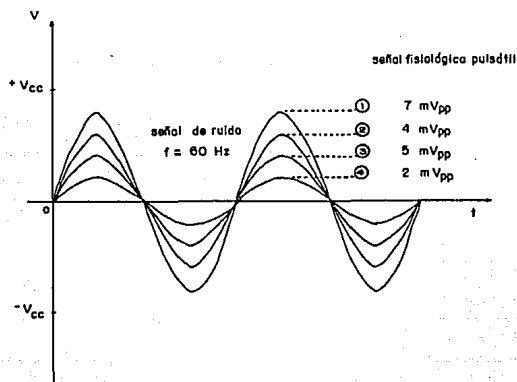


fig. 6-9. Característica fisiológica de 4 sujetos en estudio, obtenida a la salida de la etapa de acoplo.

## FILTRADO

Esta etapa se emplea para atenuar las componentes no deseadas de la señal analógica y amplificarla a niveles adecuados.

La implementación de la etapa de filtrado, se realiza con filtros activos paso bajas con realimentación múltiple ganancia infinita de respuesta tipo Butterworth, ya que se desea una respuesta plana de la señal fisiológica en la banda de paso. Dado que la frecuencia máxima estándar en el hombre es de 120 pulsaciones/min, la frecuencia de corte del filtro  $f_0$  se sitúa en 2.5 Hz. La frecuencia en la banda de rechazo se fija en 25 Hz para atenuar la frecuencia de 60 Hz que representa el ruido provocado por la línea y con una ganancia de 150. El planteamiento del diseño y realización del filtro es de la siguiente manera:

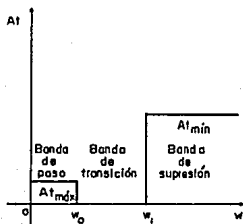


fig. 6-10. Respuesta para filtros activos paso bajas.

Ecuaciones de diseño:

$$\epsilon = \sqrt{10^{0.1A_{mdx}} - 1}$$

$\epsilon$  - relación la atenuación que se tiene en la banda de paso.

$$n = \frac{\log \left( \frac{10^{0.1A_{min}} - 1}{\epsilon^2} \right)}{2 \log (w_1/w_0)}$$

Plantilla de diseño:

$$w_0 = 2\pi f_0 \quad f_0 = 2.5 \text{ Hz}$$

$$w_1 = 2\pi f_1 \quad f_1 = 25 \text{ Hz}$$

$$A_{min} = 60 \text{ dB} \quad w_0 = 15.7079 \text{ rad/s}$$

$$A_{mdx} = 1 \text{ dB} \quad w_1 = 157.079 \text{ rad/s}$$

Cálculo de  $\epsilon$  y  $n$ :

$$\epsilon = \sqrt{10^{0.1(1)} - 1} = 0.508$$

$$n = \frac{\log \left( \frac{10^{0.1(60)} - 1}{(0.508)^2} \right)}{2 \log (157.079/15.707)} = 3.294$$

tomando  $n = 4$

$n$  - orden del filtro.

Polinomio normalizado característico de atenuación  $A_t(s)$  para filtros activos de 4º orden respuesta Butterworth.

$$A_t(s) = (s^2 + 0.7653s + 1)(s^2 + 1.8476s + 1)$$

donde:

$$G(s) = \frac{1}{A_t(s)} \quad \text{y} \quad B = \frac{s(E)^{1/n}}{\omega_0}$$

si:  $n=4$ ,  $\omega_0 = 15.7079 \text{ rad/s}$  y  $E = 0.508$

$$\therefore G(s) = \frac{346.2}{(s^2 + 14.24s + 346.2)(s^2 + 34.75s + 346.2)} \quad (1)$$

$G(s)$ , es la transferencia para un filtro activo respuesta Butterworth de 4º orden, para la realización del filtro se emplean dos etapas de 2º orden en cascada del tipo realimentación múltiple ganancia infinita como se muestra:

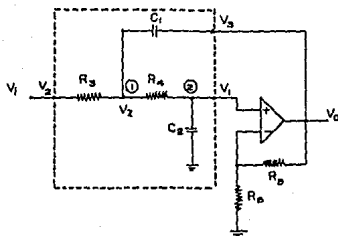


fig. 6-11. Circuito básico para la etapa de filtrado.

Obtención de la transferencia  $T_v(s)$  del circuito:

$$T_v(s) = \frac{KN_{FF}}{D - KN_{FB}}$$

donde:

$$N_{FF} = T_{FF} D$$

$$N_{FB} = T_{FB} D$$

$$T_{FF} \equiv \left. \frac{V_1}{V_2} \right|_{V_3=0} ; \quad T_{FB} \equiv \left. \frac{V_1}{V_3} \right|_{V_2=0}$$

Para el nodo ①

$$V_2 \left( \frac{1}{R_3} + sC_1 + \frac{1}{R_4} \right) = V_1 / R_4 = sC_1 V_3 + V_2 / R_3 \quad (A)$$

en el nodo ②

$$V_1 \left( sC_2 + \frac{1}{R_4} \right) - \frac{V_2}{R_4} = 0 \quad (B)$$



Solución por método matricial de las ecuaciones (A) y (B)

$$\begin{bmatrix} SC_2 + \frac{1}{R_4} & -\frac{1}{R_4} \\ -\frac{1}{R_4} & \frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_4} + SC_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ \frac{1}{R_3} & SC_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_2 \\ V_3 \end{bmatrix}$$

si  $V_2 = 0$

para  $\Delta = D$

$$V_1 = \frac{\begin{vmatrix} 0 & -\frac{1}{R_4} \\ V_3 SC_1 & \frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_4} + SC_1 \end{vmatrix}}{\Delta} = \frac{SC_1 V_3}{\Delta R_4}$$

$$\frac{V_1}{V_3} \Big|_{V_2=0} \cdot D = N_{13} = \frac{SC_1}{R_4}$$

para  $V_3 = 0$

y  $\Delta = D$

$$V_1 = \frac{\begin{vmatrix} 0 & -\frac{1}{R_4} \\ \frac{V_2}{R_3} & \frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_4} + SC_1 \end{vmatrix}}{\Delta} = \frac{V_2}{\Delta R_3 R_4}$$

$$\frac{V_1}{V_2} \Big|_{V_3=0} \cdot D = N_{12} = \frac{1}{R_3 R_4}$$

$$\Delta = \begin{vmatrix} SC_2 + \frac{1}{R_4} & -\frac{1}{R_4} \\ -\frac{1}{R_4} & \frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_4} + SC_1 \end{vmatrix} = S^2 C_1 C_2 + S \left( \frac{C_2}{R_3} + \frac{C_2}{R_4} + \frac{C_1}{R_4} \right) + \frac{1}{R_3 R_4}$$

si  $K = \frac{R_3 + R_4}{R_3}$

se tiene:

$$Tv(S) = \frac{K}{R_3 R_4 C_1 C_2} \frac{1}{S^2 + S \left( \frac{1}{C_1 R_3} + \frac{1}{C_1 R_4} + \frac{(1-K)}{C_2 R_4} \right) + \frac{1}{R_3 R_4 C_1 C_2}}$$

La transferencia para el filtro de 4<sup>to</sup> orden es:  $Tv(S) = Tv_1(S) \cdot Tv_2(S)$

$$Tv(S) = \frac{\frac{K}{C_{11}C_{21}R_{31}R_{41}}}{S^2 + S\left(\frac{1}{C_{11}R_{31}} + \frac{1}{C_{11}R_{41}} + \frac{(1-K)}{C_{21}R_{41}}\right) + \frac{1}{C_{11}C_{21}R_{31}R_{41}}} \cdot \frac{\frac{K}{C_{12}C_{22}R_{32}R_{42}}}{S^2 + S\left(\frac{1}{C_{12}R_{32}} + \frac{1}{C_{12}R_{42}} + \frac{(1-K)}{C_{22}R_{42}}\right) + \frac{1}{C_{12}C_{22}R_{32}R_{42}}}$$

Iguando factores de  $G(S)$  con  $Tv(S)$ :

$$a_0 = \frac{1}{C_1 R_3} + \frac{1}{C_1 R_4} + \frac{(1-K)}{C_2 R_4} \quad (2)$$

$$b_0 = \frac{1}{R_3 R_4 C_1 C_2} \quad (3)$$

si  $C_1 = C_2 = 1$ , despejamos  $R_4$  de (3) y sustituimos en (2)

$$R_3 = \frac{\frac{a_0}{b_0(2-K)} + \sqrt{\left(\frac{a_0}{b_0(2-K)}\right)^2 - \frac{4}{b_0(2-K)}}}{2} \quad (4)$$

para una etapa se tiene:  $a_{01} = 14.24$ ,  $b_{01} = 346.2$ ,  $K = 14$  sustituyendo en (4)

$$R_{31} = 0.013895 \quad \Omega$$

de (3)

$$R_4 = \frac{1}{R_3 b_0 C_1 C_2} \quad (5)$$

$$R_{41} = 0.20788 \quad \Omega$$

escalando en  $1E-7$  los valores de  $R_{31}$ ,  $R_{41}$ ,  $C_{11}$  y  $C_{21}$

$$R_{31} = 138.95 \quad K\Omega \quad R_{31} = 150 \quad K\Omega$$

$$R_{41} = 2.078 \quad M\Omega \quad R_{41} = 2 \quad M\Omega$$

$$C_{11} = C_{21} = 0.1 \quad \mu F$$

para la segunda etapa del filtro;  $Q_{O2} = 34.7$ ,  $b_{O2} = 346.2$  y  $K = 14$

$$\therefore R_{32} = 0.01102 \Omega$$

sustituyendo  $R_{32}$  en (5)

$$\therefore R_{42} = 0.24232 \Omega$$

escalando en  $1E-7$  los valores de  $R_{32}$ ,  $R_{42}$ ,  $C_{12}$  y  $C_{22}$

$$R_{32} = 110.2 \text{ K}\Omega ; R_{42} = 120 \text{ K}\Omega$$

$$R_{42} = 2.42 \text{ M}\Omega ; R_{42} = 22 \text{ M}\Omega$$

$$C_{12} = C_{22} = 0.1 \text{ uF}$$

sustituyendo los valores de  $R_{31}$ ,  $R_{32}$ ,  $R_{41}$ ,  $R_{42}$ ,  $C_{11}$ ,  $C_{12}$ ,  $C_{21}$  y  $C_{22}$  en  $Tv(S)$ :

$$Tv(S) = \frac{4666.7}{(S^2 + 6.7S + 333.4)} \cdot \frac{5303}{(S^2 + 28.8S + 378.8)}$$

donde la frecuencia de corte para cada etapa es:

$$w_{O1} = \sqrt{\frac{1}{R_{31} R_{41} C_{11} C_{21}}} ; w_{O2} = \sqrt{\frac{1}{R_{32} R_{42} C_{12} C_{22}}}$$

sustituyendo valores:

$$w_{O1} = 18.2574 \text{ rad/seg} ; w_{O2} = 10.4624 \text{ rad/seg}$$

si  $w = 2\pi f$

$$f_{O1} = 2.9 \text{ Hz} ; f_{O2} = 3.09 \text{ Hz}$$

La ganancia del sistema es :

$$K_1 = \frac{R_{o1} + R_{e1}}{R_{e1}} \quad \text{con } K_1 = 14 \quad \text{en la primer etapa}$$

para:  $R_{o1} = 75 \text{ K}\Omega$  y  $R_{e1} = 5,6 \text{ K}\Omega$

en la segunda etapa:

$$K_2 = \frac{R_{o2} + R_{e2}}{R_{e2}} \quad ; \quad K_2 = 14$$

para:  $R_{o2} = 75 \text{ K}\Omega$  y  $R_{e2} = 5,6 \text{ K}\Omega$

$$\therefore K_{TV(S)} = K_1 \cdot K_2 = \left[ \frac{75 \text{ K} + 5,6 \text{ K}}{5,6 \text{ K}} \right]^2 = 207,1543 \quad \text{que es la ganancia real en la banda de paso}$$

Factor de Calidad Q de cada etapa de filtrado:  $Q = \omega_0 / \Delta\omega$

en la primer etapa:

$$\omega_{o1} = 18.2574 \text{ rad/seg} \quad , \quad \Delta\omega_1 = 6,7 \quad \therefore Q_1 = 2.7249$$

en la segunda etapa:

$$\omega_{o2} = 10.4624 \text{ rad/seg} \quad , \quad \Delta\omega_2 = 28,8 \quad \therefore Q_2 = 0.6767$$

Con un factor de amortiguamiento de:  $\zeta = 1/Q$

para la primer etapa:

$$\zeta_1 = 0,3669$$

para la segunda etapa:

$$\zeta_2 = 1,4799$$

Teniendo respuesta plana en la banda de paso con el filtro diseñado, (ref. 6-b).

Respuesta en frecuencia del filtro

de:

$$Tv(s) = \frac{4666.7}{s^2 + 6.7s + 333.4} \cdot \frac{5303}{s^2 + 28.8s + 378.8}$$

$$Tv(j\omega) = \frac{4666.7}{333.4 - \omega^2 + 6.7j\omega} \cdot \frac{5303}{378.8 - \omega^2 + 28.8j\omega}$$

$$Tv(j\omega)_{dB} = 147.87 - 20 \log \left( \sqrt{(333.4 - \omega^2)^2 + (6.7\omega)^2} \cdot \sqrt{(378.8 - \omega^2)^2 + (28.8\omega)^2} \right)$$

para  $\omega = 0$  rad/seg

$$Tv(j\omega)_{dB} = 45.84 \text{ dB} \quad , \quad \frac{\Delta V_o}{V_i} = 195.0 \text{ ganancia inicial en la banda de paso}$$

para  $\omega = 16$  rad/seg

$$Tv(j\omega)_{dB} = 51.87 \text{ dB} \quad , \quad \frac{\Delta V_o}{V_i} = 392.4 \text{ ganancia en la frecuencia de corte}$$

para  $\omega = 377$  rad/seg

$$Tv(j\omega)_{dB} = -58.21 \text{ dB} \quad , \quad \frac{\Delta V_o}{V_i} = 0.0012 \text{ ganancia en la banda de rechazo}$$

la respuesta en frecuencia se muestra en la fig. 6-12.

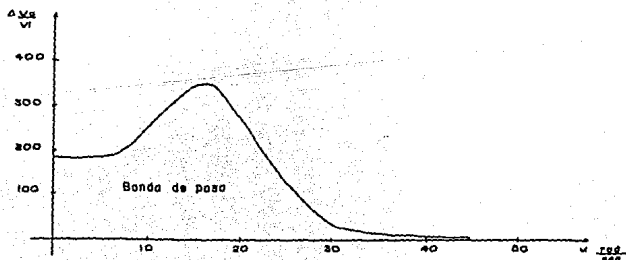


fig. 6-12. Gráfica  $(\frac{\Delta V_o}{V_i}, \omega)$  del filtro de 4º orden característica Butterworth.

Análisis de sensibilidad para la frecuencia de corte  $\omega_0$  de filtro y determinación del error relativo de la frecuencia de corte  $\omega_0$ .

La sensibilidad de un parámetro con respecto a otro:

$$S_p^f = \frac{\partial f}{\partial p} \cdot \frac{f}{p}$$

El error relativo de una función cualquiera con respecto a los parámetros que la forman:

$$\Delta f = \sum_{i=1}^n S_{x_i}^f V_{x_i} f$$

donde  $V_{x_i} =$  es la variabilidad del parámetro.

si:

$$f(x) = \omega_0 = (R_3 R_4 C_1 C_2)^{-1/2}$$

$$S_{R_4}^{\omega_0} = \frac{\partial \omega_0}{\partial R_4} \cdot \frac{R_4}{\omega_0} = -\frac{1}{2} \quad , \quad S_{R_3}^{\omega_0} = \frac{\partial \omega_0}{\partial R_3} \cdot \frac{R_3}{\omega_0} = -\frac{1}{2}$$

$$S_{C_1}^{\omega_0} = \frac{\partial \omega_0}{\partial C_1} \cdot \frac{C_1}{\omega_0} = -\frac{1}{2} \quad , \quad S_{C_2}^{\omega_0} = \frac{\partial \omega_0}{\partial C_2} \cdot \frac{C_2}{\omega_0} = -\frac{1}{2}$$

para:

$$V_{R_3} = \pm 0.1 \quad , \quad V_{R_4} = \pm 0.1$$

$$V_{C_1} = \pm 0.1 \quad , \quad V_{C_2} = \pm 0.1 \quad \text{en ambas etapas}$$

$\therefore$  el error relativo para  $\omega_0 = (R_3 R_4 C_1 C_2)^{-1/2}$  es:

$$\Delta \omega_0 = \omega_0 (S_{R_3}^{\omega_0} V_{R_3} + S_{R_4}^{\omega_0} V_{R_4} + S_{C_1}^{\omega_0} V_{C_1} + S_{C_2}^{\omega_0} V_{C_2})$$

$$\Delta \omega_0 = \pm \frac{\omega_0}{5} \quad \text{rad/seg}$$

$$\text{para } \omega_{01} = 18.287 \quad \text{rad/seg} \quad \therefore \Delta \omega_{01} = \pm 3.65 \quad \text{rad/seg}$$

$$\text{para } \omega_{02} = 19.462 \quad \text{rad/seg} \quad \therefore \Delta \omega_{02} = \pm 3.89 \quad \text{rad/seg}$$

Circuito final de la etapa de filtrado fig. 6-13.

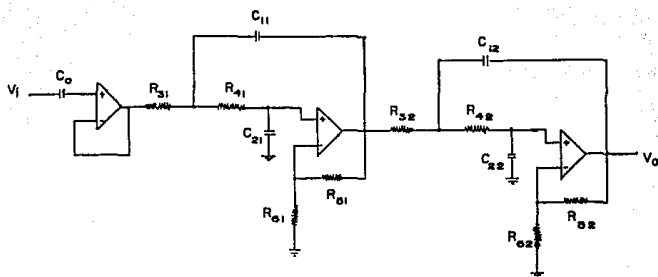


fig. 6-13. Etapa de filtrado para procesar la señal fisiológica analógica del ritmo cardíaco.

Ganancia del sistema:  $K = 207.1543$

Frecuencia de corte del filtro:  $\omega_0 = 19.46 \text{ rad/seg}$

$R_{31} = 150 \text{ K}\Omega$	$R_{32} = 120 \text{ K}\Omega$
$R_{41} = 2 \text{ M}\Omega$	$R_{42} = 2.2 \text{ M}\Omega$
$R_{51} = 75 \text{ K}\Omega$	$R_{52} = 75 \text{ K}\Omega$
$R_{61} = 5.6 \text{ K}\Omega$	$R_{62} = 5.6 \text{ K}\Omega$
$C_{11} = 0.1 \text{ }\mu\text{F}$	$C_{12} = 0.1 \text{ }\mu\text{F}$
$C_{21} = 0.1 \text{ }\mu\text{F}$	$C_{22} = 0.1 \text{ }\mu\text{F}$
$C_0 = 0.94 \text{ }\mu\text{F}$	capacitor de acople

El resultado de la etapa de filtrado se observa en la fig. 6-14.

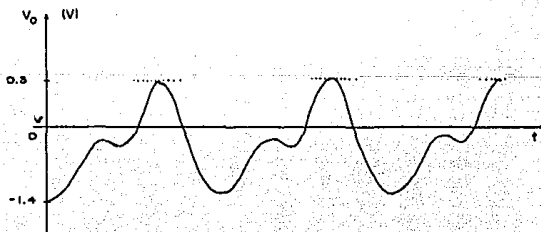


fig. 6-14. Señal fisiológica analógica filtrada de la frecuencia cardíaca.

### 6.3 CONVERSIÓN DIGITAL DE LA SEÑAL

Para que la señal fisiológica presentada en forma analógica pueda ser empleada con facilidad por el usuario, se requiere que la información sea mostrada en un despliegue luminoso, el uso de este tipo de presentación para cualquier tipo de información requiere de una conversión de la señal analógica a digital o en código binario, la transformación de la señal analógica en información binaria se realiza con un comparador de umbral o ventana tipo disparador de Schmitt, implementado con amplificadores operacionales del tipo TL084, el empleo de este tipo de disparador obedece a que la señal analógica a convertir es arbitraria, dependiendo de cada sujeto en estudio fig. 6-15. El acoplo de esta etapa con la posterior se efectúa mediante un impulsor ya que el comparador no suministra la intensidad de corriente adecuada para el funcionamiento de la siguiente etapa, el análisis y desarrollo del comparador y acoplo se presenta a continuación:

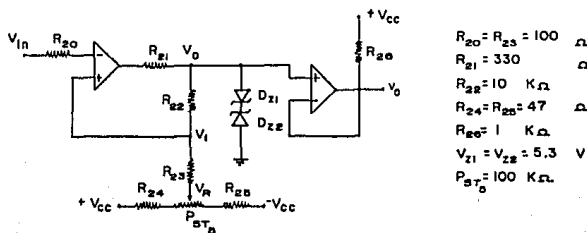


fig. 6-15. Convertidor digital tipo Schmitt.

Condiciones de disparo

caso A)  $V_{in(+)} = 0.2 \ \text{V}$  para  $V_0 = 5 \ \text{V}$

caso B)  $V_{in(-)} = 0.0 \ \text{V}$  para  $V_0 = -5 \ \text{V}$

Ecuación del voltaje de referencia

$$V_R = \frac{V_{in(+)} - V_{in(-)}}{2}$$

ecuación del nodo  $V_1$  :

$$V_1 - V_R = \frac{R_{23}}{R_{22} + R_{23}} (V_0 - V_R)$$



Umbral de disparo del comparador:

$$A) \quad V_{in} > V_i \quad \text{para } V_o > 0 \quad : \quad V_i = V_R + \frac{R_{23}}{R_{22} + R_{23}} (V_o - V_R)$$

$$B) \quad V_{in} < V_i \quad \text{para } V_o < 0 \quad : \quad V_i = V_R - \frac{R_{23}}{R_{22} + R_{23}} (V_o - V_R)$$

sustituyendo valores  $V_R = 0.1 \text{ V}$

$$A) \quad V_{in} > V_i \quad : \quad V_i = 0.1485 \text{ V} \quad \text{implica } V_o = 5 \text{ V}$$

$$B) \quad V_{in} < V_i \quad : \quad V_i = 0.0514 \text{ V} \quad \text{implica } V_o = -5 \text{ V} \quad \text{ver fig. 6-16}$$

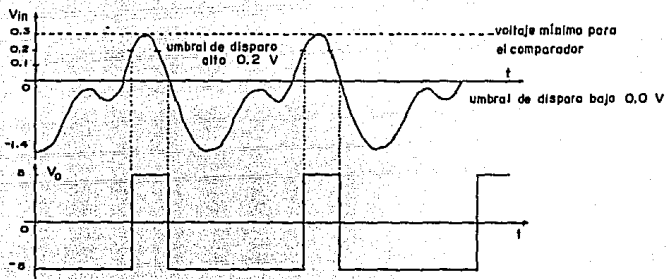


fig. 6-16. Gráfico del disparo producido por el comparador.

En la implementación del comparador de umbral se requiere de un voltaje de referencia  $V_R$  el cual se implementa con un arreglo de resistencias o con un regulador de voltaje variable. A continuación se muestra la señal que se obtiene a la salida del impulsor en la terminal 8 del circuito integrado fig. 6-17.

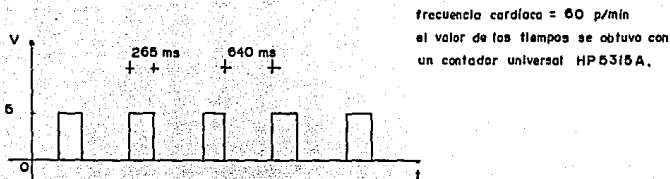


fig. 6-17. Señal fisiológica digital del ritmo cardíaco.

## 6.4 DESPLIFGUE DE LA INFORMACION

Una vez que la señal fisiológica se transforma en una señal digital, es necesario presentar al usuario el valor de dicha información de una manera clara. En la implementación de la misma se desarrolla un modelo básico de cuantificación, decodificación y despliegue el cual se describe en párrafos posteriores, en cuanto a la resolución en la rapidez de cuantificación del sistema, se emplean dos técnicas; una que consiste en efectuar en un minuto la cuenta de la frecuencia cardiaca y la otra que es capaz de cuantificarla en 10 segundos.

El modelo básico de cuantificación o conteo, decodificación y despliegue se muestra en la fig. 6-18.

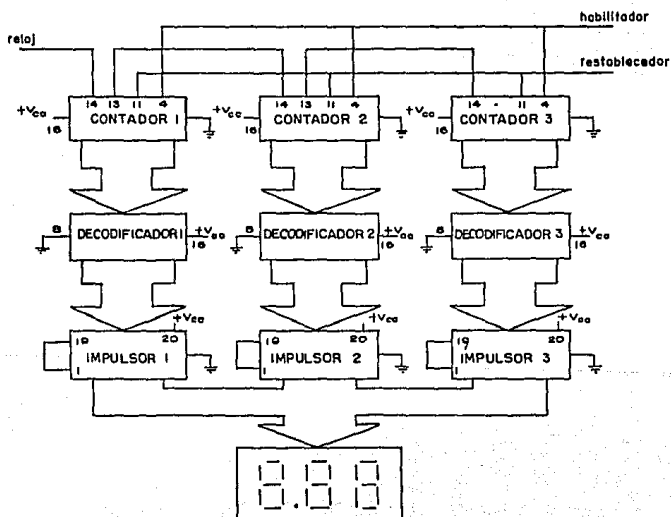


fig. 6-18. Diagrama básico de un contador digital.

Este modelo se realiza con tres contadores conectados en cascada, tres decodificadores conectados en paralelo teniendo uno por cada contador, tres impulsores uno por cada decodificador y tres despliegues luminosos de cátodo común, la resolución a tres dígitos se debe a que la frecuencia cardíaca se estandariza en 120 pulsaciones/minuto. La información se recibe en forma de tren de pulsos, es decir en serie, de aquí que la cuantificación se efectúa siguiendo esta característica.

Para evaluar la frecuencia cardíaca se emplean tres contadores de década síncronos del tipo SN74LS190 conectados en cascada, por medio de las terminales reloj y repetición de reloj que son habilitadas por la señal fisiológica digital, la cual actúa como una señal de reloj para los contadores, cuando se completa la cuenta en el primer contador, este genera en la terminal repetición de reloj un nivel de 5V, que se emplea como señal de reloj para el siguiente contador siendo de esta manera como se efectúa el encadenamiento. Para que al final de cada evaluación del ritmo cardíaco se inicie la cuenta en cero, es necesario conectar las terminales de datos ABC y D a tierra ver fig. 6-19.

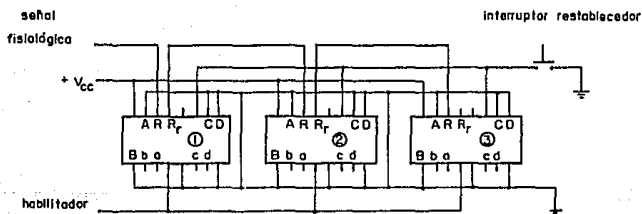


fig. 6-19. Conexión de los contadores SN74LS190.

Como se observa en la fig. 6-19. Los contadores tienen dos terminales, una de habilitamiento utilizada para atrapar la información y la de carga que realiza la función de borrado. Cuando en la línea de habilita-

miento se aplica un nivel de 0V, los contadores pueden recibir información, si se aplica en la misma línea un nivel de 5V, los contadores de tienen la cuenta manteniendo la información suministrada hasta ese instante. Si en la terminal carga de los contadores se aplica un nivel de 0V, junto con las terminales de datos ABC y D conectadas a tierra, se logra que la cuenta inicie en cero, efectuándose así la función de borrado.

Las salidas abc y d de los contadores se utilizan como entradas a los decodificadores en sus terminales correspondientes, de esta manera al recibir la información binaria, los decodificadores la convierten en código de siete segmentos, se emplean decodificadores del tipo SN74LS 248 (ref. 6.c.).

Con el fin de tener una adecuada luminiscencia en el despliegue numérico, se emplean impulsores de corriente octales del tipo SN74LS244 los cuales protegen a las salidas de los decodificadores y proporcionan un adecuado funcionamiento del despliegue al mismo tiempo, utilizando uno por cada decodificador.

El despliegue numérico, consta de tres dígitos de cátodo común tipo TIL313 (ref. 6.a.). fig. 6-20.

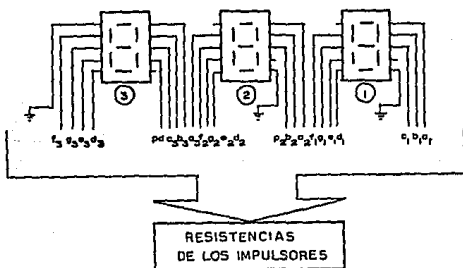


fig. 6-20. Despliegue numérico de diodos emisores de luz.

#### 6.4.1 EVALUACION DE LA FRECUENCIA CARDIACA EN UN MINUTO

La técnica empleada para obtener la información de la frecuencia cardíaca en un minuto, se implementa en base a un multivibrador monoestable tipo SN74LS221 que proporciona un nivel de 5V con duración de 60 segundos, que se genera al accionar un interruptor de botón. El dispositivo cuenta con dos terminales de entrada A y B, una de control de borrado y dos salidas  $\bar{Q}$  y Q.

Para generar el tiempo de adquisición de información en el sistema, se conecta la terminal de entrada A al nivel de 0V, la terminal de borrado se habilita con un nivel de 5V para que se deje el control del disparo a la entrada B, cuando en dicha terminal se aplica un nivel de 5V el multivibrador cambia de estado las salidas  $\bar{Q}$  y Q, en Q se genera un nivel de 0V y en  $\bar{Q}$  se genera un nivel de 5V, la duración en ambos estados es de 60 segundos.

En las terminales  $\bar{Q}$  y Q se colocan indicadores luminosos tipo diodos emisores de luz para señalar el estado en que se encuentren.

La duración del pulso de habilitamiento se efectúa a través de la descarga de un capacitor  $C_{ext}$  en una resistencia  $R_{ext}$  cuyo cálculo se realiza empleando la gráfica de la fig. 6-21. (ref. 6.c).

Todas las entradas del multivibrador poseen comparadores de disparo de umbral tipo Schmitt, lo que garantiza un disparo adecuado de la señal de habilitamiento.

La salida  $\bar{Q}$  se conecta a la terminal de habilitamiento de los contadores ya que es la línea que efectúa el control sobre ellos, para proporcionar un nivel de 5V a la entrada B, se utiliza un interruptor permanentemente abierto tipo botón conectado a tierra que cuando se acciona lo genera, a este mismo interruptor se conecta la terminal carga de los contadores para que en el mismo momento que se genera el tiempo de adquisición de la información se inicie la cuenta en cero fig. 6-22.

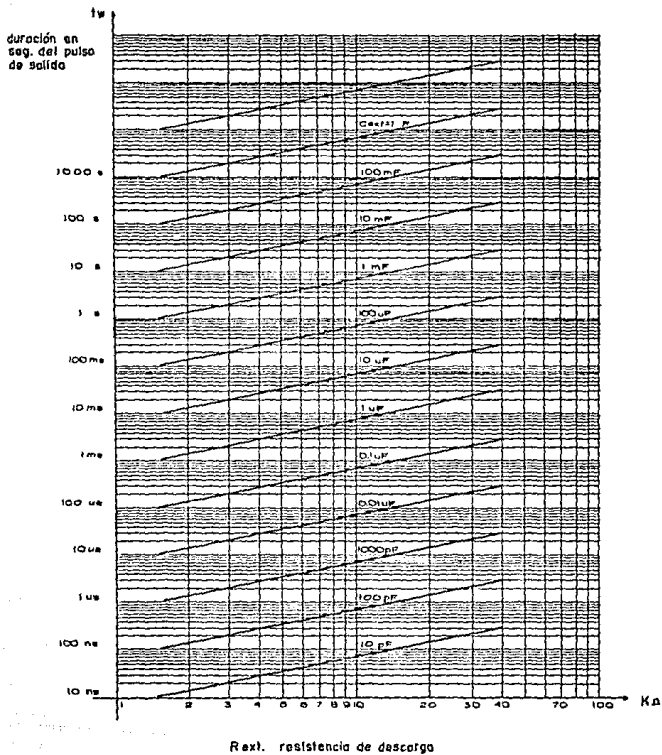


fig. 5-21. Gráfica de duración del pulso de salida contra resistencia de descarga  $R_{ext}$  para la evaluación del capacitor  $C_{ext}$ .

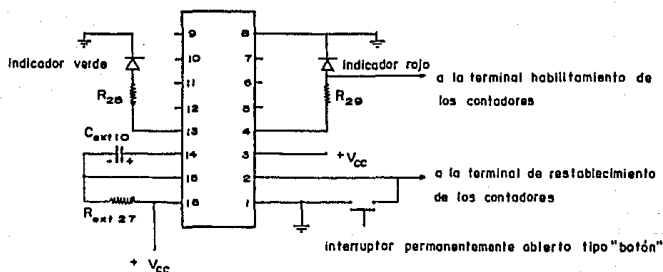


fig. 6-22. Circuito generador del tiempo de adquisición (50 s) de la frecuencia cardíaca, tipo SN74221.

Es importante mencionar que una vez iniciado el proceso de adquisición de información este no se puede detener ya que se debe esperar el tiempo de descarga del capacitor, si por alguna circunstancia se altera la obtención de la información el sistema seguirá operando hasta concluir el tiempo de adquisición de lectura, pudiéndose restaurar el mismo al final del tiempo de habilitamiento fig. 6-23.

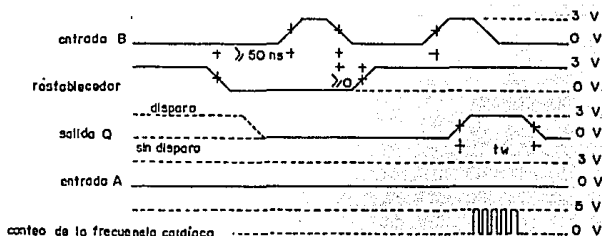


fig. 6-23. Diagrama de tiempos del sistema evaluador de la frecuencia cardíaca en un minuto.

A continuación se presenta el circuito de esta etapa siguiendo la técnica de adquisición en un minuto fig. 6-24.

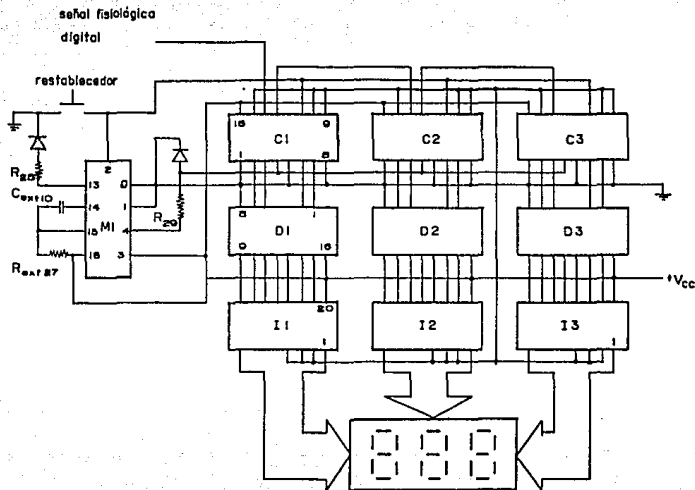


fig. 6-24. Diagrama del circuito que evalúa la frecuencia cardíaca en 1 minuto.

#### 6.4.2 EVALUACIÓN DE LA FRECUENCIA CARDÍACA EN DIEZ SEGUNDOS

Para la implementación del algoritmo con el que se adquiere la información de la frecuencia cardíaca en 10 segundos se emplea un multiplicador, un oscilador, un multivibrador monoestable dual, una compuerta "Y" y dos contadores binarios fig. 6-25.



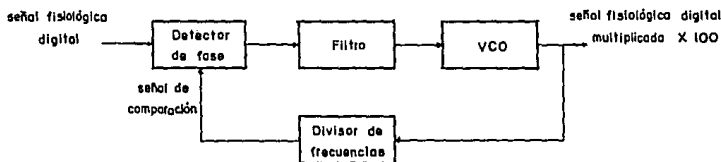


fig. 6-25. Diagrama de bloques del multiplicador de frecuencias empleado en la técnica de adquisición de la frecuencia cardíaca en 10 s.

La forma como se efectúa el procesamiento de la información mediante esta técnica es de la siguiente manera:

A la señal que se obtiene del impulsor de la etapa de conversión digital, se multiplica en frecuencia por un factor de 100, esto se logra mediante un encadenador de fase de malla (PLL) tipo CD4046 realimentado con un contador binario tipo MC4518 usado como divisor de frecuencias (ref. 6. d), la señal multiplicada en frecuencia se habilita a una compuerta "Y" donde se efectúa la operación de multiplicación algebraica con un pulso de nivel de 5V con duración de 600 ms, logrando con esto un promedio exacto de la frecuencia cardíaca de los pacientes en aproximadamente 10 segundos, tiempo en el que se estabiliza la señal fisiológica.

La duración del pulso de promedio se genera en el multivibrador monoestable dual tipo SN74LS221 que efectúa el disparo siguiendo la frecuencia de 1, 0.5 ó 0.25 Hz. Dependiendo de la velocidad de actualización de la información que se requiera, el tiempo de duración del pulso de promedio es generado a través de la descarga de un capacitor  $C_{ext}$  en una resistencia  $R_{ext}$  cuyo cálculo se efectúa siguiendo la gráfica de la fig. 6-21, el complemento de la señal de pulso de promedio,  $\bar{Q}_2$  es empleada para activar los contadores conectándola a la terminal de habilitamiento, la señal de promedio y su complemento  $\bar{Q}_2$  se generan a partir de un pulso de frecuencia 1, 0.5 ó 0.25 Hz con duración de 300  $\mu$ s producido por el otro monoestable siguiendo las mismas características de cálculo, el complemento de la señal

$\bar{Q}_1$  se utiliza para restablecer a "ceros" el sistema conectando la señal a la terminal carga de los contadores ver fig. 6-26.

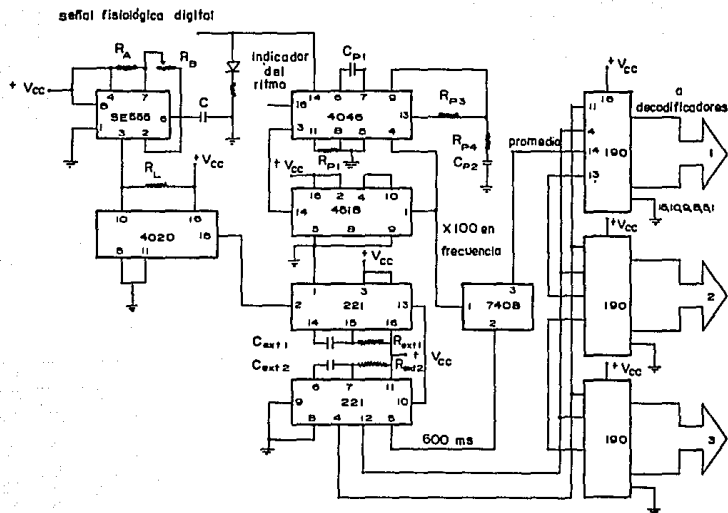


fig. 6-26. Circuito para evaluar la frecuencia cardíaca en 10 segundos.

El diagrama de tiempos indica la forma como se realiza el promedio de la frecuencia cardíaca en un paciente fig. 6-27. La señal de reloj que emplea el multivibrador monoestable se genera a partir de otro multivibrador tipo SE555 implementado como oscilador, generando una señal de reloj con frecuencia de 1024 Hz, que se divide a través de un contador para alcanzar señales cuyas frecuencias de oscilación sean; 1, 0.5 ó 0.25 Hz.

Se emplea esta técnica para evitar variaciones de la frecuencia base por cambios de temperatura.

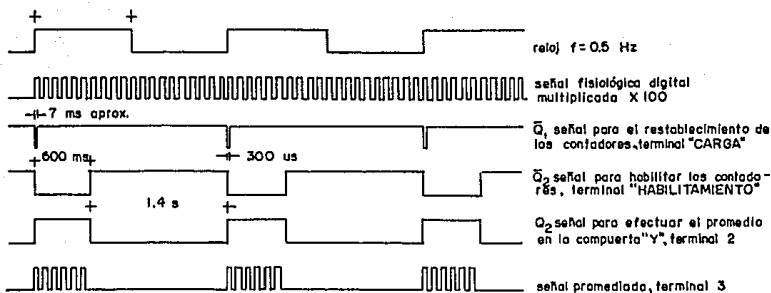


fig. 6-27. Diagrama de tiempos del sistema de evaluación de la frecuencia cardíaca en IC5seg.

## DISEÑO DE LOS CIRCUITOS QUE FORMAN LA TÉCNICA DE ADQUISICIÓN DE LA INFORMACIÓN EN 10 SEGUNDOS

### Base de tiempo del sistema

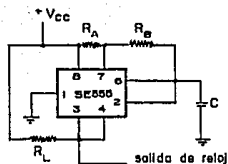


fig. 6-28. Base de tiempo.

$$\begin{aligned}
 f &= 1024 \text{ Hz} \\
 C &= 0.1 \text{ uF} \\
 R_L &= 1 \text{ K}\Omega \\
 R_B &= 100 \text{ K}\Omega \\
 R_A &= 6.2 \text{ K}\Omega \\
 t_H &= 851.6 \text{ us} \\
 t_L &= 141.92 \text{ us}
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 \text{Ecuaciones de diseño: } f &= 1.44 / (R_A + 2R_B) C, \quad t_H = 0.693(R_A + R_B) C \\
 &\text{y } t_L = 0.693 R_B C
 \end{aligned}$$

procedimiento:

- a) se fija  $C$  conociendo la frecuencia  $f$
- b) se fija  $R_A$  y calculamos  $R_B$  (ref. 6.e)
- c) los valores obtenidos de  $t_H$  y  $t_L$  indican el valor de duración del pulso en su estado alto y bajo respectivamente.

## División de la frecuencia base a través de un contador

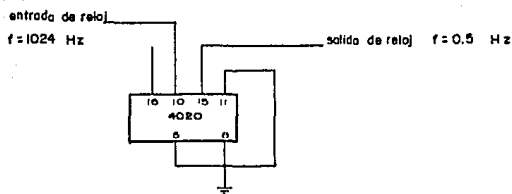


fig. 6-29. Divisor de frecuencias.

La selección de las terminales 1, 14 y 15 se efectúa en base a los requerimientos del usuario, ya que estas salidas fijan la velocidad de disparo del multivibrador monoestable, la implementación de este divisor de frecuencias se basa en el diagrama de tiempos del mismo (ref.6.d)

## Generación de pulsos de disparo y control de los contadores

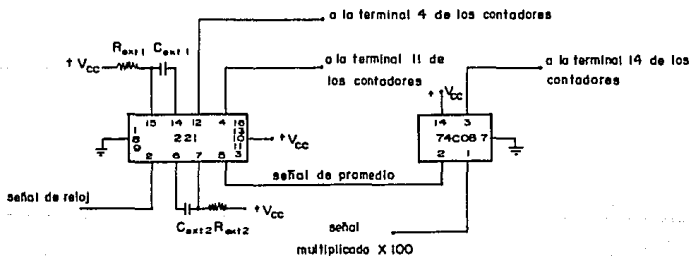


fig. 6-30. Circuito generador de los pulsos de control de los contadores y de promedio de la compuerta "Y".

## Multiplicador de frecuencia

La multiplicación de la señal fisiológica digital se realiza a través del uso de un encadenador de fase de malla (PLL), usado como multiplicador o sintetizador de frecuencias para el cual se realizan los siguientes cálculos (ref.6.d).

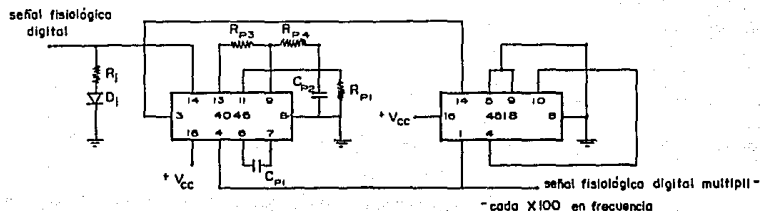


fig. 6-31. Circuito multiplicador X100 de la frecuencia cardíaca.

Ecuaciones de diseño

$$f_{\min} = \frac{1}{R_{p2} (C_{p1} + 32 \text{ pF})} \quad f_{\max} = \frac{1}{R_{p1} (C_{p1} + 32 \text{ pF})} + f_{\min}$$

$$R_{p4} = \frac{(8N/f_{\max}) - (N/2\pi\Delta f)}{C_{p2}} \quad \Delta f = f_{\max} - f_{\min} \quad R_{p3} = 10R_{p4}$$

$$K_{\beta} = \frac{V_{cc}}{4\pi} \quad K_{VCO} = \frac{2\pi\Delta f}{V_{cc} - 2} \quad \omega_n = \sqrt{\frac{K_{\beta} K_{VCO}}{NC_{p2}(R_{p3} + R_{p4})}}$$

Procedimiento de diseño

Dados:  $f_{\min}$ ,  $f_{\max}$ ,  $C_{p1}$ ,  $C_{p2}$ ,  $R_{p2}$  y  $N$

Calcular:  $R_{p1}$ ,  $R_{p4}$ ,  $R_{p3}$ ,  $K_{\beta}$ ,  $K_{VCO}$  y  $\omega_n$

$$\begin{aligned}
 \text{si: } f_{\min} &= 0 \text{ Hz} \\
 f_{\max} &= 1500 \text{ Hz} \\
 C_{p1} &= 0.01 \text{ uF} \\
 C_{p2} &= 2.2 \text{ uF} \\
 R_{p2} &= \infty \\
 N &= 100
 \end{aligned}$$

Calculando:

$$R_{p1} = \frac{1}{1500(0.01 \mu + 32 p)} = 66.45 \text{ K}\Omega \approx 68 \text{ K}\Omega$$

$$R_{p4} = \frac{(6 \times 100 / 1500) - (100 / 2\pi 1500)}{2.2 \mu} = 176.9 \text{ K}\Omega \approx 100 \text{ K}\Omega$$

$$R_{p3} = 10(100 \text{ K}) = 1 \text{ M}\Omega$$

$$K_d = 5/4\pi = 0.3978, \quad K_{VCO} = \frac{2\pi 1500}{3} = 3141.59$$

$$\omega_n = \sqrt{\frac{(0.3978)(3141.59)}{100(2.2 \mu)(1 \text{ M} + 100 \text{ K})}} = 2.2724 \text{ rad/seg}$$

$$\therefore f_n = \frac{\omega_n}{2\pi} = 0.3616 \text{ Hz}$$

La forma como se logra la multiplicación en frecuencia de la señal es la siguiente, en el circuito encadenador de fase existe un comparador de fase que determina el error de fase de la señal fisiológica digital con la señal realimentada a través del contador divisor de frecuencias, la señal de error obtenida es filtrada por una red de paso bajo para eliminar las armónicas no deseadas, generalmente se bloquea la segunda armónica, el voltaje que se genera en el filtro por la señal de error de fase se alimenta a un oscilador controlado por voltaje (VCO), la oscilación producida por el VCO es la frecuencia de la señal fisiológica digital multiplicada 100 veces, esta señal se promedia en la compuerta "V". Para efectuar la comparación de fases en el comparador, a la señal de salida del VCO se le divide en frecuencia a través de un contador divisor en 100, con lo que se genera la señal de comparación.

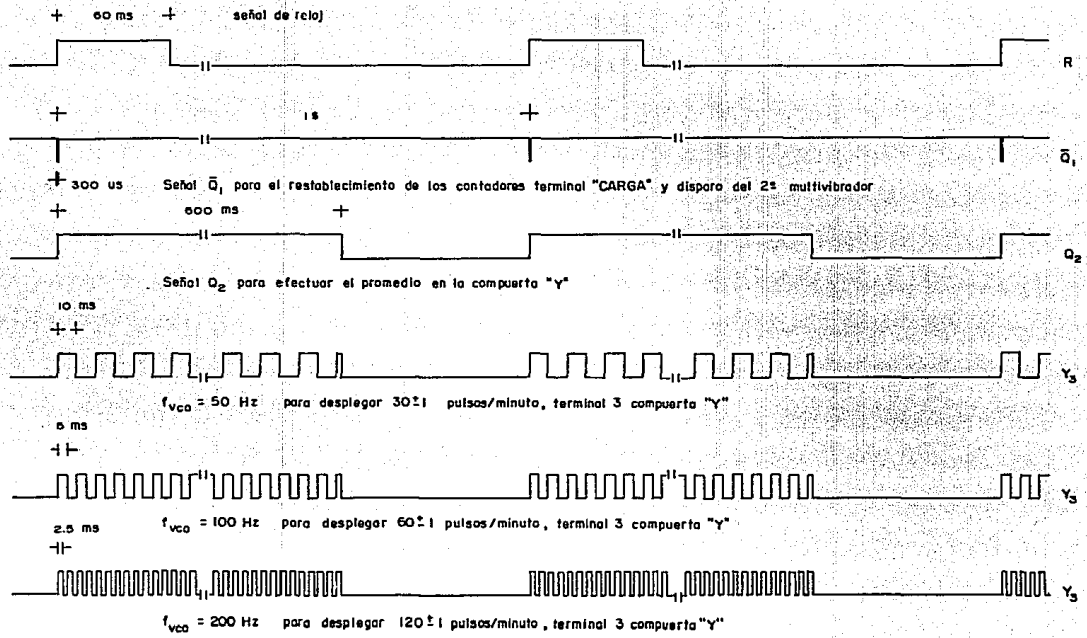


fig. 6-31a. Diagrama de tiempos para la evaluación de la frecuencia cardíaca en 10 segundos

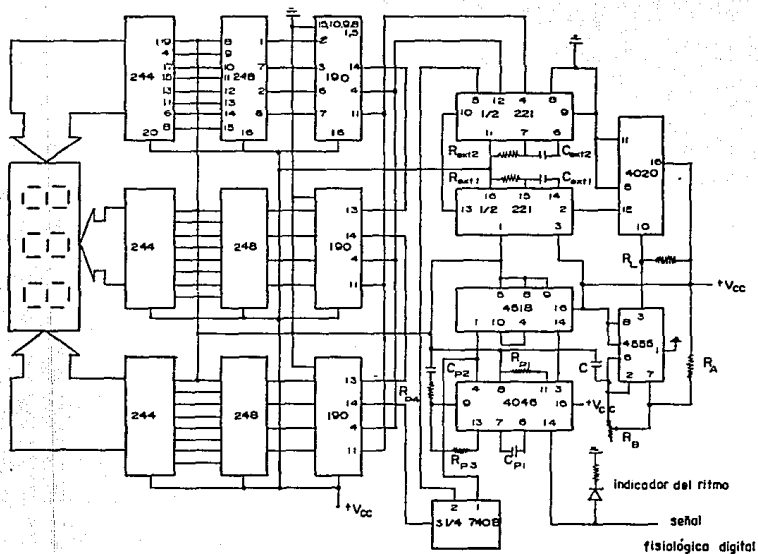


fig. 6-32. Diagrama del circuito que evalúa digitalmente la frecuencia cardíaca en 10 segundos.



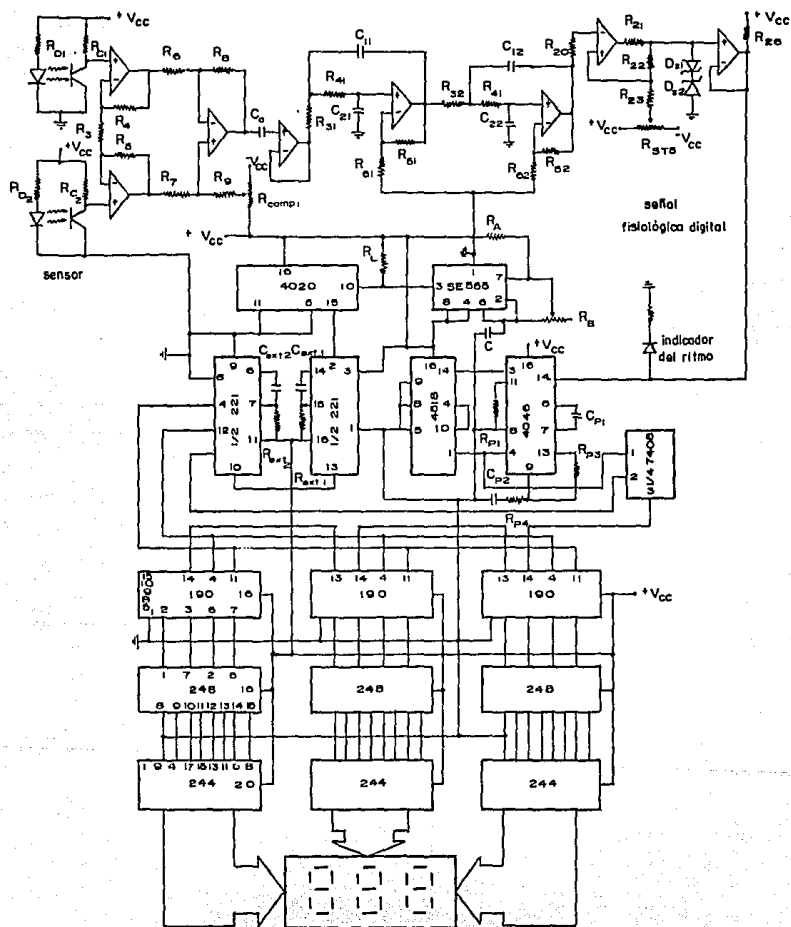


fig. 6-33. Circuito detector y evaluador de la frecuencia cardíaca

## 7 PRESIÓN ARTERIAL

La presión arterial junto con la temperatura y el ritmo cardíaco, es uno de los parámetros más importantes a medir en el cuidado de un paciente ya que la presión arterial puede ser un buen indicador de el estado de el sistema cardiovascular de un individuo.

La presión arterial se define como la fuerza que ejerce la sangre sobre las paredes vasculares por unidad de área.

Existen varias técnicas indirectas para detectar la presión arterial como la técnica oscilométrica, por auscultación de los sonidos bajo el brazalete inflado, por detección del movimiento de las paredes arteriales por detección de flujo sanguíneo, por impedancia pletismográfica y por el trasonido.

Las técnicas anteriores exceptuando el ultrasonido, se basan en el método de Riva-Rocci-Korotkoff, que consiste en utilizar un esfigmomanómetro con un estetoscopio o en lugar de este algún otro tipo de sensor de los sonidos. La forma de medición se ha mencionado en el capítulo 3.

En base a esta técnica se ha tratado de automatizar la obtención de la presión arterial. Los principales valores de presión a medir son la presión sistólica que corresponde al valor mayor y que se presenta durante la contracción del corazón en su ciclo cardíaco y la mínima conocida como presión diastólica, que corresponde al momento en el que se expande el corazón.

En la fig. 7-1, se presenta el diagrama de bloques de un sistema automático para medir la presión arterial por un método indirecto.

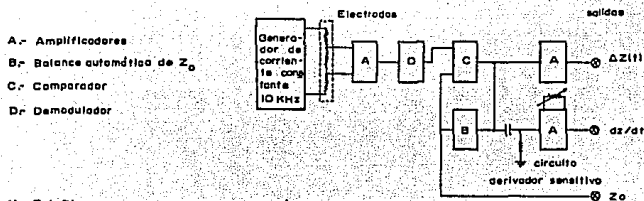


fig. 7-1 Diagrama de bloques del pletismógrafo de impedancias.

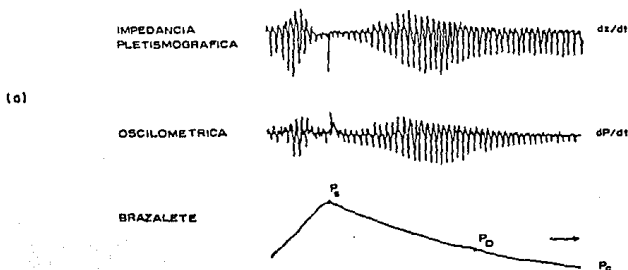
El sistema utiliza un micrófono como transductor de pulso junto con un brazalete inflable, así como un sistema de despliegue y registro para los resultados de presión sistólica y diastólica.

El transductor-amplificador, entrega dos señales de salida, una que es un voltaje proporcional a la presión ejercida por el brazalete y la otra que son los sonidos o pulsos amplificados de Korotkoff. Ambas señales pueden ser monitoreadas juntas o individualmente con los sonidos o pulsos superimpuestos sobre el trazo de la presión, la señal combinada se presenta en un graficador.

El sistema de inflado del brazalete, puede ser ajustado dentro de varios rangos de presión como también a diferentes intervalos de tiempo de inflado y desinflado.

#### DETERMINACION POR TECNICAS NO INVASIVAS DE LA PRESSION ARTERIAL

Una de las técnicas empleadas es la oscilométrica, esta técnica aprovecha el siguiente fenómeno; cuando un brazalete neumático colocado en el brazo es inflado desde un valor de presión por encima de la presión sistólica del sujeto, la pared arterial pulsa debido a la circulación de la sangre. Las pulsaciones detectadas son sensadas y moduladas por un sensor de presión. En las figs. 7-2a y 7-2b, se muestran presiones oscilatorias típicas, suponiendo que la información relacionada con la presión arterial, está contenida en la envolvente de los pulsos.



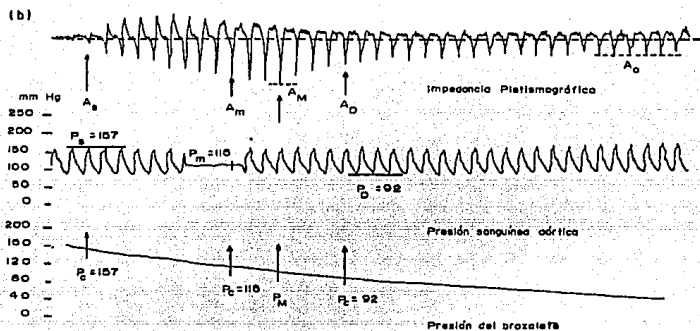


fig. 7-2. Registros simultáneos de la presión arterial por tres técnicas diferentes.

Cuando la presión del brazalete está por debajo de la presión sistólica, la amplitud de los pulsos oscilométricos nunca es constante, de aquí que la circulación puede no ser afectada cuando la presión del brazalete se decremente por debajo de el valor diastólico. Al ser utilizada esta técnica, podemos observar que no está marcado el momento en el cual la circulación regresa a la normalidad, lo que dificulta el desarrollo de un algoritmo que relacione la circulación normal sin contracción.

Empleando otra técnica que utiliza cuatro electrodos en la superficie de contacto de un brazalete normal para detección de presión arterial, se obtiene un tren de pulsos modulados de impedancia eléctrica como función de la presión del brazalete. En este caso, cuando la presión del brazalete está por debajo de la presión diastólica, las amplitudes negativas de los pulsos de impedancia pletismográfica son constantes todo el transcurso de desinflado hasta casi la deflexión. El primer pulso durante el desinflado del brazalete, es considerado como representativo de la presión sistólica la presión diastólica se toma en el punto de inflexión de la envolvente. Aprovechando la característica de que los pulsos negativos son constantes, se puede determinar la amplitud del pulso para un sujeto en particular, es decir, la amplitud  $A_0$  del pulso es función de las características anatómicas de cada persona, como la densidad de la pared arterial, la elasticidad

de la piel circundante, la relación entre la arteria y el diámetro del brazo, la posición de la arteria dentro del miembro, la resistividad sanguínea. El pulso diferencial alcanza una amplitud máxima  $A_m$  pudiendo ser función de una característica dinámica del cuerpo. Con estos dos parámetros  $A_0$  y  $A_m$  se obtiene un indicador adimensional de las características dinámicas del cuerpo,  $A_m/A_0$  usado como una variable independiente.

En las figs. 7-3a y 7-3b, se muestra el diagrama de bloques de el sistema utilizado en la obtención de la presión arterial por el método de impedancia pletismográfica.

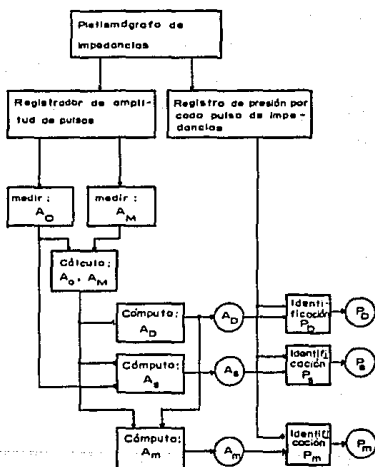


fig. 7-3a. Diagrama de bloques de un detector de presión arterial por impedancia pletismográfica.

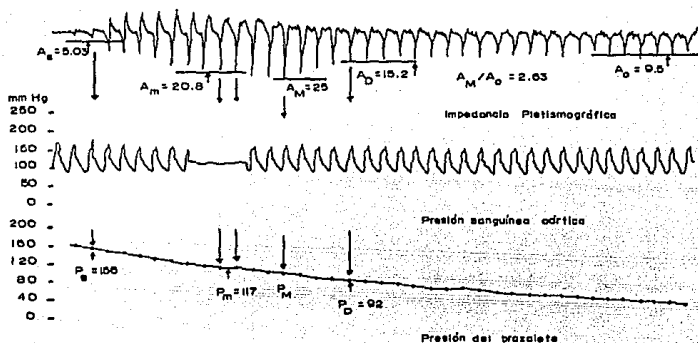


fig. 7-3b. Resultados obtenidos por impedancia pletismográfica.

Utilizando cuatro tiras de Mega-Alta conductividad tipo VELCRO pegadas a la cara interna de un brazalete y conectados a un pletismógrafo de impedancias.

El sistema ilustrado en las figs. 7-3a y 7-3b, entrega una corriente constante de (10 KHz) a dos electrodos exteriores del brazalete.

Un amplificador diferencial sensa las variaciones de impedancia  $A_2(t)$  producidas entre dos electrodos alojados dentro del brazalete, por la pulsación de la sangre. El sistema cuenta con un demodulador y una realimentación para compensar la componente de D.C., de la señal de impedancia eléctrica, (impedancia media  $Z_0$  del miembro) y un amplificador diferencial con constante de tiempo  $RC = 50 E-3$  seg, para generar la primera derivada de  $A_2(t)$ , o diferencial de pulso  $dz/dt$ .

El brazalete se infla o desinfla por medio de una bomba de aire (presión/vacío), un sistema de válvulas electromagnéticas de aire, un transductor de presión, un amplificador y un interruptor electrónico.

La presión arterial se mide durante el desinflado. Entre la diástole y sístole, la deflexión se ajusta automáticamente entre 2.5 y 5 mmHg, por latido de corazón (dependiendo del tamaño del brazo del sujeto). La deflexión se considera lineal dentro del 5.5 %, referida a la desviación en

el dominio de la presión (sístole-diástole) para un paciente en particu- lar. La determinación de la presión lleva aproximadamente 45 seg.

En forma experimental se obtienen las siguientes funciones lineales que se utilizan para obtener la presión arterial.

$$\frac{A_D}{A_M} = 0.965 - 0.141 \frac{A_M}{A_O} \quad (7-1)$$

$$\frac{A_S}{A_O} = 0.632 \frac{A_M}{A_O} - 1.07 \quad (7-2)$$

$$\frac{A_m}{A_S} = 0.632 \frac{A_M}{A_O} - 0.221 \quad (7-3)$$

$A_D$  es la diferencial de amplitud del pulso  $dz/dt$  o el momento en que la presión del brazalete es igual a la presión diastólica  $P_D$

$A_S$  es la diferencial de amplitud del pulso al momento en que la presión del brazalete es igual a la presión sistólica  $P_S$

$A_M$  es la diferencial de amplitud del pulso al momento en que la presión del brazalete es igual a la presión media  $P_M$

Las ecuaciones 7-1, 7-2 y 7-3 muestran la relación cualitativa de la contracción arterial del sistema circulatorio, pudiéndose en este caso cuantificar a diferencia del método oscilométrico. las diferencias anató-

micas de cada individuo son eliminadas mediante la normalización de la variable independiente  $A_m/A_0$ .

Dentro de los métodos no invasivos utilizados para la medición de la presión arterial se encuentra el de ultrasonido, que también emplea un brazalete. Colocando un transductor que transmite y recibe pequeños niveles de energía ultrasónica, se coloca entre el brazo y el brazalete y justo cuando la presión de la arteria excede a la del brazalete, las paredes de la arteria se mueven o brincan, provocando con este movimiento cambios en la frecuencia de la señal recibida. Estos cambios conocidos como efecto Doppler, se utilizan para identificar la presión sin requerir de un operador que identifique los sonidos de Korotkoff.

La frecuencia Doppler se define como:

$$\Delta F = \frac{2 v_f}{\lambda_c} \quad (7-4)$$

donde:

$\Delta F$  = Frecuencia Doppler (Hz)

$v_f$  = Velocidad del objeto remoto (m/s)

$\lambda_c$  = Longitud de onda portadora (m)

En un sistema monitor de presión, el transductor es el transmisor-receptor y la arteria braquial es el objeto lejano.

El movimiento de la arteria, produce el traslado de frecuencia (efecto Doppler), para medir la presión utilizando la ecuación 7-4, se debe definir

$$\lambda_c = \frac{v_c}{f_c} \quad (7-5)$$



donde:

$\lambda_c$  = longitud de onda (m) de la frecuencia portadora en el medio

$v_c$  = Velocidad de la frecuencia portadora en el medio, (la velocidad de la portadora en el agua es de 1480 m/s, que es muy cercana a la velocidad en el tejido humano)

$f_c$  = Es la frecuencia de la portadora en el medio 2 MHz de aquí que,

$\lambda_c = 0.74 \text{ E-3}$  por lo tanto la frecuencia Doppler se expresa como:

$$\Delta F = \frac{2 v_t}{0.74 \text{ E-3}} \quad \therefore \Delta F = 2.7 \text{ MHz.}$$

El diámetro de la arteria es de  $10 \text{ E-3}$  m aproximadamente contrayéndose hasta  $5 \text{ E-3}$  m, suponiendo que el cambio entre expansión y contracción ocurre cada  $0.1$  s, entonces se puede suponer que la velocidad de la pared arterial es:

$$v_t = \frac{\Delta d}{\Delta t} = \frac{5 \text{ E-3}}{0.1} = 50 \text{ E-3 m/s.}$$

Sustituyendo  $\lambda_c$  y  $v_t$  en 7-4 se tiene que la frecuencia Doppler del movimiento de la arteria es de 135 Hz.

Estos valores son típicos en sistemas que utilizan como frecuencia portadora 2 MHz. Empleando las fórmulas anteriores, se podrá determinar la frecuencia Doppler para otras frecuencias portadoras.

Para desarrollar un sistema capaz de medir la presión arterial en el presente trabajo de tesis, se plantea realizarlo de la siguiente manera:

Utilizando un sensor de presión y sonido de tipo semiconductor (STRAIN GAUGE) encapsulados dentro de una tableta de plástico del tamaño de un estetoscopio se pretende detectar los pulsos o sonidos del corazón

comparando con la presión ejercida por un brazalete inflado y colocado de la misma manera como se realiza el método de Riva-Rocci. Se tomará al primer pulso detectado al momento de permitir el escape de aire del brazalete como el valor de la presión sistólica y a la presión diastólica comparándola en amplitud y frecuencia, es decir estar comparando el pulso anterior con los 6 u 8 detectados anteriormente, si son iguales, entonces se podrá considerar que el valor correspondiente de presión en ese momento es el valor de la presión diastólica.

## CONCLUSIONES

Al determinar la temperatura corporal por un método no invasivo directo, el sensor implementado cumple satisfactoriamente su función, ya que se logra una lectura adecuada y estable bajo las condiciones especificadas para el diseño de esta sección, se observa que para tener una lectura estable se requiere de 1 minuto, a partir de la aplicación del sensor en la zona del cuerpo en la que se desee determinar la temperatura, no así cuando se determina la temperatura en estados con diferencias notorias de la misma, ya que su evaluación se logra de forma inmediata.

Las anteriores observaciones implican, que el dispositivo empleado como detector de temperatura desarrolla una respuesta rápida, dependiendo de el valor de los incrementos o decrementos de temperatura a determinar.

Para el procesamiento Análogo-Digital de esta sección, se observó que el procedimiento empleado es uno de los mejores, ya que el convertidor solo requiere de pocos elementos pasivos, resistencias y capacitores, para proporcionar la señal procesada de la manera más conveniente, el empleo de impulsores de corriente se hace necesario para lograr la compatibilidad de esta sección con la del ritmo cardíaco, además de satisfacer los requerimientos de diseño del despliegue numérico.

Una ventaja que se tiene al emplear este tipo de sistemas, es la facilidad que se presenta al apreciar por medio de dígitos luminosos, los valores de temperatura que se determinan, otra ventaja que se presenta, es la fácil aplicación del sensor y su óptima intercambiabilidad con ligeros ajustes en el sistema.

Al emplear tecnología CMOS en este tipo de sistemas se tiene un ahorro considerable de energía, obteniéndose algunas ventajas técnicas así como económicas. Como se podrá apreciar en el desarrollo e implementación del sistema no se incorpora esta tecnología totalmente, ya que en varias ocasiones se tuvo la necesidad de adecuarse a los componentes que existen en el mercado.

En base a los resultados que se tuvieron con el sistema desarrollado ver gráficas figs. 5-5 y 5-6, comparados con los obtenidos por métodos con

vencionales así como con otros termómetros digitales, permiten concluir que el sistema es confiable, ya que las variaciones con los patrones de comparación son mínimas, del orden del 1%, esto es de esperarse ya que los resultados obtenidos por A. Ohte, M. Yagamata y K. Akiyama (ref. 5.a) así lo demostraban.

Al evaluar la frecuencia cardíaca empleando técnicas no invasivas, proporcionar al usuario la información con más facilidad ya que el sensor así lo permite, el brindar al usuario diferentes algoritmos para la solución de un problema, permite elegir, el procedimiento más conveniente para cada situación en particular.

En la determinación de la frecuencia cardíaca se emplea una técnica que permite al sensor detectar las variaciones de tonalidad en el torrente sanguíneo, sin que el sensor tenga contacto directo con la fuente de señal, a esta técnica se le denomina densitometría.

Una vez concluido este trabajo se determinó que existen algunas opciones que optimizarían cada una de las secciones que lo forman, de las cuales citaremos algunas.

El transductor empleado es un dispositivo de luz infrarroja, que se usa como; detector de nivel, detector de objetos o masas e indicadores de inicio y fin de cintas, este dispositivo se adecuó para emplearlo como detector de densitometría. El arreglo empleado es un par de dispositivos idénticos, uno usado como referencia de voltaje para el sistema y otro que se emplea como transductor, este arreglo que permite realizar la detección satisfactoriamente, se ve limitado; al movimiento involuntario de la falange del sujeto en estudio, al grosor del tejido cutáneo, a la limpieza de la superficie de la piel, a la temperatura de la falange y al diámetro de ésta, ya que el diámetro de la cámara de sujeción se estandarizó.

Una mejora al sistema transductor, se puede lograr empleando un conjunto de dispositivos detectores para efectuar el monitoreo del torrente sanguíneo en diferentes zonas, de tal forma que aunque exista el movimiento en la falange siempre haya algún sensor que detecte las variaciones. Otra mejora es la de diseñar un mecanismo que permita la introducción en la cámara de sujeción, en falanges de diversos diámetros, implicando con esto una adecuada aplicación del sensor, el problema del grosor del tejido cutá-

neo se resuelve implementando sensores cuya distancia de alcance sea mayor que el original de 3 mm. Un problema que limita fuertemente a la etapa de transducción es la temperatura, ya que al descender ésta, los capilares y arteriolas en las que se efectúa la detección, sufren constricción lo cual disminuye considerablemente el volumen del torrente sanguíneo, llegando en algunos casos a no detectarse por los sensores, este problema es inherente al sistema de detección, por lo que su solución es difícil ya que depende únicamente de las características propias de cada paciente.

Se ha puesto especial énfasis en esta etapa ya que teniendo una mejor respuesta de esta sección, la etapa de acondicionamiento podría modificarse teniendo tan solo un comparador de umbral tipo Smith, ya que se logran niveles de 100 mV aproximados de respuesta del transductor, originalmente se tienen 8 mV aproximados de respuesta, de lograrse esta notable mejora en la respuesta del transductor, se facilita el manejo analógico de la señal fisiológica en nuestro sistema.

Para el manejo digital de la señal fisiológica inicialmente el valor de la frecuencia cardíaca se determina en 60 seg. ya que es la forma convencional, esto se logra utilizando un circuito temporizador para el control de inicio de toma de lectura, así como para determinar la finalización del tiempo de toma de lectura y control de los contadores, este sistema presenta la característica de proporcionar la cuenta "real" de pulsos realizados por el corazón en 60 seg. Ya que el control del sistema es automático, el usuario solo debe esperar 60 seg. a partir de la aplicación del sensor y disparo del multivibrador para tener un valor "real" de frecuencia cardíaca, es evidente que si existe una alteración en la detección de los pulsos de frecuencia cardíaca el valor determinado será erróneo, una limitante que se tiene con este sistema, es la de tener que esperar los 60 seg. para iniciar un nuevo tiempo de toma de lectura, esto debido a que el retardo se logra mediante la descarga de un capacitor en una resistencia y a no tener una forma de regresar al estado inicial del multivibrador. Debido a que el sistema de detección no es el óptimo y el tiempo que se tarda en obtener un valor de frecuencia cardíaca este sistema se desechó, aunque en las tarjetas de circuito impreso se permite su implementación si así se requiere.

Para evaluar la frecuencia cardíaca en aproximadamente 10 seg. se empleó un encadenador de fase de malla (PLL) habilitado como multiplicador de frecuencias, este pequeño sistema se complementa con un circuito temporizador y un circuito que promedia la señal digital de interés, fig. 6-26. Al emplear este sistema se tiene un valor de frecuencia cardíaca más rápido, que se actualiza cada 2 seg. Con este algoritmo el valor de frecuencia cardíaca es un promedio y por lo tanto es un valor aproximado del valor real de frecuencia cardíaca. Este sistema presenta dos problemas; uno que es el tiempo en que se logra enfatizar la señal de frecuencia cardíaca que es de 4 a 6 seg. y el de presentar en el despliegue dos lecturas una alta por ejemplo, 86 y otra baja de 66 latidos por minuto, este último problema se debe principalmente al tipo de salida del filtro de paso bajo empleado, se pudo comprobar que la salida del filtro mantiene dos niveles de voltaje, que obligan al VCO a tener dos frecuencias de oscilación para una sola frecuencia de entrada, el valor que garantiza en este caso el valor promedio de frecuencia cardíaca es el más alto o en su defecto el valor que se repite con mayor frecuencia. Este problema se puede solucionar tentativamente colocando un filtro activo o un convertidor de frecuencia a voltaje.

El problema del tiempo de encadenamiento que se presenta, es debido a la lentitud de la señal fisiológica y dependerá de la frecuencia cardíaca de cada individuo en estudio, es decir, se tiene un pulso de frecuencia cardíaca por segundo aproximadamente.

Evitando las dos oscilaciones del VCO y optimizando el tiempo de enfaseamiento del PLL, se podrán mejorar los resultados obtenidos con este sistema.

Como se indicó en párrafos anteriores, el mejoramiento del sistema de transducción modificarla sustancialmente el resultado final del sistema, al modificarse la etapa de transducción, la señal fisiológica digital es más estable, lo que obliga al encadenamiento más rápido del PLL, dependiendo únicamente de la frecuencia cardíaca de cada paciente en estudio.

La sección que complementa al sistema de instrumentación médica es el que evalúa la presión arterial, esta sección aunque no se implementó, se trabajó inicialmente en el sistema a emplear, consistiendo en un brazalete de insuflación, transductor de sonido (en base a un semiconductor), un cir

cuito de comparación, un circuito para convertir a forma digital la señal analógica de comparación y un despliegue numérico.

Para la implementación del transductor se trabajó conjuntamente con el Departamento de Semiconductores del Instituto de Ciencias de la Universidad Autónoma de Puebla (DSICUAP), diseñándose dos sensores basados en un puente resistivo de material semiconductor, el primero detecta los pulsos de presión superficialmente en la piel y en la zona de la aorta, esto se logra mecánicamente al deflexionarse un vástago adherido a una de las ramas del puente, los resultados obtenidos con este transductor son buenos ya que se lograba detectar los pulsos de presión, pero no se podía distinguir el tono de ellos. Un problema que presenta este transductor es el nivel de presión que es necesario ejercer en el brazaletes (arriba de 200 mmHg) y la dificultad de encontrar una zona adecuada para colocar el sensor dentro del brazaletes.

Va que el primer transductor posee algunas fallas, se implementó un segundo transductor que al igual que el detector convencional (estetoscopio) percibe los pulsos de amplitud por vibración sonora, este transductor se basa en el mismo puente resistivo de semiconductor, y está encapsulado en un compartimiento muy parecido al de un estetoscopio, logrando con esto la detección del tono y la amplitud de los pulsos de presión. La terminación de este transductor se limitó a encontrar la membrana acústica que tuviese la mejor resolución, para esto se empleó el material plástico de radiografías, quedando la caracterización del transductor como la última etapa en la que se trabajó en el DSICUAP.

El algoritmo para evaluar los pulsos de presión, se basa en los resultados obtenidos por Harry Herscovi y Dean H. Roller, investigadores del IEEE en la determinación por técnica no invasiva de la presión sanguínea por impedancia pletismográfica (Junio 1986), en esta investigación se registran tres gráficas; una de impedancia pletismográfica, otra por técnica oscilométrica y una más de la presión ejercida en el brazaletes de insuflación, empleando estos registros, es factible determinar la diástole y sístole del torrente sanguíneo, figs. 7-2a y 7-2b, en base a las características observadas en los registros, y teniendo la respuesta del segundo transductor (amplitud y tono de los pulsos de presión) se puede evaluar la presión arterial.

La forma como se efectúa esta evaluación es la siguiente, al colocar el transductor dentro del brazalete y al insuflarlo, se obstruye el flujo del torrente sanguíneo, al permitir que se restituya el flujo sanguíneo, el transductor percibe un primer pulso abrupto de presión arterial, este representa la sístole, al continuar el desinflado del brazalete el transductor seguirá percibiendo los pulsos de presión, cuando el sistema detecte la repetición de amplitud y tono de un pulso de presión por más de cuatro veces, éste será el valor de la diástole en el sistema, el uso de un circuito de memoria es imprescindible para la realización de esta sección y es menester de una investigación más detallada.



## REFERENCIAS

- 4.a INTEGRATED ELECTRONICS ANALOG AND DIGITAL CIRCUITS AND SYSTEMS  
Jacob Millman, Ph. D Christos C Halkias Ph. D  
Mc Graw Hill  
1982
  
- 5.a PRECISION SILICON TRANSISTOR THERMOMETER  
A Ohte M, Yagata and K Akiyama  
Yokawa Electric Works Limited, Musashino-shi, Tokio 180 Japan  
1982 American Institute of Physics.
  
- 6.a THE OPTOELECTRONICS DATA BOOK FOR DESIGN ENGINEERS  
Texas Instruments  
Fifth Edition
  
- 6.b INGENIERIA DE CONTROL MODERNA  
Katsuhiko Ogata  
PRENTICE HALL INTERNACIONAL  
1980
  
- 6.c TTL DATA BOOK Texas Instruments
  
- 6.d CMOS/NMOS SPECIAL FUNCTIONS DATA  
SERIES A  
MOTOROLA INC 1984
  
- 6.e NATIONAL SEMICONDUCTORS "LINEAR DATA BOOK" National Semiconduc-  
tors Inc.

## BIBLIOGRAFIA

### AMPLIFICADORES OPERATIVOS DISEÑO Y APLICACION

Jerald G. Graeme      Gene E. Tobey

Ed. Diana.

1982

### BIOMEDICAL INSTRUMENTATION AND MEASUREMENTS

Leslie Cromwell      Fred J Weibell      Erich A Pfeiffer

Prentice-Hall

1980

### BIOMEDICAL INSTRUMENTATION AND MEASUREMENTS

Leslie Cromwell      Fred J Weibell      Erich A Pfeiffer      Leo B Usselman

Prentice-Hall Inc.

1973

### BIOMEDICAL INSTRUMENTS THEORY AND DESIGN

Walter Welkowitz

Sid Deutsch

### DESIGN OF PHASE LOCKED LOOP CIRCUITS WITH EXPERIMENTS

Howard M Berlin

Howard W Sams & Co Inc

### ELECTRONIC CIRCUITS DISCRETE AND INTEGRATED

Donald L Schilling      Charles Belove

Mc Graw Hill

1983

FISIOLOGIA HUMANA  
Dr Arthur C Guyton  
Ed Interamericana  
1983 Quinta Edición

FUNDAMENTOS DEL DIAGNOSTICO  
Luis Martín Abreu  
Ed Francisco Mendez Cervantes  
1976 Segunda Edición

HOSPITAL INSTRUMENTATION CARE AND SERVICING FOR CRITICAL CARE UNITS  
Robert B Spooner  
1977

INGENIERIA DE CONTROL MODERNA  
Katsuhiko Ogata  
Prentice Hall Internacional  
1980

INTEGRATED ELECTRONICS ANALOG AND DIGITAL CIRCUITS AND SYSTEMS  
Jacob Millman, Ph D. Christos C Halkias Ph D.  
Mc Graw Hill  
1982

MEDICAL INSTRUMENTATION APLICATION AND DESIGN  
INGENIERIA BIOMEDICA  
1979  
John W Clark  
Houghton Mifflin Company Boston  
TOMO II

MICROELECTRONICS DIGITAL AND ANALOG CIRCUITS AND SYSTEMS

Jacob Millman Ph D.

Mc Graw Hill

1979

PHASE LOCKED LOOPS THEORY DESIGN AND APPLICATIONS

Dr Roland E Best

Mc Graw Hill

1976

PHASE LOCKED LOOPS & THEIR APPLICATION

William C Lindsey      Marwin K Simon

IEEE      PRESS

PRACTICAL INSTRUMENTATION TRANSDUCER

Franc Oliver

Hayden 1971

SEMILOGIA MEDICA Y TECNICA EXPLORATORIA

J Surós

Ed. Salvat

1964 Tercera Edición

TRANSDUCERS THEORY AND APPLICATIONS

John A Allocca      Allen Stuart

Prentice-Hall

1984

TRANSDUCERS SENSORS AND DETECTORS

Robert G Seippel

CMOS LOGIC DATA  
SERIES A  
MOTOROLA INC 1985

CMOS/NMOS  
SPECIAL FUNCTIONS DATA  
SERIES A  
MOTOROLA INC 1984

INTERSIL "LOW COST DIGITAL PANEL METER DESIGNS"  
INTERSIL INC 1980

MANUAL DE SEMICONDUCTORES DE SILICIO  
*Texas Instruments*  
Ed 82/83

NATIONAL SEMICONDUCTORS "CMOS DATA BOOK"  
*National Semiconductors Inc.*

NATIONAL SEMICONDUCTORS "LINEAR DATA BOOK"  
*National Semiconductors Inc.*

NATIONAL SEMICONDUCTORS "TTL DATA BOOK"  
*National Semiconductors Inc.*

THE OPTOELECTRONICS DATA BOOK FOR DESIGN ENGINEERS  
*Texas Instruments*  
*Fifth Edition*

TTL DATA BOOK *Texas Instruments*

REVISTA MEXICANA DE INGENIERIA BIOMEDICA

Vol VI Número 1 Enero a Abril/1985

REVISTA TRIBUNA MEDICA

Agosto (1) 1984

TOMO XLVII N°2

BLOOD PRESSURE INSTRUMENTS:

*Direct Systolic/Diastolic Measurement*

*Forrest Fox, M.S.E.E.*

*Baylor College of Medicine Department of Surgery and  
The Methodist Hospital Monitoring Department Houston, Texas.*

BLOOD PRESSURE INSTRUMENTS:

*Noninvasive, Arterial Measurement*

*Stanley Raber*

*Roche Medical Electronics Inc.*

*Subsidiary of Hoffmann-La Roche Inc.*

*Cranbury, New Jersey.*

NONINVASIVE DETERMINATION OF CENTRAL BLOOD PRESSURE

BY IMPEDANCE PLETHISMOGRAPHY

*Harry Herscovici, and Dean H. Roller*

*Member, IEEE.*

*IEEE Transaction of Biomedical Engineering,*

*Vol BME-33 N°6 June 1986.*

PRECISION SILICON THERMOMETER

*A. Ohte M, Yagamata and K. Akiyama*

*Yokowa Electric Works Limited, Masashino-shi, Tokio 180 Japan*

*1982 American Institute of Physics.*

## APENDICE A

# INTERMIL

## ICL7106/7107 3 1/2 Digit Single Chip A/D Converter

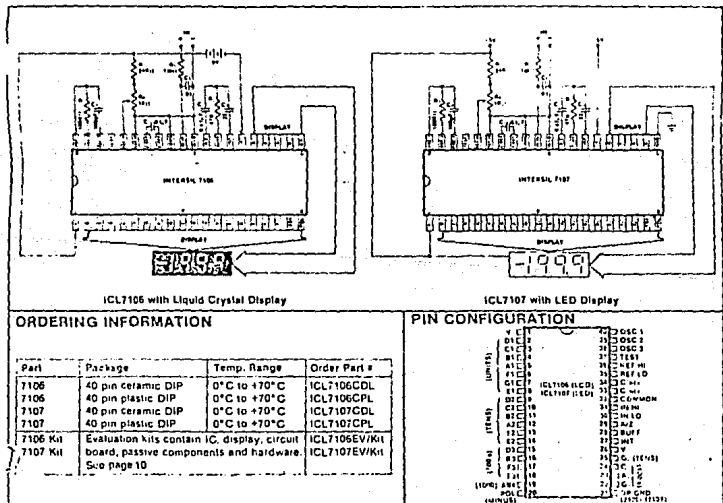
### FEATURES

- Guaranteed zero reading for 0 volts input on all scales.
- True polarity at zero for precise null detection.
- 1 pA typical input current.
- True differential input and reference.
- Direct display drive - no external components required. — LCD ICL7106  
— LED ICL7107
- Low noise - less than 15 $\mu$ V p-p.
- On-chip clock and reference.
- Low power dissipation - typically less than 10mW.
- No additional active circuits required.
- Evaluation Kit available.

### GENERAL DESCRIPTION

The Intersil ICL7106 and 7107 are high performance, low power 3-1/2 digit A/D converters containing all the necessary active devices on a single CMOS IC. Included are seven-segment decoders, display drivers, reference, and a clock. The 7106 is designed to interface with a liquid crystal display (LCD) and includes a backplane drive, the 7107 will directly drive an instrument-size light emitting diode (LED) display.

The 7106 and 7107 bring together an unprecedented combination of high accuracy, versatility, and true economy. High accuracy like auto-zero to less than 10 $\mu$ V, zero drift of less than 1 $\mu$ V/ $^{\circ}$ C, input bias current of 10 pA max., and full-scale error of less than one count. The versatility of true differential input and reference is useful in all systems, but gives the designer an uncommon advantage when measuring load cells, strain gauges and other bridge-type transducers. And finally the true economy of single power supply operation (7106), enabling a high performance panel meter to be built with the addition of only 7 passive components and a display.



### ORDERING INFORMATION

Part	Package	Temp. Range	Order Part #
7106	40 pin ceramic DIP	0 $^{\circ}$ C to +70 $^{\circ}$ C	ICL7106CDL
7106	40 pin plastic DIP	0 $^{\circ}$ C to +70 $^{\circ}$ C	ICL7106CPL
7107	40 pin ceramic DIP	0 $^{\circ}$ C to +70 $^{\circ}$ C	ICL7107CDL
7107	40 pin plastic DIP	0 $^{\circ}$ C to +70 $^{\circ}$ C	ICL7107CPL
7106 Kit	Evaluation kits contain IC, display, circuit board, passive components and hardware.		ICL7106EV/Kit
7107 Kit			ICL7107EV/Kit

See page 10

### PIN CONFIGURATION

Pin	Symbol	Function
1	V <sub>CC</sub>	OSC 1
2	DSC 2	OSC 2
3	DSC 3	OSC 3
4	REF 1	REF 1
5	REF 2	REF 2
6	REF 3	REF 3
7	REF 4	REF 4
8	REF 5	REF 5
9	REF 6	REF 6
10	REF 7	REF 7
11	REF 8	REF 8
12	REF 9	REF 9
13	REF 10	REF 10
14	REF 11	REF 11
15	REF 12	REF 12
16	REF 13	REF 13
17	REF 14	REF 14
18	REF 15	REF 15
19	REF 16	REF 16
20	REF 17	REF 17
21	REF 18	REF 18
22	REF 19	REF 19
23	REF 20	REF 20
24	REF 21	REF 21
25	REF 22	REF 22
26	REF 23	REF 23
27	REF 24	REF 24
28	REF 25	REF 25
29	REF 26	REF 26
30	REF 27	REF 27
31	REF 28	REF 28
32	REF 29	REF 29
33	REF 30	REF 30
34	REF 31	REF 31
35	REF 32	REF 32
36	REF 33	REF 33
37	REF 34	REF 34
38	REF 35	REF 35
39	REF 36	REF 36
40	REF 37	REF 37
41	REF 38	REF 38
42	REF 39	REF 39
43	REF 40	REF 40
44	REF 41	REF 41
45	REF 42	REF 42
46	REF 43	REF 43
47	REF 44	REF 44
48	REF 45	REF 45
49	REF 46	REF 46
50	REF 47	REF 47
51	REF 48	REF 48
52	REF 49	REF 49
53	REF 50	REF 50
54	REF 51	REF 51
55	REF 52	REF 52
56	REF 53	REF 53
57	REF 54	REF 54
58	REF 55	REF 55
59	REF 56	REF 56
60	REF 57	REF 57
61	REF 58	REF 58
62	REF 59	REF 59
63	REF 60	REF 60
64	REF 61	REF 61
65	REF 62	REF 62
66	REF 63	REF 63
67	REF 64	REF 64
68	REF 65	REF 65
69	REF 66	REF 66
70	REF 67	REF 67
71	REF 68	REF 68
72	REF 69	REF 69
73	REF 70	REF 70
74	REF 71	REF 71
75	REF 72	REF 72
76	REF 73	REF 73
77	REF 74	REF 74
78	REF 75	REF 75
79	REF 76	REF 76
80	REF 77	REF 77
81	REF 78	REF 78
82	REF 79	REF 79
83	REF 80	REF 80
84	REF 81	REF 81
85	REF 82	REF 82
86	REF 83	REF 83
87	REF 84	REF 84
88	REF 85	REF 85
89	REF 86	REF 86
90	REF 87	REF 87
91	REF 88	REF 88
92	REF 89	REF 89
93	REF 90	REF 90
94	REF 91	REF 91
95	REF 92	REF 92
96	REF 93	REF 93
97	REF 94	REF 94
98	REF 95	REF 95
99	REF 96	REF 96
100	REF 97	REF 97
101	REF 98	REF 98
102	REF 99	REF 99
103	REF 100	REF 100
104	REF 101	REF 101
105	REF 102	REF 102
106	REF 103	REF 103
107	REF 104	REF 104
108	REF 105	REF 105
109	REF 106	REF 106
110	REF 107	REF 107
111	REF 108	REF 108
112	REF 109	REF 109
113	REF 110	REF 110
114	REF 111	REF 111
115	REF 112	REF 112
116	REF 113	REF 113
117	REF 114	REF 114
118	REF 115	REF 115
119	REF 116	REF 116
120	REF 117	REF 117
121	REF 118	REF 118
122	REF 119	REF 119
123	REF 120	REF 120
124	REF 121	REF 121
125	REF 122	REF 122
126	REF 123	REF 123
127	REF 124	REF 124
128	REF 125	REF 125
129	REF 126	REF 126
130	REF 127	REF 127
131	REF 128	REF 128
132	REF 129	REF 129
133	REF 130	REF 130
134	REF 131	REF 131
135	REF 132	REF 132
136	REF 133	REF 133
137	REF 134	REF 134
138	REF 135	REF 135
139	REF 136	REF 136
140	REF 137	REF 137
141	REF 138	REF 138
142	REF 139	REF 139
143	REF 140	REF 140
144	REF 141	REF 141
145	REF 142	REF 142
146	REF 143	REF 143
147	REF 144	REF 144
148	REF 145	REF 145
149	REF 146	REF 146
150	REF 147	REF 147
151	REF 148	REF 148
152	REF 149	REF 149
153	REF 150	REF 150
154	REF 151	REF 151
155	REF 152	REF 152
156	REF 153	REF 153
157	REF 154	REF 154
158	REF 155	REF 155
159	REF 156	REF 156
160	REF 157	REF 157
161	REF 158	REF 158
162	REF 159	REF 159
163	REF 160	REF 160
164	REF 161	REF 161
165	REF 162	REF 162
166	REF 163	REF 163
167	REF 164	REF 164
168	REF 165	REF 165
169	REF 166	REF 166
170	REF 167	REF 167
171	REF 168	REF 168
172	REF 169	REF 169
173	REF 170	REF 170
174	REF 171	REF 171
175	REF 172	REF 172
176	REF 173	REF 173
177	REF 174	REF 174
178	REF 175	REF 175
179	REF 176	REF 176
180	REF 177	REF 177
181	REF 178	REF 178
182	REF 179	REF 179
183	REF 180	REF 180
184	REF 181	REF 181
185	REF 182	REF 182
186	REF 183	REF 183
187	REF 184	REF 184
188	REF 185	REF 185
189	REF 186	REF 186
190	REF 187	REF 187
191	REF 188	REF 188
192	REF 189	REF 189
193	REF 190	REF 190
194	REF 191	REF 191
195	REF 192	REF 192
196	REF 193	REF 193
197	REF 194	REF 194
198	REF 195	REF 195
199	REF 196	REF 196
200	REF 197	REF 197

INTERMIL, INC., 10710 N. TANTAU AVE., CUPERTINO, CA 95014  
Printed in U.S.A. © 1980 Intersil, Inc., All Rights Reserved

408 996-5613 TTY: 408 996-6121

10710



# ICL7106/ICL7107



## ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Power Dissipation (Note 1)	
Curamic Package	1000mW
Plastic Package	800mW

ICL7106

Supply Voltage (V <sup>+</sup> to V <sup>-</sup> )	15V
Analog Input Voltage (either input) (Note 2)	V <sup>+</sup> to V <sup>-</sup>
Reference Input Voltage (either input)	V <sup>+</sup> to V <sup>-</sup>
Clock Input	Test to V <sup>+</sup>

Operating Temperature	0°C to +70°C
Storage Temperature	-65°C to +160°C
Lead Temperature (Soldering, 60 sec)	300°C

ICL7107

Supply Voltage	
V <sup>+</sup>	+6V
V <sup>-</sup>	-9V
Analog Input Voltage (either input) (Note 2)	V <sup>+</sup> to V <sup>-</sup>
Reference Input Voltage (either input)	V <sup>+</sup> to V <sup>-</sup>
Clock Input	Gnd to V <sup>+</sup>

Note 1: Dissipation rating assumes device is mounted with all leads soldered to printed circuit board.

Note 2: Input voltages may exceed the supply voltages provided the input current is limited to  $\pm 100\mu\text{A}$ .

Stresses above those listed under Absolute Maximum Ratings may cause permanent damage to the device. These are stress ratings only, and functional operation of the device at these or any other conditions above those indicated in the operational sections of the specifications is not implied. Exposure to absolute maximum rating conditions for extended periods may affect device reliability.

## ELECTRICAL CHARACTERISTICS (Note 3)

CHARACTERISTICS	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Zero Input Reading	V <sub>IN</sub> = 0.0V Full Scale = 200.0mV	-000.0	±000.0	+000.0	Digital Reading
Ratiometric Reading	V <sub>IN</sub> = V <sub>REF</sub> V <sub>REF</sub> = 100mV	999	599/1000	1000	Digital Reading
Rollover Error (Difference in reading for equal positive and negative reading near Full Scale)	-V <sub>IN</sub> = +V <sub>IN</sub> = 200.0mV	-1	±2	+1	Counts
Linearity (Max. deviation from best straight line fit)	Full scale = 200mV or full scale = 2.000V	-1	±2	+1	Counts
Common Mode Rejection Ratio (Note 4)	V <sub>CM</sub> = ±1V, V <sub>IN</sub> = 0V, Full Scale = 200.0mV		50		μV/V
Noise (Pk-Pk value not exceeded 95% of time)	V <sub>IN</sub> = 0V Full Scale = 200.0mV		15		μV
Leakage Current (Input)	V <sub>IN</sub> = 0		1	10	pA
Zero Reading Drift	V <sub>IN</sub> = 0 0° < T <sub>A</sub> < 70°C		0.2	1	μV/°C
Scale Factor Temperature Coefficient	V <sub>IN</sub> = 199.0mV 0° < T <sub>A</sub> < 70°C (Ext. Ref. 0ppm/°C)		1	5	ppm/°C
Supply Current (Does not include LED current for 7107, V <sup>+</sup> pin)	V <sub>IN</sub> = 0		0.6	1.8	mA
V <sup>-</sup> supply current 7107 ONLY			0.6	1.8	mA
Analog Common Voltage (With respect to Pos. Supply)	25kΩ between Common & Pos. Supply	2.4	2.8	3.2	V
Temp. Coeff. of Analog Common (With respect to Pos. Supply)	25kΩ between Common & Pos. Supply		80		μpm/°C
7106 ONLY Pk-Pk Segment Drive Voltage, Pk-Pk Backplane Drive Voltage (Note 5)	V <sup>+</sup> to V <sup>-</sup> = 9V	4	5	6	V
7107 ONLY Segment Sinking Current (Except Pin 19)	V <sup>+</sup> = 5.0V Segment voltage = 3V	5	8.0		mA
(Pin 19 only)		10	16		mA

Note 3: Unless otherwise noted, specifications apply to both the 7106 and 7107 at T<sub>A</sub> = 25°C, f<sub>clock</sub> = 45kHz. 7106 is tested in the circuit of Figure 2. 7107 is tested in the circuit of Figure 3.

Note 4: Refer to "Differential Input" discussion on page 4.

Note 5: Back plane drive is in phase with segment drive for "off" segment, 180° out of phase for "on" segment. Frequency is 2.5kHz. Average DC component is less than 50mV.

# ICL7106/ICL7107

## TEST CIRCUITS

INTERSIL

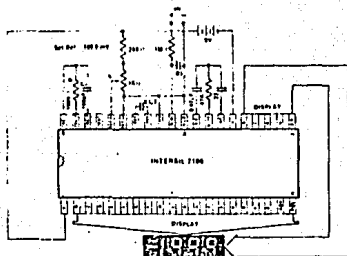


Figure 1: 7106

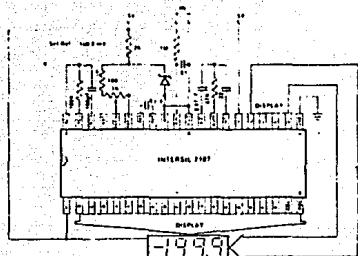


Figure 2: 7107

## DETAILED DESCRIPTION ANALOG SECTION

Figure 3 shows the Block Diagram of the Analog Section for the ICL 7106 and 7107. Each measurement cycle is divided

into three phases. They are (1) auto-zero (A-Z), (2) signal integrate (INT) and (3) deintegrate (DE).

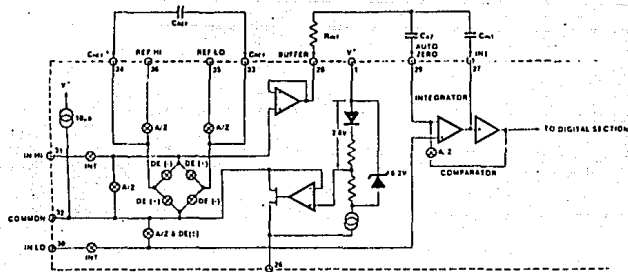


Figure 3: Analog Section of 7106/7107

### 1. Auto-zero phase

During auto-zero three things happen. First, input high and low are disconnected from the pins and internally shorted to analog COMMON. Second, the reference capacitor is charged to the reference voltage. Third, a feedback loop is closed around the system to charge the auto-zero capacitor  $C_{AZ}$  in compensate for offset voltages in the buffer amplifier, integrator, and comparator. Since the comparator is included in the loop, the A-Z accuracy is limited only by the noise of the system. In any case, the offset referred to the input is less than  $10\mu V$ .

### Signal Integrate phase

During signal integrate, the auto-zero loop is opened, the internal short is removed, and the internal input high and low are connected to the external pins. The converter then integrates the differential voltage between IN HI and

IN LO for a fixed time. This differential voltage can be within a wide common mode range, within one volt of either supply. If, on the other hand, the input signal has no return with respect to the converter power supply, IN LO can be tied to analog COMMON to establish the correct common-mode voltage. At the end of this phase, the polarity of the integrated signal is determined.

### 3. De-integrate phase

The final phase is de-integrate, or reference integrate. Input high is internally connected to analog COMMON and input low is connected across the previously charged reference capacitor. Circuitry within the chip ensures that the capacitor will be connected with the correct polarity to cause the integrator output to return to zero. The time required for the output to return to zero is proportional to the input signal. Specifically the digital reading displayed is  $1000 \frac{V_{IN}}{V_{REF}}$ .

## ICL7106/ICL7107

### Differential Input

The input can accept differential voltages anywhere within the common mode range of the input amplifier, or specifically from 0.5 volts below the positive supply to 1.0 volt above the negative supply. In this range the system has a CMRR of 85 dB typical. However, since the integrator also swings with the common mode voltage, care must be exercised to assure the integrator output does not saturate. A worst case condition would be a large positive common mode voltage with a near full-scale negative differential input voltage. The negative input signal drives the integrator positive when most of its swing has been used up by the positive common mode voltage. For these critical applications, the integrator swing can be reduced to less than the recommended 2V full scale swing with little loss of accuracy. The integrator output can swing within 0.3 volts of either supply without loss of linearity. See A032 for the effects of stray capacitance.

### Differential Reference

The reference voltage can be generated anywhere within the power supply voltage of the converter. The main source of common mode error is a roll-over voltage caused by the reference capacitor losing or gaining charge to stray capacity on its nodes. If there is a large common mode voltage, the reference capacitor can gain charge (increase voltage) when called up to de-integrate a positive signal but lose charge (decrease voltage) when called up to de-integrate a negative input signal. This difference in reference for (+) or (-) input voltage will give a roll-over error. However, by selecting the reference capacitor large enough in comparison to the stray capacitance, this error can be held to less than 0.5 count for the worst case condition (See Component Value Selection below).

### Analog COMMON

This pin is included primarily to set the common mode voltage for battery operation (7106) or for any system where the input signals are floating with respect to the power supply. The COMMON pin sets a voltage that is approximately 2.8 volts more negative than the positive supply. This is selected to give a minimum end-of-life battery voltage of about 6V. However, the analog common has some of the attributes of a reference voltage. When the total supply voltage is large enough to cause the zener to regulate (-2V), the common voltage will have a low voltage coefficient (0.01%/V), low output impedance ( $< 15\Omega$ ), and a temperature coefficient typically less than 80ppm/°C.

The limitations of the on-chip reference should also be recognized, however. With the 7107, the internal heating which results from the LED drivers can cause some degradation in performance. Due to their higher thermal resistance, plastic parts are poorer in this respect than ceramic. The combination of reference Temperature Coefficient (TC), internal chip dissipation, and package thermal resistance can increase nodes near full scale from 25  $\mu$ V to 80  $\mu$ V. Also the increase in going from a high dissipation count such as 1000 20 segments on to a low dissipation count such as 1111 8 segments on can suffer by a count or more. Devices with a negative TC reference may require several counts to pull out of an overload condition. This is because overload is a low dissipation mode, with the three least significant digits blanked. Similarly, units with a negative TC may cycle between overload and a non-overload count as the die alternately heats and cools. All

INTEGRAL

these problems are of course eliminated if an external reference is used.

The 7106, with its negligible dissipation, suffers from none of these problems. In either case, an external reference can easily be added, as shown in Fig. 4.

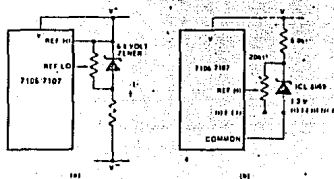


Figure 4: Using an External Reference

Analog COMMON is also used as the INLO return during auto-zero and de-integrate. If INLO is different from analog COMMON, a common mode voltage exists in the system and is taken care of by the excellent CMRR of the converter. However, in some applications INLO will be set at a fixed known voltage (power supply common for instance). In this application, analog COMMON should be tied to the same point, thus removing the common mode voltage from the converter. The same holds true for the reference voltage. If reference can be conveniently referenced to analog COMMON, it should be since this removes the common mode voltage from the reference system.

Within the IC, analog COMMON is tied to an N channel FET that can sink 30mA or more of current to hold the voltage 2.8 volts below the positive supply when a load is trying to pull the common line positive! However, there is only 10  $\mu$ A of source current, so COMMON may easily be tied to a more negative voltage thus over-riding the internal reference.

### Test

The TEST pin serves two functions. On the 7106 it is coupled to the internally generated digital supply through a 500 $\Omega$  resistor. Thus it can be used as the negative supply for externally generated segment drivers such as decimal points or any other presentation the user may want to include on the LCD display. Figures 5 and 6 show such an application. No more than a 1mA load should be applied.

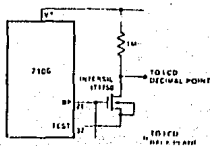


Figure 5: Simple Inverter for Fixed Decimal Point

## ICL7106/ICL7107

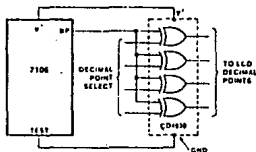


Figure 8: Exclusive OR Gate for Decimal Point Drive

The second function is a "lamp test". When TEST is pulled high (to V<sup>+</sup>) all segments will be turned on and the display should read - 1888. The TEST pin will sink about 10mA under these conditions.

Caution: on the 7106, in the lamp test mode, the segments have a constant d-c voltage (no square-wave) and may burn the LCD display if left in this mode for several minutes.

## DIGITAL SECTION

Figures 7 and 8 show the digital section for the 7106 and 7107, respectively. In the 7106, an internal digital ground is generated from a 6 volt Zener diode and a large P channel source follower. This supply is made stiff to absorb the relative large capacitive currents when the back plane (BP) voltage is switched. The BP frequency is the clock frequency divided by 800. For three readings second this is a 60 Hz square wave with a nominal amplitude of 5 volts. The segments are driven at the same frequency and amplitude and are in phase with BP when OFF, but out of phase when ON. In all cases negligible d-c voltage exists across the segments.

Figure 8 is the Digital Section of the 7107. It is identical to the 7106 except that the regulated supply and back plane drive have been eliminated and the segment drive has been increased from 2 to 8 mA, typical for instrument size common anode LED displays. Since the 1000 output (pin 19) must sink current from two LED segments, it has twice the drive capability or 16mA.

In both devices, the polarity indication is "on" for negative analog inputs. If INLO and INHI are reversed, this indication can be reversed also, if desired.

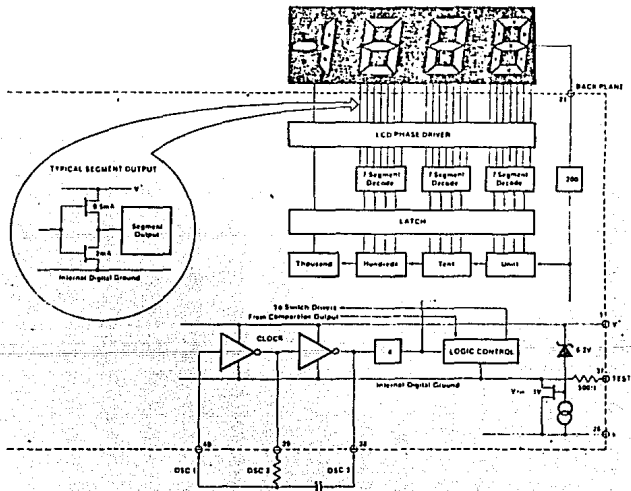


Figure 7: Digital Section 7106

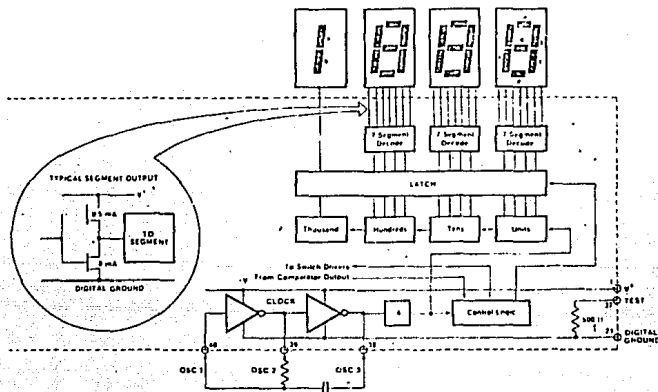


Figure 8: Digital Section 7107

### System Timing

Figure 9 shows the clocking arrangement used in the 7106 and 7107. Three basic clocking arrangements can be used:

1. An external oscillator connected to pin 40.
2. A crystal between pins 39 and 40.
3. An R-C oscillator using all three pins.

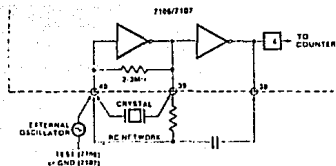


Figure 9: Clock Circuits

The oscillator frequency is divided by four before it clocks the decade counters. It is then further divided to form the three convert-cycle phases. These are signal integrate (1000 counts), reference de-integrate (0 to 2050 counts) and auto-zero (1000 to 3000 counts). For signals less than full scale, auto-zero gets the unused portion of reference de-integrate. This makes a complete measure cycle of 4,000/116,000 clock pulses independent of input voltage. For three readings/second, an oscillator frequency of 48kHz would be used.

To achieve maximum rejection of 60 Hz pickup, the signal integrate cycle should be a multiple of 60 Hz. Oscillator frequencies of 240kHz, 120kHz, 80kHz, 60kHz, 48kHz, 40kHz, 33.3 kHz, etc. should be selected. For 50 Hz rejection, oscillator frequencies of 200kHz, 100kHz, 66.7 kHz, 50kHz, 40kHz, etc. would be suitable. Note that

40kHz (2.5 readings/second) will reject both 50 and 60 Hz (also 400 and 440 Hz).

### COMPONENT VALUE SELECTION

#### 1. Integrating Resistor

Both the buffer amplifier and the integrator have a class A output stage with 100 $\mu$ A of quiescent current. They can supply 20 $\mu$ A of drive current with negligible non-linearity. The integrating resistor should be large enough to remain in this very linear region over the input voltage range, but small enough that undue leakage requirements are not placed on the PC board. For 2 volt full scale, 470k $\Omega$  is near optimum and similarly a 47k $\Omega$  for a 200 mV scale.

#### 2. Integrating Capacitor

The integrating capacitor should be selected to give the maximum voltage swing that ensures tolerance build-up will not saturate the integrator swing (approx. 0.3 volt from either supply), by the  $110\mu$ s of the  $110\mu$ s, when the analog COMMON is used as a reference, a nominal  $\pm 2$  volt full scale integrator swing is fine. For the 7107 with  $\pm 5$  volt supplies and analog COMMON tied to supply ground, a  $\pm 3.5$  to  $\pm 4$  volt swing is nominal. For three readings/second (48kHz clock) nominal values for  $C_{int}$  are 0.02 $\mu$ F and 0.10 $\mu$ F, respectively. Of course, if different oscillator frequencies are used, these values should be changed in inverse proportion to maintain the same output swing.

An additional requirement of the integrating capacitor is it have low dielectric absorption to prevent multiplier errors. While other types of capacitors are acceptable for this application, polypropylene capacitors are undetectable errors at reasonable cost.

#### 3. Auto-Zero Capacitor

The size of the auto-zero capacitor has some effect on the noise of the system. For 200 mV full scale with 100 readings

## ICL7106/ICL7107

INTERNATIONAL

is very important, a 0.47  $\mu$ F capacitor is recommended. On the 2 volt scale, a 0.047  $\mu$ F capacitor increases the speed of recovery from overload and is adequate for noise on this scale.

#### 4. Reference Capacitor

A 0.1  $\mu$ F capacitor gives good results in most applications. However, where a large common mode voltage exists i.e. the REF LO pin is not at analog COMMON and a 200mV scale is used, a larger value is required to prevent roll-over error. Generally 1.0  $\mu$ F will hold the roll-over error to 0.5 count in this instance.

#### 5. Oscillator Components

For all ranges of frequency a 100K $\Omega$  resistor is recommended and the capacitor is selected from the equation  $f = \frac{1}{2\pi RC}$ . For 48kHz clock (3 readings/second), C = 100pF.

#### 6. Reference Voltage

The analog input required to generate full-scale output (2000 counts) is  $V_{IN} = 2V_{REF}$ . Thus, for the 200 mV and 2 000 volt scale,  $V_{REF}$  should equal 100.0 mV and 1 000 volt, respectively. However, in many applications where the A/D is connected to a transducer, there will exist a scale factor other than unity between the input voltage and the digital reading. For instance, in a weighing system, the designer might like to have a full scale reading when the voltage from the transducer is 0.682V. Instead of dividing the input down to 200.0 mV, the designer should use the input voltage directly and select  $V_{REF} = .341V$ . Suitable values for integrating resistor and capacitor would be 120K $\Omega$  and 0.22 $\mu$ F. This makes the system slightly quieter and also avoids a divider network on the input. The 7107 with  $\pm 5V$  supplies can accept input signals up to  $\pm 4V$ . Another advantage of this system occurs when a digital reading of zero is desired for  $V_{IN} \neq 0$ . Temperature

and weighing systems with a variable tare are examples. This offset reading can be conveniently generated by connecting the voltage transducer between IN HI and COMMON and the variable for fixed offset voltage between COMMON and  $\pm N$  LO.

#### 7. 7107 Power Supplies

The 7107 is designed to work from  $\pm 5V$  supplies. However, if a negative supply is not available, it can be generated from the clock output with 2 diodes, 2 capacitors, and an inexpensive I.C. Figure 10 shows this application.

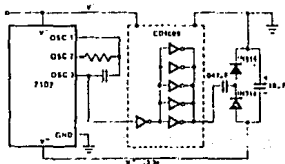


Figure 10: Generating Negative Supply from +5V

In fact, in selected applications, no negative supply is required. The conditions to use a single 15V supply are

1. The input signal can be referenced to the center of the common mode range of the converter.
2. The signal is less than  $\pm 1.5$  volts.
3. An external reference is used.

## TYPICAL APPLICATIONS

The 7106 and 7107 may be used in a wide variety of configurations. The circuits which follow show some of the

possibilities, and serve to illustrate the exceptional versatility of these A/D converters.

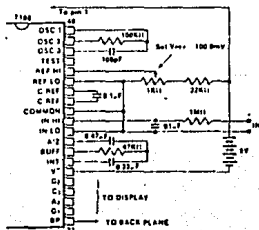


Figure 11: 7106 using the internal reference. Values shown are for 200.0 mV full scale, 3 readings per second, floating supply voltage 15V battery.

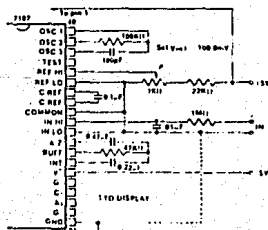


Figure 12: 7107 using the internal reference. Values shown are for 200.0 mV full scale, 3 readings per second. IN LO may be tied to either COMMON for inputs floating with respect to supplies, or GND for single ended inputs (See discussion under Analog Common on page 41)

# ICL7106/ICL7107

INTERSI<sup>L</sup>

## TYPICAL APPLICATIONS (Contd.)

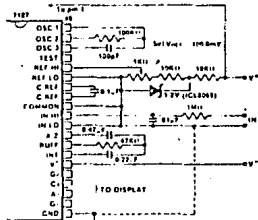


Figure 13: 7107 with an external band-gap reference (1.2V type). IN HI is tied to COMMON, thus establishing the correct common mode voltage. If COMMON is not shorted to GND, the input voltage may float with respect to the power supply and COMMON acts as a pre-regulator for the reference. If COMMON is shorted to GND, the input is single ended referred to supply ground and the pre-regulator is over-ridden.

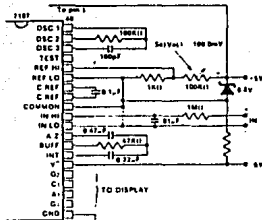


Figure 14: 7107 with Zener diode reference. Since low T.C. zeners have breakdown voltages  $\approx 5$  V, diode must be placed across the total supply (DVI). As in the case of Figure 12, IN LO may be tied to either COMMON or GND.

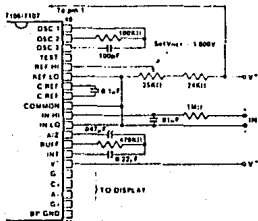


Figure 15: 7106/7107: Recommended component values for 2000V full scale.

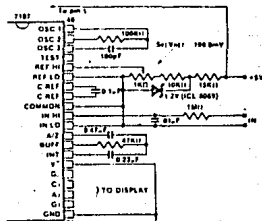


Figure 16: 7107 operated from single +5V supply. An external reference must be used in this application, since the voltage between V<sup>+</sup> and V<sup>-</sup> is insufficient for correct operation of the internal reference.

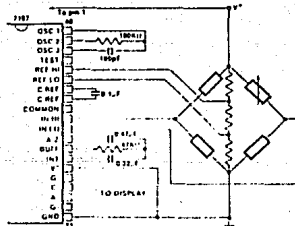


Figure 17: 7107 measuring geometric values of Quad I and Cell. The resistor values within the bridge are determined by the desired sensitivity.

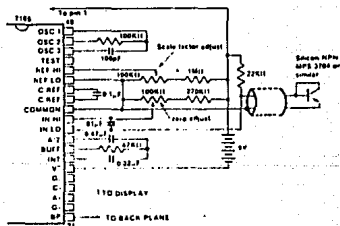


Figure 18: 7106 used as a digital centigrade thermometer. A diode-connected transistor has a temperature coefficient of  $2$  mV/°C. Calibration is achieved by placing the sensor in ice water and adjusting the zeroing potentiometer to 0 reading. The sensor should then be placed in boiling water and the scale-factor potentiometer adjusted for 100.0 reading.





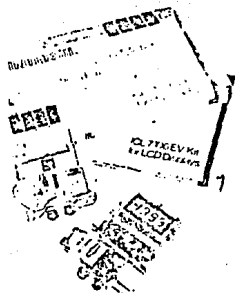
## ICL7106/ICL7107

INTER-SIL

### 7106/7107 EVALUATION KITS

After purchasing a sample of the 7106 or the 7107, the majority of users will want to build a simple voltmeter. The parts can then be evaluated against the data sheet specifications, and tried out in the intended application. However, locating and purchasing even the small number of additional components required, then wiring a breadboard, can often cause delays of days or sometimes weeks. To avoid this problem and facilitate evaluation of these unique circuits, Intersil is offering a kit which contains all the necessary components to build a 3½ digit panel meter. With the help of this kit, an engineer or technician can have the system "up and running" in about half an hour.

Two kits are offered, the ICL7106EV/KIT and the ICL7107EV/KIT. Both contain the appropriate IC, a circuit board, a display (LCD for 7106EV/KIT, LEDs for 7107EV/KIT), passive components, and miscellaneous hardware.



### APPLICATION NOTES

A016 "Selecting A/D Converters," by David Fullagar

A017 "The Integrating A/D Converter," by Lee Evans

A018 "Do's and Don'ts of Applying A/D Converters," by Peter Bradshaw and Skip Osgood

A019 "4½ Digit Panel Meter Demonstrator/Instrumentation Boards," by Michael Dufort

A023 "Low Cost Digital Panel Meter Designs," by David Fullagar & Michael Dufort

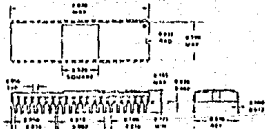
A032 "Understanding the Auto-Zero and Common Mode Performance of the ICL7106/7:9 Family," by Peter Bradshaw

### PACKAGE DIMENSIONS TYPICAL CONNECTION DIAGRAMS

40 Pin Plastic Dual-In-Line Package



40 Pin Ceramic Dual-In-Line Package



# INTER-SIL

ICL7106/7107 Evaluation Kits are available in quantities of 1000 units. For quantities of 10000 units, contact your local Intersil sales office. Intersil reserves the right to change the circuitry and specifications without notice at any time.

Intersil cannot assume responsibility for use of any circuitry described other than circuitry entirely embodied in an Intersil product. No part of this patent license is implied. Intersil reserves the right to change the circuitry and specifications without notice at any time.

6-80-00D Supersedes 10-79-00C

© 1980

# INTER-SIL

## Low Cost Digital Panel Meter Designs

Including Complete Instructions for Intersil's LCD and LED Kits

Appl. Bulletin A023

Low Cost Digital Panel Meter Designs by David Fullager and Michael Dufort

Data Acquisition

Intersil's 7106 and 7107 are the first ICs to contain all the active circuitry for a 3 1/2 digit panel meter on a single chip. The 7106 is designed to interface with a liquid crystal display (LCD) while the 7107 is intended for light-emitting diode (LED) displays. In addition to a precision dual slope converter, both circuits contain ECD to seven segment decoders, display drivers, a clock and a reference. To build a high performance panel meter (with auto zero and auto polarity features) it is only necessary to add a display, 4 resistors, 4 capacitors, and an input filter if required (Figures 1 and 2).

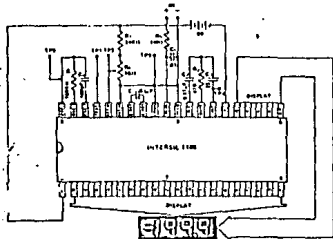


Figure 1: LCD Digital Panel Meter Using ICL7106

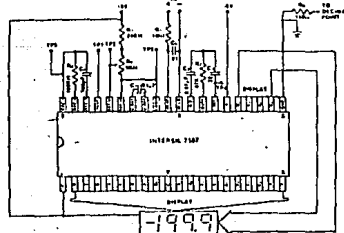


Figure 2: LED Digital Panel Meter Using ICL7107

### COST ADVANTAGES OF 7106 AND 7107

Until recently, the make or buy decision for any A-to-D system was dominated by the engineering costs. Even a panel meter, built from off-the-shelf digital and linear ICs, required at least six months of engineering effort for completion. However, the advent of truly single

chip panel meter functions (Intersil's 7106 and 7107) has reduced the design effort on the part of the user to zero. The make or buy decision becomes a simple question of dollars and cents.

At the time of writing, a 3 1/2 digit LED display panel meter can be built for \$18 in production (5,000) quantities. This figure includes labor at \$3 per hour with 300% overhead. The cost breakdown is as follows:

ICL7107 (@ 5000 pcs)	\$ 5.95
LEDs (4)	3.00
Capacitors (5)	.58
Resistors (4)	.12
Potentiometer	.60
Circuit Board	1.00
Misc. Hardware	.75
<b>TOTAL COMPONENTS</b>	<b>\$12.00</b>
Labor (1/2 hour at \$3/hour, 300% overhead)	<b>6.00</b>
<b>TOTAL COST</b>	<b>\$18.00</b>
including assembly and lost	

A 3 1/2 digit LCD panel meter, using the 7106, is \$3 to \$4 more expensive. This is due to the greater cost of the display.

These cost figures are considerably lower than the least expensive of the ready-built panel meters. However, the cost is not the only advantage; the do-it-yourself approach allows greater flexibility. Off-the-shelf panel meters have form factors which are frequently inconvenient, whereas a single IC design takes up a minimum of circuit board real estate. Consider the advantages for field servicing a military radar, for example, if each complex circuit card had its own built-in voltmeter and miniature switch. Fault finding would be greatly simplified by making critical voltages throughout the system instantly accessible.

### THE EVALUATION KITS

After purchasing a sample of the 7106 or the 7107, the majority of users will want to build a simple voltmeter. The parts can then be evaluated against the data sheet specifications, and tried out in the intended application. However, locating and purchasing even the small number of additional components required, then wiring a breadboard, can often cause delays of days or sometimes weeks. To avoid this problem and facilitate evaluation of these unique circuits, Intersil is offering a kit which contains all the necessary components to build a 3 1/2 digit panel meter. With the help of this kit, an engineer or technician can have the system "up and running" in about half an hour.

Two kits are offered, the ICL7106EV/KIT and the ICL7107EV/KIT. Both contain the appropriate IC, a circuit board, a display (LCD for 7106EV/KIT, LEDs for 7107EV/KIT), passive components, and miscellaneous hardware.

ICL7106EV/KIT 910-135-0171

**(a) Assembly Instructions**

The circuit board layouts and assembly drawings for both kits are given in the Appendices. The boards are single-sided to minimize cost and simplify assembly. Jumpers are used to allow maximum flexibility. For example, provision has been made for connecting an external clock (Test Point #5). Provision has also been made for separating REF Lo from COMMON when using an external reference zener. In a production instrument, the board area could be reduced dramatically. Aside from the display, all the components can easily be placed in less than 4 square inches of board space.

Molex® pins are used to provide a low cost IC socket; one circuit board can thus be used to evaluate several ICs. Strips of 20 pins should be soldered onto the P.C. boards; the top of the strip holding the pins together can then be broken off by bending it back and forth using needle-nose pliers. Solder terminals are provided for the five test points, and for the 5V input on the 7107 kit.

**(b) Full Scale Reading - 200mV or 2.000V?**

The component values supplied with the kit are those specified in the schematics of Fig. 1 or Fig. 2. They have been optimized for 200.0mV full scale reading. The complete absence of last digit jitter on this range illustrates the exceptional noise performance of the 7106 and 7107. In fact, the noise level (not exceeded 95% of time) is about 15 $\mu$ V, a factor of 10 less than some competitive one chip panel meters.

To modify the sensitivity to 2.000 volts full scale, the integrator time constant and the reference should be changed by substituting the component values given in the Table below. The auto-zero capacitor (C2) should also be changed. These additional components are not supplied in the kits. In addition, the decimal point jumper should be changed so the display reads 2.000.

TABLE 1: Component Values for Full Scale Options

COMPONENT (type)	200.0mV Full Scale	2.000V Full Scale
C <sub>2</sub> (mylar)	0.47 $\mu$ F	.047 $\mu$ F
R <sub>1</sub>	24K $\Omega$	1.5K $\Omega$ *
R <sub>2</sub>	47K $\Omega$	470K $\Omega$

\* Changing R<sub>1</sub> to 1.5K $\Omega$  will reduce the battery life of the 7106 kit. As an alternative, the potentiometer can be changed to 25K $\Omega$ .

**(c) Liquid Crystal Display (7106)**

Liquid crystal displays are generally driven by applying a symmetrical square wave to the back-plane (B.P.). To turn on a segment, a waveform 180° out of phase with B.P. (but of equal amplitude) is applied to that segment. Note that excessive DC voltages (>50mV) will permanently damage the display if applied for more than a few minutes. The 7106 generates the segment drive waveform internally, but the user should generate the decimal point front plane drive by inverting the B.P. (pin 21) output. In applications where the decimal point remains fixed, a

- 5) For some displays, a satisfactory decimal point can be achieved by tying the decimal front plane to COMMON (pin 32). This pin is internally regulated at about 2.8 volts below V<sub>+</sub>. Prolonged use of this technique, however, may permanently burn-in the decimal, because COMMON is not exactly midway between B.P. High and B.P. Low.

simple MOS inverter can be used (Fig. 3). For instruments where the decimal point must be shifted, a quad exclusive OR gate is recommended (Fig. 4). Note that in both instances, TEST (pin 37, TP1) is used as V- for the inverters. This pin is capable of sinking about 10mA, and is approximately 5 volts below V<sub>+</sub>. The B.P. output (pin 21) oscillates between V<sub>+</sub> & TEST.

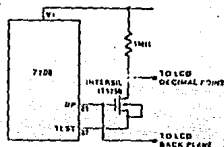


Figure 3: Simple Inverter for Fixed Decimal Point

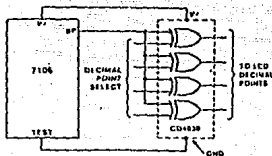


Figure 4: Exclusive 'OR' Gate for Decimal Point Drive

Before soldering the display onto the circuit board, make sure that it is inserted correctly. Many LCD packages do not have pin #1 marked, but the segments of an unenergized display can be seen by viewing with reflected light. The package orientation should correspond with that shown in Appendix I.

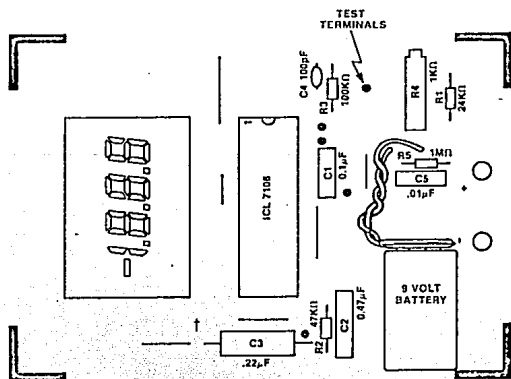
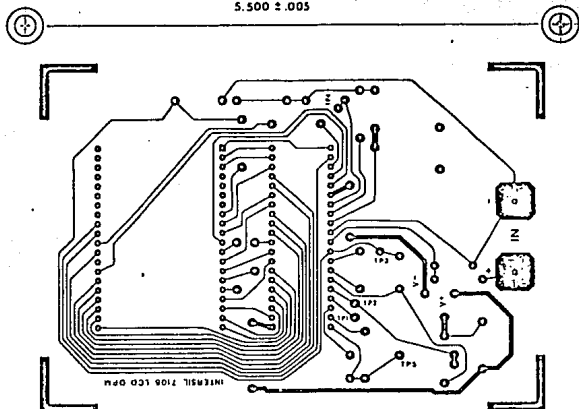
**(d) Light Emitting Diode Display (7107)**

The 7107 pull-down FETs will sink about 8mA per segment. Using standard common anode .3" or .43" red LEDs, this drive level produces a bright display suitable for almost any indoor application. However, additional brightness can be achieved through the use of Hewlett Packard high-efficiency LEDs. Note that the display contrast can be increased substantially by using a red filter. Ref. 4 discusses filter techniques and lists manufacturers of suitable materials.

A fixed decimal point can be turned on by tying the appropriate cathode to ground through a 150 $\Omega$  resistor. The circuit boards supplied with the kit will accommodate either H.P. 0.3" displays or the popular MAN 3700 types. The difference between the two is that the H.P. has the decimal point cathode on pin 6, whereas the MAN 3700 uses pin 9. Due to the limited space on the circuit board, not all decimal points are brought to jumper pads; it may be necessary to wire directly from the 150 $\Omega$  resistor to the display. For multiple range instruments, a 7400 series CMOS quad gate or buffer should be used. The majority of them are capable of sinking about 8mA.

## APPENDIX I: 7105 Printed Circuit Board Layout and Component Placement

5.500 ± .005



\* Jumper to display decimal for temporary decimal point. See text.

constant, the magnitude and polarity of the input, the common mode voltage, and the clock frequency: for further details, consult the data sheet. Where the voltage being measured is floating with respect to the supplies, INPUT Lo should be tied to some voltage within the common mode range such as GROUND or COMMON. If a -5 volt supply is unavailable, a suitable negative rail can be generated locally using the circuit shown in Fig. 8.

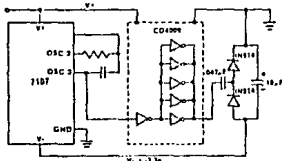


Figure 8: Generating Negative Supply from +5v

#### (I) Input Filters

One of the attractive features of the 7106 and 7107 is the extremely low input leakage current, typically 1pA at 25°C. This minimizes the errors caused by high impedance passive filters on the input. For example, the simple RC (11MΩ/0.1µF) combination used in the evaluation kits introduces a negligible 1µV error.

### PRELIMINARY TESTS

#### (a) Auto Zero

With power on and the inputs shorted, the display should read zero. The negative sign should be displayed about 50% of the time, an indication of the effectiveness of the auto-zero system used in the 7106 and 7107. Note that some competitive circuits flash negative on every alternate conversion for inputs near zero. While this may look good to the uninitiated, it is not a true auto zero system!

#### (b) Over-range

Inputs greater than full scale will cause suppression of the three least significant digits; i.e. only 1 or -1 will be displayed.

#### (c) Polarity

The absence of a polarity signal indicates a positive reading. A negative reading is indicated by a negative sign.

Further evaluation should be performed with the help of a precision DC voltage calibrator such as Fluke Model 343A. Alternatively a high quality 4 1/2 digit DVM can be used, provided its performance has been measured against that of a reliable standard.

### DPM COMPONENTS: SOURCES OF SUPPLY

It has already been shown that the 7106 and 7107 require an absolute minimum of additional components. The only critical ones are the display and the integration capacitor.

The following list of possible suppliers is intended to be of assistance in putting a converter design into production. It should not be interpreted as a comprehensive list of suppliers, nor does it constitute an endorsement by Intersil.

#### Liquid Crystal Displays

- LXD Inc., Cleveland, Ohio, 216/831-8100
- Hamlin Inc., Lake Mills, Wisconsin, 414/648-2361
- IEE Inc., Van Nuys, California, 213/707-0311
- Shelley Associates, Irvine, California, 714/549-3414
- Crystaloid Electronics, Stow, Ohio, 216/688-1180

#### LED Displays (Common Anode)

- Hewlett Packard Components, Palo Alto, California, 415/493-1212
- Illac Inc., Santa Clara, California, 408/855-2290
- Litronix Inc., Cupertino, California, 408/257-7910
- Monsanto Inc., Palo Alto, California, 415/493-3300

#### Polypropylene Capacitors

- Plessey Capacitors, West Lake Village, California, 213/809-4120
- IMB Electronics Products, Santa Fe Springs, California, 213/921-3407
- Etcap Components, Santa Ana, California, 714/979-4440
- TRW Capacitors, Ogallala, Nebraska, 308/284-3611

### REFERENCES:

- Intersil Application Bulletin A016, "Selecting A/D Converters".
- Intersil Application Bulletin A017, "The Integrating A/D Converter".
- Intersil Application Bulletin A018, "Do's and Don't's of Applying A/D Converters".
- Hewlett Packard Opto Electronics Div. Application Note 954, "Contrast Enhancement Techniques".

### CAUTION: Potential trouble areas when constructing the evaluation kits.

- Certain LCD displays have a protective plastic sheet covering the plastic top. This sheet may be removed after installing the display to maximize display viewing.
- Solder flux or other impurities on PC board may cause leakage paths between IC pins and board traces reducing performance and should be removed with rubbing alcohol or some other suitable cleaning agent. Displays should be removed when cleaning as damage could result to them.
- Blue PC board material (PC75) has been treated with a chemical which may cause surface leakage between the input traces. It is suggested that the board be scribed between the input traces and adjacent traces to eliminate this surface leakage.
- In order to ensure that unused segments on the LCD displays do not turn on, tie them to the backplane pin (pin 21).

**(e) Capacitors**

The integration capacitor should be a low dielectric-loss type. Long term stability and temperature coefficient are unimportant since the dual slope technique cancels the effect of these variations. Polypropylene capacitors have been found to work well; they have low dielectric loss characteristics and are inexpensive. However, that is not to say that they are the only suitable types. Mylar capacitors are satisfactory for  $C_1$  (reference) and  $C_2$  (auto-zero).

For a more detailed discussion of recommended capacitor types, the reader is referred to page 3 of Reference 2.

**(f) The Clock**

A simple RC oscillator is used in the kit. It runs at about 48kHz and is divided by 4 prior to being used as the system clock (Fig. 5). The internal clock period is thus 83.3 $\mu$ S, and the signal integration period (1000 clock pulses) is 83.3mS. This gives a measurement frequency of 3 readings per second since each conversion sequence requires 4000 clock pulses. Setting the clock oscillator at precisely 48kHz will result in optimum line frequency (60Hz) noise rejection, since the integration period is an integral number of line frequency periods (see Ref. 2 for discussion). Countries with 50Hz line frequencies should set the clock at 50kHz.

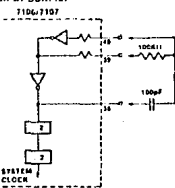


Figure 5: 7106/7107 Internal Oscillator/Clock

An external clock can also be used. In the 7106, the internal logic is referenced to TEST. External clock waveforms should therefore swing between TEST and V+ (Fig. 6a). In the 7107, the internal logic is referenced to GND so any generator whose output swings from ground to +5V will work well (Fig. 6b).

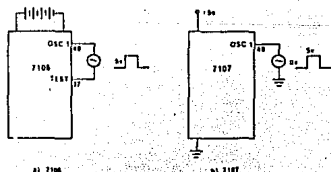


Figure 6: External Clock Options

**(g) The Reference**

For 200.0mV full scale, the voltage applied between REF Hi and REF Lo should be set at 100.0mV. For 2.000V full scale, set the reference voltage at 1.000V. The reference inputs are floating, and the only restriction on the applied voltage is that it should lie in the range V- to V+.

The voltage between V+ and COMMON is internally regulated at about 2.8 volts. This reference is adequate for many applications and is used in the evaluation kits. It has a typical temperature coefficient of 100ppm/°C.

The limitations of the on-chip reference should also be recognized, however. With the 7107, the internal heating which results from the LED drivers can cause some degradation in performance. Due to its higher thermal resistance, plastic parts are poorer in this respect than ceramic. The user is cautioned against extrapolating from the performance of the kit, which is supplied with a ceramic 7107, to a system using the plastic part. The combination of reference TC, internal chip dissipation, and package thermal resistance can increase noise near full scale from 25  $\mu$ V to 80  $\mu$ V pk-pk.

The linearity in going from a high dissipation count such as 1000 (19 segments on) to a low dissipation count such as 1111 (8 segments on) can also suffer by a count or more. Devices with a positive TC reference may require several counts to pull out of an overload condition. This is because overload is a low dissipation mode, with the three least significant digits blanked. Similarly, units with a negative TC may cycle between overload and a non-overload count as the die alternately heats and cools. These problems are of course eliminated if an external reference is used.

The 7106, with its negligible dissipation, suffers from none of these problems. In either case, an external reference can easily be added as shown in figures 7(a) or 7(b).

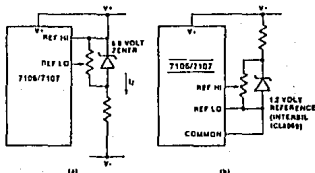


Figure 7: Using an External Reference

**(h) Power Supplies**

The 7106 kit is intended to be operated from a 9 volt dry cell. INPUT Lo is shorted to COMMON, causing V+ to sit 2.8 volts positive with respect to INPUT Lo, and V- 6.2 volts negative with respect to INPUT Lo.

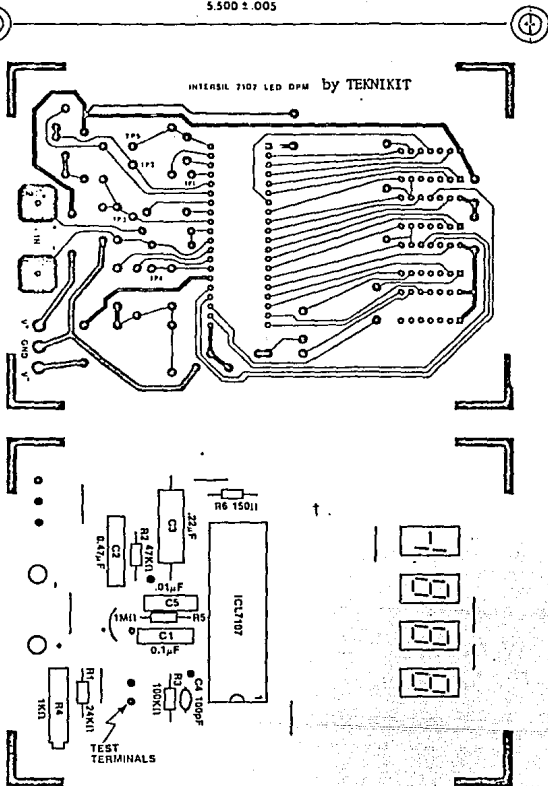
The 7107 kit should be operated from  $\pm 5$  volts. Noisy supplies should be bypassed with 6.8 $\mu$ F capacitors to ground at the point where the supplies enter the board. INPUT Lo has an effective common mode range with respect to GND of a couple of volts.

The precise value is determined by the point at which the integrator output ramps within -3V of one or other of the supply rails. This is governed by the integrator time

# A023

APPENDIX II: 7107 Printed Circuit Board Layout and Component Placement

5.500 ± .005



\* Jumpers can be inserted here to short IN LO to GND or COMMON.  
 † Jumpers to decimal point if required.

# INTERISIL

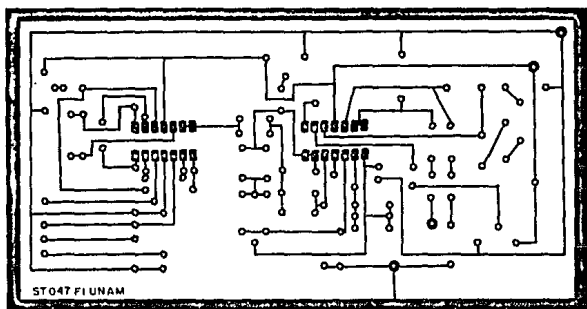
10710 N. Tantau Ave., Cupertino, CA 95014 (408) 996-5000 TWX: 910-338-0171

Intersil cannot assume responsibility for use of any circuitry described other than circuitry entirely embodied in an Intersil product. No other circuit patent licenses are implied. Intersil reserves the right to change the circuitry and specifications without notice at any time.

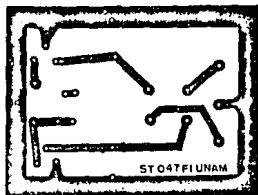
## APENDICE B



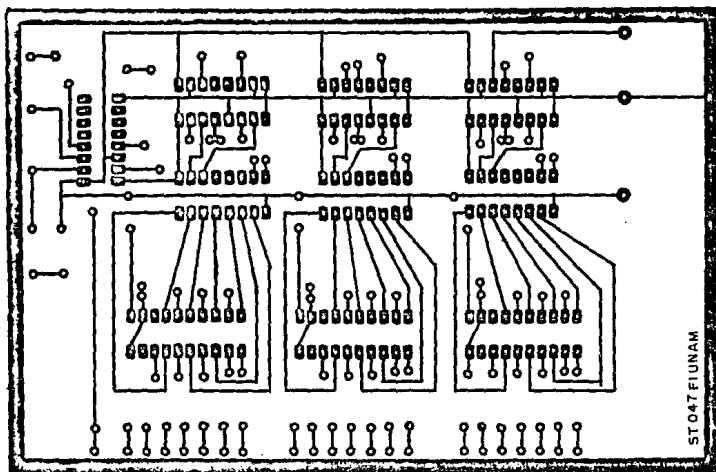
CIRCUITOS IMPRESOS DESARROLLADOS



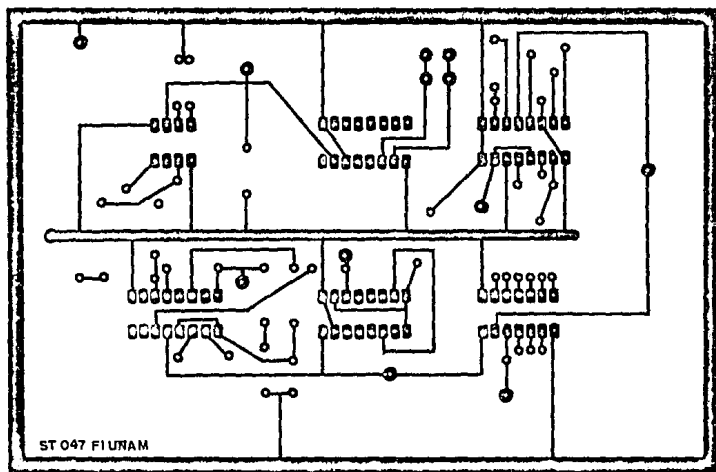
Módulo de procesamiento analógico de la señal de frecuencia cardíaca



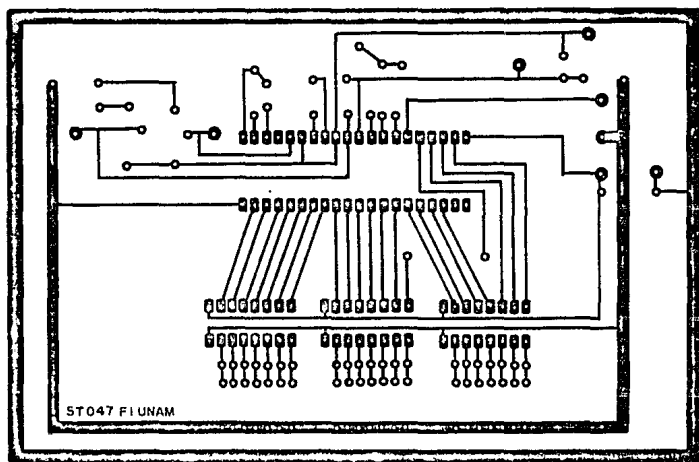
Fuente de voltaje regulada



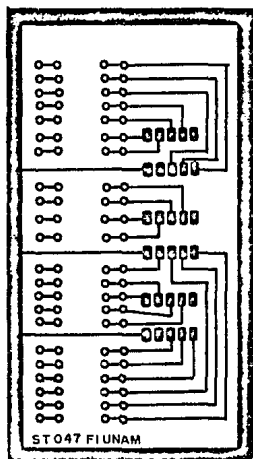
Módulo de procesamiento digital de señal de frecuencia cardíaca en 1 minuto.



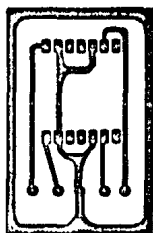
Módulo de procesamiento digital de señal de frecuencia cardíaca en 10 segundos



Módulo Analógico/Digital para la detección y evaluación de la temperatura



Módulo para el despliegue luminoso



Módulo para el transductor óptico