



UNIVERSIDAD NACIONAL AUTONOMA
DE MEXICO

1.7
2ej"

ESCUELA NACIONAL DE ESTUDIOS PROFESIONALES
" A R A G O N "

MONITOREO PORTATIL DE
SIGNOS VITALES

T E S I S

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



ENEP
ARAGON

Escuela Nacional de Estudios Profesionales
Aragón

TESIS CON
FALLA DE COPIEN



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.

SUMARIO

Prologo.

Introducción.

1.- Descripción Funcional del sistema.

1.1. Etapa de transducción

1.2. Etapa de acondicionamiento

1.3. Etapa de despliegue.

1.4. Etapa de acoplo al interfaz.

1.5. Etapa de interface de la P.C.

2.- Variables y Métodos de Medición.

2.1. Pulso.

2.1.1. Métodos de medición.

2.1.2. Transductores para pulso cardíaco.

2.2. Temperatura.

2.2.1. Determinación de la temperatura.

2.2.2. Transductores de temperatura.

2.3. Presión arterial.

2.3.1. Métodos de medición de presión arterial.

2.4. Respiración.

2.4.1. Métodos de medición.

3.- Diseño de medición de las variables.

3.1. Diseño para la medición de pulso.

3.2. Diseño para la medición de temperatura.

3.3. Diseño para la medición de la presión arterial.

3.4. Diseño para la medición de la respiración.

4.- Programación del sistema.

4.1. Módulo de despliegue de datos por medio del INTEL 7107.

4.1.1. Sección analógica del INTEL 7107.

4.1.2. Sección digital del INTEL 7107.

4.1.3. Selección de los componentes externos del INTEL 7107.

4.2. Módulo de acoplamiento al interfaz.

4.2.1. El convertidor A/D 0808.

4.3. Módulo del interfaz.

4.3.1. Descripción del interfaz.

4.3.2. Modo de operación y programa.

5.- Simulación Programada.

5.1. Estructuración del Programa.

5.2. Diagramas Modulares.

5.3. Diagramas de flujo.

5.4. Seudocódigos.

5.5. Codificación.

5.6. Ejecución del programa.

6.- Resultados y Conclusiones

Apéndice A.- Diagramas.

**Apéndice B.- Datos característicos de los
circuitos empleados.**

Apéndice C.- Tablas de costos.

**Apéndice D.- Especificaciones Técnicas del
Programa de Simulación.**

Bibliografía.

PROLOGO

En la medicina , la ingeniería biomédica ha jugado un papel importante, debido a que ha facilitado el trabajo de la misma con un desarrollo de instrumental médico. De tal forma se tiene, microscopios electrónicos, equipos ultrasónicos, tomografías computarizadas, resonancia magnética, los cuales son un ejemplo de aportación de esta ingeniería.

La ingeniería en computación, ha tenido aplicación también en la area médica. Que se ha aplicado en procesos automáticos y repetitivos, tales como en laboratorios, donde es necesario efectuar registros y análisis de manera automática, medir pequeñas variaciones de manera continua. También se utiliza,

para administrar datos clínicos y llevar registros.

En México, no se ha logrado desarrollar trabajos relacionados con instrumental médico trascendentes, debido a problemas de enseñanza, ocasionados por crisis económicas y políticas, así como fugas de cerebros. Esto hace, que en la E.N.E.P. Aragón se presenten también dichos problemas.

El presente trabajo, es una aportación al acervo bibliográfico de la ingeniería biomédica en la E.N.E.P. Aragón, de tal manera que contribuya al desarrollo de la enseñanza e investigación en la mencionada área.

Victor H. Robles Francia

INTRODUCCION

Este trabajo, forma parte de un amplio proyecto de Ingeniería Biomédica, que plantea la transmisión de datos desde una unidad móvil (ambulancia) a un punto fijo lejano (hospital), la medición de signos vitales, así como la implementación de la unidad móvil (ambulancia) capaz de integrar todos estos elementos. Aquí se abarcará, básicamente, el diseño para la medición de los signos vitales, despliegue en pantalla de las lecturas y acoplamiento a un interfaz de alguna computadora personal.

El funcionamiento básico de la medición de signos vitales se plantea de la manera siguiente: Considérese, que se tenga un

paciente aún en estado grave de salud, al cual se requiere tomarle los signos vitales . A éste se le colocarían diversos transductores, los cuales sensarían sus signos vitales, éstos serían adecuados (amplificados, filtrados, estabilizados, etc.) por la etapa de acondicionamiento y posteriormente en la etapa de conversión se transforman en forma decimal para ser presentados en una pantalla. También se plantea la opción de acoplar los datos obtenidos a un interfaz de una computadora personal, por si se desea un manejo más complejo de los mismos, como serían, el de registrar datos estadísticos de un paciente, comparar éstos con patrones establecidos o comunicar la información obtenida a otra computadora personal.

En el primer capítulo se muestra una descripción funcional del sistema capaz de medir los signos vitales desde un punto de vista general, analizando cada una de las etapas desarrolladas, sus principales características que conforman dichas etapas, su presentación desde un punto de vista de bloques para visualizar cómo están relacionadas las diferentes etapas entre si, y desde luego la secuencia que cada uno de estos bloques lleva dentro del presente diseño.

En el segundo capítulo, se analiza cada uno de los signos vitales por separado, considerando la secuencia siguiente:

Pulso, Temperatura, Presión sanguínea y Respiración.

Presentando los métodos empleados y sus características

relevantes para su medición.

En el capítulo tres se elabora el diseño de los circuitos capaces de efectuar la medición de las variables ya mencionadas, y se acondiciona su salida mediante diseños particulares que permitan una homogeneidad de las cuatro variables sensadas hacia la etapa siguiente, que es la de despliegue y acoplamiento al interfaz de una P.C..

En el capítulo cuatro, se tomaron en cuenta los diversos dispositivos existentes para el manejo de señales y para nuestras necesidades se elaboró un diseño específico que abarca las siguientes bloques:

Despliegue, acoplo al interfaz y el Interfaz de una P.C.

En el capítulo cinco, se presenta un programa que ilustre la obtención de los signos vitales, así como la documentación completa del mismo.

Por último, en el capítulo seis, se muestran los comentarios y conclusiones obtenidas del desarrollo del presente trabajo.

Víctor H. Robles Francia

CAPITULO 1. DESCRIPCION FUNCIONAL.

El diseño está dividido en cinco etapas generales, que nos permiten ubicar funciones específicas a realizar por cada una de ellas, y cuya conexión se muestra al principio de este capítulo, en un diagrama a bloques. Estas etapas son: transducción, acondicionamiento, despliegue, acoplamiento al interfaz y el interfaz de una computadora personal. Este capítulo describirá la función de cada una de las etapas.

La figura 1.1., presenta el diagrama general a bloques del sistema, integrando las cinco etapas. A continuación se describen cada una de las etapas y su relación entre ellas.

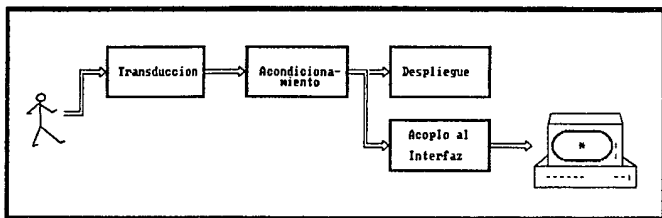


Figura 1.1. Diagrama a bloques.

1.1. ETAPA DE TRANSDUCCION.

En el presente sistema de medición de Signos Vitales, la función básica de la etapa de transducción es la de convertir las señales del cuerpo humano a señales de tipo eléctrico. Esto es con la finalidad de proveer al sistema electrónico con datos que pueden ser interpretados y manejados por el sistema.

Como es sabido, los signos vitales del cuerpo humano no son de un sólo tipo, por lo que es necesario el uso de diversos tipos de transductores. Dentro de los transductores existe una gama amplia de los mismos, ya que éstos son fabricados de acuerdo a las características de la señal que será convertida. Podemos mencionar algunos tipos de transductores como son: de presión, temperatura, fotosensores, electromagnéticos, etc.

DESCRIPCION FUNCIONAL DEL SISTEMA

Debido a las características inherentes de los signos vitales del cuerpo humano, los transductores deben contar con una resolución tal que nos permita el reconocimiento y manejo en forma sencilla y confiable de éstos, para que la interpretación de los mismos sea lo más verídica posible.

La Transducción puede ser considerada como una de las etapas más importantes, que ha pesar de parecer sencilla no lo es del todo, ya que de los datos obtenidos depende en gran medida de la veracidad de la información, puesto que proporciona la interfaz necesaria para que los signos vitales puedan ser manejados en la siguiente etapa.

Además, es necesario considerar que las señales provenientes del cuerpo humano, una vez convertidas en señales eléctricas, son de una escala muy pequeña, y del orden de los milivolts. Por lo que es de suma importancia el evitar que cualquier tipo de ruido, por pequeño que éste sea, influya en forma muy significativa sobre las señales. Para evitar que ruidos externos distorsionen la señal adquirida, es necesario considerar una etapa de acoplamiento, cuya finalidad sería proporcionar un transporte limpio de la señal a una etapa siguiente.

DESCRIPCION FUNCIONAL DEL SISTEMA

Por último, es bueno mencionar que la finalidad de esta etapa no es sólo efectuar la transducción de la señal, la cual debe ser lo más fiel, sino que debe contar con una protección para las interferencias externas, para que la señal entregada se acerque a la realidad lo más posible.

1.2. ACONDICIONAMIENTO.

La etapa de acondicionamiento tiene como función el adecuar las señales entregadas por la etapa de transducción, para que puedan ser utilizadas adecuadamente por la etapa de programación del sistema. Así, la señal de un transductor tendrá la necesidad de uno o varios aspectos de acondicionamiento, como son:

Filtrado.

Amplificación ó atenuación.

Acoplamiento de impedancias.

Linealidad.

Estabilidad.

Conversión analógica-digital.

Filtrado.- La etapa de transducción nos entrega señales

DESCRIPCION FUNCIONAL DEL SISTEMA

eléctricas, ya sea de voltaje o de corriente a cierta frecuencia. Frecuentemente se desea utilizar sólo un rango de frecuencias de la señal proveniente del transductor. Quizá estas frecuencias representen a la señal, mientras que otras pueden ser indeseables o bien ruido de algún tipo.

Aún cuando se pueden utilizar varias configuraciones para circuitos de filtrado, todas caen dentro de cuatro categorías: (1) filtros pasa bajas, (2) filtros pasa altas, (3) filtros pasabanda y (4) filtros supresor de banda. Estos circuitos se pueden construir con elementos pasivos o con elementos activos para disminuir las pérdidas. El filtro pasa bajas permite la transmisión de frecuencias abajo de cierto valor, con un poco o nada de atenuación, mientras que el filtro pasa altas transmite frecuencias arriba de cierto valor. Por otro lado, el filtro pasa banda permite la transmisión de cierto rango o banda de frecuencias, mientras que atenúa los que están arriba y abajo de los límites de este rango. De forma contraria el filtro supresor de banda no permite la transmisión de cierto rango o banda de frecuencias y sólo permite la transmisión de aquellas que están arriba y abajo de los límites de este rango. Las curvas de comportamiento de estos cuatro filtros se pueden observar en la figura 1.2.

DESCRIPCION FUNCIONAL DEL SISTEMA

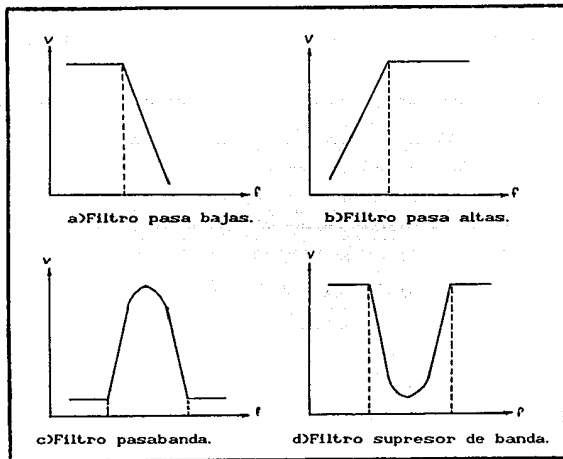


Fig.1.2. Curvas de comportamiento aproximado para los cuatro tipos de filtros.

Amplificación ó atenuación.- En muchos casos la señal que nos presenta un transductor es muy débil y debe amplificarse para compensar pérdidas de las señales de interés. La ganancia o relación de amplificación es la medición del grado de amplificación o atenuación de un circuito y se define como:

$$\text{Ganancia} = \frac{\text{señal de salida}}{\text{señal de entrada}} \quad (1.1)$$

Las cantidades de salida y de entrada pueden ser voltaje, corriente o potencia, dependiendo de la aplicación.

Acoplamiento de impedancias.- En los sistemas donde es necesario interconectar diversos dispositivos eléctricos, debe procederse con cuidado, para evitar el desbalance entre sus impedancias. A continuación se presenta un análisis de la importancia del acoplamiento de impedancias.

Un circuito eléctrico puede representarse por un voltaje E y una resistencia R_i en serie, como se muestra en la figura 1.3. Si a este circuito se le conecta otro de carga, representado por la resistencia R , figura 1.4, la potencia entregada a este circuito, entre los puntos a-b, está dada por:

$$P = \frac{Eab^2}{R} \quad (1.2)$$

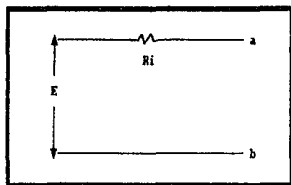


Figura 1.3. Circuito Equivalente.

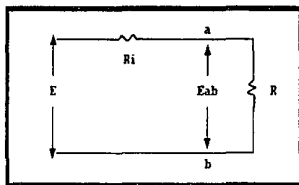


Figura 1.4. Circuito Equivalente con carga R .

DESCRIPCION FUNCIONAL DEL SISTEMA

En este caso nos podría interesar conocer el valor de la carga externa con la cual nuestro circuito equivalente entregue la máxima potencia. Considerando constantes el voltaje E y la impedancia R_i , el voltaje E_{ab} está definido por,

$$E_{ab} = \left[\frac{R}{R + R_i} \right] E \quad (1.3)$$

sustituyendo la ecuación (1.3) en la ecuación (1.2) tenemos:

$$P = \frac{E^2}{R} \left[\frac{R}{R + R_i} \right]^2 \quad (1.4)$$

maximizand

$$\frac{dP}{dR} = 0 \quad (1.5)$$

lo que resulta:

$$\begin{aligned} R_i - R &= 0 \\ \therefore R &= R_i \end{aligned} \quad (1.6)$$

Es decir, se puede obtener la máxima cantidad de potencia del circuito cuando la impedancia de la carga externa es exactamente igual a la impedancia del circuito. Este es el principio esencial del acoplamiento de impedancias en circuitos eléctricos.

Linealidad.- En el diseño de los sistemas reales, el analista y diseñador también deben hacer frente al hecho de que

DESCRIPCION FUNCIONAL DEL SISTEMA

el comportamiento de todos los fenómenos físicos o biológicos no son estrictamente lineales. Sin embargo, puede haber regiones sobre las cuales una aproximación lineal es satisfactoria, pero en general, se llegará a una región no lineal.

Analizando los sistemas, el aspecto no lineal puede identificarse generalmente por el hecho de que para ellos no es válido el principio de superposición.¹ Existen dos filosofías para analizar dichos sistemas. Primero, es posible "linealizar" un elemento no lineal y resolver después el problema resultante. Segundo, puede resolverse el problema no lineal real por medio de técnicas especiales de linealización.

La linealización de un elemento no lineal puede llevarse a cabo de dos maneras:

a) La aproximación "para pequeñas oscilaciones" dice, que para un rango limitado del cambio de una variable, es aceptable reemplazar la curva real por su tangente en un punto y suponer que las variaciones ocurren a lo largo de dicha tangente.

1

Considerando que la respuesta de un sistema a una función excitadora $f_1(t)$ es $y_1(t)$ y la respuesta después a otra función excitadora $f_2(t)$ es $y_2(t)$. Además, si la función excitadora para el sistema es $f_1(t)+f_2(t)$ y la respuesta, en general, es $y_1(t)+y_2(t)$, se establece que dicho sistema cumple con el principio de superposición.

DESCRIPCION FUNCIONAL DEL SISTEMA

b) Una técnica ampliamente usada por la linealización consiste en reemplazar una función no lineal por una lineal que se aproxime mucho a la función no lineal. Por ejemplo, una relación no lineal puede reemplazarse por un desarrollo en serie como se muestra a continuación:

$$\sin \theta = \theta - \frac{\theta^3}{3!} + \frac{\theta^5}{5!} - \dots \quad (1.7)$$

Si se sabe que θ toma valores suficientemente pequeños, los términos θ^3 , θ^5 , ..., serán despreciables y $\sin \theta$ podrá reemplazarse por θ .

Si la linealización no resuelve un problema no lineal, existen técnicas especializadas (solución por computadora analógica, solución por computadora digital y otras) que pueden usarse para obtener una solución específica. Cabe mencionar que muchas veces no es posible obtener una verdadera solución analítica de la ecuación que define un sistema no lineal, en tal caso es importante hacer un análisis de la estabilidad del sistema.

Estabilidad.- Existe otra consideración que debe hacerse respecto al análisis de cualquier sistema, de importancia básica en el diseño de sistemas físicos, que es la estabilidad del mismo.

DESCRIPCION FUNCIONAL DEL SISTEMA

Un sistema estable es aquél en el cual los transitorios decaen, es decir la respuesta transitoria desaparece para valores crecientes del tiempo. Desde el punto de vista físico, es aquél en el cual los transitorios desaparecen y el sistema se estabiliza para cierta respuesta útil.

Conversión analógica-digital- Cuando se utilizan sistemas de adquisición de datos digitales, es necesario en la etapa de acondicionamiento, que los datos obtenidos por el sistema físico sean transformados en forma digital, para que éstos sean fácilmente manejados por la etapa de despliegue y de acoplamiento al interfaz, ésto debido a que normalmente, las señales provenientes del acondicionador aparecen en forma eléctrica analógica. Por ello es necesario un elemento que convierta la información analógica en digital.

Por ejemplo, dos de las formas principales para codificar una señal analógica en digital son: la de aproximaciones sucesivas y la de un contador binario. La primera emplea un programador el cual pone el bit más significativo a 1, con todos los demás bits a 0, y el comparador coteja la salida del convertidor D/A con la de la señal analógica convertida. Si la salida de D/A es mayor, el 1 se elimina del bit más

DESCRIPCION FUNCIONAL DEL SISTEMA

significativo y se pasa al inmediato inferior. Si la entrada analógica es mayor, el 1 permanece en su lugar. Posteriormente, se va colocando un uno lógico en cada lugar del decodificador D/A, siguiendo el mismo proceso hasta que se obtiene un equivalente binario a la señal analógica. En la segunda, una secuencia de impulsos igualmente espaciados pasa de una puerta que permanece normalmente cerrada, y se abre en el instante en que empieza una rampa lineal. Dicha puerta permanece abierta hasta que la tensión lineal de barrido alcanza el potencial de referencia del comparador, regulado a un nivel igual a la tensión analógica a convertir. El número de impulsos del tren que pasa por la puerta es por tanto proporcional a la tensión analógica.

1.3. ETAPA DE DESPLIEGUE.

La etapa de despliegue, se encarga de convertir las señales analógicas obtenidas por los transductores, una vez normalizada por la etapa de acondicionamiento, en señales digitales, y presentarlas en una pantalla para su visualización en una posible aplicación de las lecturas, para así auxiliar a los médicos o enfermeras.

Esta etapa, es la que permite al paramédico observar directamente las lecturas de los signos vitales del paciente, a través de un desplegado local con que cuenta el Monitor Portátil. Desde luego que ello tendrá que ser memorizado ó anotado por el paramédico en alguna bitácora.

1.4. ETAPA DE ACOPLO AL INTERFAZ

Otra opción de este diseño, es el de acoplar los datos obtenidos a una computadora personal, para que puedan ser manipulados por ésta, con el propósito de almacenarlos o transmitirlos. Para ésto, es necesario acondicionar los datos obtenidos para que puedan ser ingresados a la computadora personal.

El acondicionamiento se logra con una selección ordenada de los datos obtenidos por los transductores, debidamente normalizados (señales analógicas). Además de una conversión analógica-digital de 8 bits . Con lo anterior se logra tener un módulo de acoplo a una interface de una P.C. por si se desea una manipulación mayor a la de simplemente observar los datos.

1.5. ETAPA DE INTERFACE DE LA P.C.

En esta etapa, los datos serán ingresados en una computadora personal através de su interface, el cual se puede programar para que pueda leer los datos, obtenidos previamente por los transductores y acondicionados por la etapa de acoplo.

El interfaz de una computadora, es el circuito que hace capaz la comunicación de ésta con el medio externo, de entradas y salidas de uso general. Este puede tener uno o varios modos de operación, de los cuales se escogerá el más adecuado a nuestras necesidades

Esta opción, se plantea por si es necesario una manipulación más compleja de los datos obtenidos, como podrian ser, el de registrar datos estadísticos de un paciente, compararlos con patrones establecidos por el médico, comunicar estos datos a otra computadora personal en un lugar remoto o tener registros automáticos de varios pacientes.

CAPITULO 2. VARIABLES Y METODOS DE MEDICION.

En este capitulo se describen cada uno de los cuatro signos vitales, pulso cardiaco, temperatura, presión arterial y respiración, así como los diferentes métodos de medición que se utilizan para la obtención de los mismos.

2.1. PULSO.

La circulación tiene por objeto desplazar continuamente por todos los órganos y tejidos de nuestro cuerpo el fluido denominado sangre, el cual lleva las sustancias que han sido transformadas en asimilables por la digestión. El aparato fisiológico en que se encuentra encerrada la sangre, es también

el encargado de verificar el transporte de ella y recibe el nombre de aparato circulatorio, el que se encuentra formado por:

Corazón.- Se le halla situado en el centro del tórax, entre los pulmones, el cual presenta una forma cónica y su punta, vuelta hacia abajo e inclinada hacia la izquierda, se apoya por debajo en el diafragma y por delante en la pared torácica. Si se examina exteriormente se observan dos surcos que dividen su superficie en cuatro partes desiguales que corresponden a cuatro cavidades que existen en el interior separadas por tabiques. Las dos superiores llamadas aurículas y las dos inferiores ventriculos. Las aurículas se llaman, por su posición, derecha e izquierda y tienen sus paredes delgadas, mientras que los ventriculos, también llamados derecho e izquierdo, según su posición, las tienen gruesas y muy fuertes. Ni las aurículas, ni los ventriculos se comunican entre si directamente en el adulto, haciéndolo, en cambio, cada aurícula con el ventriculo del mismo lado, por un orificio denominado auriculoventricular. Dicho orificio de cada lado está provisto de láminas elásticas denominadas válvulas. Fijas por su base alrededor del orificio y de cuyos bordes libres salen unas prolongaciones que van a insertarse en la pared interna del ventriculo. La válvula del ventriculo izquierdo está formada por dos de éstas láminas y se le llama válvula bicúspide y también mitral. Ver la figura 2.1.

La válvula del ventrículo derecho está formado por tres láminas y se denomina válvula tricúspide.

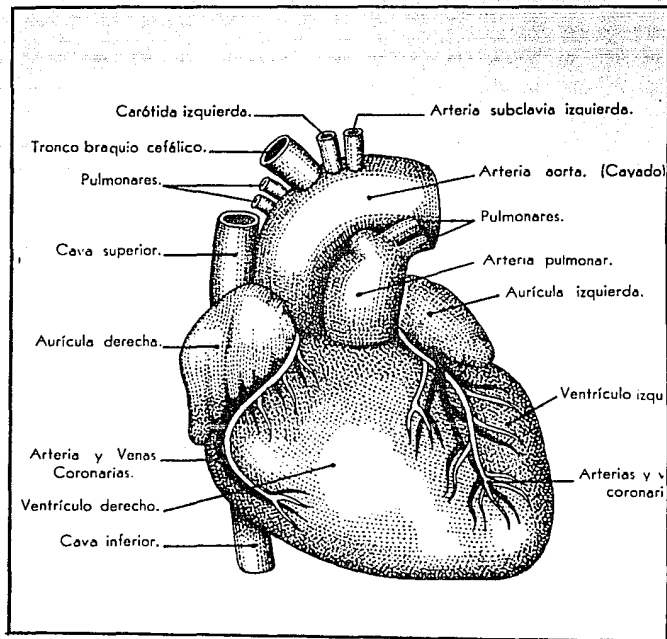


Figura 2.1. Diagrama esquemático del corazón.

Las paredes de aurículas y ventrículos están atravesadas por orificios de donde nacen o a donde van a parar los grandes vasos sanguíneos. El orificio de salida de las arterias está cerrado por tres válvulas llamadas Sigmoides, pegado a la pared arterial. De todas las venas que terminan en las aurículas ninguna tiene válvula propiamente dicha.

El corazón produce sonidos característicos al bombear sangre al cuerpo. Los sonidos y murmullos principales que se generan por los eventos mecánicos normales que ocurren durante el ciclo cardíaco, son: el movimiento de las paredes y válvulas cardíacas, el flujo sanguíneo hacia las aurículas y ventrículos, y las turbulencias que se generan al fluir la sangre hacia las arterias y de las venas hacia las aurículas. Los sonidos cardíacos viajan en forma de onda a través de los diferentes tejidos del cuerpo, existe transferencia de energía sin movimiento neto del tejido. Dentro del tórax, el medio inicial de la transmisión es un fluido en el sistema cardiovascular, después aire y líquidos en los pulmones, y finalmente a través de huesos y partes sólidas. Cuando los sonidos alcanzan la superficie, han viajado a través de diferentes medios, cada uno con características de propagación del sonido diferentes. Esto hace que los sonidos originales se alteren y atenuen en gran medida.

En las figuras 2.1 y 2.2 se puede apreciar un corte esquemático del corazón con los ventrículos y aurículas derecha o izquierda, la posición de las mismas y la relación que mantienen con el fluido sanguíneo. El entender éstas figuras, permite una mejor comprensión de cómo se originan los cuatro sonidos.

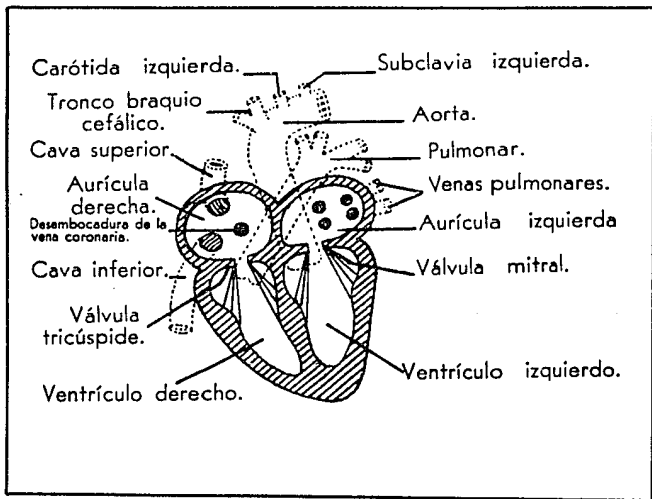


Figura 2.2. Válvulas del corazón.

Existen cuatro sonidos básicos, generados durante la secuencia de un ciclo cardíaco completo. La relación en tiempo de éstos sonidos se muestra en la figura 2.3.

El primer sonido se produce al finalizar la contracción auricular y comenzar la ventricular. Varios factores contribuyen a su generación, el movimiento inicial de la sangre desde los ventriculos, el cierre de la válvula auriculo-ventricular y el cese brusco del flujo sanguíneo hacia la aurícula. El cierre de las válvulas mitral y tricúspide origina las principales componentes.

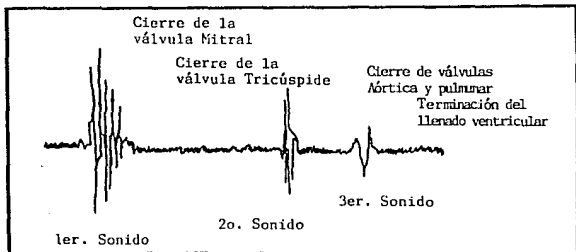


Figura 2.3. Generación de sonidos producidos por el corazón.

El segundo sonido es causado por el cierre de las válvulas aórtica y pulmonar y va precedido por dos fenómenos: a) una

ligera regurgitación de la sangre hacia los ventriculos, debido a que la presión de éstos disminuye por debajo de la existente en las arterias pulmonar y aórtica, y b) un cese brusco del flujo al cerrarse las válvulas que inician movimiento de las cámaras ventriculares. La sangre en la aorta y arteria pulmonar transmite estos movimientos para producir el segundo sonido.

El tercer y cuarto sonidos son producidos al final del llenado ventricular y la contracción auricular respectivamente, son denominados sonidos diastólicos. Generalmente son inaudibles en un adulto normal pero frecuentemente se escuchan en niños. El tercer sonido se origina cuando los ventriculos se relajan y la presión interna cae por debajo de la presión auricular. Las válvulas auriculo-ventriculares se abren y la sangre fluye hacia las cavidades ventriculares, ocasionando vibraciones en las paredes de las mismas.

El cuarto sonido es producido por la contracción de la aurícula y el consecuente flujo de sangre a través de las válvulas auriculo-ventriculares, que se encuentran en ese momento parcialmente abiertas, y hacia los ventriculos ya distendidos. Este sonido precede al primer ruido cardiaco y se caracteriza por su baja frecuencia y amplitud, como puede observarse en la gráfica de la figura 2.4.

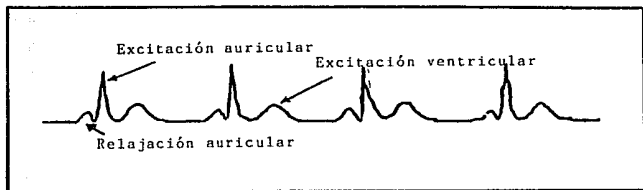


Figura 2.4.

2.1.1. Métodos de medición.

Hay diferentes formas de efectuar las mediciones del ritmo cardíaco, cada una de ellas permite el uso de distintos transductores, sonoros y recientemente ópticos, que van teniendo mayor aceptación. Todos los métodos empleados utilizan una de las dos técnicas, invasiva o no invasiva. Las invasivas se basan en la introducción de agentes externos para la obtención de parámetros en el cuerpo del paciente, estas técnicas requieren que los transductores tengan contacto directo con las fuentes de la 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. Por el contrario, las no invasivas emplean técnicas y procedimientos en los cuales los

elementos sensoriales no necesitan que el transductor sea aplicado directamente, esto significa que los transductores no penetran al organismo ni provocan alteraciones al mismo. Desde luego que las lecturas tomadas con una técnica invasiva serán más confiables.

A continuación se describirán cuatro métodos, los más empleados en la medicina clínica. Cabe mencionar, que básicamente la primera y la última técnicas de medición descritas, pertenecen a las no invasivas, mientras que la segunda y la tercera forman parte de las invasivas:

- 1.- Auscultación.
- 2.- Fonocardiografía Intracardiaca.
- 3.- Detección Esofágica.
- 4.- Platismografía de las extremidades.

1.- Auscultación. La manera más común para detectar ruidos cardiacos es en la que se emplea el estetoscopio externo de campana, con él se recogen los ruidos a la altura del corazón. Este es un método muy empleado por su sencillez y aunque permite escuchar los sonidos relacionados con los eventos más importantes, no logran captarse en ciertos casos los murmullos asociados a algún tipo de anomalía. Ya que el sonido originado

por éstos, es atenuado al atravesar los distintos tipos de tejidos orgánicos que separan su punto de origen y la superficie del tórax. No obstante, para uso clínico éste es el método de auscultación más usado.

2.- **Fonocardiografía Intracardiaca.**- En ciertos casos, los murmullos cardíacos pueden registrarse dentro de las cavidades cardíacas ó dentro de los vasos mayores mediante cateterización. Una gran ventaja de este tipo de fonocardiografía es que es menos susceptible a ruidos respiratorios y ambientales.

3.- **Detección Esofágica.**- Este tipo de detección constituye la técnica intermedia entre los métodos anteriores, ya que permite estar en mayor contacto con el punto de origen de los ruidos, evitando los efectos de atenuación. Básicamente hay dos formas de detección esofágica. La primera por transmisión a través de las capas de aire adyacentes al esófago, mediante la adaptación de una sonda a un estetoscopio convencional. Esta técnica permite escuchar los sonidos con claridad, pero no realiza ningún tipo de filtrado de la señal, incluyendo por lo tanto, a la salida, los ruidos originados en la vecindad del punto de detección. El segundo método se efectúa mediante detección, filtrado y amplificación electrónica. Mediante este método se tiene acceso a los ruidos cardíacos a través de una

sonda, por cuya luz se transmite la señal sonora hasta llegar a un micrófono, en el cual es transducida en una señal eléctrica, que es susceptible de ser procesada para eliminarle las señales que no formen parte de los ruidos cardiacos.

4.- **Pletismografía de las extremidades.**- Estas técnicas generalmente corresponden a las llamadas no invasivas. Por un lado se tiene una forma de medición a través del Esfigmomanómetro mercurial, el cual grafica además del pulso, la presión arterial. Es utilizado principalmente para la medición de la presión arterial, dado que para el pulso tiene demasiadas limitantes, y sólo puede ser usado una vez por oclusión arterial de la extremidad a medir, generalmente el brazo. Por otro lado se tiene con mayor uso a los pletismógrafos, los cuales son instrumentos capaces de medir gráficamente, y con la mayor exactitud posible, las variaciones de volumen de un miembro bajo la influencia de la corriente sanguínea.

Como el flujo varía dependiendo de la extremidad, se cuenta con valores ya tabulados experimentalmente para mediciones típicas, máximas y mínimas según sea el caso a medir, como se muestra en la tabla 2.1.:

VARIABLES Y METODOS DE MEDICION

Parte del cuerpo	Normal	Máximo	Mínimo
Dedo	15-40	90	0.2
Mano	0(0.5-16.5)	22	2.5(0.3-4.7)
Antebrazo	2.9(0.4-7.3)	12.0(3.7-25.4)	0.7(0.5-1.0)
Muño	1.4(0.8-2.0)	3.0	1.2(0.4-1.5)
Pierna	1.4(0.4-2.4)	---	---
Pie	2.7(0.5-7.0)	10.1(11-9.4)	---

Tabla 2.1. Fluido sanguíneo por secciones del cuerpo humano.

2.1.2. Transductores para pulso cardiaco.

Existen tres tipos de transductores para la obtención del pulso cardiaco, que se describen a continuación y son:

- a.- Sonoros.
- b.- Densitométricos.
- c.- Ópticos.

1.- Sonoros.- Están basados en la conversión ó transmisión de los sonidos producidos por el ritmo cardiaco. El estetoscopio forma parte de este tipo de instrumentos, los micrófonos generalmente tienen un pequeño diafragma el cual utilizan para convertir la presión en movimiento. Posteriormente, este movimiento es convertido a un voltaje mediante un transductor de bobina móvil, de capacitancia variable o de tipo

piezoeléctricos. Sea cual fuere, usualmente debe tener un tubo capilar que conecte ambos lados del diafragma con el objeto de igualar la presión promedio (presión atmosférica) y prevenir las roturas del diafragma. Esta conexión es necesaria porque los cambios diarios de presión atmosférica, son mucho mayores que las fluctuaciones de la presión sonora, a la cual deben responder estos dispositivos. Además, existen "fugas" por el capilar que determinan que los micrófonos no respondan a variaciones lentas de presión, aunque esto no es un problema grave, ya que muchas mediciones involucran la respuesta del oído humano, la cual tiene un límite inferior de rango audible de 10 Hz. a 20 KHz. Por lo tanto, la respuesta en frecuencia del micrófono debe ser limitada por estos límites.

2.- Densitométricos.- Generalmente la medición se efectúa en algún miembro, colocando el dispositivo sobre el tejido. Mediante este método se puede medir, a través de las ramificaciones cardiovasculares, el efecto de variación sanguínea que produce el ritmo cardíaco en las venas y tejidos adyacentes. En la actualidad puede hablarse del mismo principio de la pletismografía, pero a través de una impedancia colocada en algún miembro. Por ejemplo, en un transductor densitométrico de tipo mercurial, cuyo encapsulado, como lo muestra la figura 2.5, se coloca sobre la yema del dedo índice, de tal forma que

un anillo pequeño de material blando, sufra deformaciones al paso del flujo sanguíneo, éstas deformaciones son recibidas por el encapsulado que rodea al anillo, el cual está lleno de aire y que se conecta a un cilindro con aire calibrado a la presión atmosférica. Los movimientos son comparados con una escala mercurial, la cual sufre pequeñas oscilaciones de impedancia para una corriente eléctrica pequeña, conectada a la entrada de un amplificador con lo que se hace la medición de variaciones en impedancia. Finalmente esta señal es amplificada y procesada ya como pulsos eléctricos en un circuito graficador.

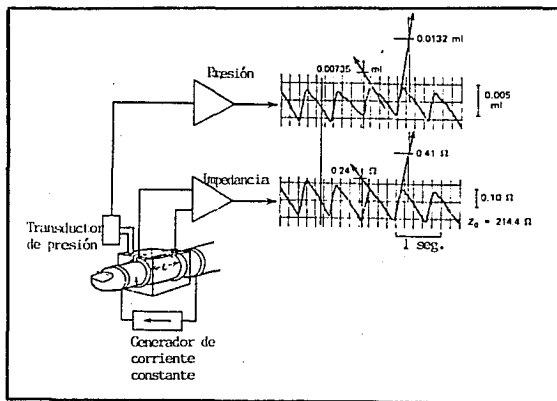


Figura 2.5. Transductor densitométrico mercurial.

3.- Ópticos.- Recientemente se ha desarrollado un método de medición similar pero a través de un transductor óptico, empleado para la detección de la frecuencia cardiaca. El transductor óptico está formado por un arreglo de diodo-emisor y transistor-receptor de luz infrarroja. El diodo-emisor proyecta un haz de luz infrarroja con cierto ángulo de incidencia como se muestra en la figura 2.6.

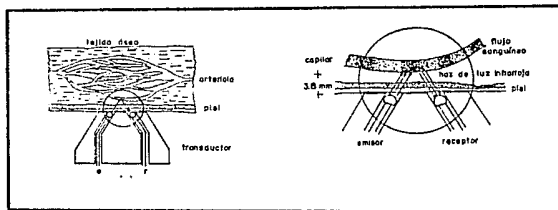


Figura 2.6. Transductor densitométrico óptico.

La forma de operación de estos últimos es que utilizan, para la detección del ritmo cardiaco, un haz de luz infrarroja emitido por un diodo emisor que es obligado a pasar por alguna ramificación del sistema cardiovascular de tal manera que el transistor receptor convenientemente colocado sea capaz de percibir la variaciones en el haz de luz ocasionadas por los cambios de fluctuación y de tonalidad en el fluido sanguíneo,

midiendo através de dichas variaciones la frecuencia cardíaca.

La idea principal de éstos transductores, acoplados en la falange del paciente, obedece principalmente al tipo de encapsulado del transductor y a la comodidad que representa para el paciente.

2.2.- TEMPERATURA.

La temperatura de un cuerpo, se relaciona generalmente con la energía cinética media de las moléculas, cuando en realidad se refiere al nivel de la energía interna del mismo.

La temperatura nos informa de algo relacionado con nuestra sensación de bienestar, porque la temperatura es un número que indica en que sentido va a fluir la energía o el calor. Si la temperatura del medio ambiente es bastante inferior a la del cuerpo humano pasará energía de nuestro cuerpo al medio ambiente, si nuestro cuerpo no puede reemplazar esta energía con suficiente rapidez sentimos frío. Por otra parte, si nuestro cuerpo absorbe energía proveniente del ambiente, a una velocidad mayor que la velocidad con la cual puede ser eliminada se siente calor.

Las sustancias alimenticias absorbidas por nuestros cuerpos sufren desde su entrada en el organismo transformaciones complejas cuyo conjunto recibe el nombre de metabolismo, incluyendo su aprovechamiento o la expulsión de parte de ellas. En el transcurso de esas transformaciones se manifiestan diversos fenómenos energéticos que tienen por resultado, en particular, una producción de calor. La cantidad mínima de calor que el cuerpo humano requiere es de 1500 calorías por 24 horas, esta cantidad corresponde al mantenimiento de los fenómenos fundamentales de la vida, es decir al metabolismo basal (estado de reposo). Además, el organismo en estado de actividad normal desprende por lo menos 2250 calorías cada 24 horas, correspondientes al metabolismo de mantenimiento. Esa cantidad de calor aumenta con el trabajo muscular en una proporción que puede ser del 40 al 70 % .

La regulación térmica es la que contribuye al mantenimiento de la temperatura del cuerpo, los seres sometidos a esa regulación son homeótermos. Esta regulación es inconsciente, pero con frecuencia interviene ayuda consciente para facilitar su conservación, en ambos casos el organismo lucha contra el frío o el calor .

La regulación térmica se puede atribuir principalmente al

hipotálamo, así como también a secreciones de las glándulas suprarrenales y a la tiroides. Por lo que al presentarse un aumento o disminución de la temperatura corporal existe una alteración funcional. La temperatura en el hombre es de $35.8\text{ }^{\circ}\text{C} \pm 0.7\text{ }^{\circ}\text{C}$ en el transcurso del día. En la especie humana la muerte sobreviene cuando la temperatura central baja de $25\text{ }^{\circ}\text{C}$. La temperatura central no debe sobrepasar los $45\text{ }^{\circ}\text{C}$. Las zonas recomendadas para medición de la temperatura son, las axilas y el recto.

2.2.1. Determinación de la temperatura.

La determinación de la temperatura consiste en asignarle un número a la diferencia de calor entre dos cuerpos. Para esto es necesario disponer de un instrumento que permita determinar cuantitativamente la temperatura. Lo anterior se logra con los llamados termómetros, cuyo diseño depende de la propiedad física que se use. En general, la construcción de los termómetros se basa en la dilatación de un cuerpo con el aumento de la temperatura, aunque puede hacerse uso de otras propiedades físicas tales como: dispositivos resistivos térmicos (termistores), dispositivos termoelectrónicos (termopares), diodos de juntura pn, circuitos resonantes sensibles a temperatura,

radiación infrarroja, dispositivos químicos (cristales líquidos) y otros. La mayor parte de los principios anteriores pueden ser aplicados a sensores de estado sólido fabricados en substratos semiconductores.

Los sensores de temperatura de juntura pn están disponibles comercialmente. Para diodos de juntura normal pn, con una corriente constante fluyendo a través de él, el voltaje de la juntura pn decrece alrededor de 2 a 3 mv/°c cuando la temperatura sube. Los sensores de juntura con interfaz IC pueden dar lecturas de voltaje directo correspondiente a la temperatura en grados Fahrenheit o Centígrados. Un método no conductivo para determinar la temperatura se puede obtener mediante el uso de cristales líquidos u otros materiales, en combinación con fibras ópticas, que cambian sus características de absorción con la temperatura.

2.2.2. Transductores de temperatura.

Para la medición de la temperatura se consideran cinco tipo de transductores, que se describen a continuación y son los siguientes:

- 1.- Termoresistivos. . .
- 2.- Termoelectrónicos.
- 3.- De juntura pn.
- 4.- Químicos.
- 5.- Radioactivos.

1.- Transductores Termoresistivos.- Los cambios en la resistencia eléctrica de ciertos metales y semiconductores son la base de estos transductores. Para casi todos los metales, sobre un rango moderado de temperatura, los cambios en la resistencia son proporcionales a los cambios de temperatura, así que, el comportamiento de la resistencia puede ser definida por la ecuación siguiente :

$$R_T = R_0 [1 + \alpha (T - T_0)] \quad (2.1)$$

donde R_0 es la resistencia del elemento a una temperatura T_0 y α es el coeficiente de temperatura de resistencia a T_0 . Para la mayoría de los metales el coeficiente de temperatura es positivo, correspondiendo un aumento de resistencia con la temperatura. Para semiconductores α también es positivo pero decrece con el dopado. Para los semiconductores cerámicos (termistores) la característica de temperatura es altamente no lineal y α puede ser positiva o negativa.

2.- **Transductores Termoelectricos (termopar).**- Si se conectan en un circuito cerrado dos metales distintos, con dos juntas a diferentes temperaturas, T_1 y T_2 , fluye una corriente a través de ellos. Como resultado del flujo de esta corriente se genera una fuerza electromotriz (fem). Figura 2.7.

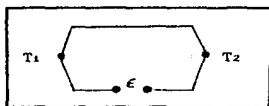


Figura 2.7.

La Fem térmica llamada efecto de Seebeck, responsable del flujo de corriente, depende del tipo de metales involucrados y es aproximadamente proporcional a la diferencia de temperaturas de las juntas.

La Fem de Seebeck está definida, en función de la temperatura absoluta de las juntas T_1 y T_2 por la ecuación 2.2:

$$V = \alpha (T_1 - T_2) + \gamma (T_1^2 - T_2^2) \quad (2.2)$$

donde α y γ son constantes para el termopar. De la ecuación anterior se deduce que la Fem depende no solamente de la

diferencia de temperaturas de las juntas sino también de valores absolutos. Sin embargo, la dependencia cuadrática puede aproximarse a una relación lineal si la diferencia de temperaturas ($T_1 - T_2$) no es muy grande.

3.- Transductores de Juntura pn (diodos).- Se ha encontrado que un diodo de juntura pn cuando se le suministra una corriente constante exhibe un voltaje terminal que varía linealmente con la temperatura. El alto grado de linealidad normalmente observado es una característica particularmente atractiva de este tipo de transductores, porque permiten ser calibrados usando solamente dos puntos fijos de temperatura.

Considerando la ecuación de voltaje-corriente para un diodo de silicio en un rango intermedio de operación en directa, donde el comportamiento de la corriente está definido por la ecuación 2.3.,

$$I = I_0 e^{qv/2kT} \quad (2.3)$$

donde I_0 es la corriente de saturación, que es por sí misma fuertemente dependiente de la temperatura. Esta ecuación puede ser escrita como:

$$I_0 = f(T) T^{\frac{2}{3}} \exp \left(-E_g / 2kT \right) \quad (2.4)$$

donde E_g define la banda de energía del silicio a 0 K .
Típicamente, para diodos de silicio operado a 10 μA , la sensibilidad es aproximadamente - 2.8 mV/ $^{\circ}\text{C}$, este cae hasta - 2.0 mV/ $^{\circ}\text{C}$ para una corriente de 1mA .

4.- Transductores Químicos (Cristales Líquidos).- En un arreglo molecular la fase del cristal líquido puede ser una colección de cristales organizados en una o dos dimensiones y de una manera particular, la cual es una característica del mismo. Hay tres clases de esta organización que puede ser identificada como : la nemática, la semática y la fase colestérica. De interés particular, para la medición de la temperatura son las sustancias que pueden existir en la fase de colestérica. Estos materiales exhiben algunos cambios, muy marcados, en sus propiedades ópticas cuando la temperatura varía. Es tal la dependencia de la temperatura que no debería sorprender el encontrar un cambio del color rápido de las sustancias colestéricas, cuando se enfrían o calientan en cierto rango de temperaturas. Por ejemplo, ciertas mezclas de estos materiales exhiben un cambio en la irradiación a través del rojo, amarillo, verde y azul cuando la sustancia es calentada de 38 $^{\circ}\text{C}$ a 40 $^{\circ}\text{C}$. El rango de temperaturas sobre el cual el cambio de color ocurre

puede ser controlado mediante el ajuste de la mezcla de las sustancias que componen el cristal.

5.- Transductores de Radiación.- Todos los cuerpos irradian energía en forma de ondas electromagnéticas, la longitud de onda para temperaturas moderadas esta predominantemente en el espectro en las regiones extremas del infrarrojo. La relación entre la energía emitida desde una superficie y la temperatura de la superficie forma las bases de este tipo de transductores.

La temperatura del cuerpo humano esta influenciada por factores como el flujo sanguíneo, la generación de calor de los órganos, y la pérdida de calor en la superficie.

Dentro de este tipo de transductores encontramos dos categorías : transductores térmicos y transductores infrarrojos. Los que a su vez se dividen en :

Térmicos: Termopilas, bolómetros, detectores de celdas Golay y . detectores piezoeléctricos,

Infrarrojos: Celdas fotoconductoras, celdas fotovoltaicas .

El principio básico es el siguiente: La radiación emitida por un cuerpo a una temperatura absoluta T esta dada por la

ecuación de Planck multiplicada por la emisividad ϵ de la superficie .

$$W_A = \frac{\epsilon(\lambda) C_1}{\lambda^5} [e^{-C_2/\lambda T} - 1] \quad (2.5)$$

donde W_A es el radiante del flujo emitido por unidad de área por unidad de longitud de onda centrada en la longitud de onda λ y las constantes C_1 y C_2 estan dadas por:

$$C_1 = 3.74 \times 10^{-12} \text{ W-cm}^2 \quad (2.6)$$

$$C_2 = 1.44 \text{ cm-K} \quad (2.7)$$

la emisividad ϵ la cual expresa el grado por el cual la superficie desvia desde un cuerpo obscuro ideal ($\epsilon = 1$), es generalmente encontrada como la longitud de onda dependiente.

2.3.- PRESION.

La medición exacta de la presión es de importancia básica para muchos diagnósticos, tanto quirúrgicos como para el manejo

y cuidado de pacientes. Además, proporciona información esencial para el control e interpretación de muchos experimentos de investigación fisiológica.

En el trabajo de diagnóstico, la medición de la presión arterial frecuentemente forma parte vital de un procedimiento de investigación certero. Durante una cirugía, el monitoreo continuo de la presión sistólica y diastólica es de particular importancia, esto debido a que puede advertir al cirujano o anestesista, con una lectura temprana, de una situación potencialmente irreversible.

Antes de plantear los diversos métodos de transducción y medición de la presión, deben definirse algunos conceptos fundamentales al respecto:

La presión es definida como la fuerza ejercida por unidad de área. En el sistema *cgs* la unidad de presión es el *bar*, la cual por definición es igual a una *dina* por centímetro cuadrado.

Una unidad de presión aceptada generalmente es el *torr*, la cual es casi igual a la presión producida por 1 mm de mercurio, aunque es raramente usada por los fisiólogos.

Se establece que para la aceleración gravitacional "estándar", de 981 cm/seg^2 , la presión hidrostática producida por 1 mm de mercurio a 0°C es de 1330 dinas/cm^2 . Así, asumiendo que la densidad del mercurio es de 1.055 gm/cm^3 y la densidad salina fisiológica es de 1.04 gm/cm^3 , encontramos que:

$$1 \text{ mm Hg} = 1 \text{ torr} = 12.9 \text{ mm sangre} = 13.1 \text{ mm salina} = 1330 \text{ dinas/cm}^2$$

Las presiones fisiológicas son usualmente expresadas en milímetros de mercurio, aunque, particularmente para la presión venosa, son usados frecuentemente centímetros o milímetros de agua.

2.3.1. Métodos de medición de presión arterial.

Los métodos de medición de la presión en un organismo pueden ser divididos dentro de dos categorías:

- 1.- Técnicas de medición no invasivas.
- 2.- Técnicas de medición invasivas.

La ausencia de procedimientos quirúrgicos directos, hace que los métodos no invasivos sean más atractivos desde un punto

de vista clínico. Los métodos invasivos requieren de la introducción de un elemento que sense la presión del fluido, acoplado el fluido a través de un catéter o seguido de un transductor externo.

La presión fisiológica es dinámica, consiste de una presión media y una componente periódica cuyo periodo fundamental es igual al periodo del sistema cardiaco o respiratorio. La presión media puede ser expresada como

$$\bar{P} = \frac{1}{T} \int_0^T P(t) dt \quad (2.8)$$

la cual es representada gráficamente por la figura 2.8:

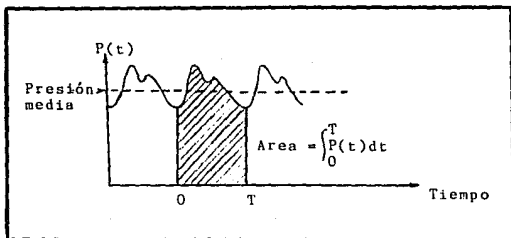


Figura 2.8. Interpretación gráfica de la presión media.

1.- **Técnicas de medición no invasivas.**- Para la medición clínica rutinaria de presión sanguínea, la técnica esfigmomanométrica es la más familiar. Ésta hace usar un dobez oclusivo aplicado al brazo y colocado sobre la arteria braquial. En la secuencia de medición normal, primero, se infla el dobez más allá de la presión sistólica, colapsando así la arteria braquial y cortando todo flujo sanguíneo, como se muestra la figura 2.9, posteriormente, el dobez es desinflado lentamente y empieza justamente el flujo pulsátil marcándose en forma continua (presión sistólica). Si se asume que la presión del dobez es transmitida a la arteria sin atenuación, entonces las dos presiones del dobez registradas corresponderán a la presión real sistólica y diastólica respectivamente.

Se han utilizado diversos métodos para determinar el estado del flujo en la arteria y poder así encontrar la presión sistólica y diastólica. El esquema más usado es el que se basa en el cambio en las características de los sonidos producidos por el flujo pulsátil a causa de la constricción. Los sonidos Korotkoff, nombrados así después de su descubrimiento, pueden ser detectados por un estetoscopio o un transductor piezoeléctrico colocado sobre la arteria.

Como se muestra en la figura 2.9, el carácter y la

intensidad de los sonidos varían conforme la presión disminuye. Es aceptado generalmente que el principio de la fase I y comienzo de la fase IV son usadas como el criterio para la medición de las presiones sistólica y diastólica respectivamente, la presión del doblez en el cual estos puntos ocurren serán una medición de la presión real. Geddes sugiere que si la medición es tomada cuidadosamente, con la debida consideración del tamaño del doblez en relación al diámetro del brazo y la razón de deflación del doblez, la presión sistólica aparente será, en promedio, de 5 mm Hg abajo de la presión sistólica real y la presión diastólica aparente será, en promedio, de 8 mm Hg sobre la presión diastólica real.

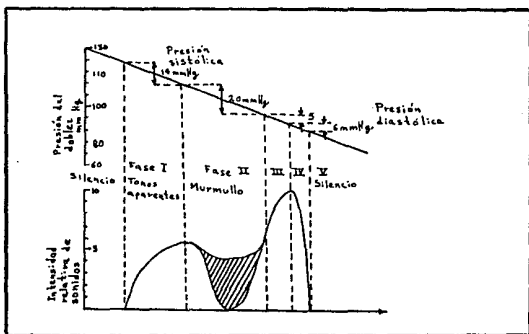


Figura 2.9. Características del método de medición auscultatorio de la presión sistólica y diastólica.

Mientras el método auscultatorio básico es simple, el cual requiere un mínimo de equipo, y lo suficientemente exacto para la mayoría de los propósitos, sufre la desventaja de fallar en la medición de la presión sistólica y diastólica para pacientes hipertensos e infantes. Lo anterior, aunado a un medio ambiente ruidoso, o cuando existe un paciente con significativo movimiento, hacen difícil distinguir el comienzo de las dos fases de los sonidos Korotkoff.

De los métodos que han sido propuestos para salvar estas dificultades, el uso del ultrasonido es particularmente atractivo. Como se muestra en la figura 2.10, en este sistema, dos cristales piezoeléctricos son colocados debajo del doblez del brazo. Un cristal, conectado a un oscilador de 8 Mhz., genera el ultrasonido que es reflejado afuera de las paredes de los vasos.

El otro cristal, conectado a un amplificador de banda angosta, detecta la señal reflejada. Si la pared del vaso está en movimiento, la señal reflejada estará corrida en frecuencia por una cantidad proporcional a la velocidad instantánea de la pared. Cuando se abre la arteria genera una señal bastante alta (Δf aprox. = 200-500 Hz.), mientras que cerrada genera una señal de baja frecuencia (Δf aprox. = 30-100 Hz.). No hay ningún

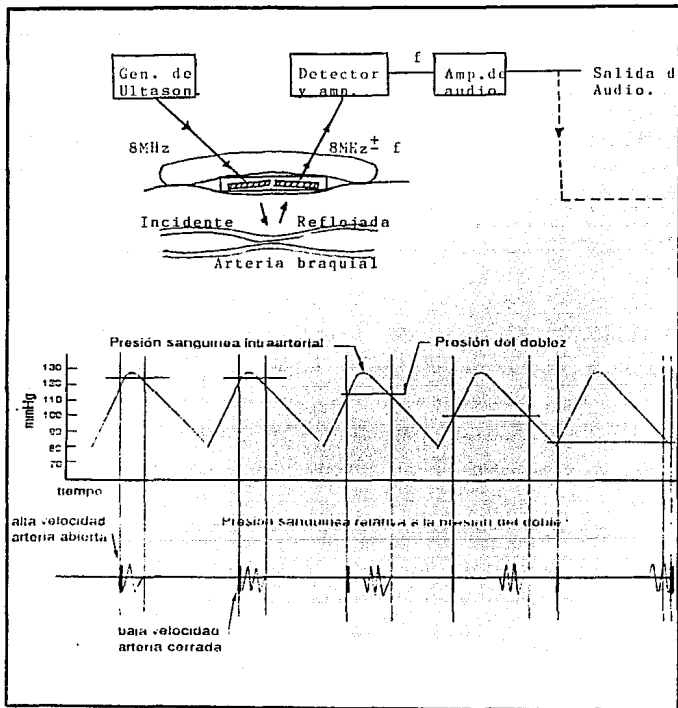


Figura 2.10. Principio indirecto de medición de la presión sanguínea usando el sistema ultrasonico de efecto Doppler.

corrimiento cuando la arteria es abierta durante el ciclo cardiaco. Así, como el doblez es desinflado, la presión sistólica es señalada por el comienzo de una señal de audio de alta frecuencia. Además, la deflación causa la separación entre las señales de alta y de baja frecuencia, primero crece y posteriormente decrece. La convergencia de las dos señales es acompañada por un cambio definido en la característica audible de la señal y es usada para indicar la presión diastólica.

Con este método Stegall reporta que en una serie de diez sujetos de presión normal (normotensos) el error, comparado con el método de medición normal para ambas presiones, fué menor de 2.5mm Hg. Además reporta mediciones acertadas de ambas presiones en ocho infantes y ocho pacientes en shock clínico, en los cuales no se dió la detección de los sonidos de Korotkoff.

2.- Técnicas de medición invasivas.- Los métodos directos de medición necesitan de la introducción de algún transductor o parte del sistema de transducción dentro de la región de interés. El catéter cubierto de fluido, acoplado por un transductor de tipo membrana externa, es uno de los medios más simples para registrar la presión pulsátil y es uno de los más usados en la investigación clínica. Idealmente el fluido del catéter transmite la presión al final del mismo y a su vez al

transductor externo, pero pueden aparecer ciertos errores, especialmente en un sistema con un diseño no muy bueno.

El sistema catéter-transductor acoplado hidráulicamente se muestra en la figura 2.11. En este sistema, si el transductor fuera perfectamente duro y el fluido fuera incompresible, un incremento en la presión en el catéter causaría que el fluido fluyera en la parte de abajo del catéter dentro del transductor y desplace el diafragma de tal manera que el volumen desplazado fuera exactamente igual a el volumen del fluido fluctante dentro del catéter.

Para propósitos prácticos, el sistema catéter-transductor, se puede representar por el modelo mostrado en la figura 2.11 c. Aquí el catéter y el fluido son representados por la suma de dos capacitancias. La masa del fluido en movimiento posee una cierta inercia representada por la inductancia L , y la viscosidad del fluido, la cual tiende a resistirse al flujo, por la resistencia R . El transductor por si mismo puede representarse por la capacitancia C' si la velocidad del fluido es suficientemente pequeña comparada con el catéter, así la inercia y la resistencia pueden ser ignoradas. Finalmente, se encuentra que la función de transferencia es un sistema de segundo orden y está determinada únicamente por L , R y $(C/2+C')$. Nótese que la

capacitancia del lado izquierdo no afecta por estar conectada directamente a la entrada.

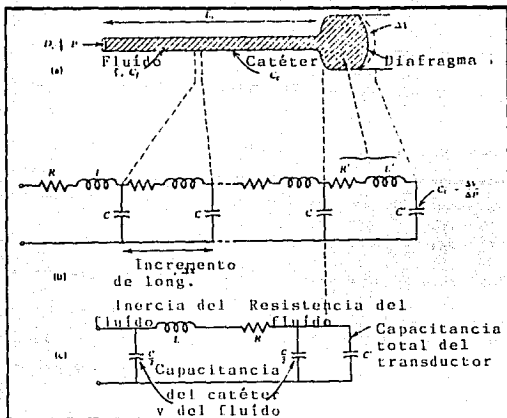


Figura 2.11. El sistema catéter-transductor acoplado hidráulicamente: (a) modelo físico; (b) analogía casi exacta con una línea de transmisión y (c) analogía eléctrica simplificada.

2.4.- RESPIRACION.

El ritmo respiratorio puede ser monitoreado por una gran variedad de técnicas tales como las mediciones de la impedancia "transtorácica" eléctrica, el flujo de gas, el movimiento de pecho y pared abdominal, los movimientos de los músculos de la

respiración y en general por los movimientos de todo el cuerpo. Mediante los circuitos electrónicos se puede determinar el pico de cada movimiento respiratorio y calcular el ritmo. Algunos monitores están diseñados para detectar la ausencia de respiración en un periodo de tiempo.

2.4.1. Métodos de medición.

Un método empleado en la medición de la respiración, consiste en la aplicación de un principio capacitivo, el cual funciona de la siguiente manera: se coloca una rata sobre uno de los platos que forman el capacitor y el otro plato, de 1 cm cuadrado, se coloca a 5 mm del tórax del animal. Al variar el área de separación entre placas, debido a los movimientos respiratorios se varía la capacitancia. Este instrumento fué usado para registrar la respiración maternal, contracciones uterinas y respiración fetal en una rata. Con pequeñas modificaciones a esta técnica, se puede detectar la respiración humana, colocando electrodos en el tórax y empleando frecuencias entre 50 y 300 Mhz.

Otro de los métodos se basa en el uso de termómetros y termistores. Por ejemplo, para medir la frecuencia de

la respiración, se toma en cuenta que la temperatura del aire expirado es más alta que la del aire inhalado, un sensor de temperatura colocado en el paso del aire provee una señal que permite monitorear la frecuencia respiratoria. En el caso de los termistores, éstos pueden ser colocados en la trayectoria del flujo de aire respirado para detectar respiración, siendo enfriado por la inhalación y calentado por la expiración.

Para detectar la respiración se han hecho otras investigaciones en las cuales se utiliza como transductor el cambio de impedancia entre dos o cuatro electrodos, que están en contacto directo con la pared del pecho.

Como resultado de estas investigaciones se desarrolló un sistema de medición de impedancias, para registrar respiración en los animales y el hombre, usando electrodos implantados debajo de la piel del pecho, de tal manera que los cambios de la impedancia transtorácica estén relacionados con el volumen de aire desplazado.

Independientemente de las consideraciones de seguridad, parece no haber ventaja en la elección de una frecuencia sobre otra para la medición de los cambios de la impedancia respiratoria. Este hecho se ilustra en la gráfica mostrada en la:

Figura 2.12, donde se pueden apreciar los cambios de impedancia respiratoria producidos en un humano.

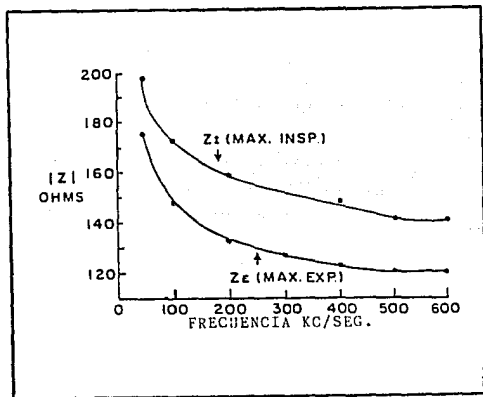


Figura 2.12. Relación entre cambios de impedancia y volumen de aire a diferentes frecuencias.

En la Figura 2.13 se presenta una gráfica continua de la relación de impedancia contra frecuencia obtenida de un perro, un generador de frecuencia variable y corriente constante conectado a electrodos transtorácicos colocados a lo largo de la línea media. El animal fué conectado a un respirador de volúmen constante para mantener un cierto ritmo. En el rango de frecuencias de los 100 Hz a los 100 KHz, los cambios de

impedancia para un volumen de respiración constante es esencialmente la misma.

La relación entre el cambio de impedancia (ΔZ) y el volumen de aire (ΔV) desplazado es aproximadamente lineal bajo casi todas las circunstancias. Para el humano, el coeficiente $\Delta Z/\Delta V$, depende del tamaño del sujeto y de la localización de los electrodos. En estudios llevados a cabo se obtuvo una linealidad bastante buena para casi todos los lugares donde se colocaron electrodos. En general, se encontró un rango de coeficientes que iban de los 6.0 Ω/l para adultos delgados a 1.0 Ω/l para adultos pesados.

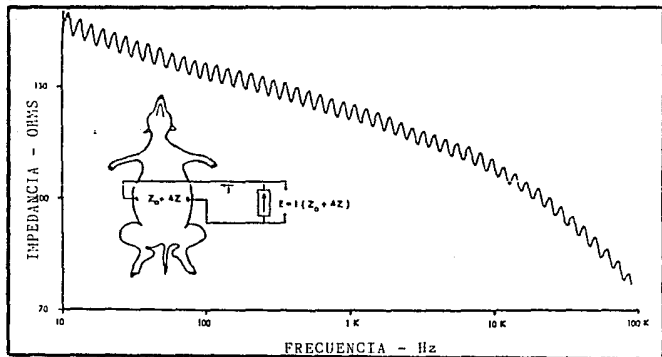
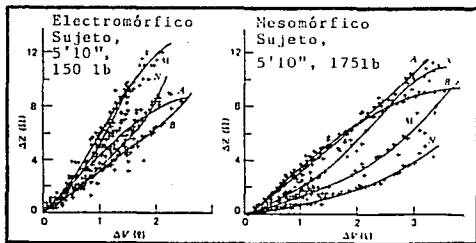


Figura 2.13. Gráfica impedancia-frecuencia de mediciones realizadas a un perro usando frecuencia variable

La Figura 2.14 indica el grado de linealidad obtenido en humanos de diferentes tamaños con electrodos bipolares, colocados en las líneas medias a diferentes niveles del pecho. Esta ilustración muestra que el coeficiente $\Delta Z/\Delta V$ es mayor para adultos de complexión delgada.

Para determinar la ubicación adecuada de los electrodos se han estudiado una gran variedad de áreas. Se han colocado electrodos a la altura de las axilas y se han medido los cambios respiratorios en impedancia a 50 kHz, y se han obtenido valores para la relación $\Delta Z/\Delta V$ en el rango de 2.5 Ω/l . Se reportó que la linealidad entre ΔZ y ΔV fué superior a la obtenida con los electrodos colocados en otras partes. También se llevó a cabo en humanos mediciones de la impedancia respiratoria a baja frecuencia (280 Hz) empleando 14 diferentes configuraciones y obteniendo valores para $\Delta Z/\Delta V$ del rango de 0.1 a 1.3 Ω/l .



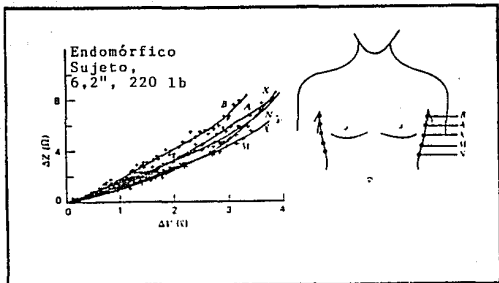


Figura 2.14. Cambios en impedancia transtorácica contra volumen de aire respirado

En la Figura 2.15 se resumen los valores para $\Delta Z/\Delta V$ obtenidos en hombres y perros usando electrodos transtorácicos. Se observa claramente que los valores para $\Delta Z/\Delta V$ dependen de la localización del electrodo y del tamaño del cuerpo; sin embargo, los datos de esta ilustración no revelan la linealidad de la relación $\Delta Z/\Delta V$.

Con electrodos transtorácicos y en sujetos de talla delgada (denominados ectomorfos), se obtiene una mayor amplitud de la relación $\Delta Z/\Delta V$. La mejor linealidad es obtenida al colocar los electrodos lo más arriba del pecho, cerca de la axila.

VARIABLES Y METODOS DE MEDICION

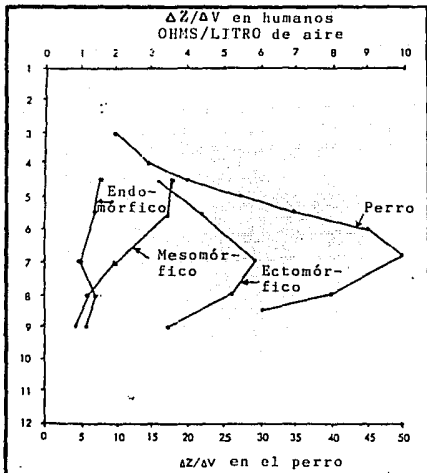


Figura. 2.15. Relación entre el coeficiente de impedancia máximo y la localización de los electrodos en sujetos con diferente complejión

Con sujetos corpulentos, llamados endomorfos, todos los valores del coeficiente de impedancia son pequeños, y la mejor linealidad es obtenida con electrodos colocados cerca de la axila.

Un estudio de cambios de impedancia por litro de aire respirado en sujetos de diferentes pesos, usando electrodos transtorácicos colocados para obtener el máximo valor de $\Delta Z/\Delta V$,

dió como resultado los datos mostrados en la Figura 2.16. Éstos revelan una relación inversa entre el máximo valor del coeficiente de impedancia en ohms por litro y el peso del cuerpo. Esta relación es casi hiperbólica ($\Delta Z/\Delta V = 453/W^{1.08}$) donde W es el peso del cuerpo en kilogramos. Una relación aproximada para el máximo valor del coeficiente de impedancia en ohms por litro es de $1\ 000/W$, donde W es el peso del cuerpo en libras.

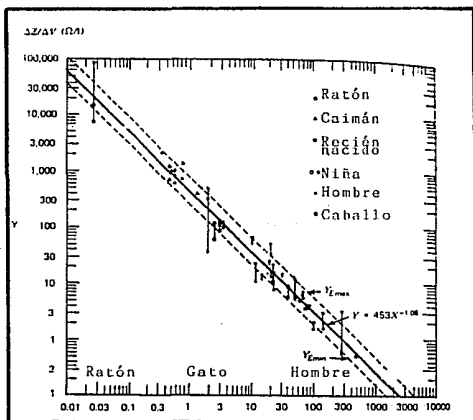


Figura 2.16. Relación inversa entre los cambios de impedancia en ohms por litro de aire respirado y el peso del cuerpo

De un gran número de mediciones, se concluyó que los cambios de capacitancia contribuyen de forma insignificante a los cambios de impedancia transtorácica, por que los cambios de reactancia son menores comparados con los cambios de resistencia que acompañan a la respiración.

La característica más atractiva del método de impedancia para la medición de la respiración, es la facilidad con que se pueden sujetar electrodos a un sujeto y conectarlos a un equipo de registro. Sin embargo, este método requiere de calibración debido a la relación de la impedancia con el aire desplazado. Otro atractivo es la disponibilidad del electrocardiograma del mismo par de electrodos.

Quizás lo menos atractivo del método de medición de la respiración por impedancia, es la necesidad de calibrar a cada sujeto con un dispositivo de medición de volúmenes. Ningún factor de calibración puede ser especificado para cada especie o sujeto.

Como en cualquier evento fisiológico, que es medido por medio de electrodos, los movimientos causan una variación en la impedancia y produce señales indeseadas por lo que se deben tomar las precauciones para evitar estos problemas.

CAPITULO 3. DISEÑO DE LOS CIRCUITOS DE MEDICIÓN DE LAS VARIABLES.

El planteamiento del diseño para la obtención de los signos vitales, los cuales fueron presentados en el capítulo anterior, abarca la transducción, filtraje, amplificación u otros aspectos, dependiendo de la variable, así como de la técnica empleada para la medición de la misma. Este es el propósito del presente capítulo.

3.1. DISEÑO PARA LA MEDICIÓN DE PULSO.

Para efectuar el sensado del pulso se seleccionó un

DISEÑO DE LOS CIRCUITOS DE
MEDICION DE LAS VARIABLES

transductor del tipo densitométrico óptico transmisor-receptor que trabaja en el rango de rayos infrarrojos apoyado con un arreglo electrónico seguro y confiable colocado en la falange del paciente o del sujeto en estudio. El diseño funciona de la manera siguiente: El transductor óptico empleado es un arreglo de diodo-emisor que proyecta un haz de luz infrarroja con cierto ángulo de incidencia, dicho haz es reflejado por la superficie cutánea con el mismo ángulo de incidencia sobre el transistor-receptor también en infrarrojo. Comercialmente el arreglo diodo-emisor y transistor-receptor es el TIL139, el haz es reflejado por las paredes vasculares de las arteriolas y capilares alojadas en la falange, la cantidad de flujo luminoso reflejado es proporcional a la cantidad de concentración del fluido sanguíneo y de glóbulos rojos que fluyen. La determinación de los componentes de polarización se calculan para obtener teóricamente la mayor intensidad de flujo luminoso emitido permisible por las características de fabricación del dispositivo opto-electrónico, donde $V_d=1.2V.$, ya que se desea un $V_{cc}=5V.$, se tiene entonces que $R_d=220\Omega$ cuando $I_d=17.27mA$, dados por el fabricante para el voltaje de polarización de 5 Volts deseado. Teniendo la mayor cantidad de flujo luminoso ahora se busca conseguir en el voltaje de colector del transistor-receptor la mayor variación posible, y ello se logra considerando como indica el fabricante para las condiciones

mínimas colocando una resistencia de colector $R_c=2.2M\Omega$, con lo que se logra tener variaciones pulsátiles de voltaje V_r de .002 a .008 Volts con un nivel de CD de 1.6 Volts. El diagrama eléctrico y gráfica de salida se muestran en la figura 3.1.

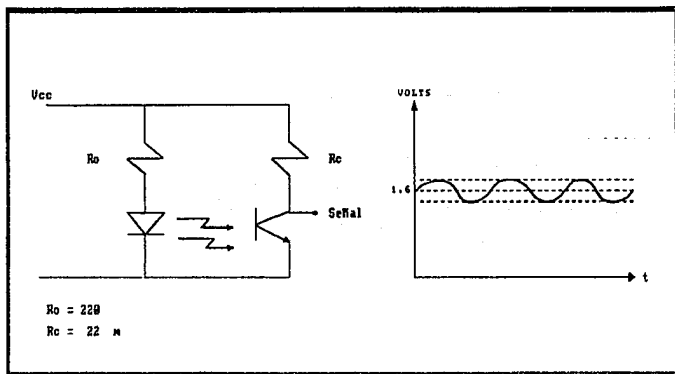


Figura 3.1. Diagrama eléctrico.

La siguiente fase corresponde a realizar un acondicionamiento de la señal proveniente del transductor, para ser muestreada posteriormente por la etapa de despliegue.

El acondicionamiento de la señal se divide en dos partes:

1) Filtro paso banda. 2) Convertidor de frecuencia a voltaje.

Filtro pasa banda.- Se desea un filtro paso banda entre 0 y 2.17 Hz, que corresponde al pulso máximo de medición que es de 130 pulsaciones por minuto. Con una frecuencia central $f_0 = 1.08$ Hz., y $Q=1/2$. La plantilla de diseño se muestra en la figura 3.2.

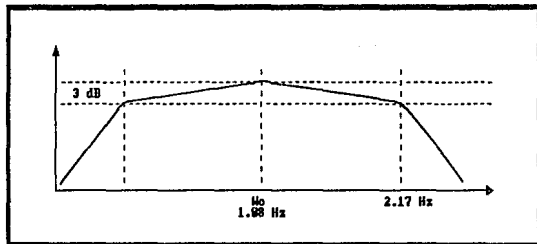


Figura 3.2. Plantilla de diseño del filtro pasa banda.

El filtro deseado tiene el arreglo mostrado por la figura 3.3.

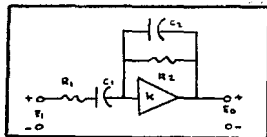


Figura 3.3. Red de filtro paso banda de fuente controlada por voltaje.

DISEÑO DE LOS CIRCUITOS DE MEDICION DE LAS VARIABLES

La función de transferencia de este filtro es:

$$\frac{E_0}{E_1}(S) = \frac{s \frac{K}{1-K} \frac{1}{R_1 C_2}}{s^2 + s \left[\frac{1}{R_2 C_2} + \frac{1}{R_1 C_1} + \frac{1}{R_1 C_2 (1-K)} \right] + \frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2}} \quad (3.1)$$

Considerando que para el diseño físico real es más fácil encontrar valores de C, se escogieron C_1 y C_2 a valores comerciales, calculando para el diseño a R_1 y R_2 :

$$\omega = 2\pi f \quad f_0 = 1.08 \text{ Hz y } f_1 = 2.17 \text{ Hz.}$$

$$R_2 = \frac{1}{\omega C_2} = \frac{1}{6.81 \times 0.22 \mu\text{F}} \quad (3.3)$$

$$R_2 = 680 \text{ K}\Omega \text{ para un valor comercial de } C_2 = 0.22 \mu\text{F.}$$

De igual modo si $C_1 = 2.2 \mu\text{F}$ entonces $R_1 = 33 \text{ K}\Omega$.

Conversión frecuencia-voltaje.- El convertidor de frecuencia a voltaje LM2907, brinda la posibilidad de tener un rango de voltaje de salida en función del rango de frecuencia definido a la entrada. Para nuestro caso el voltaje de salida requerido es de 0 a 5 volts con una relación de equivalencia entre el voltaje de salida y el ritmo cardíaco sentido que es de

0 a 130 pulsaciones por minuto, ésto es 0.02 volts = 1 puls/min. Ésto se determinó dividiendo el rango de voltaje (0 a 5 volts) entre los 256 pasos de muestra que podrá disponer como rango el convertidor analógico digital de 8 bits usado en el capítulo 4 (como se verá posteriormente), el 0808. De manera que si tenemos 0.02 volts a la salida de nuestro convertidor equivaldrá a 1 pulsación por minuto, y si tenemos 2.6 volts a la salida de nuestro convertidor estaríamos sensando 130 pulsaciones por minuto. De los datos del fabricante se tiene:

$$V_o = f_{in} V_{cc} R_1 C_1 \quad (3.4)$$

$$V_o = 2.6 \text{ V}$$

$$V_{cc} = 12 \text{ V}$$

$$C_1 = 1 \mu\text{f}$$

$$f_{in} = 130 \text{ puls/min} = 2.17 \text{ Hz.}$$

$$R_1 = \frac{V_o}{f_{in} V_{cc} C_1} = 220 \text{ Kohms}$$

El diagrama del circuito de acondicionamiento y la etapa de transducción se muestra en la figura 3.4.

DISEÑO DE LOS CIRCUITOS DE MEDICIÓN DE LAS VARIABLES

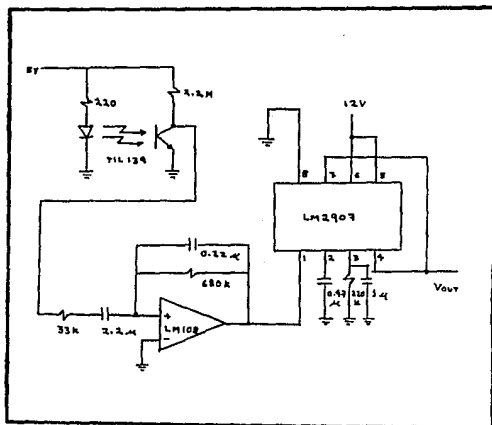


Figura 3.4.

3.2.- DISEÑO PARA LA MEDICIÓN DE TEMPERATURA.

Para efectuar la medición de la temperatura del cuerpo humano a través de un transductor portátil miniatura y capaz de ser colocado de una forma rápida en cualquier parte del cuerpo, por ejemplo, el dedo índice, se seleccionó el circuito integrado LM 335 como transductor de temperatura, ya que éste circuito es

DISEÑO DE LOS CIRCUITOS DE
MEDICION DE LAS VARIABLES

ampliamente empleado para sensar diversos elementos térmicos, entre ellos en la industria clínica y médica, con un encapsulado adecuado a la falange del paciente. El diseño incluye un arreglo de los circuitos integrados siguientes: 1) el circuito integrado lineal sensor de temperatura LM335, 2) el circuito integrado lineal de referencia de tensión LM336 y, 3) el amplificador operacional LM 308.

La forma de operar es la siguiente: se coloca la yema del dedo índice directamente sobre la superficie del circuito LM335, dicho circuito traduce el nivel de temperatura sensado a un nivel de voltaje, determinado por el rango de medición del circuito, el cual es de -40 grados centigrados hasta 100 grados centigrados, proporcionando +/- 10 mV por grado Kelvin a partir de un voltaje de referencia dado de 2.95 volts a 25 grados centigrados. Todos éstos datos son proporcionados por el fabricante.

Debido a que el convertidor maneja variaciones de 20 mV, se necesitan incrementos de 20 mV por °C. Esto se logra conectando dos transductores LM335 en serie. Las variaciones son comparadas con el voltaje de referencia proporcionado por el LM308 que usa el LM336 para fijar el voltaje a 2.5 V en la entrada (-) pin 3 del LM308.

DISEÑO DE LOS CIRCUITOS DE
MEDICION DE LAS VARIABLES

La temperatura normal media de un individuo es de 36°C , de manera que una temperatura inferior a 34°C el paciente se encuentra en estado critico, y lo mismo ocurre a temperaturas mayores de 39°C .

La salida del amplificador operacional LM308 se fija a un nivel de 2.73 Volts, con la resistencia variable de 2Kohms, y si por otro lado los sensores proporcionan 2.73 Volts, la diferencia de ambas (0 V) corresponde a 0°C . A partir de este nivel, por cada $^{\circ}\text{C}$ sentido se obtendrá 20 mV adicionales. De forma que se tiene 0mV para 0°C , 20 mV para 1°C , 40 mV para 2°C y así sucesivamente. El circuito completo se presenta en la figura 3.5.

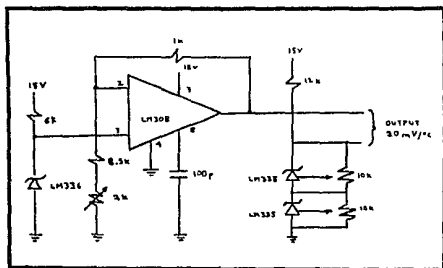


Figura 3.5

3.3.- DISEÑO PARA LA MEDICIÓN DE LA PRESIÓN ARTERIAL

De las técnicas para medir la presión arterial la que mayores ventajas presenta, para nuestras necesidades, es la de ultrasonido. Estas ventajas se enuncian a continuación, así como algunas gráficas que ilustran el porqué de la selección de este método:

Para la medición de la presión arterial existen básicamente dos métodos, los invasivos y los no invasivos. Debido a que un método directo (invasivo) requiere de la introducción de un elemento transductor dentro de la región de interés, y de personal calificado para la introducción del mismo, aunado a que el presente diseño se planea para una unidad en movimiento, hace que ésta técnica sea descartada.

De los métodos indirectos (no invasivos), dos son los más empleados, uno basado en los sonidos Korotkoff y el segundo en el ultrasonido. Este último presenta un error menor en relación al primero comparado con la datos registrados a través de un método intra-arterial, el cual presenta mejores resultados. En la figura 3.6. se presentan la gráficas representativas de tales comportamientos comparándolos entre si.

DISEÑO DE LOS CIRCUITOS DE MEDICIÓN DE LAS VARIABLES

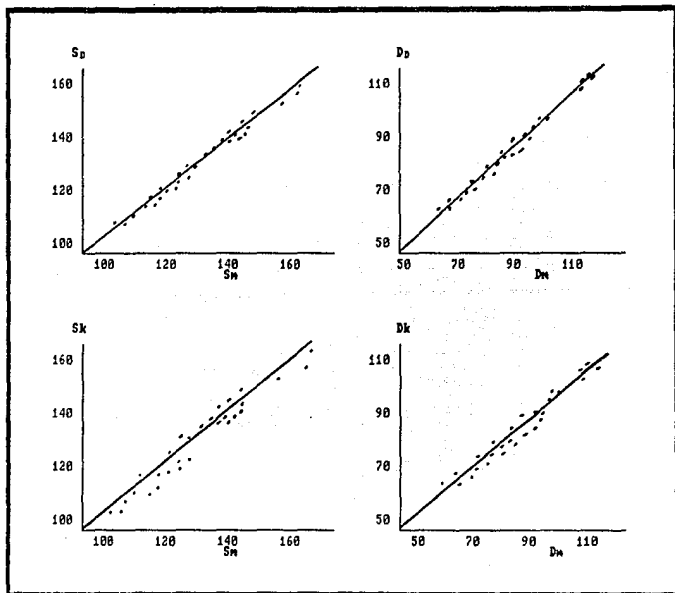


Figura 3.6. Comparación de los métodos de presión arterial directos e indirectos. Presiones sanguíneas, Doppler sistólica (S_D) y diastólica (D_D), y Korotkoff (S_K) y (D_K), respectivamente.

También con el método de ultrasonido se dan mediciones acertadas en infantes y pacientes en conmoción clínica, en los cuales es imposible la medición de la presión arterial con el método convencional, basado en la detección de los sonidos

Kórotkoff. Lo anterior hace que se descarte por completo el método convencional, y se opte por seleccionar para nuestro diseño, el método de ultrasonido.

En la figura 3.7., se muestra un diagrama a bloques para medir la presión arterial con el método de ultrasonido. El cual consiste de los siguientes elementos:

Oscilador de potencia.

Cristales piezoeléctricos.

Esfignomanómetro.

Transductor de presión.

Amplificador diferencial.

Filtro.

Amplificador de frecuencia.

Comparador.

Amplificador de presión.

Circuito de retención.

El funcionamiento del sistema antes mencionado es el siguiente:

El oscilador de potencia proporcionará la frecuencia (f) a un voltaje elevado para así alimentar a un cristal piezoeléctrico, colocado debajo del brazalete, que oscilará a

la frecuencia de 8MHz. Otro cristal, colocado también debajo del brazaleto, detectará la frecuencia reflejada que será igual a la transmitida más un incremento ($f+\Delta f$).

El amplificador diferencial nos dará la diferencia de las dos señales, la del oscilador y la reflejada, con una pequeña amplificación. Esta señal obtenida será filtrada para obtener el rango deseado de frecuencia y evitar ruido en el sistema.

Una vez filtrada se amplificará (amplificador de frecuencia) para tener el nivel necesario de voltaje para el comparador, donde se compararán los pulsos dando el criterio para la presión sistólica y diastólica. El primer pulso detectado representa la presión sistólica P_1 , mientras que la detección de dos pulsos iguales representa la presión diastólica P_2 .

El esfigmomanómetro, que consta de un brazaleto y de un manómetro de tubo de Bourdon, proporcionará la presión necesaria a el brazo y dará una idea de la presión aplicada al mismo.

El transductor de presión colocado debajo del brazaleto, sensorá la presión del mismo, esta señal deberá ser amplificada debido a que es de nivel bajo. El comparador nos dará el

DISEÑO DE LOS CIRCUITOS DE MEDICION DE LAS VARIABLES

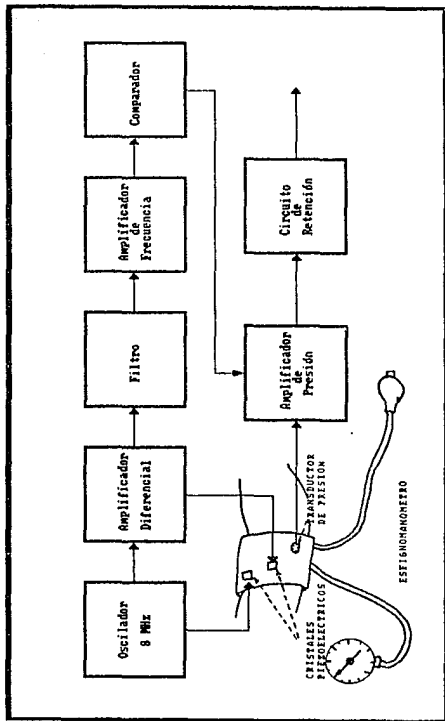


Figura 3.7. Diagrama a bloques para la medición de la presión arterial

DISEÑO DE LOS CIRCUITOS DE
MEDICION DE LAS VARIABLES

criterio para saber qué nivel de voltaje representa la presión sistólica y cual la diastólica. Por último se necesita un circuito de retención de información para que las señales puedan ser muestreadas por la etapa de adquisición y procesamiento de datos.

En la figura 3.8, se muestra el oscilador de potencia. Recuérdese que se necesita una frecuencia de 8Mhz, de tal forma se tiene que:

$$T = 1/f \quad (3.5)$$

$$\therefore T = 125 \text{ ns}$$

y teniendo en cuenta que la salida del IC LM556 es:

$$T = 1.1R_1C_1 \quad (3.6)$$

fijando el capacitor C_1 a 4700pF y despejando R_1 queda:

$$R_1 = \frac{125\text{ns}}{(1.1)(4700)\text{pF}} \quad (3.7)$$

$$\therefore R_1 = 24.178 \text{ ohms}$$

Se sugiere un potenciómetro de 40 ohms de ajuste fino y ajustarlo para obtener la frecuencia deseada.

DISEÑO DE LOS CIRCUITOS DE MEDICION DE LAS VARIABLES

En la misma figura Q₁ y Q₂ son utilizados para aumentar la corriente y disparar el SCR, al conducir éste el alto voltaje (HV) es aplicado al cristal y oscilará a la frecuencia aplicada. Las otras resistencias y capacitancias son de acoplamiento y para eliminar el posible rizo de la fuente.

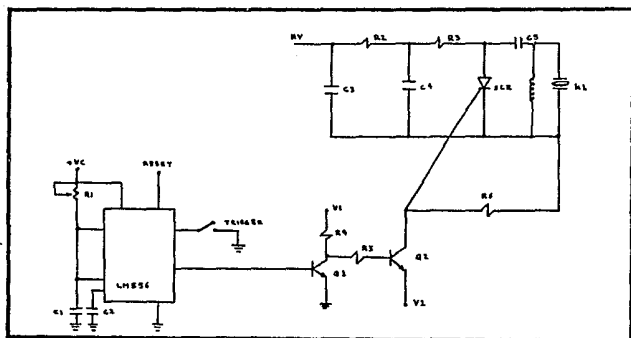


Figura 3.8. Oscilador de potencia.

En la figura 3.9, se muestra el amplificador diferencial donde la salida está dada por:

$$V_o = (V_2 - V_1) \frac{R_D}{R_7} \quad (3.8)$$

Y se desea una pequeña ganancia de 10, lo que implica:

$$A_v = 10$$

$$A_v = \frac{R_D}{R_7} \quad (3.9)$$

fijando el valor de $R_7 = 10 \text{ Kohms}$ y despejando R_D queda:

$$R_D = 10(10) \text{ Kohms}$$

$$\therefore R_D = 100 \text{ Kohms}$$

R_{10} se usa para un óptimo acoplamiento de impedancias con el filtro.

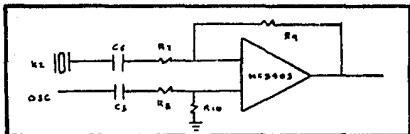


Figura 3.9. Amplificador diferencial.

En la figura 3.10., se muestra el filtro pasa banda que será utilizado. El principio bajo el cual se diseñó es el siguiente:

El ancho de banda es de 30Hz a 500Hz. Por lo común los filtros paso banda se diseñan con menos de 3 dB de atenuación y si la razón de la frecuencia superior a la inferior, (R_f), es de más de 1.5, se considera como un filtro de banda ancha.

DISEÑO DE LOS CIRCUITOS DE MEDICION DE LAS VARIABLES

$$R_f = \frac{500 \text{ Hz}}{30 \text{ Hz}} \quad (3.10)$$

$$R_f = 16.67$$

∴ es de banda ancha.

Debido a lo anterior se puede diseñar como una combinación de filtro pasa baja y pasa alta conectados en cascada. Además se necesita una atenuación de más de 25 dB a 10 Hz y también de 25 dB a 1500 Hz.

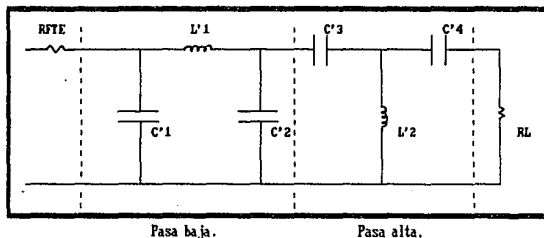


Figura 3.18. Filtro pasa banda de banda ancha.

El filtro pasa baja se puede diseñar como del tipo omnipolar, de la siguiente manera:

Calculando A_s
(Factor de escarpamiento)

$$A_s = \frac{F_s}{F_c} = \frac{1500 \text{ Hz}}{500 \text{ Hz}} = 3 \quad (3.11)$$

Donde F_u es la frecuencia de corte de supresión de banda.

Donde F_c es la frecuencia de corte.

Usando las curvas normalizadas del apéndice B, un filtro Butterworth de $n = 3$ proporciona más de 25 dB de atenuación a 3 rad.

$$\text{Evaluando FSF} \quad \text{FSF} = 2\pi F_c = 2\pi 500 = 3,141.59 \quad (3.12)$$

(Factor de cambio de frecuencia)

Escogiendo Z para obtener valores prácticos:

$$Z = 330 \text{ ohms}$$

Usando la tabla 1 del apéndice B y cambiándose los valores normalizados del circuito en las escalas de frecuencias e impedancias:

$$C'1 = C'2 = \frac{C}{\text{FSF} \times Z} \quad (3.13)$$

$$C'1 = C'2 = \frac{1}{3,141.59 \times 330} = 0.965 \mu\text{F}$$

$$R'1_0 = ZR = 330 \times 1 = 330$$

$$L'1 = \frac{Z \times L}{\text{FSF}} \quad (3.14)$$

$$L'_1 = \frac{330 \times 2}{3,141.59} = 210.1 \text{ mH}$$

El filtro pasa alta se diseñó directamente a partir de los valores de filtros pasa baja normalizados que se presentan en la tabla 1 del apéndice B de la siguiente forma:

Se calcula A_n

$$A_n = \frac{F_c}{F_n} = \frac{30}{10} = 3 \quad (3.15)$$

Usando las curvas normalizadas del apéndice B, un filtro Butterworth de $n = 3$ proporciona más de 25 dB de atenuación a 3 rad.

Para hacer una transformación de pasa baja a pasa alta, reemplácese cada inductor, de la tabla 1 del apéndice B, con un capacitor que tenga un valor igual a $1/L$ y cada capacitor, de la misma tabla, con un inductor de un valor de $1/C$.

$$C_3 = C_4 = \frac{1}{1} = 1 \text{ F} \quad (3.16)$$

$$L_2 = \frac{1}{2} = 0.5 \text{ H} \quad (3.17)$$

donde FSF es

$$FSF = 2\pi 30 = 188.5 \quad (3.18)$$

y sea Z

$$Z = 330 \text{ ohms} \quad (3.19)$$

$$C'3 = C'4 = \frac{1.0}{188.5 \times 330} = 16.08 \mu\text{F} \quad (3.20)$$

$$L'2 = \frac{330 \times 0.5}{188.5} = 0.875 \text{ H} \quad (3.21)$$

A continuación se presenta el amplificador de frecuencia, figura 3.11, utilizado una vez que ha sido filtrada la señal. Recuerdese que el filtro se diseñó para una impedancia de carga de 330 ohms, y además se desea una ganancia de 27:

Donde la ganancia es
$$A_v = -\frac{R_2}{R_1} \quad (3.22)$$

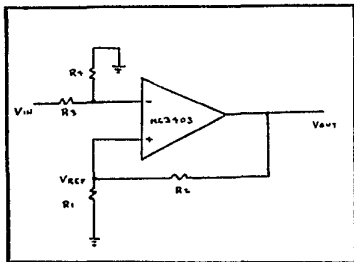


Figura 3.11. Amplificador de frecuencia.

Para acoplar correctamente impedancias R_2 debe ser igual a 330 ohms debido a que está conectada directamente al filtro y el valor de R_4 debe ser equivalente al paralelo de R_1 y R_2 .

$$A_v = - \frac{R_2}{R_1} = 27 \quad (3.23)$$

Fijando el valor de R_1 a 1 Kohms

$$R_2 = 27R_1 = 27 \text{ Kohms} \quad (3.24)$$

$$R_4 = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} = 1.0 \text{ Kohms} \quad (3.25)$$

La configuración de este amplificador es más útil, ya que también sirve como comparador de pulsos debido a la retroalimentación. De tal manera que el voltaje de referencia está dado por la siguiente ecuación:

$$V_{ref} = V_{out} \left(\frac{R_1}{R_1 + R_2} \right) \quad (3.26)$$

$$R_2 \gg R_1 \rightarrow V_{ref} = \frac{V_{out}}{27} \quad (3.27)$$

Recuérdese que el primer pulso nos indicará la presión

DISEÑO DE LOS CIRCUITOS DE MEDICION DE LAS VARIABLES

sistólica (P_1) y al tener dos pulsos iguales nos indicará la presión diastólica (P_2). Del funcionamiento del circuito comparador, se observa que cuando se detecte el primer pulso la salida del amplificador operacional será baja, posteriormente la salida de éste se mantendrá en un nivel alto hasta que se detecten dos pulsos consecutivos iguales, lo que ocasionará por un instante, una vez más, un nivel bajo.

Como se explicó anteriormente, un nivel bajo de voltaje es el criterio para establecer el valor correspondiente a la presión arterial sensada por el transductor de presión. Se usa un switch bidireccional para habilitar el voltaje amplificado de este transductor, de tal forma que se tiene que invertir el nivel bajo para que el switch cambie de posición off a on (figura 3.12.).

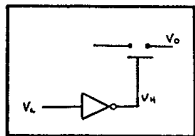


Figura 3.12.

Se escogió el transductor de presión MPX3100D debido a que su rango de presión es de 0 a 7.5 PSI y se desea medir de 0 a 4.95 PSI (0-256 mmHg) y su sensibilidad es de 5.3 mV/PSI, por lo

que se obtiene lo siguiente:

Voltaje de salida del transductor (V_{OT})

$$V_{OT} = 5.3 \frac{mV}{PSI} \cdot 4.95 \text{ PSI} = 26.24 \text{ mV} \quad (3.8)$$

debido al convertidor que utiliza la etapa de adquisición y procesamiento de datos, se necesita amplificar el voltaje de salida del transductor (V_{OT}) a 5 Volts. De lo que se obtiene la siguiente relación:

$$A_v = \frac{V_o}{V_i} = \frac{5V}{26.24mV} = 190.5 \quad (3.29)$$

Por lo tanto se necesita un amplificador de alta ganancia, en la figura 3.13, se muestra el transductor y el amplificador de alta ganancia. A continuación se presenta el cálculo de resistencias:

$$A_v = \frac{R_2}{R_1} = 190.5 \quad (3.30)$$

fijando el valor de R_2 a 10 Kohms y despejando R_1

DISEÑO DE LOS CIRCUITOS DE
MEDICIÓN DE LAS VARIABLES

$$R_1 = \frac{10 \text{ Kohms}}{190.5} = 52.49 \text{ ohms} \quad (3.31)$$

$$R_3 = R_1 // R_2 \quad (3.32)$$

$$R_3 = \frac{10 \times 10^3 \times 52.49}{10 \times 10^3 + 52.49} = 52.22 \text{ ohms} \quad (3.33)$$

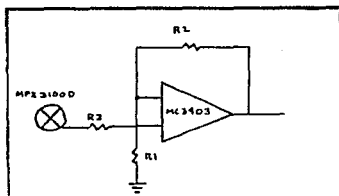


Figura 3.13. Amplificador de presión.

Por último se necesita un circuito de retención de información para que las señales puedan ser muestreadas por la etapa de adquisición de datos. Esto se logra mediante un circuito RC, mostrado en la figura 3.14, el cual tiene un tiempo de retención (T_h) de 500 mseg, calculado de la siguiente forma:

$$T_h = RC = 500 \text{ mseg.} \quad (3.34)$$

Tomando el valor de $C = 100 \mu\text{F}$ y despejando R se obtiene

$$R = \frac{500 \times 10^{-3}}{100 \times 10^{-6}} = 5 \text{ Kohms} \quad (3.35)$$

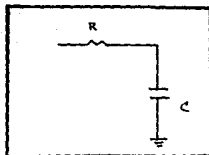


Figura 3.14. Circuito de retención.

En el apéndice A se muestra el diagrama completo para la medición de la presión arterial.

3.4.- DISEÑO PARA LA MEDICIÓN DE RESPIRACIÓN.

Hubo varios problemas que resolver para el diseño del sistema de medición de respiración. No se podía emplear el método de medición de la impedancia transtorácica ya que para usar este método se necesita que el sujeto esté completamente inmóvil, lo cual es prácticamente imposible en una ambulancia. Por otro lado, se tenía la opción de medir el pico de cada movimiento respiratorio, através de un termistor, de las variaciones de temperatura del flujo de gas. Sin embargo, se

DISEÑO DE LOS CIRCUITOS DE
MEDICION DE LAS VARIABLES

tuvieron problemas con la temperatura, ya que a ciertas temperaturas y en ciertas condiciones ambientales, el aire exhalado tiene una temperatura similar a la de la temperatura ambiente; por lo tanto, el termistor no podía registrar esas variaciones.

El sistema detector de respiración diseñado tiene la ventaja de que no necesita calibración, se ve afectado mínimamente por movimientos, temperatura, presión, etc., es económico, ligero, fácil y rápido de instalar. Está diseñado para detectar ausencia de respiración en un periodo de tiempo, y consiste de un tubo transparente de plástico, una pequeña pelota de unicel, un codificador optoelectrónico LTH-301A y un multivibrador 555. Uno de los extremos del tubo se coloca a la salida de la nariz y el otro extremo queda libre, ver figura 3.15. El tubo tiene dos reducciones entre las cuales se coloca la pelota de unicel. Sujetando el tubo se coloca el codificador optoelectrónico. A su vez toda la pieza está protegida para evitar señales indeseadas ocasionadas por la luz. Su funcionamiento es muy sencillo y consiste en lo siguiente: cuando el paciente tiene colocado el tubo en la nariz e inhala airejala la pelota de unicel, la cual bloquea la señal del diodo emisor, de tal forma que el fototransistor efectúa una conmutación. En el momento de exhalar el aire empuja la pelota y

DISEÑO DE LOS CIRCUITOS DE MEDICION DE LAS VARIABLES

por lo tanto se desbloquea la señal del diodo dejando la señal a la salida del transistor en su estado inicial.

Como se mencionó anteriormente, la función del sistema es la de detectar si el sujeto disminuye su ritmo respiratorio por debajo de un límite establecido. En el caso de una persona sana, se tiene una frecuencia de aproximadamente doce respiraciones por minuto en estado de reposo. Por supuesto hay variaciones de una persona a otra; por ejemplo, un fumador tiene una frecuencia respiratoria mayor a la de un no fumador, debido a su menor capacidad pulmonar al igual que la capacidad de un bebé. Una persona muy agitada tiene un ritmo de sesenta o más respiraciones por minuto.

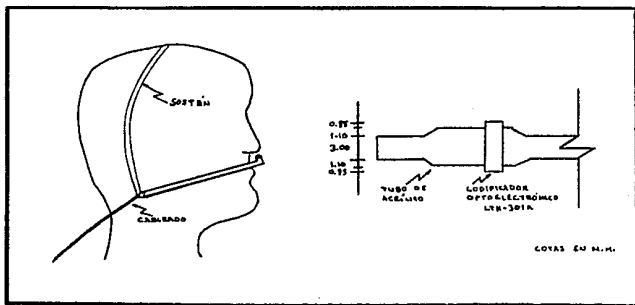


Figura 3.15.

DISEÑO DE LOS CIRCUITOS DE MEDICIÓN DE LAS VARIABLES

Se decidió como límite mínimo de detección doce respiraciones por minuto lo cual implica que cada período respiratorio dura aproximadamente cinco segundos. A la salida del fototransistor se coloca un multivibrador monoestable, en este caso se emplea un circuito de tiempo 555 ya que tiene la ventaja de que los periodos de tiempo pueden estar en el rango desde los microsegundos hasta muchos segundos. Este circuito mantiene la señal en estado alto durante 5.17 segundos, lo cual equivale a un poco más de un período de respiración a la frecuencia elegida. Los 0.17 segundos extras tienen por objeto eliminar posibles irregularidades en los datos, debido a variaciones sin importancia en el ritmo respiratorio. En la figura 3.16, se muestra el circuito diseñado.

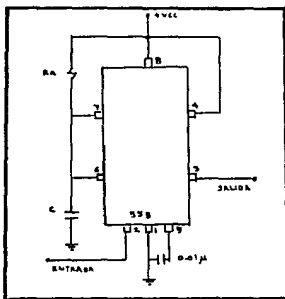


Figura 3.17. Circuito multivibrador 555.

DISEÑO DE LOS CIRCUITOS DE
MEDICION DE LAS VARIABLES

Quando el pulso de entrada llega al flanco negativo, se dispara el multivibrador, y la salida en la pata 3 pasa al estado de alto por un periodo de tiempo igual a 5.17 segundos de tal modo que la señal siempre se mantiene alta hasta que hay una disminución a once ciclos respiratorios por minuto, lo cual implica que cada periodo respiratorio dura aproximadamente 5.45 segundos.

La relación del tiempo que dura el estado alto viene dada por la siguiente fórmula:

$$T_{alto} = 1.1 RA C \quad (3.36)$$

Si elegimos una RA igual a 10 k Ω y un C de 470 μ F entonces:

$$T_{alto} = 1.1 (10 \text{ k}\Omega)(470 \mu\text{F})$$

$$T_{alto} = 5.17 \text{ seg.}$$

En la figura 3.17 se muestran las formas de la señal de entrada, y de salida del multivibrador para los casos de 12 y 11 respiraciones por minuto.

Si la respiración llega a once ciclos por minuto, entonces la salida del multivibrador permanece baja por aproximadamente 0.28 de segundos, lo cual es tiempo suficiente para ser

detectado por la unidad de despliegue de datos.

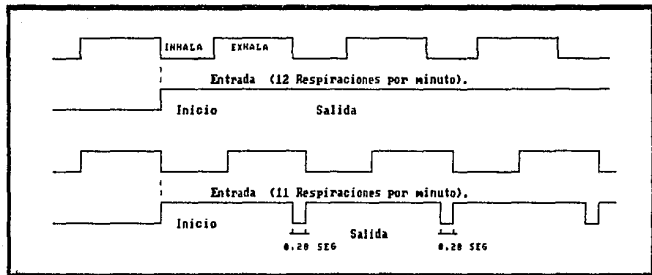


Figura 3.17. Formas de onda a la entrada y a la salida del multivibrador.

Finalmente se muestra toda la conexión en la figura 3.18:

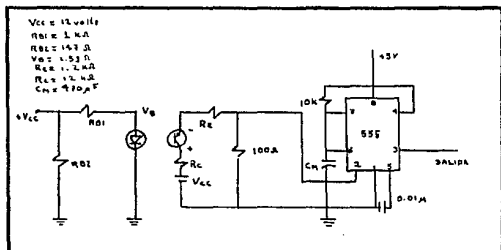


Figura 3.18. Circuito detector de respiración.

CAPITULO 4. PROGRAMACIÓN DEL SISTEMA.

La etapa de transducción, planteada en el capítulo anterior, consiste en la transducción y acondicionamiento de los signos vitales, de tal forma que puedan ser manipulados en una etapa de despliegue de datos o acoplarlos a una computadora personal.

En la figura 4.1. se muestra un diagrama a bloques donde se observa la conexión de la etapa de transducción con el sistema, que será capaz de presentar las variables medidas por los transductores en forma decimal y acoplar los datos obtenidos a una computadora personal. El sistema que se describe en este capítulo, manejará las variables medidas y consta de los siguientes aspectos:

- Módulo de Despliegue de datos.
- Módulo de Lógica de acoplamiento al interfaz.
- Módulo del Interfaz.

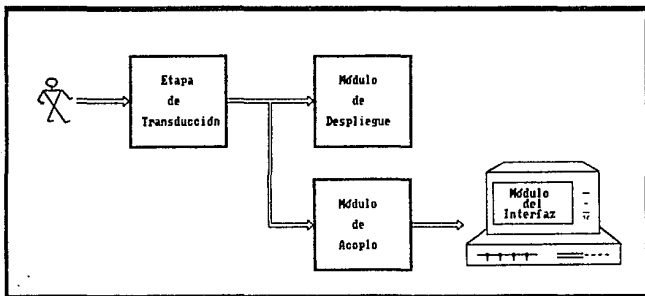


Figura 4.1. Diagrama a bloques del sistema.

-Módulo de Despliegue de datos. Aquí las señales obtenidas de la etapa de transducción se acoplan directamente a un convertidor analógico-digital de 7 segmentos, éste a su vez a un display de leds para poder así observar las lecturas obtenidas de los transductores.

-Módulo de acoplamiento al interfaz. Esta lógica tiene como finalidad acoplar las lecturas obtenidas de los elementos transductivos a un interfaz programable de una computadora

personal. Para ésto, es necesario multiplexar las señales y convertirlas en forma digital en 8 bits para poder acoplar los datos a una P.C.. Esto se hace con el fin de tener otra opción, independientemente de la etapa de despliegue, para un posible manejo más complejo de los datos. Por ejemplo, si se desea llevar datos estadísticos de un paciente, comparar datos obtenidos con patrones establecidos por el médico o comunicar los datos a otra computadora.

-Módulo del Interfaz. Para que los datos puedan ser ingresados a una computadora personal, ésta necesita de un circuito de entradas y salidas, que es el interfaz. Este nos permite relacionar a la P.C. con el medio externo, como pueden ser la impresora, a otra computadora, a un sistema más grande para la obtención de datos, o bien, para nuestro diseño, donde se acoplarán los datos obtenidos. Este dispositivo, debe programarse de una manera sencilla, debido a que solo captará las lecturas de las 5 variables, pulso, temperatura, presión sistólica, presión diastólica y respiración.

A continuación se trata con detalle cada uno de los módulos del sistema antes descrito, la relación de los mismos con la etapa de transducción, así como los elementos que constituyen cada módulo.

4.1.- MÓDULO DE DESPLIEGUE DE DATOS POR MEDIO DEL INTEL 7107.

En el presente diseño es necesario el despliegue de las lecturas obtenidas, de tal manera que el usuario disponga de ellas en caso de ser necesario. El cual se realizará con un convertidor analógico-digital de siete segmentos para cada una de las variables, pulso, temperatura, presión sistólica y presión diastólica.

El circuito integrado utilizado para la conversión analógica-digital, es el Intersil 7107. El funcionamiento de este circuito está dividido en dos secciones, analógica y digital, los cuales se describirán a continuación:

4.1.1. SECCION ANALOGICA DEL INTEL 7107.

La figura 4.2. muestra el diagrama a bloques de la sección analógica para el ICL7107. Cada ciclo de medición está dividido en tres fases. Ellas son:

(1) Auto-cero (A-D)

(2) Integración de la señal (INT)

(3) Diferenciador (DE).

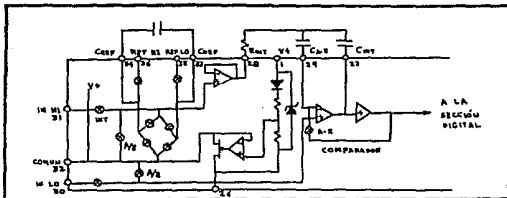


Figura 4.2.- Sección analógica del ICL 7107.

(1) Fase de auto-cero (A-Z).- Durante esta fase suceden tres aspectos. Primero, las entradas alta y baja están desconectadas de los pins e internamente cortocircuitadas a un común analógico. Segundo, el capacitor de referencia es cargado al voltaje de referencia. Tercero, un ciclo de realimentación es cerrado sobre el sistema para que el capacitor de auto-cero CAZ cargue y compense las variaciones de voltaje en el amplificador buffer, integrador y comparador. La exactitud de A-Z, entrada al comparador, está determinada solamente por el ruido del sistema.

(2) Fase de integración de la señal (INT).- Durante la integración de la señal, el ciclo de auto-cero es abierto, el corto interno es removido, y las entradas internas alta y baja son conectadas a los pins externos. El convertidor entonces

integra el voltaje diferencial entre IN HI y IN LO para un tiempo establecido. Este voltaje diferencial puede estar dentro de un rango de modo común. Al final de esta fase la polaridad de la señal es determinada.

(3) Fase del diferenciador (DE).- La fase final es el diferenciador. Aquí la entrada baja es conectada internamente a un común analógico y la alta es conectada a través del capacitor de referencia previamente cargado. La circuiteria del chip establece que el capacitor que será conectado debe tener la polaridad correcta para que la salida del integrador regrese a cero. El tiempo requerido para que la señal de salida regrese a cero es proporcional a la señal de entrada.

4.1.2. SECCIÓN DIGITAL DEL INTEL 7107.

La figura 4.3. muestra la sección digital para el INTEL 7107. En este circuito el manejo por segmento es de 8 mA (típica), para un display de LED'S de ánodo común (dato del fabricante apéndice B). Desde la salida de millares (pin 19) debe disminuir la corriente de dos segmentos del LED, ésta tiene dos veces la capacidad de manejo o sea 16 mA.

La indicación de la polaridad es "on" para entradas analógicas negativas y "off" para positivas.

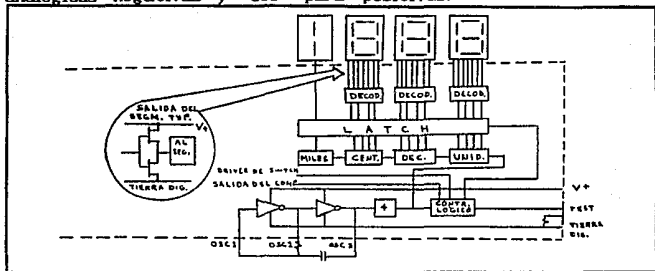


Figura 4.3.- Sección digital del ICL 7107

Tres arreglos básicos de reloj son los que recomienda el fabricante, los cuales se muestran en la figura 4.4. y son:

- Un oscilador externo conectado al pin 40.
- Un cristal entre los pins 39 y 40.
- Un oscilador usando los tres pins.

Para obtener un ciclo de medición completo, es necesario dividir la frecuencia del oscilador por cuatro, obteniendo así la frecuencia necesaria para completar el ciclo ($F_{cc} = F_{osc}/4$). Una vez que se ha efectuado la división anterior, se pueden efectuar las tres fases del ciclo de conversión (anteriormente explicadas): Integración (1000 cuentas), diferenciador (de 0 a

2000 cuentas) y el auto-cero (de 1000 a 3000 cuentas). Para señales menores que la escala completa, el auto-cero proporciona la porción no usada del diferenciador. Ésto hace un ciclo de medición completo de 4000 cuentas (16000 pulsos de reloj) independientemente del voltaje de entrada. Para tres lecturas por segundo, una frecuencia del oscilador de 48 KHz sería usada.

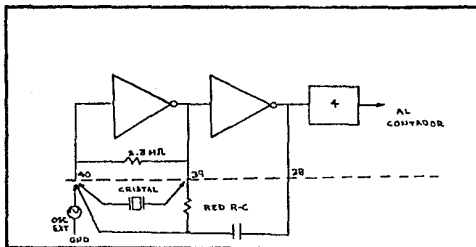


Figura 4.4.- Circuito de reloj.

4.1.3. SELECCIÓN DE LOS COMPONENTES EXTERNOS DEL INTEL 7107.

En la figura 4.5. se muestra la conexión del convertidor analógico-digital de siete segmentos para una variable solamente, recuérdese que se tienen 5 variables, y por tanto, se

necesitará de 5 convertidores para desplegar todas las señales.

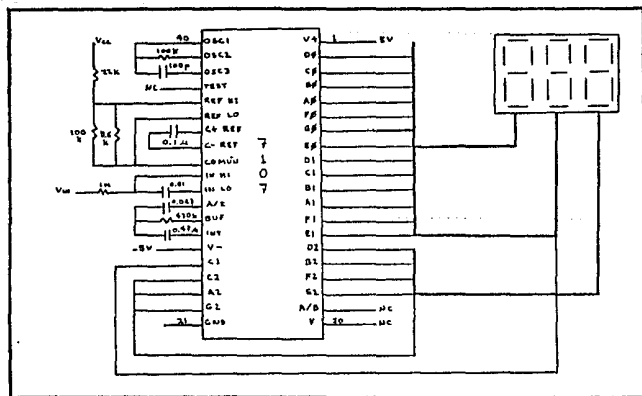


Figura 4.5. Conexión del convertidor TSC7107CPL.

Bajo la configuración mostrada en la figura 4.5 el convertidor A/D permite que las entradas que se proporcionen sean referidas a la tierra común del convertidor, la selección de los componentes externos se realiza de acuerdo al rango de voltaje que se desea escalar, ya sea de 0 a 200 mV o de 0 a 2 V a escala completa, los valores de resistencias y capacitores recomendados por el fabricante se presentan en la tabla 4.1.

PROGRAMACION DEL SISTEMA

COMPONENTE	200 mV	2.0 V
Cz	0.47 μ F	0.047 μ F
R ₁	24 K ohms	1.5 K
R ₂	47 K ohms	470 K

Tabla 4.1.

La resistencia de integración R₂ 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. Por lo anterior, el fabricante recomienda para 2V a escala completa un valor de 470 Kohms y 47 Kohms para la escala de 200 mV.

El capacitor de integración debe seleccionarse para proporcionar la máxima excursión del integrador (aproximadamente 0.3 V de cualquier fuente). Cuando el común analógico se usa como referencia, una excursión nominal buena será de ± 2 V a escala completa de integración. Con polarización de fuente de ± 5 V y el común analógico conectado a la terminal de tierra de la fuente, se tiene una excursión nominal de ± 3.5 a ± 4 V. Para 3 lecturas por segundo (48 KHz de frecuencia de reloj), los valores nominales de C_s recomendados por el fabricante son 0.22 μ F y 0.1 μ F respectivamente.

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 por el fabricante, un capacitor de 0.47 μ F, para la escala de 2V se requiere de un capacitor de 0.047 μ F.

Un capacitor de 0.1 μ F dá buenos resultados, como capacitor de referencia, en muchas aplicaciones. Sin embargo, donde existe un voltaje de modo común grande y la escala de de 200 mV es usada, se requiere de un valor grande para prevenir el error de rizo, típicamente un capacitor de 1 μ F mantendrá el error de rizo a 0.5 (sugerencia del fabricante).

Para todos los rangos de frecuencia se recomienda por el fabricante una resistencia de oscilación de 100 Kohms y un capacitor de 100 pF para una frecuencia de 48 KHz de reloj (3 lect./seg).

Los datos característicos del INTEL 7107 se presentan completamente en la apéndice B.

4.2. MÓDULO DE ACOPLAMIENTO AL INTERFAZ.

Además del módulo de despliegue de datos, se requiere de un

módulo de acoplamiento a un interfaz, para que puedan ser manejados los datos por una computadora, con posibilidad de ser almacenados y transmitidos a través de ésta.

El presente módulo será conectado directamente, también a la etapa de transducción, figura 4.1., donde deben ser consideradas las cinco señales analógicas, por tanto es necesario multiplexarlas, convertirlas en forma binaria, mediante un A/D de 8 bits para suministrarlos a un interfaz de una P.C. Este es el funcionamiento básico del módulo de acoplamiento al interfaz de una P.C., figura 4.6..

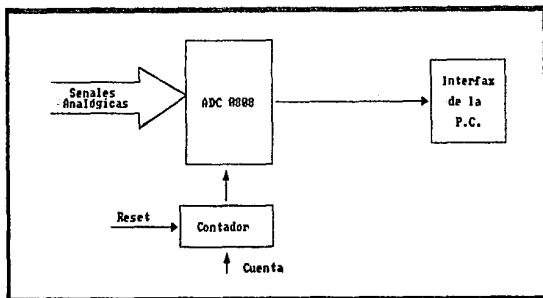


Figura 4.6. Circuito de manejo de señales.

4.2.1. EL CONVERTIDOR A/D 0808.

El circuito integrado principal de esta etapa es el 0808, cuyo funcionamiento se describe a continuación:

El circuito integrado 0808 es un componente de adquisición de datos, un dispositivo CMOS monolítico con un convertidor analógico-digital de 8 bits, multiplexor de 8 canales y tiene una lógica de control compatible a microprocesador, (figura 4.7.). El IC 0808 usa la aproximación sucesiva como técnica de conversión. Las características del convertidor son las de un comparador de alta impedancia, un divisor de 256R en un árbol de switches analógicos y un registro de aproximación sucesiva.

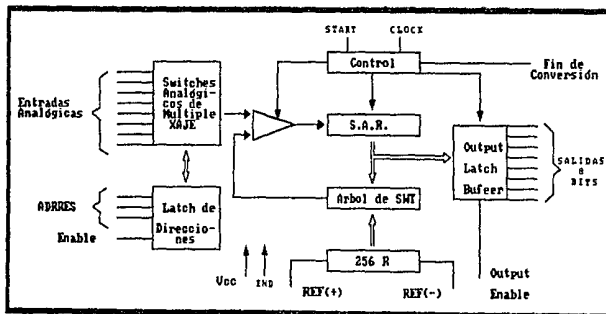


Figura 4.7. Diagrama a bloques del 0808.

El multiplexor de 8 canales puede habilitar directamente una de las 8 señales analógicas. El dispositivo también elimina la necesidad de ajustes de escala completa y de cero externo. La fácil interconexión a microprocesadores es provista por las salidas TTL, una vez multiplexadas y decodificadas.

El diseño del ADC0808 ha sido optimizado por la incorporación de aspectos más deseables en la conversión. Este dispositivo ofrece, alta velocidad, alta precisión y repetibilidad, mínima dependencia de la temperatura y un mínimo de consumo de potencia. Estas características hacen que el dispositivo sea ideal para la presente aplicación

El ADC 0808 está formado principalmente por dos partes, las cuales son,

1.- Multiplexor.

2.- Convertidor.

y se describen a continuación:

1.- Multiplexor.- El dispositivo contiene un multiplexor de señales analógicas. Un canal particular de entrada es seleccionado mediante el decodificador de direcciones. La tabla 4.2 muestra los estados lógicos de las entradas de las líneas de dirección para seleccionar algún canal. La dirección es puesta

decodificador sobre la transición bajo-alto de la señal enable de la dirección.

Canal analógico seleccionado	Linea de dirección.		
	C	B	A
IN0	L	L	L
IN1	L	L	H
IN2	L	H	L
IN3	L	H	H
IN4	H	L	L
IN5	H	L	H
IN6	H	H	L
IN7	H	H	H

Tabla 4.2.

2.- El convertidor.- El corazón del sistema de adquisición de datos de este chip es su convertidor analógico-digital de 8 bits. El convertidor es diseñado para dar rápida, exacta y repetitivas conversiones sobre un ancho rango de temperaturas. El convertidor es dividido en tres grandes secciones:

- a) La red en una escala de 256R.
- b) El registro de aproximaciones sucesivas
- c) El comparador.

y las salidas digitales del convertidor son positivas verdaderas.

a) La escala de la red de 256R (figura 4.8) fué escogida sobre la escala de convencional $R/2R$ debido a su inherente

monotonía, la cual garantiza la no pérdida de códigos digitales. La monotonía es particularmente importante en sistemas de control de ciclos cerrados repetitivos. Una relación que no sea monótona puede causar oscilaciones que serán catastróficas en el sistema. Adicionalmente, la red de $256R$ no causa variaciones de carga en el voltaje de referencia.

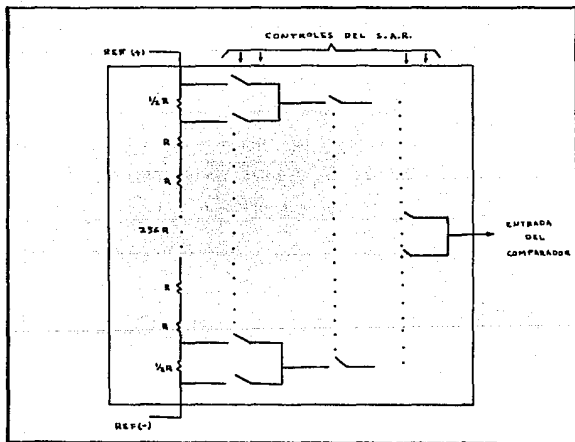


Figura 4.8. Red de resistencias y árbol de switches.

La resistencia baja y la alta de la escala en la red (figura 4.8) no son del mismo valor que en el resto de la red.

La diferencia en estas resistencias ocasiona la característica de que la salida sea simétrica con el punto de cero y de la escala completa de la curva de transferencia. La primera salida de transición ocurre cuando la señal analógica ha alcanzado $+1/2$ LSB y las transiciones de salida suceden cada 1 LSB arriba de la escala completa.

b) El registro de aproximaciones sucesivas (SAR) ejecuta 8 iteraciones para aproximar el voltaje de entrada. Para cualquier convertidor de este tipo (SAR), n -iteraciones son requeridas para un convertidor de n -bits. La figura 4.9. muestra un ejemplo típico de un convertidor de de 3 bits. En el ADC0808, la técnica de aproximaciones sucesivas es extendida a 8 bits usando la red de 256R.

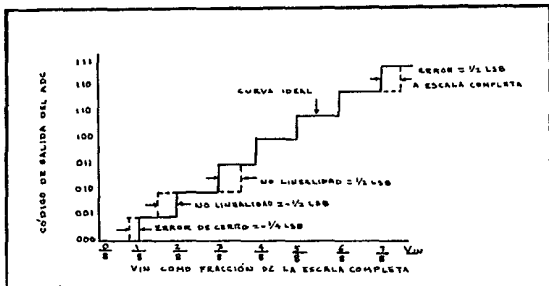


Figura 4.9. Curva de transferencia de un ADC de 3bit.

El registro de aproximaciones sucesivas del convertidor A/D es borrado en el lado positivo del pulso de comienzo de conversión (start conversion). La conversión comienza sobre la caída del mismo pulso. El proceso de una conversión será interrumpida por la recepción de un nuevo pulso de comienzo de conversión.

c) La sección más importante del convertidor A/D es el comparador. Es esta la sección que es responsable de la máxima exactitud de todo el convertidor. Es también el comparador el que tiene la mayor influencia sobre la repetitividad del dispositivo. Un comparador chopper-estabilizado proporciona el método más efectivo para satisfacer todos los requerimientos del convertidor.

El comparador chopper-estabilizado convierte la señal de entrada de DC en una señal de AC. Esta señal es entonces alimentada através de un amplificador de AC de alta ganancia y el nivel de DC reestablecido.

4.3.- MÓDULO DEL INTERFAZ

En la figura 4.1., se observa la conexión de una

computadora con el sistema. A continuación, se describe el interfaz de la computadora, así como el modo de operación y el programa para el mismo.

El interfaz es un dispositivo de entradas/salidas que permiten la comunicación entre la computadora y el usuario. De tal forma que, sirve para introducir datos para su proceso y también permite representar resultados de algún proceso de datos.

El interfaz programable 8255A es un circuito programable de uso general, figura 4.10.. Este dispositivo dispone de 24 terminales de entrada y salida que pueden ser programadas individualmente en dos grupos de doce y ser empleadas en tres distintas modalidades principales. En la primera (modo 0) cada grupo de 12 terminales de entradas y salidas pueden ser programadas en grupos de cuatro para actuar como entradas o como salidas. En la segunda (modo 1), cada grupo puede ser programado para disponer de 8 líneas de entrada o salida, mientras que tres de las restantes, por cada grupo son utilizados para sincronización de entradas y salidas, sea por espera o interrupciones. La tercera modalidad (modo 2) adopta la configuración de bus bidireccional, empleando 8 líneas para datos y 5 para sincronización (tomando una del otro grupo).

En esencia el microprocesador emite una palabra de control al 8255A, conteniendo información tal como: modalidad, activación de bits, restauración de bits, etc., con el fin de inicializar el circuito. Es indispensable también expresar que el registro de control sólo puede ser escrito, es decir que no es posible leer su estado en un momento determinado desde el microprocesador.

Todas las comunicaciones con el interfaz periférico programable (PPI) y el microprocesador ocurren sobre el bus bidireccional de datos. En efecto, para el microprocesador, el 8255 parece ser cuatro locaciones de entrada y salida (I/O) correspondientes a las cuatro combinaciones de las entradas de línea direccionales de A0 y A1. La dirección específica del puerto es controlada por la entrada de selección del chip (\overline{CS}). Solo cuando este pin es bajo puede el interfaz ser habilitado.

La tabla 4.3. resume las posibles operaciones de lectura y escritura con el chip. Cuando \overline{RD} es bajo, uno de los tres puertos de datos pueden ser leídos con una combinación apropiada de A0 y A1. Cuando A0 y A1 son altas, el puerto de control es habilitado. Este es un registro especial en el 8255 que controla el modo de operación del dispositivo. Nótese que este registro puede ser solo escrito y no se puede leer.

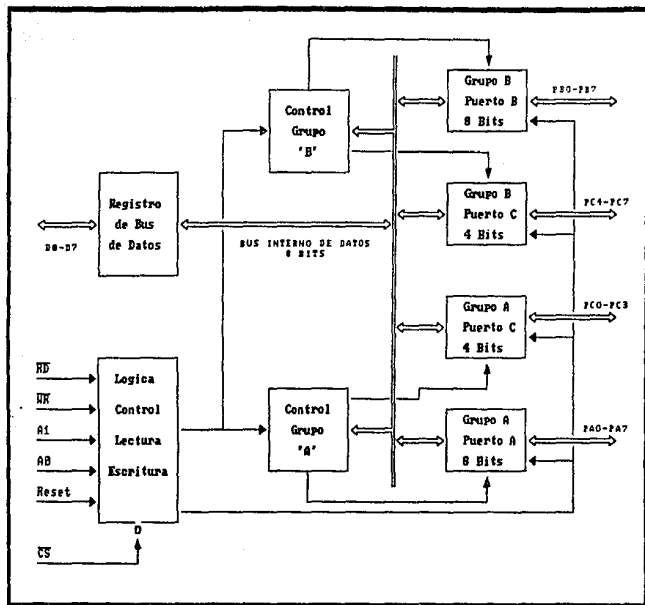


Figura 4.18. Interfaz programable 8255A.

Cuando el interfaz no está habilitado ($\overline{CS}=1$ o \overline{RD} y $\overline{WR}=1$) las conexiones del bus de datos están en un estado de alta impedancia, y el procesador está libre para comunicarse con otros dispositivos en el sistema de la microcomputadora.

A ₁	A ₂	$\overline{\text{RD}}$	$\overline{\text{WR}}$	$\overline{\text{CS}}$	
					Operación de entrada (READ)
0	0	0	1	0	Puerto A, bus de datos
0	1	0	1	0	Puerto B, bus de datos
1	0	0	1	0	Puerto C, bus de datos
					Operación de salida (WRITE)
0	0	1	0	0	Bus de datos, puerto A
0	1	1	0	0	Bus de datos, puerto B
1	0	1	0	0	Bus de datos, puerto C
1	1	1	0	0	Bus de datos, control
					Función deseable
X	X	X	X	1	Bus de datos, 3 estados
1	1	0	1	0	Condición ilegal
X	X	1	1	0	Bus de datos, 3 estados

Tabla 4.3. Tabla de verdad para el PPI 8255A.

4.3.2. MODO DE OPERACIÓN Y PROGRAMACIÓN DEL 8255A.

A continuación, se describe con más detalle el modo de operación que cubre nuestras necesidades, el modo 0, debido a que el sistema en cuestión es sencillo y requiere de introducir únicamente cinco datos, correspondientes a los signos vitales medidos (pulso, temperatura, presión sistólica, presión diastólica y respiración).

Modo 0, entradas y salidas básicas.- Una vez que el PPI ha sido interconectado al módulo CPU, el modo de operación debe ser seleccionado. Como se mencionó, tres modos son posibles en adición a un bit de operación de set/reset. Cuando se requieren entradas y salidas (I/O) incondicionales, el modo 0 debería ser seleccionado.

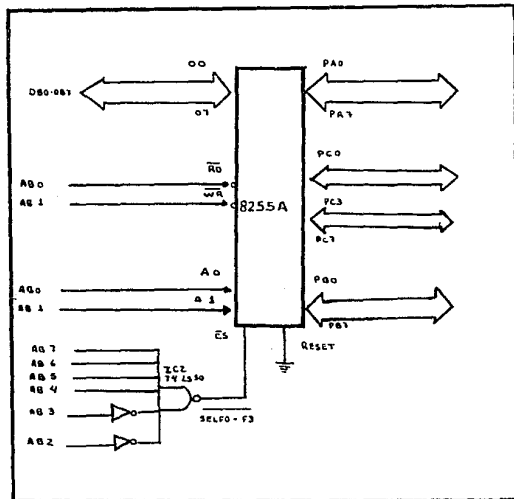


Figura 4.11. Interfaz 8255.

Una simple palabra de control escrita al puerto de control (puerto F3H, fig. 4.11) determina el modo de operación del 8255. La figura 4.12. muestra los dos tipos posibles de palabras de control. Cuando el bit 7 de la palabra de control es un 0 el modo *bit set/reset* es seleccionado. Si el bit 7 es un 1, alguno de los tres modos del puerto (0 a 2) pueden ser seleccionados.

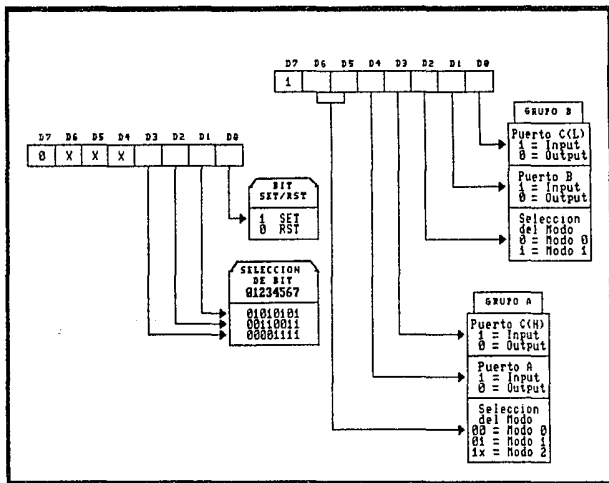


Figura 4.12. Existen dos tipos de palabras de control del 8255.

Cuando el bit 7 es un 0, el modo de bit set/reset es seleccionado (a).
 Cuando el bit 7 es un 1, uno de los modos (0 a 2) pueden ser seleccionados (b).

Estudiando la figura 4.12. puede observarse que los tres puertos están divididos en dos grupos para seleccionar el modo. El puerto A y los bits de alto orden del puerto C pueden ser programados para alguno de los modos de 0 hasta 2. El puerto B y los bits de bajo orden del puerto C pueden ser programados para operar en modo 0 o 1 solamente.

Una de las características más eficaces del 8255 es que sólo una palabra de control es requerida para programar el modo seleccionado. En verdad no existe problema alguno como podría ser en configuraciones complejas. El modo 0 es útil cuando el dispositivo de entradas-salidas puede siempre ser asumido listo y no es requerido un manejo de señales.

Modo BIT SET/RESET.- Cuando el bit 7 de la palabra de control del 8255 es un 0, el modo bit set/reset está activo. En este modo algún bit puede ser puesto a un 1 lógico o reseteado a un 0 lógico. Note que solo un bit puede ser activado o desactivado a la vez. Esta característica puede ser ventajosa para generar señales de strobe. Esta característica de bit set/reset no invalida el modo de selección pero trabaja en conjunto con el modo seleccionado (0 a 2)

En el presente diseño se requiere únicamente que el

PROGRAMACION DEL SISTEMA

interfaz 8255A lea los datos obtenidos, pulso, temperatura, presión sistólica, presión diastólica y respiración. Además estará leyendo hasta que la tecla ENTER (10F1) esté presionada. Las instrucciones para el interfaz 8255 se muestran a continuación:

;LECTURAS DE VARIABLES FISIOLÓGICAS CON
;EL INTERFAZ 8255A

;

IN	PUL,101H	; LEE PULSO
IN	TEM,102H	; LEE TEMPERATURA
IN	PRS,103H	; LEE PRES. SISTOLICA
IN	PRD,104H	; LEE PRES. DIASTOLICA
IN	RES,105H	; LEE RESPIRACIÓN
CALL	K READ	; REvisa TECLADO
JZ	10F1DWN	; CHECAR LA TECLA 10F1

CAPITULO 5. SIMULACION PROGRAMADA.

Con fin de ilustrar el funcionamiento del presente trabajo, se ha diseñado un programa denominado 'Vitasig', que cumple con esta disposición. El desarrollo y ámbito del mencionado programa abarca: Estructuración del Programa, Diagramas modulares, Diagramas de flujo, Seudocódigos, Codificación y un ejemplo ilustrativo, — el Apéndice D, presenta las especificaciones técnicas para la adecuada aplicación del programa — , estos aspectos son mostrados en el presente capítulo.

5.1. ESTRUCTURACION DEL PROGRAMA.

El lenguaje del cual se ha dispuesto para la elaboración de 'Vitasig', es el lenguaje Pascal en la modalidad de Turbo-Pascal (version 5.0) — posiblemente, uno de los entornos de programación más potentes de Pascal — . Siendo éste un lenguaje estructurado de alto nivel y, con el objetivo de aprovechar estas cualidades al máximo y ocupar la memoria de ejecución disponible en cualquier "ordenador" de la manera más adecuada, 'Vitasig' se ha estructurado de la siguiente manera:

- a) Un programa principal denominado 'Vitasig'; inscrito en él, un subprograma llamado 'Enterar'.
- b) Dos unidades — de compilación independiente — fundamentales denominadas 'Transduc' y 'Binar' conteniendo los subprogramas 'FrecCard', 'Temperatur', 'PresionArt', 'Respirar', 'Alarma' y, 'LocaVolt' y 'ConverBin' respectivamente.
- c) Una unidad secundaria denominada 'Present' conteniendo en ella un sólo subprograma llamado 'Presentar' — este último no será explicado ya que contiene rutinas

gráfico-dinámicas, las cuales no son motivos de interés detallado para el desarrollo de 'Vitasig' — .

La forma más eficaz de comprender integralmente el diseño, elaboración, funcionamiento y ejecución de un programa, es mediante la documentación tanto interna como externa del mismo, principalmente compuesta de Diagramas Modulares — en caso de ser programación estructurada — , Diagramas de Flujo, Pseudocódigos y Codificación. Toda ésta documentación se muestra a continuación.

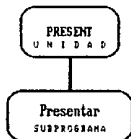
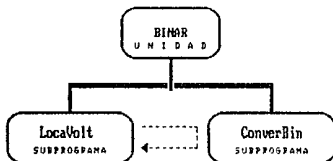
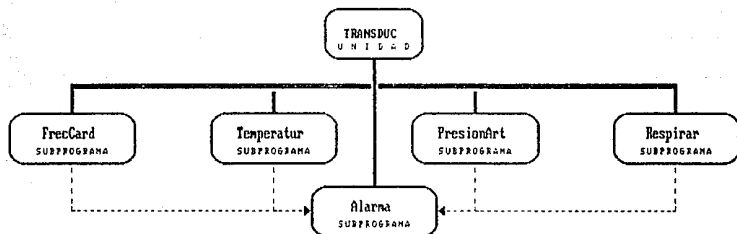
5.2. DIAGRAMAS MODULARES.

El objetivo de los diagramas modulares, radica en representar la estructuración del programa. Permiten ubicar, de una manera clara y precisa el programa principal y subprogramas, dando así, una idea de la secuencia de control del programa principal y sus subprogramas o subrutinas. Cabe señalar, que la jerarquía de control se basa en el término de "llamada", es decir, siempre que se llama a un subprograma se cede el control a éste y se recupera cuando termina de ejecutarse.

SIMULACION PROGRAMADA

En el caso que nos ocupa, los diagramas se refieren a la estructuración de 'Vitasig' (programa principal) y la ubicación de sus subprogramas en unidades, a las cuales dirige su búsqueda para llamarlos. A continuación se enlista el programa principal y los subprogramas, mostrando posteriormente los diagramas modulares.

Programa principal-----	VitaSig
Sobprogramas-----	Enterar
"-----	FrecCard
"-----	Temperatur
"-----	PresionArt
"-----	Respirar
"-----	LocaVolt
"-----	ConverBin
"-----	Alarma

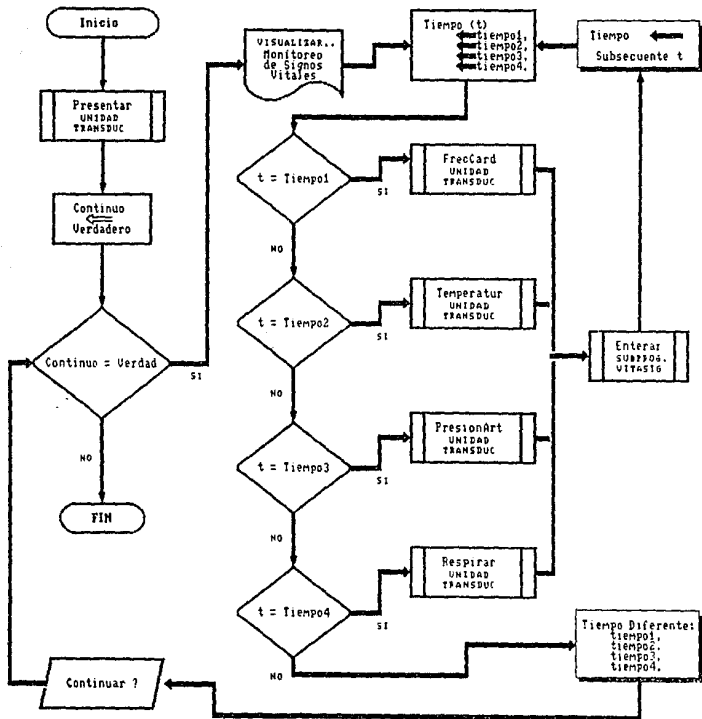


DIAGRAMAS MODULARES

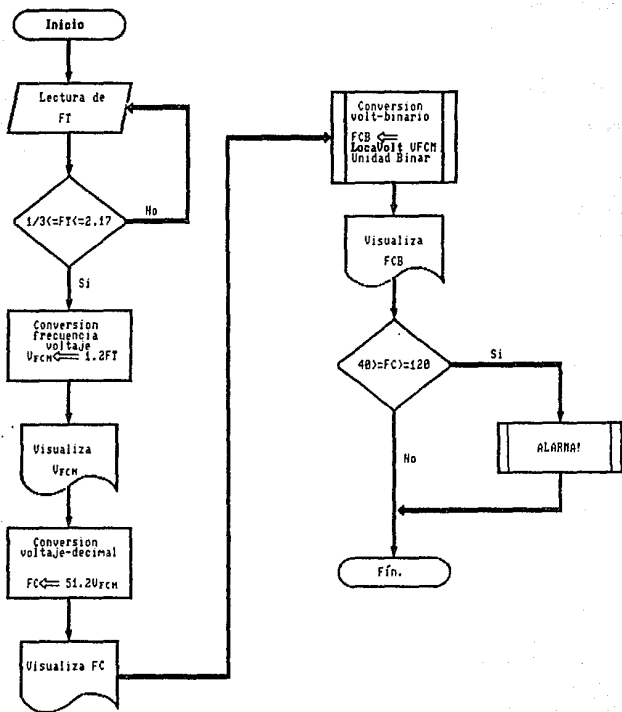
5.3. DIAGRAMAS DE FLUJO.

Debido a la estructuración del programa en módulos y del diseño independiente de los subprogramas, la presentación de los diagramas de flujo se hace de igual manera. Es decir, un diagrama genérico para el programa principal, y diagramas específicos para cada subprograma. Todos ellos presentandose con claridad a continuación.

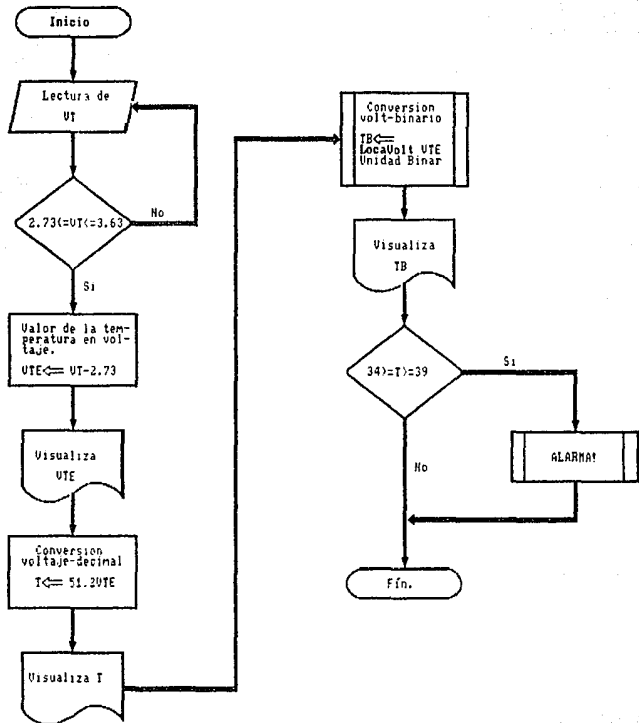
U t a s i g



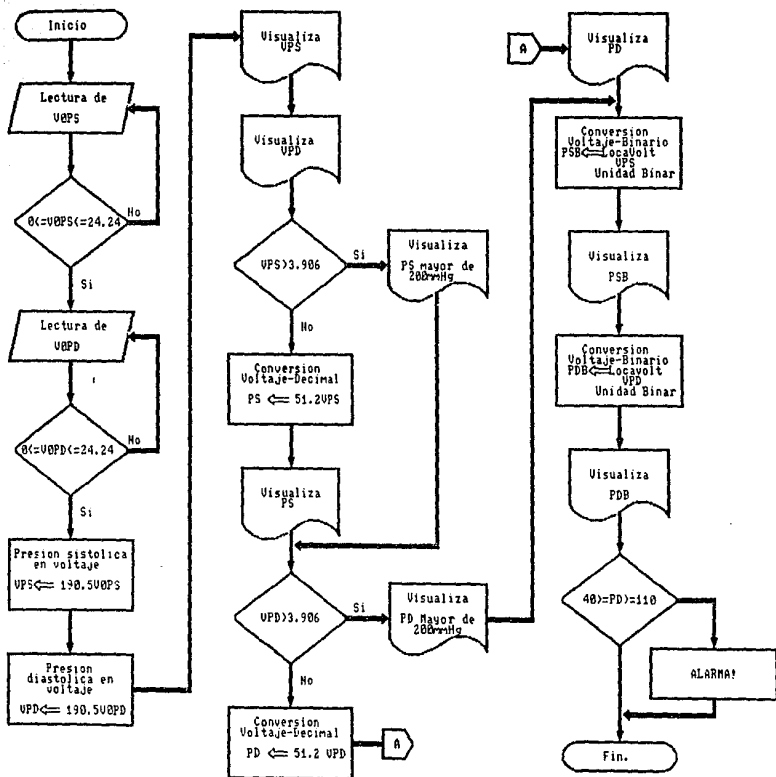
Freccard



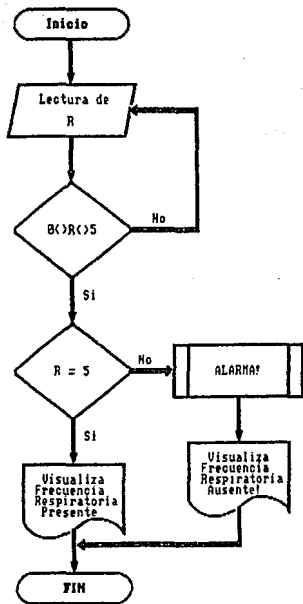
Temperatur



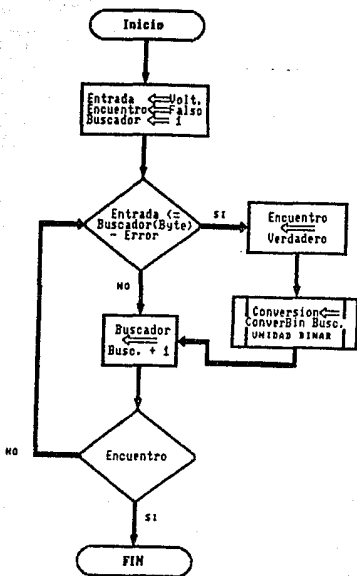
PresionArt



Respirar

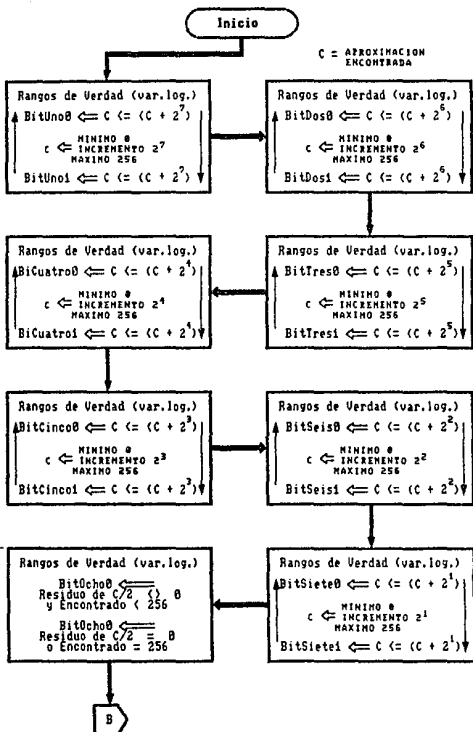


LocaVolt



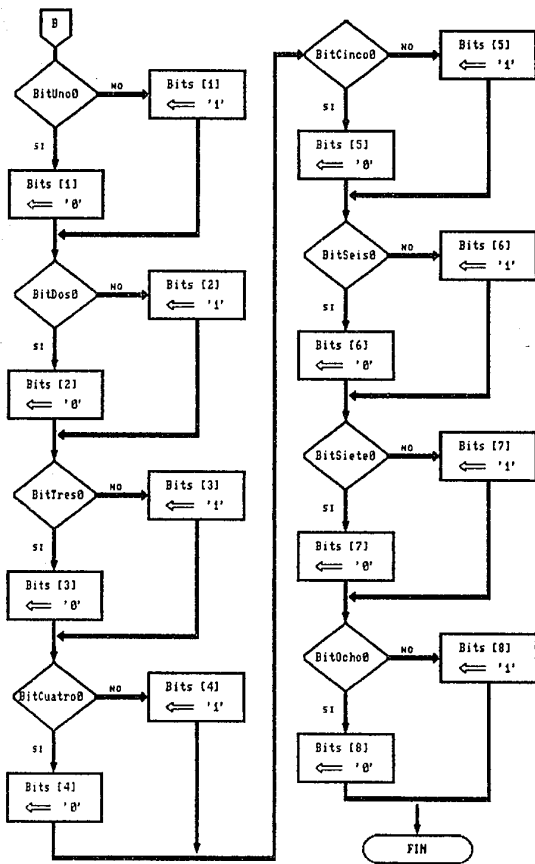
ConverBin

Definición de Rangos de Verdad

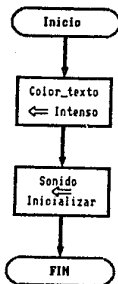


ConverBin

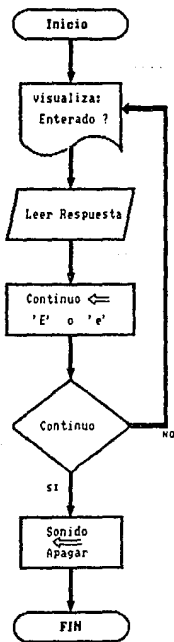
B) Definición de Bits [1..8]



Alarma



Enterar



5.4. SEUDOCÓDIGOS.

Los seudocódigos proporcionan una nomenclatura especial (en español) que representa la codificación, y tiene por objetivo, que ésta última sea comprendida de una mejor manera por quienes no estén relacionados con el lenguaje PASCAL. De igual forma que los diagramas de flujo, los seudocódigos se muestran a continuación de manera individual para cada programa o subprograma.

VITASIG (Programa principal).

programa Vitasig

(Ilustra la transducción de los signos vitales a señales analógicas, así como la conversión de éstas en forma decimal y binaria para su apreciación y manejo.)

inicio

Presentar (Subprograma contenido en Unidad Present)

Continuo ← verdadero

mientras Continuo hacer

visualizar 'Monitoreo de Signos Vitales'

desde Tiempo ← 1 hasta 4 hacer

según sea Tiempo hacer

1 : FrecCard

(Subprograma contenido en Unidad Transduc)

2 : Temperatur

(Subprograma contenido en Unidad Transduc)

3 : PresionArt

(Subprograma contenido en Unidad Transduc)

4 : Respirar

(Subprograma contenido en Unidad Transduc)

fin_según

Enterar (Subprograma inscrito en Vitasig)

fin_desde

repetir

SIMULACION PROGRAMADA

```

    visualizar 'Continuar ? '
    leer Respuesta
    hasta_que Respuesta = 'S' ó, = 'N'
    si Respuesta = 'S'
        entonces Continuo ← verdadero
        sino Continuo ← falso
    fin_si
fin_mientras
fin. (VitaSig)

```

FRECCARD (Subprograma incluido en unidad Transduc).

subprograma FrecCard

(Ilustra la transducción de la frecuencia cardiaca a señal analógica, así como la conversión de ésta en forma decimal y binaria.)

(Vcc = 12 Volts
 ...Voltaje de alimentación al convertidor (F-V)
 frecuencia-voltaje. LM2907

R1 = 100 kΩ

C1 = 1 μF

...R1 y C1, Red del convertidor Frecuencia-Voltaje LM2907

FT, Frecuencia del Transductor Optico en Hz.

VFCM, Valor de la Frec. Card. en Voltaje

(VFCM = Ft Vcc R1 C1)

FC Frecuencia Cardiaca/minuto (Form. Decimal)

FCB Frecuencia Cardiaca en Forma Binaria

inicio

visualizar 'Frecuencia Cardiaca'

'Proporcionar FT'

leer FT

mientras FT < 1/3 ó, > 2.17 hacer

visualizar 'FT ...Fuera de rango'

leer FT

fin_mientras (Rango FT)

visualizar 'Conversión Frecuencia-Voltaje'

VFCM ← 1.2 FT

visualizar VFCM

visualiza 'Conversión Voltaje-Decimal'

FC ← 51.2 VFCM

visualizar FC

visualizar 'Conversión Voltaje-Binario';

FCB ← LocaVolt [VFCM]

SIMULACION PROGRAMADA

```

                (Subprograma contenido en Unidad Binar)
visualizar FCB
si FC <= 40 ó, >=120 entonces
    Alarma (Subprograma inscrito en Unidad Transduc )
fin_si
fin. (FrecCard)

```

Temperatur (Subprograma incluido en unidad Transduc).

```

subprograma Temperatur
( Ilustra la transducción de la Temperatura a señal analógica,
  así como la conversión de ésta en forma decimal y binaria. )
  VTO = 2.73 Volts
...Voltaje a una Temperatura T0 de Referencia
  VT, Voltaje sentido por el Transductor de Temperatura
  VTE, Valor de la Temperatura en Voltaje
  T, Temperatura en °C (Forma Decimal)
  TB, Temperatura en Forma Binaria
inicio
  visualizar 'Temperatura'
  'Proporcionar VT'
  leer VT
  mientras VT < 2.73 ó, > 3.63 hacer
    visualizar 'VT ...Fuera de rango'
    leer VT
  fin_mientras ( Rango VT )
  VTE ← VT - VTO
  visualizar VTE
  visualiza 'Conversión Voltaje-Decimal'
  T ← 51.2 VTE
  visualizar T
  visualizar 'Conversión Voltaje-Binario';
  TB ← LocaVolt [ VTE ]
                (Subprograma contenido en Unidad Binar)
  visualizar TB
  si T <= 34 ó, >= 39 entonces
    Alarma (Subprograma inscrito en Unidad Transduc )
  fin_si
fin. (Temperatur)

```


PresionArt (Subprograma incluido en unidad Transduc).**subprograma PresionArt**

< Ilustra la transducción de la presión arterial a señal analógica, así como la conversión de ésta en forma decimal y binaria. >

Av = 190.5 Ganancia del amplificador de presión
 VOPS, Voltaje sentido por el Transductor para la Presión Sistólica
 VOPD, Voltaje sentido por el Transductor para la Presión Diastólica
 VPS, Valor de la Presión Sistólica en Voltaje
 VPD, Valor de la Presión Diastólica en Voltaje
 PS, Presión Sistólica en mm/hg (Form. Decimal)
 PD, Presión Diastólica en mm/hg (Form. Decimal)
 PSB, Presión Sistólica en Forma Binaria
 PDB, Presión Diastólica en Forma Binaria

inicio

```

visualizar 'Presión Arterial'
      'Proporcionar VOPS'
leer VOPS
mientras VOPS < 0 ó , > 24.24 (mV) hacer
      visualizar 'VOPS ...Fuera de rango'
      leer VOPS
fin_mientras ( Rango VOPS )
VOPS ← VOPS (0.001)
visualizar 'Proporcionar VOPD'
leer VOPD
mientras VOPD < 0 ó , > 24.24 (mV) hacer
      visualizar 'VOPD ...Fuera de rango'
      leer VOPD
fin_mientras ( Rango VOPD )
VOPD ← VOPD (0.001)
VPS ← AV (VOPS)
VPD ← AV (VOPD)
visualizar VPS
visualizar VPD
visualizar 'Conversión Voltaje-Decimal'
si VPS > 3.906
  entonces
    visualizar 'PS = Mayor de 200.00 mm/hg'
  sino
    PS ← 51.2 VPS
    visualizar PS
fin_si ( VPS )
si VPD > 3.906 entonces

```

```

    visualizar 'PD = Mayor de 200.00 mm/hg'
sino
    PD ← 51.2 VPD
    visualizar PD
fin_si ( VPD )
visualizar 'Conversión Voltaje-Binario';
PSB ← LocaVolt [ VPS ]
        (Subprograma contenido en Unidad Binar)
visualizar PSB
PDB ← LocaVolt [ VPD ]
        (Subprograma contenido en Unidad Binar)
visualizar PDB
si PD <= 40 ó, >= 110 entonces
    Alarma (Subprograma inscrito en Unidad Transduc )
fin_si ( PD )
fin. (PrsionArt)

```

Respirar (Subprograma incluido en unidad Transduc).

```

subprograma Respirar
( Detecta si el signo vital de la respiración se encuentra
  presente o no. )
  R, Voltaje sentido por la Etapa de Transducción
inicio
  visualizar 'Respiración'
  'Proporcionar R'
  leer R
  mientras R <> 0 y, <> 5 hacer
    visualizar 'R ...Fuera de rango'
    leer R
  fin_mientras ( Rango R )
  si R = 5
    entonces
      visualizar 'Frecuencia Respiratoria Presente'
      (R=0)
    sino
      Alarma (Subprograma inscrito en Unidad Transduc)
      visualizar 'Frecuencia Respiratoria AUSENTE'
  fin_si (R)
fin. (Respirar)

```

LocaVolt (Subprograma incluido en unidad Binar).

subprograma LocaVolt
 (Ubica la localización del valor del voltaje analógico definido durante los subprogramas de unidad Transduc, y le asigna la aproximación correspondiente con un margen de medio bit de error. Después de llamar a ConverBin Devuelve a procedimientos de Transduc el voltaje analógico en forma Binaria.)

Rango = 5
 Valor máximo del voltaje [0-5]
 Subrango = 256
 Combinaciones de bits
 UniB = Rango/Subrango
 Byte
 Medio = UniB/2;
 Margen de error.

Inicio

Encuentro ← falso
 Buscador ← 1
 Entrada ← Voltaje (determinado en Transduc)
 repetir
 si Entrada (<= Buscador (UniB) - Medio entonces
 Encuentro ← verdadero
 Conversión ← ConverBin [Buscador]
 (Subprograma contenido en Unidad Binar)

 fin_si

 Buscador ← Buscador + 1

hasta_que Encuentro

fin. (LocaVolt)

ConverBin (Subprograma incluido en unidad Binar).**subprograma ConverBin**

(Establecida la aproximación correspondiente del voltaje analógico durante el subprograma LocaVolt (unidad Transduc), efectúa la conversión binaria, asignando el arreglo de Ceros y Unos equivalente y devolviéndolo a LocaVolt.)

BitUno0, BitUno1, BitDos0, BitDos1,
 BitTres0, BitTres1, BitCuatro0, BitCuatro1,
 BitCinco0, BitCinco1, BitSeis0, BitSeis1,
 BitSiete0, BitSiete1, BitOcho0, BitOcho1, Variables

Lógicas

C, Representa la aproximación encontrada para el Byte correspondiente al voltaje analógico

```

Valor mínimo de C = 0          Valor máximo de C = 256
inicio
BitUno0 ← C ≤ C + 27      ↓7 C incrementa en 2
BitUno1 ← C ≤ C + 27      ↓7 C incrementa en 2
(Rango de verdad alternado [BitUno0,BitUno1] a partir de 0)
BitDos0 ← C ≤ C + 26      ↓6 C incrementa en 2
BitDos1 ← C ≤ C + 26      ↓6 C incrementa en 2
(Rango de verdad alternado [BitDos0,BitDos1] a partir de 0)
BitTres0 ← C ≤ C + 25      ↓5 C incrementa en 2
BitTres1 ← C ≤ C + 25      ↓5 C incrementa en 2
(Rango de verdad alternado [BitTres0,BitTres1] a partir de
0)
BitCuatro0 ← C ≤ C + 24     ↓4 C incrementa en 2
BitCuatro1 ← C ≤ C + 24     ↓4 C incrementa en 2
(Rango de verdad alternado [BitCuatro0,BitCuatro1] a partir
de 0)
BitCinco0 ← C ≤ C + 23      ↓3 C incrementa en 2
BitCinco1 ← C ≤ C + 23      ↓3 C incrementa en 2
(Rango de verdad alternado
[BitCinco0,BitCinco1] a partir de 0)
BitSeis0 ← C ≤ C + 22      ↓2 C incrementa en 2
BitSeis1 ← C ≤ C + 22      ↓2 C incrementa en 2
(Rango de verdad alternado [BitSeis0,BitSeis1] a partir de
0)
BitSiete0 ← C ≤ C + 21     ↓1 C incrementa en 2
BitSiete1 ← C ≤ C + 21     ↓1 C incrementa en 2
(Rango de verdad alternado
[BitSiete0,BitSiete1] a partir de 0)
BitOcho0 ← Residuo (C/2) < 0 y
             C < 256
BitOcho1 ← Residuo (C/2) = 0 ó
             C = 256
(Rango de verdad BitOcho0, BitOcho1: par e impar)
si BitUno0 entonces Bits [1] ← '0'
     sino Bits [1] ← '1'
fin_si (BitUno)
si BitDos0 entonces Bits [2] ← '0'
     sino Bits [2] ← '1'
fin_si (BitDos)
si BitTres0 entonces Bits [3] ← '0'
     sino Bits [3] ← '1'
fin_si (BitTres)
si BitCuatro0 entonces Bits [4] ← '0'
     sino Bits [4] ← '1'
fin_si (BitCuatro)
si BitCinco0 entonces Bits [5] ← '0'
     sino Bits [5] ← '1'

```

SIMULACION PROGRAMADA

```

fin_si (BitCinco)
si BitSeis0 entonces Bits [6] ← '0'
  sino Bits [6] ← '1'
fin_si (BitSeis)
si BitSiete0 entonces Bits [7] ← '0'
  sino Bits [7] ← '1'
fin_si (BitSiete)
si BitOcho0 entonces Bits [8] ← '0'
  sino Bits [8] ← '1'
fin_si (BitOcho)
( Bits [1] a [8] es el arreglo devuelto a LocaVolt
por ConverBin )
fin. (ConverBin)

```

Alarma (Subprograma inscrito en unidad Transduc).

```

subprograma Alarma
( Dispone la pantalla de texto en intensidad y "parpadeo", además
de iniciar un sonido que implica alerta. )
inicio
  Color_texto ← 15 (constante de color)
  sonido ← 100 (constante de sonido)
fin. (Alarma)

```

Enterar (Subprograma inscrito en programa Vitasig).

```

subprograma Enterar
( Espera la respuesta del operador y obstruye la continuidad del
programa, hasta que el primero se dé por enterado. )
inicio
  repetir
    visualizar 'Enterado ? '
    Respuesta ← LeerCaracter
    Continuo ← Respuesta = 'E' o, = 'e' (var.log.)
    si Continuo entonces
      no_sonido (Apaga el sonido, de existir)
      limpiar_pantalla
    fin_si
  hasta_que Continuo
fin. (Enterar)

```

5.5. CODIFICACIÓN.

Program VitaSig ; < Ilustra la transducción de los signos vitales a señales analógicas, así como la conversión de éstas en forma decimal y binaria para su apreciación y manejo. >

uses

Crt, Present, Transduc; < Se disponen de las funciones y procedimientos de las Unidades: Estandar Crt; Así como de las Establecidas, Present y Transduc que contienen la edición y compilación independiente de los subprogramas empleados por VitaSig. >

var

Tiempo : Integer; < Variables Globales de VitaSig. >
 Resp : Char;
 Continuo : Boolean;

procedure Enterar; < Espera la respuesta del operador y obstruye la continuidad del programa, hasta que el primero primero se dá por enterado. >

var

x,y : Byte;

begin

repeat

x := Low(vindmax)-82;

y := Hi(vindmax)-83;

gotoxy(x,y);

writeln(' Enterado ? (E... ');

Resp := readkey;

Continuo := (Resp='E') or (Resp='e');

if Continuo then

begin

nosound;

write(Resp);

delay(50);

end;

until Continuo;

end; < Enterar >

begin < VitaSig >

clrscr;

highvideo;

SIMULACION PROGRAMADA

```

Presentar;      < Llamada a Subprograma contenido en Unidad
                Present >
windov(1,1,80,25);
textbackground(13);
clrscr;
Continuo := true;
while Continuo do
begin
  windov(2,2,79,24);
  textcolor(0);
  textbackground(13);
  clrscr;
  gotoxy(21,3);
  writeln('          MONITOREO DE SIGNOS VITALES. ');
  windov(10,6,71,22);
  textcolor(12);
  textbackground(0);
  clrscr;
  gotoxy(1,1);
  for Tiempo := 1 to 4 do
  begin
    case Tiempo of
      1 : begin
          textcolor(14);
          FrecCard;
              < Llamada a Subprograma contenido en
                Unidad Transduc >
          windov(10,6,71,22);
          end;
      2 : begin
          textcolor(14);
          Temperatur;
              < Llamada a Subprograma contenido en
                Unidad Transduc >
          windov(10,6,71,22);
          end;
      3 : begin
          textcolor(14);
          PresionArt;
              < Llamada a Subprograma contenido en
                Unidad Transduc >
          windov(10,6,71,22);
          end;
      4 : begin
          textcolor(14);
          Respirar;
              < Llamada a Subprograma contenido en Unidad Transduc >
    end;
  end;
end;

```

SIMULACION PROGRAMADA

```

        window(10,6,71,22)
    end;
    end; < case Tiempo >
    Enterar;
    clrscr;
    end; < for Tiempo >
repeat
    window(20,21,60,25);
    textbackground(2);
    clrscr;
    window(22,22,58,24);
    textcolor(1);
    textbackground(15);
    clrscr;
    writeln;
    write'      Desea Continuar... (S) (N) :  ';
    Resp := readkey;
    write(Resp);
    delay(50);
until (Resp='S') or (Resp='s') or (Resp='N') or
      (Resp='n');
if (Resp='S') or (Resp='s') then
    Continuo := true
else
    begin
        Continuo := false;
        normvideo
    end; < if Resp >
end; < while Continuo >
window(1,1,80,25);
clrscr
End.      < VitaSig >

```

```

Unit Present;      < Unidad que contiene tan solo un subprograma
                    llamado Presentar. >

```

```

interface

```

```

    uses

```

```

        Crt,Graph;      < Unidades Estandar utilizadas por Presentar >
    procedure Presentar;

```

```

implementation

```

```

    procedure Presentar;      < Ejecuta una presentación
                                Gráfico-Dinámica del Programa
                                VitaSig. >

```


SIMULACION PROGRAMADA

```

var
  ControladorGraf,
  Modo_Graf      : Integer;
  Con            : Integer;
  z             : Byte;
  x1,y1,x2,y2,s : Integer;
  Car           : Char;
begin
  DetectGraph (ControladorGraf, Modo_Graf);
  InitGraph (ControladorGraf, Modo_Graf,'A');
  GraphDefaults;
  SetGraphMode (4);
  SetColor(2);
  SetBKColor(15);
  ClearDevice;
  x1 := 300;
  y1 := 60;
  x2 := 330;
  y2 := 120;
  s := 50;
  for Con := 1 to 4 do
  begin
    ClearDevice;
    rectangle(x1,y1,x2,y2);
    sound(s);
    delay(100);
    nosound;
    x1 := x1 - 100;
    y1 := y1 - 20;
    x2 := x2 + 100;
    y2 := y2 + 20;
    s := s + 50
  end; < for Con >
  SetTextStyle (1,0,0);
  OutTextxy (225,0,'V i t a s i g ');
  Line(x1+100,y1+50,x2-100,y1+50);
  Rectangle(180,170,460,190);
  Rectangle(182,181,458,197);
  SetTextStyle (2,0,0);
  OutTextxy (220,184,'Elaborado por: Víctor H. Robles F. ');
  x1 := x1+110;
  y1 := y1+60;
  x2 := x2-110;
  y2 := y2-25;
  SetViewPort (x1,y1,x2,y2,ClipOn);
  SetLineStyle (0,2,1);
  x2 := 0;

```

SIMULACION PROGRAMADA

```

y2 := (y2-y1) div 2;
for Con := 1 to 20 do
  begin
    ClearViewPort;
    MoveTo(0,y2);
    x1 := x2 + 30;
    y1 := y2;
    LineTo(x1,y1);
    MoveTo(x1,y1);
    x1 := x1 + 5;
    y1 := y1 - 10;
    LineTo(x1,y1);
    MoveTo(x1,y1);
    x1 := x1 + 5;
    y1 := y1 + 20;
    LineTo(x1,y1);
    MoveTo(x1,y1);
    x1 := x1 + 5;
    y1 := y1 - 10;
    LineTo(x1,y1);
    MoveTo(x1,y1);
    x1 := x1 + 10;
    LineTo(x1,y1);
    x2 := x2 + 30;
    sound(50);
    delay(1);
    nosound
  end; < for Con >
GraphDefaults;
ClearDevice;
SetTextStyle (0,0,0);
OutTextxy(30,30,'Bienvenido a Vitasisig...');
sound(50);
delay(100);
sound(100);
delay(100);
sound(150);
delay(100);
nosound;
OutTextxy(10,70,'          Vitasisig ilustra la transducción de los
signos vitales');
OutTextxy(10,80,'          a señales analógicas, así como la
conversión de estas en')
OutTextxy(10,110,'          forma decimal y binaria para su
apreciación y manejo. ');
SetTextStyle (2,0,0);
OutTextxy

```

SIMULACION PROGRAMADA

```

(400,180,'Pulse cualquier Tecla para Continuar...?);
Car := Readkey;
ClearDevice;
SetAspectRatio(1,3);
z := 10;
a := 10;
for Con := 1 to 45 do
begin
  circle(320,100,z);
  sound(a);
  delay(100);
  nosound;
  z := z + 25;
  a := a + 10;
end; < for Con >
SetTextStyle (1,0,9);
OutTextxy(24,60,' V I T A S I G ');
sound(40);
delay(1500);
nosound;
CloseGraph
; end; < Presentar >
end. < Present >

```

```

Unit Transduc;           < Unidad que contiene a los subprogramas
                          FrecCard,  Temperatur  PresionArt,  Respirar  y
                          Alarma. >

```

interface

uses

```

  Crt, Binar; < Se utiliza la Unidad Binar y Crt (Estandar). >
  procedure Alarma;
  procedure FrecCard;
  procedure Temperatur;
  procedure PresionArt;
  procedure Respirar;

```

implementation

```

var
  < Variables Globales de Transduc. >
  Caracter_Num : String (10); < Se emplean únicamente con el
                               fin de >
  Codigo       : Integer; < prever errores del operador >
  Convertido   : Conver; < Asume la función de almacenar la
                          conversión Binaria para los

```

SIMULACION PROGRAMADA

voltajes analógicos en cada subprograma. >

```
procedure Alarma; < Dispone la pantalla de texto en intensidad
y "parpadeo", además de iniciar un sonido
que implica alerta. >
```

```
begin
sound(100);
textcolor(15+blink);
end; < Alarma >
```

```
procedure FrecCard; < Ilustra la transducción de la
Frecuencia Cardíaca a señal
analógica, así como la conversión de
ésta en forma decimal y binaria. >
```

```
< Vcc = 12 Volts ... Voltaje de alimentación al convertidor
(F-V) frecuencia-voltaje LM2907.
R1 = 100 k;
C1 = 1 [F ... R1 y C1, Red del convertidor
Frecuencia-Voltaje LM2907 >
```

```
var
```

```
FT, < Frecuencia del Transductor Optico en Hz. >
VFCM, < Valor de la Frec. Card. en Voltaje ( VFCM = Ft Vcc
R1 C1 ) >
FC < Frecuencia Cardíaca/minuto (Form. Decimal ) : Real;
< FCB Frecuencia Cardíaca en Forma Binaria >
```

```
begin
```

```
FT := 0;
VFCM := 0;
FC := 0;
Caracter_Num := '';
writeln;
writeln
(' F R E C U E N C I A C A R D I A C A ');
window(12,10,60,22);
writeln(' Proporcione la Frecuencia del Transductor Optico
en Hz. . . ');
writer' FT = ?';
readln(Caracter_Num);
val(Caracter_Num,FT,Codigo);
while (Codigo=0) or ((FT<0.999) or (FT>2.167)) do
begin
clrscr;
gotoxy(28,10);
writer' FT Fuera de Rango !';
gotoxy(28,11);
writer' o Caracteres Invalidos *';
```

SIMULACION PROGRAMADA

```

gotoxy(10,4);
write(' FT = ');
readln(Caracter_Num);
val(Caracter_Num,FT,Codigo);
end;
clrscr;
writeln(' Conversi3n Frecuencia-Voltaje');
VFCM := 1.2 * FT;
writeln(' Valor de la Frecuencia Cardiaca en Voltaje...');
writeln('          VFCM = ',VFCM:3:3,' volts');
writeln('          Conversi3n del Voltaje Anal3gico VFCM a
          Decimal');
FC := 51.2 * VFCM;
writeln(' Frecuencia Cardiaca/Minuto...');
writeln('          FC = ',FC:3:3,' /m');
writeln('          Conversi3n del Voltaje Anal3gico VFCM a
          Binario');
LocaVolt(VFCM,Convertido); < Convertido representa FCB >
writeln(' Frecuencia Cardiaca en forma Binaria...');
write('          FCB = ',Convertido);
if (FC<40) or (FC>120) then
  Alarma;
end; < FrecCard >
procedure Temperatur; < Ilustra la transducci3n de la
                        Temperatura a se3al anal3gica, as3
                        como la conversi3n de 3sta en
                        forma decimal y binaria. >
const
  VTO = 2.73; < Volts ... Voltaje a una Temperatura TO de
              Referencia >
var
  VT, < Voltaje sentido por el Transductor de Temperatura >
  VTE, < Valor de la Temperatura en Voltaje >
  T < Temperatura en 3C (Form. Decimal) : Real;
  < TB Temperatura en Forma Binaria >
begin
  VT := 0;
  VTE := 0;
  T := 0;
  Caracter_Num := '';
  writeln;
  writeln('          T E M P E R A T U R A ');
  vindov(12,10,69,22);
  writeln('          Proporcione el Voltaje sentido por el
          Transductor de Temperatura ');
  write('          VT = ');
  readln(Caracter_Num);

```

SIMULACION PROGRAMADA

```

val(Caracter_Num,VT,Codigo);
while (Codigo=0) or ((VT<2.75) or (VT>3.68)) do
begin
  clrscr;
  gotoxy(20,10);
  write(' VT Fuera de Rango !');
  gotoxy(20,11);
  write(' o Caracteres Inválidos =');
  gotoxy(10,4);
  write(' VT = ');
  readln(Caracter_Num);
  val(Caracter_Num,VT,Codigo);
end;
clrscr;
VTE := VT - VTO;
writeln(' Valor de la Temperatura en Voltaje...?');
writeln('      VTE = ',VTE:5:3, ' volts');
writeln(' Conversión del Voltaje Analógico VTE a Decimal?');
T := 51.2 * VTE;
writeln(' Temperatura en °C...?');
writeln('      T = ',T:5:3, ' °C');
writeln(' Conversión del Voltaje Analógico VTE a Binario?');
LocaVal(VTE,Convertido); < Convertido representa TB >
writeln(' Temperatura en forma Binaria...?');
write('      TB = ',Convertido);
if (T<=34) or (T>=39) then
  Alarma;
end; < Temperatur >
procedure PresionArt; < Ilustra la transducción de la Presión
                        Arterial a señal analógica, así como
                        la conversión de ésta en forma
                        decimal y binaria. >
const
  Av := 190.5; < Ganancia del amplificador de presión >
var
  VOPS, < Voltaje sentido por el Transductor para la Presión
        Sistólica >
  VOPD, < Voltaje sentido por el Transductor para la Presión
        Diastólica >
  VPS, < Valor de la Presión Sistólica en Voltaje >
  VPD, < Valor de la Presión Diastólica en Voltaje >
  PS, < Presión Sistólica en mm/hg (Form. Decimal) >
  PD < Presión Diastólica en mm/hg (Form. Decimal) >
  : Real;
  < PSB Presión Sistólica en Forma Binaria >
  < PDB Presión Diastólica en Forma Binaria >
begin

```

SIMULACION PROGRAMADA

```

VOPS := 0;
VOPD := 0;
VPS := 0;
VPD := 0;
PS := 0;
PD := 0;
Caracter_Num := '';
writeln;
writeln('          P R E S I O N   A R T E R I A L   ');
window(12,0,60,22);
writeln('          Proporcione el Voltaje sentido por el
          Transductor para la Presión Sistólica ');
write('          VOPS = ');
readln(Caracter_Num);
val(Caracter_Num,VOPS,Código);
while (Código<0) or ((VOPS<0) or (VOPS>24.24)) do < mV >
begin
  clrscr;
  gotoxy(28,10);
  write(' VOPS Fuera de Rango !');
  gotoxy(20,11);
  write(' o Caracteres Inválidos *');
  gotoxy(10,4);
  write(' VOPS = ');
  readln(Caracter_Num);
  val(Caracter_Num,VOPS,Código);
  clrscr;
end;
VOPS := VOPS * 0.001;
Caracter_Num := '';
writeln('          Proporcione el Voltaje sentido por el
          Transductor para la Presión Distólica ');
write('          VOPD = ');
readln(Caracter_Num);
val(Caracter_Num,VOPD,Código);
while (Código<0) or ((VOPD<0) or (VOPD>24.24)) do < mV >
begin
  clrscr;
  gotoxy(28,10);
  write(' VOPD Fuera de Rango !');
  gotoxy(20,11);
  write(' o Caracteres Inválidos *');
  gotoxy(10,4);
  write(' VOPD = ');
  readln(Caracter_Num);
  val(Caracter_Num,VOPD,Código);
end;

```

SIMULACION PROGRAMADA

```

VOPD := VOPD * 0.001;
dltrec;
VPS := Av * VOPS;
VPD := Av * VOPD;
writeln( Valor de la Presión Sistólica en Voltaje... );
writeln( VPS = 'VPS:53,' volts );
writeln( Valor de la Presión Diastólica en Voltaje... );
writeln( VPD = 'VPD:53,' volts );
writeln( Conversión del Voltaje Analógico VPS y VPD a
        Decimal );
writeln( Presión Arterial (Sistólica y Diastólica) en
        mm/hg... );
if ( VPS > 3.000 ) then
  writeln( PS = Mayor de 200.00 mm/hg )
else
  begin
    PS := 51.2 * VPS;
    writeln( PS = 'PS:53,' mm/hg )
  end;
if ( VPD > 3.000 ) then
  writeln( PD = Mayor de 200.00 mm/hg )
else
  begin
    PD := 51.2 * VPD;
    writeln( PD = 'PD:53,' mm/hg )
  end;
writeln( Conversión del Voltaje Analógico VPS y VPD a
        Binario );
writeln( Presión Arterial en forma Binaria... );
LocaVolt(VPS,Convertido); ( Convertido representa PSB )
write( PSB = 'Convertido);
LocaVolt(VPD,Convertido); ( Convertido representa PDB )
write( PDB = 'Convertido);
if (PD<40) or (PD>110) then
  Alarma;
end; ( PresionArt )
procedure Respirar; ( Detecta si el signo vital de la
        Respiración se encuentra presente o no. )
var
  R : Real; ( Voltaje sentido por la etapa de transducción. )
begin
  R := 0;
  Caracter_Num := '';
  writeln;
  writeln( R E S P I R A C I O N );
  window(2,10,60,22);
  writeln( Proporcione el Voltaje sentido por el

```



```

                                Transductor para la respiración  ?
writer'      R = ?';
readln(Caracter_Num);
val(Caracter_Num,R,Código);
while (Código=0) or ((R<0) and (R>5)) do
begin
  clrscr;
  gotoxy(20,10);
  writer' R Fuera de Rango !';
  gotoxy(20,11);
  writer' o Caracteres Inválidos #?';
  gotoxy(10,4);
  writer' R = ?';
  readln(Caracter_Num);
  val(Caracter_Num,R,Código);
end;
clrscr;
if (R=5) then
  writeln(' Frecuencia Respiratoria :   PRESENTE');
if (R=0) then
begin
  writer' Frecuencia Respiratoria :   ?';
  Alarma;
  writeln(' A U S E N T E ?');
end; < if R >
end; < Respirar >
end.

```

```

Unit Binario;
< Unidad que contiene a los subprogramas Locavolt
  y ConverBin, mediante los cuales realiza la
  Conversión de Voltajes Analógicos en forma
  Binaria. Usándose en este caso el ADC0808 que
  funciona con el método de Aproximaciones
  Sucesivas.
>

```

```
interface
```

```
uses
```

```
  Crt,Dos;
```

```
type < Tipos definidos para ambos Subprogramas. >
```

```
  Binario = '0'..'1';
```

```
  LongC = 1..8;
```

```
  Conver = Array (LongC) of Binario;
```

```
  Busqueda = Boolean;
```

```
procedure ConverBin ( C : Integer; var Bits : Conver );
```

SIMULACION PROGRAMADA

```
procedure LocaVolt ( Voltaje : Real; var Conversion : Conver );
```

```
Implementation
```

```
procedure ConverBin;
```

```
< Establecida la aproximación correspondiente del Voltaje Analógico durante el procedimiento LocaVolt, efectúa la Conversión Binaria >
```

```
< Asigna el arreglo de Ceros y Unos correspondiente y lo devuelve a LocaVolt. >
```

```
var
```

```
BitUnoO,      BitUnoI,      BitDosO,      BitDosI,
BitTresO,     BitTresI,     BitCuatroO, BitCuatroI,
BitCincoO,    BitCincoI,    BitSeisO,   BitSeisI,
BitSieteO,    BitSieteI,    BitOchoO,   BitOchoI   : Busqueda;
```

```
begin
```

```
< Establecer los Rangos para BitNO y BitNI. Con valor Verdadero... >
```

```
< C... Representa el número de la aproximación Encontrada para el Byte que le corresponde al voltaje analógico. >
```

```
BitUnoO := (C<=120);
```

```
BitUnoI := (C>128);
```

```
BitDosO := (C<=64) or ((C>128)and(C<=192));
```

```
BitDosI := ((C>64)and(C<=128)) or (C>192);
```

```
BitTresO := (C<=32) or ((C>64)and(C<=96) or
```

```
((C>128)and(C<=160)) or ((C>192)and(C<=224));
```

```
BitTresI := ((C>32)and(C<=64) or ((C>96)and(C<=128)) or
```

```
((C>160)and(C<=192)) or (C>224);
```

```
BitCuatroO := (C<=16) or ((C>32)and(C<=48) or
```

```
((C>64)and(C<=80)) or
```

```
((C>96)and(C<=112)) or ((C>128)and(C<=144)) or
```

```
((C>160)and(C<=176)) or ((C>192)and(C<=208)) or
```

```
((C>224)and(C<=240));
```

```
BitCuatroI := ((C>16)and(C<=32) or ((C>48)and(C<=64)) or
```

```
((C>80)and(C<=96)) or ((C>112)and(C<=128)) or
```

```
((C>144)and(C<=160)) or ((C>176)and(C<=192)) or
```

```
((C>208)and(C<=224)) or (C>240);
```

```
BitCincoO := (C<=8) or ((C>16)and(C<=24)) or
```

```
((C>32)and(C<=40)) or
```

```
((C>48)and(C<=56)) or ((C>64)and(C<=72)) or
```

```
((C>80)and(C<=88)) or ((C>96)and(C<=104)) or
```

```
((C>112)and(C<=120)) or ((C>128)and(C<=136)) or
```

```
((C>144)and(C<=152)) or ((C>160)and(C<=168)) or
```

```
((C>176)and(C<=184)) or ((C>192)and(C<=200)) or
```

```
((C>208)and(C<=216)) or ((C>224)and(C<=232)) or
```

```
((C>240)and(C<=248));
```

SIMULACION PROGRAMADA

```

BitCinco := ((C>0)and(C<=4) or ((C>24)and(C<=32) or
((C>40)and(C<=48) or ((C>56)and(C<=64) or
((C>72)and(C<=80) or ((C>88)and(C<=96) or
((C>104)and(C<=112) or ((C>120)and(C<=128) or
((C>136)and(C<=144) or ((C>152)and(C<=160) or
((C>168)and(C<=176) or ((C>184)and(C<=192) or
((C>200)and(C<=208) or ((C>216)and(C<=224) or
((C>232)and(C<=240) or (C>248);

BitSeis0 := (C<=4) or ((C>8)and(C<=12) or
((C>16)and(C<=20) or
((C>24)and(C<=28) or ((C>32)and(C<=36) or
((C>40)and(C<=44) or ((C>48)and(C<=52) or
((C>56)and(C<=60) or ((C>64)and(C<=68) or
((C>72)and(C<=76) or ((C>80)and(C<=84) or
((C>88)and(C<=92) or ((C>96)and(C<=100) or
((C>104)and(C<=108) or ((C>112)and(C<=116) or
((C>120)and(C<=124) or ((C>128)and(C<=132) or
((C>136)and(C<=140) or ((C>144)and(C<=148) or
((C>152)and(C<=156) or ((C>160)and(C<=164) or
((C>168)and(C<=172) or ((C>176)and(C<=180) or
((C>184)and(C<=188) or ((C>192)and(C<=196) or
((C>200)and(C<=204) or ((C>208)and(C<=212) or
((C>216)and(C<=220) or ((C>224)and(C<=228) or
((C>232)and(C<=236) or ((C>240)and(C<=244) or
((C>248)and(C<=252);

BitSeis1 := ((C>4)and(C<=8) or ((C>12)and(C<=16) or
((C>20)and(C<=24) or ((C>28)and(C<=32) or
((C>36)and(C<=40) or ((C>44)and(C<=48) or
((C>52)and(C<=56) or ((C>60)and(C<=64) or
((C>68)and(C<=72) or ((C>76)and(C<=80) or
((C>84)and(C<=88) or ((C>92)and(C<=96) or
((C>100)and(C<=104) or ((C>108)and(C<=112) or
((C>116)and(C<=120) or ((C>124)and(C<=128) or
((C>132)and(C<=136) or ((C>140)and(C<=144) or
((C>148)and(C<=152) or ((C>156)and(C<=160) or
((C>164)and(C<=168) or ((C>172)and(C<=176) or
((C>180)and(C<=184) or ((C>188)and(C<=192) or
((C>196)and(C<=200) or ((C>204)and(C<=208) or
((C>212)and(C<=216) or ((C>220)and(C<=224) or
((C>228)and(C<=232) or ((C>236)and(C<=240) or
((C>244)and(C<=248) or (C>252);

BitSiete0 := (C<=2) or ((C>4)and(C<=6) or
((C>8)and(C<=10) or
((C>12)and(C<=14) or ((C>16)and(C<=18) or
((C>20)and(C<=22) or ((C>24)and(C<=26) or
((C>28)and(C<=30) or ((C>32)and(C<=34) or
((C>36)and(C<=38) or ((C>40)and(C<=42) or

```

SIMULACION PROGRAMADA

((C44)and(C=44)) or ((C48)and(C=50)) or
 ((C52)and(C=54)) or ((C56)and(C=58)) or
 ((C60)and(C=62)) or ((C64)and(C=66)) or
 ((C68)and(C=70)) or ((C72)and(C=74)) or
 ((C76)and(C=78)) or ((C80)and(C=82)) or
 ((C84)and(C=88)) or ((C88)and(C=90)) or
 ((C92)and(C=94)) or ((C96)and(C=98)) or
 ((C100)and(C=102)) or ((C104)and(C=106)) or
 ((C108)and(C=110)) or ((C112)and(C=114)) or
 ((C116)and(C=118)) or ((C120)and(C=122)) or
 ((C124)and(C=126)) or ((C128)and(C=130)) or
 ((C132)and(C=134)) or ((C136)and(C=138)) or
 ((C140)and(C=142)) or ((C144)and(C=146)) or
 ((C148)and(C=150)) or ((C152)and(C=154)) or
 ((C156)and(C=158)) or ((C160)and(C=162)) or
 ((C164)and(C=166)) or ((C168)and(C=170)) or
 ((C172)and(C=174)) or ((C176)and(C=178)) or
 ((C180)and(C=182)) or ((C184)and(C=186)) or
 ((C188)and(C=190)) or ((C192)and(C=194)) or
 ((C196)and(C=198)) or ((C200)and(C=202)) or
 ((C204)and(C=206)) or ((C208)and(C=210)) or
 ((C212)and(C=214)) or ((C216)and(C=218)) or
 ((C220)and(C=222)) or ((C224)and(C=226)) or
 ((C228)and(C=230)) or ((C232)and(C=234)) or
 ((C236)and(C=238)) or ((C240)and(C=242)) or
 ((C244)and(C=246)) or ((C248)and(C=250)) or
 ((C252)and(C=254));

BitSiete1 := ((C2)and(C=4)) or ((C6)and(C=8)) or
 ((C10)and(C=12)) or ((C14)and(C=16)) or
 ((C18)and(C=20)) or ((C22)and(C=24)) or
 ((C26)and(C=28)) or ((C30)and(C=32)) or
 ((C34)and(C=36)) or ((C38)and(C=40)) or
 ((C42)and(C=44)) or ((C46)and(C=48)) or
 ((C50)and(C=52)) or ((C54)and(C=56)) or
 ((C58)and(C=60)) or ((C62)and(C=64)) or
 ((C66)and(C=68)) or ((C70)and(C=72)) or
 ((C74)and(C=76)) or ((C78)and(C=80)) or
 ((C82)and(C=84)) or ((C86)and(C=88)) or
 ((C90)and(C=92)) or ((C94)and(C=96)) or
 ((C98)and(C=100)) or ((C102)and(C=104)) or
 ((C106)and(C=108)) or ((C110)and(C=112)) or
 ((C114)and(C=116)) or ((C118)and(C=120)) or
 ((C122)and(C=124)) or ((C126)and(C=128)) or
 ((C130)and(C=132)) or ((C134)and(C=136)) or
 ((C138)and(C=140)) or ((C142)and(C=144)) or
 ((C146)and(C=148)) or ((C150)and(C=152)) or
 ((C154)and(C=156)) or ((C158)and(C=160)) or

SIMULACION PROGRAMADA

```

((C<162)and(C<=164)) or ((C<166)and(C<=168)) or
((C<170)and(C<=172)) or ((C<174)and(C<=176)) or
((C<178)and(C<=180)) or ((C<182)and(C<=184)) or
((C<186)and(C<=188)) or ((C<190)and(C<=192)) or
((C<194)and(C<=196)) or ((C<198)and(C<=200)) or
((C<202)and(C<=204)) or ((C<206)and(C<=208)) or
((C<210)and(C<=212)) or ((C<214)and(C<=216)) or
((C<218)and(C<=220)) or ((C<222)and(C<=224)) or
((C<226)and(C<=228)) or ((C<230)and(C<=232)) or
((C<234)and(C<=236)) or ((C<238)and(C<=240)) or
((C<242)and(C<=244)) or ((C<246)and(C<=248)) or
((C<250)and(C<=252)) or (C<254);
BitOchoO := (C mod 2 <> 0) and (C<256);
BitOchos := (C mod 2 = 0) or (C=256);
      < Asignar 0 para Bits (n) si BitNO es verdadero,
          1 para Bits (n) si BitNi es verdadero >

if BitUnoO
then Bits [1] := '0'
else Bits [1] := '1';
if BitDosO
then Bits [2] := '0'
else Bits [2] := '1';
if BitTresO
then Bits [3] := '0'
else Bits [3] := '1';
if BitCuatroO
then Bits [4] := '0'
else Bits [4] := '1';
if BitCincoO
then Bits [5] := '0'
else Bits [5] := '1';
if BitSeisO
then Bits [6] := '0'
else Bits [6] := '1';
if BitSieteO
then Bits [7] := '0'
else Bits [7] := '1';
if BitOchoO
then Bits [8] := '0'
else Bits [8] := '1';
end; < ConverBin >
procedure LocalVolt;
      < Ubica la Localización del valor (0 a 5
de tipo real) del Voltaje Analógico,
definido durante los subprogramas de
Unidad Transduc, y le asigna la
aproximación correspondiente con un
margen de medio bit de error. >

```

SIMULACION PROGRAMADA

```

      < Después de llamar ConverBin Devuelve a
      procedimientos de Transduc el Voltaje
      Analógico en forma Binaria. >
const
  Rango      = 5;  < Valor máximo de conversión, (mínimo 0). >
  Subrango  = 256; < Combinaciones de ceros y unos. >
  UniB      = Rango/Subrango;  < Byte. >
  Medio     = UniB/2;  < Margen de Error. >
var
  Buscador   : Integer;  < Funciona como Contador de
                          Combinaciones de ceros y unos
                          (Bytes) >
  Entrada    : Real;     < Recibe el valor del voltaje, que
                          entra para ser buscada su
                          aproximación de byte >
  Encuentro  : Boolean;
begin
  Encuentro := false;
  Buscador  := 1;
  Entrada   := Voltaje;
  repeat
    < Búsqueda de la Aproximación al Byte
    correspondiente para el Voltaje Analógico >
    if Entrada <= ((Buscador*UniB)-Medio) then
      begin
        Encuentro := true;
        ConverBin ( Buscador, Conversión);
        end;
        Buscador := Buscador + 1;
        sound(10);
        delay(1);
        nosound;
      until Encuentro;
    end; < LocaVolt >
End. < Binar >

```

5.6. EJECUCION DEL PROGRAMA VITASIG.

Con el propósito de ilustrar el funcionamiento del programa se presenta la corrida de éste mediante un ejemplo:

Vitasig

164



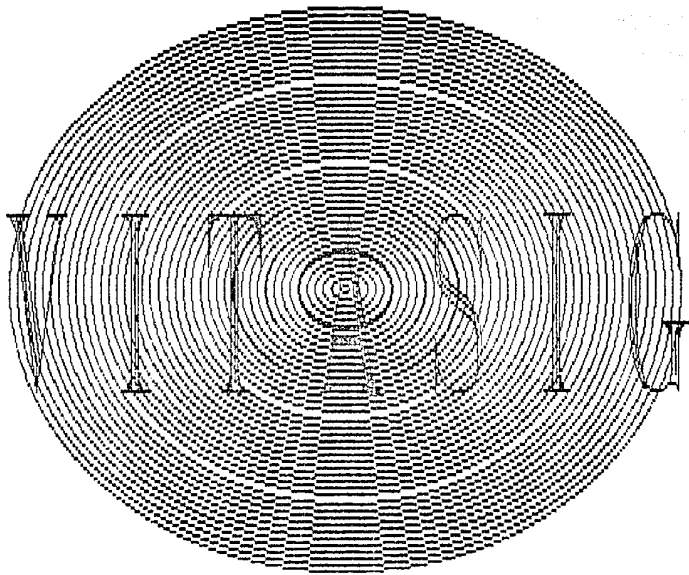
Elaborado por: Victor H. Robles F.

Bienvenido a Vitasig...

**Vitasig ilustra la transduccion de los signos vitales
a se&ales analogicas, asi como la conversion de estas en
forma decimal y binaria para su apreciacion y manejo.**

145

Pulse cualquier Tecla para Continuar...



MONITOREO DE SIGNOS VITALES.

F R E C U E N C I A C A R D I A C A

Proporcione la Frecuencia del Transductor Optico en Hz..

FT = 1.314

MONITOREO DE SIGNOS VITALES.

F R E C U E N C I A C A R D I A C A

Conversion Frecuencia-Voltaje
Valor de la Frecuencia Cardiaca en Voltaje...
VFCM = 1.577 volts
Conversion del Voltaje Analogico VFCM a Decimal
Frecuencia Cardiaca/Minuto...
FC = 80.732 /m
Conversion del Voltaje Analogico VFCM a Binario
Frecuencia Cardiaca en forma Binaria...
FCB = 01010001

Enterado ? [E]...

MONITOREO DE SIGNOS VITALES.

TEMPERATURA

Proporcione el Voltaje sentido por el Transductor de Temperatura...

VT = 3.434

MONITOREO DE SIGNOS VITALES.

TEMPERATURA

Valor de la Temperatura en Voltaje...

VTE = 0.704 volts

Conversion del Voltaje Analogico VTE a Decimal
Temperatura en $^{\circ}$ C...

T = 36.045 $^{\circ}$ C

Conversion del Voltaje Analogico VTE a Binario
Temperatura en forma Binaria...

TB = 00100100

Enterado ? [E]...

MONITOREO DE SIGNOS VITALES.

P R E S I O N A R T E R I A L

Proporcione el Voltaje sentido por el Transductor para l
a Presion Sistolica...
VOPS = 12.31
Proporcione el Voltaje sentido por el Transductor para l
a Presion Diastolica...
VOPD = 8.21

MONITOREO DE SIGNOS VITALES.

P R E S I O N A R T E R I A L

Valor de la Presion Sistolica en Voltaje...
VPS = 2.345 volts
Valor de la Presion Diastolica en Voltaje...
VPD = 1.564 volts
Conversion del Voltaje Analogico VPS y VPD a Decimal
Presion Arterial (Sistolica y Diast'lica) en mm/hg...
PS = 120.067 mm/hg
PD = 80.077 mm/hg
Conversion del Voltaje Analogico VPS y VPD a Binario
Presion Arterial en forma Binaria...
PSB = 01111000 PDB = 01010000

Enterado ? (E)...

MONITOREO DE SIGNOS VITALES.

R E S P I R A C I O N

Proporcione el Voltaje sentido por el Transductor para la
Respiracion...

R = 5

MONITOREO DE SIGNOS VITALES.

R E S P I R A C I O N

Frecuencia Respiratoria : PRESENTE

Enterado ? [E]...

MONITOREO DE SIGNOS VITALES.

Desea Continuar...[S] [N] :

CAPITULO 6. RESULTADOS Y CONCLUSIONES.

Se lograron los objetivos preestablecidos en el presente trabajo, al diseñar los dispositivos necesarios para la medición de signos vitales, pulso, temperatura, respiración y presión arterial.

Se evaluaron, en cada uno de los signos vitales, las diferentes técnicas de medición. Eligiéndose aquellas que cumplieran con las necesidades del presente diseño, como son: funcionalidad, confiabilidad, costo, y fácil manejo para poder adaptarlas a un equipo portátil en una unidad móvil. Con el cuidado también de que la técnica seleccionada, no tuviera problema alguno al aplicarse a cualquier paciente con diversos problemas traumatológicos.

Las técnicas seleccionadas en todos los casos fueron no invasivas, esto debido a que su aplicación es más sencilla y no requieren de personal muy capacitado y presentan menos problemas al ser utilizados en una unidad móvil.

Los transductores seleccionados no fueron totalmente convencionales — por ejemplo, en la medición del pulso se utilizó un sensor óptico y en la medición de la presión arterial se usaron cristales piezoeléctricos — esto nos da una idea del intento por lograr diseños innovadores.

Se plantearon las diferentes etapas a las que tienen que ser sometidas las variables a medir: transducción, acondicionamiento, conversión analógica-digital (8bits), conversión a decimal, despliegue, y acoplamiento al puerto de una computadora personal. Teniendo así, múltiples opciones para el manejo y procesamiento de datos.

En la etapa de conversión, también se optimizaron dispositivos, como son: el convertidor analógico-decimal, que únicamente emplea para su funcionamiento pocos elementos pasivos (resistencias y capacitores), así como el convertidor analógico-digital de 8 bits, que tiene integrado un multiplexor de señales analógicas, reduciendo ampliamente el número de

dispositivos empleados.

Se planteó también, el acoplamiento de las señales al puerto de una computadora personal, y las instrucciones necesarias para que sean captadas.

Se logró la simulación del sistema mediante un programa de aplicación basado en el lenguaje Pascal, ilustrando la obtención de los signos vitales y su conversión a decimal y binaria.

Cabe señalar por último, aún cuando se lograron los propósitos de este trabajo, que se presentaron diversos problemas para su elaboración, debido a la escasez de información relacionada con el tema y diversidad de las fuentes.

APENDICE A. DIAGRAMAS.

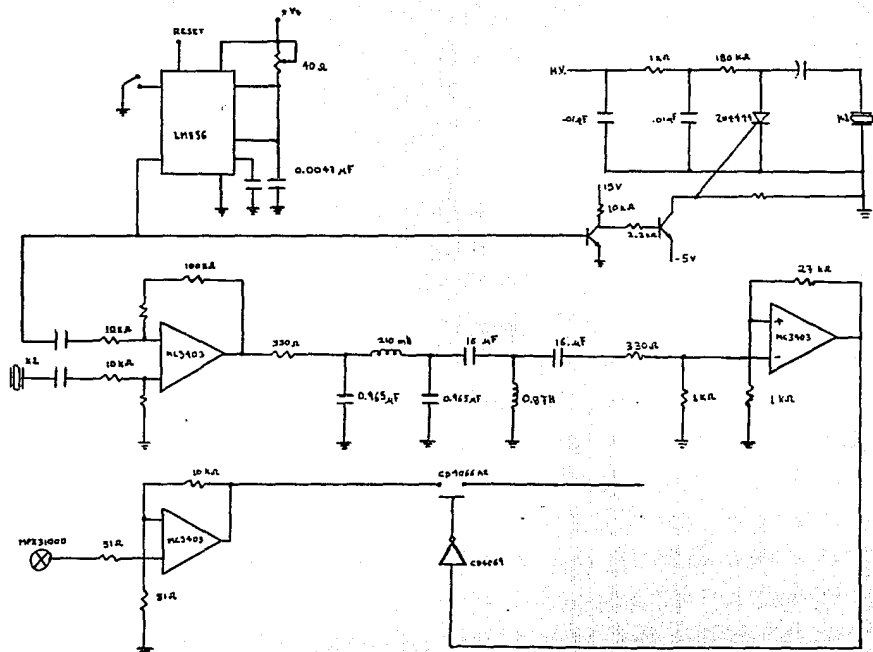
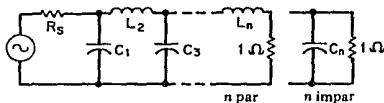


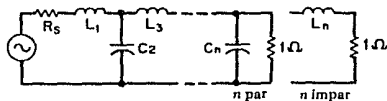
Diagrama para la Medición de Presión Arterial.

APENDICE B. DATOS CARACTERISTICOS DE LOS CIRCUITOS EMPLEADOS.

Valores de elemento Butterworth LC pasa baja



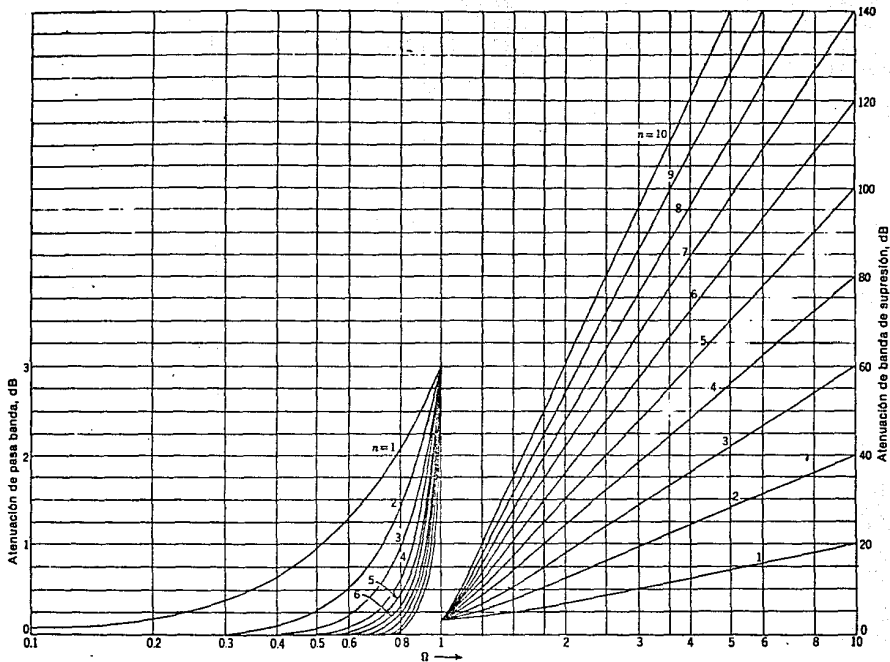
n	R_s	C_1	L_2	C_3	L_4	C_5	L_6	C_7
2	1.000	1.4142	1.4142					
3	1.000	1.0000	2.0000	1.0000				
4	1.000	0.7654	1.8478	1.8478	0.7654			
5	1.000	0.6180	1.6180	2.0000	1.6180	0.6180		
6	1.000	0.5176	1.4142	1.9319	1.9319	1.4142	0.5176	
7	1.000	0.4450	1.2470	1.8019	2.0000	1.8019	1.2470	0.4450
	$1/R_s$	L_1	C_2	L_3	C_4	L_5	C_6	L_7



FUENTE: A. I. Zverev, *Handbook of Filter Synthesis*, Nueva York, Wiley, 1967.

Tabla 1.

Figura 1



Características de atenuación para filtros Butterworth (De A.I. Zverev, *Handbook of Filter Synthesis*, Nueva York, Wiley,

1967).

INTERSiL

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 μ 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 back-plane driver; 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 μ V, zero drift of less than 1 μ V/°C, input bias current of 10 pA max. and rollover 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 (12VDC), enabling a high performance panel meter to be built with the addition of only 7 passive components and a display.

ICL7106 with Liquid Crystal Display

ICL7107 with LED Display

ORDERING INFORMATION				PIN CONFIGURATION	
Part	Package	Temp. Range	Order Part #	1	VCC
7106	40 pin ceramic DIP	0°C to +70°C	ICL7106COL	2	DIP18
7106	40 pin plastic DIP	0°C to +70°C	ICL7106CPL	3	DIP17
7107	40 pin ceramic DIP	0°C to +70°C	ICL7107COL	4	DIP16
7107	40 pin plastic DIP	0°C to +70°C	ICL7107CPL	5	DIP15
7106 Pin 7	Evaluation Kits contain IC display circuit board, passive components and hardware. See page 10.		ICL7106EVAL	6	DIP14
7107 Pin 7			ICL7107EVAL	7	DIP13
				8	DIP12
				9	DIP11
				10	DIP10
				11	DIP9
				12	DIP8
				13	DIP7
				14	DIP6
				15	DIP5
				16	DIP4
				17	DIP3
				18	DIP2
				19	DIP1
				20	DIP0
				21	DIP18
				22	DIP17
				23	DIP16
				24	DIP15
				25	DIP14
				26	DIP13
				27	DIP12
				28	DIP11
				29	DIP10
				30	DIP9
				31	DIP8
				32	DIP7
				33	DIP6
				34	DIP5
				35	DIP4
				36	DIP3
				37	DIP2
				38	DIP1
				39	DIP0
				40	DIP18
				41	DIP17
				42	DIP16
				43	DIP15
				44	DIP14
				45	DIP13
				46	DIP12
				47	DIP11
				48	DIP10
				49	DIP9
				50	DIP8
				51	DIP7
				52	DIP6
				53	DIP5
				54	DIP4
				55	DIP3
				56	DIP2
				57	DIP1
				58	DIP0
				59	DIP18
				60	DIP17
				61	DIP16
				62	DIP15
				63	DIP14
				64	DIP13
				65	DIP12
				66	DIP11
				67	DIP10
				68	DIP9
				69	DIP8
				70	DIP7
				71	DIP6
				72	DIP5
				73	DIP4
				74	DIP3
				75	DIP2
				76	DIP1
				77	DIP0
				78	DIP18
				79	DIP17
				80	DIP16
				81	DIP15
				82	DIP14
				83	DIP13
				84	DIP12
				85	DIP11
				86	DIP10
				87	DIP9
				88	DIP8
				89	DIP7
				90	DIP6
				91	DIP5
				92	DIP4
				93	DIP3
				94	DIP2
				95	DIP1
				96	DIP0
				97	DIP18
				98	DIP17
				99	DIP16
				100	DIP15

INTERSiL, INC., 12710 N. TANTAU AVENUE, CUPERTINO, CA 95041
© 1982 by U.S.A. & CANADA, INC. All Rights Reserved.

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

ICL7106/ICL7107

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

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

Supply Voltage V^+ to V^-	15V
Analog Input Voltage (either input) (Note 2)	V^- to V^+
Reference Input Voltage (either input)	V^- to V^+
Clock Input	Test to V^-

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 $\pm 100\mu\text{A}$.

Check specification for Absolute Maximum Ratings may cause permanent damage to the device. The user should refer to the functional operational device at these or any other conditions above those indicated in the operational sections of the specification if not instructed. Exposure to maximum ratings conditions for extended periods may affect device reliability.

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (Note 3)

CHARACTERISTICS	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Zero Input Reading	$V_{IN} = 0\text{V}$ Full Scale = 200 μmV	0000	±0000	±0000	Digital Reading
Ratioetric Reading	$V_{IN} = V_{REF}$ $V_{REF} = 100\text{mV}$	999	999/1000	1000	Digital Reading
Rollover Error (Difference in reading for equal positive and negative reading near Full Scale)	$-V_{IN} = +V_{IN} = 200\text{mV}$	-1	±2	+1	Counts
Linearity (Line deviation from best straight line fit)	Full scale = 200mV or full scale = 2.000V	-1	±2	+1	Counts
Common Mode Rejection Ratio (Note 4)	$V_{CM} = \pm 1\text{V}$, $V_{IN} = 0\text{V}$ Full Scale = 200 μmV		50		$\mu\text{V/V}$
Noise (PK-PK value not exceeded 85% of time)	$V_{IN} = 0\text{V}$ Full Scale = 200 μmV		15		μV
Leakage Current: Input	$V_{IN} = 0$		1	10	μA
Zero Reading Limit	$V_{IN} = 0$ $0^+ = T_0 \pm 70^\circ\text{C}$		0.2	1	$\mu\text{V/}^\circ\text{C}$
Scale Factor Temperature Coefficient	$V_{IN} = 199\text{mV}$ $0^+ = T_0 \pm 70^\circ\text{C}$ (Ext. Ref. $\mu\text{ppm/}^\circ\text{C}$)		1	5	$\text{ppm/}^\circ\text{C}$
Supply Current: Does not include LED current for 7107; V^- pin	$V_{IN} = 0$		0.8	1.8	mA
V^- Supply Current 7107 ONLY			0.6	1.6	mA
Analog Common Voltage (With respect to Pos. Supply)	25k Ω between Common & Pos. Supply	2.4	2.8	3.2	V
Temp. Coeff. of Analog Common (With respect to Pos. Supply)	25k Ω between Common & Pos. Supply		80		$\mu\text{ppm/}^\circ\text{C}$
7106 ONLY	V^- to $V^+ = 9\text{V}$	4	5	6	V
Pa-Pb Segment Drive Voltage, (Pa-Pb Diaplane Drive Voltage) (Note 5)					
7107 ONLY	$V^- = 5.2\text{V}$ Segment's Voltage = 3V	5	8.0		mA
Segment Driving Current (Except Pin 13) (Pin 13 only)		10	16		mA

Note 3: Unless otherwise noted, specific conditions apply to both the 7106 and 7107 at $T_0 = 25^\circ\text{C}$, unless otherwise stated. 7106 is tested in drive mode.

1: Full is shown in the circuit of Figure 2.

Note 4: Refer to "Common-Mode Input" discussion on page 1.

Note 5: Back plane drive in circuits with segment drive for off segment 180° out of phase for "ON" segment. Frequency of V^- is 100 Hz. Average DC component is less than 10mV.

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^+	+15V
	V^-	-9V
Analog Input Voltage (either input) (Note 2)	V^- to V^+	
Reference Input Voltage (either input)	V^- to V^+	
Clock Input	Test to V^-	
	Grid to V^-	

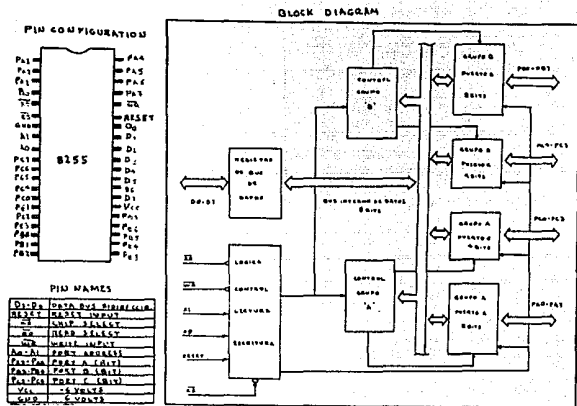


Figure 7.5 8255 programmable peripheral interface 24 I/O pins are provided (Courtesy of Intel Corporation)

Interfacing the 8255A. The 8255A is directly compatible with the three-bus architecture of the 8080 microprocessor. This is illustrated in Fig. 7.6. Because the CPU modules for the Z-80 and 8085 presented in Chap. 4 have been made to provide 8080-like control buses, these processors will also interface directly.

Notice the bidirectional data bus connection. All communications with the programmable peripheral interface (PPI) occur over the eight lines. In fact, to the microprocessor, the 8255 appears to be four I/O locations corresponding to the four combinations of the A0 and A1 address line inputs. The specific port address is controlled by the chip-select (\overline{CS}) input. Only when this pin is low can the PPI be accessed.

Table 7.5 summarizes the possible read and write operations with the chip. When \overline{RD} is low, any of the three data ports can be read by applying the appropriate combination to A0 and A1. When A0 and A1 are both high, the control port is accessed. This is a special register in the 8255A that controls the operating mode of the device. Note that this register can only be written to, not read from.

When the PPI is not accessed ($\overline{CS} = 1$ or \overline{RD} AND $\overline{WR} = 1$), the data bus connections are in a high-impedance state and the processor is free to communicate with other devices in the microcomputer system.

TABLE 7.5 TRUTH TABLE FOR THE 8255A PPI

A ₁	A ₀	RT ₁	WR	CS	
					Input operation (READ)
0	0	0	1	0	Port A → data bus
0	1	0	1	0	Port B → data bus
1	0	0	1	0	Port C → data bus
					Output operation (WRITE)
0	0	1	0	0	Data bus → port A
0	1	1	0	0	Data bus → port B
1	0	1	0	0	Data bus → port C
1	1	1	0	0	Data bus → control
					Disable function
X	X	X	X	1	Data bus → 3-state
1	1	0	1	0	Illegal condition
X	X	1	1	0	Data bus → 3-state

Source: Courtesy of Intel Corporation

Mode 0: Basic I/O. Once the PPI has been interfaced to the CPU module, the operating mode must be selected. As mentioned in the introduction, three modes are possible in addition to a bit set/reset operation. When unconditional or *nonhandshaking I/O* is required, mode 0 should be selected. But how is the mode determined?

A single control word written to the control port (port F3H in Fig. 7.6) determines the 8255A operating mode. Figure 7.7 shows the two types of control words possible. When bit 7 of the control word is a 0, the *bit set/reset* mode is selected. If bit 7 is a 1, any of the three port modes (0 through 2) can be selected. The bit set/reset mode is covered in the next section, so let's turn our attention to the mode set control word.

Studying Fig. 7.7, you can see that the three ports are broken into two groups for mode selection. Port A and the high-order bits of port C can be programmed for any of the modes 0 through 2. Port B and the low-order bits of port C can be programmed to operate in mode 0 or 1 only.

Example 7.5

The following mode 0 port configuration is desired:

Port A: input
 Port B: output
 Port C (upper): output
 Port C (lower): input

Special-Purpose Support Devices: The 8080/85 Family

Write the 8080/85 program required to initialize the 8255A assuming the interface circuit in Fig. 7.6.

Solution. Consulting Fig. 7.7, we can construct the control word. The result is: 1 00 1 0 0 0 1 or 91H. The 8080/85 initialization routine is very simple.

```
MVI A,91H      ;CONTROL WORD
OUT 0F3H      ;CONTROL PORT
```

One of the most powerful features of the 8255A is that only one control word is required to program the mode selection—this is true no matter how complex the configuration may be.

Mode 0 is useful when the I/O device can always be assumed ready and no handshaking signals are required. Another example will illustrate the ease of programming and versatility of the 8255A.

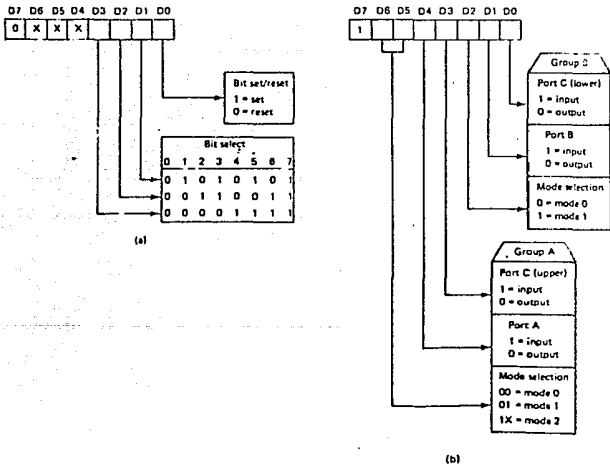


Figure 7.7 There are two types of 8255 control words. When bit 7 = 0, the bit set/reset mode is selected. When bit 7 = 1, any of modes 0–2 can be selected. (a) Bit set/reset format; (b) Mode definition format.

The 8255A Programmable Peripheral Interface

**LM135/LM235/LM335, LM135A/LM235A/LM335A
Precision Temperature Sensors**
General Description

The LM135 series are precision, easily-calibrated, integrated circuit temperature sensors. Operating as a 2-terminal zener, the LM135 has a breakdown voltage directly proportional to absolute temperature at $+10 \text{ mV}/^\circ\text{K}$. With less than 1Ω dynamic impedance the device operates over a current range of $400 \mu\text{A}$ to 5 mA with virtually no change in performance. When calibrated at 25°C the LM135 has typically less than 1°C error over a 100°C temperature range. Unlike other sensors the LM135 has a linear output.

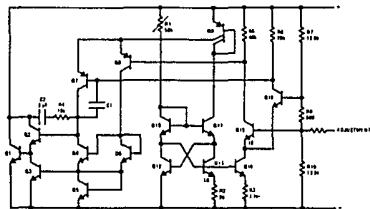
Applications for the LM135 include almost any type of temperature sensing over a -55°C to $+150^\circ\text{C}$ temperature range. The low impedance and linear output make interfacing to readout or control circuitry especially easy.

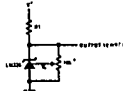
The LM135 operates over a -55°C to $+150^\circ\text{C}$ temperature range while the LM235 operates over a -40°C

to $+125^\circ\text{C}$ temperature range. The LM335 operates from -40°C to $+100^\circ\text{C}$. The LM135/LM235/LM335 are available packaged in hermetic TO-46 transistor packages while the LM335 is also available in plastic TO-92 packages.

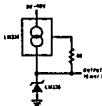
Features

- Directly calibrated in $^\circ\text{Kelvin}$
- 1°C initial accuracy available
- Operates from $400 \mu\text{A}$ to 5 mA
- Less than 1Ω dynamic impedance
- Easily calibrated
- Wide operating temperature range
- 200°C overrange
- Low cost

Schematic Diagram

Typical Applications
Basic Temperature Sensor

Calibrated Sensor


* Calibrate for 2.982V at 25°C

Wide Operating Supply


Absolute Maximum Ratings

Reverse Current	15 mA	
Forward Current	10 mA	
Storage Temperature		
TO-46 Package	-60°C to +180°C	
TO-92 Package	-60°C to +150°C	
Specified Operating Temperature Range		
	Continuous	Intermittent (Note 2)
LM135, LM135A	-55°C to +150°C	150°C to 200°C
LM235, LM235A	-40°C to +125°C	125°C to 150°C
LM335, LM335A	-40°C to +100°C	100°C to 125°C
Lead Temperature (Soldering, 10 seconds)	300°C	

Temperature Accuracy LM135/LM235, LM135A/LM235A (Note 1)

PARAMETER	CONDITIONS	LM135A/LM235A			LM135/LM235			UNITS
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
Operating Output Voltage	$T_C = 25^\circ\text{C}$, $I_R = 1\text{ mA}$	2.97	2.98	2.99	2.95	2.98	3.01	V
Uncalibrated Temperature Error	$T_C = 25^\circ\text{C}$, $I_R = 1\text{ mA}$		0.5	1		1	3	°C
Uncalibrated Temperature Error	$T_{\text{MIN}} < T_C < T_{\text{MAX}}$, $I_R = 1\text{ mA}$		1.3	2.7		2	5	°C
Temperature Error with 25°C Calibration	$T_{\text{MIN}} < T_C < T_{\text{MAX}}$, $I_R = 1\text{ mA}$		0.3	1		0.5	1.5	°C
Calibrated Error at Extended Temperatures	$T_C = T_{\text{MAX}}$ (Intermittent)		2			2		°C
Non Linearity	$I_R = 1\text{ mA}$		0.3	0.5		0.3	1	°C

Temperature Accuracy LM335, LM335A (Note 1)

PARAMETER	CONDITIONS	LM335A			LM335			UNITS
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
Operating Output Voltage	$T_C = 25^\circ\text{C}$, $I_R = 1\text{ mA}$	2.95	2.98	3.01	2.92	2.98	3.04	V
Uncalibrated Temperature Error	$T_C = 25^\circ\text{C}$, $I_R = 1\text{ mA}$		1	3		2	6	°C
Uncalibrated Temperature Error	$T_{\text{MIN}} < T_C < T_{\text{MAX}}$, $I_R = 1\text{ mA}$		2	5		4	9	°C
Temperature Error with 25°C Calibration	$T_{\text{MIN}} < T_C < T_{\text{MAX}}$, $I_R = 1\text{ mA}$		0.5	1		1	2	°C
Calibrated Error at Extended Temperatures	$T_C = T_{\text{MAX}}$ (Intermittent)		2			2		°C
Non Linearity	$I_R = 1\text{ mA}$		0.3	1.5		0.3	1.5	°C

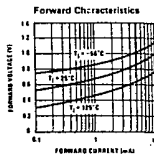
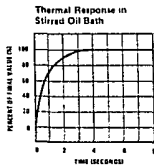
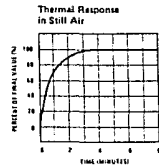
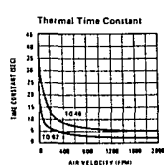
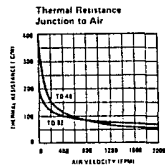
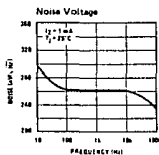
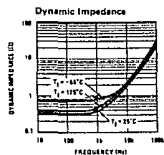
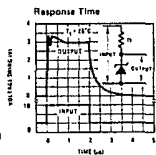
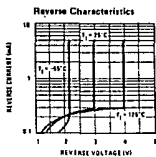
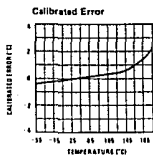
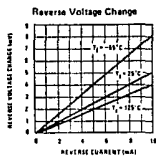
Electrical Characteristics (Note 1)

PARAMETER	CONDITIONS	LM135/LM235 LM135A/LM235A			LM335 LM335A			UNITS
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
Operating Output Voltage	$400\ \mu\text{A} < I_R < 5\text{ mA}$		2.5	10		3	14	mV
Change with Current	At Constant Temperature							°C
Dynamic Impedance	$I_R = 1\text{ mA}$		0.5			0.6		°C
Output Voltage Temperature Drift			+10			+10		mV/°C
Time Constant	Still Air		80			80		sec
	100 ft./Min Air		10			10		sec
	Stirred Oil		1			1		sec
Time Stability	$T_C = 125^\circ\text{C}$		0.2			0.2		°C/yr

Note 1: Accuracy measurements are made in a well stirred oil bath. For other conditions, self heating must be considered.

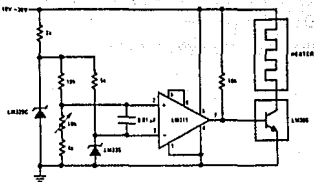
Note 2: Continuous operation at these temperatures for 10,000 hours for H package and 8,000 hours for Z package may decrease life expectancy of the device.

Typical Performance Characteristics

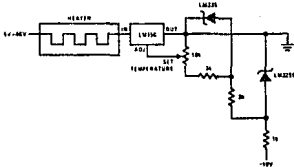


Typical Applications (Continued)

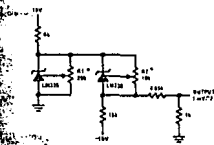
Simple Temperature Controller



Simple Temperature Control

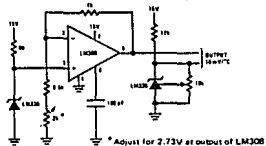


Ground Referred Fahrenheit Thermometer



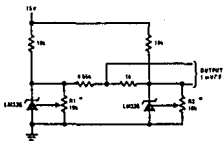
Adjust R2 for 2.554V across LM335.
Adjust R1 for correct output.

Centigrade Thermometer



* Adjust for 2.73V at output of LM308

Fahrenheit Thermometer



* To calibrate adjust R2 for 2.554V across LM335.
Adjust R1 for correct output.





LM136/LM236/LM336 2.5V Reference Diode

General Description

The LM136/LM236 and LM336 integrated circuits are precision 2.5V shunt regulator diodes. These monolithic IC voltage references operate at a low temperature coefficient 2.5V zener with 0.2% dynamic impedance. A third terminal on the LM136 allows the reference voltage and temperature coefficient to be trimmed easily.

The LM136 series is useful as a precision 2.5V low voltage reference for digital voltmeters, power supplies or op amp circuitry. The 2.5V make it convenient to obtain a stable reference from 5V logic supplies. Further, since the LM136 operates as a shunt regulator, it can be used as either a positive or negative voltage reference.

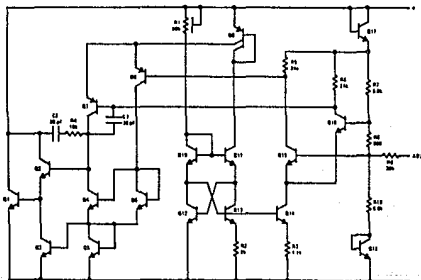
The LM136 is rated for operation over -55°C to $+125^{\circ}\text{C}$ while the LM236 is rated over a -25°C to $+85^{\circ}\text{C}$

temperature range. Both are packaged in a TO-46 package. The LM336 is rated for operation over a 0°C to $+70^{\circ}\text{C}$ temperature range and is available in either a three lead TO-46 package or a TO-92 plastic package.

Features

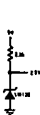
- Low temperature coefficient
- Wide operating current of 300 μA to 10 mA
- 0.2% dynamic impedance
- $\pm 1\%$ initial tolerance available
- Guaranteed temperature stability
- Easily trimmed for minimum temperature drift
- Fast turn on
- Three lead transistor package

Schematic Diagram

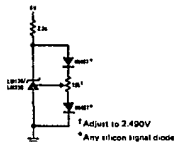


Typical Applications

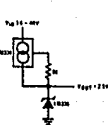
2.5V Reference



2.5V Reference with Minimum Temperature Coefficient



Wide Input Range Reference



absolute Maximum Ratings

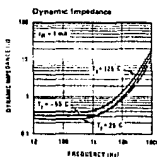
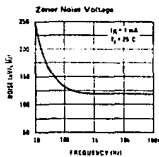
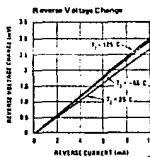
Reverse Current	15 mA
Forward Current	10 mA
Storage Temperature	-60°C to +150°C
Operating Temperature	
LM136	-55°C to +160°C
LM236	-25°C to +85°C
LM336	0°C to +70°C
Lead Temperature (Soldering, 10 seconds)	300°C

Electrical Characteristics (Note 1)

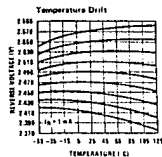
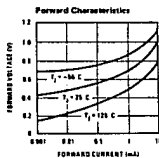
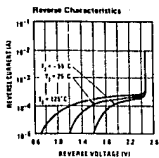
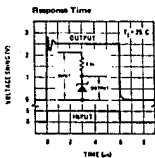
PARAMETER	CONDITIONS	LM136A/LM236A LM136/LM236			LM336B LM336			UNITS
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
Reverse Breakdown Voltage	$T_A = 25^\circ\text{C}$, $I_R = 1\text{ mA}$	2.440	2.400	2.540	2.290	2.400	2.590	V
	LM136/LM236/LM336 LM136A/LM236A, LM336B	2.465	2.490	2.515	2.440	2.490	2.540	V
Reverse Breakdown Change With Current	$T_A = 25^\circ\text{C}$, $400\ \mu\text{A} \leq I_R \leq 10\text{ mA}$		2.6	6		2.6	10	mV
Reverse Dynamic Impedance	$T_A = 25^\circ\text{C}$, $I_R = 1\text{ mA}$		0.2	0.6		0.2	1	Ω
Temperature Stability	V_R Adjusted to 2.490V $I_R = 1\text{ mA}$, (Figure 2)							
	$0^\circ\text{C} \leq T_A \leq 70^\circ\text{C}$ (LM336)				1.8	6		mV
	$-25^\circ\text{C} \leq T_A \leq +85^\circ\text{C}$ (LM236)		3.5	9				mV
	$-55^\circ\text{C} \leq T_A \leq +125^\circ\text{C}$ (LM136)		12	18				mV
Reverse Breakdown Change With Current	$400\ \mu\text{A} \leq I_R \leq 10\text{ mA}$		3	10		3	12	mV
Reverse Dynamic Impedance	$I_R = 1\text{ mA}$		0.4	1		0.4	1.4	Ω
Long Term Stability	$T_A = 25^\circ\text{C} \pm 0.1^\circ\text{C}$, $I_R = 1\text{ mA}$		20			20		ppm

Note 1: Unless otherwise specified, the LM136 is specified from $-55^\circ\text{C} \leq T_A \leq +125^\circ\text{C}$, the LM236 from $25^\circ\text{C} \leq T_A \leq +85^\circ\text{C}$ and the LM336 from $0^\circ\text{C} \leq T_A \leq +70^\circ\text{C}$. The maximum junction temperature of the LM136 is 150°C , LM236 is 125°C and the LM336 is 100°C . For elevated junction temperature, devices in the TO-48 package should be derated based on a thermal resistance of 440°C/W junction to ambient or 50°C/W junction to case. For the TO-92 package, the derating is based on 180°C/W junction to ambient with $0.4"$ leads from a PC board and 160°C/W junction to ambient with $0.125"$ lead length to a PC board.

Typical Performance Characteristics



Typical Performance Characteristics (Continued)



Application Hints

The LM136 series voltage references are much easier to use than ordinary zener diodes. Their low impedance and wide operating current range simplify biasing in almost any circuit. Further, either the breakdown voltage or the temperature coefficient can be adjusted to optimize circuit performance.

Figure 1 shows an LM136 with a 10k potentiometer for adjusting the reverse breakdown voltage. With the addition of R1 the breakdown voltage can be adjusted without affecting the temperature coefficient of the device. The adjustment range is usually sufficient to

adjust for both the initial device tolerance and inaccuracies in buffer circuitry.

If minimum temperature coefficient is desired, two diodes can be added in series with the adjustment potentiometer as shown in Figure 2. When the device is adjusted to 2.490V the temperature coefficient is minimized. Almost any silicon signal diode can be used for this purpose such as a 1N914, 1N4148 or a 1N457. For proper temperature compensation the diodes should be in the same thermal environment as the LM136. It is usually sufficient to mount the diodes near the LM136 on the printed circuit board. The absolute resistance of R1 is not critical and any value from 2k to 20k will work.

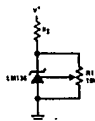


FIGURE 1. LM136 With Pot for Adjustment of Breakdown Voltage

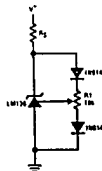


FIGURE 2. Temperature Coefficient Adjustment


**National
Semiconductor**
Operational Amplifiers/Buffers

LM108/LM208/LM308 Operational Amplifiers

General Description

The LM108 series are precision operational amplifiers having specifications a factor of ten better than FET amplifiers over a -55°C to $+125^{\circ}\text{C}$ temperature range. Selected units are available with offset voltages less than 1.0 mV and drifts less than $5\mu\text{V}/^{\circ}\text{C}$, again over the military temperature range. This makes it possible to eliminate offset adjustments, in most cases, and obtain performance approaching chopper stabilized amplifiers.

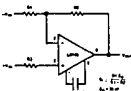
The devices operate with supply voltages from 12V to $\pm 20\text{V}$ and have sufficient supply rejection to use unregulated supplies. Although the circuit is interchangeable with and uses the same compensation as the LM101A, an alternate compensation scheme can be used to make it particularly insensitive to power supply noise and to make supply bypass capacitors unnecessary. Outstanding characteristics include:

- Maximum input bias current of 3.0 nA over temperature
- Offset current less than 400 pA over temperature
- Supply current of only 300 μA , even in saturation
- Guaranteed drift characteristics

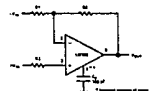
The low current error of the LM108 series makes possible many designs that are not practical with conventional amplifiers. In fact, it operates from 10 M Ω source resistances, introducing less error than devices like the 709 with 10 k Ω sources. Integrators with drifts less than 500 $\mu\text{V}/\text{sec}$ and analog time delays in excess of one hour can be made using capacitors no larger than 1 μF .

The LM108 is guaranteed from -55°C to $+125^{\circ}\text{C}$, the LM208 from -25°C to $+85^{\circ}\text{C}$, and the LM308 from 0°C to $+70^{\circ}\text{C}$.

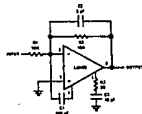
Compensation Circuits

Standard Compensation Circuit


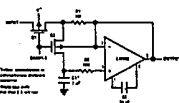
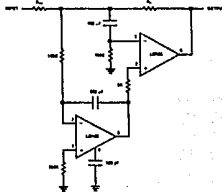
** Feedback network not shown for simplicity in this circuit.

Alternets* Frequency Compensation


** Feedback network not shown for simplicity in this circuit.

Feedforward Compensation


Typical Applications

Sample and Hold

High Speed Amplifier with Low Drift and Low Input Current


Absolute Maximum Ratings

	LM108/LM208	LM308
Supply Voltage	±20V	±18V
Power Dissipation (Note 1)	500 mW	500 mW
Differential Input Current (Note 2)	±10 mA	±10 mA
Input Voltage (Note 3)	±15V	±15V
Output Short-Circuit Duration	Indefinite	Indefinite
Operating Temperature Range (LM108)	-55°C to +125°C	0°C to +70°C
(LM208)	-25°C to +85°C	
Storage Temperature Range	-65°C to +150°C	-65°C to +150°C
Lead Temperature (Soldering, 10 seconds)	300°C	300°C

Electrical Characteristics (Note 4)

PARAMETER	CONDITIONS	LM108/LM208			LM308			UNITS
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
Input Offset Voltage	$T_A = 25^\circ\text{C}$	0.7	2.0		2.0	7.5		mV
Input Offset Current	$T_A = 25^\circ\text{C}$	0.05	0.3		0.2	1		nA
Input Bias Current	$T_A = 25^\circ\text{C}$	0.8	2.0		1.5	7		nA
Input Resistance	$T_A = 25^\circ\text{C}$	30	70		10	40		MΩ
Supply Current	$T_A = 25^\circ\text{C}$		0.3	0.6		0.3	0.6	mA
Large Signal Voltage Gain	$T_A = 25^\circ\text{C}$, $V_S = \pm 15\text{V}$, $V_{OUT} = \pm 10\text{V}$, $R_L \geq 10\text{ k}\Omega$	50	300		25	300		V/mV
Input Offset Voltage				3.0			10	mV
Average Temperature Coefficient of Input Offset Voltage			3.0	15		6.0	30	$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
Input Offset Current				0.4			1.5	nA
Average Temperature Coefficient of Input Offset Current			0.5	2.5		2.0	10	$\mu\text{A}/^\circ\text{C}$
Input Bias Current				3.0			10	nA
Supply Current	$T_A = 125^\circ\text{C}$		0.15	0.4				mA
Large Signal Voltage Gain	$V_S = \pm 15\text{V}$, $V_{OUT} = \pm 10\text{V}$, $R_L > 30\text{ k}\Omega$	25			15			V/mV
Output Voltage Swing	$V_S = \pm 15\text{V}$, $R_L = 10\text{ k}\Omega$	±13	±14		±13	±14		V
Input Voltage Range	$V_S = \pm 15\text{V}$		±13.5			±14		V
Common Mode Rejection Ratio		85	100		80	100		dB
Supply Voltage Rejection Ratio		80	96		80	96		dB

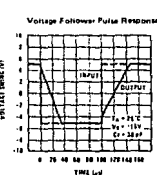
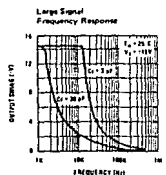
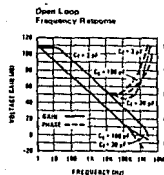
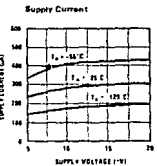
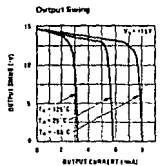
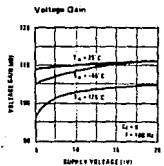
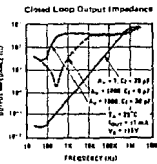
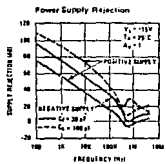
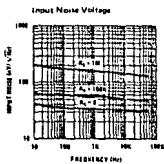
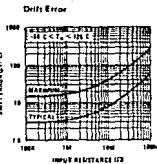
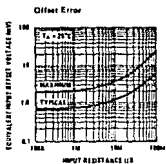
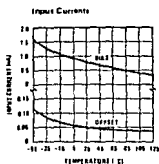
Note 1: The maximum junction temperature of the LM108 is 150°C, for the LM208, 100°C and for the LM308, 85°C. For operating at elevated temperatures, devices in the TO-8 package must be derated based on a thermal resistance of 150°C/W, junction to ambient, or 45°C/W, junction to case. The thermal resistance of the dual-in-line package is 100°C/W, junction to ambient.

Note 2: The inputs are antimed with back-to-back diodes for overvoltage protection. Therefore, excessive current will flow if a differential input voltage in excess of 1V is applied between the inputs unless some limiting resistance is used.

Note 3: For supply voltages less than ±15V, the absolute maximum input voltage is equal to the supply voltage.

Note 4: These specifications apply for $\pm 5\text{V} \leq V_S \leq \pm 20\text{V}$ and $-65^\circ\text{C} \leq T_A \leq 125^\circ\text{C}$, unless otherwise specified. With the LM208, however, all temperature specifications are limited to $-25^\circ\text{C} \leq T_A \leq 85^\circ\text{C}$, and for the LM308 they are limited to $0^\circ\text{C} \leq T_A \leq 70^\circ\text{C}$.

Typical Performance Characteristics LM108/LM208




**National
Semiconductor**
Operational Amplifiers/Buffers
**LM124/LM224/LM324, LM124A/LM224A/LM324A, LM2902
Low Power Quad Operational Amplifiers**
General Description

The LM124 series consists of four independent, high gain, internally frequency compensated operational amplifiers which were designed specifically to operate from a single power supply over a wide range of voltages. Operation from split power supplies is also possible and the low power supply current drain is independent of the magnitude of the power supply voltage.

Application areas include transducer amplifiers, dc gain blocks and all the conventional op amp circuits which now can be more easily implemented in single power supply systems. For example, the LM124 series can be directly operated off of the standard +5 V_{DC} power supply voltage which is used in digital systems and will easily provide the required interface electronics without requiring the additional ± 15 V_{DC} power supplies.

Unique Characteristics

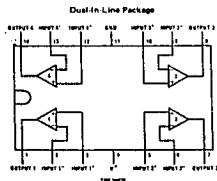
- In the linear mode the input common-mode voltage range includes ground and the output voltage can also swing to ground, even though operated from only a single power supply voltage.
- The unity gain cross frequency is temperature compensated.
- The input bias current is also temperature compensated.

Advantages

- Eliminates need for dual supplies
- Four internally compensated op amps in a single package
- Allows directly sensing near GND and V_{OUT} also goes to GND
- Compatible with all forms of logic
- Power drain suitable for battery operation

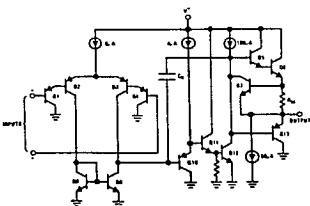
Features

- Internally frequency compensated for unity gain
- Large dc voltage gain **100 dB**
- Wide bandwidth (unity gain) **1 MHz**
(temperature compensated)
- Wide power supply range:
Single supply **3 V_{DC} to 30 V_{DC}**
or dual supplies **± 1.5 V_{DC} to ± 15 V_{DC}**
- Very low supply current drain (800 μ A) – essentially independent of supply voltage (1 mW/op amp at +5 V_{DC})
- Low input biasing current **45 nA_{DC}**
(temperature compensated)
- Low input offset voltage **2 mV_{DC}**
and offset current **5 nA_{DC}**
- Input common-mode voltage range includes ground
- Differential input voltage range equal to the power supply voltage
- Large output voltage **0 V_{DC} to V₊ - 1.5 V_{DC}** swing

Connection Diagram


Order Number LM124J, LM124AJ,
LM224J, LM224AJ, LM324J,
LM324AJ or LM2902J,
See NS Package J14A

Order Number LM324N, LM324AN
or LM2902N
See NS Package N14A

Schematic Diagram (Each Amplifier)


Absolute Maximum Ratings

	LM124/LM224/LM324 LM124A/LM224A/LM324A	LM2902	LM124/LM224/LM324 LM124A/LM224A/LM324A	LM2902
Supply Voltage, V^+	32 VDC or +16 VDC	26 VDC or +13 VDC		50 mA
Differential Input Voltage	32 VDC	26 VDC		-40°C to +85°C
Input Voltage	-0.3 VDC to +26 VDC	-0.3 VDC to +26 VDC	I-out Current ($V_{I/O} < 0.3$ VDC) (Note 3)	50 mA
Power Dissipation (Note 1)			Operating Temperature Range	
Molded DIP	570 mW	570 mW	LM324/LM324A	0°C to +70°C
Can-DIP	800 mW		LM224/LM224A	-25°C to +85°C
Flat Pack	800 mW		LM124/LM124A	-55°C to +125°C
Output Short Circuit to GND (Drive Amplifier) (Note 2)	Continuous	Continuous	Storage Temperature Range	-55°C to +150°C
$V^+ \leq 18$ VDC and $T_A = 25^\circ\text{C}$			Lead Temperature (Soldering, 10 seconds)	300°C

Electrical Characteristics ($V^+ = +5.0$ VDC, Note 4)

PARAMETER	CONDITIONS	LM124A			LM224A			LM324A			LM124/LM224			LM224			LM2902			UNITS	
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX		
Input Offset Voltage	$T_A = 25^\circ\text{C}$, (Note 5)	1	2		1	3		2	3		12	15		12	17		12	17		mVDC	
Input Bias Current (Note 6)	$I_{IN}(+) \text{ or } I_{IN}(-)$, $T_A = 25^\circ\text{C}$		20	50		40	80		45	100		45	150		45	250		45	250	nADC	
Input Offset Current	$I_{IN}(+) - I_{IN}(-)$, $T_A = 25^\circ\text{C}$		2	10		2	15		5	30		13	30		15	150		15	150	nADC	
Input Common Mode Voltage Range (Note 2)	$V^+ - 30$ VDC, $T_A = 25^\circ\text{C}$	0	$V^+ - 1.5$		0	$V^+ - 1.5$		0	$V^+ - 1.5$		0	$V^+ - 1.5$		0	$V^+ - 1.5$		0	$V^+ - 1.5$		VDC	
Supply Current	$R_L = \infty$, $V_{CC} = 30$ V, (LM2902 $V_{CC} = 26$ V) $R_L = \infty$ On All Op Amps Over Full Temperature Range	1.5	3		1.5	3		1.5	3		1.5	3		1.5	3		1.5	3		mADC	
		0.7	1.2		0.7	1.2		0.7	1.2		0.7	1.2		0.7	1.2		0.7	1.2		mADC	
Large Signal Voltage Gain	$V^+ = 15$ VDC (For Large V_O Swing) $R_L \geq 2$ k Ω , $T_A = 25^\circ\text{C}$	50	100		50	100		25	100		50	100		25	100		100			V/mV	
Output Voltage Swing	$R_L = 2$ k Ω , $T_A = 25^\circ\text{C}$ (LM2902 $R_L \geq 10$ k Ω)	0	$V^+ - 1.5$		0	$V^+ - 1.5$		0	$V^+ - 1.5$		0	$V^+ - 1.5$		0	$V^+ - 1.5$		0	$V^+ - 1.5$		VDC	
Common Mode Rejection Ratio	DC, $T_A = 25^\circ\text{C}$	70	85		70	85		65	85		70	85		65	70		50	70		dB	
Power Supply Rejection Ratio	DC, $T_A = 25^\circ\text{C}$	65	100		65	100		65	100		65	100		65	100		50	100		dB	
Amplifier to Amplifier Coupling (Note 8)	$f = 1$ kHz to 20 kHz, $T_A = 25^\circ\text{C}$ (Input Referenced)		-120		-120		-120		-120		-120		-120		-120		-120		-120		dB
Output Current Source	$V_{IN}^+ = 1$ VDC, $V_{IN}^- = 0$ VDC, $V^+ = 15$ VDC, $T_A = 25^\circ\text{C}$	20	40		20	40		20	40		20	40		20	40		20	40		mADC	
Sink	$V_{IN}^+ = 1$ VDC, $V_{IN}^- = 0$ VDC, $V^+ = 15$ VDC, $T_A = 25^\circ\text{C}$	10	20		10	20		10	20		10	20		10	20		10	20		mADC	
	$V_{IN}^+ = 1$ VDC, $V_{IN}^- = 0$ VDC, $T_A = 25^\circ\text{C}$, $V_O = 200$ mVDC	17	50		12	50		12	50		12	50		12	50		12	50		mADC	
Short Circuit to Ground	$T_A = 25^\circ\text{C}$, (Note 2)		40	60		40	60		40	60		40	60		40	60		40	60		mADC



LM124/LM224/LM324/LM2902
LM224A/LM324A/LM124A/LM124A

LM124/LM224/LM324, LM124A/
LM224A/LM324A, LM2902

Electrical Characteristics (Continued)

PARAMETER	CONDITIONS	LM124A			LM224A			LM324A			LM124/LM224			LM324			LM2902			UNITS
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
Input Offset Voltage	(Note 5)		4		4		4		5		17		28		28		110		mV _{DC}	
Input Offset Voltage Drift	$R_S = 0\Omega$		7	20		7	20		7	30		7		7		7		7	$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$	
Input Offset Current	$I_{IN(+)} - I_{IN(-)}$		30		30		30		75		100		150		150		45	1200	nA _{DC}	
Input Offset Current Drift			10	200		10	200		10	300		10		10		10		10	pA/°C	
Input Bias Current	$I_{IN(+)} \text{ or } I_{IN(-)}$		40	100		40	100		40	200		40	300		40	500		40	500	nA _{DC}
Input Common Mode Voltage Range (Note 7)	$V^+ = 30\text{VDC}$	0		$V^+ - 2$	0		$V^+ - 2$	0		$V^+ - 2$	0		$V^+ - 2$	0		$V^+ - 2$	0		$V^+ - 2$	V _{DC}
Large Signal Voltage Gain	$V^+ = 15\text{VDC}$ (For Large V_O Swing) $R_L \geq 2\text{k}\Omega$	25		25		25		15		15		25		15		15		15	V/mV	
Output Voltage Swing																				
V_{OH}	$V^+ = +30\text{VDC}, R_L = 2\text{k}\Omega$ $R_L \geq 10\text{k}\Omega$	26		28		28		26		26		28		28		28		22	24	V _{DC}
V_{OL}	$V^+ = 8\text{VDC}, R_L \leq 10\text{k}\Omega$	5	20	5	20	5	20	5	20	5	20	5	20	5	20	5	20	5	100	mV _{DC}
Output Current																				
Source	$V_{IN}^+ = +1\text{VDC}, V_{IN}^- = 0\text{VDC}, V^+ = 15\text{VDC}$	10	20	10	20	10	20	10	20	10	20	10	20	10	20	10	20	10	20	mA _{DC}
Sink	$V_{IN}^+ = +1\text{VDC}, V_{IN}^- = 0\text{VDC}, V^+ = 15\text{VDC}$	10	15	5	8	5	8	5	8	5	8	5	8	5	8	5	8	5	8	mA _{DC}
Differential Input Voltage	(Note 7)		32		32		32		32		32		32		32		28		28	V _{DC}

Note 1: For operating at high temperatures, the LM324/LM324A, LM2902 must be derated based on a +125°C maximum junction temperature and a thermal resistance of 175°C/W which applies for the device soldered on a printed circuit board, operating in a still air ambient. The LM224/LM224A and LM124/LM124A can be derated based on a +155°C maximum junction temperature. The deration is the total of all four amplifier-use external resistors, where possible, to allow the amplifier to dissipate or to reduce the power which is dissipated in the integrated circuit.

Note 2: Short circuits from the output to V^+ can cause excessive heating and eventual destruction. The maximum output current is approximately 40 mA independent of the magnitude of V^+ . At values of supply voltage in excess of +15 V_{DC}, continuous short circuits can exceed the power dissipation ratings and cause eventual destruction. Destructive dissipation can result from simultaneous shorts on all amplifiers.

Note 3: This input current will only exist when the voltage at any of the input leads is driven negative. It is due to the collector-base junction of the input PNP transistors becoming forward biased and thereby acting as input diode clamps. In addition to the diode action, there is also lateral NPN parasitic transistor action on the IC chip. This transistor action can cause the output voltages of the op amps to go to the V^+ voltage level (or to ground for a large overdrive) for the time duration that an input is driven negative. This is not destructive and normal output states will be established when the input voltage, which was negative, again returns to a value greater than -0.3 V_{DC} (at 25°C).

Note 4: These specifications apply for $V^+ = 15\text{VDC}$ and -55°C ≤ T_A ≤ +125°C, unless otherwise stated. With the LM224/LM224A, all temperature specifications are limited to -25°C ≤ T_A ≤ +85°C, the LM324/LM324A temperature specifications are limited to 0°C ≤ T_A ≤ +70°C, and the LM2902 specifications are limited to -40°C ≤ T_A ≤ +85°C.

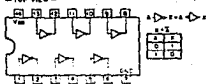
Note 5: V_G = 1.4 V_{DC}, R_S = 0Ω with V^+ from 5 V_{DC} to 30 V_{DC}, and over the full input common-mode range (0 V_{DC} to $V^+ - 1.5\text{VDC}$).

Note 6: The direction of the input current is out of the IC due to the PNP input stage. This current is essentially constant, independent of the state of the output so no loading change exists on the input lines.

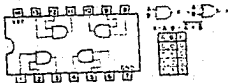
Note 7: The input common-mode voltage of either input signal voltage should not be allowed to go negative by more than 0.3V (at 25°C). The upper end of the common-mode voltage range is $V^+ - 1.5\text{V}$, but either or both inputs can go to +32 V_{DC} without damage (at 20 V_{DC} for LM2902).

Note 8: Due to proximity of external components, insure that coupling is not originating stray capacitance between these external parts. This typically can be detected as this type of capacitive increases at higher frequencies.

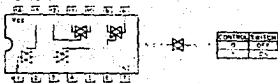
CD4069UBE (IRCA)
 TC4069UBP (TOSHIBA)
 MS84069B (FUJITSU)
 C-MOS INVERTER
 -TOP VIEW-



CD4069BE (IRCA)
 TC4069BP (TOSHIBA)
 C-MOS INVERTER AND GATE
 -TOP VIEW-



CD4069AE/BE (IRCA)
 TC4069BP (TOSHIBA)
 C-MOS INVERTER AND 3 SWTC
 -TOP VIEW-



CERAMIC CAPACITOR

0.5 pF through 820 pF
50WV

Value	Parts No.
0.5 pF	1-101-837-00
1	1-102-934-00
1.5	1-101-576-00
2	1-102-935-00
3	1-102-936-00
4	1-102-937-00
5	1-102-942-00
6	1-102-943-00
7	1-102-944-00
8	1-102-945-00
9	1-102-946-00
10	1-102-947-00
11	1-102-948-00
12	1-102-949-00
13	1-102-950-00
15	1-102-951-00
16	1-102-952-00
18	1-102-953-00
20	1-102-958-00
22	1-102-959-00

Value	Parts No.
24 pF	1-102-960-00
27	1-102-961-00
30	1-102-962-00
33	1-102-963-00
36	1-102-964-00
39	1-102-965-00
43	1-102-966-00
47	1-101-880-00
51	1-101-882-00
56	1-101-884-00
62	1-101-886-00
68	1-101-888-00
75	1-101-890-00
82	1-102-971-00
81	1-102-972-00
100	1-102-973-00
110	1-102-815-00
120	1-102-816-00
130	1-101-081-00
150	1-101-361-00

Value	Parts No.
160 pF	1-101-367-00
180	1-102-976-00
200	1-102-977-00
220	1-102-978-00
240	1-102-979-00
270	1-102-980-00
300	1-102-981-00
330	1-102-820-00
360	1-102-821-00
390	1-102-822-00
430	1-102-823-00
470	1-102-824-00
510	1-101-059-00
560	1-102-115-00
680	1-102-116-00
820	1-102-117-00

CERAMIC CAPACITOR

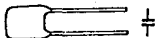
0.001 μ F through 0.1 μ F
50WV

Parts NO. 1-161-□□□-00

Value	Parts No. -□□□-	Substitute
0.001 μ F	039	(1-102-974-00)
0.0012	040	
0.0015	041	
0.0018	042	
0.0022	043	(1-102-100-00)
0.0027	044	
0.0033	045	
0.0039	046	(1-102-124-00)
0.0047	047	
0.0056	048	
0.0068	049	
0.0082	050	

Value	Parts No. -□□□-	Substitute
0.01 μ F	051	(1-101-118-00)
0.012	052	
0.015	053	
0.018	054	
0.022	055	(1-101-005-00)
0.027	056	
0.033	057	
0.039	058	
0.047	059	(1-101-006-00)
0.056	060	
0.068	061	
0.082	062	
0.1	063	

MYLAR CAPACITOR



0.001 μ F through 0.22 μ F
 \pm 5% 50VV

Parts No. 1-108-000-00

Value	Parts No. -000-
0.001 μ F	555
0.0011	556
0.0012	557
0.0013	558
0.0015	559
0.0016	560
0.0018	561
0.0020	562
0.0022	563
0.0024	564
0.0027	565
0.0030	566
0.0033	567
0.0036	568
0.0039	569

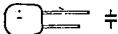
Value	Parts No. -000-
0.0043 μ F	570
0.0047	571
0.0051	572
0.0056	573
0.0062	574
0.0069	575
0.0075	576
0.0082	577
0.0091	578
0.01	579
0.011	580
0.012	581
0.013	582
0.015	583
0.016	584

Value	Parts No. -000-
0.018 μ F	585
0.020	586
0.022	587
0.024	588
0.027	589
0.030	590
0.033	591
0.036	592
0.039	593
0.043	594
0.047	595
0.051	596
0.056	597
0.062	598
0.068	599

Value	Parts No. -000-
0.075 μ F	600
0.082	601
0.091	602
0.1	603
0.11	604
0.12	605
0.13	606
0.15	607
0.16	608
0.10	609
0.20	610
0.22	611

SILVERED MICA CAPACITOR

1 pF through 620 pF
 \pm 5%, 50VV



Parts No. 1-107-000-00

Value	Parts No. -000-
1 pF	098
2	099
3	100
4	101
5	102
6	103
7	104
8	105
9	106
10	061
11	062
12	063
13	064

Value	Parts No. -000-
15 pF	065
16	066
18	067
20	068
22	069
24	070
27	071
30	072
33	073
36	074
39	075
43	076
47	077

Value	Parts No. -000-
51 pF	078
56	079
62	080
68	081
75	082
82	083
91	084
100	085
110	086
120	087
130	088
150	089
160	090

Value	Parts No. -000-
180 pF	091
200	092
220	093
240	094
270	095
300	096
330	097
360	231
390	232
430	233
470	234
510	235
560	236
620	237

ELECTROLYTIC CAPACITOR

0.47 μ F through 470 μ F
6.3VV through 50 (63, 100)VV

Parts No. 1-123-0000-00

Value	Parts No. -000-
0.47 μ F 50V	
100	379
1	50
100	380
2.2	50
100	381
3.3	25
35	
50	
100	382
4.7	25
25	
50	
63	389
10	10
16	
25	
35	
50	356
22	16
25	330

Value	Parts No. -000-
22 μ F 35V	342
50	
63	371
33	6.3
10	
16	318
25	
35	343
50	
63	372
47	6.3
10	306
18	
25	332
35	
50	359
100	6.3
10	307
18	
25	333
35	345

Value	Parts No. -100-
100 μ F 50V	360
220	6.3
10	308
16	321
25	334
35	346
50	361
330	6.3
10	309
16	322
25	335
35	347
50	362
470	6.3
10	310
16	323
25	336
35	348
50	
63	377

54/74 FAMILIES OF COMPATIBLE TTL CIRCUITS

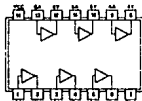
PIN ASSIGNMENTS (TOP VIEWS)

HEX BUFFERS/DRIVERS
WITH OPEN-COLLECTOR
HIGH-VOLTAGE OUTPUTS

07

positive logic:
 $Y = A$

See page 8-24



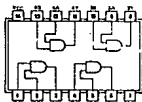
SN5407 (J, W) SN7407 (J, N)

QUADRUPLE 2-INPUT
POSITIVE-AND GATES

08

positive logic:
 $Y = AB$

See page 8-10



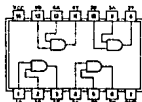
SN5408 (J, W) SN7408 (J, N)
SN54LS08 (J, W) SN74LS08 (J, N)
SN54S08 (J, W) SN74S08 (J, N)

QUADRUPLE 2-INPUT
POSITIVE-AND GATES
WITH OPEN-COLLECTOR OUTPUTS

09

positive logic:
 $Y = AB$

See page 8-12



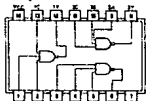
SN5409 (J, W) SN7409 (J, N)
SN54LS09 (J, W) SN74LS09 (J, N)
SN54S09 (J, W) SN74S09 (J, N)

TRIPLE 3-INPUT
POSITIVE-AND GATES

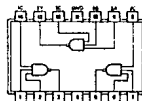
10

positive logic:
 $Y = ABC$

See page 8-2



SN5410 (J) SN7410 (J, N)
SN54H10 (J) SN74H10 (J, N)
SN54L10 (J) SN74L10 (J, N)
SN54LS10 (J, W) SN74LS10 (J, N)
SN54S10 (J, W) SN74S10 (J, N)

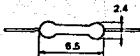


SN5410 (W)
SN54H10 (W)
SN54L10 (T)

TEXAS INSTRUMENTS
INCORPORATED
POST OFFICE BOX 6512 • DALLAS TEXAS 75222

RESISTOR

CARBON RESISTOR (1/4W)

± 5%, 1/4W, non-special type
1 Ω through 1 MΩ

Parts No. 1-245-□□-00

Value	Parts No. -□□-	Value	Parts No. -□□-	Value	Parts No. -□□-	Value	Parts No. -□□-
1 Ω	401	33 Ω	437	1 kΩ	473	33 kΩ	509
1.1	402	36	438	1.1	474	36	510
1.2	403	39	439	1.2	475	39	511
1.3	404	43	440	1.3	476	43	512
1.5	405	47	441	1.5	477	47	513
1.6	406	51	442	1.6	478	51	514
1.8	407	56	443	1.8	479	56	515
2	408	62	444	2	480	62	516
2.2	409	68	445	2.2	481	68	517
2.4	410	75	446	2.4	482	75	518
2.7	411	82	447	2.7	483	82	519
3	412	91	448	3.0	484	91	520
3.3	413	100 Ω	449	3.3	485	100 kΩ	521
3.6	414	110	450	3.6	486	110	522
3.9	415	120	451	3.9	487	120	523
4.3	416	130	452	4.3	488	130	524
4.7	417	150	453	4.7	489	150	525
5.1	418	160	454	5.1	490	160	526
5.6	419	180	455	5.6	491	180	527
6.2	420	200	456	6.2	492	200	528
6.8	421	220	457	6.8	493	220	529
7.5	422	240	458	7.5	494	240	530
8.2	423	270	459	8.2	495	270	531
9.1	424	300	460	9.1	496	300	532
10 Ω	425	330	461	10 kΩ	497	330	533
11	426	360	462	11	498	360	534
12	427	390	463	12	499	390	535
13	428	430	464	13	500	430	536
15	429	470	465	15	501	470	537
16	430	510	466	16	502	510	538
18	431	560	467	18	503	560	539
20	432	620	468	20	504	620	540
22	433	680	469	22	505	680	541
24	434	750	470	24	506	750	542
27	435	820	471	27	507	820	543
30	436	910	472	30	508	910	544
						1 MΩ	545

SILICON NPN.- 2N2222.- LOW POWER TRANSISTOR

MAX.
COLL. 400 m
DISS.
a 24°C
(W)

FAB
(Hz) 250 M

DERATE
IN FREE 2.3 m
AIR W/°C

ABS. MAX RATINGS	BVcbo (V)	BVceo (V)	BVebo (V)	Ic (A)
a 25°C	60	30	5	800 m

MAX. Icbo
a MAX Vcb 10 m
(A)

TYPICAL ' h '	B I A S			COMMON EMITTER		
	Vcb (V)	Ie (A)	hfe	hoe (mhos)	hie (Ω)	hre X.001
PARAMETERS	10 ϕ	1.0m ϕ	50 t Δ	15 μ	3.5k ϕ	6 ϕ

Cob
(F) 8.0 p

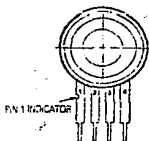
Differential		Single				Absolute		
Case 314-01	Case 352-01	Case 390-01	Case 394-02	Case 371-04	Case 371-05	Case 344-01	Case 315-01	Case 371-03
D	DP	BP	GVP	GVS	GS	A	AP	AS
MPX10D	MPX10DP	MPX10BP	MPX10GVP	MPX10GVS	MPX10GS	Consult Factory for Absolute Version		
MPX11D	MPX11DP	MPX11BP	MPX11GVP	MPX11GVS	MPX11GS			
MPX12D	MPX12DP	MPX12BP	MPX12GVP	MPX12GVS	MPX12GS			
MPX50D	MPX50DP	MPX50BP	MPX50GVP	MPX50GVS	MPX50GS			
MPX51D	MPX51DP	MPX51BP	MPX51GVP	MPX51GVS	MPX51GS			
MPX52D	MPX52DP	MPX52BP	MPX52GVP	MPX52GVS	MPX52GS			
MPX100D	MPX100DP	MPX100BP	MPX100GVP	MPX100GVS	MPX100GS			
MPX200D	MPX200DP	MPX200BP	MPX200GVP	MPX200GVS	MPX200GS	MPX200A	MPX200AP	MPX200AS

Side

MPX205D	MPX205DP	MPX205BP	MPX205GVP	MPX205GVS	MPX205GS	Consult Factory for Absolute Version		
MPX2051D	MPX2051DP	MPX2051BP	MPX2051GVP	MPX2051GVS	MPX2051GS			
MPX210D	MPX210DP	MPX210BP	MPX210GVP	MPX210GVS	MPX210GS	MPX210A	MPX210AP	MPX210AS
MPX2101D	MPX2101DP	MPX2101BP	MPX2101GVP	MPX2101GVS	MPX2101GS	MPX2101A	MPX2101AP	MPX2101AS
MPX220D	MPX220DP	MPX220BP	MPX220GVP	MPX220GVS	MPX220GS	MPX220A	MPX220AP	MPX220AS
MPX2201D	MPX2201DP	MPX2201BP	MPX2201GVP	MPX2201GVS	MPX2201GS	MPX2201A	MPX2201AP	MPX2201AS

MPX310D	MPX310DP	MPX310BP	MPX310GVP	MPX310GVS	MPX310GS	Absolute Not Available		
---------	----------	----------	-----------	-----------	----------	------------------------	--	--

Pinout Information



Pin Number

	1	2	3	4
MPX310D	+Output	Ground	+Supply	N/C
MPX200 Series	Ground	+Output	Supply	-Output
MPX210-220 Series	Ground	+Output	Supply	-Output

Operating Characteristics										Measurement Conditions		
										Package		
Pressure Range	Over Pressure/Offset		Full Scale Span (mV)		Sensitivity		Linearity		Temperature Coefficient of Span		Temperature Coefficient of Offset	
	PSI	kPa	PSI	kPa	mV	Min	Max	PSI	kPa	% FS Span	Min	Max

UNCOMPENSATED $V_S = 5 \text{ Vdc}$, $T_A = 0^\circ\text{C}-65^\circ\text{C}$

0-15	10	15	100	35	20	50	23	35	± 1.6	-15	-14	± 1.3
					30	60	33	5	-0.05			
					45	70	37	5.5	-5.0			
0-7.5	50	30	200	35	45	90	7	17	± 0.1	-15	-14	± 1.3
					30	60	6	12	± 0.1			
					30	90	7	0.9	± 0.5			
0-15	100	30	200	35	45	90	4	0.5	± 0.25	-15	-14	± 1.3
0-30	200	60	400	35	45	90	2	0.3	± 0.25	-15	-14	± 1.3





COMPENSATED $V_S = 10 \text{ Vdc}$, $T_A = 0^\circ\text{C}-85^\circ\text{C}$

0-7.5	50	30	200	35	± 1	38.5	41.5	5.3	0.8	± 0.25	-	± 1	± 1
					± 2	37.5	42.5			± 0.50			
0-15	100	30	200	35	± 1	38.5	41.5	2.7	0.4	± 0.25	-	± 1	± 1
					± 2	37.5	42.5			± 0.50			
0-30	200	60	400	35	± 1	38.5	41.5	1.3	0.2	± 0.25	-	± 1	± 1
					± 2	37.5	42.5			± 0.50			

INTEGRATED $V_S = 5 \text{ Vdc}$, $T_A = 0^\circ\text{C}-85^\circ\text{C}$

0-15	100	30	200	0.6	7.5	V	175	25	2				± 50
------	-----	----	-----	-----	-----	---	-----	----	---	--	--	--	----------

Packaging

			
Basic Element Chip Carrier	Pressure or Vacuum (Strawpipe) Port (consult factory)	Pressure or Vacuum Side Ported	Pressure and Vacuum Side Ported
344-01	371-03 371-04	350-01 350-02	350-01

Case Number

**LM556/LM556C dual timer
general description**

The LM556 Dual timing circuit is a highly stable controller capable of producing accurate time delays or oscillation. The 556 is a dual 555. Timing is provided by an external resistor and capacitor for each timing function. The two timers operate independently of each other sharing only V_{CC} and ground. The circuits may be triggered and reset of falling waveforms. The output structures may sink or source 200 mA.

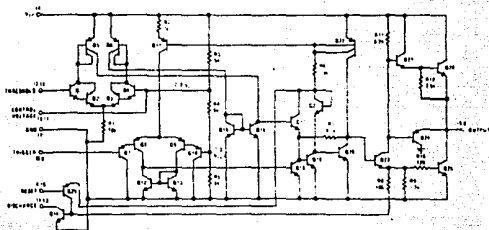
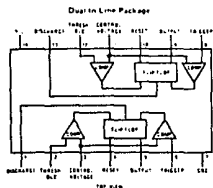
features

- Direct replacement for SE556 NE556
- Timing from microseconds through hours
- Operates in both astable and monostable modes
- Replaces two 555 timers

- Adjustable duty cycle
- Output can source or sink 200 mA
- Output and supply TTL compatible
- Temperature stability better than 0.005% per °C
- Normally on and normally off output

applications

- Precision timing
- Pulse generator
- Sequential timing
- Time delay generation
- Pulse width modulation
- Pulse position modulation
- Linear ramp generator

schematic diagram

connection diagram


Order Number LM556CN
See NS Package N14A

Order Number LM556J or LM556CJ
See NS Package J14A

absolute maximum ratings

Supply Voltage	+18V
Power Dissipation (Note 1)	500 mW
Operating Temperature Ranges	
LM556C	0°C to +70°C
LM556	-55°C to +125°C
Storage Temperature Range	-65°C to +150°C
Lead Temperature (Soldering, 10 seconds)	300°C

electrical characteristics (T_A = 25°C, V_{CC} = +5V to +15V, unless otherwise specified)

PARAMETER	CONDITIONS	LM556			LM556C			UNITS
		MIN	Typ	MAX	MIN	Typ	MAX	
Supply Voltage		4.5		18	4.5		18	V
Supply Current	V _{CC} = 5V, I _{OUT} = 10mA	3		5	3		6	mA
10mA Load (Note 2)	V _{CC} = 15V, R _L = 1.5kΩ (Note 2)	10		11	10		14	mA
Timing Error: Monitors								%
Initial Accuracy		0.5		1.5	0.15		0.5	%
Drift at 100°C (Note 3)	P _{DISS} = 100mW, C _{OUT} = 100pF (Note 3)	30			50			ppm/°C
Accuracy Over Temperature	Drift at 100°C	1.5		5	1.5		5	%
Drift at 100°C		0.25		0.7	0.1		0.5	%/V
Timing Error: Attenuator								%
Initial Accuracy		1.5			2.75		7	%
Drift at 100°C		80			190			ppm/°C
Accuracy Over Temperature	Drift at 100°C	2.5			3.0			%/V
Drift at 100°C		0.15		0.7	0.30			%/V
Trippin Voltage	V _{CC} = 15V	4.8		5.2	4.5		5.5	V
	V _{CC} = 5V	14.5		15.5	12.5		17.0	V
Trippin Current		0.1		0.5	0.7		1.0	mA
Reset Voltage	V _{CC} = 5	0.4		1	0.4		0.5	V
Reset Current		0.1		0.4	0.1		0.6	mA
Threshold Current	V _{CC} = 5	0.03		0.1	0.03		0.1	mA
Control Voltage Line And Threshold Voltage	V _{CC} = 15V	0.8		10.5	0		10	V
	V _{CC} = 5V	2.9		3.9	2.6		3.3	V
Pin 1 13 Leakage Outgoing				100			100	nA
Pin 1 12 In	Note 6			100			100	nA
Output Low	V _{CC} = 15V, I _{OL} = 10mA	150		340	180		300	mV
Output Low	V _{CC} = 5V, I _{OL} = 10mA	30		100	80		200	mV
Output Voltage Drop Low	V _{CC} = 15V							V
	I _{OL} = 10mA	0.1		0.15	0.1		0.25	V
	I _{OL} = 50mA	0.4		0.5	0.4		0.75	V
	I _{OL} = 100mA	2		2.75	2		2.75	V
	I _{OL} = 200mA	7.5			7.5			V
	V _{CC} = 5V							V
	I _{OL} = 5mA	0.1		0.25				V
	I _{OL} = 5mA							V
	I _{OL} = 200mA, V _{CC} = 15V							V
	I _{OL} = 100mA, V _{CC} = 15V	13		13.3	12.75		13.3	V
	V _{CC} = 5V	3		3.3	2.75		3.3	V
Rise Time of Output				100			100	ns
Fall Time of Output				100			100	ns
Matching Characteristics	Note 7							%
Initial Timing Accuracy		0.06		0.7	0.1		1.0	%
Timing Drift at 100°C		110			110			ppm/°C
Drift at 100°C: Voltage		0.1		0.3	0.2		0.5	%/V

Note 1: For operating at elevated temperatures the device must be derated based on a +150°C maximum junction temperature and a thermal resistance of +150°C/W junction to ambient for both packages.

Note 2: Supply current when output high typically 1 mA less at V_{CC} = 5V.

Note 3: Tested at V_{CC} = 5V and V_{CC} = 15V.

Note 4: At most voltage levels, timing is unbalanced and then the output goes low.

Note 5: This will determine the maximum value of R_A + R_B for 15V operation. The maximum total (R_A + R_B) is 20 MΩ.

Note 6: No protection against excessive pin 1, 13 current is necessary provided the package dissipation rating will not be exceeded.

Note 7: Matching characteristics refer to the difference between performance characteristics of each timer section.

QUADRUPLE 2-INPUT POSITIVE NAND GATE

S5400 N7400

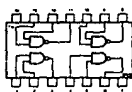
80400-A,F,M = N7400-A,F

DIGITAL 54/74 TTL SERIES

SCHEMATIC (each gate)



A,F PACKAGE



RECOMMENDED OPERATING CONDITIONS

		MIN	NOM	MAX	UNIT
Supply Voltage V_{CC}	S5400 Circuits	4.5	5	5.5	V
	N7400 Circuits	4.75	5	5.25	V
Normalized Fan-Out from each Output, N				10	
Operating Free-Air Temperature Range, T_A	S5400 Circuits	-55	25	125	$^{\circ}$ C
	N7400 Circuits	0	25	70	$^{\circ}$ C

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (over recommended operating free-air temperature range unless otherwise noted)

PARAMETER	TEST CONDITIONS*		MIN	TYP**	MAX	UNIT
$V_{in(1)}$	Logical 1 input voltage required at both input terminals to ensure logical 0 level at output	$V_{CC} = \text{MIN}$	2			V
$V_{in(0)}$	Logical 0 input voltage required at either input terminal to ensure logical 1 level at output	$V_{CC} = \text{MIN}$			0.8	V
$V_{out(1)}$	Logical 1 output voltage	$V_{CC} = \text{MIN}$, $I_{load} = -400\mu\text{A}$	2.4	3.3		V
$V_{out(0)}$	Logical 0 output voltage	$V_{CC} = \text{MIN}$, $I_{load} = 16\text{mA}$		0.22	0.4	V
$I_{in(0)}$	Logical 0 level input current (each input)	$V_{CC} = \text{MAX}$, $V_{in} = 0.4\text{V}$			-1.8	mA
$I_{in(1)}$	Logical 1 level input current (each input)	$V_{CC} = \text{MAX}$, $V_{in} = 2.4\text{V}$			40	μA
		$V_{CC} = \text{MAX}$, $V_{in} = 5.5\text{V}$			1	mA
I_{OS}	Short circuit output current†	$V_{CC} = \text{MAX}$				mA
		S5400	-20		-55	
		N7400	-18		-55	

PARAMETER	TEST CONDITIONS*		MIN	TYP**	MAX	UNIT
$I_{CC(0)}$	Logical 0 level supply current	$V_{CC} = \text{MAX}$, $V_{in} = 5\text{V}$		12	22	mA
$I_{CC(1)}$	Logical 1 level supply current	$V_{CC} = \text{MAX}$, $V_{in} = 0$		4	8	mA

SWITCHING CHARACTERISTICS $V_{CC} = 5\text{V}$, $T_A = 25^{\circ}\text{C}$, $N = 10$

PARAMETER	TEST CONDITIONS		MIN	TYP	MAX	UNIT
$t_{pd(0)}$	Propagation delay time to logical 0 level	$C_L = 15\text{pF}$, $R_L = 400\Omega$		7	15	ns
$t_{pd(1)}$	Propagation delay time to logical 1 level	$C_L = 15\text{pF}$, $R_L = 400\Omega$		11	22	ns

* For conditions shown as MIN or MAX, use the appropriate value specified under recommended operating conditions for the applicable device type.

** All typical values are at $V_{CC} = 5\text{V}$, $T_A = 25^{\circ}\text{C}$.

† Not more than one output should be shorted at a time.



MOTOROLA
Semiconductors

3030 ZEEB RD., PHOENIX, ARIZONA 85034

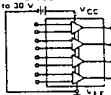
Specifications and Applications Information

QUAD LOW POWER OPERATIONAL AMPLIFIERS

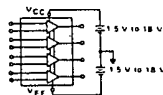
The MC3503 is a low cost, quad operational amplifier with true differential inputs. The device has electrical characteristics similar to the popular MC1741. However, the MC3503 has several distinct advantages over standard operational amplifier types in single supply applications. The quad amplifier can operate at supply voltages as low as 3.0 Volts or as high as 36 Volts with quiescent currents about one third of those associated with the MC1741 (on a per amplifier basis). The common mode input range includes the negative supply, thereby eliminating the necessity for external biasing components in many applications. The output voltage range also includes the negative power supply voltage.

- Short Circuit Protected Outputs
- Class AB Output Stage for Minimal Crossover Distortion
- True Differential Input Stage
- Single Supply Operation: 3.0 to 36 Volts
- Split Supply Operation: ± 1.5 to ± 18 Volts
- Low Input Bias Currents: 500 nA Max
- Four Amplifiers Per Package
- Internally Compensated
- Similar Performance to Popular MC1741

SINGLE SUPPLY



SPLIT SUPPLIES



MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	Value	Unit
Power Supply Voltages			
Single Supply	VCC	36	Vdc
Split Supplies	VCC	+18	
	VEE	-18	
Input Differential Voltage Range (1)	V _{IDR}	± 30	Vdc
Input Common Mode Voltage Range (1) (2)	V _{ICR}	± 15	Vdc
Storage Temperature Range	T _{stg}	-65 to +150	°C
		-55 to +125	
Operating Ambient Temperature Range	T _A		°C
MC3503		-55 to +125	
MC3403		0 to +70	
MC3303		-40 to +85	
Junction Temperature	T _J		°C
Ceramic Package		175	
Plastic Package		150	

(1) Split Power Supplies

(2) For Supply Voltages less than ± 15 V, the absolute maximum input voltage is equal to the supply voltage.

MC3403P,L
MC3503L
MC3303P,L

QUAD DIFFERENTIAL INPUT OPERATIONAL AMPLIFIERS

SILICON MONOLITHIC INTEGRATED CIRCUIT



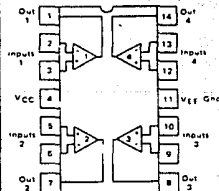
L SUFFIX
CERAMIC PACKAGE
CASE 632
TD 116



P SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 646

MC3403 and MC3303 only

PIN CONNECTIONS



ORDERING INFORMATION

Type	Temperature Range	Package
MC3303L	-40°C to +85°C	Ceramic DIP
MC3303P	-40°C to +85°C	Plastic DIP
MC3403L	0°C to +70°C	Ceramic DIP
MC3403P	0°C to +70°C	Plastic DIP
MC3503L	-55°C to +125°C	Ceramic DIP

© MC3503, 6 MC 1978

DS3293 P.3

Copyright © Motorola, Inc.

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($V_{CC} = +15\text{ V}$, $V_{EE} = -15\text{ V}$ for MC3503, MC3403, $V_{CC} = +15\text{ V}$, $V_{EE} = \text{Gnd}$ for MC3303
 $T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted)

Characteristic	Symbol	MC3503			MC3403			MC3303			Unit
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Input Offset Voltage $T_A = \text{Taught to Trim}$	V_{IO}	-	2.0	5.0	-	2.0	10	-	2.0	5.0	mV
Input Offset Current $T_A = \text{Taught to Trim}$	I_{IO}	-	30	50	-	30	50	-	30	75	nA
Large Signal Open Load Voltage Gain $V_{OL} = 10\text{ V}$, $R_L = 2\text{ k}\Omega$ $T_A = \text{Taught to Trim}$	A_{VOL}	50	300	-	20	200	-	20	700	-	V/mV
Input Bias Current $T_A = \text{Taught to Trim}$	I_B	-200	-500	-1500	-200	-500	-800	-200	-500	-1000	nA
Output Impedance $f = 20\text{ kHz}$	Z_o	-	75	-	-	75	-	-	75	-	Ω
Input Impedance $f = 20\text{ kHz}$	Z_i	0.3	1.0	-	0.3	1.0	-	0.3	1.0	-	M Ω
Output Voltage Range $R_L = 10\text{ k}\Omega$ $R_L = 2\text{ k}\Omega$ $R_L = 2\text{ k}\Omega$, $T_A = \text{Taught to Trim}$	V_{OH}	-1.2	-12.5	-	-1.2	-13.5	-	+1.2	+13.5	-	V
Input Common-Mode Voltage Range $R_L = 10\text{ k}\Omega$	V_{ICM}	+13.5 V	+13.5 V	+13.5 V	+13.5 V	+13.5 V	+13.5 V	+13.5 V	+13.5 V	+13.5 V	V
Common-Mode Rejection Ratio $R_L = 10\text{ k}\Omega$	CMRR	10	90	-	10	90	-	10	90	-	dB
Power-Supply Current - $V_{OL} = 0$ $R_L = -$	I_{CC}	2.8	4.0	-	2.8	7.0	-	2.8	7.0	-	mA
Power-Supply Output Short-Circuit Current $I_{OL} = 2\text{ A}$	I_{SC}	-10	-15	-10	-10	-15	-10	-10	-15	-10	mA
Power-Supply Slew Rate $V_{OL} = 0$	SR_{PS}	30	140	-	30	150	-	30	150	-	$\mu\text{V}/\mu\text{s}$
Resistor Thermal Coefficient of Input Offset Current $T_A = \text{Taught to Trim}$	ΔI_{IO}	-	30	150	-	30	150	-	30	150	$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
Average Temperature Coefficient of Input Offset Current $T_A = \text{Taught to Trim}$	ΔI_{IO}	-	30	150	-	30	150	-	30	150	$\mu\text{A}/^\circ\text{C}$
Average Temperature Coefficient of Input Offset Voltage $T_A = \text{Taught to Trim}$	ΔV_{IO}	-	10	-	-	10	-	-	10	-	$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
Power Bandwidth $A_v = 1$, $R_L = 2\text{ k}\Omega$, $V_o = 20\text{ V p-p}$ $f_{-3\text{dB}} = 5\text{ kHz}$	f_{BW}	9.0	9.0	-	9.0	9.0	-	9.0	9.0	-	kHz
Slew Rate $A_v = 1$, $R_L = 10\text{ k}\Omega$, $V_o = 50\text{ mV}$	SR	1.0	1.0	-	1.0	1.0	-	1.0	1.0	-	MV/s
Slew Rate $A_v = 1$, $V_o = 10\text{ V}$, $t_r = 10\text{ ns}$	SR	0.6	0.6	-	0.6	0.6	-	0.6	0.6	-	V/ns
Rise Time $A_v = 1$, $R_L = 10\text{ k}\Omega$, $V_o = 50\text{ mV}$	$t_{r10\%}$	0.35	0.35	-	0.35	0.35	-	0.35	0.35	-	μs
Fall Time $A_v = 1$, $R_L = 10\text{ k}\Omega$, $V_o = 50\text{ mV}$	$t_{f10\%}$	0.35	0.35	-	0.35	0.35	-	0.35	0.35	-	μs
Overshoot $A_v = 1$, $R_L = 10\text{ k}\Omega$, $V_o = 50\text{ mV}$	OS	30	30	-	30	30	-	30	30	-	%
Phase Margin $A_v = 1$, $R_L = 2\text{ k}\Omega$, $C_L = 200\text{ pF}$	ϕ_m	60	60	-	60	60	-	60	60	-	Degrees
Crossover Distortion $V_o = 30\text{ mV p-p}$, $V_{OL} = 20\text{ V p-p}$ $f = 10\text{ kHz}$	CD	-	1.0	-	-	1.0	-	-	1.0	-	%

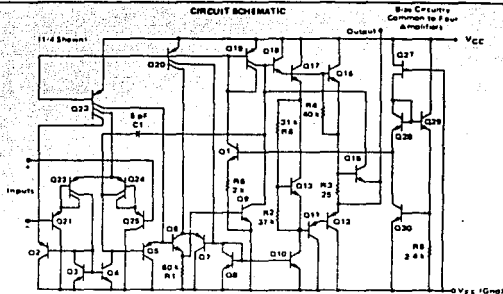
(1) $T_{\text{Typ}} = 125^\circ\text{C}$ for MC3503, 100°C for MC3403, 85°C for MC3303
 $T_{\text{Max}} = 155^\circ\text{C}$ for MC3503, 100°C for MC3403, 85°C for MC3303

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($V_{CC} = 5.0\text{ V}$, $V_{EE} = \text{Gnd}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted)

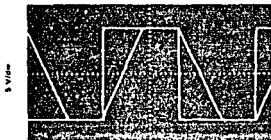
Characteristic	Symbol	MC3503			MC3403			MC3303			Unit
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Input Offset Voltage	V_{IO}	-	2.0	5.0	-	2.0	10	-	-	10	mV
Input Offset Current	I_{IO}	-	30	50	-	30	50	-	-	75	nA
Input Bias Current	I_B	-	200	-500	-	200	-500	-	-	-500	nA
Large Signal Open Load Voltage Gain $R_L = 2\text{ k}\Omega$	A_{VOL}	10	200	-	10	200	-	10	200	-	V/mV
Power-Supply Rejection Ratio	PSRR	-	-	150	-	-	150	-	-	150	$\mu\text{V}/\%$
Output Voltage Range (1) $R_L = 10\text{ k}\Omega$, $V_{CC} = 5.0\text{ V}$ $R_L = 10\text{ k}\Omega$, $5.0\text{ V} < V_{CC} < 3.0\text{ V}$	V_{OH}	3.3	3.5	-	3.3	3.5	-	3.3	3.5	-	Vpp
Power-Supply Current $f = 1\text{ kHz}$ to 20 kHz Input Matched	I_{CC}	0	2.5	4.0	-	2.5	7.0	-	2.5	7.0	mA
Common-Mode Rejection Ratio $f = 1\text{ kHz}$ to 20 kHz Input Matched	CMRR	-	-	120	-	-	120	-	-	120	dB

(1) Not to exceed maximum package power dissipation
 (2) Output not going to ground


MOTOROLA Semiconductor Products Inc.



INVERTER PULSE RESPONSE



CIRCUIT DESCRIPTION

The MC3503/MC3303 is made using four internally compensated, two stage operational amplifiers. The first stage of each consists of differential input devices Q24 and Q25 with input buffer transistors Q25 and Q21 and the differential to single ended converter Q21 and Q22. The first stage performs not only the first stage gain function but also performs the level shifting and trans conductance reduction functions. By reducing the trans conductance a smaller compensation capacitor (only 5 pF) can be employed, thus saving chip area. The transconductance reduction is accomplished by splitting the collector of Q24 and Q22. Another feature of this input stage is that the input common mode range can include the negative supply or ground, in single supply operation,

without saturating either the input devices or the differential to single ended converter. The second stage consists of a standard current source load amplifier stage.

The output stage is unique because it allows the output to follow to ground in single supply operation and yet does not exhibit any crossover distortion in split supply operation. This is possible because class AB operation is utilized. Each amplifier is biased from an internal voltage regulator which has a low temperature coefficient thus giving each amplifier good temperature characteristics as well as excellent power supply rejection.

THERMAL INFORMATION

The maximum power consumption an integrated circuit can tolerate at a given operating ambient temperature, can be found from the equation:

$$P(DTA) = \frac{T(Jmax) - TA}{R\theta JA(Typ)}$$

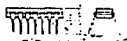
Where $P(DTA)$ = Power Dissipation allowable at a given operating ambient temperature. This must be greater than the sum of the products of the supply voltages and supply currents at the worst case operating condition.

$T(Jmax)$ = Maximum Operating Junction Temperature as listed in the Maximum Ratings Section
 TA = Maximum Desired Operating Ambient Temperature

$R\theta JA(Typ)$ = Typical Thermal Resistance Junction to Ambient

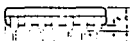
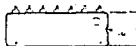
OUTLINE DIMENSIONS

**L SUFFIX
 CERAMIC PACKAGE
 CASE 832
 TO 18**
 $R\theta JA = 100^{\circ}C/W$ Typical



Symbol	Dimension	Value
A	Overall Length	1.270 ± 0.025
B	Overall Width	0.635 ± 0.025
C	Pin Spacing	0.254 ± 0.005
D	Pin Diameter	0.127 ± 0.005
E	Pin Length	0.508 ± 0.010
F	Pin Angle	5° ± 0.5°
G	Pin Spacing (to center)	0.254 ± 0.005
H	Pin Spacing (to edge)	0.127 ± 0.005
I	Pin Spacing (to edge)	0.127 ± 0.005
J	Pin Spacing (to edge)	0.127 ± 0.005
K	Pin Spacing (to edge)	0.127 ± 0.005
L	Pin Spacing (to edge)	0.127 ± 0.005
M	Pin Spacing (to edge)	0.127 ± 0.005
N	Pin Spacing (to edge)	0.127 ± 0.005
O	Pin Spacing (to edge)	0.127 ± 0.005
P	Pin Spacing (to edge)	0.127 ± 0.005
Q	Pin Spacing (to edge)	0.127 ± 0.005
R	Pin Spacing (to edge)	0.127 ± 0.005
S	Pin Spacing (to edge)	0.127 ± 0.005
T	Pin Spacing (to edge)	0.127 ± 0.005
U	Pin Spacing (to edge)	0.127 ± 0.005
V	Pin Spacing (to edge)	0.127 ± 0.005
W	Pin Spacing (to edge)	0.127 ± 0.005
X	Pin Spacing (to edge)	0.127 ± 0.005
Y	Pin Spacing (to edge)	0.127 ± 0.005
Z	Pin Spacing (to edge)	0.127 ± 0.005

**P SUFFIX
 PLASTIC PACKAGE
 CASE 846**
 MC3403 and MC3303 only
 $R\theta JA = 100^{\circ}C/W$ Typical



Symbol	Dimension	Value
A	Overall Length	1.270 ± 0.025
B	Overall Width	0.635 ± 0.025
C	Pin Spacing	0.254 ± 0.005
D	Pin Diameter	0.127 ± 0.005
E	Pin Length	0.508 ± 0.010
F	Pin Angle	5° ± 0.5°
G	Pin Spacing (to center)	0.254 ± 0.005
H	Pin Spacing (to edge)	0.127 ± 0.005
I	Pin Spacing (to edge)	0.127 ± 0.005
J	Pin Spacing (to edge)	0.127 ± 0.005
K	Pin Spacing (to edge)	0.127 ± 0.005
L	Pin Spacing (to edge)	0.127 ± 0.005
M	Pin Spacing (to edge)	0.127 ± 0.005
N	Pin Spacing (to edge)	0.127 ± 0.005
O	Pin Spacing (to edge)	0.127 ± 0.005
P	Pin Spacing (to edge)	0.127 ± 0.005
Q	Pin Spacing (to edge)	0.127 ± 0.005
R	Pin Spacing (to edge)	0.127 ± 0.005
S	Pin Spacing (to edge)	0.127 ± 0.005
T	Pin Spacing (to edge)	0.127 ± 0.005
U	Pin Spacing (to edge)	0.127 ± 0.005
V	Pin Spacing (to edge)	0.127 ± 0.005
W	Pin Spacing (to edge)	0.127 ± 0.005
X	Pin Spacing (to edge)	0.127 ± 0.005
Y	Pin Spacing (to edge)	0.127 ± 0.005
Z	Pin Spacing (to edge)	0.127 ± 0.005



MOTOROLA Semiconductor Products Inc.

TYPICAL PERFORMANCE CURVES

FIGURE 1 - SINE WAVE RESPONSE

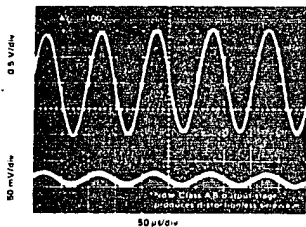


FIGURE 2 - OPEN LOOP FREQUENCY RESPONSE

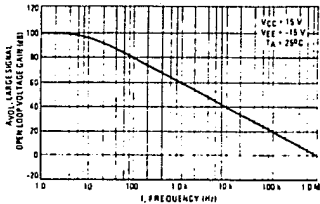


FIGURE 3 - POWER BANDWIDTH

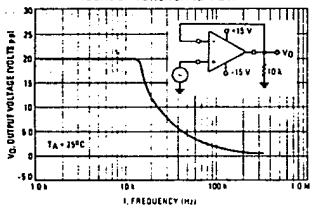


FIGURE 4 - OUTPUT SWING versus SUPPLY VOLTAGE

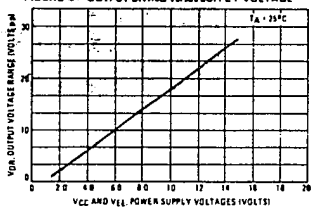


FIGURE 5 - INPUT BIAS CURRENT versus TEMPERATURE

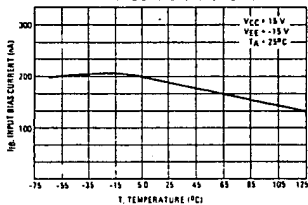
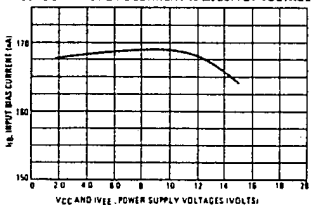


FIGURE 6 - INPUT BIAS CURRENT versus SUPPLY VOLTAGE



MOTOROLA Semiconductor Products Inc.

TTL
MSI

TYPES SN54160 THRU SN54163, SN54LS160A THRU SN54LS163A,
SN54S162, SN54S163, SN74160 THRU SN74163,
SN74LS160A THRU SN74LS163A, SN74S162, SN74S163
SYNCHRONOUS 4-BIT COUNTERS

DAUGHTER PIN NO. 24 - 3731385 (OCTOBER 1976, REVISED AUGUST 1977)

'160, '161, 'LS160A, 'LS161A . . . SYNCHRONOUS COUNTERS WITH DIRECT CLEAR
'162, '163, 'LS162A, 'LS163A, 'S162, 'S163 . . . FULLY SYNCHRONOUS COUNTERS

- Internal Look-Ahead for Fast Counting
- Carry Output for n-Bit Cascading
- Synchronous Counting
- Synchronously Programmable
- Load Control Line
- Diode-Clamped Inputs

TYPE	TYPICAL PROPAGATION TIME CLOCK TO Q OUTPUT	TYPICAL MAXIMUM CLOCK FREQUENCY	TYPICAL POWER DISSIPATION
'160 thru '163	14 ns	32 MHz	325 mW
LS160A thru LS163A	14 ns	37 MHz	93 mW
S162 and S163	9 ns	10 MHz	475 mW

description

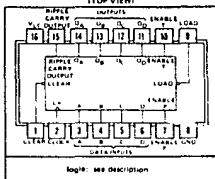
These synchronous, settable counters feature an internal carry look-ahead for application in high-speed counting designs. The '160, '162, 'LS160A, 'LS162A, and 'S162 are decade counters and the '161, '163, 'LS161A, 'LS163A, and 'S163 are 4-bit binary counters. Synchronous operation is provided by having all flip-flops clocked simultaneously so that the outputs change coincident with each other when so instructed by the count-enable inputs and internal gating. This mode of operation eliminates the output counting spikes that are normally associated with asynchronous (ripple carry) counters. A buffered clock input triggers the four flip-flops on the rising (positive-going) edge of the clock input waveform.

These counters are fully programmable; that is, the outputs may be preset to either level. As presetting is synchronous, setting up a new level at the load input disables the counter and causes the outputs to agree with the setup data after the next clock pulse regardless of the levels of the enable inputs. Low-to-high transitions at the load input of the '160 thru '163 should be avoided when the clock is low if the enable inputs are high at or before the transition. This restriction is not applicable to the 'LS160A thru 'LS163A or 'S162 or 'S163. The clear function for the '160, '161, 'LS160A, and 'LS161A is asynchronous and a low level at the clear input sets all four of the flip-flop outputs low regardless of the levels of load, enable, or enable inputs. The clear function for the '162, '163, 'LS162A, 'LS163A, 'S162, and 'S163 is synchronous and a low level at the clear input sets all four of the flip-flop outputs low after the next clock pulse regardless of the levels of the enable inputs. This synchronous clear allows the count length to be modified easily as long as the maximum count desired can be accomplished with one external NAND gate. The gate output is connected to the clear input to synchronously clear the counter to 0000 (LLLL). Low-to-high transitions at the clear input of the '162 and '163 should be avoided when the clock is low if the enable and load inputs are high at or before the transition.

The carry look-ahead circuitry provides for cascading counters for n-bit synchronous applications without additional gating. Instrumental in accomplishing this function are two count-enable inputs and a ripple carry output. Both count enable inputs (P and T) must be high to count, and input T is fed forward to enable the ripple carry output. The ripple carry output (that enabled) will produce a high level output pulse with a duration approximately equal to the high-level portion of the Q_A output. This high-level overflow ripple carry pulse can be used to enable successive cascaded stages. High-to-low level transitions at the enable P or T inputs of the '160 thru '163 should occur only when the clock input is high. Transitions at the enable P or T inputs of the 'LS160A thru 'LS163A or 'S162 and 'S163 are allowed regardless of the level of the clock input.

'LS160A thru 'LS163A, 'S162 and 'S163 feature a fully independent clock circuit. Changes at count inputs (enable P or T or clear) that will modify the operating mode have no effect until clocking occurs. The function of the counter (whether enabled, disabled, loading, or counting) will be dictated solely by the conditions meeting the stable setup and hold times.

The 'LS160A thru 'LS163A are completely new designs. Compared to the original 'LS160 thru 'LS163, they feature three-second minimum hold time and reduced input currents (I_{ih} and I_{il}).



logic: see description

TEXAS INSTRUMENTS

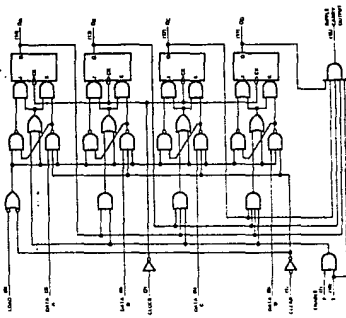
DAUGHTER PIN NO. 24 - 3731385 (OCTOBER 1976, REVISED AUGUST 1977)

TYPES SN54160 THRU SN54163, SN74160 THRU SN74163 SYNCHRONOUS 4-BIT COUNTERS

functional block diagrams

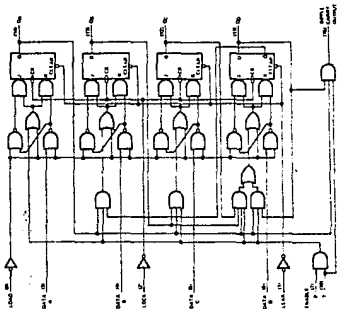
SN54162, SN74163 SYNCHRONOUS BINARY COUNTERS

SN54161, SN74162 synchronous binary counters are similar; however, the clear is asynchronous as shown for the SN54161. SN74163 decade counter at left.



SN54160, SN74162 SYNCHRONOUS DECADE COUNTERS

SN54162, SN74163 synchronous decade counters are similar; however, the clear is synchronous as shown for the SN54162. SN74163 binary counters at right.



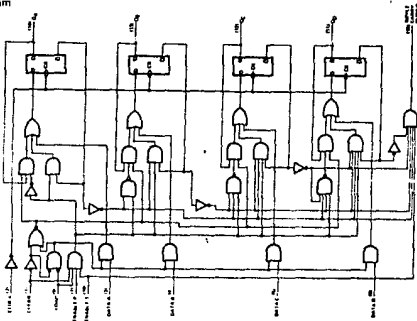
TEXAS INSTRUMENTS
INCORPORATED
POST OFFICE BOX 5012 • DALLAS, TEXAS 75222

TYPES SN54LS160A THRU SN54LS163A, SN74LS160A THRU SN74LS163A SYNCHRONOUS 4-BIT COUNTERS

functional block diagram

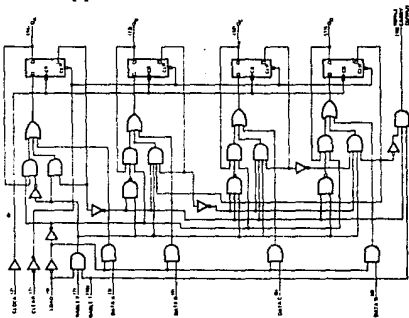
SN54LS160A, SN74LS160A SYNCHRONOUS
BINARY COUNTERS

SN54LS161A, SN74LS161A synchronous binary
counters are similar, however, the clear is
asynchronous as shown for the SN54LS160A,
SN74LS160A decade counters at left.



SN54LS160A, SN74LS160A SYNCHRONOUS
DECADE COUNTERS

SN54LS162A, SN74LS162A synchronous decade
counters are similar, however the clear is synchronous
as shown for the SN54LS162A, SN74LS162A binary
counters at right.



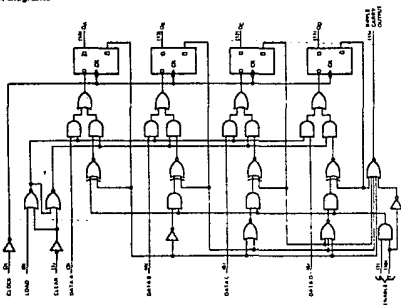
TEXAS INSTRUMENTS
INCORPORATED
POST OFFICE BOX 5012 • DALLAS, TEXAS 75222

TYPES SN54S162, SN54S163, SN74S162, SN74S163
 SYNCHRONOUS 4-BIT COUNTERS

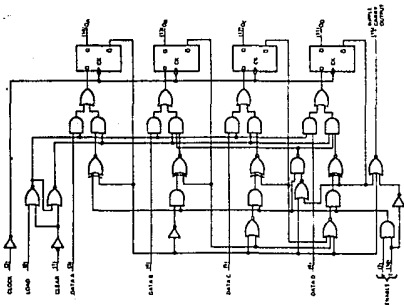
REVISED OCTOBER 1974

functional block diagrams

SN54S162, SN74S162 SYNCHRONOUS BINARY COUNTERS



SN54S163, SN74S163 SYNCHRONOUS DECADE COUNTERS



TEXAS INSTRUMENTS
 INCORPORATED

POST OFFICE BOX 5017 • DALLAS, TEXAS 75222

**TYPES SN54160, SN54162, SN54LS160A, SN54LS162A, SN54S162,
SN74160, SN74162, SN74LS160A, SN74LS162A, SN74S162**

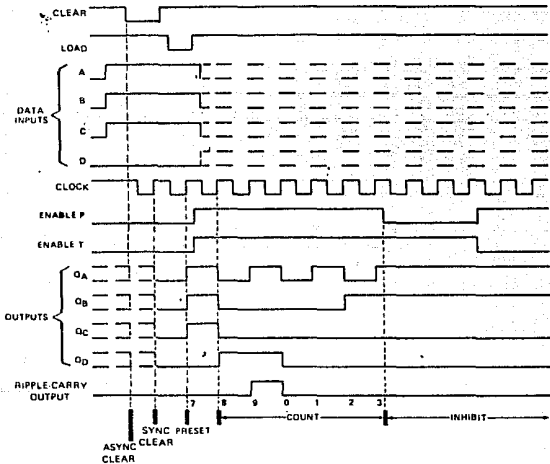
SYNCHRONOUS 4-BIT COUNTERS

'160, '162, 'LS160A, 'LS162A, 'S162 DECADE COUNTERS

typical clear, preset, count, and inhibit sequences

*Illustrated below is the following sequence.

1. Clear outputs to zero ('160 and 'LS160A are asynchronous; '162, 'LS162A, and 'S162 are synchronous)
2. Preset to BCD seven
3. Count to eight, nine, zero, one, two, and three
4. Inhibit



TEXAS INSTRUMENTS
INCORPORATED
POST OFFICE BOX 5012 • DALLAS, TEXAS 75222

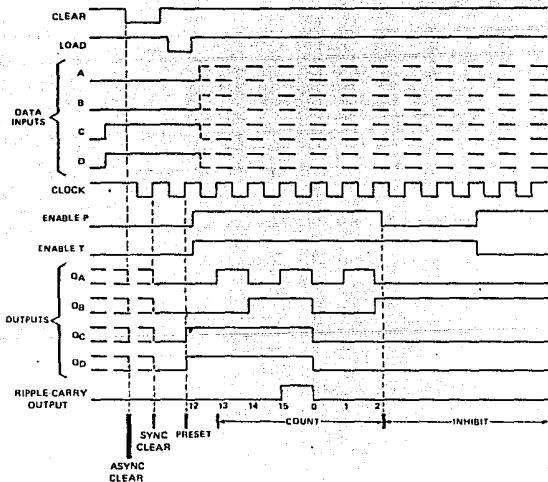
TYPES SN54161, SN54163, SN54LS161A, SN54LS163A, SN54S163,
SN74161, SN74163, SN74LS161A, SN74LS163A, SN74S163
SYNCHRONOUS 4-BIT COUNTERS

'161, 'LS161A, '163, 'LS163A, 'S163 BINARY COUNTERS

typical clear, preset, count, and inhibit sequences

(Illustrated below is the following sequence:

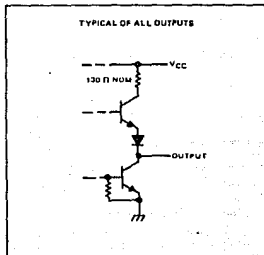
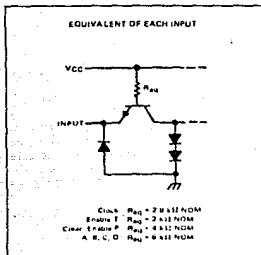
1. Clear outputs to zero ('161 and 'LS161A are asynchronous; '163, 'LS163A, and 'S163 are synchronous)
2. Preset to binary twelve
3. Count to thirteen, fourteen fifteen, zero, one, and two
4. Inhibit



TEXAS INSTRUMENTS
INCORPORATED
POST OFFICE BOX 5014 • DALLAS, TEXAS 75222

TYPES SN54160 THRU SN54163, SN74160 THRU SN74163 SYNCHRONOUS 4-BIT COUNTERS

schematics of inputs and outputs



absolute maximum ratings over operating free-air temperature range (unless otherwise noted)

Supply voltage, V_{CC} (see Note 1)	7 V
Input voltage	5.5 V
Intermitter voltage (see Note 2)	5.5 V
Operating free air temperature range: SN54 ¹ Circuits	-55°C to 125°C
SN74 ¹ Circuits	0°C to 70°C
Storage temperature range	-85°C to 150°C

NOTES: 1. Voltage values, except intermitter voltage, are with respect to network ground terminal.
2. This is the voltage between two emitters of a multiple emitter transistor. For these circuits, this rating applies between the lowest enable inputs E and T.

recommended operating conditions

	SN54160, SN54161		SN74160, SN74161		UNIT
	SN54162	SN54163	SN74162	SN74163	
Supply voltage, V_{CC}	4.5	5	4.75	5	V
High level output current, I_{OH}	-800				μ A
Low level output current, I_{OL}	16				μ A
Clock frequency, f_{CLK}	0	25	0	25	MHz
Width of clock pulse, t_{CLK}	25	25	25	25	nS
Width of clear pulse, t_{CLR}	20	20	20	20	nS
Setup time, t_{SU} (see Figures 1 and 2)	Data inputs A, B, C, D	20	20		nS
	Enable E	20	20		nS
	Load	25	25		nS
	Clear	20	20		nS
Hold time of any input, t_H	0	0	0	0	nS
Operating free air temperature, T_A	-55	125	0	70	°C

¹This applies only for '162 and '163 which have asynchronous clear inputs.

TEXAS INSTRUMENTS
INCORPORATED
POST OFFICE BOX 3042 • DALLAS, TEXAS 75220

189

TYPES SN54160 THRU SN54163, SN74160 THRU SN74163 SYNCHRONOUS 4-BIT COUNTERS

electrical characteristics over recommended operating free-air temperature range (unless otherwise noted)

PARAMETER	TEST CONDITIONS ¹	SN54160, SN54161			SN74160, SN74161			UNIT				
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX					
V _{IH}	High-level input voltage	2						2	V			
V _{IL}	Low-level input voltage	0.8						0.8	V			
V _{IK}	Input clamp voltage	V _{CC} = MIN, I _I = -12 mA						-1.5	-1.5	V		
V _{OH}	High-level output voltage	V _{CC} = MIN, V _{IH} = 2 V, V _{IL} = 0.2 V, I _{OH} = -800 μ A						2.4	2.4	V		
V _{OL}	Low-level output voltage	V _{CC} = MIN, V _{IH} = 2 V, V _{IL} = 0.8 V, I _{OL} = 16 mA						0.2	0.4	V		
I _I	Input current at maximum input voltage	V _{CC} = MAX, V _I = 5.5 V						1	1	mA		
I _{IH}	High-level input current	V _{CC} = MAX, V _I = 2.4 V						80	80	μ A		
	Other inputs							40	40	μ A		
I _{IL}	Low-level input current	V _{CC} = MAX, V _I = 0.4 V						-3.2	-3.2	mA		
	Other inputs							-1.0	-1.0	mA		
I _{OZ}	Short-circuit output current ²	V _{CC} = MAX						-20	-37	-18	mA	
I _{CC1}	Supply current, all outputs high	V _{CC} = MAX, See Note 3						59	85	59	84	mA
I _{CC2}	Supply current, all outputs low	V _{CC} = MAX, See Note 4						63	91	63	10 ¹	mA

¹For conditions shown as MIN or MAX, use the appropriate value specified under recommended operating conditions. All typical values are at V_{CC} = 5 V, T_A = 25°C.

²Heat more than one output should be shorted at a time.

NOTES: 3. I_{CC1} is measured with the load input high, then again with the load input low, with all other inputs high and all outputs open.

4. I_{CC2} is measured with the clock input high, then again with the clock input low, with all other inputs low and all outputs open.

switching characteristics, V_{CC} = 5 V, T_A = 25°C

PARAMETER ¹	FROM (INPUT)	TO (OUTPUT)	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNIT
t _{max}				25	32		ns
IP _{LH}	Clock	Ripple carry	C _L = 15 pF, H _L = 400 Ω , See Figures 1 and 2 and Notes 5 and 6		23	25	ns
IP _{LH}	Clock	Any		13	20		ns
IP _{HL}	load input high	Q		15	23		ns
IP _{LH}	Clock	Any		17	25		ns
IP _{HL}	load input low	Q		19	29		ns
IP _{LH}	Enable T	Ripple carry		11	16		ns
IP _{HL}	Clear	Any Q		20	30		ns

¹t_{max} = Maximum clock frequency

IP_{LH} = propagation delay time, low to high level output

IP_{HL} = propagation delay time, high to low level output

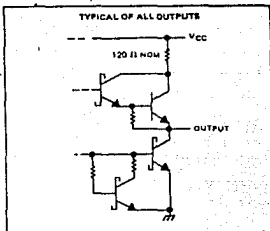
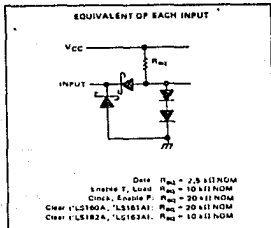
NOTES: 5. Load circuit is shown on page 3-10.

6. Propagation delay for clearing is measured from the clear input for the '160 and '161 or from the clock input restriction for the '162 and '163.

TEXAS INSTRUMENTS
INCORPORATED
POST OFFICE BOX 922 • DALLAS, TEXAS 75222

TYPES SN54LS160A, THRU SN54LS163A, SN74LS160A, THRU SN74LS163A, SYNCHRONOUS 4-BIT COUNTERS

schematics of inputs and outputs



absolute maximum ratings over operating free-air temperature range (unless otherwise noted)

Supply voltage, V_{CC} (see Note 7)	7 V
Input voltage	7 V
Operating free-air temperature range: SN54LS' Circuits	-55°C to 125°C
Operating free-air temperature range: SN74LS' Circuits	0°C to 70°C
Storage temperature range	-65°C to 150°C

NOTE 7: Voltage values are with respect to network ground terminal

recommended operating conditions

	SN54LS'			SN74LS'			UNIT
	MIN	NOM	MAX	MIN	NOM	MAX	
Supply voltage, V_{CC}	4.5	5	5.5	4.75	5	5.25	V
High-level output current, I_{OH}			400			400	μA
Low-level output current, I_{OL}			4			8	mA
Switch frequency, f_{SW}	0		25	0		25	MHz
Width of clock pulse, t_{CLK}			25			25	ns
Width of low-state pulse, t_{LW}			20			20	ns
Setup time, t_{SU} (see Figures 1 and 2)	Data inputs A, B, C, D		20			20	
	Enable For T		20			20	
	Load		20			20	
	Clear ¹		20			20	
Hold time at any input, t_H			0			0	ns
Operating free-air temperature, T_A			-55			125	0 to 70°C

¹ This applies only for 'LS162 and 'LS163, which have synchronous clear inputs.

TEXAS INSTRUMENTS
A DIVISION OF TEXAS INSTRUMENTS COMPANY
POST OFFICE BOX 5011 • DALLAS, TEXAS 75220

TYPES SN54LS160A THRU SN54LS163A, SN74LS160A THRU SN74LS163A SYNCHRONOUS 4-BIT COUNTERS

Electrical characteristics over recommended operating free-air temperature range (unless otherwise noted)

PARAMETER		TEST CONDITIONS ¹	SN54LS ²		SN74LS ²		UNIT	
			MIN	TYP ³ MAX	MIN	TYP ³ MAX		
V _{IH}	High-level input voltage		2				V	
V _{IL}	Low-level input voltage			0.7		0.8	V	
V _{IK}	Input clamp voltage	V _{CC} = MIN, I _I = -18 mA		-1.5		-1.5	V	
V _{OH}	High-level output voltage	V _{CC} = MIN, V _{IH} = 2 V, V _{IL} = V _{IH} max, I _{OH} = -400 μ A	2.5	3.4	2.7	3.4	V	
V _{OL}	Low-level output voltage	V _{CC} = MIN, V _{IH} = 2 V, V _{IL} = V _{IH} max, I _{OL} = 8 mA		0.25	0.4	0.25	0.4	V
I _I	Input current at maximum input voltage	Data or enable P		0.1		0.1	mA	
		Load, clock, or enable T		0.2		0.2		
		Clear (LS160A, LS161A)	V _{CC} = MAX, V _I = 7 V		0.1			0.1
		Clear (LS162A, LS163A)			0.2			0.2
I _{IH}	High-level input current	Data or enable P		20		20	μ A	
		Load, clock, or enable T		40		40		
		Clear (LS160A, LS161A)	V _{CC} = MAX, V _I = 7 V		20			20
		Clear (LS162A, LS163A)			40			40
I _{IL}	Low-level input current	Data or enable P		-0.4		-0.4	mA	
		Load, clock, or enable T		-0.8		-0.8		
		Clear (LS160A, LS161A)	V _{CC} = MAX, V _I = 0.4 V		-0.4			-0.4
		Clear (LS162A, LS163A)			-0.8			-0.8
I _{OQ}	Short-circuit output current ⁴	V _{CC} = MAX	-20	-100	-20	-100	mA	
I _{CCP}	Supply current, all outputs high	V _{CC} = MAX, See Note 3	18	21	18	21	mA	
I _{CCL}	Supply current, all outputs low	V _{CC} = MAX, See Note 4	19	22	19	22	mA	

¹ For conditions shown as MIN or MAX, use the appropriate value specified under recommended operating conditions.

² All voltage values are at V_{CC} = 5 V, T_A = 25°C.

³ Not more than one output should be shorted at a time, and duration of the short-circuit should not exceed one second.

⁴ I_{CCP} is measured with the load input high, then again with the load input low, with all other inputs high and all outputs open.

⁵ I_{CCL} is measured with the clock input high, then again with the clock input low, with all other inputs low and all outputs open.

Switching characteristics, V_{CC} = 5 V, T_A = 25°C

PARAMETER	FROM (INPUT)	TO (OUTPUT)	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNIT
t _{max}				26	27		ns
t _{PLH}	Enable	Enable	C _L = 15 pF, H _L = 2 k Ω , See Figures 1 and 2 and Notes 8 and 9	21	25		ns
t _{PLL}	Clock	Any		18	22		ns
t _{PHL}	Load input high	Q		13	24		ns
t _{PLH}	Clock	Any		18	22		ns
t _{PHL}	Load input low	Q		13	24		ns
t _{PLH}	Enable T	Ripple		9	14		ns
t _{PHL}	Clear	Any Q		9	14		ns
t _{PLH}				20	28		ns
t _{PHL}							
t _{PHL}							

t_{max} = Maximum clock frequency.

t_{PLH} = Propagation delay time, low to high level output.

t_{PHL} = Propagation delay time, high to low level output.

NOTES: a. Load circuit is shown on page 3-11.

b. Propagation delay for clearing is measured from the clear input for the LS160A and LS161A or from the clock transition for the LS162A and LS163A.

TEXAS INSTRUMENTS
11111 FORT MEADOWS BLVD., DALLAS, TEXAS 75243

**TYPES SN54S162, SN54S163, SN74S162, SN74S163
SYNCHRONOUS 4-BIT COUNTERS**

electrical characteristics over recommended operating free-air temperature range (unless otherwise noted)

PARAMETER	TEST CONDITIONS†	SN54S162		SN74S162		UNIT
		MIN	TYP‡	MAX	MIN	
V _{IH} High level input voltage		2		2		V
V _{IL} Low level input voltage			0.8		0.8	V
V _{IC} Input clamp voltage	V _{CC} - MIN, I _I = -10 mA		1.2		-1.2	V
V _{OH} High level output voltage	V _{CC} - MIN, V _{IH} = 2 V, V _{IL} = 0.8 V, I _{OH} = -1 mA	2.5	3.4	2.7	3.4	V
V _{OL} Low level output voltage	V _{CC} - MIN, V _{IH} = 2 V, V _{IL} = 0.8 V, I _{OL} = 20 mA		0.5		0.5	V
I _I Input current at maximum input voltage	V _{CC} - MAX, V _I = 5.5 V		1		1	mA
I _{IH} High level input current	Enable †		100		100	μA
	Other inputs	V _{CC} - MAX, V _I = 2.7 V		50		50
I _{IL} Low level input current	Enable †		4		4	μA
	Other inputs	V _{CC} - MAX, V _I = 0.5 V		2		2
I _{DS} Short-circuit output current †	V _{CC} - MAX	40	100	40	100	mA
I _{CC} Supply current	V _{CC} - MAX		95	160	95	mA

† For conditions shown as MIN or MAX, use the appropriate value specified under recommended operating conditions.
‡ All typical values are at V_{CC} = 5 V, T_A = 25 °C.
†† Not more than one output should be shorted at a time, and duration of the short(s) should not exceed one second.

switching characteristics, V_{CC} = 5 V, T_A = 25 °C

PARAMETER†	FROM (INPUT)	TO (OUTPUT)	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNIT
t _{max}				40	70		MHz
t _{PHL}	Clock	Ripple	C _L = 15 pF		14	25	ns
t _{PHL}	Clock	Carry	R _L = 200 Ω		8	15	ns
t _{PHL}	Clock	Any Q	See Figures 1, 2, and 4 and Note 5		10	15	ns
t _{PHL}	Enable †	Ripple			10	15	ns
t _{PHL}	Enable †	Carry			10	15	ns

† t_{max} = maximum clock frequency
t_{PHL} = propagation delay time, low to high level output
t_{PHL} = propagation delay time, high to low level output
NOTE 5: Load circuit is shown on page 3-10.

TEXAS INSTRUMENTS
DALLAS, TEXAS

APENDICE C

COSTO PARA EL SENSADO Y ACONDICIONAMIENTO DE PULSO.

Elemento.	Costo en dolares.
TIL-139	0.42
LM324	0.50
74121	0.60
8402	0.70
11 Resistencias	1.10
2 Potenci6metros	0.40
7 Capacitores	0.84
TOTAL	4.56

COSTO PARA EL SENSADO Y ACONDICIONAMIENTO DE TEMPERATURA.

Elemento.	Costo en dolares.
LM308	0.50
LM336	0.38
LM335	0.36
6 Resistencias	0.60
2 Potenciómetros	0.40
3 Capacitores	0.36
TOTAL	2.60

COSTO PARA EL SENSADO Y ACONDICIONAMIENTO DE PRESION ARTERIAL

Elemento.	Costo en dolares.
LMS56	0.50
2, 2N2222	0.44
2N4444	0.66
2,cristales	7.14
2, MC3403	1.00
MPX3100D	7.20
CD4081BE	0.43
CD4066BE	0.64
CD4069UBE	0.50
13 Capacitores	1.60
16 Resistencias	1.60
3 Potenciómetros	0.60
3 Inductores	0.75
Esfignomanómetro	25.00
TOTAL	48.06

COSTO PARA EL SENSADO Y ACONDICIONAMIENTO DE RESPIRACION.

Elemento.	Costo en dolares.
LTH-301A	0.43
Tubo acrilico	0.13
Sostén de aluminio	1.20
555	0.43
2 Capacitores	0.24
5 Resistencias	0.50
Pelota de unisel (5mm ϕ)	0.10
TOTAL	3.03

COSTO PARA LA ETAPA DE DESPLIEGUE Y ACOPLO AL INTERFAZ

Elemento.	Costo en dolares.
ICL 7107 (4)	28.00
LEDs display (4)	12.00
Capacitores (20)	2.32
Resistencias (16)	0.48
Potenciómetros (4)	2.40
ADC 0808	6.00
74160	1.20
Total	<hr/> 52.40

Apéndice D. ESPECIFICACIONES TÉCNICAS DEL PROGRAMA DE SIMULACION.

La correcta y adecuada ejecución del programa 'VitaSig', cuya finalidad y desarrollo se aborda durante el capítulo 5, depende de algunas especificaciones técnicas que se apuntan a continuación:

a) *VitaSig* está diseñado para ser editado y compilado especialmente para la Versión 5.0 del entorno de programación Turbo_Pascal, aunque con algunas modificaciones puede realizarse en otras versiones (4.0.5.x).

b) Los archivos, del entorno Turbo_Pascal, que resultan indispensables para la edición y compilación de *VitaSig*, son: los

archivos Turbo.Exe y Turbo.Tpl — asegurándose que éste último tenga incluidas las unidades estandar System.Tpu, Crt.Tpu y Graph.Tpu — ; y los archivos con extensión BGI (*.Bgi) y CHR (*.Chr), imprescindibles para las rutinas, funciones y procedimientos, que se emplean de la Unidad Graph.Tpu.

c) Debido a que el diseño del programa está elaborado de forma estructurada, la codificación del programa principal y de las unidades, debe ser editada de manera independiente, y almacenarse en archivos diferentes. Además, los nombres de los archivos deben ser idénticos a los de las unidades.

d) Después de editar la codificación del programa, existen dos formas de compilarlo y salvarlo: en memoria y en disco. La primera, crea archivos fuente en donde se graba la información del código tal como se efectuó — recomendable para acceder a la codificación en cualquier momento — , estos archivos tendrán extensión PAS (*.Pas); la compilación y salvación en disco, tan solo graba la información — en archivos con extensión EXE (*.Exe) si son programas o TPU (*.Tpu) si son unidades — de modo ejecutable, por lo tanto, no se tiene acceso a la codificación pero se puede correr el programa sin necesidad del entorno de programación.

e) Al momento de ejecutarse VitaSig, se debe preveer que todos los archivos imprescindibles BGI y CHR, y los de ejecución EXE y TPU, se encuentren presentes en el mismo directorio o subdirectorio:

Archivos de ejecución.....	VitaSig	.Exe	
			Present .Tpu
			Transduc.Tpu
			Binar .Tpu
Archivos indispensables			
BGI y CHR.....*		.Bgi	
			* .Chr

BIBLIOGRAFIA.

I.E.E.E. Transactions- Biomedical Electronics-B.M.E.

Publicaciones de 1975 y 1976.

Process Equipment Design.

Brownell Lloyd E.

Biomedical Engineering.

Patern Recognition.

Applied Biomedical Instrumentation.

L.A. Geddes. and L.E. Baker.

BIBLIOGRAFIA

Medical Instrumentation Application and Design.

Jhon G. Webster.

Biomedical Instrumentation and Measurements.

Leslie Cromwell.

Biomedical Instrumentation Theory and Design.

Walter Welkowitz.

Medical Instrumentation Application and Design.

Jhon W. Clark.

Integrated Electronics Analog and Digital Circuits.

Jacob Millman.

Amplificadores Operativos Diseño y Aplicación.

Gene E. Tobey.

Practical Instrumentation Transducer.

Frank Oliver.

Transducer Sensors and Detectors.

Robert G. Seippel.

INDICE.

Sumario	1
Prologo	4
Introducción	6
Descripción Funcional del Sistema	9
Etapas de Transducción	10
Etapas de Acondicionamiento	12
Etapas de Despliegue	20
Etapas de Acoplo al Interfaz	21
Etapas de Interface de la P.C.	22
Variablas y Métodos de Medición	23
Pulso	23
Métodos de Medición	30
Transductores para Pulso Cardíaco	34

Temperatura	38
Determinación de la Temperatura	40
Transductores de Temperatura	41
Presión	47
Métodos de Medición de Presión Arterial	49
Respiración	57
Métodos de Medición	58
Diseño de los Circuitos de Medición de las Variables	67
Diseño para la Medición de Pulso	67
Diseño para la Medición de Temperatura	73
Diseño para la Medición de la Presión Arterial	76
Diseño para la Medición de Respiración	92
Programación del Sistema	98
Módulo de despliegue de Datos	
por medio del INTEL 7107	101
Sección Analógica del INTEL 7107	101
Sección Digital del INTEL 7107	103
Selección de los Componentes	
Externos del INTEL 7107	105
Módulo de Acoplamiento al Interfaz	108
El Convertidor A/D 0808	110
Módulo del Interfaz	115
Modo de Operación y Programación del 8255A	119
Simulación Programada	124

Estructuración del Programa	124
Diagramas Modulares	126
Diagramas de Flujo	129
Seudocódigos	139
Codificación	147
Ejecución del Programa VitaSig	163
Resultados y Conclusiones	172
Apéndice A. Diagramas	175
Apéndice B. Datos Característicos de los Circuitos Empleados	177
Apéndice C. Tablas de Costos	225
Apéndice D. Especificaciones Técnicas del programa de Simulación	231
Bibliografía	234