



**IMPLEMENTACIÓN DE UN MONITOR CONTROLADO
POR COMPUTADORA.**

TRABAJO DE GRADUACION
PREPARADO PARA LA FACULTAD
DE INGENIERIA
NIVEL TECNOLÓGICO

PARA OPTAR AL GRADO DE:

TECNICO EN INGENIERIA BIOMEDICA

POR

SALVADOR ANTONIO PADILLA MOLINA

CARLOS ALBERTO QUIJANO TEJADA

ABRIL 1998

SOYAPANGO-ELSALVADOR-CENTROAMERICA

UNIVERSIDAD DON BOSCO

RECTOR

ING. FEDERICO MIGUEL HUGUET RIVERA

SECRETARIO GENERAL

PBRO. PEDRO JOSE GARCIA CASTRO, S.D.B.

DECANO DE LA FACULTAD DE INGENIERIA

CARLOS GUILLERMO BRAN

ASESOR DEL TRABAJO DE GRADUACION

TEC. FRANCISCO ANTONIO RODRIGUEZ CAMPOS

JURADO EXAMINADOR

ING. CARLOS OSORIO

ING. TANIA SAENZ

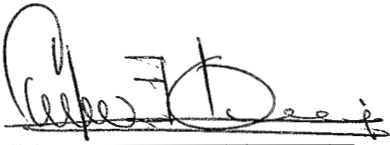
UNIVERSIDAD DON BOSCO

FACULTAD DE INGENIERIA

NIVEL TECNOLÓGICO

JURADO EVALUADOR DEL TRABAJO DE GRADUACION

IMPLEMENTACION DE UN MONITOR CONTROLADO POR COMPUTADORA



ING. CARLOS OSORIO



ING. TANIA SAENZ



TEC. FRANCISCO RODRIGUEZ

AGRADECIMIENTOS

A Dios Todopoderoso, por haberme permitido concluir una etapa mas en mi preparación para llegar a ser un buen profesional.

A mis Padres y Hermanos y toda mi familia por haberme apoyado en todo momento, ya que gracias a sus sacrificios pude alcanzar la meta de graduarme como Técnico en Ingeniería Biomédica.

A mi asesor por darme su apoyo incondicional, por aconsejarme y corregirme para poder lograr la ejecución de éste trabajo.

Carlos Alberto Quijano Tejada.

AGRADECIMIENTOS

-A Dios Todopoderoso.

-A mis Padres y mi familia por todo el apoyo que me han brindado siempre.

-A mi tío Luis, quien es como un segundo padre para mí.

-A nuestro asesor Francisco Rodríguez.

-A todos los amigos que me apoyaron.

SALVADOR ANTONIO PADILLA

INTRODUCCIÓN

Este documento contiene aspectos teóricos y prácticos a considerar en la implementación del proyecto de graduación de tecnológico: **“Implementación de un monitor controlado por computadora”**.

El primer capítulo es el anteproyecto, en el cual se describe la problemática de la adquisición de monitores disponibles actualmente en el mercado, y cual es la propuesta de solución que se presenta con la implementación del mismo.

El segundo capítulo es un resumen sobre la anatomía y fisiología de aquellas partes del cuerpo humano de interés para el desarrollo del proyecto, así como también, una explicación de cómo se generan las señales que se desean medir.

El tercer capítulo contiene normas de seguridad eléctrica y electrónica necesarias para evitar que un equipo que está en contacto con el paciente le produzca algún tipo de daño a él o incluso al operador.

El cuarto capítulo contiene la explicación de los diagramas de bloque de cada una de las etapas que contiene el proyecto, de una manera general, sin recurrir a ningún tipo de cálculo.

El quinto capítulo contiene todos los circuitos esquemáticos que se han implementado en el proyecto así como también todos los cálculos necesarios para la obtención de ganancias, frecuencias de corte, etc.

En el sexto capítulo se presenta el funcionamiento de cada una de las etapas en que esta dividida el proyecto, así como también los resultados finales que se obtuvieron al implementar dicho proyecto.

Finalmente, el séptimo capítulo comprende la explicación del flujograma que representa el funcionamiento del programa utilizado en la implementación del monitor.

INDICE

CAPITULO I: INTRODUCCION.

1.1 Descripción del problema.....	1
1.2 Descripción del proyecto.....	1
1.3 Justificación.....	1
1.4 Objetivos.....	2
1.5 Alcances.....	2
1.6 Limitaciones del proyecto.....	2

CAPITULO II: PRINCIPIOS DE ANATOMÍA.

2.1 Origen de los biopotenciales.....	3
2.2 Estructura y propiedades metabólicas del músculo cardíaco.....	3
2.2.1 Propiedades eléctricas del músculo cardíaco.....	4
2.2.2 Sistema de conducción de impulsos del corazón.....	6
2.3 Electrocardiograma.....	8
2.3.1 Registro de las actividades eléctricas.....	8
2.3.2 Derivaciones.....	10
2.3.3 Electroodos.....	10
2.3.4 Cables.....	12
2.4 Detector de pulso.....	12
2.5 Presión sanguínea.....	13
2.5.1 Medición de la presión sanguínea.....	13
2.5.2 Presión sistólica y presión diastólica.....	14
2.5.3 Pulso.....	14
2.5.4 Mediciones directas.....	15
2.5.5 Técnicas de auscultación.....	15
2.5.6 Medición indirecta de la presión sanguínea.....	16
2.5.7 Técnica oscilométrica.....	17

CAPITULO III: SEGURIDAD ELÉCTRICA

3.1 Seguridad eléctrica.....	18
3.2 Efectos de la corriente eléctrica en el cuerpo humano.....	19
3.3 Clases de equipos de acuerdo a su protección	19
3.4 Tipos de equipos de acuerdo a su protección.....	20

CAPITULO IV: DESCRIPCION DE ETAPAS Y DIAGRAMAS DE BLOQUE

4.1 Etapa 1: ECG.....	22
4.1.1 Diagrama de bloques del ECG.....	22
4.1.2 Explicación del diagrama de bloques del ECG.....	23
4.2 Etapa 2: Medidor de Presión.....	29
4.2.1 Diagrama de bloques del medidor de presión.....	30
4.2.2 Explicación del diagrama de bloques del medidor de presión.....	30
4.3 Etapa 3: Detector de pulso.....	32

CAPITULO V: CIRCUITOS FUNCIONALES

5.1 Etapa de ECG.....	34
5.1.1 Circuito de protección de entrada: Preamplificador.....	34
5.1.2 Circuito de amplificación y filtrado.....	35
5.1.3 Circuito de aislamiento.....	38
5.2 Etapa del medidor de presión.....	39
5.2.1 Transducción del voltaje.....	39
5.2.2 Ganancia y ajuste offset.....	41
5.2.3 Detección del pulso cardíaco.....	41
5.2.4 Filtros activos.....	42
5.3 Etapa de oximetría.....	43
5.3.1 Amplificación.....	43
5.3.2 Conversión de frecuencia cardíaca a voltaje (F / V).....	44
5.4 Etapa de conversión analógica-digital.....	45
5.4.1 Convertidor analógico-digital ADC 0808.....	45
5.5 Etapa de interface.....	46
5.5.1 Interface programable de periféricos 8255 ^a	46
5.5.2 Puertos A, B, C.....	47

CAPITULO VI: FUNCIONAMIENTO Y RESULTADOS FINALES

6.1 Etapa de ECG.....	48
6.1.1 Protección.....	48
6.1.2 Amplificación y filtrado.....	48
6.1.3 Aislamiento.....	48
6.1.4 Resultados.....	49
6.2 Etapa de presión.....	49
6.2.1 Resultados.....	49
6.3 Etapa de oximetría.....	50
6.3.1 Resultados.....	50
6.4 Etapa de conversión analógica-digital.....	50
6.5 Etapa de interface.....	51

CAPITULO VII: FLUJOGRAMAS

7.1 Explicación de flujogramas.....	52
7.1.1 Inicio.....	52
7.1.2 Inicialización de hardware.....	53
7.1.3 Procesamiento de la señal de ECG.....	53
7.1.4 Procesamiento de la señal de presión.....	55
7.1.5 Alarmas y teclado.....	56
Conclusiones.....	60
Bibliografía.....	62
ANEXO 1: Programa.....	63
ANEXO 2: Costo del proyecto.....	68
ANEXO 3: Hojas técnicas.....	70

CAPITULO I: INTRODUCCION.

1.1 Descripción del problema.

Toda entidad dedicada a prestar servicios de salud debe contar dentro de sus instalaciones con monitores ya que son indispensables en áreas de cuidados intensivos. Los monitores disponibles actualmente en el mercado poseen un costo superior a cinco mil colones y no muchos centros de salud cuentan con los suficientes recursos económicos para adquirirlos.

1.2 Descripción del proyecto.

Este proyecto consiste en la implementación de un equipo de registro de señales biológicas controlado por una computadora personal. Las señales obtenidas son digitalizadas e introducidas a una computadora mediante una tarjeta de interface, la cual fue implementada como parte del proyecto. Una vez dentro de la computadora, los datos digitales son procesados y presentados utilizando un programa hecho en lenguaje BASIC.

1.3 Justificación.

La importancia de este proyecto radica en que es una alternativa económica en lo que a aparatos de registro de señales biológicas respecta. Este proyecto posee un costo de implementación económico respecto a aparatos con características similares, debido a que utiliza componentes de fácil consecución y puede ser conectado a cualquier computadora compatible con IBM.

El mínimo sistema requerido para su es: procesador 286, 1 MB de memoria RAM, 100 MB HDD, sistema operativo DOS.

El detalle de los precios se muestra en el anexo 1.

Además, con este proyecto se trata de impulsar el uso de la computadora personal dentro del ambiente hospitalario. La computadora como herramienta de trabajo, cambia el panorama y pone al alcance del médico los recursos informáticos necesarios para el procesamiento de grandes cantidades de datos relacionados con el paciente, eliminando las tediosas tareas repetitivas y dándole información suficiente para la correcta toma de decisiones.

Otro aspecto que se trata de impulsar con este proyecto es la mecanización de sistemas, es decir, utilizarla para transferencia de información concerniente al paciente u otros aspectos dentro del hospital, logrando así una mayor rapidez en la obtención de información.

1.4 Objetivos.

Objetivo General

Implementar un monitor de señales biológicas de bajo costo controlado por una computadora personal.

Objetivos Específicos

- 1-Medir el ECG de un paciente, utilizando las derivaciones bipolares I, II, III.
- 2-Medir la presión sanguínea utilizando técnicas no invasivas.
- 3-Medir la frecuencia cardíaca mediante sensores ópticos no invasivos.
- 4-Implementar una tarjeta de interface la cual se encargará de digitalizar las señales analógicas obtenidas a la salida de los amplificadores para ser introducidos dentro de una computadora personal.
- 5-Presentar la información obtenida en el monitor de una computadora personal

1.5 Alcances.

Este monitor utiliza una computadora para procesar la información obtenida del paciente y a la vez es controlado por la misma.

La señal obtenida de los transductores conectados al paciente pasa por una etapa de optoaisladores cuya función principal es la de brindar la mayor protección posible al paciente, luego se amplifica y procesa obteniéndose una señal analógica la cual se digitaliza e introduce a la computadora por medio de una tarjeta de interface conectada al slot de la computadora.. Dentro de la computadora la señal es reconstruida y presentada en la pantalla en forma de números y gráficas en tiempo real.

El software permite la programación de valores límites, emitiendo una señal de alarma si la señal biológica sobrepasa estos valores. El lenguaje de programación utilizado fue BASIC.

La finalidad de este proyecto es utilizar las capacidades de una computadora para procesar información de un paciente en una UCI. Dentro del hospital el monitor puede estar conectado a un paciente y ser monitoreado desde una localidad distinta, permitiendo al médico acceder rápidamente la información sin necesidad de desplazarse hasta la UCI.

1.6 limitaciones del proyecto.

Las limitaciones técnicas del proyecto son:

- 1-La computadora sólo puede registrar un paciente a la vez.
- 2-No tiene la capacidad de almacenar la información presentada debido a que se necesita dispositivos con gran capacidad de almacenamiento de información.
- 3-La manga de presión es inflada y desinflada manualmente.

CAPITULO II: PRINCIPIOS DE ANATOMIA.

2.1 Origen de los biopotenciales.

Estos se originan cuando se producen cambios químicos en las células, estas reacciones que la mayoría de veces son cambios de iones entre las células y el medio que se encuentran, en algunos se pueden realizar medidas de los potenciales de acción de células individuales, dichas medidas son difíciles porque requieren la colocación precisa de un electrodo dentro de la célula, pero en la mayoría de los casos los biopotenciales medidos en la superficie del cuerpo es la combinación de potenciales de acción de muchas células del cuerpo, o en uno o más electrodos insertados en un músculo, nervio o alguna zona del cerebro. No se conoce la forma exacta de como estos potenciales alcanzan la superficie del cuerpo.

Por ejemplo para explicar cómo los biopotenciales del corazón alcanzan la superficie del cuerpo, se basan en que la señal que aparece en la superficie es la suma de los potenciales creados por los campos eléctricos producidos por las corrientes iónicas que generan los potenciales de acción individuales, aunque esta teoría es aceptable, es mejor definir el biopotencial superficial como la suma de las derivadas de las funciones definidas para cada potencial de acción (es decir la razón de cambio no el potencial mismo).

Luego de haber hecho un esbozo de como se interpreta la llegada de los biopotenciales a la superficie del cuerpo, nos centraremos en las características de las células cardíacas.

2.2 Estructura y propiedades metabólicas del músculo cardíaco.

Las células del músculo cardíaco funcionan como una sola unidad en respuesta a una estimulación fisiológica en lugar de un grupo de unidades separadas como lo hacen los músculos esqueléticos. Las células del músculo cardíaco actúan de esta forma porque ellas están conectadas entre sí por discos intercalados, los cuales contienen conductores y desmosomas. Los conductores permiten que los potenciales de acción sean transportados desde una célula cardíaca a otra. Desmosomas mantienen las células unidas y sirven como sitios de resguardo para miofibrillas. Estas conexiones mantienen tal cohesión entre las células que el estímulo de una unidad contráctil se transmite a la próxima. Esta serie de células interconectadas forman un lazo de trabajo llamado sincitio. La importancia de la masa de músculo sincitial es que la masa muscular de la aurícula o del ventrículo son estimulados, el potencial de acción se esparce sobre todo el sincitio entero, causando que las células musculares de la masa muscular se contraigan al unísono.

2.2.1 Propiedades eléctricas del músculo cardíaco.

Cuando un potencial de acción viaja a través del corazón, cada célula del músculo cardíaco produce y conduce su propio potencial de acción. El potencial de reposo de membrana de una célula cardíaca es aproximadamente -90 mV (interior al exterior). Como resultado el potencial de acción del músculo cardíaco es similar al tejido nervioso y al tejido muscular esquelético, pero su duración es mayor. Como el músculo esquelético, la estimulación produce un potencial de acción propagado (uno que viaja en todas direcciones) que inicia la contracción.

El potencial de acción puede ser dividido en 5 fases:

a) **Despolarización:** en el corazón es el resultado de un incremento del movimiento de iones sodio hacia el interior de la célula (fig. 2.1), lo cual causa que el potencial de membrana cambie de -90 mV a $+30\text{ mV}$. Despolarización dura aproximadamente 2 ms .

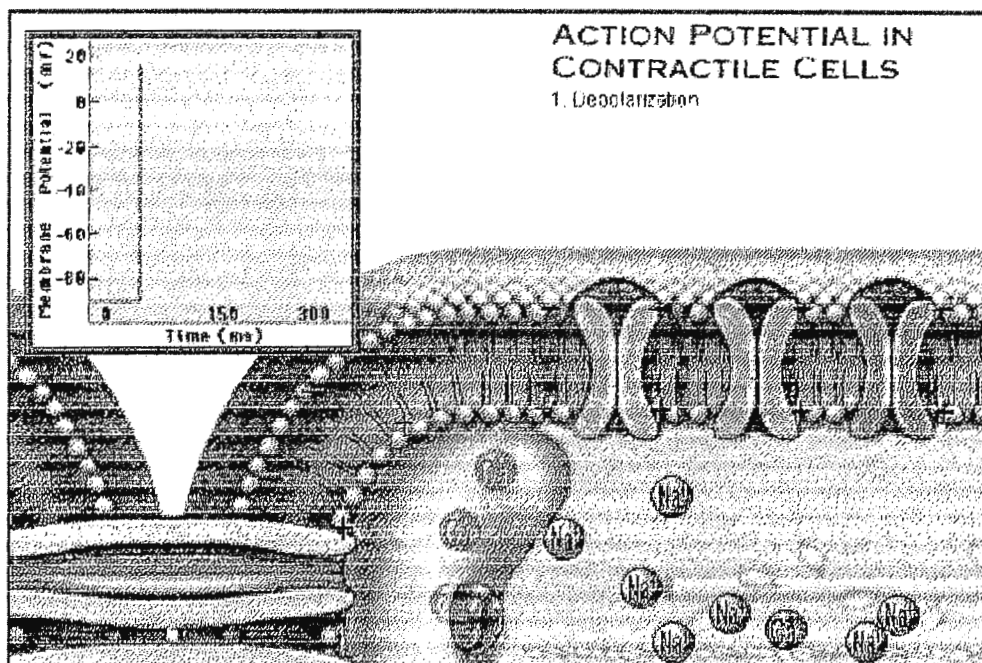


FIGURA 2.1 Fase de despolarización.

b) **Fase de repolarización rápida:** esta asociada con el movimiento de iones cloro negativos hacia el interior de la célula después de la despolarización. Estos iones hacen el interior de la célula más negativo y vuelven el potencial de membrana de $+30\text{ mV}$ a $+20\text{ mV}$. Esto es llamado el potencial de fase de platea. La fase de repolarización rápida dura aproximadamente 1 msec .

- c) **La fase de meseta:** es mas larga que en el tejido muscular esquelético o el tejido nervioso. También, las células del corazón se quedan en un periodo refractario (durante el cual no responden a ningún estímulo) en la mayoría de tiempo que dura el potencial de acción, y pueden responder a grandes estímulos solo después de que el potencial de acción ha finalizado. (Durante este acontecimiento el movimiento de los iones cloro debe ser contado.)

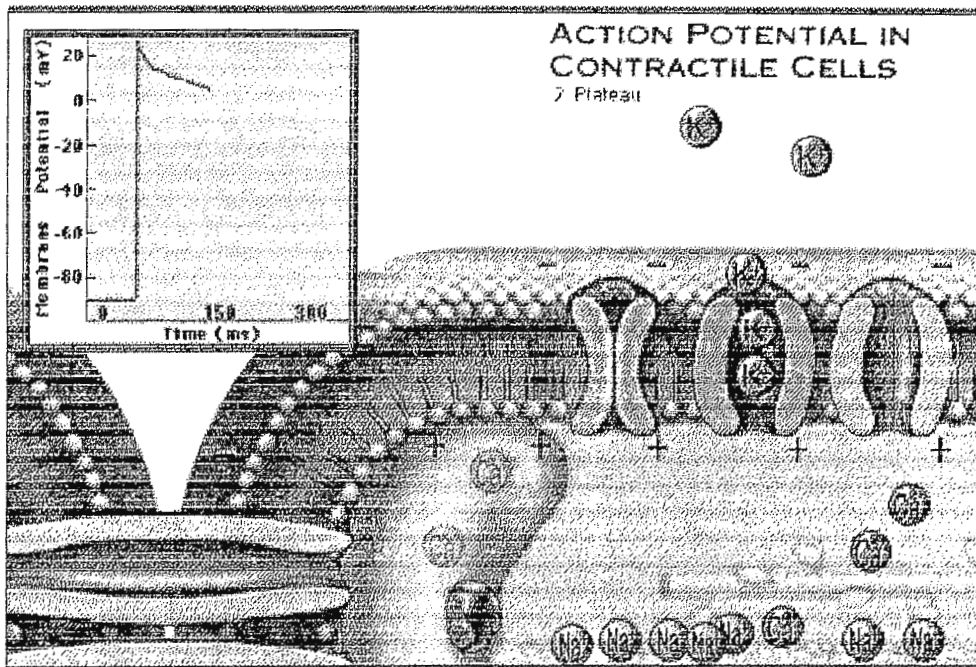


FIGURA 2.2 Meseta

Iones positivos de calcio se mueven hacia el citoplasma desde el retículo sarcoplasmático y el fluido extracelular. Este movimiento impide que la célula vuelva hacia su potencial eléctrico normal). El periodo refractario absoluto (0.25sec) es nueve veces más largo que el del músculo esquelético. Este tiempo extra permite al corazón llenarse de sangre y asegurarse que no ocurran latidos extras cuando el impulso viaje a través del corazón. La fase de platea dura aproximadamente 200msec.

- d) **Repolarización:** durante esta fase, los canales para iones potasio se abren, y los canales de iones calcio se cierran, esto hace que los iones potasio se muevan hacia el exterior de la célula, causando que el interior de la célula se vuelva negativo tan pronto como los iones positivos de potasio salen.

El incremento de la negatividad en el interior de la célula hace que esta vuelva a su potencial normal de -90mV .

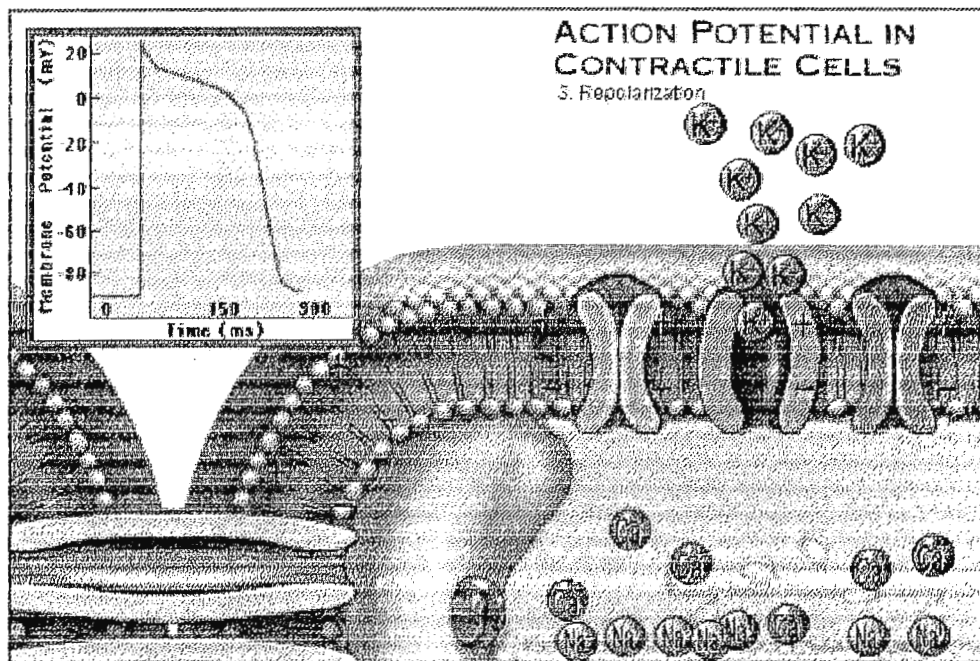


FIGURA 2.3 Fase de repolarización.

Es importante notar que en este punto el potencial eléctrico a través de la membrana de plasma está retornando a su estado normal, pero la distribución de iones está invertida: existe mayor número de iones potasio en el exterior, mientras que los iones sodio están altamente concentrados en el interior. El mecanismo de transporte activo actúa ahora para bombear el sodio hacia el exterior y el potasio hacia el interior. El transporte activo de estos iones continúa para mantener a -90 mV el potencial en estado de reposo.

e) Como puede verse, bajo circunstancias normales las células musculares de las aurículas y ventrículos tienen tan alto **Potencial de reposo** negativo estable que no presentan actividad eléctrica espontánea. Estas células son entonces excitadas únicamente por impulsos eléctricos provenientes de células adyacentes

2.2.2 Sistema de conducción de impulsos del corazón.

El músculo cardíaco posee su propio e interno activador electroquímico, llamado **marcapaso**, y puede iniciar un latido independientemente del sistema nervioso central.

La estimulación eléctrica que comienza el latido cardiaco y controla su ritmo se origina en la pared superior del ventrículo derecho, cerca del punto de entrada de la vena cava superior, en una masa de tejido muscular especializado llamado **nodo sinoatrial o nodo SA**. Aunque los músculos de los ventrículos no son continuos con los músculos de los ventrículos, las aurículas y ventrículos deben estar coordinadas en cada latido. Esta coordinación es posible gracias al nodo SA.

La actividad de marcapasos causa que el nodo SA se despolarice espontáneamente a intervalos regulares, 70 a 80 veces por minuto. El nodo SA hace contacto con células musculares auriculares adyacentes, y hace que se despolaricen por conducción a través de las juntas gap de los discos intercalados. Estas células ventriculares causan que comiencen los potenciales de acción de las células vecinas. De esta forma, una onda de potencial de acción se dispersa a través del ventrículo derecho y luego al izquierdo. La actividad eléctrica es simplemente esparcida de una célula a otra. La estimulación eléctrica causa que el ventrículo se contraiga y la sangre es bombeada a los ventrículos.

A pocas centésimas de segundo después de dejar el nodo SA, la onda eléctrica llega al **nodo atrioventricular o nodo AV** el cual se encuentra en la base de la aurícula derecha, entre la aurícula y el ventrículo. El nodo AV retrasa la actividad eléctrica otras centésimas de segundo antes de dejarlo pasar hacia los ventrículos. Este retraso permite que las aurículas empujen la sangre hacia los ventrículos.

Desde del nodo AV, un grupo de fibras conductoras en el septum interventricular llamado **bundle atrioventricular**, se dividen en dos ramas que se dispersan a través del septum, una rama para cada ventrículo. Ya que una capa de tejido conectivo separa la aurícula del ventrículo el bundle atrioventricular la única unión eléctrica entre aurículas y ventrículos.

Cuando las ramas alcanzan el ápex de los ventrículo, se dividen en cientos de diminutas fibras cardiacas especializadas llamadas **fibras de purkinje** que siguen a lo largo de las paredes musculares de los ventrículos. Tal arreglo concentra los impulsos eléctricos en una red que hace contacto con toda las áreas del músculo ventricular.

Por ello un impulso que viaje a través de las fibras de purkinje es conducido rápida y directamente dentro del músculo cardíaco y cada syncytium se contrae al unísono con los demás produciendo un esfuerzo conjunto.

La siguiente figura muestra un diagrama del corazón donde están localizados los activadores electroquímicos.

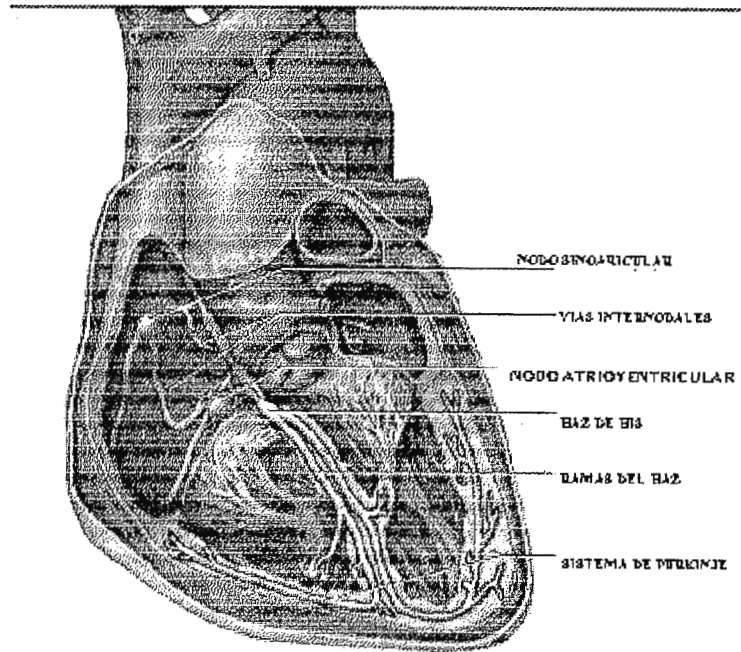


FIGURA 2.4 Sistema de conducción de los impulsos eléctricos.

2.3 Electrocardiograma (ECG).

El Electrocardiograma (ECG o EKG) es el registro de la actividad eléctrica del corazón medida normalmente entre dos puntos de la superficie del cuerpo.

El ritmo del corazón y el paso de la corriente eléctrica generada por un potencial de acción del nodo SA y pasando a través de las aurículas hacia abajo al nodo AV y a través del grupo atrioventricular y las fibras de Purkinje de los ventrículos puede ser medido fácil y exactamente con un electrocardiógrafo, el cual produce un registro de las ondas eléctricas del corazón.

2.3.1 Registro de las actividades eléctricas.

Diferentes impulsos eléctricos durante el ciclo cardíaco son registrados en el ECG como distintas deflexiones de ondas.

La primera actividad en el electrocardiograma es la **onda P**. Es causada por el voltaje generado por el paso del impulso eléctrico desde el nodo SA, a través de las fibras musculares de la aurícula y alcanzando el nodo AV. La onda P representa la despolarización (excitación) y contracción de ambas aurículas.

El paso de la onda entre la aurícula y el ventrículo esta marcado por un corto segmento horizontal inmediatamente después de la onda P. Este es el segmento P-R.

Luego la despolarización de los ventrículos produce un corto descenso (Q), un agudo pico alto (R), y un agudo descenso (S). Esta triple onda eléctrica llamada **complejo QRS (onda)**, registra la despolarización de los ventrículos.

La repolarización de las aurículas también sucede en este punto pero es enmascarado en el ECG por la fuerte despolarización de los ventrículos.

Después de un corto segmento horizontal llamado segmento S-T, una onda de recuperación en dirección opuesta (desde los ventrículos hacia las aurículas) es mostrado como un pico redondeado llamado **onda T**, la cual representa la repolarización de los ventrículos.

Una pequeña deflexión hacia arriba, la **onda U**, es a veces registrada después de la onda T en un ECG normal. Se especula que la onda U es debida a una lenta repolarización de los músculos papilares, pero su origen no es conocido a ciencia cierta.

Se ha notado que la onda U llega a ser mas alta cuando el corazón el grande o el nivel de potasio en la sangre es mayor del normal. La figura 2.5 muestra la forma de onda de un ECG normal, identificando las distintas ondas que lo componen.

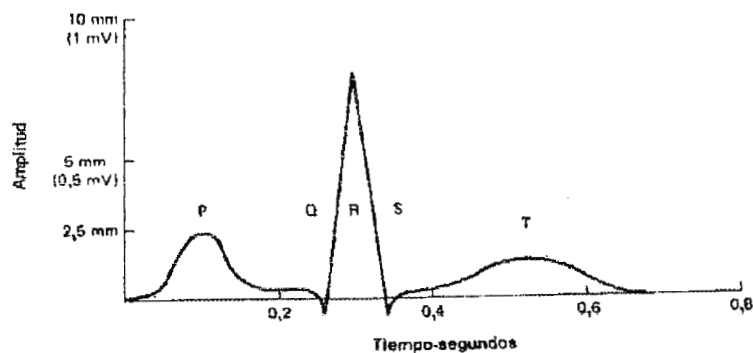


FIGURA 2.5 Componentes de la onda de ECG.

2.3.2 Derivaciones.

Existen varias clases de derivaciones electrocardiográficas, pero en monitores normalmente se ocupan únicamente las derivaciones bipolares estándar.

Las derivaciones bipolares representan una diferencia de potencial eléctrico entre dos sitios seleccionados los cuales se muestran en la fig. 2.6.

Derivaciones Estándar Bipolares.

- Derivación I = Diferencia de potencial entre el brazo izquierdo y el brazo derecho (LA-RA).
 Derivación II = Diferencia de potencial entre la pierna izquierda y el brazo derecho (LL-RA).
 Derivación III = Diferencia de potencial entre la pierna izquierda y el brazo izquierdo (LL-LA).

La relación entre las tres derivaciones se expresa algebraicamente por la ecuación de Einthoven:

$$\text{Derivación II} = \text{Derivación I} + \text{Derivación III}$$

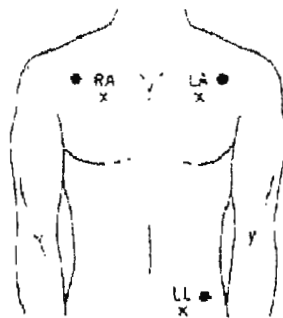


FIGURA 2.4. Puntos de colocación de los electrodos, para las derivaciones bipolares

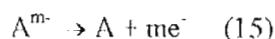
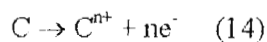
2.3.3 Electrodos.

El mecanismo de la conductividad eléctrica en el cuerpo envuelve portadores de carga iónica, por lo tanto, la recolección de este potencial se basa en la interacción de estos portadores de cargas iónicas y las corrientes iónicas transducidas, requeridas por los cables y los aparatos de instrumentación.

Esta función de transducción es realizada por los electrodos, los cuales consisten en conductores eléctricos, en contacto con soluciones iónicas acuosas de cuerpo.

La interacción entre los electrones del electrodo y los iones del cuerpo, pueden afectar grandemente el trabajo de estos sensores, y en algunos casos se requiere que se hagan consideraciones específicas para ciertas aplicaciones.

En una interface entre un electrodo y una solución iónica redox (oxidación-reducción), se necesitan que las reacciones ocurran para que la carga sea transferida entre el electrodo y la solución. Estas relaciones pueden ser representadas generalmente por las siguientes ecuaciones.



donde n es la valencia del compuesto positivo(catión) “C”, y m es la valencia del material negativo(anión) “A”. Para la mayoría de los sistemas de electrodos, los cationes en la solución y el metal de los electrodos son los mismos.

Entonces los átomos C (del electrodo), son oxidados cuando ellos pierden electrones y se dirigen hacia la solución como iones cargados positivamente. Estos iones son reducidos cuando el proceso ocurre en la dirección inversa. Es decir en el caso de la reacción para el anión, la dirección para la oxidación y reducción ocurren en la forma inversa. Para operación óptima de estos electrodos estas dos reacciones deben ser reversibles, ya que estas reacciones deben poder ocurrir tanto en una dirección como en otro en algunos casos.

La interacción entre un metal con una solución de iones produce un cambio local en la concentración de iones cerca de la superficie metálica. Esto causa que no se mantenga una carga neutra en la región, produciéndose un potencial diferente a el potencial del resto de la solución salina, este potencial se conoce como potencial de media-célula(half-cell), este se establece entre el metal y el volumen de electrólito, esto se basa en que los elementos tienen diferentes características de diferencias de potencial para cada elemento.

Cuando no existe un flujo eléctrico entre el electrodo y la solución iónica, el potencial observado será el potencial de media célula o el potencial de nerst, en caso de existir flujo de corriente estos potenciales serán afectados, el resultado de la medida de esta diferencia de potencial cuando ocurre un flujo de corriente, se conoce como sobrevoltaje, que no es mas que el resultado de la alteración de las concentraciones en la superficie de contacto.

Estos potenciales son importantes cuando se utilizan electrodos para mediciones de señales de baja frecuencia o corriente directa.

Este efecto se conoce como polarización y reduce la eficiencia del electrodo, tres factores importantes: el óhmico, la concentración y la activación de los sobrepotenciales.

El electrodo de plata cloruro de plata, es el que posee, las características de electrodo no polarizable, por lo tanto es el más practico para aplicaciones de instrumentación Biomédica.

Los electrodos consisten en una base de plata, recubiertos de una capa de cloruro de plata.

Un electrodo típico de este tipo consiste en una pieza de metal de plata finamente dividida por una matriz de cloruro de plata, y debido a que esta matriz es insoluble en soluciones acuosas, permite que la superficie del electrodo sea muy estable.

2.3.4 Cables.

Los cables de paciente, deben de tener buenas características de conducción así como deben tener buenas propiedades de blindaje, para el caso los cables de paciente están hechos de cable coaxial en los cuales en algunos casos el blindaje es de plata para mejorar la conducción de posibles interferencias a tierra, además se debe estudiar la elongación apropiada del cable ya que no puede ser muy corto porque limitaría la movilidad del paciente, además hay que evitar un tamaño exagerado porque esto podría contribuir a la creación de lazos que se convierten en excelentes antenas para todo tipo de interferencias.

2.4 Detector de pulso.

El detector de pulso esta basado en el cambio fraccional en la transmisión de la luz durante un pulso arterial a una determinada longitud de onda.

En este método el cambio fraccional en la señal es debido solo a la sangre arterial por si misma, y por lo tanto, las características ópticas no pulsátiles y grandemento variables del tejido son eliminadas.

En una típica configuración, luz a cierta longitud de onda iluminando un lado del dedo será detectada en el otro lado, luego de atravesar los tejidos vasculares. La transmisión de la luz en la longitud de onda es una función de la delgadez, color, y estructura de la piel, tejido, hueso, sangre y otros materiales a través de los cuales pasa la luz.

Los sensores de los detectores de pulso consisten en un LED infrarrojo y un altamente sensitivo fotodetector.

La figura 2.7 muestra una configuración típica de un oxímetro de pulso.

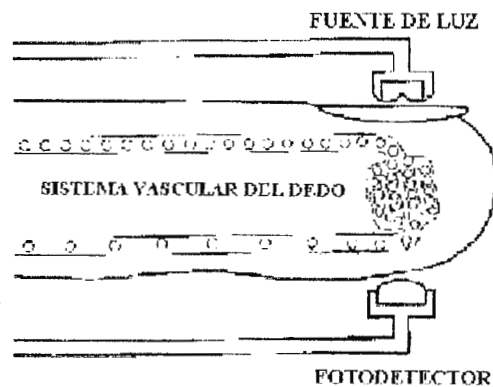


Figura 2.7 Detector de Pulso

2.5 Presión sanguínea.

Presión sanguínea es la fuerza (energía) con la cual la sangre es empujada contra las paredes de los vasos sanguíneos y circula a través del cuerpo cuando el corazón se contrae. Es medida en milímetros de mercurio (mm Hg).

La expansión y contracción rítmica de los vasos crea una onda de presión pulsante. El flujo de sangre a lo largo de un gradiente de presión desde el final de un vaso, donde existe cierta presión, hacia el otro final donde la presión es un poco menor. No es la presión en un punto lo que determina el flujo sanguíneo sino que es la diferencia de presión entre dos puntos ($P_1 - P_2$).

La contracción del corazón es llamada sístole, y su relajación, diástole.

2.5.1 Medición de la presión sanguínea.

La presión arterial depende del volumen de sangre en las arterias y la elasticidad de las paredes arteriales, así como también de la razón y fuerza de las contracciones ventriculares. Si las arterias son elásticas pueden ser estiradas por grandes volúmenes de sangre sin necesidad de un aumento apreciable de la presión sanguínea.

Cuando la sangre es expulsada dentro de las arterias por los ventrículos durante la sístole, una cantidad no igual es liberada por las arterias. De hecho, solo una tercera parte de la sangre deja las arterias durante la sístole, y el exceso de volumen aumenta la presión arterial. Por ejemplo, cuando la sangre es expulsada a través de las grandes arterias durante la sístole ventricular, mucho del volumen es usado para estirar las paredes de las arterias.

Durante la diástole, la elasticidad de las arterias es usada para mantener hacia delante el movimiento de la sangre, aun cuando el corazón no se contraiga, así como la elasticidad de un globo es usada para expeler el aire fuera del globo. Después de la sístole, cuando la contracción ventricular se ha acabado, las paredes arteriales retornan a su condición sin estirar así como la sangre continua dejando las arterias. La presión decae lentamente, pero antes de que toda la sangre haya dejado la arteria, la próxima contracción ventricular ocurre y la presión comienza a crecer otra vez. Debido a este ritmo consistente, la presión arterial nunca llega a cero y siempre hay suficiente presión para mantener la sangre fluyendo.

2.5.2 Presión sistólica y presión diastólica.

Los niveles de presión sanguínea son por dos números, ambos expresados en milímetros de mercurio. El primer número, llamado **presión sistólica**, representa la mayor presión alcanzada durante la contracción ventricular, y el segundo número, llamado **presión diastólica**, representa la presión durante el intervalo entre latidos. La presión sanguínea normal de un adulto joven es 120/80 mmHg o menos.

La presión sanguínea es considerada alta, o hipertensión, en un adulto cuando la presión sistólica excede 140 mmHg y la presión diastólica excede 95 mmHg.

La presión sanguínea varía con la edad. La presión sistólica de un recién nacido puede ser solo de 40, aumentando hasta 80 después de un mes. Durante la adolescencia este puede progresar desde 100 a 120, y continua aumentando lentamente hasta la adultez. La presión normal de una persona de 60 años es aproximadamente 140/90 dependiendo de muchos factores. Muchos fisiólogos están de acuerdo que la presión sanguínea no necesita aumentar arriba del nivel normal aceptable de mediana edad, aun en la vejez.

2.5.3 Pulso.

Cuando una arteria es cerrada mediante una presión en la superficie de la piel, un **pulso** puede ser sentido que corresponde al latido del corazón y la alternante expansión y contracción de la pared arterial. El pulso es producido cuando el ventrículo izquierdo empuja la sangre a través de la pared de la aorta, y el impacto crea una onda de presión continua a lo largo de las ramas de la aorta y el resto de las paredes elásticas arteriales.

Un pulso venoso ocurre únicamente en las grandes venas. Es producido por los cambios en la presión que acompañan la contracción atrial.

El sitio más común para medir el promedio del pulso es la arteria radial en la porción lateral del parte distal del antebrazo, a mas o menos tres centímetros de la base de la mano.

El pulso es medido por varias razones. Por ejemplo, un fisiólogo puede detectar el numero de latidos por minuto, la fuerza del latido, la tensión de la arteria, el ritmo del corazón y otros factores para diagnostico.

El promedio de pulsos puede estar en el rango de 70 a 90 latido por minuto en adultos y desde 80 hasta 140 en niños. Cuando el promedio de pulsos excede los 100 latidos por minuto, se conoce la condición como **taquicardia**; cuando el promedio baja de 60 latidos por minuto, la condición es llamada **bradicardia**.

El pulso promedio normalmente disminuye durante el sueño, y se incrementa después de comer o hacer ejercicio. Durante una fiebre puede incrementarse a razón de 5 latidos por cada grado Fahrenheit arriba de la temperatura normal del cuerpo. El pulso promedio tiende a incrementarse significativamente después de perdidas severas de sangre, y es usualmente alto en casos de anemia seria.

2.5.4 Mediciones directas.

Los sistemas de sensores de presión sanguínea pueden ser divididos en dos categorías de acuerdo a la posición del sensor. El método clínico mas comúnmente usado para medir la presión directamente es la de acoplar la presión vascular en un elemento sensor externo.

En la segunda categoría, se incorpora el sensor dentro del catéter, el cual se coloca en el sistema vascular. Este dispositivo se conoce como sensor de presión intravascular.

Varios tipos de sensores pueden ser usados: galgas extensiométricas, transformadores lineales-variables, inductancias variables, piezoeléctricos y dispositivos semiconductores.

2.5.5 Técnicas de auscultación.

Los sonidos cardíacos viajan a través del cuerpo, desde el corazón y vasos principales hasta la superficie del cuerpo. Por las propiedades acústicas de las vías de transmisión, las ondas de sonido son atenuadas y no se reflejan. La mayor atenuación ocurre en los tejidos compresibles tales como los pulmones y en las capas de grasa.

Existen lugares óptimos para percibir los sonidos del corazón, sitios en los cuales la intensidad del sonido es muy alta, ya que éstos son transmitidos a través de tejido sólido o a través de un mínimo espesor o en un pulmón.

2.5.6 Medición indirecta de la presión sanguínea.

La medición indirecta de la presión sanguínea es un método no invasivo en la cual la técnica manual estándar que se emplea es la detección auditiva de un pulso distal de una vena o arteria ocluida. Para ello se emplea un esfigmomanómetro el cual consiste de una manga inflable que sirve para la oclusión del vaso sanguíneo, una pera de goma para inflar la manga y un manómetro de mercurio o de otro tipo para la detección de la presión.

La presión sanguínea se mide de la siguiente forma: La manga es inflada hasta que la presión se encuentra por arriba de la presión sistólica, luego se libera el aire de la manga muy lentamente (2 ó 3 mmHg/s). Cuando la presión sistólica es más grande que la presión de la manga, la sangre pasa a borbotones por la vena ocluida y causa un pulso palpable en la muñeca. (Método Riva-Rocci). El sonido audible (llamado sonido korotkoff) generado por el flujo de la sangre y las vibraciones de la vena que esta bajo la manga se escuchan a través del estetoscopio.

La presión del manómetro en la primera detección del pulso indica la presión sistólica. Como la presión en la manga decrece, el sonido audible korotkoff pasa a través de cinco fases.

El sonido inicial de taponeo esta referido a la fase I. Con la caída de la presión, el sonido se incrementa en intensidad, esta es la fase II. La máxima intensidad es la fase III, donde el sonido de taponeo puede ser seguido por un breve murmullo debido a la turbulencia. Finalmente, la fase IV esta identificada como un sonido atenuado y la fase V es la completa desaparición de este sonido. El período de transición desde la fase IV (turbulencia o muffling) hasta la fase V (silencio) determina la presión diastólica.

Es generalmente aceptado que el método de palpación de detección de la presión sanguínea requiere que se tenga un tacto muy sensitivo.

Demanda que este método pueda ser usado consistentemente para medir la presión diastólica, ya que no ha tenido pruebas muy extensivas. Al emplear la técnica auscultatoria, deben tomarse varias mediciones, ya que la respiración normal y las ondas vasomotoras modulan los niveles normales de la presión sanguínea. Esta técnica también sufre de la desventaja de fallar al dar una medida exacta de presión en infantes y paciente hipotensos.

El uso de una manga que tenga el tamaño adecuado es importante si el médico o la persona que tome la medición obtenga resultados óptimos y precisos. La presión aplicada a las paredes de la arteria o vena

se asume que es igual a la de la manga externa. Sin embargo, la presión de la manga es transmitida por medio del tejido interpuesto.

En una manga que tenga un ancho y largo suficiente, la presión se transmite eventualmente a lo largo de la porción de la arteria o vena que se encuentre bajo la manga. Generalmente se acepta que el ancho de la manga sea de unas 0.4 veces mas de la circunferencia de la extremidad. Si una manga corta es usada, es muy importante que esta se posiciones sobre la arteria de interés. Una manga larga reduce el problema de tener un error en la toma de la presión. La manga debe ser colocada a nivel del corazón para evitar efectos hidroestáticos.

La técnica auscultatoria es simple y requiere un mínimo de equipo. Existe un común acuerdo de que la presión sanguínea normal de un ser humano es de 120/80, lo que significa que el valor sistólico es de 120 mmHg y que el valor diastólico es de 80 mmHg. Un cuidadoso estudio mostró que la edad y el sexo de un individuo determinan el "valor normal" de la presión sanguínea. Un número de técnicas han sido propuestas para medir automáticamente e indirectamente la presión sanguínea sistólica y diastólica en los seres humanos.

La técnica básica involucra un esfignomanómetro automático que infla y desinfla una manga a predeterminados rangos. Un detector sensitivo es usado para medir el pulso distal. Varios tipos de detectores han sido empleados, incluyendo dispositivos ultrasónicos, fotoeléctricos, electroacústicos, termométricos, etc.

2.5.7 Técnica oscilométrica.

La medición oscilométrica de la presión sanguínea fue introducida por le fisiólogo francés Marey. En experimentos en los cuales puso el brazo en una cámara de compresión. Marey observó que la presión de la cámara fluctuaba con el pulso. También notó que la suma de las pulsaciones variaba con la presión. Él creía que las máximas pulsaciones estaban asociadas con la igualdad de la presión sanguínea con la presión de la cámara.

Recientemente ha sido demostrado teóricamente que la variación en la presión de la manga es debida a la curva de compliance arterial - presión de la arteria braquial.

Ahora, la oscilometría se ejecuta usando una manga estándar. Solo es necesario unir un transductor de presión en línea con el tubo para registrar la presión.

CAPITULO III: SEGURIDAD ELECTRICA

Todo equipo electrónico debe ofrecer un grado de seguridad para el operario, y si es un equipo médico también debe proteger al paciente. En este capítulo se describen los aspectos generales de la seguridad eléctrica en equipos médicos, así como la clasificación del proyecto dentro de estas categorías.

3.1 Seguridad eléctrica.

El riesgo de electrocución consiste en la posibilidad de circulación de una corriente eléctrica a través del cuerpo humano. Surge cuando este entra a formar parte de un circuito eléctrico cerrado, donde exista una diferencia de potencial. Las consecuencias de este riesgo dependen de las características del cuerpo humano y de la duración del paso de la corriente eléctrica. El efecto fisiológico producido se denomina choque eléctrico y depende de la intensidad de corriente.

Se habla de **macrochoque** cuando el contacto se produce en la superficie del cuerpo, mientras que si se trata de un contacto interior (bajo la piel), se habla de **microchoque**.

La impedancia del cuerpo no es constante sino que depende de la trayectoria de la corriente, de la superficie de contacto, de la humedad de la piel, de la magnitud y frecuencia de la tensión, de la edad, del peso y también del estado fisiológico. En función de la tensión, los valores de la resistencia para corriente continua y para corriente alterna hasta 100 Hz con piel húmeda y para la trayectoria mano - mano, o mano - pie son: 2500 Ω a 25 V, que se reducen a 2000 y 1000 Ω , respectivamente a 50 V y 250 V. El valor asintótico para tensiones mayores es de 650 Ω .

Con la piel seca, los valores mínimos son del doble. También aumenta si el área de contacto es pequeña.

Si el contacto es en el interior del cuerpo (bajo la piel) la resistencia es mucho menor, incluso para tensiones muy pequeñas. Ello se debe a que, mientras la piel es aislante, el interior del cuerpo no lo es, debido a la presencia de electrolito.

3.2 Efectos de la corriente eléctrica en el cuerpo humano.

Las corrientes eléctricas producen tres tipos de efectos en el cuerpo humano:

- 1-alteraciones funcionales por estimulación de células excitables (tejido nervioso y muscular)
- 2-destrucción irreversible de tejidos por efecto joule
- 3-quemaduras químicas.

El nivel mínimo en el que una persona puede detectar conscientemente si hay o no un estímulo presente (cosquilleo), define el umbral de percepción. Depende sobre todo de la zona del cuerpo y del área de contacto, del sexo, y de la frecuencia. Para frecuencias de 50-60 Hz para hombres y agarrando un conductor con la mano, el valor medio es de 1.1 mA.

Con niveles de corriente mayores se producen contracciones musculares involuntarias. Si el estímulo ocurre de forma inesperada, produce un reflejo muscular involuntario. Como resultado se deja de hacer contacto.

Con intensidades mayores se alcanza la corriente límite de control muscular (let-go current). Para estos valores, una persona no puede soltar un conductor agarrado, mientras persista el estímulo. Para corrientes de 60 Hz el valor medio de la corriente necesaria en hombres es de 16 mA. Esto en sí no es un peligro, pero si se prolonga, puede producir asfixia. Para corrientes de 23 mA aparecen dificultades respiratorias.

Cuando la corriente es mayor, si el camino de la corriente incluye al corazón hay peligro de fibrilación auricular o ventricular. El umbral de fibrilación es aproximadamente 100 mA. En el caso de contacto directo con el Miocardio, 100 μ A pueden ser fatales.

3.3 Clases de equipos de acuerdo a su protección.

Equipo clase I.

Tiene como medida de protección, además de un aislamiento básico, un medio para conectar a tierra todas sus partes conductoras accesibles, por medio de un conductor de protección de la instalación eléctrica. Esta conexión drena a tierra las corrientes de fugas debidas a los acoplamientos capacitivos entre las partes internas sometidas a tensión y las partes conductoras accesibles. Por esta razón, su integridad es muy importante ya que puede ser una fuente de microchoque incluso en ausencia de otros defectos.

Equipo clase II.

Un equipo se considera clase II cuando su protección se basa en la presencia de un aislamiento doble o reforzado, además del aislamiento básico, sin necesidad de una puesta a tierra de seguridad. Pueden tener, eso sí, un borne para realizar una conexión de equipotencialidad cuando su cubierta no es totalmente aislante.

Equipo clase III.

En estos equipos la seguridad se realiza a base de emplear una tensión de alimentación pequeña (hasta 24 V si es alterna y 50 si es continua), sin que se generen tensiones mayores en su interior. Su cable de conexión debe ser fijo y especial. Puede tener también un borne de equipotencialidad.

Además de las clases anteriores, se considera muchas veces el equipo con alimentación interna como otra clase. Este es aquel equipo que no requiere una conexión a la red para su funcionamiento, o bien cuando no puede funcionar si se conecta la fuente de alimentación interna de la red.

3.4 Tipos de equipos de acuerdo a su protección.**Equipos tipo B.**

Aquellos equipo clase I, II, III, o con alimentación interna que ofrezcan un grado de protección contra choque eléctricos adecuado. Si tienen una parte aplicada al paciente flotante se consideran tipo BF. Una conexión es flotante si al conectar la tensión de red a la parte aplicada no fluye por el paciente una corriente excesiva.

Equipos tipo CF

Para que un equipo pueda ser considerado de este tipo debe ser de clase I o II, o con alimentación interna, con una parte aplicada flotante y un alto grado de protección.

Equipos tipo H

Son los de clase I, II, III o con alimentación interna, que ofrezcan un grado de protección comparable al de los electrodomésticos.

Clasificación del proyecto de acuerdo a su protección.

Este proyecto entra en la categoría de los equipos clase I, ya que cada una de las tabletas del impreso poseen un punto de tierra común el cual las une a todas ellas a la tierra de la fuente de alimentación,

y, por lo tanto, al sistema de protección de la red. Como medida adicional, se conecta también la tierra de la computadora a este punto de tierra común. Con esta conexión se logra drenar a tierra todas las corrientes de fuga que pudieran producirse a causa de algún acoplamiento capacitivo entre un par de pistas del circuito impreso, o entre los pines de algún circuito integrado, las cuales podrían traducirse en algún tipo de fuente de microchoque incluso en ausencia de otro defecto.

El tipo de equipo al cual pertenece el proyecto, es al equipo tipo CF, ya que posee partes flotantes con aplicaciones cardíacas, las cuales están situadas en el área torácica anterior del paciente; además el equipo pertenece a la clase I y posee un grado muy bueno de protección contra corrientes de fuga.

CAPITULO IV: DESCRIPCIÓN DE ETAPAS Y DIAGRAMAS DE BLOQUE.

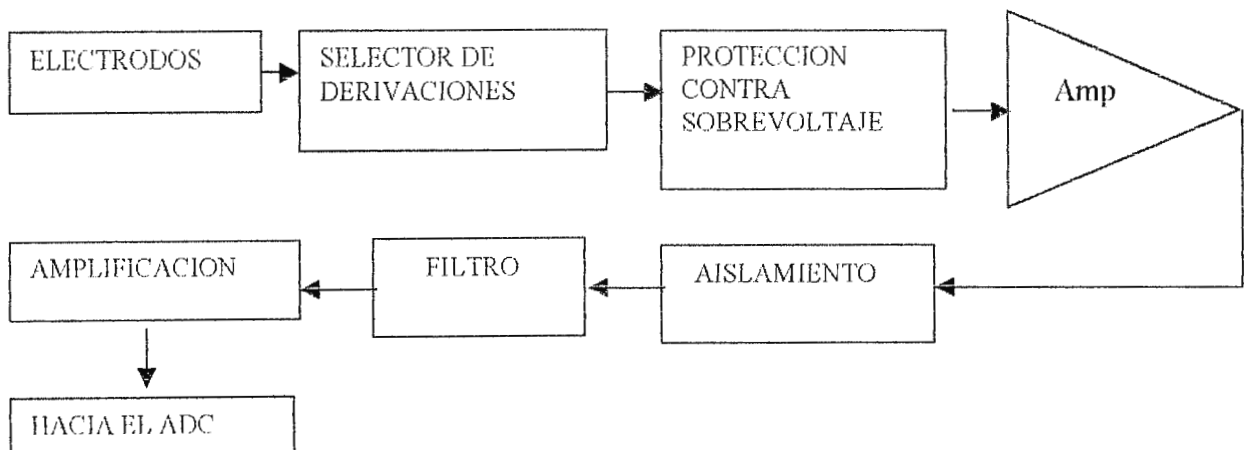
En este capítulo se presentan los diagramas de bloques de cada una de las etapas y los circuitos generales en los cuales se basa el proyecto. Esta es una descripción general del funcionamiento de los circuitos, en el capítulo seis se calculan los valores de los componentes usados en el proyecto.

4.1 Etapa I: ECG.

La finalidad de esta etapa es la de registrar la onda producida por la transconductancia de los impulsos que estimulan el corazón durante el ciclo cardíaco y presentarla en la pantalla de la computadora. Diferentes impulsos eléctricos son registrados en el ECG como distintas deflexiones de onda:

La primera actividad en el ECG es la onda P, la cual es causada por el voltaje generado por el paso del impulso eléctrico desde el nodo SA, a través del sistema de conducción de impulsos eléctricos del corazón y alcanzando el nodo AV. La onda P representa la despolarización y contracción de ambas aurículas. El paso de la onda entre la aurícula y el ventrículo está marcado por un corto segmento horizontal inmediatamente después de la onda P. Este es el segmento PR. Luego ocurre un corto descenso, un pico muy alto y un agudo descenso, las cuales forman una triple onda eléctrica llamada complejo QRS, en la cual se registra la despolarización de los ventrículos; Aquí es donde también las aurículas se repolarizan pero es enmascarado en el ECG por la fuerte despolarización de los ventrículos. Luego de un corto segmento horizontal llamado segmento ST, una onda de recuperación en dirección opuesta es mostrada como un pico redondeado llamado onda T, la cual representa la repolarización de los ventrículos. Una pequeña deflexión hacia arriba, la onda U, es a veces registrada después de la onda T en un ECG normal. Se especula que ésta se debe a una lenta repolarización de los músculos papilares, pero su origen no es conocido a ciencia cierta.

4.1.1 DIAGRAMA DE BLOQUES: ECG



4.1.2 explicación del diagrama de bloque.

1. Electrodo.

Su fundamento se origina a partir de la generación de los biopotenciales, y es el encargado de transformar las corrientes iónicas captadas en una corriente eléctrica.

2. Selector de derivaciones.

El selector de derivaciones se encargará de seleccionar las entradas aplicadas al amplificador. Debido a que el proyecto en sí es un monitor, las únicas derivaciones que se necesitan serán las derivaciones bipolares estándar.:

Derivación I: Diferencia de potencial entre el brazo izquierdo y el brazo derecho (LA – RA).

Derivación II: Diferencia de potencial entre la pierna izquierda y el brazo derecho (LL – RA).

Derivación III: Diferencia de potencial entre la pierna izquierda y el brazo izquierdo (LL – LA).

3. Protección contra sobre voltaje.

Los amplificadores de biopotenciales están protegidos para evitar daño en los circuitos electrónicos. Esto también es parte de la seguridad del paciente, ya que un equipo defectuoso puede aplicar peligrosos niveles de corriente al paciente. Para alcanzar esta protección son conectados dispositivos limitadores de voltaje entre el electrodo y tierra. Idealmente estos dispositivos son considerados como circuito abierto por lo que no alteran la impedancia de entrada del amplificador mientras el voltaje se encuentra dentro de cierto rango. Si voltaje supera el rango máximo, la impedancia del dispositivo cambia rápidamente y la corriente pasa a través de él hacia tierra.

Entre los dispositivos usados para protección de amplificadores se encuentran:

-Diodos de silicón conectados en antiparalelo: limitan el voltaje a aproximadamente 600 mV. La transición del estado de no conducción hacia el estado de conducción no es muy rápida, y la distorsión de la señal comienza por los 300 mV, lo cual puede estar dentro del rango de voltajes de entrada, dependiendo de los electrodos a usar.

-Diodos zener conectados en antiserie. Son utilizados para voltajes de ruptura más altos. El voltaje de ruptura en directo es aproximadamente 600 mV, pero el voltaje de ruptura en reversa es más alto, generalmente en el rango de 3 a 20 V, con mejores características de voltaje-corriente que el circuito de diodos de silicio.

- Tubos de descarga de gas: debido a su alta impedancia, este aparece como circuito abierto hasta que alcanza el voltaje de ruptura. Una vez alcanza el voltaje de ruptura, el cual esta dentro del rango de 50 a 90 V, el tubo cambia al estado de conducción manteniendo el voltaje varios voltios menor que el voltaje de ruptura. A pesar que el voltaje de mantenimiento del tubo de descarga de gas es aun muy alto para unos amplificadores, es lo

suficientemente bajo para permitir que la corriente de entrada sea limitada a un valor seguro por medio de una resistencia limitadora a la entrada del amplificador.

Varistores: es un diodo el cual presenta una resistencia no lineal cuando el voltaje a través de él es incrementado o decrementado. En un varistor la corriente aumenta por un factor de 10, dependiendo de las propiedades de fabricación del varistor. Esto significa que la corriente del dispositivo decrece tremendamente con solo incrementos mínimos de voltaje.

4. Amplificador.

Debido a que las señales provenientes de los electrodos poseen niveles de voltajes muy pequeños (en el orden de los mV), con impedancias de fuente muy altas y señales de interferencias superpuestas, es necesario utilizar amplificadores que provean una amplificación selectiva de la señal fisiológica, rechacen las señales de interferencia y ruido y garanticen la protección contra daños al paciente y al equipo (Amplificadores de instrumentación). Estos poseen una alta ganancia en modo diferencial y una ganancia de modo común unitaria. La salida diferencial desde la primera etapa presenta una señal con una sustancial reducción de la señal de modo común y es usada para manejar un amplificador diferencial estándar. En aplicaciones donde no se mide DC y biopotenciales de muy baja frecuencia, es necesario bloquear esas componentes en la entrada del preamplificador y simplemente añadir una red RC que trabaja como un filtro pasa-altos.

4.1 Amplificador de Diferencial Básico.

El amplificador diferencial puede medir y también amplificar pequeñas señales que quedan ocultas en señales mucho más intensas. Cuatro resistencias de precisión y un amplificador operacional componen un amplificador diferencial, como se muestra en la fig. 4.1. Hay dos terminales de entrada, denominadas entrada inversora y entrada no inversora, correspondientes a la terminal mas cercana del amplificador operacional. Si E1 es reemplazado por un cortocircuito, E2 ve un amplificador inversor con una ganancia de $-m$. Por lo tanto, el voltaje de salida debido a E2 es $-mE2$. Si se pone E2 en cortocircuito, E1 se divide entre R y mR para aplicar un voltaje de $E1m/(1+m)$ a la entrada no inversora del amplificador operacional. Este voltaje dividido ve un amplificador no inversor con una ganancia $(m + 1)$. El voltaje de salida debido a E1 es el voltaje dividido, $E1m/(1+m)$, multiplicado por la ganancia del amplificador no inversor $(1+m)$, lo cual da $mE1$.

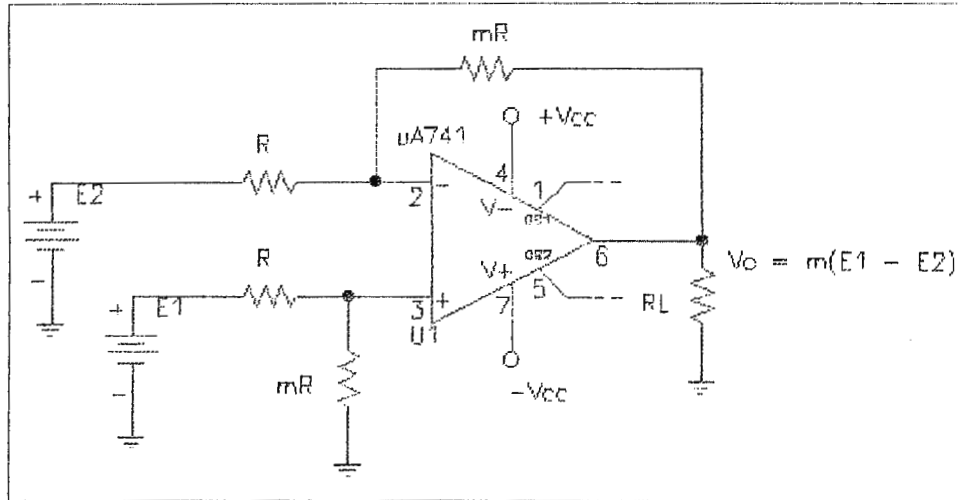


FIGURA 4.1 Amplificador Diferencial Básico.

Por lo tanto, $E1$ es amplificado a la salida por el multiplicador m a $mE1$. Cuando $E1$ y $E2$ están presentes en las entradas no inversora e inversora, respectivamente, V_o es $mE1 - mE2$, o $V_o = mE1 - mE2 = m(E1 - E2)$

En esta ecuación se muestra que el voltaje de salida del amplificador diferencial, V_o es proporcional a la diferencia de voltajes aplicada a las entradas inversora y no inversora. El multiplicador m se denomina ganancia diferencial y se establece por la relación entre resistencias.

La salida del amplificador diferencial debe ser 0 cuando $E1 = E2$. El modo más simple de aplicar voltajes iguales es cablear ambas entradas juntas y conectarlas a la fuente de voltaje (ver fig. 4.2).

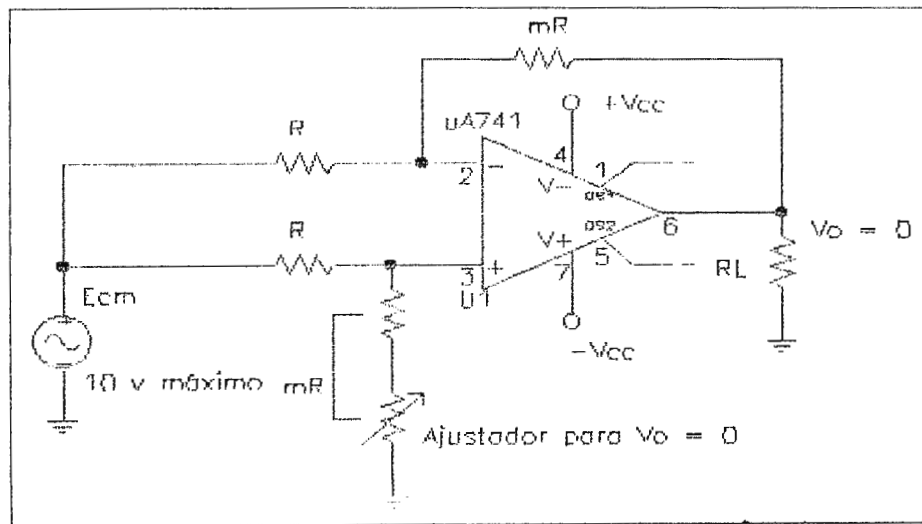


FIGURA 4.2 Ganancia de voltaje en modo común.

Para dicha conexión, el voltaje de entrada se denomina voltaje de entrada de modo común E_{cm} . ahora V_o será 0 si las relaciones de resistencias son iguales (mR a R para la ganancia del amplificador inversor es igual a mR a R del circuito divisor de voltaje).

Prácticamente, las relaciones de resistencias se igualan mediante la instalación de un potenciómetro en serie con una resistencia, como se muestra en la fig. 4.2.

El potenciómetro se afina hasta que V_o se reduce a un valor despreciable. Esto causa que la ganancia de voltaje en modo común V_o/E_{cm} se aproxime a 0. Esta es la característica de un amplificador diferencial que permite que una señal débil se capte extrayéndola de una señal de ruido más intensa.

El amplificador diferencial básico, posee dos desventajas, tiene baja resistencia de entrada y el cambio de ganancia es difícil, porque las relaciones entre las resistencias deben igualarse estrechamente. La primera desventaja se elimina al aislar las entradas con seguidores de voltaje. Esto se realiza con dos amplificadores operacionales conectados como seguidores de voltaje (Ver figura 4.3). La salida del amplificador operacional A1 con respecto a tierra es E_1 , y la salida del amplificador operacional A2 con respecto a tierra es E_2 . El voltaje diferencial de salida V_o se desarrolla a través de la resistencia de carga R_L . V_o es igual a la diferencia entre E_1 y E_2 ($V_o = E_1 - E_2$).

La salida del amplificador diferencial básico en la figura 4.1 es una salida de extremo único; esto es, un extremo de R_L está conectado a tierra y V_o se mide desde la terminal de salida del amplificador operacional a tierra. El amplificador de la figura 4.3 no posee ningún extremo de R_L conectado a tierra y V_o se mide sólo a través de R_L .

La segunda desventaja del amplificador diferencial básico es la falta de ganancia ajustable. Este problema se elimina al agregar tres resistencias al amplificador aislador. El aislador resultante, el amplificador de entrada diferencial y salida diferencial, con ganancia ajustable se muestra en la figura 4.4. La alta resistencia de entrada se mantiene con seguidores de voltaje.

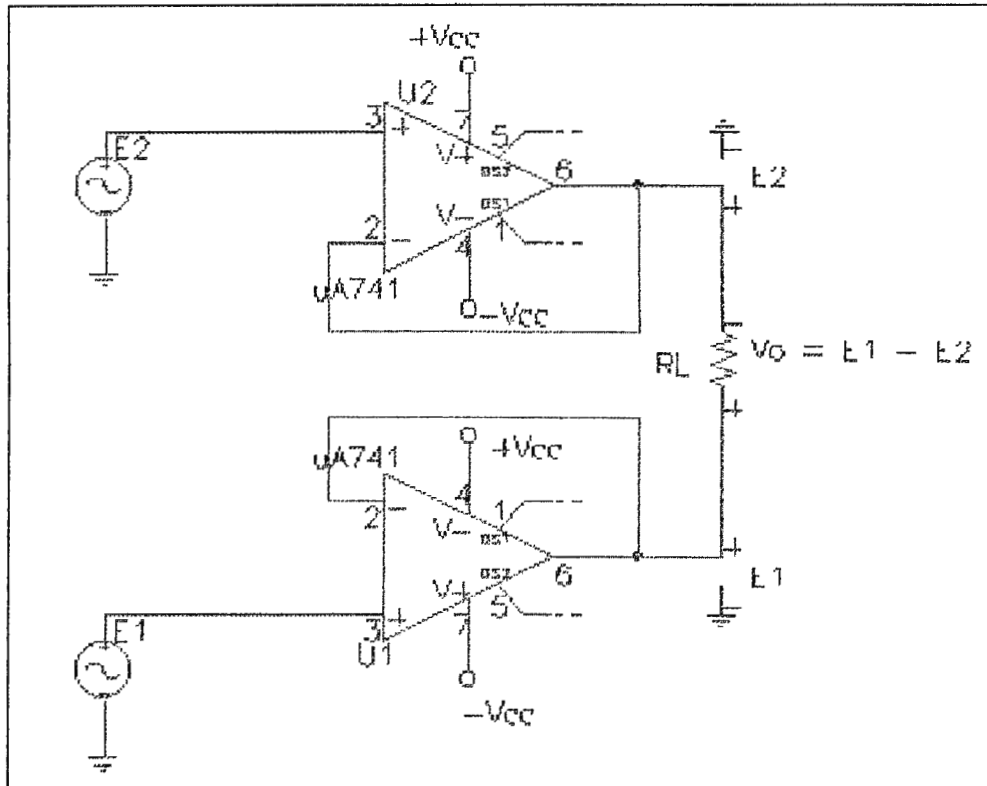


FIGURA 4.3 Seguidores de Voltaje.

Ya que el voltaje diferencial de entrada de cada amplificador operacional es 0 V, los voltajes en los puntos 1 y 2 (con respecto a tierra) son iguales a E1 y E2. Por tanto el voltaje a través de la resistencia aR es $E_1 - E_2$. La resistencia aR puede ser fija o un potenciómetro que se utiliza para ajustar la ganancia. La corriente a través de aR es: $I = (E_1 - E_2) / aR$. Cuando E1 es más grande que E2 la dirección de la corriente es como se muestra en la figura 4.4. La corriente (I) fluye a través de ambas resistencias designadas por R, el voltaje a través de las tres resistencias establecen el valor de Vo. En forma de ecuación,

$$V_o = (E_1 - E_2) [1 + (2/a)], \text{ donde } a = (aR) / R$$

Para cambiar la ganancia del amplificador, sólo tiene que ajustarse una resistencia única aR. Sin embargo este amplificador diferencial tiene una desventaja, solamente puede conectarse a cargas flotantes. Cargas flotantes son las que no tienen ninguna terminal conectada a tierra. Para manejar cargas a tierra debe agregarse un circuito que convierta el voltaje diferencial de entrada en un voltaje de salida referido a tierra. Dicho circuito es el amplificador diferencial básico. La configuración resultante se denomina amplificador de instrumentación.

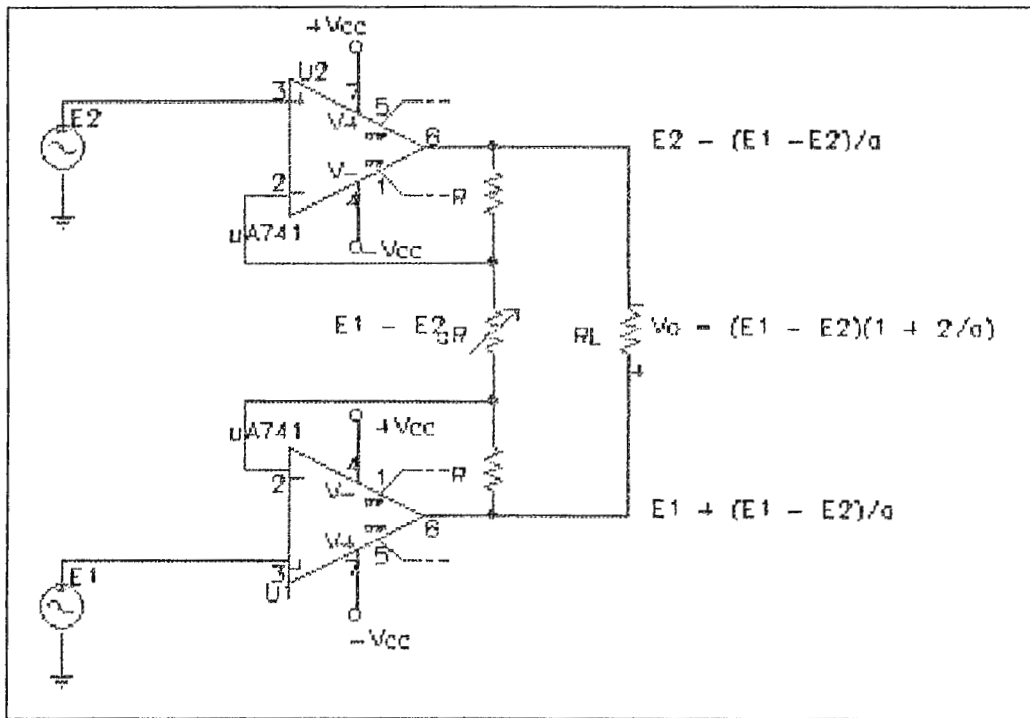


FIGURA 4.4 Amplificador Diferencial mejorado.

4.2 Amplificador de Instrumentación.

El amplificador de instrumentación es de los más útiles, precisos y versátiles disponibles en la actualidad. Esta hecho de tres amplificadores operacionales y siete resistencias, como se muestra en la fig. 4.5. Para simplificar el análisis de este circuito, se observa que este amplificador se hace conectando un amplificador aislado a un amplificador diferencial básico. El amplificador operacional A3 y sus cuatro resistencias iguales R forman un amplificador diferencial con una ganancia unitaria. Solo las resistencias de A3 tiene que igualarse. La resistencia variable conectada a la entrada no inversora del amplificador diferencial puede hacerse variable, para balancear eliminando cualquier voltaje en modo común. Solo una resistencia aR, se usa para establecer la ganancia de acuerdo con la ecuación:

$$V_o / (E_1 - E_2) = 1 + 2/a$$

donde $a = aR/R$

aR = resistencia para variar la ganancia.

E_1, E_2 = voltajes de entrada.

E_1 se aplica a la entrada (+) y E_2 a la entrada (-). V_o es proporcional a la diferencia entre los voltajes de entrada. Las características del amplificador de instrumentación se resumen como sigue:

- 1-La ganancia de voltaje, desde la entrada diferencial ($E_1 - E_2$) a la salida de extremo único, se establece con una resistencia.
- 2-La resistencia de entrada de ambas entradas es muy alta y no cambia a variar la ganancia.

3- V_o no depende del voltaje común a E_1 y E_2 (voltaje en modo común), solo en su diferencia.

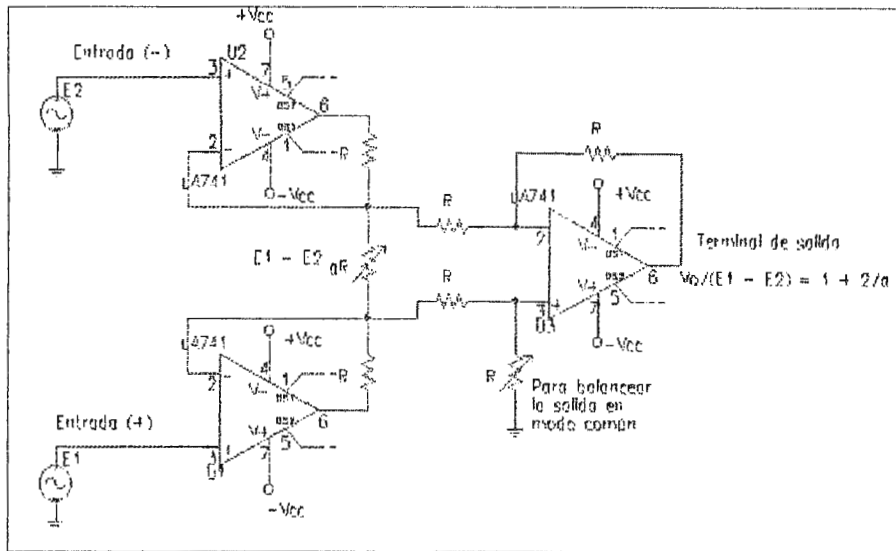


FIGURA 4.5 Amplificador de Instrumentación.

4.3 Aislamiento.

Esta etapa se encarga de eliminar lazos a tierra y proveer protección al paciente y equipos. Estas etapas de aislamiento pueden estar hechas utilizando tres tecnologías:

Transformadores de aislamiento: que basan su operación en la transmisión inductiva de una señal portadora que su amplitud está modulada por la bioseñal.

Optoaisladores: Utilizan una combinación de LED y fotodetectores.

Aislamiento por capacitor.

4.6 Filtrado.

El filtrado consiste en la eliminación de cualquier tipo de interferencia o ruido de la señal, pero siempre guardando sus características de interés; también puede hacerse una reducción en el ancho de banda hasta un valor adecuado para las demás partes del circuito.

4.2 Etapa 2: Medidor de presión.

Básicamente, la finalidad de esta etapa es la de proporcionar los datos de las presiones sistólica y diastólica en la pantalla de una computadora personal.

La medición de la presión, se hace a través de un método indirecto, llamado *método oscilométrico*, que consiste en la detección de la amplitud de las fluctuaciones de la presión del aire en la manga conforme incide la onda de pulso. El método tiene la ventaja de que los únicos parámetros que son

monitoreados son el tiempo y la presión, dejando de lado el uso de dispositivos acústicos como estetoscopios o micrófonos.

Para la utilización de éste método se debe tener especial cuidado en el manejo que se le hace a la señal oscilante de la presión medida, puesto que ésta es la que posee la información de las presiones cardíacas.

4.2.1 DIAGRAMA DE BLOQUES: PRESIÓN.

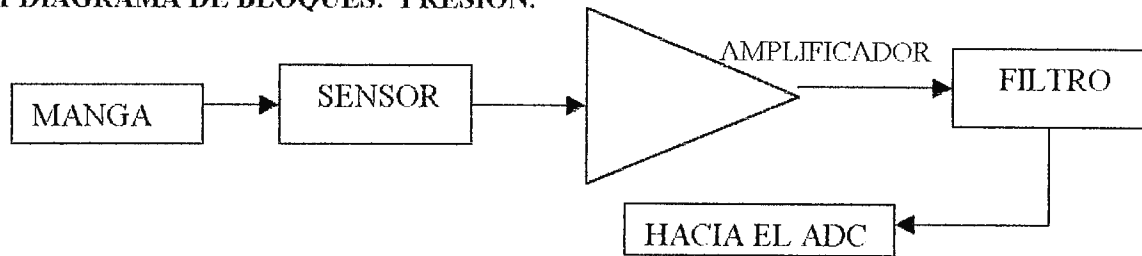


Diagrama a bloques de el circuito de presión.

4.2.2 Explicación de las partes del diagrama de bloques.

4.2.2.1 Manga presurizada.

Para realizar una medición indirecta de la presión en un miembro es necesario utilizar una manga elástica que se coloca de manera que rodee al menos un 40% del área del mismo. Cuando la presión se eleva lo suficiente, por medio de una pera, la circulación en los vasos y arterias del miembro es ocluida. Cuando la presión es aliviada lentamente, la circulación es restablecida paulatinamente. Este proceso, genera fluctuaciones de presión interna en la manga debido a la cercanía de las presiones internas del miembro con las de la manga.

4.2.2.2 Transducción de la presión.

En esta parte, se utiliza un sensor de presión a voltaje, el cual brinda una señal equivalente de voltaje a las siguientes etapas del circuito. Para realizar su función recibe directamente la presión de la manga elástica, a través de conductos mecánicos de aire. La presión es aportada por una pera de goma siguiendo el procedimiento del método oscilométrico, explicado anteriormente.

El sensor, consta de un piezoresistor monolítico de silicón, el cual genera cambios en el voltaje de salida con variaciones de presión aplicada. El elemento resistivo, esta constituido por una galga extensiométrica que se encuentra implantada en un delgado diafragma de silicón cuya resistencia cambia en una pequeña cantidad cuando se alarga o se acorta. El cambio de longitud es pequeño, unas pocas millonésimas de pulgada.

El sensor posee tres modalidades de sensar la presión: presión absoluta, presión diferencial, y presión de galga. La modalidad usada en esta etapa del proyecto es la de presión diferencial. La presión diferencial aporta la diferencia entre presiones aplicadas simultáneamente a los lados opuestos del diafragma.

Para medir la resistencia, primero debe encontrarse una técnica para convertir el cambio de resistencia en una corriente o voltaje. Si se tiene que medir un pequeño cambio de resistencia, se obtendrá un cambio muy pequeño de voltaje. Para amplificar solo la diferencia en voltaje a través del sensor causado por un cambio en su resistencia se utiliza el circuito puente.

4.2.2.3 Circuito puente.

El sensor se coloca en un brazo del puente de resistencia.

Suponiendo que el sensor no está deformado, de modo que su resistencia = R . Suponiendo también que R_1 , R_2 y R_3 , son todas iguales a R . Bajo estas condiciones $E_1 = E_2 = E/2$ y $E_1 - E_2 = 0$. Se dice que el puente está balanceado.

Si el sensor se comprime, R disminuirá en R y el voltaje diferencial $E_1 - E_2$ estará dado por:

$$E_1 - E_2 = E R / 4R$$

Esta aproximación es válida porque $2 R \ll 4R$ para el sensor.

Se concluye que un voltaje E y un circuito puente con un amplificador de instrumentación puede convertir un cambio de resistencia de 1 m en un cambio en el voltaje de salida de 22 mV .

Las ventajas que presenta este sensor son: su bajo costo, facilidad de uso, alimentación con niveles TTL, opción para su uso diferencial, y encapsulado práctico.

4.2.2.4. Ganancia y ajuste Offset.

La salida del transductor es enviada a una configuración de amplificador diferencial (Op-Amp) que tiene la capacidad de ajustar el offset de la señal diferencial, así como la de aplicar una amplificación de 100 a la señal, de tal manera que sea posible eliminar el error de medición provocado por la falta de compensación del Op-Amp y la inexactitud de los componentes.

4.2.2.5 Detección de pulso cardíaco.

Esta etapa esta compuesta por una serie de filtros activos pasa altos, ajustados a frecuencias de corte muy bajas con la finalidad de obtener a la salida de la etapa una señal representativa de los cambios de presión que se den en la manga. El resultado final consiste en obtener una serie de pulsos TTL que simbolizan la presencia de los pulsos cardíacos detectados en la manga.

El sistema atenúa grandemente los niveles de voltaje de DC o muy próximos a DC, provenientes del amplificador del circuito del transductor, y amplifica adecuadamente los niveles de voltaje cuya frecuencia se aproxime a un valor determinado, por lo que esta frecuencia puede tomarse como la frecuencia de corte del sistema. La razón de elegir esta frecuencia puede justificarse al analizar la curva de variación de presión que se presenta durante una medición normal.

El sistema consta de tres redes RC que proporcionan un cierto nivel de atenuación a los niveles de muy baja frecuencia y DC. Las redes RC están ajustadas a frecuencias de corte, elegidas por conveniencia luego de realizar múltiples pruebas de diseño.

Debido a que se utilizan filtros activos de primer orden para la implementación del sistema de filtrado, la ganancia de banda es ajustada por medio de la circuitería de los mismos.

4.3 Etapa 3: Detector de pulso.

El principio de detección de pulso esta basado en el cambio fraccional de la transmisión de la luz durante el pulso arterial a una longitud de onda. En este método el cambio fraccional en la señal es debido únicamente a sangre arterial, por lo tanto las variables ópticas debido a los tejidos son eliminadas.

Las figuras 4.6 y 4.7 muestran dos configuraciones típicas de detectores de pulso.

La fuente de luz está constituida por una fuente de luz infrarroja. El tejido hacia el cual incide el haz infrarrojo es el mismo a excepción del flujo sanguíneo el cual está cambiando constantemente. Al incidir el haz infrarrojo en el tejido hace que los vasos capilares se dilaten. Durante la sistole el corazón impulsa sangre a través de los vasos, durante este periodo aumenta el contenido de sangre en los capilares; al ocurrir la diástole el contenido de sangre dentro de los capilares disminuye.

En la configuración de la figura 4.6, el fotodetector se encuentra al otro lado del tejido; el detecta la cantidad de luz que atraviesa el tejido. Al llenarse los capilares de sangre la cantidad de luz que atraviesa al tejido disminuye y aumenta a disminuir su cantidad, coincidiendo este aumento y disminución con las contracciones cardiacas.

En la configuración de la figura 4.7, la fuente de luz y el fotodetector se encuentran al mismo lado

del tejido. En este caso el fotodetector detecta la cantidad de luz que es reflejada por el tejido. Al haber mayor cantidad de sangre en el capilar se reflejara una mayor cantidad de luz, y al disminuir la cantidad de sangre disminuye la cantidad de luz reflejada.

La cantidad de tejido que atraviesa el haz infrarrojo es constante a excepción de la sangre, por lo tanto, la señal obtenida es una señal diferencial que coincide con los latidos cardiacos.

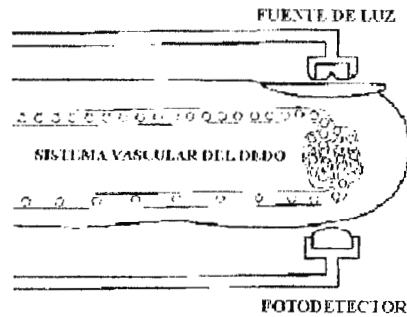


Figura 4.6

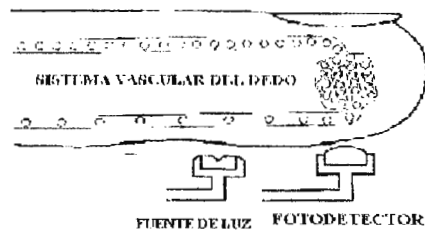


Figura 4.7

DIAGRAMA DE BLOQUES.

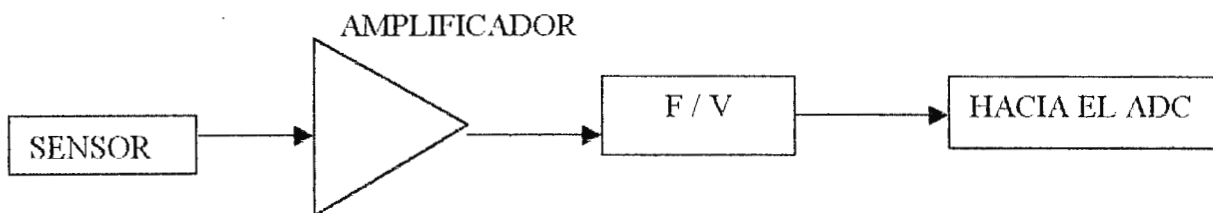


Diagrama de bloques del circuito detector de pulso.

CAPITULO V: CIRCUITOS FUNCIONALES

5.1 Etapa de ECG.

5.1.1 Circuito de protección de entrada: Preamplificador.

Con este circuito, se pueden evitar las siguientes condiciones de peligro:

1. Que el paciente toque accidentalmente la línea de 110/220 voltios y que esta tensión entre en el amplificador a través de los electrodos.
2. Que la descarga producida por un desfibrilador, que este conectado al paciente, entren al amplificador.

El circuito de protección de entrada del monitor se muestra en la fig. 5.1.

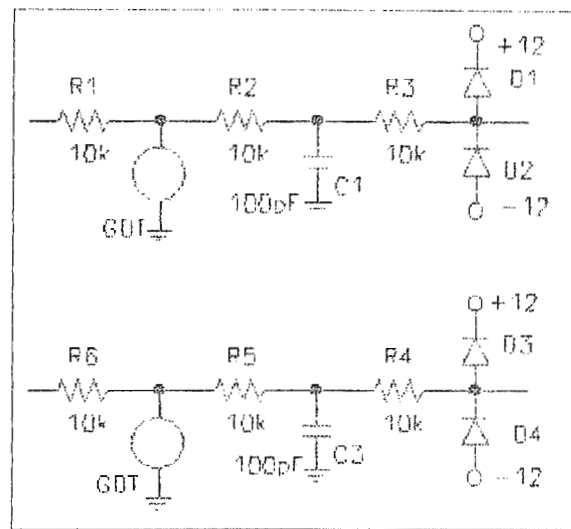


FIGURA 5.1: Preamplificador de ECG.

Este circuito es muy importante, ya que protege al aparato de un posible daño que le pudiese ocurrir al realizarse una descarga de voltaje, como la de un desfibrilador por ejemplo, ya que se debe considerar la posibilidad de que en un caso especial, se realice una descarga en un paciente, que este conectado en ese momento al electrocardiógrafo.

Las resistencias R1 y R6 son utilizadas para limitar la corriente y reducir la tensión que puede entrar al amplificador.

Después de estas resistencias, se encuentran conectados los tubos de descarga de gas (GDT: Gas Discharge Tube), los cuales se encargan de cortocircuitar hacia tierra todas aquellas tensiones superiores a los 100 v que pueden llegar a las entradas del amplificador.

R1, R2, C1 y R6, R5, C3 son utilizados para suprimir cualquier disturbio de corta duración (aquellos con una frecuencia superior a la de la señal de ECG)

$$F_{\text{corte}} = 1/(2\pi RC)$$

$$F_{\text{corte}} = 1 / (2 * \pi * 10\text{k}\Omega * 100\text{pF})$$

$$F_{\text{corte}} = 80 \text{ KHz}$$

Las resistencias limitadoras junto con el arreglo de diodos conectados hacia las alimentaciones (R3-D1-D2 y R6-D3-D4), sirven para cortocircuitar hacia las alimentaciones mismas las señales que salen del campo de alimentación (entre -VI y +VI).

El arreglo de diodos se utiliza para mantener una diferencia de potencial de $\pm 0.7\text{V}$ máximo en las entradas de los amplificadores. Basándose en la polaridad de la descarga, el diodo D1 conducirá cuando la tensión sea superior a los 12 V. El diodo D2 conducirá cuando la tensión sea inferior a -12V . Para tensiones comprendidas entre -12V y $+12\text{V}$, los diodos estarán polarizados en inversa; por lo tanto, presentarán una impedancia elevada.

5.1.2 Circuito de amplificación y filtrado.

Este circuito está compuesto por la etapa del amplificador diferencial del AD620, el cual es un amplificador inversor con dos filtros de primer orden, uno pasa altos y otro pasa bajos, los cuales se encuentran conectados en cascada. Las frecuencias de corte para el filtro pasa bajas son de 0.03 Hz y para el filtro pasa altos es de 80Hz.

El amplificador diferencial del AD620 esta compuesto por un amplificador de salida doble (**double ended**) y uno de salida sencilla (**single ended**) integrados en un mismo chip DIP de 8 pines, al que sólo se le agrega una resistencia R_i para el ajuste de ganancia y CMRR. La figura 5.2 muestra la configuración utilizada en el proyecto.

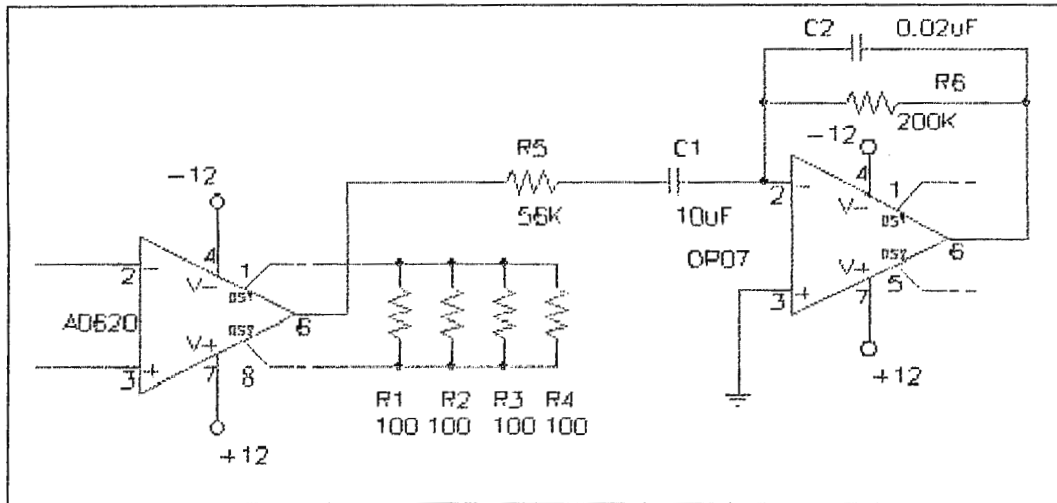


FIGURA 5.2: Etapa de amplificación y filtrado.

El AD620 es un amplificador de instrumentación de alta exactitud y bajo costo, el cual posee ciertas características que lo hacen ideal para aplicaciones médicas como ECG y monitorizaciones de presiones no invasivas:

- bajo ruido
- baja corriente de entrada
- bajo consumo de potencia

La ganancia del AD620 está determinada por un resistor R_g , o más exactamente por cualquier impedancia vista entre los pines 1 y 8. La ganancia del AD620 puede ser calculada usando la siguiente fórmula:

$$R_g = 49.4 \text{ k}\Omega / (G - 1)$$

La ganancia del AD620 utilizado en el circuito se estableció de 1000 por lo que de acuerdo a la fórmula la resistencia R_g será de:

$$R_g = 49.4 \text{ k}\Omega / (G - 1)$$

$$R_g = 49.3 \approx 50 \Omega$$

El AD620 posee internamente resistencias de 400Ω en sus entradas, las cuales sirven de protección contra sobrecargas de hasta 15 V o 60 mA por varias horas. Esto se aplica para todas las ganancias, y en condiciones de encendido-apagado, lo cual es particularmente importante cuando la fuente de la señal y el amplificador son alimentados separadamente. Para largos periodos de tiempo, la corriente no debe exceder 6 mA.

Este amplificador de instrumentación posee un alto CMRR el cual es una medida del cambio en el voltaje de salida cuando ambas entradas poseen igual voltaje.

Para un óptimo CMRR, el terminal de referencia debe estar conectado a un punto de baja impedancia, y la diferencia de capacitancias y resistencias entre ambas entradas deben ser mínimas.

Con una ganancia establecida de 1000 y una R_i de 50Ω , el circuito utilizado posee las siguientes características:

- Error de ganancia: 0.4%.
- Voltaje de offset: $140\mu\text{V}$.
- Impedancia de entrada: $10\text{ G}\Omega$.
- CMRR: 130 dB.

Estas características están sacadas de acuerdo a la hoja de especificaciones del AD620.

La etapa de filtrado utilizada en el circuito esta constituida por un filtro activo pasa banda de segundo orden, conformado por dos filtros de primer orden conectados en cascada. La figura 5.3 muestra dos filtros, uno pasa bajos y otro pasa altos y su respectiva configuración en cascada.

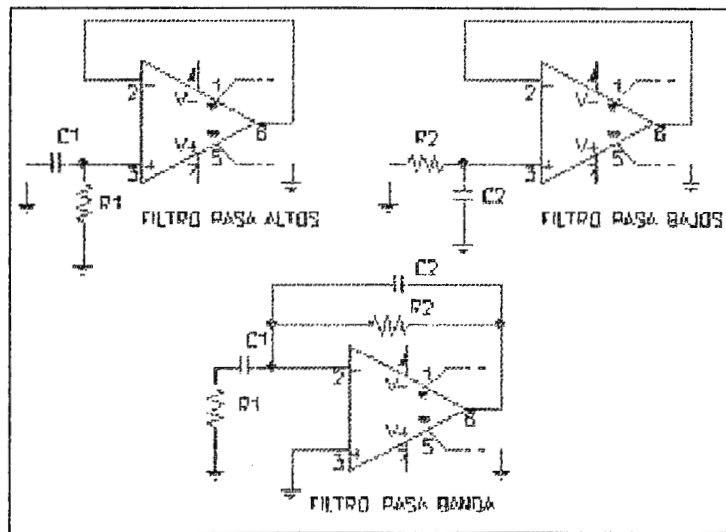


FIGURA 5.3: Configuración en cascada de dos filtros de primer orden

La frecuencia de corte del filtro pasa bajo esta definida por:

$$F_{\text{corte}} = 1 / (2 * \pi * R5 * (C1 + C2))$$

$$F_{\text{corte}} = 1 / (2 * \pi * 560\text{k}\Omega * 9.99\mu\text{F})$$

$$F_{\text{corte}} = 0.03\text{ Hz}$$

La frecuencia de corte del filtro pasa alto esta definida por:

$$F_{\text{corte}} = 1 / (2 * \pi * R6 * (C3 || C4))$$

$$F_{\text{corte}} = 1 / (2 * \pi * 100\text{k}\Omega * 0.02\mu\text{F})$$

$F_{\text{corte}} = 80 \text{ Hz}$

Se utilizaron filtros activos por que ofrecen las siguientes ventajas:

- 1-Utilizan resistencias y condensadores que se comportan más idealmente que los inductores.
- 2-Son relativamente baratos.
- 3-Puede dar ganancias en la banda de paso.
- 4-Proporcionan separación entre la entrada y la salida. Esto permite que los filtros sean conectados en cascada.

La figura 5.4 muestra la configuración final del filtro utilizado en el proyecto.

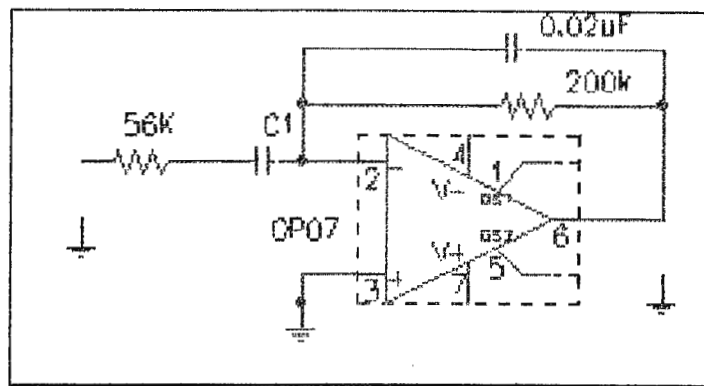


FIGURA 5.4: Filtro final utilizado.

Los filtros paso-bajo dejan pasar frecuencias desde cd hasta alguna frecuencia de corte seleccionada f_c , y atenúan todas las frecuencias superiores a ella. A la gama de frecuencias de cero a f_c se le llama **banda de paso**. A la gama de frecuencias superior a f_b se le llama **banda de bloqueo**. A la gama de frecuencias de f_c a f_b se le llama región de transición. La proporción en que varía la atenuación en la región de transición es una característica importante del filtro. La frecuencia a la cual el voltaje de salida del filtro cae a un valor de 0.707 de su valor en la banda de paso es la frecuencia de corte.

El filtro pasa-altas atenúa todas las frecuencias hasta f_c y deja pasar todas las frecuencias superiores a ella hasta el límite de frecuencias del filtro pasa altas.

Un filtro pasa-banda, deja pasar todas las frecuencias entre una frecuencia de corte inferior f_1 , y una frecuencia de corte superior f_2 . Todas las frecuencias inferiores a f_1 y superiores a f_2 son atenuadas.

5.1.3 Circuito de aislamiento.

Para el aislamiento de la etapa de ECG se utilizaron optoaisladores ya que poseen características de

aislamiento de voltaje de hasta 2.5KV. El circuito de la fig. 5.5 usa una configuración en la cual la señal transmitida, a través del primer optoacoplador, es retroalimentada a un segundo optoacoplador, con el fin de linealizar la función de transferencia del circuito, con lo que se logra superar la característica de los optoacopladores de que no son lineales en la transferencia de la señal.

Después que la señal sale del arreglo de optoaisladores, se introduce a otro filtro. La configuración del siguiente amplificador operacional permite mediante uno de los potenciómetros regular la ganancia del amplificador y poder ajustar la señal a un nivel adecuado para ser introducida al ADC. El segundo potenciómetro tiene la función de corregir el nivel de offset que la etapa de optoaislamiento le agrega a la señal.

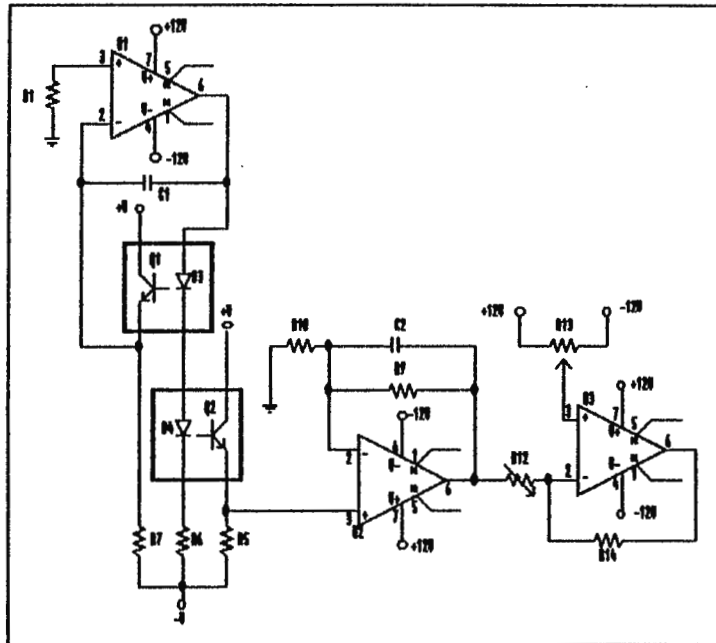


FIGURA 5.5: Etapa de aislamiento

5.2 Etapa de presión.

5.2.1 Transducción del voltaje.

En esta etapa se usa un transductor de presión a voltaje, el cual aporta una señal equivalente de voltaje a las siguientes etapas del circuito. Para realizar su función recibe directamente la presión de la manga elástica, a través de conductos mecánicos de aire.

El sensor de presión utilizado es el MPX-50DP, el cual está diseñado con un piezoresistor monolítico de silicón, el cual genera cambios en el voltaje de salida con variaciones en presiones aplicadas. El elemento resistivo, el cual está constituido por una galga extensiométrica, está implantada en un delgado diafragma de silicón.

Aplicando presión en el diafragma resulta en un cambio en la resistencia de la galga, el cual causa un cambio en el voltaje de salida en proporción directa a la presión aplicada. La galga es una parte integral del diafragma de silicón, por lo que no hay efectos de temperatura debido a **diferencias** en la expansión térmica galga y el diafragma. Los parámetros de salida de la galga son por sí mismos dependientes de la temperatura, sin embargo se requiere que el dispositivo sea compensado si es usado en un rango de temperaturas altas.

Los sensores de presión de silicón motorola están disponibles en tres diferentes configuraciones que permiten medidas absolutas, diferenciales y presión de galga.

Para la medición absoluta, el sensor mide una presión externa relativa a una referencia de presión cero puesta dentro del sensor durante su fabricación. Esta corresponde a la deflexión del diafragma igual a aproximadamente 15 PSI (una atmósfera). La medida de una presión externa se lleva a cabo aplicando una presión negativa relativa al lado de presión del sensor.

Para la medición diferencial, el sensor mide la diferencia entre presiones aplicadas simultáneamente a lados opuestos del diafragma. Una presión positiva aplicada al lado de presión genera la misma salida que una presión negativa aplicada en el lado de vacío (Esta es la técnica utilizada en esta etapa del proyecto).

Presión de galga. Es un caso especial de medida diferencial, en la cual la presión aplicada al lado de presión es medida respecto a la presión atmosférica ambiental aplicada a lado de vacío a través de un orificio de ventilación en el dispositivo diferencial.

Las características del sensor son las siguientes:

- Bajo costo
- Diseño de galga extensiométrica de silicón.
- Fácil de usar
- Opciones diferencial y absoluta

Sus aplicaciones son las siguientes:

- Control de sistemas ambientales
- Indicadores de nivel
- Detección de fugas
- Instrumentación médica

- Control industrial
- Sistemas de control neumático

La diferencia de voltaje de salida del transductor es directamente proporcional a la presión aplicada. Entre las ventajas de este sensor se encuentran: bajo costo, facilidad de uso, alimentación con niveles TTL (5 voltios), opción para uso diferencial y encapsulado práctico.

5.2.2 Ganancia y ajuste offset.

La salida del transductor es enviada a un amplificador diferencial que tiene la capacidad de ajustar el offset de la señal diferencial, así como la de aplicar una amplificación de 100 a la señal, de tal manera que sea posible eliminar el error de medición provocado por la falta de compensación del amplificador operacional y la inexactitud de los componentes.

5.2.3 Detección del pulso cardiaco.

Esta etapa esta compuesta por una serie de filtros activos pasa altos, ajustados a frecuencias muy bajas con la finalidad de obtener a la salida de la etapa una señal representativa de los cambios de presión que se den en la manga. El resultado final consiste en la obtención de pulsos TTL que simbolizan la presencia de pulsos cardíacos detectados en el sistema presurizado (manga).

El sistema atenúa grandemente los niveles de voltaje de DC o muy próximos a DC, provenientes del amplificador del circuito del transductor, y amplifica adecuadamente los niveles de voltaje cuya frecuencia se aproxime a 3 Hz, por lo que esta puede tomarse como la frecuencia de corte del sistema. Los pulsos de aproximadamente 3 Hz se producen debido a la velocidad con que cambia la presión arterial al contraerse los ventrículos cardíacos. Esta última es la que contiene propiamente el rango de frecuencias que el filtro pasa alto del sistema amplifica.

El sistema consta de tres redes RC que proporcionan en total 60 dB de atenuación a los niveles de muy baja frecuencia y DC. Las redes RC están ajustadas a frecuencias de corte diferentes, elegidas por conveniencia luego de realizar múltiples pruebas de diseño. Los diferentes valores de las mismas pueden observarse a continuación:

FRECUENCIA DE CORTE	VALOR DE RESISTENCIA	VALOR DE CAPACITOR
0.06Hz	56 Kohms	47uF
0.94 Hz	1.96 Mohms	0.1uF
2.84 Hz	5.6 Kohms	10uF

Los valores de frecuencia de corte fueron calculados a partir de la siguiente fórmula:

$$f_{corte} = \frac{1}{2\pi RC}$$

5.2.4 Filtros activos.

Los filtros activos permiten que discriminar cierta porción del espectro. Pueden dar ganancia en la banda de paso y rara vez tienen pérdida severa.

Debido a que se utilizan filtros activos de primer orden para la implementación del sistema de filtrado, la ganancia de banda es ajustada por medio de la circuitería de los mismos. Se tiene entonces una ganancia fija en la banda de paso de alrededor de 20 dB.

La salida del filtro es acoplada a un comparador de voltaje LM311. Esto se hace con la finalidad de tener un voltaje de referencia que permita producir pulsos de 5 V de amplitud únicamente cuando se alcancen determinadas amplitudes de los valores de voltaje provenientes del filtro; esto trae como consecuencia el ajuste efectivo de la sensibilidad del filtro, pudiéndose así detectar distintas magnitudes de picos de presión. El voltaje de referencia también es fijado con la finalidad de reducir el efecto producido por las señales pequeñas consideradas como ruido proveniente del circuito del transductor o del filtro.

luego que la señal ha sido comparada y llevada hasta niveles digitales de 5 V, esta es introducida a un buffer schmitt trigger implementado mediante dos inversores TTL 7414 en serie, para asegurar la eliminación

Este transductor emplea el circuito de la figura 5.7 para su operación.

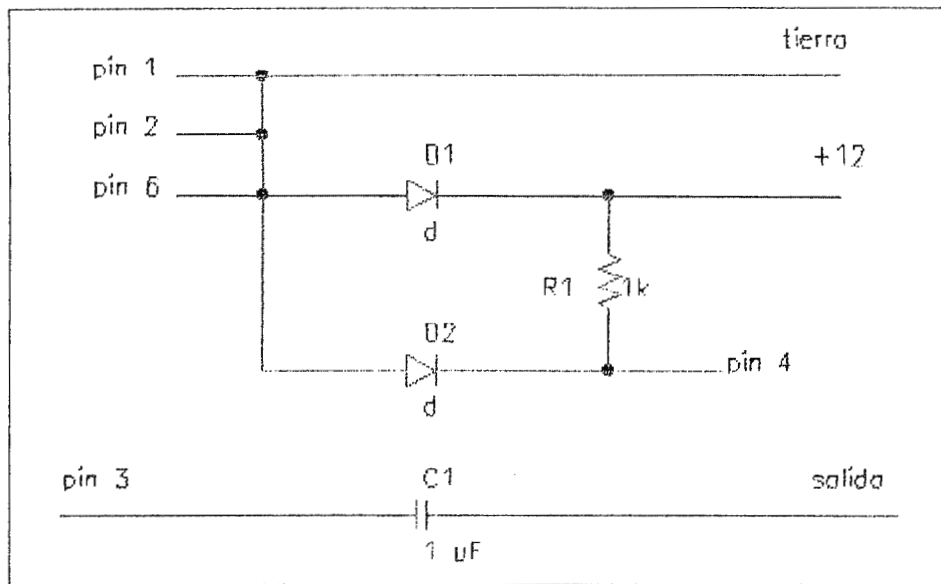


FIGURA 5.7: Circuito operacional del transductor de oximetría.

5.3.2 Conversión de frecuencia cardíaca a voltaje (f/v).

La etapa de conversión de la frecuencia cardíaca en un voltaje proporcional utiliza un circuito integrado LM2917.

El LM2917 es un convertidor monolítico de frecuencia a voltaje con un amplificador operacional comparador de alta ganancia. El tacómetro usa una técnica de bomba de carga, ofrece una protección de entrada completa y su salida se vuelve cero a una entrada de frecuencia cero.

Entre las principales ventajas tenemos:

- La salida se toma cero al no haber entrada de frecuencia.
- Fácil de usar: $V_{out} = f_{in} * V_{cc} * R1 * C1$
- Sólo una red RC provee el doblaje de frecuencia.
- Un regulador zener integrado permite la exactitud y estabilidad de conversión f/v.

Características:

- El amplificador operacional tiene una salida de transistor flotante.
- Fuente de 50 mA para operar relés, solenoides, medidores o LED's.
- El tacómetro posee entrada con histéresis tanto para entrada diferencial como para entrada referida a tierra.

La primera etapa de operación es un amplificador diferencial que maneja un circuito de flip-flop de realimentación positiva. El voltaje de umbral de entrada es la suma de los voltajes diferenciales de entrada la cual maneja la salida de esta etapa. Una opción tiene una entrada conectada internamente a tierra, así que una señal de entrada debe oscilar entre tierra y exceder los umbrales de entrada para producir una salida. La opción diferencial le da al usuario la opción de seleccionar su propio nivel de entrada y seguir manteniendo histéresis alrededor de ese nivel. Para permitir el funcionamiento de las entradas de voltajes en modo común, la protección de entrada es removida por lo que ninguna entrada debe sobrepasar los límites de la fuente utilizada.

El diagrama esquemático de la etapa de conversión f/v se muestra en la figura 5.8.

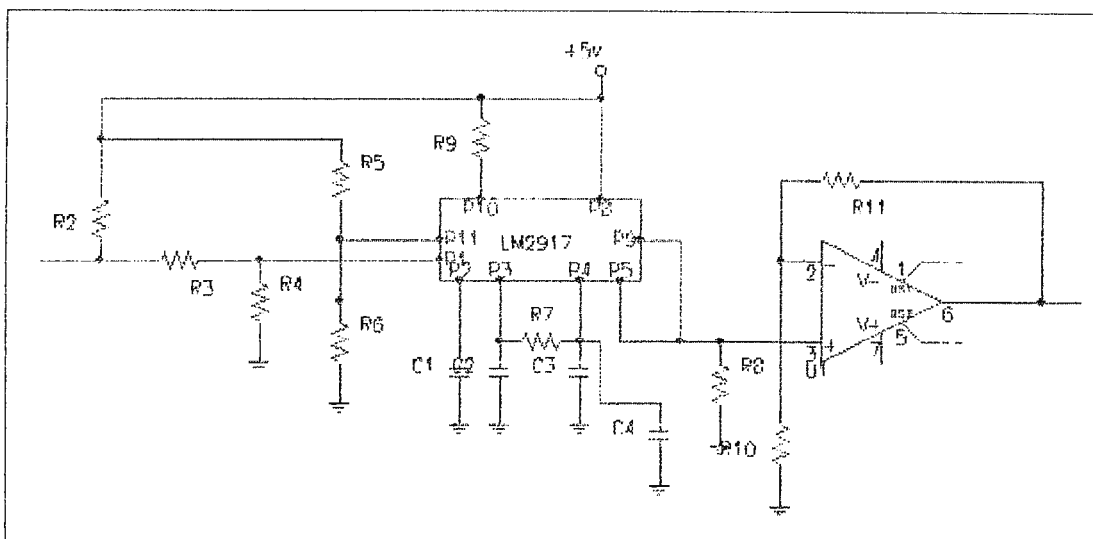


FIGURA 5.8 Diagrama esquemático etapa f/v.

5.4 Etapa de conversión analógica - digital.

5.4.1 Convertidor análogo digital ADC 0808.

El ADC0808 es un convertidor análogo digital de aproximaciones sucesivas de 8 bits CMOS el cual utiliza una red potenciométrica diferencial similar a los productos 256R. Estos convertidores poseen enganchadores de salida de tres estados que manejan directamente el canal de datos. Este convertidor se parece al microprocesador como localidad de memoria y puerto I/O y no es necesaria la lógica de interface.

Un nuevo voltaje de entrada diferencial analógico permite incrementar el rechazo de modo común y recorrer el valor analógico de voltaje de entrada cero. Además, la entrada de voltaje de referencia puede

ajustarse para permitir la codificación del tramo más pequeño de voltaje analógico a la resolución total de 8 bits.

El ADC 0808 posee las siguientes características:

- Compatible con los derivados del μ P 8080. No es necesaria la lógica de interface- tiempo de acceso 135 ns.
- interface fácil con todos los microprocesadores, u opera en forma autónoma.
- Voltajes analógicos de entrada diferenciales.
- Las entradas y salidas lógicas cumplen ambas especificaciones de nivel de voltaje MOS y TTL.
- Trabaja con un voltaje de referencia de 2.5v
- Generador de reloj en la misma pastilla.
- Rango de voltaje de entrada analógico de 0 a 5V con alimentación única de 5V.
- No requiere ajuste de cero.
- Encapsulado normal EDP con 20 terminales de 0.3".
- Opera radiométricamente o con 5 Vdc, 2.5 Vdc o con un tramo analógico ajustado como referencia de voltaje.

El ADC 0808 posee ciertas especificaciones clave:

- Resolución: 8 bits.
- Error total: 1/4 LSB, 1/2 LSB, 1 LSB.
- Tiempo de conversión: 100 μ s.

Este proyecto utiliza el ADC0808 en la configuración de corrida libre, con una frecuencia de reloj de 10kHz.

5.5 etapa de interface.

5.5.1 Interface Programable de Periféricos 8255A.

Es un dispositivo de entrada/salida de propósito general. Aunque ha sido diseñada para uso en sistemas de microprocesadores Intel, puede ser usada con otros microprocesadores. Esta construida en un DIP estándar de 40 pines. De los 40 pines, 24 son líneas de entrada/salida. La 8255A es usada como dispositivo de interfaces entre periféricos, tales como cintas de papel, impresores, teclados, convertidores AD y DA, controladores de CTR y controladores de discos- y el microprocesador. Como su nombre lo indica, la PPI 8855 puede ser programada de tal manera que en muchas de las aplicaciones es necesaria lógica externa para que el equipo periférico interactúe con el sistema de microprocesador.

5.5.2 Puertos A, B, C.

La 8255 posee tres puertos de 8 bits:

Puerto A: Puede ser programado tanto como puerto de salida o puerto de entrada o puerto bidireccional. Cuando este puerto es programado como puerto bidireccional, actúa como una extensión del bus de datos.

Puerto B: Puede ser programada tanto como puerto de entrada o como puerto de salida.

Puerto C: Puede ser programado como un puerto de 8 bits tanto de entrada como de salida. Este puerto puede ser también dividido en 2 puertos de 4 bits, puerto C superior (PC4-PC7) y puerto C inferior (PC0-PC3). La mitad superior puede ser programada como un puerto de salida y la inferior como puerto de entrada, o viceversa. También el puerto C puede ser usado en conjunto con los puertos A y B para indicar señales de control de salida o señales de entrada de estado.

La interface esta constituida por la PPI 8255, la cual esta conectada a un slot ISA dentro de la PC. El decodificador de direcciones de la interface asigna una dirección de memoria a cada puerto y otro para el byte de control.

CAPITULO VI: FUNCIONAMIENTO Y RESULTADOS

6.1 Etapa de ECG.

6.1.1 Protección.

El biopotencial es recogido por los electrodos de la superficie de la piel, gracias a efectos bioeléctricos, estos se transforman en una pequeña señal bioeléctrica. Esta señal bioeléctrica encuentra en su camino al circuito de protección, el cual se encarga de mantener un nivel de tensión de corriente continua constante a la entrada, con la finalidad de que no pueda existir por ninguna razón un potencial peligroso que pudiese causar corrientes de fuga en la entrada de los electrodos, así como se encarga de evitar que cualquier descarga de alto voltaje como un desfibrilador por ejemplo, pudiese causar daño al equipo. Esta etapa se encarga de la protección del paciente en primera instancia así como protección al equipo. Luego pasa al selector de derivaciones, el cual se encarga de realizar las conexiones necesarias entre los electrodos para crear la configuración correcta de potenciales para producir la derivación deseada.

6.1.2 Amplificación y filtrado.

El amplificador AD620 se encarga de procesar las señales provenientes de los electrodos y darles una amplificación la cual esta dada por la resistencia R_i , luego la señal pasa al filtro en el cual el capacitor que se encuentra a la entrada atenúa las señales superiores a una frecuencia de corte determinada por el capacitor y la resistencia unida a él. La resistencia de retroalimentación establece una ganancia de aproximadamente 3.5, y en paralelo a la resistencia de retroalimentación R_f se coloca un capacitor de tal forma que a frecuencias altas, la ganancia disminuye ya que la expresión de ganancia es de R_f/R_i ; a mayor frecuencia, el resultante de R_f se hace más pequeño debido a que la impedancia del capacitor va disminuyendo y el factor R_f/R_i también. El valor de la frecuencia de corte está calculado a 80Hz.

6.1.3 Aislamiento.

Por último queda la parte de aislamiento, la cual deja la alimentación de la etapa del paciente con la alimentación de la línea aislada. Esta etapa lo conforman dos optoacopladores y dos operacionales. El objetivo es que el amplificador ilumine a los dos LEDs de los optoacopladores con la forma de onda de la señal, luego tomar uno de uno de los emisores y retroalimentarlo a la entrada negativa, y así, el emisor del optoacoplador restante será la señal de salida aislada. La razón de utilizar este arreglo de optoacopladores es de que poseen alto voltaje de aislamiento y son de alta fidelidad. Se utilizan dos optoacopladores porque los LEDs y los fototransistores de los optoacopladores tienen una forma de onda no lineal, de tal forma que

retroalimentandolos con el operacional se corrige dicho error.El segundo operacional se utiliza para corregir el offset de la señal y controlar su ganancia.

6.1.4 Resultados.

En la etapa de protección de entrada se logró una impedancia de entrada suficientemente alta gracias a la cual no se atenuo la señal de entrada.

En la configuración del amplificador de entrada se logró mediante la utilización del AD620 reducir el tamaño del circuito y evitar los errores debidos a la desigualdad en los valores de resistencias -(ya que estos ocasionan desviaciones significativas en la amplificación de la señal), dicha configuración se detalla en el capítulo IV, figura 4.5.

El filtro activo de segundo orden redujo el tamaño de la etapa de filtrado a un solo integrado, el cuál logro discriminar satisfactoriamente la señal de ECG de la resultante de señales luego de la amplificación(principalmente la componente debida la frecuencia de línea de 60Hz).

Mediante el uso de optoacopladores se aisló la señal proveniente del amplificador con la etapa de ADC, los optoacopladores son capaces de aislar 25 kV antes de que exista una corriente de fuga entres sus terminales. Este aislamiento permitió amplificar la señal a niveles aceptables para la entrada del ADC y a la vez trabajar con una potencia menor en la etapa amplificación disminuyendo el riesgo para el paciente.

6.2 Etapa de presión.

La salida de la manga presurizada se conecta a la entrada de presión positiva del transductor de presión MPX50DP. La salida de este transductor esta conectada a un amplificador diferencial el cual proporciona una ganancia a la señal y esta pasa al arreglo de filtros los cuales se encargan de dejar pasar los pulsos concernientes a la presión sanguínea, además otro operacional recoge la señal proveniente del transductor y la lleva hacia el ADC. Los pulsos indican a la computadora cuando recoger el dato de presión el cual corresponderá a la presión sistólica y diastólica.

6.2.1 Resultados.

Con la utilización del MPX50DP se logró un circuito funcional con un tamaño reducido y no se necesitó circuiteria de compensación y linealización para el transductor. La característica de puerto diferencial permitió al circuito responder únicamente a presiones diferenciales, evitándose así influencia de la presión ambiental en las mediciones.

La forma fisica del MPX50DP permitió un perfecto acople mecánico de él con la manga.

Las capacitancias entre pistas produjeron una corriente de desbalance en el amplificador diferencial evitando su respuesta a señales de presión diferencial. Con el fin de corregir el problema se presentó

el circuito en breadboard. Esta etapa tiene un margen de error del 5%. Este margen de error se da por características intrínsecas de los componentes pasivos (resistencias y capacitores) de cada una de las etapas de filtrado.

6.3 Etapa de oximetría.

El transductor del polígrafo grass se conecta al arreglo que proporciona el fabricante para su alimentación y salida. El transductor posee internamente un emisor infrarrojo y un fotodetector. El emisor envía un haz de luz infrarroja hacia el tejido y el fotodetector recoge la señal que se refleja, la cual variará en un porcentaje de acuerdo a la cantidad de sangre que se encuentre en ese momento en el tejido. Una vez obtenida la señal de salida del transductor esta se conecta al convertidor Frecuencia/voltaje (f/v), LM2917. La señal pasa a través de un comparador de voltaje, en el cual nosotros podemos seleccionar el voltaje con el cual la señal de entrada es comparada. La frecuencia de la señal controla la carga y descarga de un arreglo de resistencia y capacitor externos; la carga del capacitor es entonces proporcional a la frecuencia de entrada.

Este nivel de carga en el capacitor es amplificado y enviada a una de las entradas analógicas del ADC.

6.3.1 Resultados.

Esta etapa no fue implementada utilizando el transductor del polígrafo ya que presentó problemas causados por el ruido de la red y el ambiente. La señal proveniente del transductor es tan pequeña que es fácilmente atenuada por el ruido. Como método alternativo se midió la frecuencia cardíaca mediante la detección por software de los complejos QRS de la señal de ECG.

Se creó un algoritmo para medir el tiempo transcurrido entre cada complejo QRS, y mediante relaciones matemáticas, dentro de las cuales se incluye la relación $f = 1/T$, se obtuvo en valor correspondiente a la frecuencia cardíaca.

Este resultado se presentó en forma gráfica, de manera tal que fuese posible su visualización desde una distancia de cuatro metros.

6.4 Etapa de conversión analógica - digital.

El convertidor AD0808 esta en configuración de corrida libre y recibe los datos de las etapas de ECG, presión y oximetría. Cada una está conectada a un canal analógico del ADC. Mediante la interface se

controla el bus de multiplexación del ADC para obtener los datos de cada señal y mandarlos al puerto A de la interface.

El ADC posee ocho entradas analógicas, las cuales pueden ser seleccionadas por medio de los pines A0, A1 y A2 del ADC. Utilizando los tres bits más significativos del puerto C de la interface se controla el bus de multiplexación del ADC enviándole el código binario correspondiente a la entrada analógica que se desea observar.

6.5 Etapa de interface.

El programa dentro de la computadora inicializa la PPI enviando la dirección de la interface al bus de direcciones de la computadora. Una vez hecho esto se envía a través del bus de datos un byte de control. Este byte de control llega a la interface configurando el puerto A como entrada y el puerto C como salida.

Luego coloca la dirección de memoria del puerto A en el bus de direcciones y lee los datos que están llegando a través del bus de datos. Los datos provenientes de las mediciones van directamente a este puerto de donde la computadora los lee y procesa.

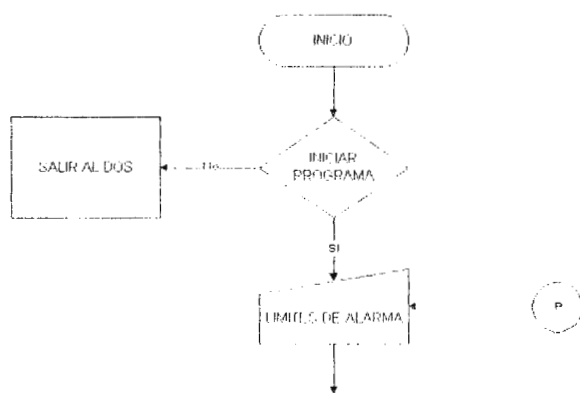
Una vez hecho esto la computadora coloca en el bus de direcciones la dirección del puerto C, y envía datos de salida para configurar el bus de multiplexación del ADC y así seleccionar otra entrada analógica. Luego el procedimiento se repite hasta que se han seleccionado todas las entradas analógicas utilizadas y se vuelve a repetir todo el proceso desde el principio.

CAPITULO VII: FLUJOGRAMAS

7.1 Explicación de flujogramas.

7.1.1 Inicio.

La primer rutina que realiza el programa una vez iniciado se muestra en el flujograma 1. Al inicio el programa presenta una pantalla con el nombre del proyecto y le presenta al usuario la decisión de comenzar con el registro de los biopotenciales o salir al sistema operativo. Si el usuario decide comenzar con el registro presiona una tecla la cual lo lleva a otra pantalla donde la computadora pide que se ingresen los límites de alarma a utilizar. La figura 7.1 presenta lo que el usuario ve en la pantalla de su computadora.



Flujograma 1

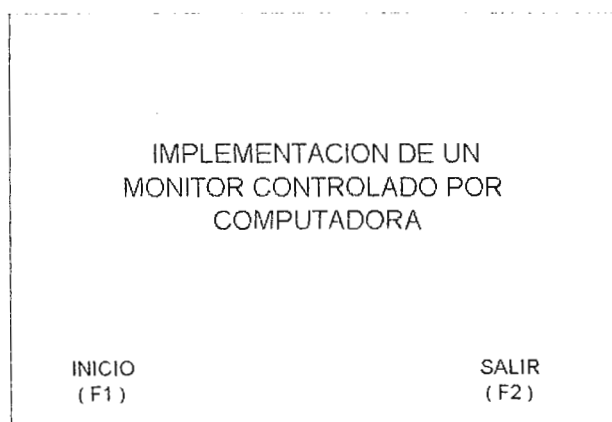
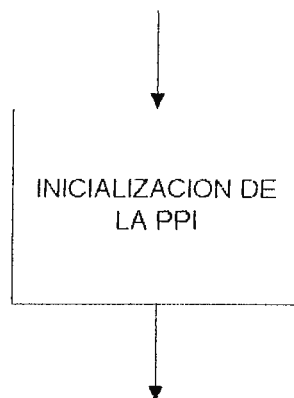


FIGURA 7.1 Pantalla de inicio

7.1.2 Inicialización de hardware.

Esta operación está representada dentro del flujograma como lo muestra el flujograma 2. La PPI es el dispositivo que se encarga de interlazar los circuitos con la computadora. Para su inicialización el programa sigue la siguiente secuencia:

- a- Selección de dirección de memoria de la palabra de control y envío de instrucción para configuración de puertos.
- b- Envío de datos a puerto(s) de salida.
- c- Recepción de datos de entrada provenientes de puerto(s) de entrada.
- d- Si no se necesita enviar datos de salida, la PPI continúa recibiendo datos hasta que se le da otra instrucción.



Flujograma 2

7.1.3 Procesamiento de la señal de ECG.

Una vez configurados los puertos, la PPI comienza a mandar los datos provenientes del ADC. El primer procesamiento que la máquina hace es el de los datos provenientes del ECG, como se muestra en el flujograma 3. El programa recoge los datos de la dirección de memoria asignada al puerto de entrada y comienza a graficarlos dentro del espacio asignado en la pantalla de presentación para la gráfica de ECG.

Al mismo tiempo el programa comienza a detectar los picos en la señal, los cuales corresponden al complejo QRS, y cuenta el tiempo que transcurre entre cada uno para sacar la frecuencia de la señal cardiaca y relacionarla con los datos de valores límites que el usuario introdujo a la computadora al inicio del registro de señales. Si el programa detecta que se superaron los valores límites entonces emite una señal audible de alarma. La figura 7.2 muestra el lugar de la pantalla en que es graficado el ECG y donde se muestran los límites de alarma para esta señal.



Flujograma 3

GRAFICA DE ECG

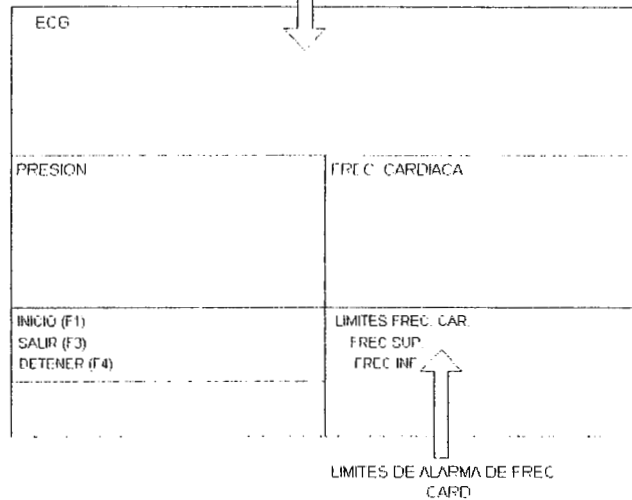


FIGURA 7.2 Pantalla de Registro

Para presentar el dato de frecuencia cardíaca se utiliza la parte derecha de la pantalla de registro. El resultado de la relación correspondiente al dato de frecuencia cardíaca es procesado por la computadora y presentado de manera que facilite su lectura.

La figura 7.3 muestra lo que el usuario ve en la pantalla al ser presentado el dato de frecuencia cardíaca.

ECG	
PRESSION	FREC. CARDIACA 60
INICIO (F1) SALIR (F3) DETENER (F4)	LIMITES FREC. CAR FREC. SUP FREC. INF

FIGURA 7.3 Presentación de datos de frecuencia cardíaca.

7.1.4 Procesamiento de señal de presión.

La rutina seguida para procesar la señal de presión es similar a la de ECG. El flujograma 4 muestra esta rutina. Una vez tomados los datos de ECG, la computadora envía datos a la PPI para indicarle que tome los datos provenientes del circuito de presión. La pantalla de registro presenta el incremento de presión en la manga. Una vez que el usuario alcanza la presión necesaria y comienza a disminuir la presión de la manga el programa detecta los pulsos generados por los cambios de presión del sistema vascular los cuales corresponden a la presión sistólica y diastólica. La figura 7.4 muestra el lugar de la pantalla de registro donde se presentan estos datos.



Flujograma 4

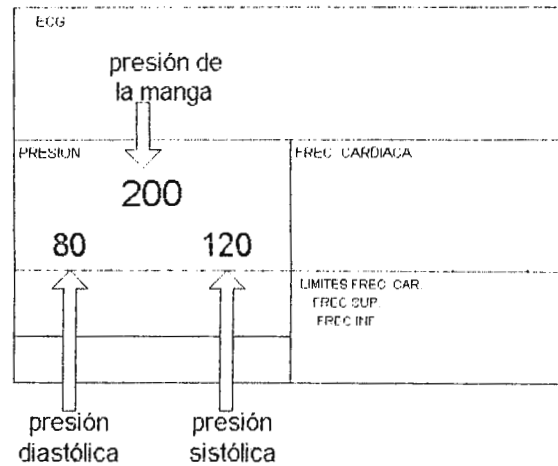
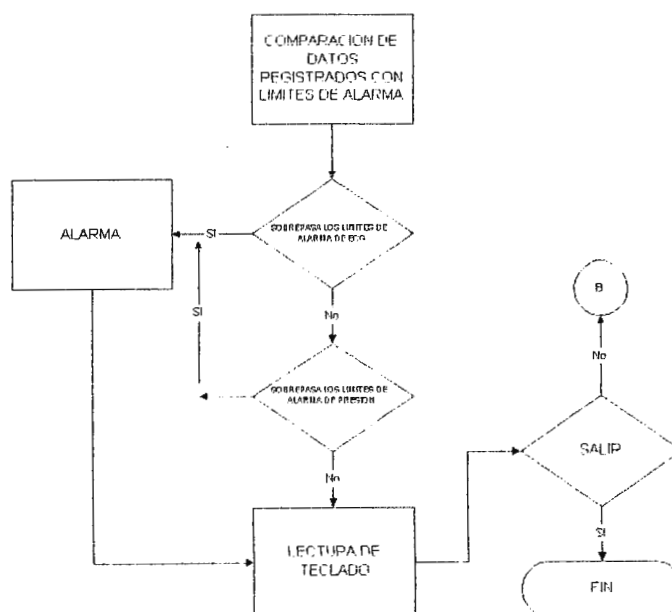


FIGURA 7.4 Presentación de datos de presión.

7.1.5 Alarmas y teclado.

Luego de haber presentado en la pantalla cada uno de los parámetros medidos la computadora compara estos datos con los almacenados como datos límites. Si detecta que se sobrepasó uno de ellos, se emite una señal audible hasta que el parámetro vuelve a estar dentro del rango normal.

Una vez hechas todas las rutinas anteriores el programa revisa si no se ha presionado una tecla. Si no detecta ninguna tecla presionada volverá a repetir las rutinas de procesamiento hasta que se le indique se detenga presionando la tecla asignada para esa función. El flujograma 5 nos muestra la rutina de alarmas y teclado. La figura 7.5 nos indica el lugar de la pantalla donde se muestra cuales son las teclas de control del programa.



Flujograma 5

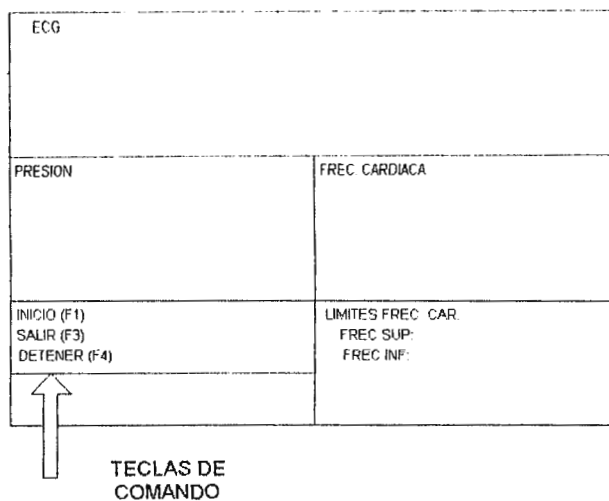
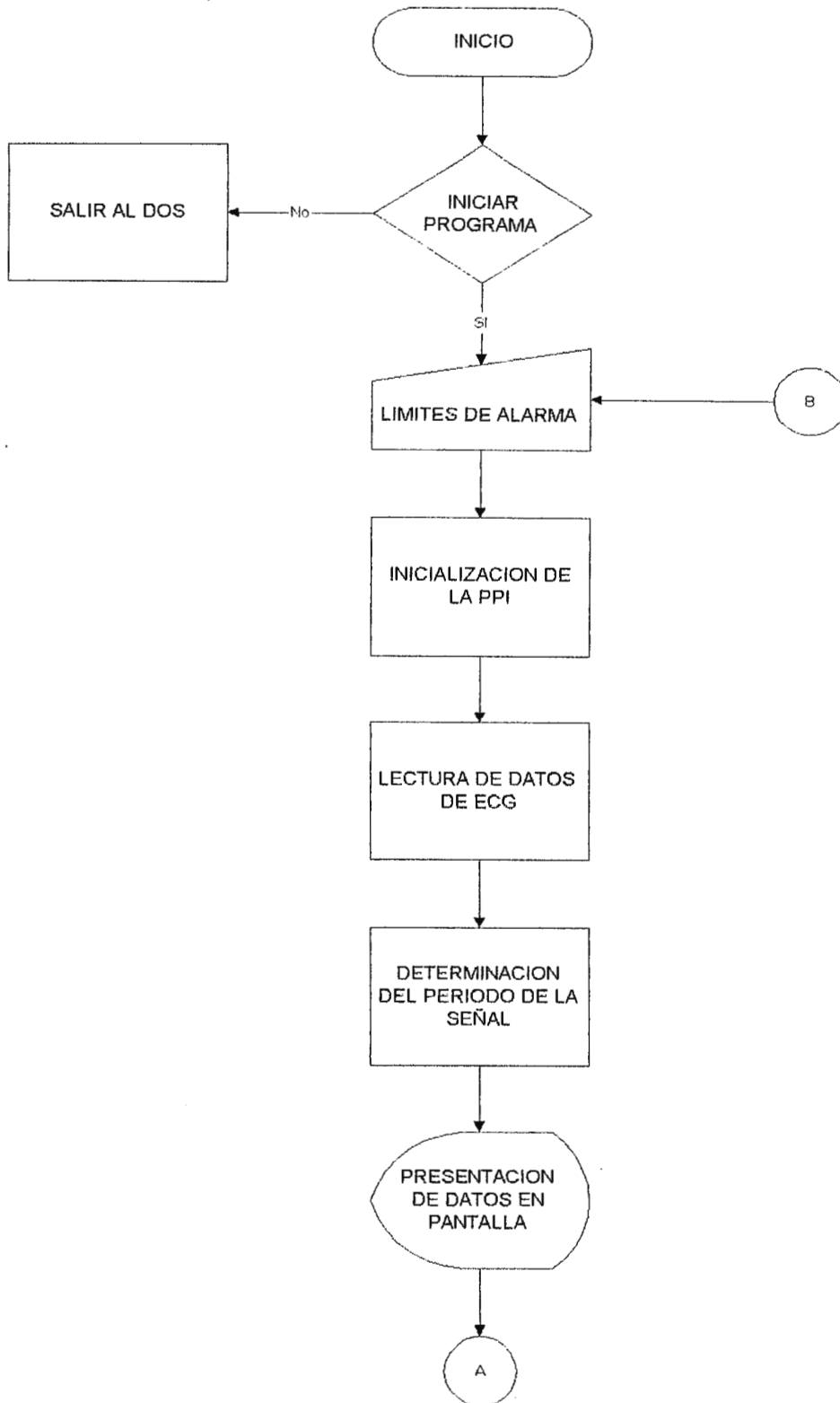
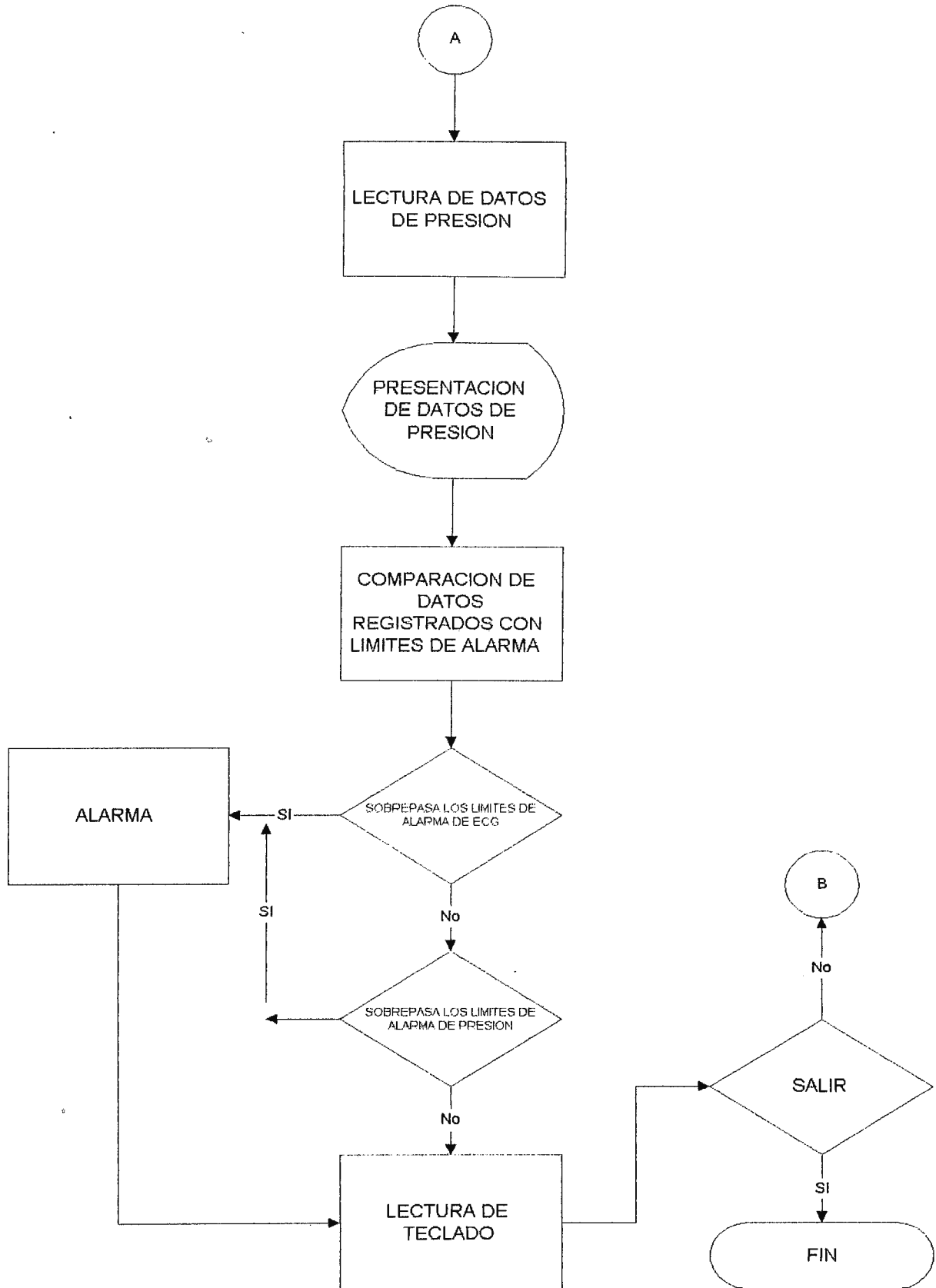


FIGURA 7.5 Presentación de teclas de comando.

A continuación se presenta el flujograma completo, el cual representa la secuencia de ejecución del programa que se utilizó para el proyecto:

7.2 Flujograma general.



Conclusiones.

1. El costo de la implementación del proyecto es mucho más bajo comparándolo con equipos médicos existentes en el mercado que ofrecen las mismas características, debido a que los elementos y dispositivos utilizados son de tipo comercial. Además éste puede ser adaptado a casi cualquier computadora ya que los requerimientos de hardware y software no son muy grandes.

2. Con la implementación del proyecto se busca dar una herramienta que ponga al alcance del operador todos los recursos de informática necesarios que le permitan procesar y manipular una mayor cantidad de información del paciente de una manera fácil, rápida y segura.

3. Con la implementación del monitor se pretende abrir un espacio para dar paso a nuevas investigaciones, ya sea para mejorar su diseño, o incluso para desarrollar nuevos proyectos acerca del registro de señales, para proporcionar cada vez nuevas y mejores herramientas que ayuden al médico a tomar decisiones más acertadas para beneficiar aún más al paciente.

4. Este proyecto refleja los conceptos teórico prácticos acerca del Registro de Señales Biomédicas. Se investigó los estándares de seguridad eléctrica y mediante el uso de optoacopladores que nos proporcionan un aislamiento de 25 kV se logró aislar la etapa de preamplificación con la etapa de salida apegándose así a los estándares investigados.

Con el AD620 se logró disminuir los requerimientos de potencia del circuito, disminuyendo de manera indirecta las posibles corrientes de fuga que podrían ir al paciente.

La opción diferencial del sensor MPX50DP resulto ser la mejor de opción, evitando que la presión del medio influyera en los resultados obtenidos.

Al utilizar el transductor del polígrafo grass, se encontró con el problema que la señal es tan pequeña que es muy sensible a capacitancias producidas entre las pistas de los circuitos impresos.

Como método alternativo se creó un algoritmo de software para determinar la frecuencia de la señal cardíaca a partir de la detección de los complejos QRS.

El lenguaje QBASIC se escogió por que no necesita grandes requerimientos de hardware y posee una facilidad para direccionamiento de localidades de memoria dentro de la computadora. Y, aunque su interfaz gráfica no es tan compleja como la de los lenguajes de programación bajo windows, los resultados obtenidos fueron satisfactorios.

5. En etapa de oximetría de pulso el transductor presentó problemas con la señal proveniente del

transductor. Una vez implementado en impreso, las capacitancias generadas entre pistas ocasionaron señales adelantadas respecto a la señal de entrada, esta señal contribuyó en la atenuación de la señal proveniente del transductor; por lo que la detección de pulso cardíaco se hizo utilizando la señal de ECG.

6. Los resultados de la oximetría de pulso pueden ser obtenidos con la etapa de ECG, esta etapa fue construida en vista a que una posible mejora a este proyecto es la de implementar la etapa de oximetría completa: detección de pulso y saturación de oxígeno.

7. Aunque no se utilizaron, el trabajo con los sensores ópticos demostró que pueden ser de gran ayuda en aplicaciones médicas debido a su bajo consumo de potencia, tamaño reducido y en aplicaciones no invasivas como la que se trató de implementar no producen mayor daño que un pequeño calentamiento del tejido.

8. Al diseñar o implementar un proyecto con aplicaciones médicas no debe tomarse en cuenta sólo la seguridad del aparato, sino también la seguridad del paciente. En este caso la utilización de etapas de baja potencia y sensores no invasivos de bajo consumo de potencia proporcionan un alto grado de seguridad al paciente, no olvidando las demás medidas de seguridad.

Bibliografía

Departamento de Diseño Electrónica Veneta, Manual Teorico Experimental, Treviso Italia, Electrónica Veneta & Spa, 1994.

Bronzino, Joshep. The Biomedical Engineering Handbook, CRC press and IEEE Press New York, 1995.

Cronwell-Driscol. Instrumentación y medidas Biomedicas. Editorial Marcombo. España,1979.

Carola, Harley, Noback; Human Anatomy and Physiology; McGraw-Hill. U.S.A., 1990

Marcombo. Introduccion a la Bioingenieria. Serie Mundo Electronico, Boixareu Editores. España,1991.

Motorola. Manual de sensores de presión. Motorola. Estados Unidos,1992.

Quincy, Mass. Manual de instrucciones, sensor fotoelectronico. Grass Medical Instruments. Estados Unidos, 1994.

National Semicoductors. Convertidores A/D . National Semic. U.S. A, .1993

National Scmicoductors Dispositivos lineales. National Semic. U.S.A, 1993.

ANEXO 1

PROGRAMA DEL MONITOR

```
PRINCIPIO:
SCREEN 1
COLOR 1, 0
LINE (0, 0)-(318, 190), BF, B
LOCATE 5, 6
PRINT "IMPLEMENTACION DE UN MONITOR"
LOCATE 8, 7
PRINT "CONTROLADO POR COMPUTADORA"
LOCATE 22, 3
PRINT "INICIO"
LOCATE 23, 3
PRINT "(F1)"
LOCATE 22, 34
PRINT "SALIR"
LOCATE 23, 34
PRINT "(F2)"
TRES:
ON KEY(1) GOSUB UNO
KEY(1) ON
ON KEY(2) GOSUB DOS
KEY(2) ON
GOTO TRES
UNO:
CLS
SCREEN 12
COLOR 15
LINE (10, 10)-(630, 460), , B
LINE (10, 158)-(630, 158)
LINE (10, 310)-(630, 310)
LINE (340, 158)-(340, 460)
LINE (10, 380)-(340, 380)
LOCATE 2, 3
PRINT "ECG"
LOCATE 11, 3
PRINT "PRESION"
LOCATE 11, 65
PRINT "FREC. CARDIACA"
LOCATE 21, 50
PRINT "FREC. CARDIACA (ppm)"
REM LOCATE 26, 50
REM PRINT "PRESION (mmHg)"
LOCATE 21, 3
PRINT "INICIO (F1)"
LOCATE 22, 3
PRINT "SALIR (F3)"
LOCATE 23, 3
PRINT "DETENER (F4)"
menu:
ON KEY(1) GOSUB START
KEY(1) ON
```

```

ON KEY(3) GOSUB PRINCIPIO
KEY(3) ON
GOTO menu
START:
GOSUB CORREGIR
GOSUB GRAFICAR

```

```
CORREGIR:
```

```

FSUP:
LOCATE 22, 64: PRINT "                "
LOCATE 22, 50: INPUT "LIM. SUPERIOR: ", FRECSUP
IF FRECSUP < 30 OR FRECSUP > 200 THEN
GOTO FSUP
END IF

```

```
FINF:
```

```

LOCATE 23, 64: PRINT "                "
LOCATE 23, 50: INPUT "LIM. INFERIOR: ", FRECFINF
IF FRECFINF < 30 OR FRECFINF > 200 THEN
GOTO FINF
END IF

```

```
'PSUP:
```

```

'LOCATE 27, 64: PRINT "                "
'LOCATE 27, 50: INPUT "LIM. SUPERIOR: ", PRESSUP
'IF PRESSUP < 30 OR PRESSUP > 250 THEN
'GOTO PSUP
'END IF

```

```
'PINF:
```

```

'LOCATE 28, 64: PRINT "                "
'LOCATE 28, 50: INPUT "LIM. INFERIOR: ", PRESINF
'IF PRESINF < 30 OR PRESINF > 250 THEN
'GOTO PINF
'END IF

```

```
GRAFICAR:
```

```

s = 1
10
COLOR 2
ON KEY(4) GOSUB UNO
KEY(4) ON
FOR x = 10 TO 500 STEP s
NEXT x
OUT BYTE DE CONTROL
OUT PUERTO A
s = 2
c = 10
y = 100
fg = 0
con = 1
111 :
FOR x = 11 TO 628 STEP s
  FOR z = x TO (x + s)
    LINE (z, 30)-(z, 130), 0
  NEXT z

```

```
PSET (c, y)
y = (150 - DATOS DEL PUERTO A)
IF y >= 115 THEN y = 130
IF y < 120 THEN
y = 70
con = con + 1
END IF
LINE -(x, y)
FOR N = 0 TO 500
NEXT N
c = x
NEXT x
GOTO MEDIDOR DE FREC
IF AL = FRECSUP THEN
BEEP
BEEP
END IF
IF AL = FRECFIN THEN
BEEP
BEEP
BEEP
END IF
con = 1
c = 10
c$ = STR$(AL)
y$ = RIGHT$(c$, 1)
x$ = RIGHT$(c$, 2)
w$ = RIGHT$(c$, 3)
P = VAL(y$)
U = 73
SELECT CASE P
CASE 1
GOTO 100
CASE 2
GOTO 200
CASE 3
GOTO 300
CASE 4
GOTO 400
CASE 5
GOTO 500
CASE 6
GOTO 600
CASE 7
GOTO 700
CASE 8
GOTO 800
CASE 9
GOTO 900
CASE 0
GOTO 1000
END SELECT
11
Q = INT(VAL(x$) / 10)
```

```
U = 66
SELECT CASE Q
CASE 1
GOTO 101
CASE 2
GOTO 201
CASE 3
GOTO 301
CASE 4
GOTO 401
CASE 5
GOTO 501
CASE 6
GOTO 601
CASE 7
GOTO 701
CASE 8
GOTO 801
CASE 9
GOTO 901
CASE 0
GOTO 1001
END SELECT
12
R = INT(VAL(W$) / 100)
U = 59
SELECT CASE R
CASE 1
GOTO 102
CASE 2
GOTO 202
CASE 3
GOTO 302
CASE 4
GOTO 402
CASE 5
GOTO 502
CASE 6
GOTO 602
CASE 7
GOTO 702
CASE 8
GOTO 802
CASE 9
GOTO 902
CASE 0
GOTO 1002
END SELECT
GOTO 111
END
DOS:
LOCATE 10, 20
PRINT "DOS"
END
```

ANEXO 2

COSTO DE LA IMPLEMENTACIÓN DEL PROYECTO.

COSTO DE LA IMPLEMENTACIÓN DEL PROYECTO

Material	Precio
Recopilación de información (fotocopias)	¢ 200
Diseño e implementación de circuitos impresos	¢ 1000
Componentes electrónicos:	
Transductores:	
-Presión: ¹	¢ 220
-Oximetría:	¢ 300
CI Especializados ² :	
-AD620	¢ 350
-ADC0808	¢ 200
-PPI 8255	¢ 200
-OP07 (12 unidades)	¢ 400
Resistencias , potenciómetros y capacitores	¢ 150
Bases para circuitos integrados	¢ 100
Circuitos integrados	¢ 100
Conectores, cables y alambres	¢ 50
Chasis para colocar el equipo implementado	¢ 300
Otros:	
Alquiler de Laboratorios	¢ 200
Transporte (gasolina)	¢ 100
Brocas para taladro	¢ 15
Tornillos	¢ 10
Estaño	¢ 6
Pasta para soldar	¢ 12
Total	¢ 3913.00

¹ El precio de este transductor incluye costo, manejo y envío desde el extranjero ya que no hay en el país.

² El precio de los CI especializados incluye costo, manejo, y envío desde el extranjero.

ANEXO 3

HOJAS TECNICAS.

LM2907/LM2917 Frequency to Voltage Converter

General Description

The LM2907, LM2917 series are monolithic frequency to voltage converters with a high gain op amp/comparator designed to operate a relay, lamp, or other load when the input frequency reaches or exceeds a selected rate. The tachometer uses a charge pump technique and offers frequency doubling for low ripple, full input protection in two versions (LM2907-8, LM2917-8) and its output swings to ground for a zero frequency input.

Advantages

- Output swings to ground for zero frequency input
- Easy to use; $V_{OUT} = f_{IN} \times V_{CC} \times R1 \times C1$
- Only one RC network provides frequency doubling
- Zener regulator on chip allows accurate and stable frequency to voltage or current conversion (LM2917)

Features

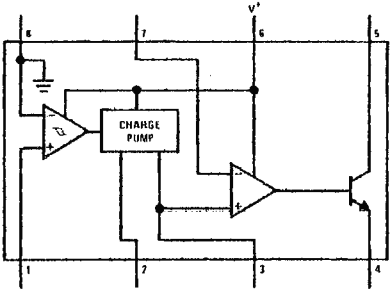
- Ground referenced tachometer input interfaces directly with variable reluctance magnetic pickups
- Op amp/comparator has floating transistor output
- 50 mA sink or source to operate relays, solenoids, meters, or LEDs

- Frequency doubling for low ripple
- Tachometer has built-in hysteresis with either differential input or ground referenced input
- Built-in zener on LM2917
- $\pm 0.3\%$ linearity typical
- Ground referenced tachometer is fully protected from damage due to swings above V_{CC} and below ground

Applications

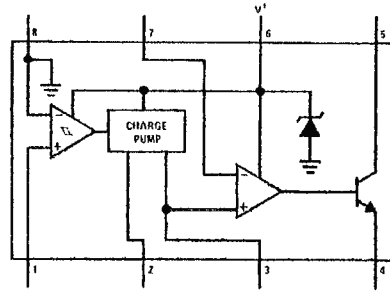
- Over/under speed sensing
- Frequency to voltage conversion (tachometer)
- Speedometers
- Breaker point dwell meters
- Hand-held tachometer
- Speed governors
- Cruise control
- Automotive door lock control
- Clutch control
- Horn control
- Touch or sound switches

Block and Connection Diagrams Dual-In-Line and Small Outline Packages, Top Views



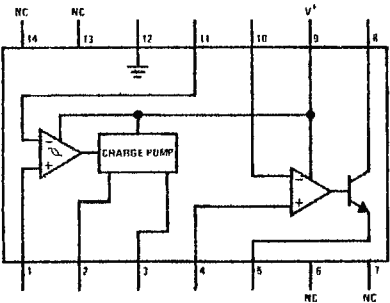
TL/H/7942-1

Order Number LM2907M-8 or LM2907N-8
See NS Package Number M08A or N08E



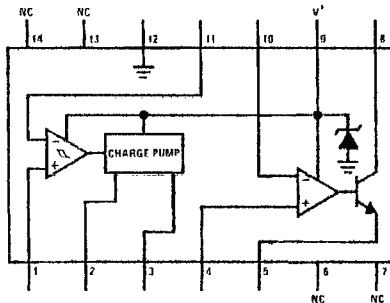
TL/H/7942-2

Order Number LM2917M-8 or LM2917N-8
See NS Package Number M08A or N08E



TL/H/7942-3

Order Number LM2907N
See NS Package Number N14A



TL/H/7942-4

Order Number LM2917M or LM2917N
See NS Package Number M14A or N14A

Absolute Maximum Ratings (Note 1)

If Military/Aerospace specified devices are required, please contact the National Semiconductor Sales Office/Distributors for availability and specifications.

Supply Voltage	28V
Supply Current (Zener Options)	25 mA
Collector Voltage	28V
Differential Input Voltage	
Tachometer	28V
Op Amp/Comparator	28V
Input Voltage Range	
Tachometer LM2907-8, LM2917-8	± 28V
LM2907, LM2917	0.0V to + 28V
Op Amp/Comparator	0.0V to + 28V

Power Dissipation	
LM2907-8, LM2917-8	1200 mW
LM2907-14, LM2917-14	1580 mW
(See Note 1)	

Operating Temperature Range	-40°C to + 85°C
Storage Temperature Range	-65°C to + 150°C

Soldering Information	
Dual-In-Line Package	
Soldering (10 seconds)	260°C
Small Outline Package	
Vapor Phase (60 seconds)	215°C
Infrared (15 seconds)	220°C

See AN-450 "Surface Mounting Methods and Their Effect on Product Reliability" for other methods of soldering surface mount devices.

Electrical Characteristics $V_{CC} = 12 V_{DC}$, $T_A = 25^\circ C$, see test circuit

Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units
TACHOMETER						
	Input Thresholds	$V_{IN} = 250 \text{ mVp-p @ } 1 \text{ kHz (Note 2)}$	+10	+25	+40	mV
	Hysteresis	$V_{IN} = 250 \text{ mVp-p @ } 1 \text{ kHz (Note 2)}$		30		mV
	Offset Voltage	$V_{IN} = 250 \text{ mVp-p @ } 1 \text{ kHz (Note 2)}$		3.5	10	mV
	LM2907/LM2917			5	15	mV
	LM2907-8/LM2917-8					
	Input Bias Current	$V_{IN} = \pm 50 \text{ mV}_{DC}$		0.1	1	μA
V_{OH}	Pin 2	$V_{IN} = +125 \text{ mV}_{DC} \text{ (Note 3)}$		8.3		V
V_{OL}	Pin 2	$V_{IN} = -125 \text{ mV}_{DC} \text{ (Note 3)}$		2.3		V
I_2, I_3	Output Current	$V_2 = V_3 = 6.0 \text{ V (Note 4)}$	140	180	240	μA
I_3	Leakage Current	$I_2 = 0, V_3 = 0$			0.1	μA
K	Gain Constant	(Note 3)	0.9	1.0	1.1	
	Linearity	$f_{IN} = 1 \text{ kHz, } 5 \text{ kHz, } 10 \text{ kHz (Note 5)}$	-1.0	0.3	+1.0	%
OP/AMP COMPARATOR						
V_{OS}		$V_{IN} = 6.0 \text{ V}$		3	10	mV
I_{BIAS}		$V_{IN} = 6.0 \text{ V}$		50	500	nA
	Input Common-Mode Voltage		0		$V_{CC} - 1.5 \text{ V}$	V
	Voltage Gain			200		V/mV
	Output Sink Current	$V_C = 1.0$	40	50		mA
	Output Source Current	$V_E = V_{CC} - 2.0$		10		mA
	Saturation Voltage	$I_{SINK} = 5 \text{ mA}$		0.1	0.5	V
		$I_{SINK} = 20 \text{ mA}$			1.0	V
		$I_{SINK} = 50 \text{ mA}$		1.0	1.5	V

Electrical Characteristics $V_{CC} = 12 V_{DC}$, $T_A = 25^\circ C$, see test circuit (Continued)

Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units
ZENER REGULATOR						
	Regulator Voltage	$R_{DROP} = 470\Omega$		7.56		V
	Series Resistance			10.5	15	Ω
	Temperature Stability			+1		mV/ $^\circ C$
	TOTAL SUPPLY CURRENT			3.8	6	mA

Note 1: For operation in ambient temperatures above $25^\circ C$, the device must be derated based on a $150^\circ C$ maximum junction temperature and a thermal resistance of $101^\circ C/W$ junction to ambient for LM2907-8 and LM2917-8, and $79^\circ C/W$ junction to ambient for LM2907-14 and LM2917-14.

Note 2: Hysteresis is the sum $+V_{TH} - (-V_{TH})$, offset voltage is their difference. See test circuit.

Note 3: V_{OH} is equal to $\frac{1}{4} \times V_{CC} - 1 V_{BE}$, V_{OL} is equal to $\frac{1}{4} \times V_{CC} - 1 V_{BE}$ therefore $V_{OH} - V_{OL} = V_{CC}/2$. The difference, $V_{OH} - V_{OL}$, and the mirror gain, I_2/I_3 , are the two factors that cause the tachometer gain constant to vary from 1.0.

Note 4: Be sure when choosing the time constant $R1 \times C1$ that $R1$ is such that the maximum anticipated output voltage at pin 3 can be reached with $I_3 - R1$. The maximum value for $R1$ is limited by the output resistance of pin 3 which is greater than $10 M\Omega$ typically.

Note 5: Nonlinearity is defined as the deviation of V_{OUT} (@ pin 3) for $f_{IN} = 5$ kHz from a straight line defined by the V_{OUT} @ 1 kHz and V_{OUT} @ 10 kHz. $C1 = 1000$ pF, $R1 = 68k$ and $C2 = 0.22$ mF.

General Description (Continued)

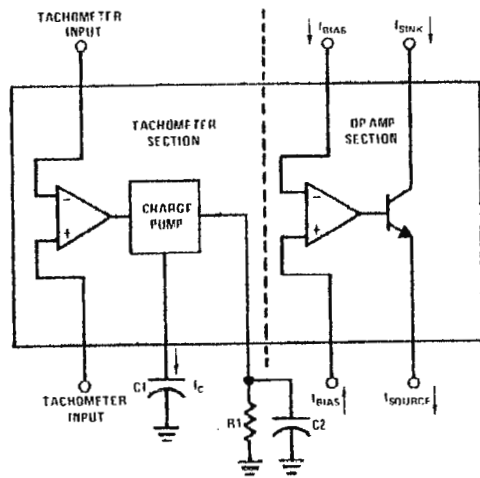
The op amp/comparator is fully compatible with the tachometer and has a floating transistor as its output. This feature allows either a ground or supply referred load of up to 50 mA. The collector may be taken above V_{CC} up to a maximum V_{CE} of 28V.

The two basic configurations offered include an 8-pin device with a *ground referenced tachometer* input and an internal connection between the tachometer output and the op amp non-inverting input. This version is well suited for single speed or frequency switching or fully buffered frequency to voltage conversion applications.

The more versatile configurations provide differential tachometer input and uncommitted op amp inputs. With this version the tachometer input may be floated and the op amp becomes suitable for active filter conditioning of the tachometer output.

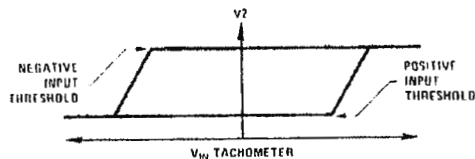
Both of these configurations are available with an active shunt regulator connected across the power leads. The regulator clamps the supply such that stable frequency to voltage and frequency to current operations are possible with any supply voltage and a suitable resistor.

Test Circuit and Waveform



TL/H/7942-6

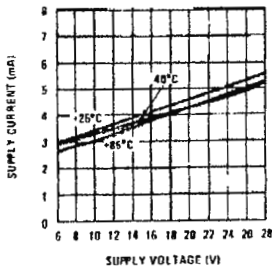
Tachometer Input Threshold Measurement



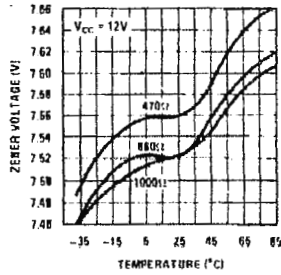
TL/H/7942-7

Typical Performance Characteristics

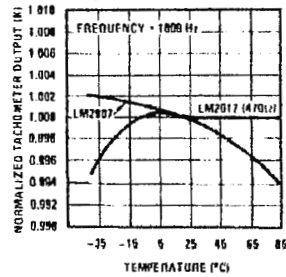
Total Supply Current



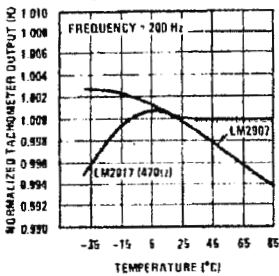
Zener Voltage vs Temperature



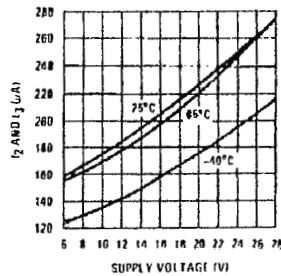
Normalized Tachometer Output vs Temperature



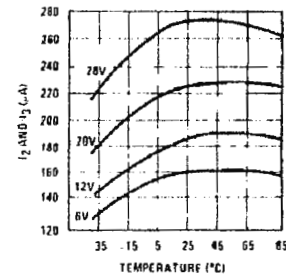
Normalized Tachometer Output vs Temperature



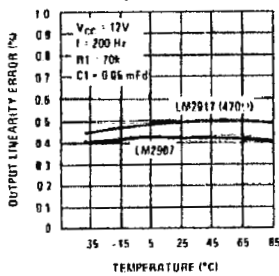
Tachometer Currents I₂ and I₃ vs Supply Voltage



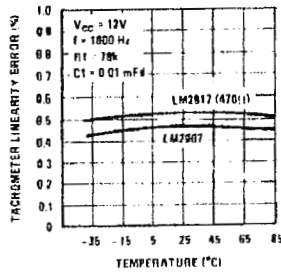
Tachometer Currents I₂ and I₃ vs Temperature



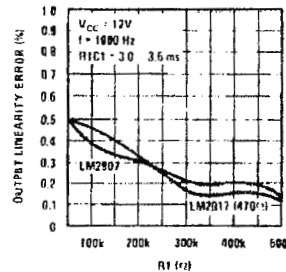
Tachometer Linearity vs Temperature



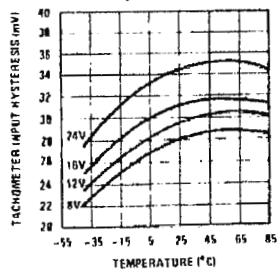
Tachometer Linearity vs Temperature



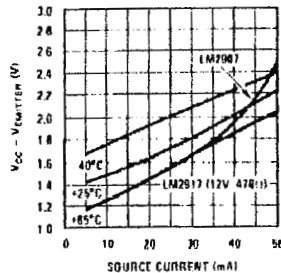
Tachometer Linearity vs R1



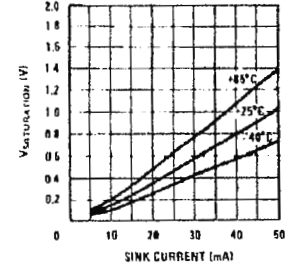
Tachometer Input Hysteresis vs Temperature



Op Amp Output Transistor Characteristics



Op Amp Output Transistor Characteristics



TL/H7942-5

Applications Information

The LM2907 series of tachometer circuits is designed for minimum external part count applications and maximum versatility. In order to fully exploit its features and advantages let's examine its theory of operation. The first stage of operation is a differential amplifier driving a positive feedback flip-flop circuit. The input threshold voltage is the amount of differential input voltage at which the output of this stage changes state. Two options (LM2907-8, LM2917-8) have one input internally grounded so that an input signal must swing above and below ground and exceed the input thresholds to produce an output. This is offered specifically for magnetic variable reluctance pickups which typically provide a single-ended ac output. This single input is also fully protected against voltage swings to +28V, which are easily attained with these types of pickups.

The differential input options (LM2907, LM2917) give the user the option of setting his own input switching level and still have the hysteresis around that level for excellent noise rejection in any application. Of course in order to allow the inputs to attain common-mode voltages above ground, input protection is removed and neither input should be taken outside the limits of the supply voltage being used. It is very important that an input not go below ground without some resistance in its lead to limit the current that will then flow in the epi-substrate diode.

Following the input stage is the charge pump where the input frequency is converted to a dc voltage. To do this requires one timing capacitor, one output resistor, and an integrating or filter capacitor. When the input stage changes state (due to a suitable zero crossing or differential voltage on the input) the timing capacitor is either charged or discharged linearly between two voltages whose difference is $V_{CC}/2$. Then in one half cycle of the input frequency or a time equal to $1/2 f_{IN}$ the change in charge on the timing capacitor is equal to $V_{CC}/2 \times C1$. The average amount of current pumped into or out of the capacitor then is:

$$\frac{\Delta Q}{T} = I_C(AVG) = C1 \times \frac{V_{CC}}{2} \times (2f_{IN}) = V_{CC} \times f_{IN} \times C1$$

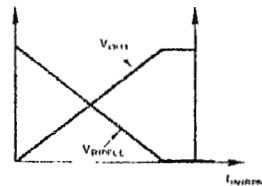
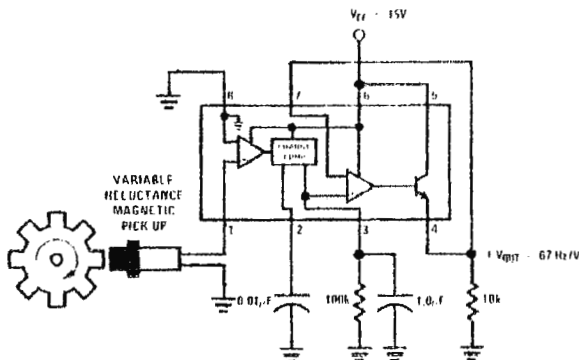
The output circuit mirrors this current very accurately into the load resistor $R1$, connected to ground, such that if the pulses of current are integrated with a filter capacitor, then $V_O = I_C \times R1$, and the total conversion equation becomes:

$$V_O = V_{CC} \times f_{IN} \times C1 \times R1 \times K$$

Where K is the gain constant—typically 1.0.

Typical Applications

Minimum Component Tachometer



The size of $C2$ is dependent only on the amount of ripple voltage allowable and the required response time.

CHOOSING $R1$ AND $C1$

There are some limitations on the choice of $R1$ and $C1$ which should be considered for optimum performance. The timing capacitor also provides internal compensation for the charge pump and should be kept larger than 500 pF for very accurate operation. Smaller values can cause an error current on $R1$, especially at low temperatures. Several considerations must be met when choosing $R1$. The output current at pin 3 is internally fixed and therefore $V_O/R1$ must be less than or equal to this value. If $R1$ is too large, it can become a significant fraction of the output impedance at pin 3 which degrades linearity. Also output ripple voltage must be considered and the size of $C2$ is affected by $R1$. An expression that describes the ripple content on pin 3 for a single $R1C2$ combination is:

$$V_{RIPPLE} = \frac{V_{CC}}{2} \times \frac{C1}{C2} \times \left(1 - \frac{V_{CC} \times f_{IN} \times C1}{I_2} \right) \text{ pk-pk}$$

It appears $R1$ can be chosen independent of ripple, however response time, or the time it takes V_{OUT} to stabilize at a new voltage increases as the size of $C2$ increases, so a compromise between ripple, response time, and linearity must be chosen carefully.

As a final consideration, the maximum attainable input frequency is determined by V_{CC} , $C1$ and I_2 :

$$f_{MAX} = \frac{I_2}{C1 \times V_{CC}}$$

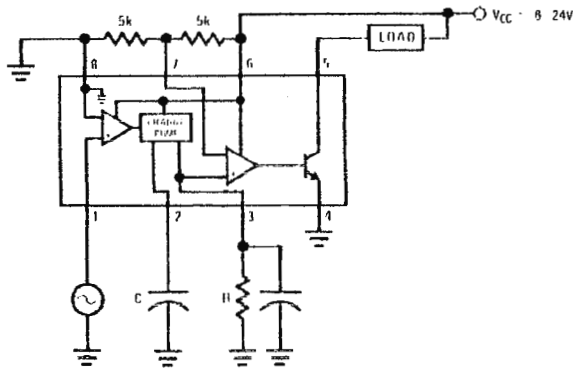
USING ZENER REGULATED OPTIONS (LM2917)

For those applications where an output voltage or current must be obtained independent of supply voltage variations, the LM2917 is offered. The most important consideration in choosing a dropping resistor from the unregulated supply to the device is that the tachometer and op amp circuitry alone require about 3 mA at the voltage level provided by the zener. At low supply voltages there must be some current flowing in the resistor above the 3 mA circuit current to operate the regulator. As an example, if the raw supply varies from 9V to 16V, a resistance of 470 Ω will minimize the zener voltage variation to 160 mV. If the resistance goes under 400 Ω or over 600 Ω the zener variation quickly rises above 200 mV for the same input variation.

TL/H/7942-B

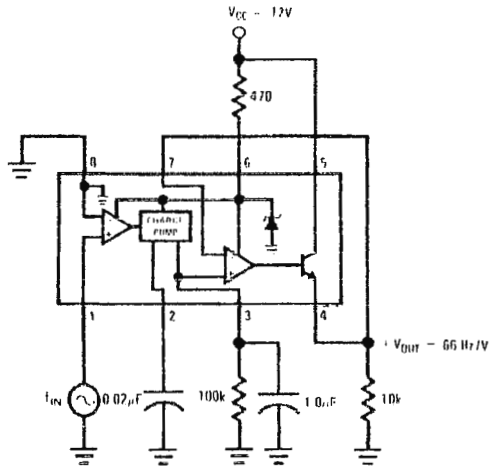
Typical Applications (Continued)

"Speed Switch" Load is Energized When $f_{IN} \geq \frac{1}{2RC}$



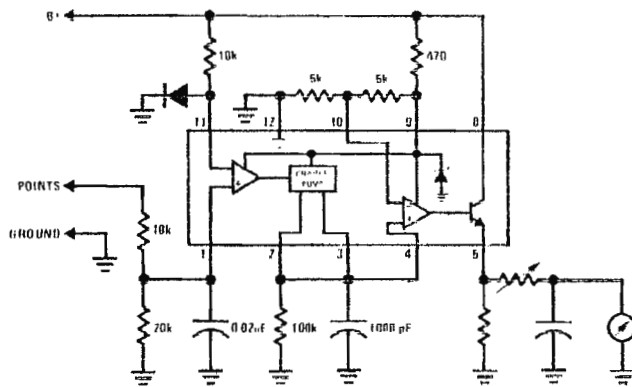
TL/H/7942 - 9

Zener Regulated Frequency to Voltage Converter



TL/H/7942 - 10

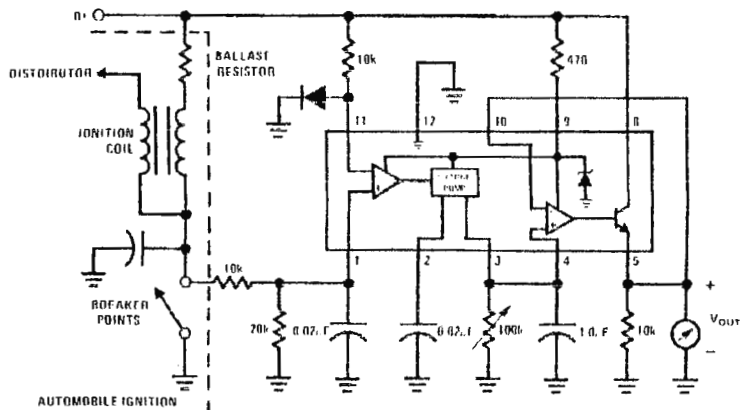
Breaker Point Dwell Meter



TL/H/7942 - 11

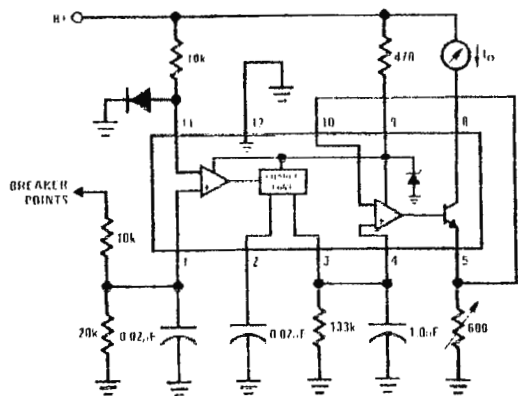
Typical Applications (Continued)

Voltage Driven Meter Indicating Engine RPM
 $V_O = 6V @ 400 \text{ Hz or } 6000 \text{ ERPM (8 Cylinder Engine)}$



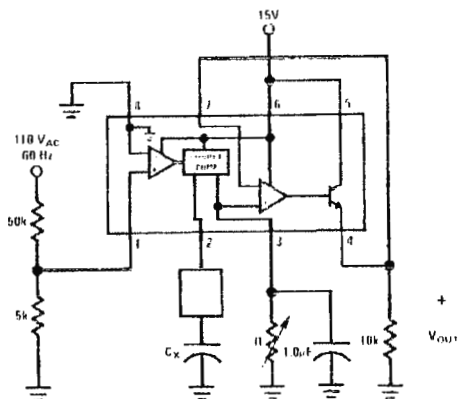
TL/H/7942-12

Current Driven Meter Indicating Engine RPM
 $I_O = 10 \text{ mA @ } 300 \text{ Hz or } 6000 \text{ ERPM (6 Cylinder Engine)}$



TL/H/7942-13

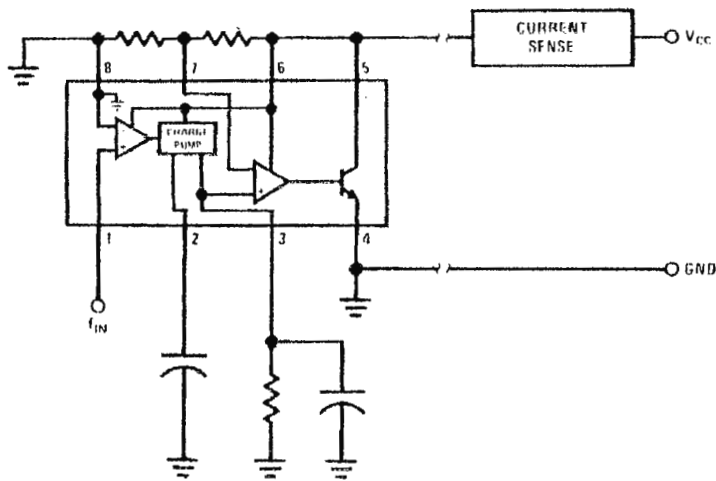
Capacitance Meter
 $V_{OUT} = 1V-10V \text{ for } C_X = 0.01 \text{ to } 0.1 \text{ mFd}$
 $(R = 111k)$



TL/H/7942-14

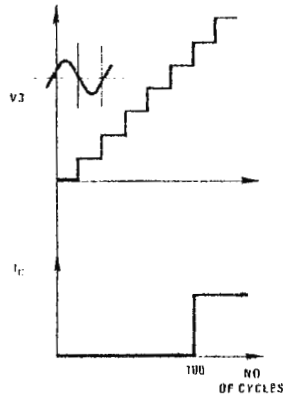
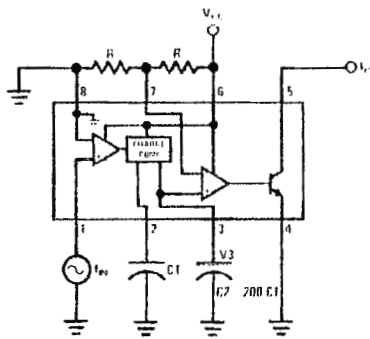
Typical Applications (Continued)

Two-Wire Remote Speed Switch



TL/H/7942-15

100 Cycle Delay Switch



V_3 steps up in voltage by the amount $\frac{V_{CC} \cdot C_1}{C_2}$ for each complete input cycle (2 zero crossings)

Example:
If $C_2 = 200 C_1$ after 100 consecutive input cycles,
 $V_3 = 1/2 V_{CC}$

TL/H/7942-16

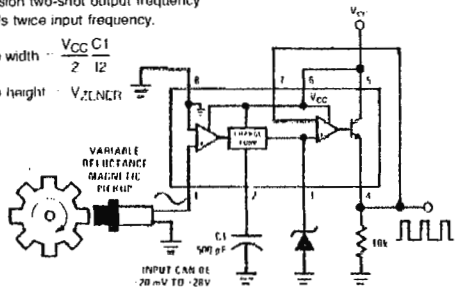
Typical Applications (Continued)

Variable Reluctance Magnetic Pickup Buffer Circuits

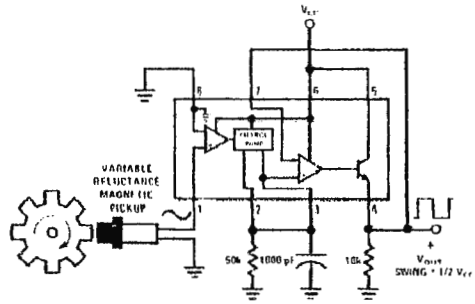
Precision two-shot output frequency equals twice input frequency.

$$\text{Pulse width} = \frac{V_{CC} C1}{2 I2}$$

$$\text{Pulse height} = V_{ZENER}$$

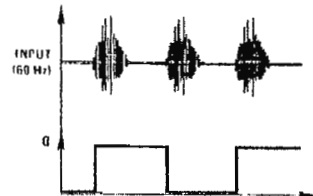
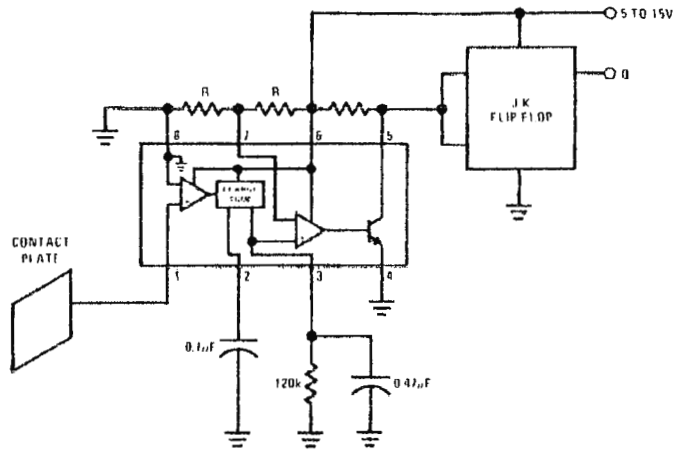


TL/H/7942-39



TL/H/7942-17

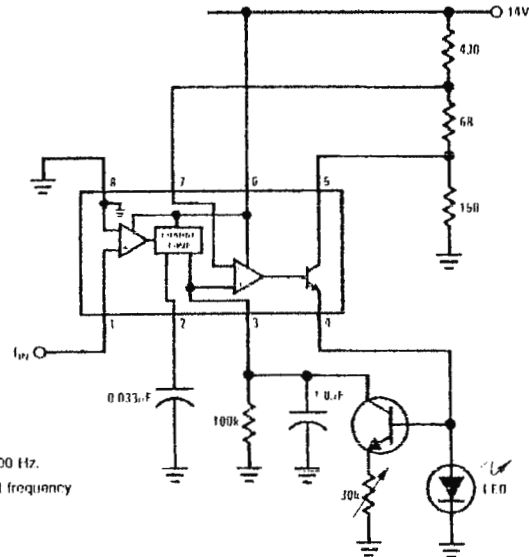
Finger Touch or Contact Switch



TL/H/7942-18

TL/H/7942-18

Flashing LED Indicates Overspeed

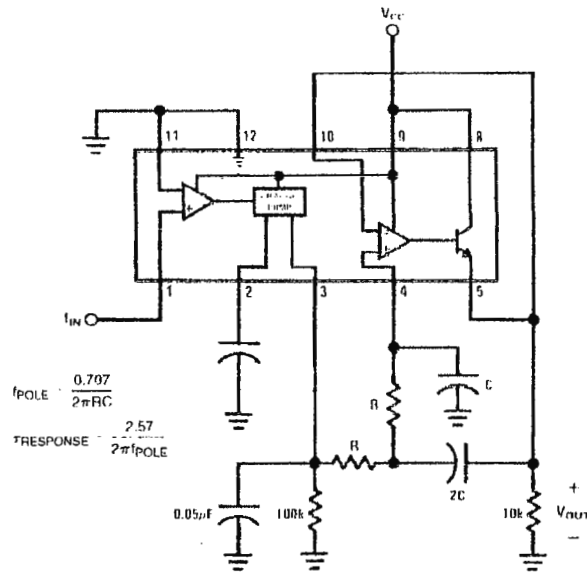


Flashing begins when $f_{IN} > 100$ Hz.
Flash rate increases with input frequency increase beyond trip point.

TL/H/7942-20

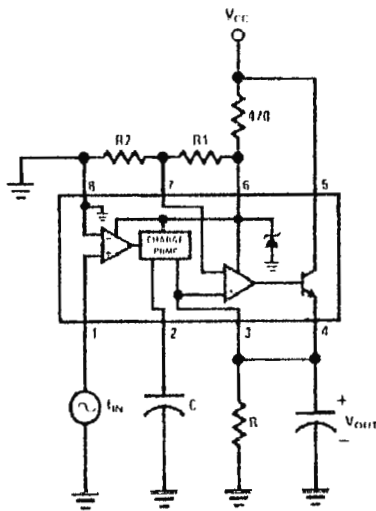
Typical Applications (Continued)

Frequency to Voltage Converter with 2 Pole Butterworth Filter to Reduce Ripple

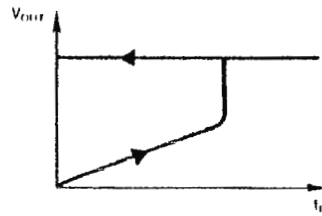


TL/H/7942-21

Overspeed Latch



TL/H/7942-22



Output latches when

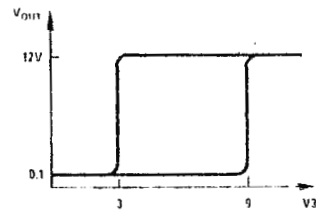
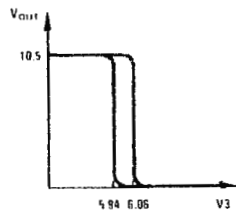
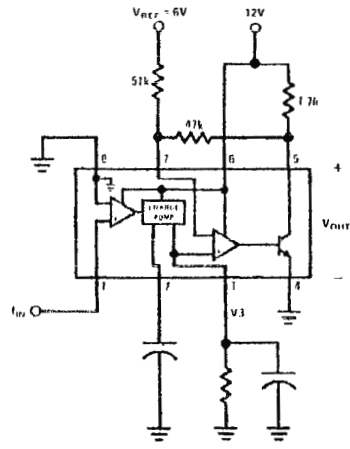
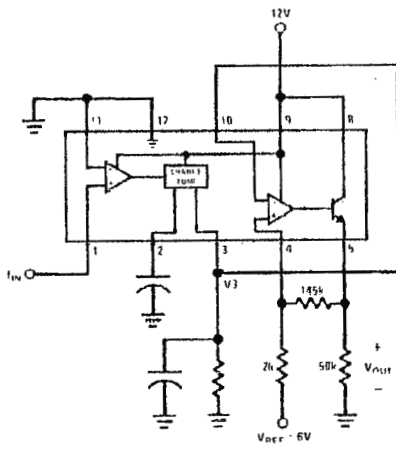
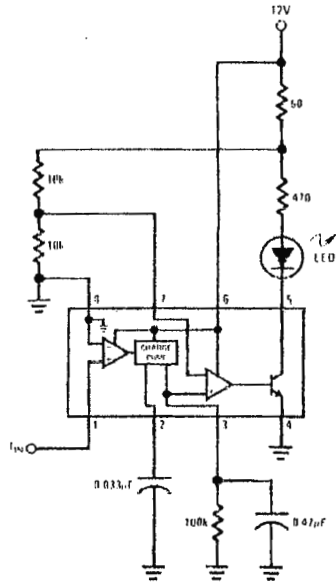
$$f_{IN} > \frac{R2}{R1 + R2 RC}$$

Reset by removing V_{CC} .

TL/H/7942-23

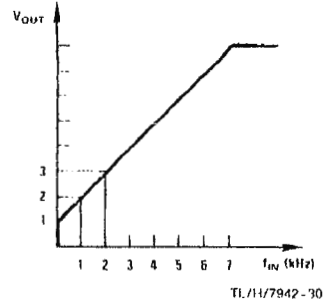
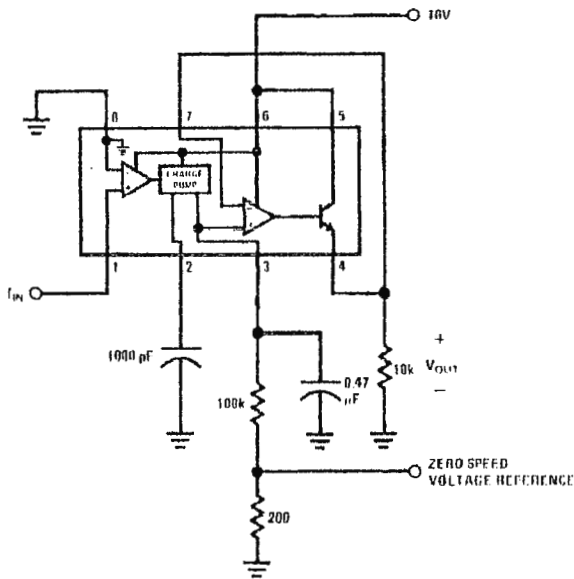
Typical Applications (Continued)

Some Frequency Switch Applications May Require Hysteresis in the Comparator Function Which can be Implemented in Several Ways:



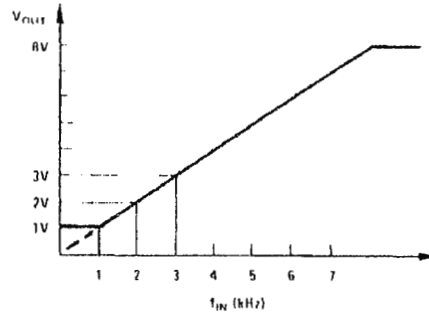
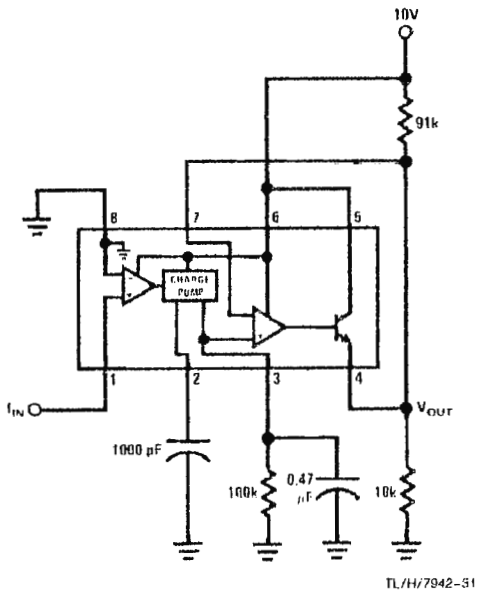
Typical Applications (Continued)

Changing the Output Voltage for an Input Frequency of Zero



TL/H/7942-29

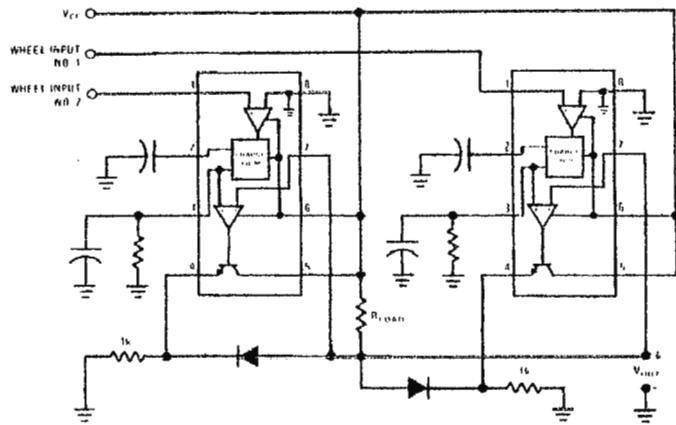
Changing Tachometer Gain Curve or Clamping the Minimum Output Voltage



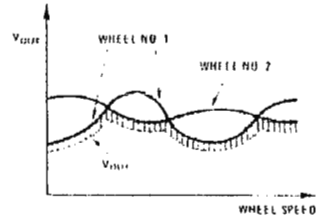
TL/H/7942-31

Anti-Skid Circuit Functions

"Select-Low" Circuit



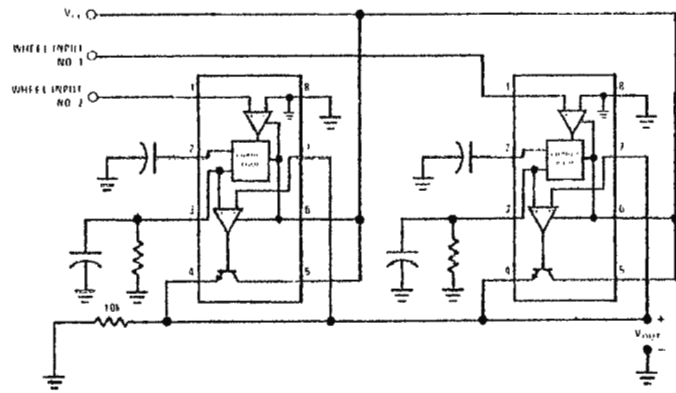
TL/H/7942-33



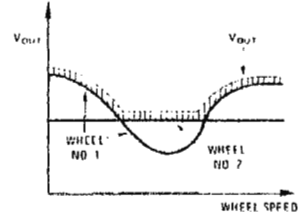
TL/H/7942-34

V_{OUT} is proportional to the lower of the two input wheel speeds.

"Select-High" Circuit



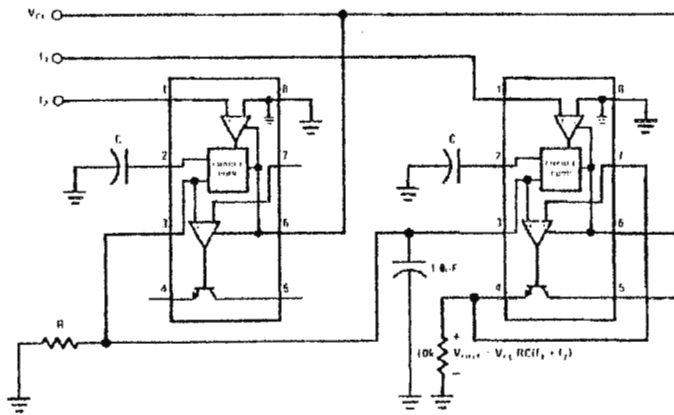
TL/H/7942-35



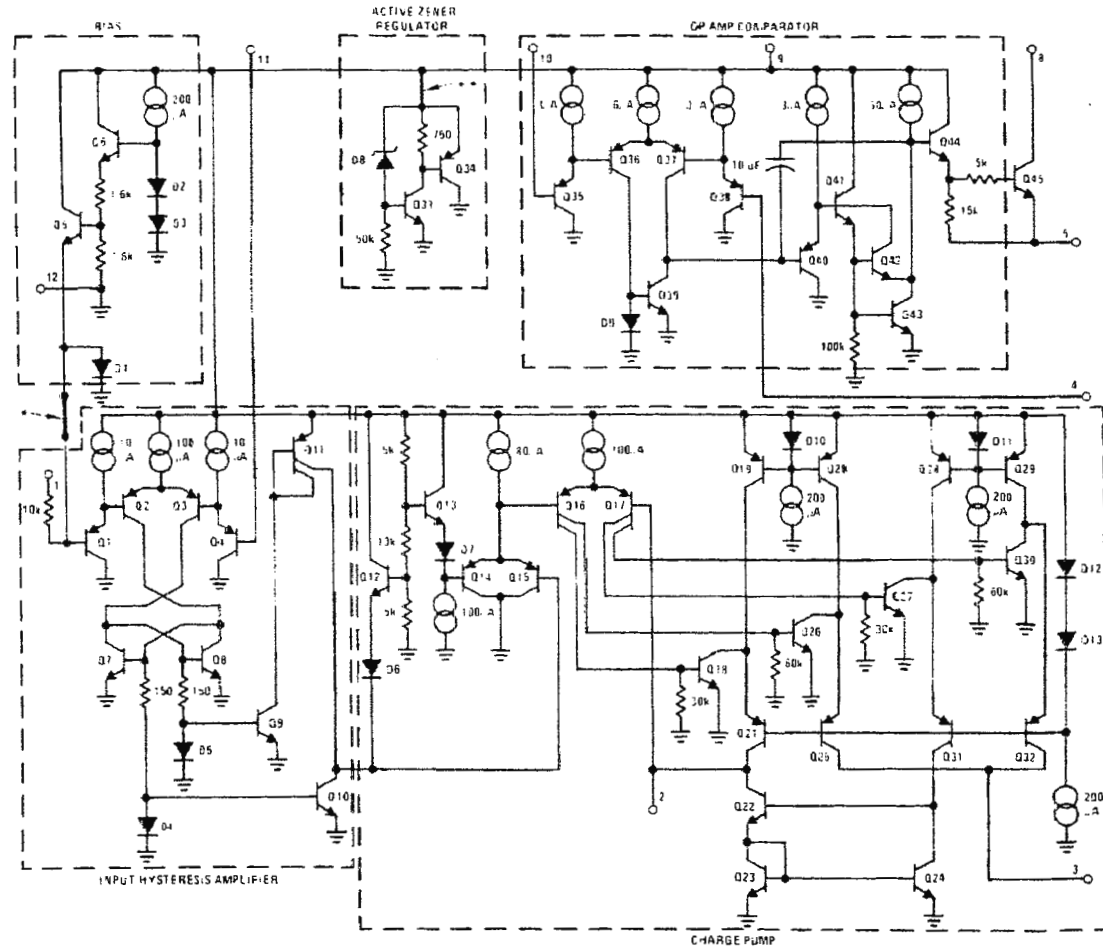
TL/H/7942-36

V_{OUT} is proportional to the higher of the two input wheel speeds.

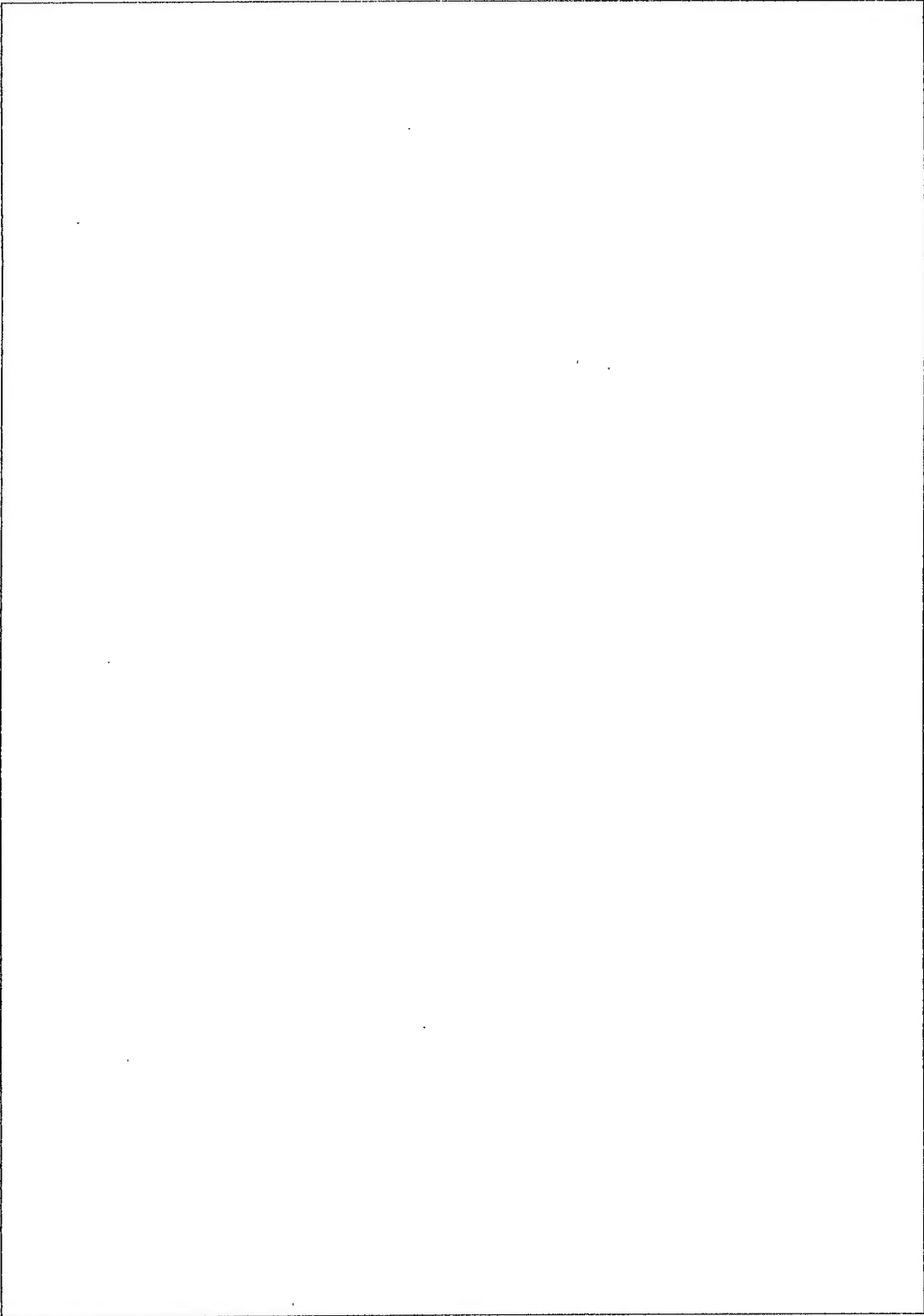
"Select-Average" Circuit



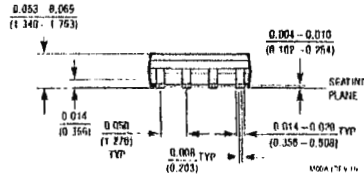
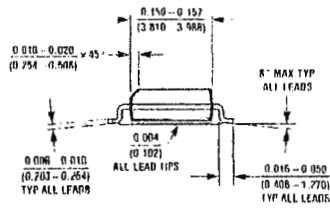
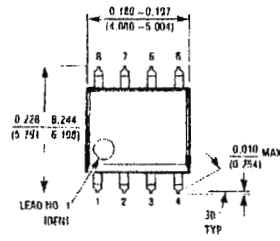
TL/H/7942-37



*This connection made on LM2907-8 and LM2917-8 only.
 **This connection made on LM2917 and LM2917-8 only.

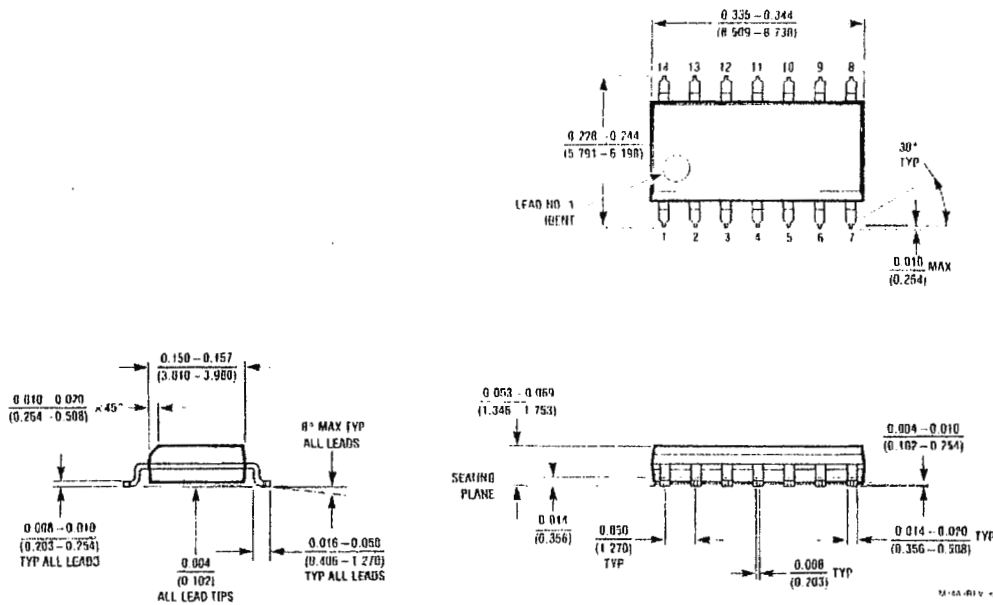


Physical Dimensions inches (millimeters)

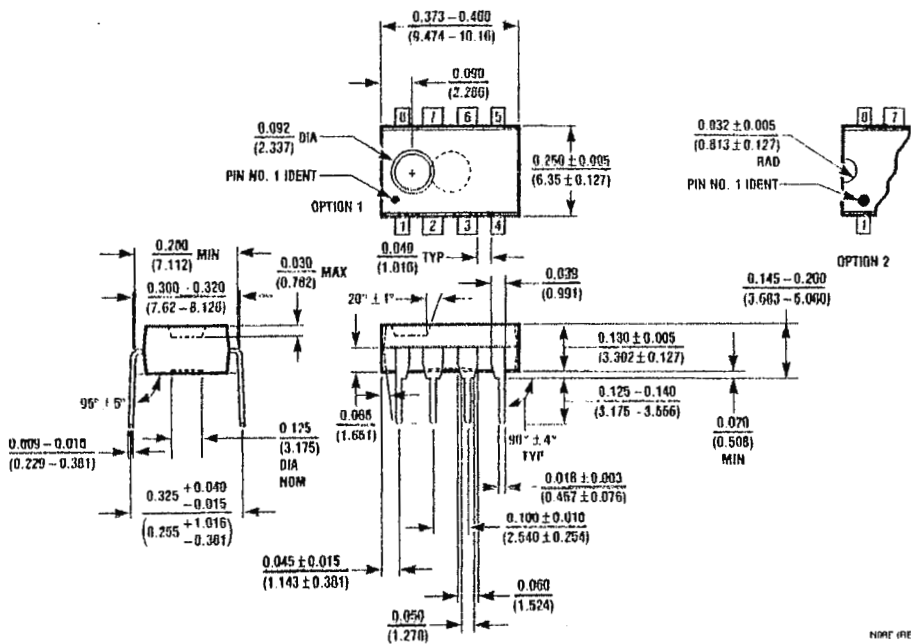


**8-Lead (0.150" Wide) Molded Small Outline Package, JEDEC
Order Number LM2907M-8 or LM2917M-8
NS Package Number M08A**

Physical Dimensions inches (millimeters) (Continued)

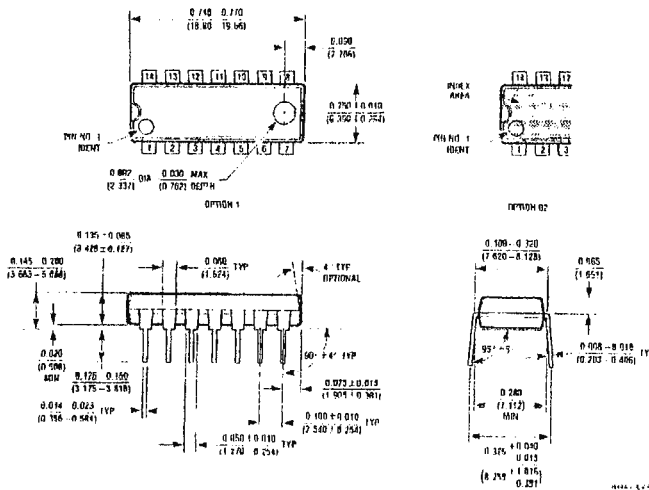


Molded SO Package (M)
Order Number LM2917M
NS Package Number M14A



Molded Dual-In-Line Package (N)
Order Number LM2907N-8 or LM2917N-8
NS Package Number N08E

Physical Dimensions inches (millimeters) (Continued)



Molded Dual-In-Line Package (N)
Order Number LM2907N or LM2917N
NS Package Number N14A

LIFE SUPPORT POLICY

NATIONAL'S PRODUCTS ARE NOT AUTHORIZED FOR USE AS CRITICAL COMPONENTS IN LIFE SUPPORT DEVICES OR SYSTEMS WITHOUT THE EXPRESS WRITTEN APPROVAL OF THE PRESIDENT OF NATIONAL SEMICONDUCTOR CORPORATION. As used herein:

- f. Life support devices or systems are devices or systems which, (a) are intended for surgical implant into the body, or (b) support or sustain life, and whose failure to perform, when properly used in accordance with instructions for use provided in the labeling, can be reasonably expected to result in a significant injury to the user.
- 2. A critical component is any component of a life support device or system whose failure to perform can be reasonably expected to cause the failure of the life support device or system, or to affect its safety or effectiveness.



National Semiconductor Corporation
 1111 West Bardin Road
 Arlington, TX 76017
 Tel: 1(800) 272-9959
 Fax: 1(800) 737-7018

National Semiconductor Europe
 Fax: (+49) 0-180-530 85 88
 Email: cnjwge@tevm2.nsc.com
 Deutsch Tel: (+49) 0-180-530 85 85
 English Tel: (+49) 0-180-532 78 32
 Français Tel: (+49) 0-180-532 03 58
 Italiano Tel: (+49) 0-180-534 16 80

National Semiconductor Hong Kong Ltd.
 13th Floor, Straight Block,
 Ocean Centre, 5 Canton Rd.
 Tsimshatsui, Kowloon
 Hong Kong
 Tel: (852) 2737-1600
 Fax: (852) 2738-9960

National Semiconductor Japan Ltd.
 Tel: 81-043-298-2309
 Fax: 81-043-298-2408

National does not assume any responsibility for use of any circuitry described, no circuit patent licenses are implied and National reserves the right at any time without notice to change said circuitry and specifications.

ADC0808/ADC0809

8-Bit μ P Compatible A/D Converters with 8-Channel Multiplexer

General Description

The ADC0808, ADC0809 data acquisition component is a monolithic CMOS device with an 8-bit analog-to-digital converter, 8-channel multiplexer and microprocessor compatible control logic. The 8-bit A/D converter uses successive approximation as the conversion technique. The converter features a high impedance chopper stabilized comparator, a 256R voltage divider with analog switch tree and a successive approximation register. The 8-channel multiplexer can directly access any of 8 single-ended analog signals.

The device eliminates the need for external zero and full-scale adjustments. Easy interfacing to microprocessors is provided by the latched and decoded multiplexer address inputs and latched TTL TRI-STATE® outputs.

The design of the ADC0808, ADC0809 has been optimized by incorporating the most desirable aspects of several A/D conversion techniques. The ADC0808, ADC0809 offers high speed, high accuracy, minimal temperature dependence, excellent long-term accuracy and repeatability, and consumes minimal power. These features make this device ideally suited to applications from process and machine control to consumer and automotive applications. For 16-channel multiplexer with common output (sample/hold port) see ADC0816 data sheet. (See AN-247 for more information.)

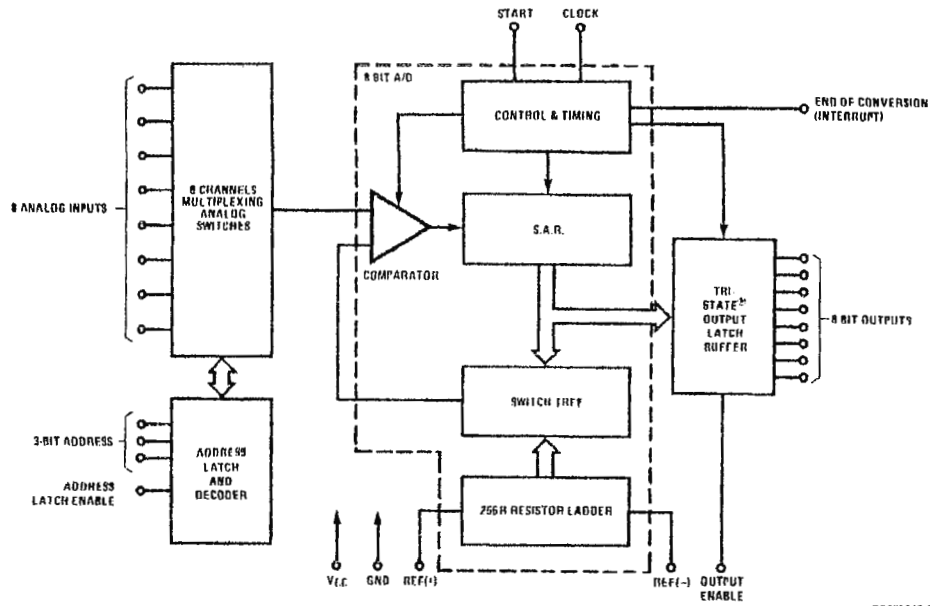
Features

- Easy interface to all microprocessors
- Operates ratiometrically or with $5 V_{DC}$ or analog span adjusted voltage reference
- No zero or full-scale adjust required
- 8-channel multiplexer with address logic
- 0V to 5V input range with single 5V power supply
- Outputs meet TTL voltage level specifications
- Standard hermetic or molded 28-pin DIP package
- 28-pin molded chip carrier package
- ADC0808 equivalent to MM74C949
- ADC0809 equivalent to MM74C949-1

Key Specifications

- Resolution: 8 Bits
- Total Unadjusted Error: $\pm 1/2$ LSB and ± 1 LSB
- Single Supply: $5 V_{DC}$
- Low Power: 15 mW
- Conversion Time: 100 μ s

Block Diagram



See Ordering Information

05005621

Absolute Maximum Ratings (Notes 1, 2)

If Military/Aerospace specified devices are required, please contact the National Semiconductor Sales Office/Distributors for availability and specifications.

Supply Voltage (V_{CC}) (Note 3)	6.5V
Voltage at Any Pin Except Control Inputs	0.3V to ($V_{CC}+0.3V$)
Voltage at Control Inputs (START, OE, CLOCK, ALE, ADD A, ADD B, ADD C)	0.3V to +15V
Storage Temperature Range	65 C to +150 C
Package Dissipation at $T_A=25$ C	875 mW
Lead Temp. (Soldering, 10 seconds)	
Dual-In-Line Package (plastic)	260 C

Dual-In-Line Package (ceramic)	300 C
Molded Chip Carrier Package	
Vapor Phase (60 seconds)	215 C
Infrared (15 seconds)	220 C
ESD Susceptibility (Note 8)	400V

Operating Conditions (Notes 1, 2)

Temperature Range (Note 1)	$T_{MIN} \leq T_A \leq T_{MAX}$
ADC0808CJ	55 C $\leq T_A \leq$ +125 C
ADC0808CCJ, ADC0808CCN, ADC0809CCN	40 C $\leq T_A \leq$ +85 C
ADC0808CCV, ADC0809CCV	40 C $\leq T_A \leq$ +85 C
Range of V_{CC} (Note 1)	4.5 V_{DC} to 6.0 V_{DC}

Electrical Characteristics

Converter Specifications: $V_{CC}=5 V_{DC}$, $V_{REF+}, V_{REF-}=GND$, $T_{MIN} \leq T_A \leq T_{MAX}$ and $f_{CLK}=640$ kHz unless otherwise stated.

Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units
	ADC0808					
	Total Unadjusted Error (Note 5)	25 C T_{MIN} to T_{MAX}			$\pm 1/2$ $\pm 1/4$	LSB LSB
	ADC0809					
	Total Unadjusted Error (Note 5)	0 C to 70 C T_{MIN} to T_{MAX}			± 1 $\pm 1/4$	LSB LSB
	Input Resistance	From Ref(+) to Ref()	1.0	2.5		k Ω
	Analog Input Voltage Range	(Note 4) V(+) or V()	GND 0.10		$V_{CC}+0.10$	V_{DC}
$V_{REF(+)}$	Voltage, Top of Ladder	Measured at Ref(+)		V_{CC}	$V_{CC}+0.1$	V
$\frac{V_{REF(+)} + V_{REF(-)}}{2}$	Voltage, Center of Ladder		$V_{CC}/2-0.1$	$V_{CC}/2$	$V_{CC}/2+0.1$	V
$V_{REF(-)}$	Voltage, Bottom of Ladder	Measured at Ref()	0.1	0		V
I_{IN}	Comparator Input Current	$f_c=640$ kHz, (Note 6)	2	± 0.5	2	μA

Electrical Characteristics

Digital Levels and DC Specifications: ADC0808CJ 4.5V $\leq V_{CC} \leq$ 5.5V, 55 C $\leq T_A \leq$ +125 C unless otherwise noted
ADC0808CCJ, ADC0808CCN, ADC0808CCV, ADC0809CCN and ADC0809CCV, 4.75 $\leq V_{CC} \leq$ 5.25V, 40 C $\leq T_A \leq$ +85 C unless otherwise noted

Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units
ANALOG MULTIPLEXER						
$I_{OFF(+)}$	OFF Channel Leakage Current	$V_{CC}=5V$, $V_{IN}=5V$, $T_A=25$ C T_{MIN} to T_{MAX}		10	200 1.0	nA μA
$I_{OFF(-)}$	OFF Channel Leakage Current	$V_{CC}=5V$, $V_{IN}=0$, $T_A=25$ C T_{MIN} to T_{MAX}	200 1.0	10		nA μA
CONTROL INPUTS						
$V_{IN(1)}$	Logical "1" Input Voltage		V_{CC} 1.5			V
$V_{IN(0)}$	Logical "0" Input Voltage				1.5	V
$I_{IN(1)}$	Logical "1" Input Current (The Control Inputs)	$V_{IN}=15V$			1.0	μA
$I_{IN(0)}$	Logical "0" Input Current (The Control Inputs)	$V_{IN}=0$	1.0			μA
I_{CC}	Supply Current	$f_{CLK}=640$ kHz		0.3	3.0	mA

Electrical Characteristics (Continued)

Digital Levels and DC Specifications: ADC0808CJ 4.5V ≤ V_{CC} ≤ 5.5V, 55 C ≤ T_A ≤ +125 C unless otherwise noted
 ADC0808CCJ, ADC0808CCN, ADC0808CCV, ADC0809CCN and ADC0809CCV, 4.75V ≤ V_{CC} ≤ 5.25V, 40 C ≤ T_A ≤ +85 C unless otherwise noted

Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units
DATA OUTPUTS AND EOC (INTERRUPT)						
V _{OUT(1)}	Logical "1" Output Voltage	I _O = 360 μA	V _{CC} 0.4			V
V _{OUT(0)}	Logical "0" Output Voltage	I _O = 1.6 mA			0.45	V
V _{OUT(0)}	Logical "0" Output Voltage EOC	I _O = 1.2 mA			0.45	V
I _{OUT}	TRI-STATE Output Current	V _O = 5V V _O = 0	3		3	μA μA

Electrical Characteristics

Timing Specifications V_{CC} = V_{REF(+)} = 5V, V_{REF(-)} = GND, t_r = t_f = 20 ns and T_A = 25 C unless otherwise noted.

Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units
t _{WS}	Minimum Start Pulse Width	(Figure 5)		100	200	ns
t _{WALE}	Minimum ALE Pulse Width	(Figure 5)		100	200	ns
t _S	Minimum Address Set-Up Time	(Figure 5)		25	50	ns
t _H	Minimum Address Hold Time	(Figure 5)		25	50	ns
t _D	Analog MUX Delay Time From ALE	R _S = 0 Ω (Figure 5)		1	2.5	μS
t ₁₁ , t ₁₀	OE Control to Q Logic State	C _L = 50 pF, R _L = 10k (Figure 8)		125	250	ns
t _{1H} , t _{0H}	OE Control to Hi-Z	C _L = 10 pF, R _L = 10k (Figure 8)		125	250	ns
t _c	Conversion Time	f _c = 640 kHz, (Figure 5) (Note 7)	90	100	116	μS
f _c	Clock Frequency		10	640	1280	kHz
t _{EOC}	EOC Delay Time	(Figure 5)	0		8+2	μS Clock Periods
C _{IN}	Input Capacitance	At Control Inputs		10	15	pF
C _{OUT}	TRI-STATE Output Capacitance	At TRI-STATE Outputs		10	15	pF

Note 1: Absolute Maximum Ratings indicate limits beyond which damage to the device may occur. DC and AC electrical specifications do not apply when operating the device beyond its specified operating conditions.

Note 2: All voltages are measured with respect to GND, unless otherwise specified.

Note 3: A zener diode exists, internally, from V_{CC} to GND and has a typical breakdown voltage of 7 V_{DC}.

Note 4: Two on-chip diodes are tied to each analog input which will forward conduct for analog input voltages one diode drop below ground or one diode drop greater than the V_{CCN} supply. The spec allows 100 mV forward bias of either diode. This means that as long as the analog V_{IN} does not exceed the supply voltage by more than 100 mV, the output code will be correct. To achieve an absolute 0V_{DIP} to 5V_{DC}, input voltage range will therefore require a minimum supply voltage of 4.900 V_{DIP}, over temperature variations, initial tolerance and loading.

Note 5: Total unadjusted error includes offset, full-scale, linearity, and multiplexer errors. See Figure 2. None of these A/Ds requires a zero or full-scale adjust. However, if an all zero code is desired for an analog input other than 0.0V, or if a narrow full scale span exists (for example, 0.5V to 4.5V full scale) the reference voltages can be adjusted to achieve this. See Figure 13.

Note 6: Comparator input current is a bias current into or out of the chopper stabilized comparator. The bias current varies directly with clock frequency and has little temperature dependence (Figure *NO TGT fig NS0592*). See paragraph 4.0.

Note 7: The outputs of the data register are updated one clock cycle before the rising edge of EOC.

Note 8: Human body model, 100 pF discharged through a 1.5 kΩ resistor.

Functional Description

Multiplexer. The device contains an 8-channel single-ended analog signal multiplexer. A particular input channel is selected by using the address decoder. Table 1 shows the input states for the address lines to select any channel. The address is latched into the decoder on the low-to-high transition of the address latch enable signal.

TABLE 1.

SELECTED ANALOG CHANNEL	ADDRESS LINE		
	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

CONVERTER CHARACTERISTICS

The Converter

The heart of this single chip data acquisition system is its 8-bit analog to-digital converter. The converter is designed to give fast, accurate, and repeatable conversions over a wide range of temperatures. The converter is partitioned into 3 major sections: the 256R ladder network, the successive approximation register, and the comparator. The converter's digital outputs are positive true.

The 256R ladder network approach (Figure 1) was chosen over the conventional R/2R ladder because of its inherent monotonicity, which guarantees no missing digital codes. Monotonicity is particularly important in closed loop feedback control systems. A non-monotonic relationship can cause oscillations that will be catastrophic for the system. Additionally, the 256R network does not cause load variations on the reference voltage.

The bottom resistor and the top resistor of the ladder network in Figure 1 are not the same value as the remainder of the network. The difference in these resistors causes the output characteristic to be symmetrical with the zero and full-scale points of the transfer curve. The first output transition occurs when the analog signal has reached $+1/2$ LSB and succeeding output transitions occur every 1 LSB later up to full-scale.

The successive approximation register (SAR) performs 8 iterations to approximate the input voltage. For any SAR type converter, n-iterations are required for an n-bit converter. Figure 2 shows a typical example of a 3-bit converter. In the ADC0808, ADC0809, the approximation technique is extended to 8 bits using the 256R network.

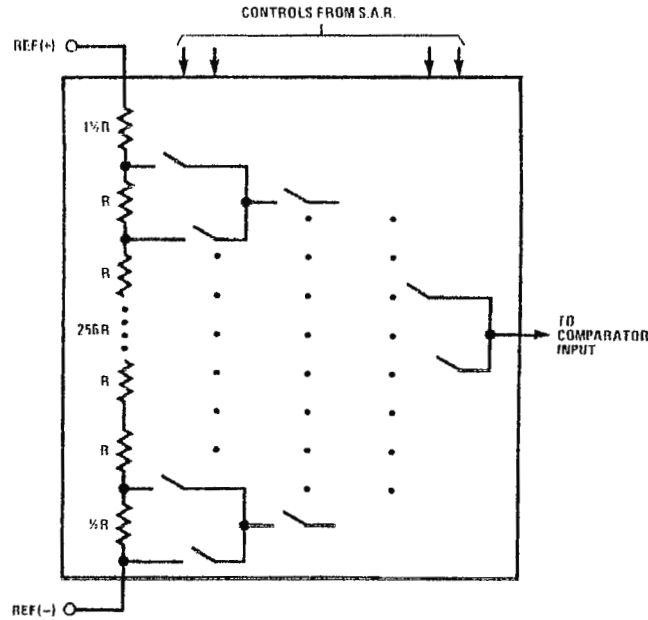
The A/D converter's successive approximation register (SAR) is reset on the positive edge of the start conversion (SC) pulse. The conversion is begun on the falling edge of the start conversion pulse. A conversion in process will be interrupted by receipt of a new start conversion pulse. Continuous conversion may be accomplished by tying the end-of-conversion (EOC) output to the SC input. If used in this mode, an external start conversion pulse should be applied after power up. End-of-conversion will go low between 0 and 8 clock pulses after the rising edge of start conversion.

The most important section of the A/D converter is the comparator. It is this section which is responsible for the ultimate accuracy of the entire converter. It is also the comparator drift which has the greatest influence on the repeatability of the device. A chopper-stabilized comparator provides the most effective method of satisfying all the converter requirements.

The chopper-stabilized comparator converts the DC input signal into an AC signal. This signal is then fed through a high gain AC amplifier and has the DC level restored. This technique limits the drift component of the amplifier since the drift is a DC component which is not passed by the AC amplifier. This makes the entire A/D converter extremely insensitive to temperature, long term drift and input offset errors.

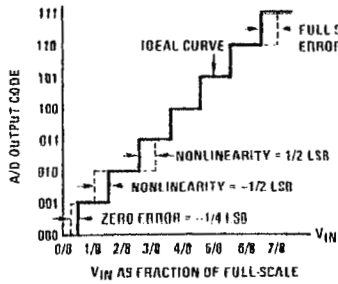
Figure 4 shows a typical error curve for the ADC0808 as measured using the procedures outlined in AN-179.

Functional Description (Continued)



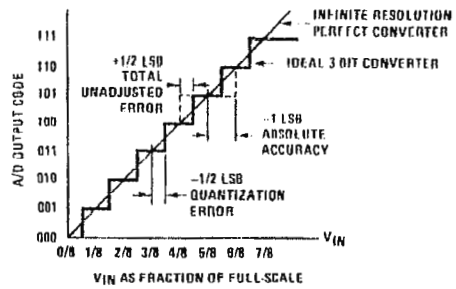
DS005672-2

FIGURE 1. Resistor Ladder and Switch Tree



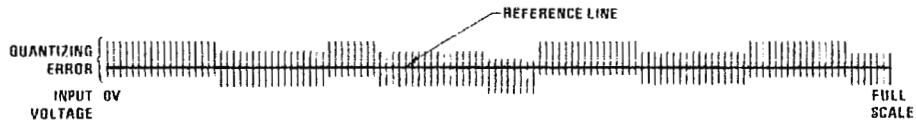
DS005672-13

FIGURE 2. 3-Bit A/D Transfer Curve



DS005672-14

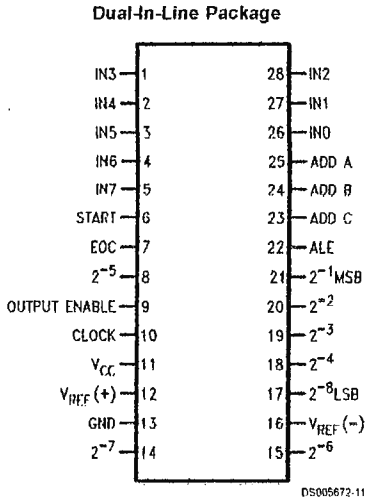
FIGURE 3. 3-Bit A/D Absolute Accuracy Curve



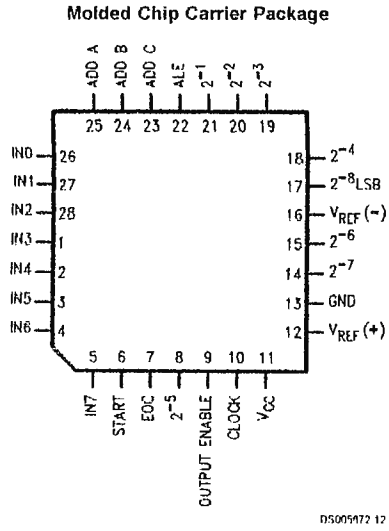
DS005672-15

FIGURE 4. Typical Error Curve

Connection Diagrams



Order Number ADC0808CCN, ADC0809CCN,
ADC0808CCJ or ADC0808CJ
See NS Package J28A or N28A



Order Number ADC0808CCV or ADC0809CCV
See NS Package V28A

Timing Diagram

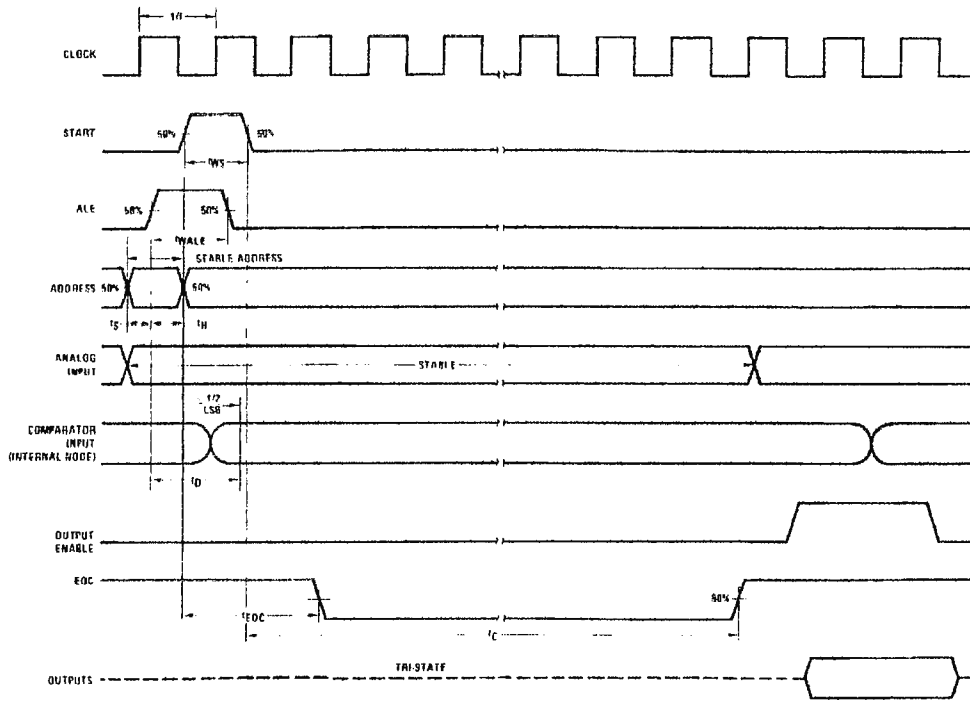


FIGURE 5.

Typical Performance Characteristics

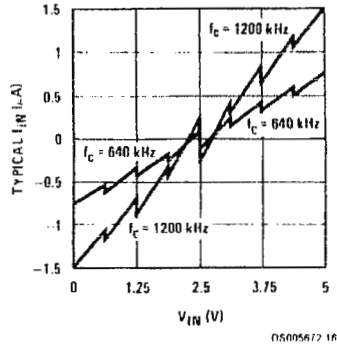


FIGURE 6. Comparator I_{IN} vs V_{IN}
($V_{CC}=V_{REF}=5V$)

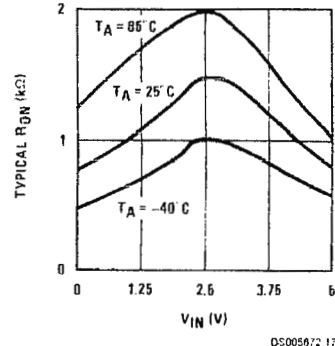


FIGURE 7. Multiplexer R_{ON} vs V_{IN}
($V_{CC}=V_{REF}=5V$)

TRI-STATE Test Circuits and Timing Diagrams

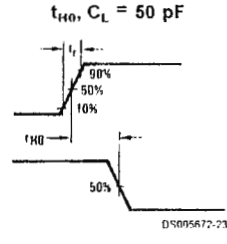
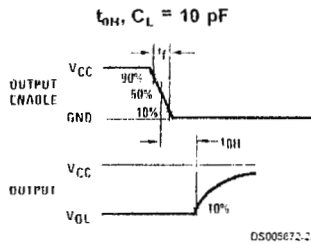
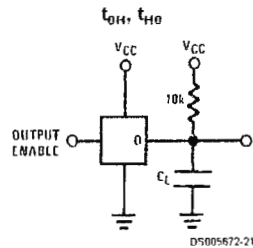
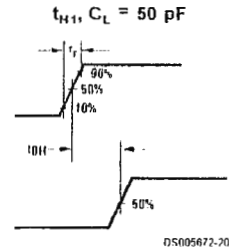
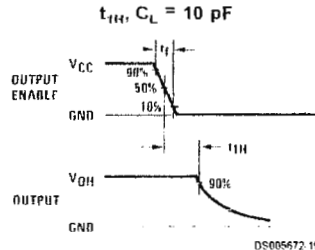
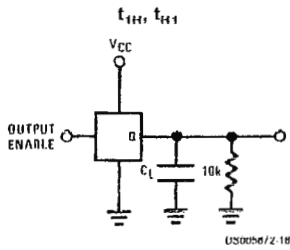


FIGURE 8.

Applications Information

OPERATION

1.0 RATIO-METRIC CONVERSION

The ADC0808, ADC0809 is designed as a complete Data Acquisition System (DAS) for ratio-metric conversion systems. In ratio-metric systems, the physical variable being measured is expressed as a percentage of full-scale which is not necessarily related to an absolute standard. The voltage input to the ADC0808 is expressed by the equation

$$\frac{V_{IN}}{V_{FS} - V_Z} = \frac{D_X}{D_{MAX} - D_{MIN}} \quad (1)$$

V_{IN} = Input voltage into the ADC0808

V_{FS} = Full-scale voltage

V_Z = Zero voltage

D_X = Data point being measured

D_{MAX} = Maximum data limit

D_{MIN} = Minimum data limit

A good example of a ratio-metric transducer is a potentiometer used as a position sensor. The position of the wiper is directly proportional to the output voltage which is a ratio of the full-scale voltage across it. Since the data is represented as a proportion of full-scale, reference requirements are greatly reduced, eliminating a large source of error and cost for many applications. A major advantage of the ADC0808, ADC0809 is that the input voltage range is equal to the supply range so the transducers can be connected directly across the supply and their outputs connected directly into the multiplexer inputs, (Figure 9).

Ratio-metric transducers such as potentiometers, strain gauges, thermistor bridges, pressure transducers, etc., are

Applications Information (Continued)

suitable for measuring proportional relationships; however, many types of measurements must be referred to an absolute standard such as voltage or current. This means a system reference must be used which relates the full-scale voltage to the standard volt. For example, if $V_{CC} = V_{REF} = 5.12V$, then the full-scale range is divided into 256 standard steps. The smallest standard step is 1 LSB which is then 20 mV.

2.0 RESISTOR LADDER LIMITATIONS

The voltages from the resistor ladder are compared to the selected into 8 times in a conversion. These voltages are coupled to the comparator via an analog switch tree which is referenced to the supply. The voltages at the top, center and bottom of the ladder must be controlled to maintain proper operation.

The top of the ladder, Ref(+), should not be more positive than the supply, and the bottom of the ladder, Ref(-), should not be more negative than ground. The center of the ladder voltage must also be near the center of the supply because the analog switch tree changes from N-channel switches to P-channel switches. These limitations are automatically satisfied in ratiometric systems and can be easily met in ground referenced systems.

Figure 10 shows a ground referenced system with a separate supply and reference. In this system, the supply must be trimmed to match the reference voltage. For instance, if a 5.12V is used, the supply should be adjusted to the same voltage within 0.1V.

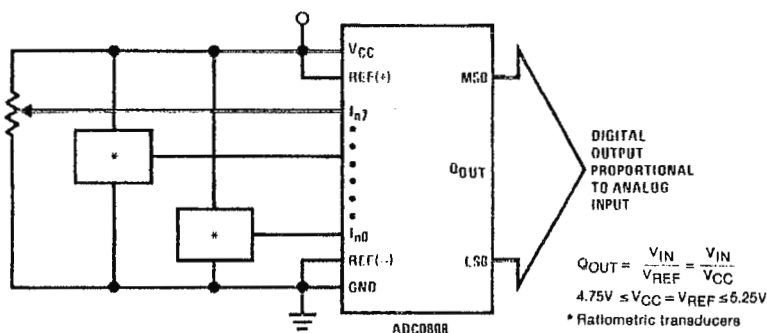
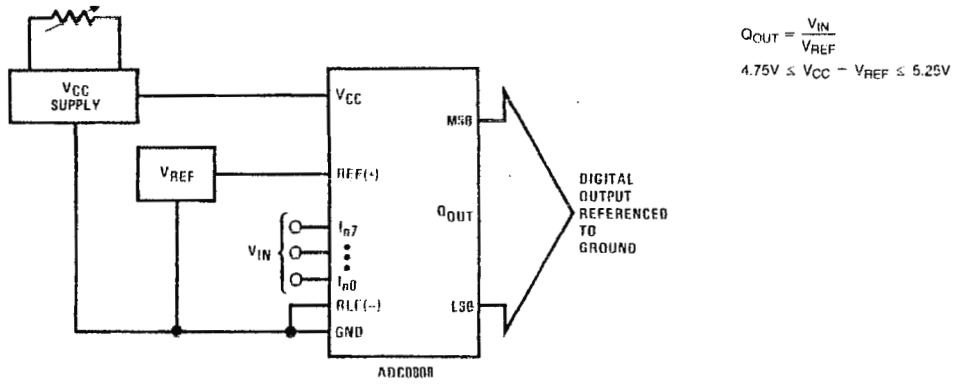


FIGURE 9. Ratiometric Conversion System

The ADC0808 needs less than a milliamp of supply current so developing the supply from the reference is readily accomplished. In Figure 11 a ground referenced system is shown which generates the supply from the reference. The buffer shown can be an op amp of sufficient drive to supply the milliamp of supply current and the desired bus drive, or if a capacitive bus is driven by the outputs a large capacitor will supply the transient supply current as seen in Figure 12. The LM301 is overcompensated to insure stability when loaded by the 10 μF output capacitor.

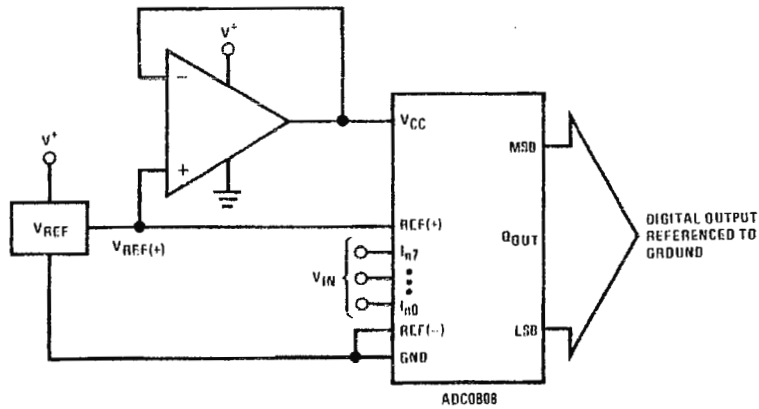
The top and bottom ladder voltages cannot exceed V_{CC} and ground, respectively, but they can be symmetrically less than V_{CC} and greater than ground. The center of the ladder voltage should always be near the center of the supply. The sensitivity of the converter can be increased, (i.e., size of the LSB steps decreased) by using a symmetrical reference system. In Figure 13, a 2.5V reference is symmetrically centered about $V_{CC}/2$ since the same current flows in identical resistors. This system with a 2.5V reference allows the LSB bit to be half the size of a 5V reference system.

Applications Information (Continued)



DS005672-24

FIGURE 10. Ground Referenced Conversion System Using Trimmed Supply



DS005672-25

$$Q_{OUT} = \frac{V_{IN}}{V_{REF}}$$

$$4.75V - V_{CC} = V_{REF} \leq 5.25V$$

FIGURE 11. Ground Referenced Conversion System with Reference Generating V_{CC} Supply

Applications Information (Continued)

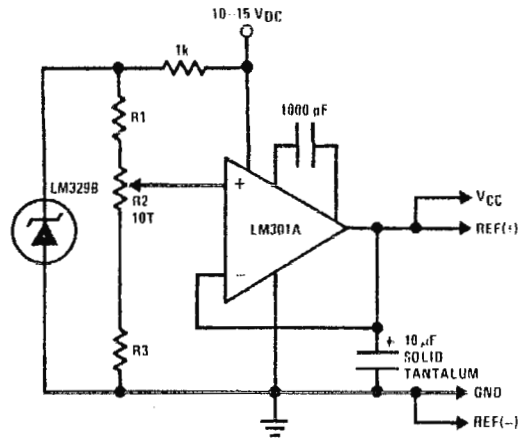
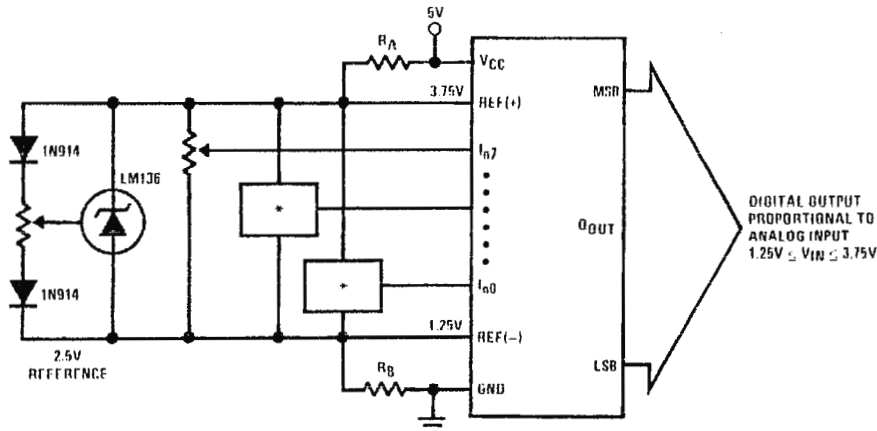


FIGURE 12. Typical Reference and Supply Circuit

DS005672 26



DS005672 27

$R_A = R_B$
*Ratiometric transducers

FIGURE 13. Symmetrically Centered Reference

3.0 CONVERTER EQUATIONS

The transition between adjacent codes N and N+1 is given by:

$$N \rightarrow \frac{V_{IN} - V_{REF(-)}}{V_{REF(+)} - V_{REF(-)}} \times 256 + \text{Absolute Accuracy} \quad (4)$$

$$V_{IN} = \left\{ (V_{REF(+)} - V_{REF(-)}) \left[\frac{N}{256} + \frac{1}{512} \right] \pm V_{TUE} \right\} + V_{REF(-)} \quad (2)$$

The center of an output code N is given by:

$$V_{IN} \left\{ (V_{REF(+)} - V_{REF(-)}) \left[\frac{N}{256} \right] + V_{TUE} \right\} + V_{REF(-)} \quad (3)$$

The output code N for an arbitrary input are the integers within the range.

where: V_{IN} = Voltage at comparator input

$V_{REF(+)}$ = Voltage at Ref(+)

$V_{REF(-)}$ = Voltage at Ref(-)

V_{TUE} = Total unadjusted error voltage (typically

$V_{REF(+)} \div 512$)

Applications Information (Continued)

4.0 ANALOG COMPARATOR INPUTS

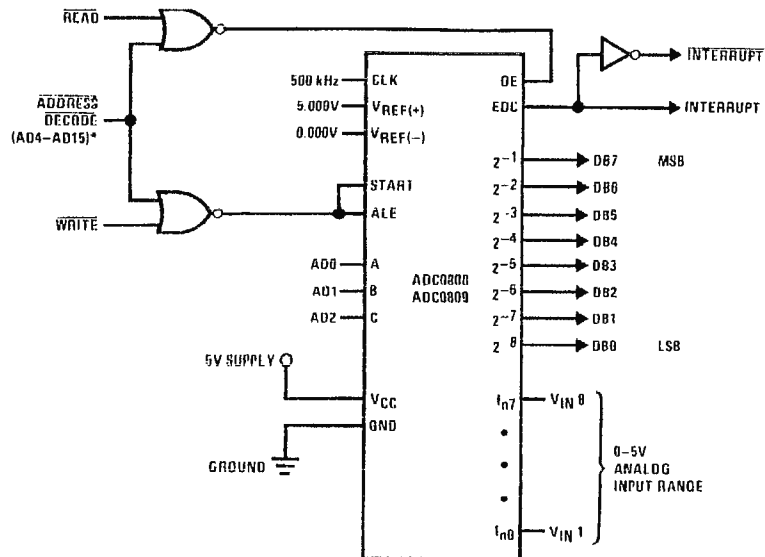
The dynamic comparator input current is caused by the periodic switching of on-chip stray capacitances. These are connected alternately to the output of the resistor ladder/switch tree network and to the comparator input as part of the operation of the chopper stabilized comparator.

The average value of the comparator input current varies directly with clock frequency and with V_{IN} as shown in Figure 6.

If no filter capacitors are used at the analog inputs and the signal source impedances are low, the comparator input current should not introduce converter errors, as the transient created by the capacitance discharge will die out before the comparator output is strobed.

If input filter capacitors are desired for noise reduction and signal conditioning they will tend to average out the dynamic comparator input current. It will then take on the characteristics of a DC bias current whose effect can be predicted conventionally.

Typical Application



DS005622-10

*Address latches needed for 8085 and SC/MP interfacing the ADC0808 to a microprocessor

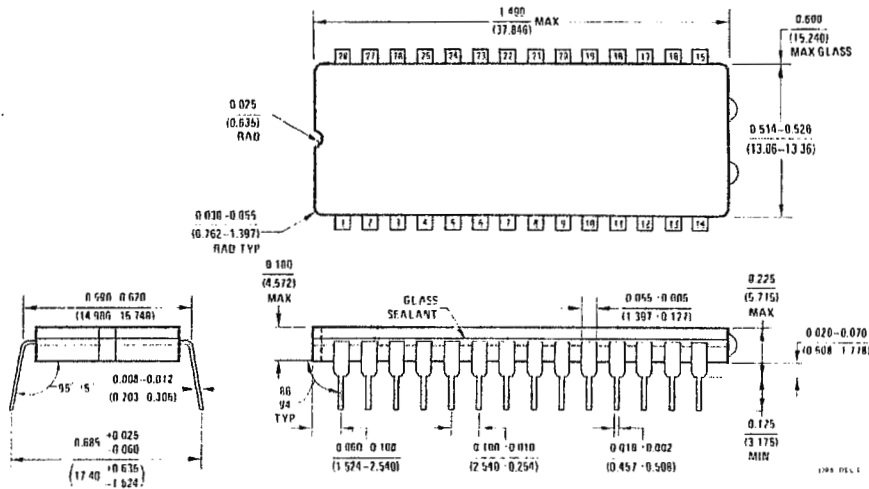
MICROPROCESSOR INTERFACE TABLE

PROCESSOR	READ	WRITE	INTERRUPT (COMMENT)
8080	MEMR	MEMW	INTR (Thru RST Circuit)
8085	\overline{RD}	\overline{WR}	INTR (Thru RST Circuit)
Z-80	\overline{RD}	\overline{WR}	\overline{INT} (Thru RST Circuit, Mode 0)
SC/MP	NRDS	NWDS	SA (Thru Sense A)
6800	$VMA_{\phi 2} \cdot R/W$	$VMA_{\phi 1} \cdot \overline{R/W}$	\overline{IRQA} or \overline{IRQB} (Thru PIA)

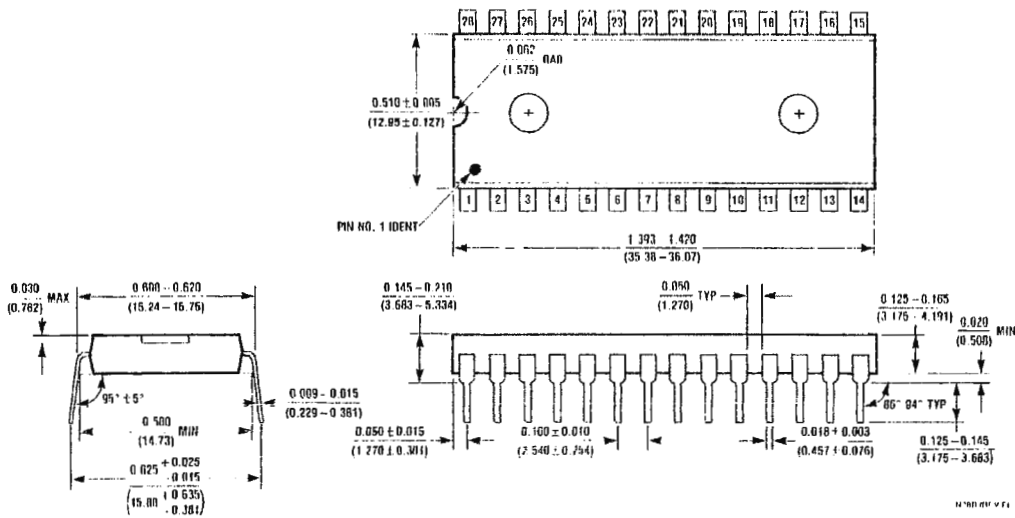
Ordering Information

TEMPERATURE RANGE		40 C to +85 C			55 C to +125 C
Error	$\pm 1/2$ LSB Unadjusted	ADC0808CCN	ADC0808CCV	ADC0808CCJ	ADC0808CJ
	± 1 LSB Unadjusted	ADC0809CCN	ADC0809CCV		
Package Outline		N28A Molded DIP	V28A Molded Chip Carrier	J28A Ceramic DIP	J28A Ceramic DIP

Physical Dimensions inches (millimeters) unless otherwise noted

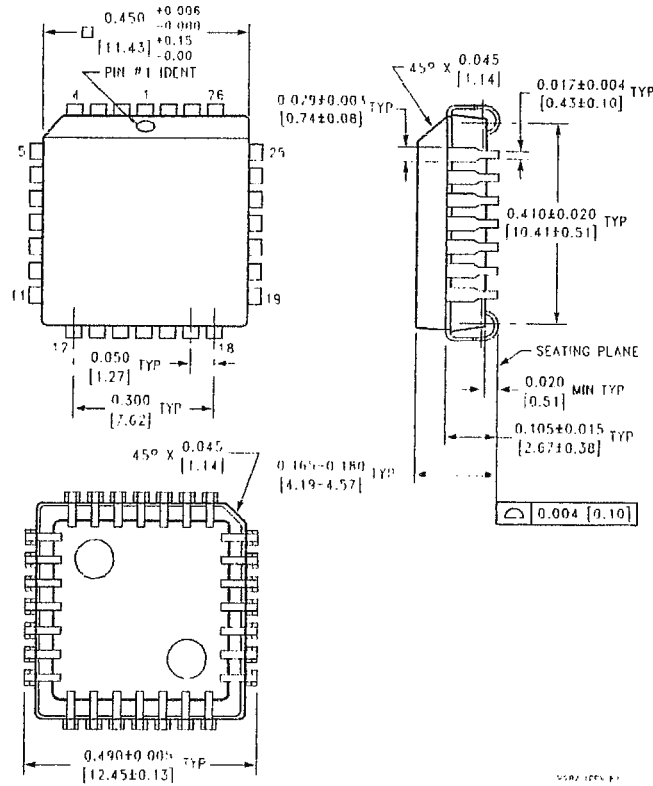


Ceramic Dual-in-Line Package (J)
 Order Number ADC0808CCJ or ADC0808CJ
 NS Package Number J28A



Molded Dual-in-Line Package (N)
 Order Number ADC0808CCN or ADC0809CCN
 NS Package Number N28B

Physical Dimensions inches (millimeters) unless otherwise noted (Continued)



Molded Chip Carrier (V)
Order Number ADC0808CCV or ADC0809CCV
NS Package Number V28A

LIFE SUPPORT POLICY

NATIONAL'S PRODUCTS ARE NOT AUTHORIZED FOR USE AS CRITICAL COMPONENTS IN LIFE SUPPORT DEVICES OR SYSTEMS WITHOUT THE EXPRESS WRITTEN APPROVAL OF THE PRESIDENT OF NATIONAL SEMICONDUCTOR CORPORATION. As used herein:

1. Life support devices or systems are devices or systems which, (a) are intended for surgical implant into the body, or (b) support or sustain life, and whose failure to perform when properly used in accordance with instructions for use provided in the labeling, can be reasonably expected to result in a significant injury to the user.
2. A critical component in any component of a life support device or system whose failure to perform can be reasonably expected to cause the failure of the life support device or system, or to affect its safety or effectiveness.



National Semiconductor Corporation
Americas
Tel 1-800-272-9959
Fax 1-800-737-7018
Email support@nsc.com

National Semiconductor Europe
Fax +49 (0) 1 80-530 85 66
Email europe.support@nsc.com
Deutsch Tel +49 (0) 1 80-530 85 85
English Tel +49 (0) 1 80-532 73 32
Français Tel +49 (0) 1 80 532 93 58
Italiano Tel. +49 (0) 1 80-534 16 80

National Semiconductor Asia Pacific Customer Response Group
Tel 65 2544466
Fax 65-2504466
Email sea.support@nsc.com

National Semiconductor Japan Ltd.
Tel 81-3-5620-6175
Fax 81-3-5620-6179

www.national.com

FEATURES

EASY TO USE

Gain Set with One External Resistor

(Gain Range 1 to 1000)

Wide Power Supply Range (± 2.3 V to ± 18 V)

Higher Performance than Three Op Amp IA Designs Available in 8-Pin DIP and SOIC Packaging

Low Power, 1.3 mA max Supply Current

EXCELLENT DC PERFORMANCE ("A GRADE")

125 μ V max, Input Offset Voltage (50 μ V max "B" Grade)

1 μ V/ $^{\circ}$ C max, Input Offset Drift

2.0 nA max, Input Bias Current

93 dB min Common-Mode Rejection Ratio (G = 10)

LOW NOISE

9 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$, @ 1 kHz, Input Voltage Noise

0.28 μ V p-p Noise (0.1 Hz to 10 Hz)

EXCELLENT AC SPECIFICATIONS

120 kHz Bandwidth (G = 100)

15 μ s Settling Time to 0.01%

APPLICATIONS

Weigh Scales

ECG and Medical Instrumentation

Transducer Interface

Data Acquisition Systems

Industrial Process Controls

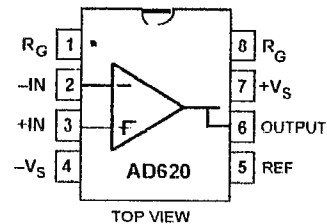
Battery Powered and Portable Equipment

PRODUCT DESCRIPTION

The AD620 is a low cost, high accuracy instrumentation amplifier which requires only one external resistor to set gains of 1 to 1000. Furthermore, the AD620 features 8-pin SOIC and DIP packaging that is smaller than discrete designs, and offers lower

CONNECTION DIAGRAM

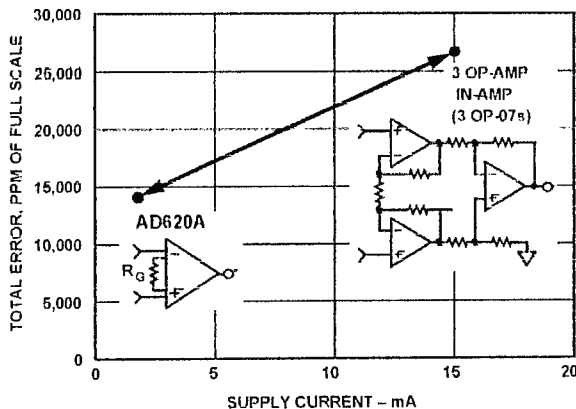
8-Pin Plastic Mini-DIP (N), Cerdip (Q) and SOIC (R) Packages



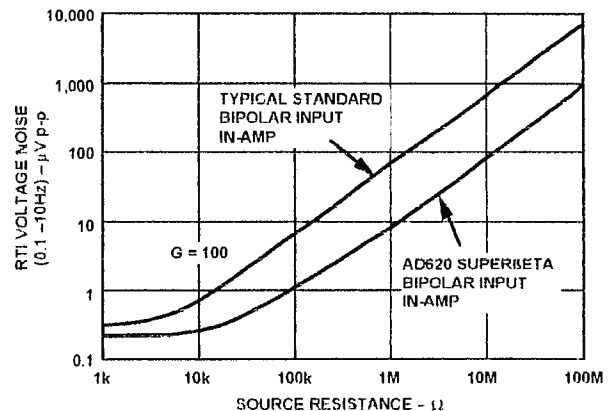
power (only 1.3 mA max supply current), making it a good fit for battery powered, portable (or remote) applications.

The AD620, with its high accuracy of 40 ppm maximum nonlinearity, low offset voltage of 50 μ V max and offset drift of 0.6 μ V/ $^{\circ}$ C max, is ideal for use in precision data acquisition systems, such as weigh scales and transducer interfaces. Furthermore, the low noise, low input bias current, and low power of the AD620 make it well suited for medical applications such as ECG and noninvasive blood pressure monitors.

The low input bias current of 1.0 nA max is made possible with the use of Super β processing in the input stage. The AD620 works well as a preamplifier due to its low input voltage noise of 9 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$ at 1 kHz, 0.28 μ V p-p in the 0.1 Hz to 10 Hz band, 0.1 pA/ $\sqrt{\text{Hz}}$ input current noise. Also, the AD620 is well suited for multiplexed applications with its settling time of 15 μ s to 0.01% and its cost is low enough to enable designs with one in amp per channel.



Three Op Amp IA Designs vs. AD620



Total Voltage Noise vs. Source Resistance

REV. D

Information furnished by Analog Devices is believed to be accurate and reliable. However, no responsibility is assumed by Analog Devices for its use, nor for any infringements of patents or other rights of third parties which may result from its use. No license is granted by implication or otherwise under any patent or patent rights of Analog Devices.

AD620

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS¹

Supply Voltage	±18 V
Internal Power Dissipation ²	650 mW
Input Voltage (Common Mode)	±V _S
Differential Input Voltage	±25 V
Output Short Circuit Duration	Indefinite
Storage Temperature Range (Q)	-65°C to +150°C
Storage Temperature Range (N, R)	-65°C to +125°C
Operating Temperature Range	
AD620 (A, B)	-40°C to +85°C
AD620 (S)	-55°C to +125°C
Lead Temperature Range (Soldering 10 seconds)	+300°C

NOTES

¹Stresses above those listed under "Absolute Maximum Ratings" may cause permanent damage to the device. This is a stress rating only and functional operation of the device at these or any other conditions above those indicated in the operational section of this specification is not implied. Exposure to absolute maximum rating conditions for extended periods may affect device reliability.

²Specification is for device in free air:

8-Pin Plastic Package: $\theta_{JA} = 95^\circ\text{C/Watt}$

8-Pin Cerdip Package: $\theta_{JA} = 110^\circ\text{C/Watt}$

8-Pin SOIC Package: $\theta_{JA} = 155^\circ\text{C/Watt}$

ORDERING GUIDE

Model	Temperature Range	Package Option*
AD620AN	-40°C to +85°C	N-8
AD620BN	-40°C to +85°C	N-8
AD620AR	-40°C to +85°C	R-8
AD620BR	-40°C to +85°C	R-8
AD620A Chips	-40°C to +85°C	Die Form
AD620SQ/883B	-55°C to +125°C	Q-8

*N = Plastic DIP; Q = Cerdip; R = SOIC.

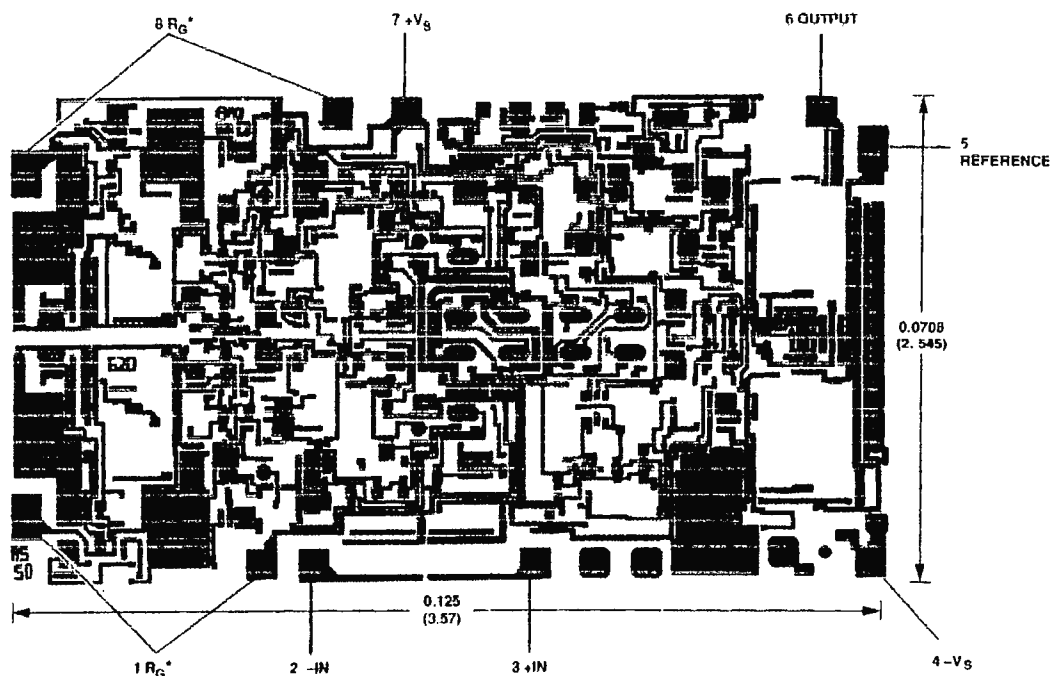
ESD SUSCEPTIBILITY

ESD (electrostatic discharge) sensitive device. Electrostatic charges as high as 4000 volts, which readily accumulate on the human body and on test equipment, can discharge without detection. Although the AD620 features proprietary ESD protection circuitry, permanent damage may still occur on these devices if they are subjected to high energy electrostatic discharges. Therefore, proper ESD precautions are recommended to avoid any performance degradation or loss of functionality.

METALIZATION PHOTOGRAPH

Dimensions shown in inches and (mm).

Contact factory for latest dimensions.



*FOR CHIP APPLICATIONS: THE PADS 1R_G AND 8R_G MUST BE CONNECTED IN PARALLEL TO THE EXTERNAL GAIN REGISTER R_G. DO NOT CONNECT THEM IN SERIES TO R_G. FOR UNITY GAIN APPLICATIONS WHERE R_G IS NOT REQUIRED, THE PADS 1R_G MAY SIMPLY BE BONDED TOGETHER, AS WELL AS THE PADS 8R_G.

AD620—SPECIFICATIONS

(Typical @ +25°C, $V_S = \pm 15$ V, and $R_L = 2$ k Ω , unless otherwise noted)

Model	Conditions	AD620A			AD620B			AD620S ¹			Units
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
GAIN	$G = 1 + (49.4 \text{ k}/R_G)$										
Gain Range		1		10,000	1		10,000	1		10,000	
Gain Error ²	$V_{OUT} = \pm 10$ V										
G = 1			0.03	0.10		0.01	0.02		0.03	0.10	%
G = 10			0.15	0.30		0.10	0.15		0.15	0.30	%
G = 100			0.15	0.30		0.10	0.15		0.15	0.30	%
G = 1000			0.40	0.70		0.35	0.50		0.40	0.70	%
Nonlinearity,	$V_{OUT} = -10$ V to +10 V, $R_L = 10$ k Ω		10	40		10	40		10	40	ppm
G = 1-1000	$R_L = 2$ k Ω		10	95		10	95		10	95	ppm
G = 1-100	Gain < 1000 ²			-50			-50			-50	ppm/°C
G = 1000											
VOLTAGE OFFSET	(Total RTI Error = $V_{OS1} + V_{OS2}/G$)										
Input Offset, V_{OS1}	$V_S = \pm 5$ V to ± 15 V		30	125		15	50		30	125	μ V
Over Temperature	$V_S = \pm 5$ V to ± 15 V			185			85			225	μ V
Average TC	$V_S = +5$ V to $+15$ V		0.3	1.0		0.1	0.6		0.3	1.0	μ V/°C
Output Offset, V_{OS2}	$V_S = \pm 15$ V		400	1000		200	500		400	1000	μ V
Over Temperature	$V_S = \pm 5$ V			1500			750			1500	μ V
Average TC	$V_S = \pm 5$ V to ± 15 V			2000			1000			2000	μ V
Offset Referred to the Input vs. Supply (PSR)	$V_S = \pm 5$ V to ± 15 V		5.0	15		2.5	7.0		5.0	15	μ V/°C
$V_S = \pm 2.3$ V to ± 18 V											
G = 1		80	100		80	100		80	100		dB
G = 10		95	120		100	120		95	120		dB
G = 100		110	140		120	140		110	140		dB
G = 1000		110	140		120	140		110	140		dB
INPUT CURRENT											
Input Bias Current			0.5	2.0		0.5	1.0		0.5	2	nA
Over Temperature				2.5			1.5			1	nA
Average TC			3.0			3.0			8.0		pA/°C
Input Offset Current			0.3	1.0		0.3	0.5		0.3	1.0	nA
Over Temperature				1.5			0.75			2.0	nA
Average TC							1.5			8.0	pA/°C
INPUT											
Input Impedance											
Differential			10 2			10 2			10 2		G Ω pF
Common-Mode			10 2			10 2			10 2		G Ω pF
Input Voltage Range ³	$V_S = \pm 2.3$ V to ± 5 V	$V_S + 1.9$		$+V_S - 1.2$	$V_S + 1.9$		$+V_S - 1.2$	$-V_S + 1.9$		$+V_S - 1.2$	V
Over Temperature		$V_S + 2.1$		$+V_S - 1.3$	$V_S + 2.1$		$+V_S - 1.3$	$V_S + 2.1$		$+V_S - 1.3$	V
Over Temperature	$V_S = \pm 5$ V to ± 18 V	$V_S + 1.9$		$+V_S - 1.4$	$V_S + 1.9$		$+V_S - 1.4$	$-V_S + 1.9$		$+V_S - 1.4$	V
Over Temperature		$V_S + 2.1$		$+V_S - 1.4$	$V_S + 2.1$		$+V_S - 1.4$	$-V_S + 2.3$		$+V_S - 1.4$	V
Common-Mode Rejection Ratio DC to 60 Hz with 1 k Ω Source Imbalance	$V_{IM} = 0$ V to ± 10 V										dB
G = 1		73	90		80	90		73	90		dB
G = 10		93	110		100	110		93	110		dB
G = 100		110	130		120	130		110	130		dB
G = 1000		110	130		120	130		110	130		dB
OUTPUT											
Output Swing	$R_L = 10$ k Ω , $V_S = \pm 2.3$ V to ± 5 V	$-V_S + 1.1$		$+V_S - 1.2$	$V_S + 1.1$		$+V_S - 1.2$	$-V_S + 1.1$		$+V_S - 1.2$	V
Over Temperature		$-V_S + 1.4$		$+V_S - 1.3$	$-V_S + 1.4$		$+V_S - 1.3$	$-V_S + 1.6$		$+V_S - 1.3$	V
Over Temperature	$V_S = \pm 5$ V to ± 18 V	$-V_S + 1.2$		$+V_S - 1.4$	$-V_S + 1.2$		$+V_S - 1.4$	$-V_S + 1.2$		$+V_S - 1.1$	V
Over Temperature		$-V_S + 1.6$		$+V_S - 1.5$	$-V_S + 1.6$		$+V_S - 1.5$	$-V_S + 2.3$		$+V_S - 1.5$	V
Short Current Circuit			± 18			± 18			± 18		mA

Model	Conditions	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Units	
DYNAMIC RESPONSE												
Small Signal 3 dB Bandwidth	10 V Step		1000			1000		1000			kHz	
G = 1			800			800		800			kHz	
G = 10			120			120		120			kHz	
G = 100			12			12		12			kHz	
G = 1000			0.75	1.2		0.75	1.2		0.75	1.2		V/μs
Slew Rate												V/μs
Settling Time to 0.01%			15			15		15			μs	
G = 1 100			150			150		150			μs	
G = 1000												
NOISE												
Voltage Noise, 1 kHz	$Total\ RTI\ Noise = \sqrt{(e_m^2) + (e_{no}/G)^2}$		9	13		9	13		9	13	nV/√Hz	
Input, Voltage Noise, e_m			72	100		72	100		72	100	nV/√Hz	
Output, Voltage Noise, e_{no}												
RTI, 0.1 Hz to 10 Hz												
G = 1			3.0			3.0	6.0		3.0	6.0		μV p-p
G = 10			0.55			0.55	0.8		0.55	0.8		μV p-p
G = 100 1000		0.28			0.28	0.4		0.28	0.4		μV p-p	
Current Noise	f = 1 kHz		100			100		100			fA/√Hz	
0.1 Hz to 10 Hz			10			10			10		pA p-p	
REFERENCE INPUT												
R_{IN}	$V_{IN1}, V_{REF} = 0$		20			20		20			kΩ	
I_{IN}			+50	+60		+50	+60		+50	+60	μA	
Voltage Range			$V_S + 1.6$	$+V_S - 1.6$		$V_S + 1.6$	$+V_S - 1.6$		$V_S + 1.6$	$+V_S - 1.6$		V
Gain to Output			1 ± 0.0001			1 ± 0.0001			1 ± 0.0001			
POWER SUPPLY												
Operating Range ¹	$V_S = \pm 2.3\text{ V to } \pm 18\text{ V}$	± 2.3		± 18	± 2.3		± 18	± 2.3		± 18	V	
Quiescent Current			0.9	1.3		0.9	1.3		0.9	1.3		mA
Over Temperature			1.1	1.6		1.1	1.6		1.1	1.6		mA
TEMPERATURE RANGE												
For Specified Performance			10 to +85			10 to +85			55 to +125		°C	

NOTES

¹Does not include effects of external resistor R_G .

²One input grounded. $G = 1$.

³This is defined as the same supply range which is used to specify PSR.

⁴See Analog Devices military data sheet for 883B tested specifications.

Specifications subject to change without notice.

Typical Characteristics (@ +25°C, $V_S = \pm 15\text{ V}$, $R_t = 2\text{ k}\Omega$, unless otherwise noted)

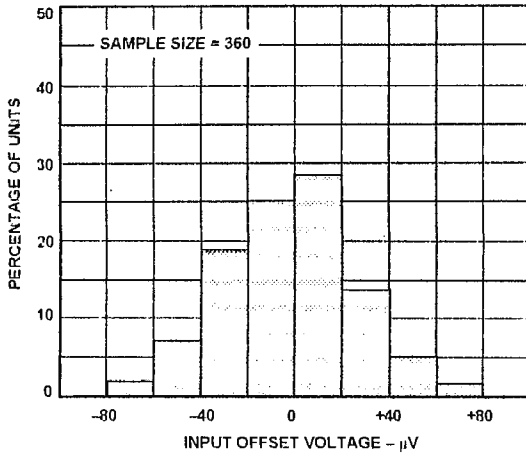


Figure 1. Typical Distribution of Input Offset Voltage

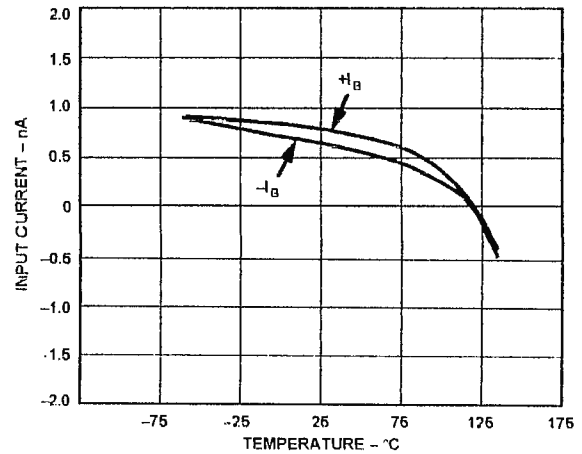


Figure 4. Input Bias Current vs. Temperature

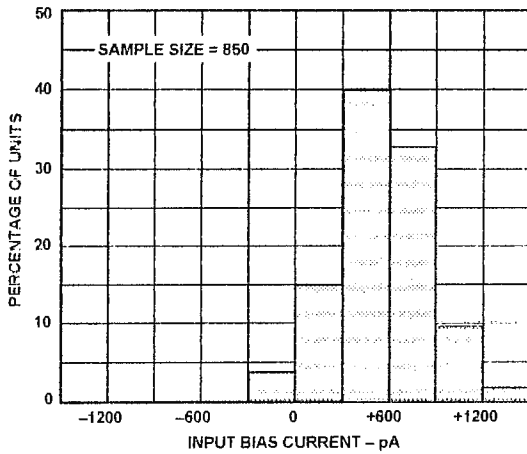


Figure 2. Typical Distribution of Input Bias Current

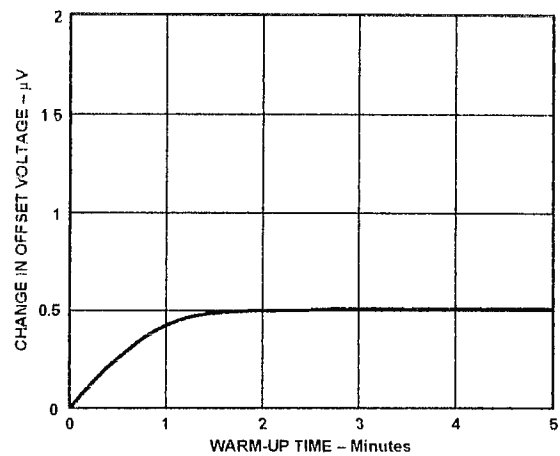


Figure 5. Change in Input Offset Voltage vs. Warm-Up Time

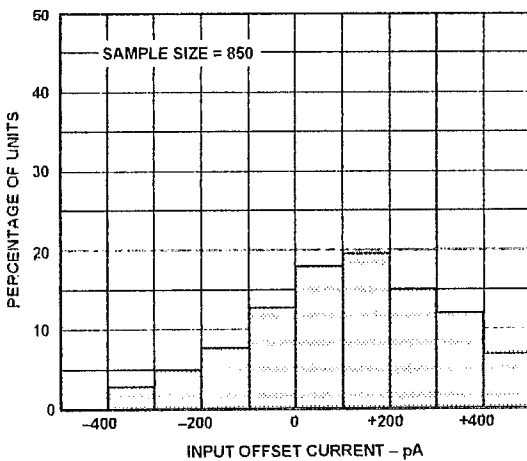


Figure 3. Typical Distribution of Input Offset Current

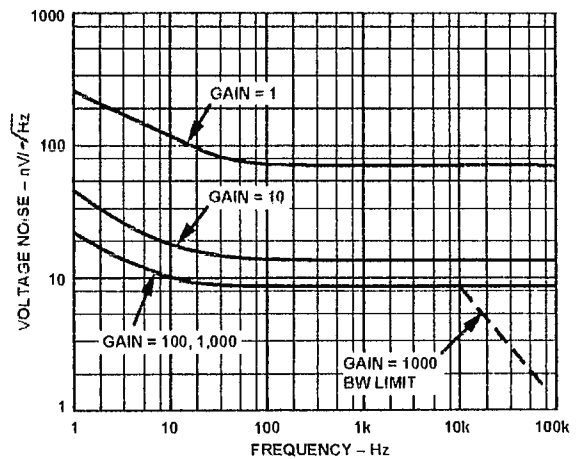


Figure 6. Voltage Noise Spectral Density vs. Frequency, ($G = 1-1000$)

AD620—Typical Characteristics

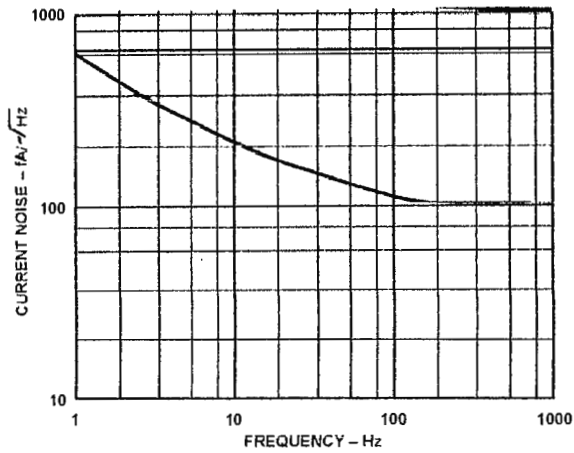


Figure 7. Current Noise Spectral Density vs. Frequency

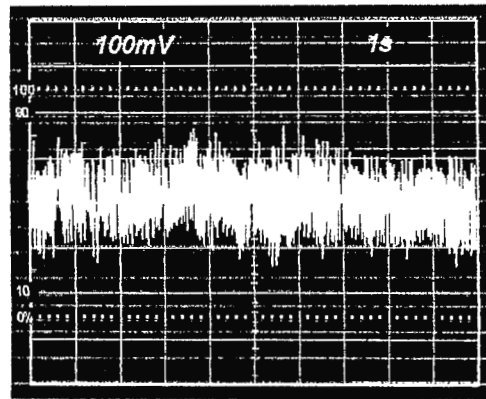


Figure 9. 0.1 Hz to 10 Hz Current Noise, 5 pA/Div

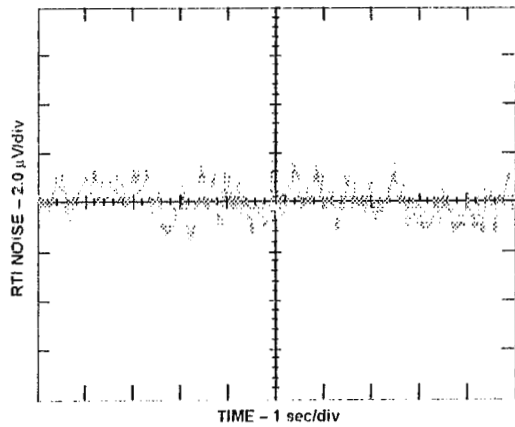


Figure 8a. 0.1 Hz to 10 Hz RTI Voltage Noise ($G = 1$)

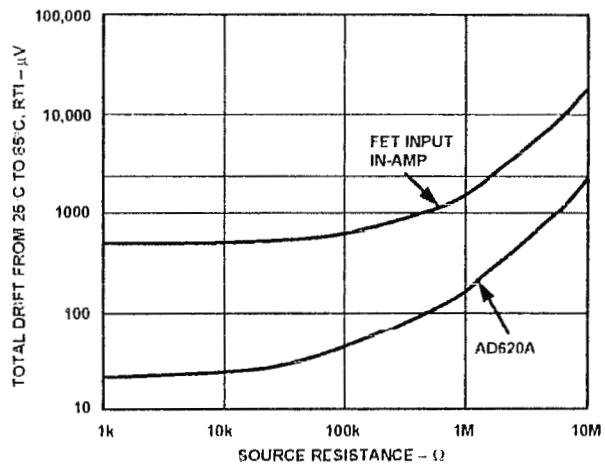


Figure 10. Total Drift vs. Source Resistance

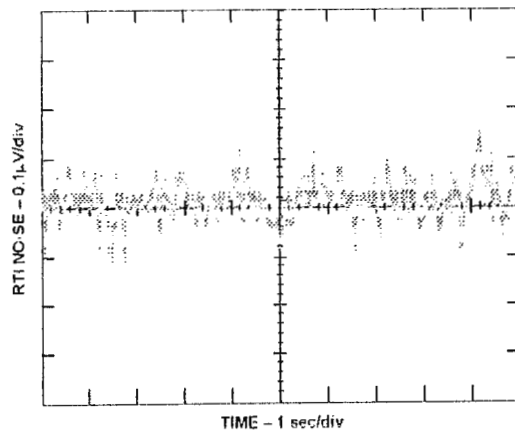


Figure 8b. 0.1 Hz to 10 Hz RTI Voltage Noise ($G = 1000$)

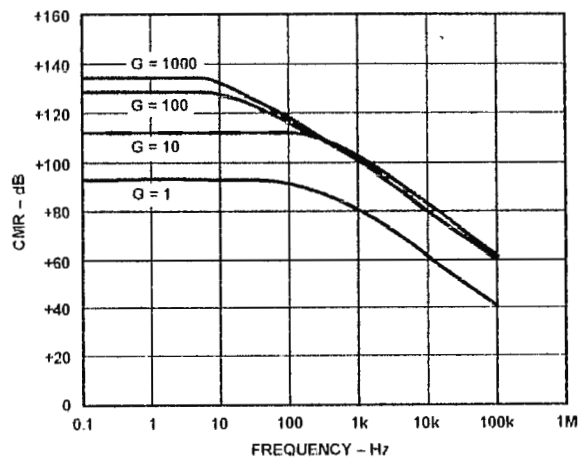


Figure 11. CMR vs. Frequency, RTI, Zero to 1 k Ω Source Imbalance

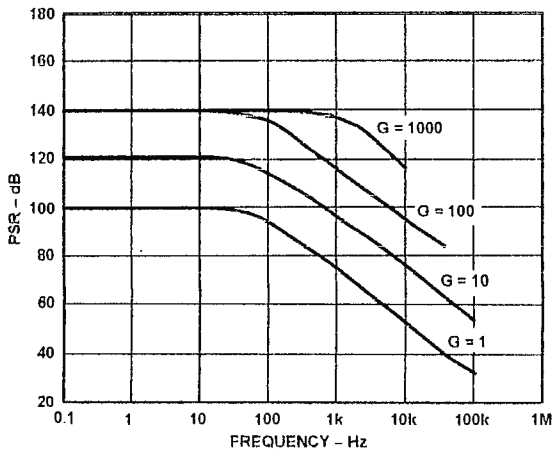


Figure 12. Positive PSR vs. Frequency, RTI (G = 1-1000)

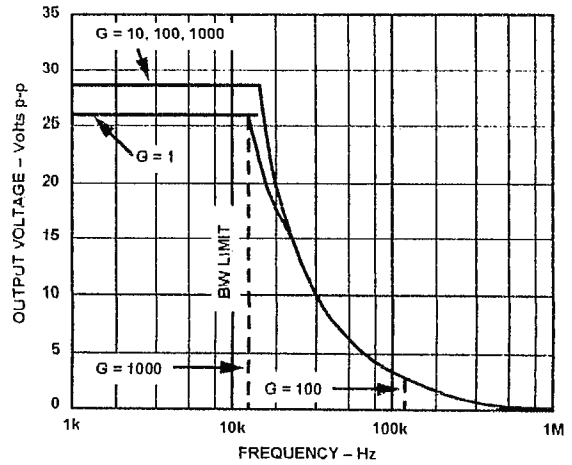


Figure 15. Large Signal Frequency Response

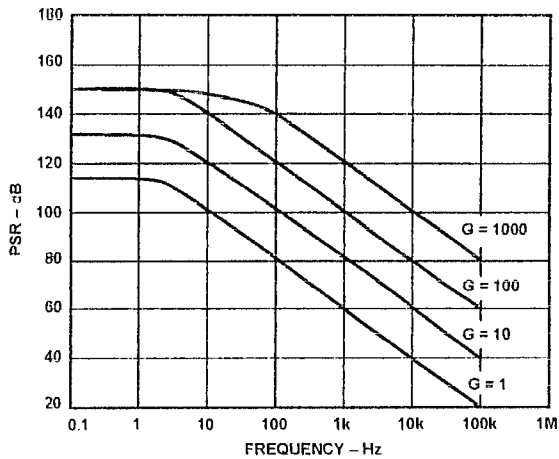


Figure 13. Negative PSR vs. Frequency, RTI (G = 1-1000)

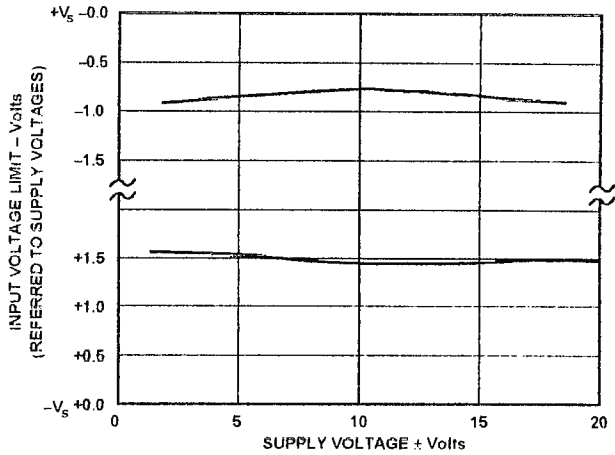


Figure 16. Input Voltage Range vs. Supply Voltage, G = 1

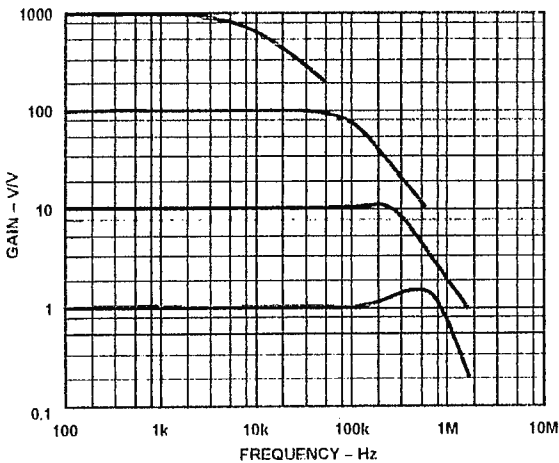


Figure 14. Gain vs. Frequency

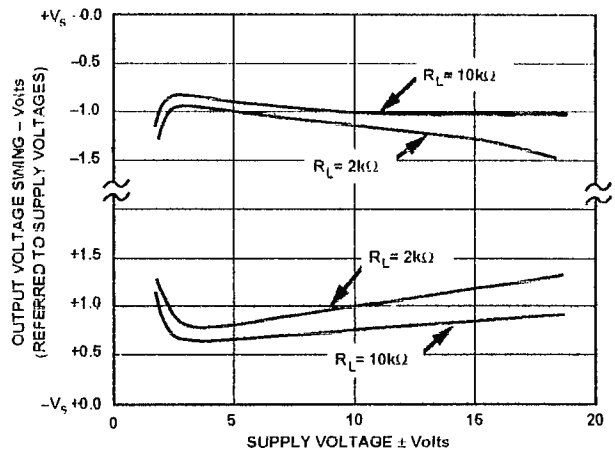


Figure 17. Output Voltage Swing vs. Supply Voltage, G = 10

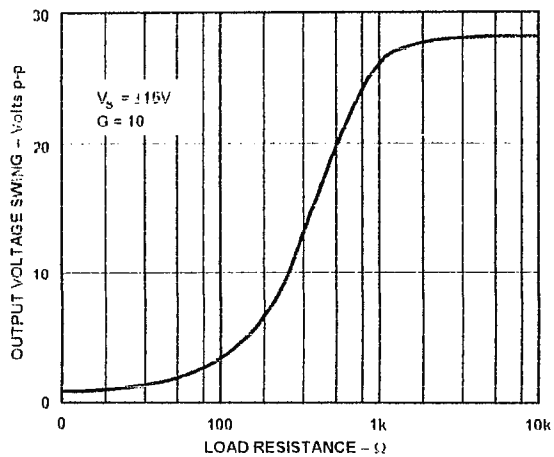


Figure 18. Output Voltage Swing vs. Load Resistance

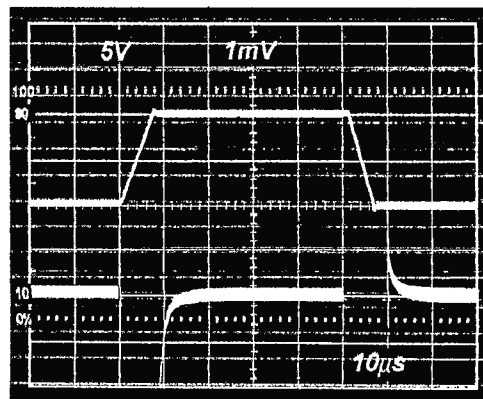


Figure 21. Large Signal Response and Settling Time, $G = 10$ ($0.5 \text{ mV} = 0.01\%$)

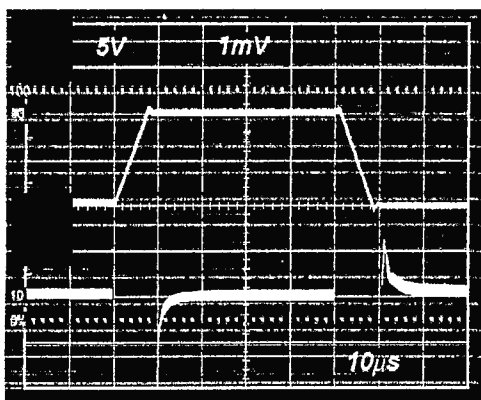


Figure 19. Large Signal Pulse Response and Settling Time $G = 1$ ($0.5 \text{ mV} = 0.01\%$)

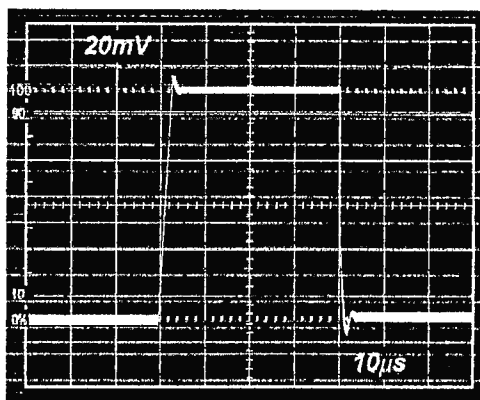


Figure 22. Small Signal Response, $G = 10$, $R_L = 2 \text{ k}\Omega$, $C_L = 100 \text{ pF}$

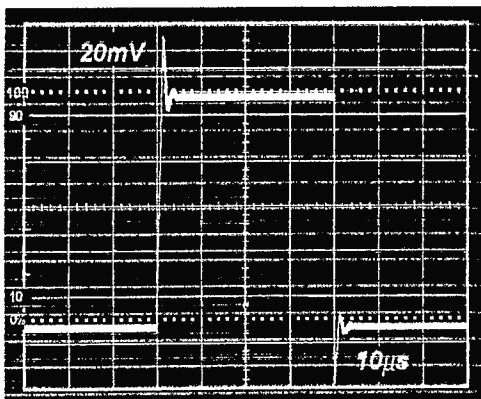


Figure 20. Small Signal Response, $G = 1$, $R_L = 2 \text{ k}\Omega$, $C_L = 100 \text{ pF}$

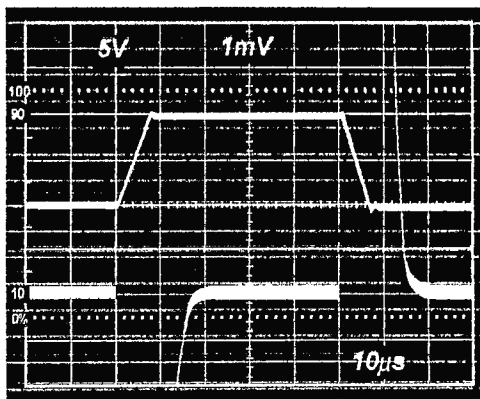


Figure 23. Large Signal Response and Settling Time, $G = 100$ ($0.5 \text{ mV} = 0.01\%$)

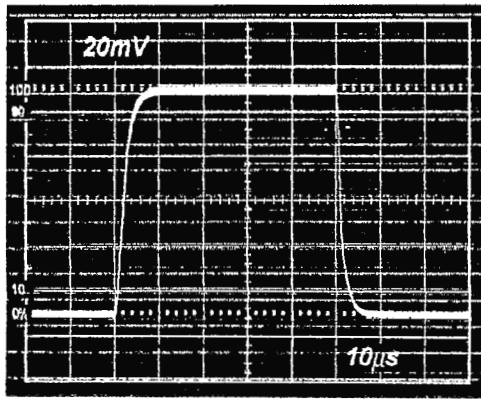


Figure 24. Small Signal Pulse Response, $G = 100$, $R_L = 2\text{ k}\Omega$, $C_L = 100\text{ pF}$

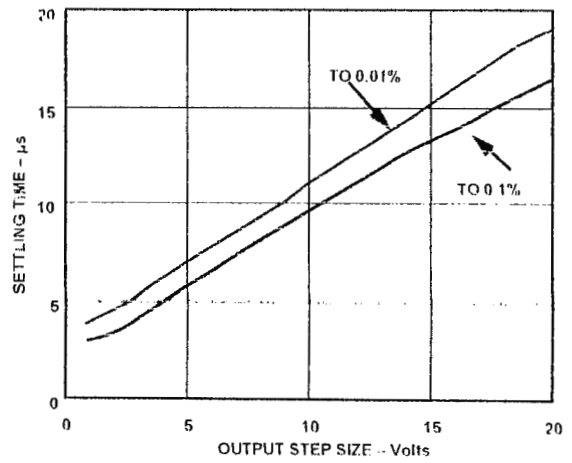


Figure 27. Settling Time vs. Step Size ($G = 1$)

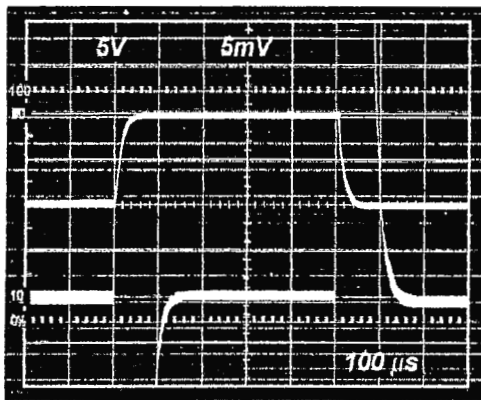


Figure 25. Large Signal Response and Settling Time, $G = 1000$ ($0.5\text{ mV} = 0.01\%$)

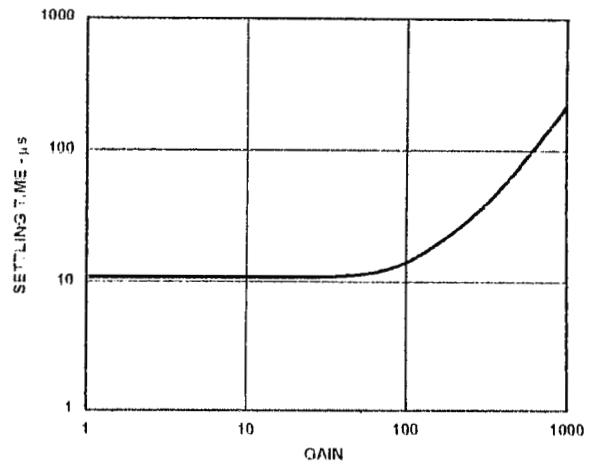


Figure 28. Settling Time to 0.01% vs. Gain, for a 10 V Step

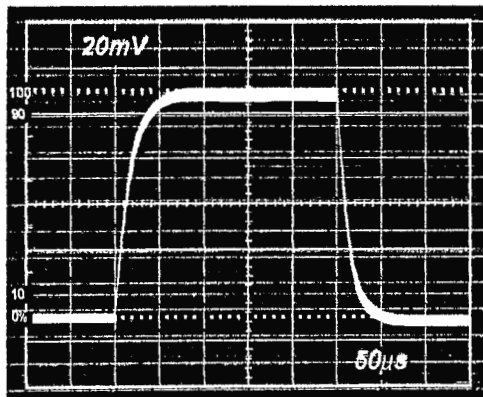


Figure 26. Small Signal Pulse Response, $G = 1000$, $R_L = 2\text{ k}\Omega$, $C_L = 100\text{ pF}$

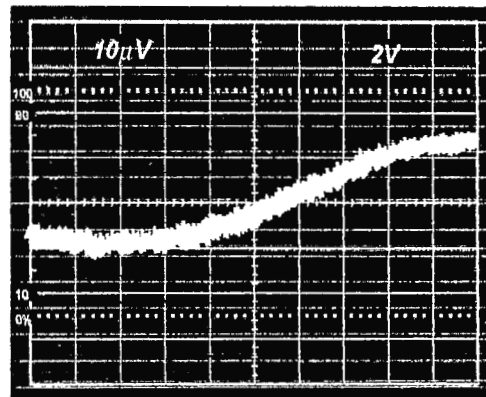


Figure 29a. Gain Nonlinearity, $G = 1$, $R_L = 10\text{ k}\Omega$ ($10\text{ }\mu\text{V} = 1\text{ ppm}$)

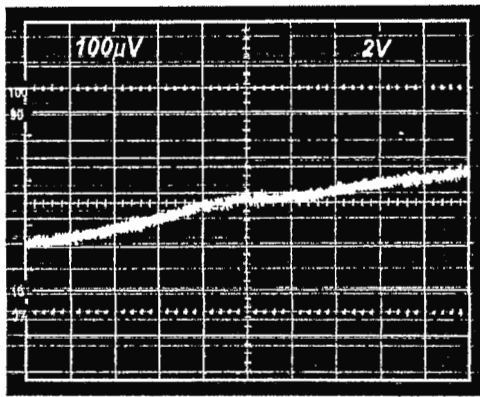


Figure 29b. Gain Nonlinearity, $G = 100$, $R_G = 10 \text{ k}\Omega$
($100 \mu\text{V} = 10 \text{ ppm}$)

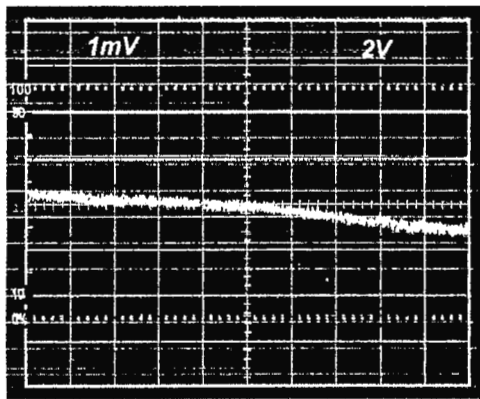


Figure 29c. Gain Nonlinearity, $G = 1000$, $R_G = 10 \text{ k}\Omega$
($1 \text{ mV} = 100 \text{ ppm}$)

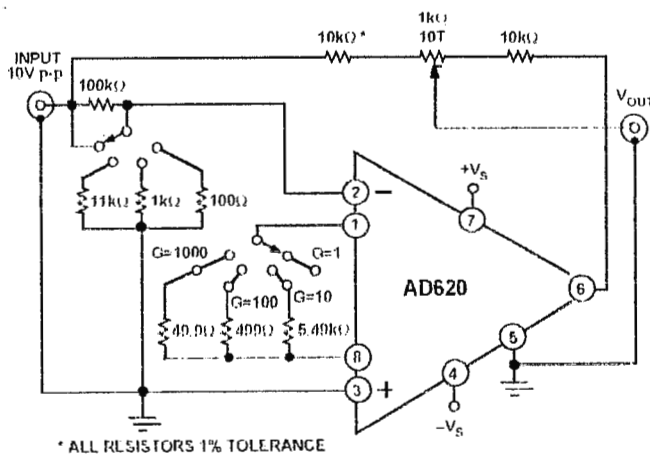


Figure 30. Settling Time Test Circuit

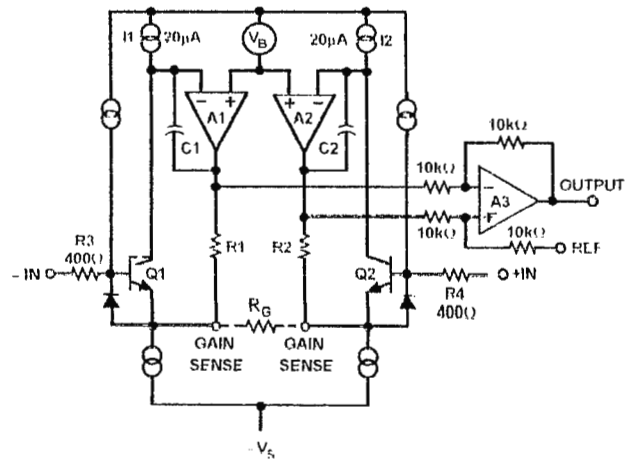


Figure 31. Simplified Schematic of AD620

THEORY OF OPERATION

The AD620 is a monolithic instrumentation amplifier based on a modification of the classic three op amp approach. Absolute value trimming allows the user to program gain *accurately* (to 0.15% at $G = 100$) with only one resistor. Monolithic construction and laser wafer trimming allow the tight matching and tracking of circuit components, thus insuring the high level of performance inherent in this circuit.

The input transistors Q1 and Q2 provide a single differential-pair bipolar input for high precision (Figure 31), yet offer 10^3 lower Input Bias Current thanks to SuperBeta processing. Feedback through the Q1-A1-R1 loop and the Q2-A2-R2 loop maintains constant collector current of the input transistors Q1, Q2 thereby impressing the input voltage across the external gain setting resistor R_G . This creates a differential gain from the inputs to the A1/A2 outputs given by $G = (R1 + R2)/R_G + 1$. The unity-gain subtractor A3 removes any common-mode signal, yielding a single-ended output referred to the REF pin potential.

The value of R_G also determines the transconductance of the preamp stage. As R_G is reduced for larger gains, the transconductance increases asymptotically to that of the input transistors. This has three important advantages: (a) Open-loop gain is boosted for increasing programmed gain, thus reducing gain-related errors. (b) The gain-bandwidth product (determined by C1, C2 and the preamp transconductance) increases with programmed gain, thus optimizing frequency response. (c) The input voltage noise is reduced to a value of $9 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$, determined mainly by the collector current and base resistance of the input devices.

The internal gain resistors, R1 and R2, are trimmed to an absolute value of $24.7 \text{ k}\Omega$, allowing the gain to be programmed accurately with a single external resistor.

The gain equation is then

$$G = \frac{49.4 \text{ k}\Omega}{R_G} + 1$$

so that

$$R_G = \frac{49.4 \text{ k}\Omega}{G - 1}$$

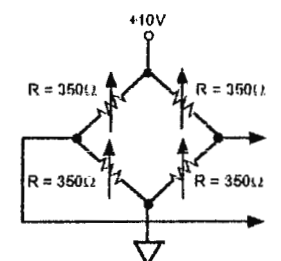
Make vs. Buy: A Typical Bridge Application Error Budget

The AD620 offers improved performance over "homebrew" three op amp IA designs, along with smaller size, less components and 10x lower supply current. In the typical application, shown in Figure 32, a gain of 100 is required to amplify a bridge output of 20 mV full scale over the industrial temperature range of -40°C to +85°C. The error budget table below shows how to calculate the effect various error sources have on circuit accuracy.

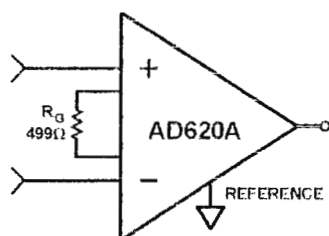
Regardless of the system it is being used in, the AD620 provides greater accuracy, and at low power and price. In simple systems, absolute accuracy and drift errors are by far the most significant

contributors to error. In more complex systems with an intelligent processor, an auto-gain/auto-zero cycle will remove all absolute accuracy and drift errors leaving only the resolution errors of gain nonlinearity and noise, thus allowing full 14-bit accuracy.

Note that for the homebrew circuit, the OP07 specifications for input voltage offset and noise have been multiplied by $\sqrt{2}$. This is because a three op amp type in amp has two op amps at its inputs, both contributing to the overall input error.

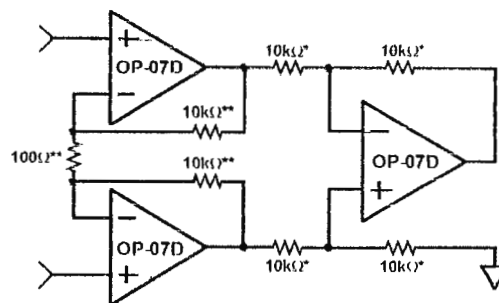


PRECISION BRIDGE TRANSDUCER



AD620A MONOLITHIC INSTRUMENTATION AMPLIFIER, G=100

SUPPLY CURRENT = 1.3mA MAX



"HOMEBREW" IN-AMP, G=100
 *0.02% RESISTOR MATCH, 3PPM/°C TRACKING
 **DISCRETE 1% RESISTOR, 100PPM/°C TRACKING
 SUPPLY CURRENT = 15mA MAX

Figure 32. Make vs. Buy

Table I. Make vs. Buy Error Budget

Error Source	AD620 Circuit Calculation	"Homebrew" Circuit Calculation	Error, ppm of Full Scale	
			AD620	Homebrew
ABSOLUTE ACCURACY at T_A = +25°C				
Input Offset Voltage, μV	125 $\mu\text{V}/20 \text{ mV}$	$(150 \mu\text{V} \times \sqrt{2})/20 \text{ mV}$	6,250	10,607
Output Offset Voltage, μV	1000 $\mu\text{V}/100/20 \text{ mV}$	$((150 \mu\text{V} \times 2)/100)/20 \text{ mV}$	500	150
Input Offset Current, nA	2 nA $\times 350 \Omega/20 \text{ mV}$	$(6 \text{ nA} \times 350 \Omega)/20 \text{ mV}$	18	53
CMR, dB	110 dB $\rightarrow 3.16 \text{ ppm}, \times 5 \text{ V}/20 \text{ mV}$	$(0.02\% \text{ Match} \times 5 \text{ V})/20 \text{ mV}/100$	791	500
Total Absolute Error			7,558	11,310
DRIFT TO +85°C				
Gain Drift, ppm/°C	$(50 \text{ ppm} + 10 \text{ ppm}) \times 60^\circ\text{C}$	100 ppm/°C Track $\times 60^\circ\text{C}$	3,600	6,000
Input Offset Voltage Drift, $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$	1 $\mu\text{V}/^\circ\text{C} \times 60^\circ\text{C}/20 \text{ mV}$	$(2.5 \mu\text{V}/^\circ\text{C} \times \sqrt{2} \times 60^\circ\text{C})/20 \text{ mV}$	3,000	10,607
Output Offset Voltage Drift, $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$	15 $\mu\text{V}/^\circ\text{C} \times 60^\circ\text{C}/100/20 \text{ mV}$	$(2.5 \mu\text{V}/^\circ\text{C} \times 2 \times 60^\circ\text{C})/100/20 \text{ mV}$	450	150
Total Drift Error			7,050	16,757
RESOLUTION				
Gain Nonlinearity, ppm of Full Scale	40 ppm	40 ppm	40	40
Typ 0.1 Hz-10 Hz Voltage Noise, $\mu\text{V p-p}$	0.28 $\mu\text{V p-p}/20 \text{ mV}$	$(0.38 \mu\text{V p-p} \times \sqrt{2})/20 \text{ mV}$	14	27
Total Resolution Error			54	67
Grand Total Error			14,662	28,134

G = 100, V_S = $\pm 15 \text{ V}$.

(All errors are min/max and referred to input.)

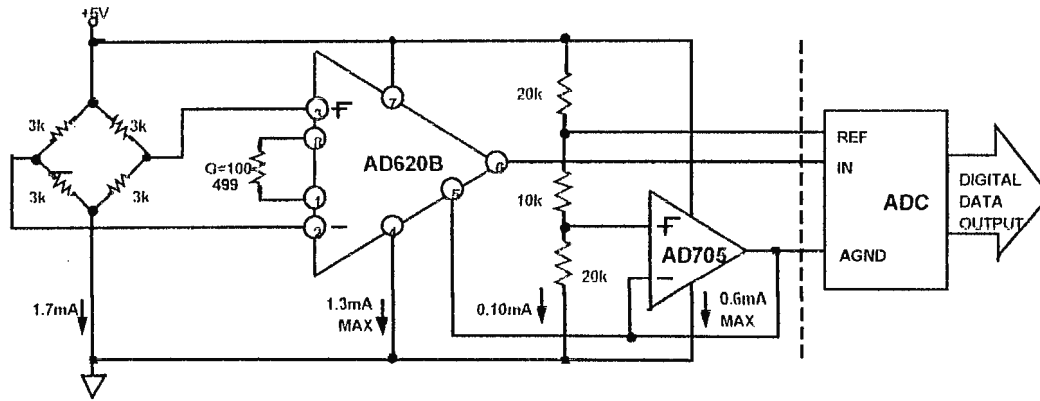


Figure 33. A Pressure Monitor Circuit which Operates on a +5 V Single Supply

Pressure Measurement

Although useful in many bridge applications such as weigh scales, the AD620 is especially suited for higher resistance pressure sensors powered at lower voltages where small size and low power become more significant.

Figure 33 shows a 3 kΩ pressure transducer bridge powered from +5 V. In such a circuit, the bridge consumes only 1.7 mA. Adding the AD620 and a buffered voltage divider allows the signal to be conditioned for only 3.8 mA of total supply current.

Small size and low cost make the AD620 especially attractive for voltage output pressure transducers. Since it delivers low noise and drift, it will also serve applications such as diagnostic non-invasive blood pressure measurement.

Medical ECG

The low current noise of the AD620 allows its use in ECG monitors (Figure 34) where high source resistances of 1 MΩ or higher are not uncommon. The AD620's low power, low supply voltage requirements, and space-saving 8-pin mini-DIP and SOIC package offerings make it an excellent choice for battery powered data recorders.

Furthermore, the low bias currents and low current noise coupled with the low voltage noise of the AD620 improve the dynamic range for better performance.

The value of capacitor C1 is chosen to maintain stability of the right leg drive loop. Proper safeguards, such as isolation, must be added to this circuit to protect the patient from possible harm.

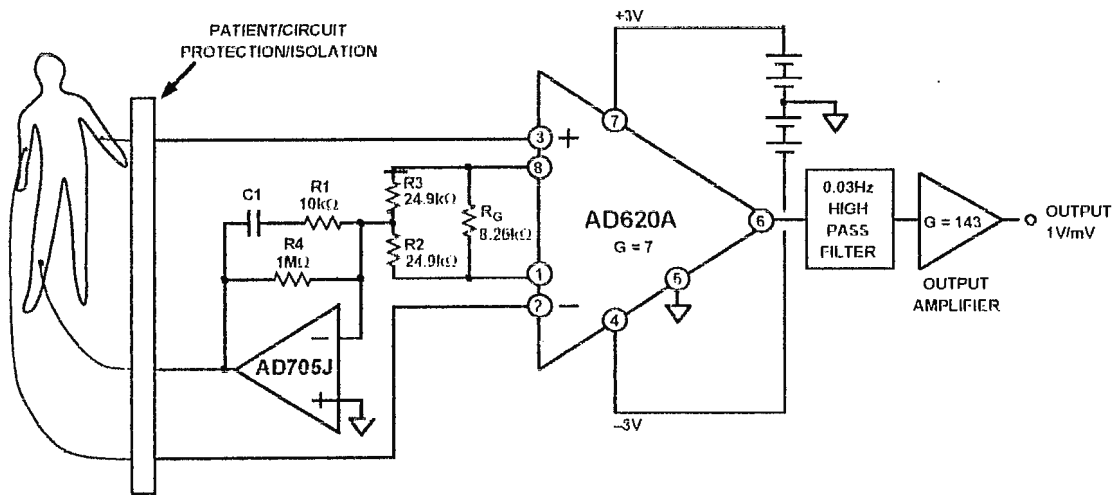


Figure 34. A Medical ECG Monitor Circuit

Precision V-I Converter

The AD620 along with another op amp and two resistors make a precision current source (Figure 35). The op amp buffers the reference terminal to maintain good CMR. The output voltage V_x of the AD620 appears across R_1 which converts it to a current. This current less only the input bias current of the op amp then flows out to the load.

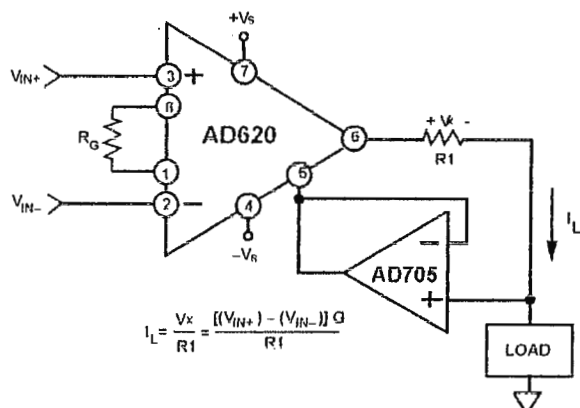


Figure 35. Precision Voltage-to-Current Converter (Operates on 1.8 mA, ± 3 V)

GAIN SELECTION

The AD620's gain is resistor programmed by R_G ; or more precisely, by whatever impedance appears between Pins 1 and 8. The AD620 is designed to offer accurate gains using 0.1%–1% resistors. Table II shows required values of R_G for various gains. Note that for $G = 1$, the R_G pins are unconnected ($R_G = \infty$). For any arbitrary gain R_G can be calculated by using the formula:

$$R_G = \frac{49.4 \text{ k}\Omega}{G - 1}$$

To minimize gain error avoid high parasitic resistance in series with R_G , and to minimize gain drift R_G should have a low TC—less than 10 ppm/°C for the best performance.

Table II. Required Values of Gain Resistors

1% Std Table Value of R_G , Ω	Calculated Gain	0.1% Std Table Value of R_G , Ω	Calculated Gain
49.9 k	1.990	49.3 k	2.002
12.4 k	4.984	12.4 k	4.984
5.49 k	9.998	5.49 k	9.998
2.61 k	19.93	2.61 k	19.93
1.00 k	50.40	1.01 k	49.91
499	100.0	499	100.0
249	199.4	249	199.4
100	495.0	98.8	501.0
49.9	991.0	49.3	1,003

INPUT AND OUTPUT OFFSET VOLTAGE

The low errors of the AD620 are attributed to two sources, input and output errors. The output error is divided by G when referred to the input. In practice, the input errors dominate at high gains and the output errors dominate at low gains. The total V_{OS} for a given gain is calculated as:

$$\text{Total Error RTI} = \text{input error} + (\text{output error}/G)$$

$$\text{Total Error RTO} = (\text{input error} \times G) + \text{output error}$$

REFERENCE TERMINAL

The reference terminal potential defines the zero output voltage, and is especially useful when the load does not share a precise ground with the rest of the system. It provides a direct means of injecting a precise offset to the output, with an allowable range of 2 V within the supply voltages. Parasitic resistance should be kept to a minimum for optimum CMR.

INPUT PROTECTION

The AD620 features 400 Ω of series thin film resistance at its inputs, and will safely withstand input overloads of up to ± 15 V or ± 60 mA for several hours. This is true for all gains, and power on and off, which is particularly important since the signal source and amplifier may be powered separately. For longer time periods, the current should not exceed 6 mA ($I_{IN} \leq V_{IN}/400 \Omega$). For input overloads beyond the supplies, clamping the inputs to the supplies (using a low leakage diode such as an FD333) will reduce the required resistance, yielding lower noise.

RF INTERFERENCE

All instrumentation amplifiers can rectify out of band signals, and when amplifying small signals, these rectified voltages act as small dc offset errors. The AD620 allows direct access to the input transistor bases and emitters enabling the user to apply some first order filtering to unwanted RF signals (Figure 36), where $RC \approx 1/(2 \pi f)$ and where $f \geq$ the bandwidth of the AD620; $C \leq 150$ pF. Matching the extraneous capacitance at Pins 1 and 8, and Pins 2 and 3 helps to maintain high CMR.

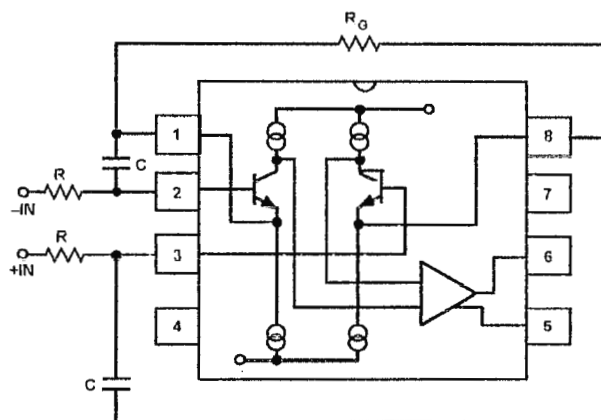


Figure 36. Circuit to Attenuate RF Interference

AD620

COMMON-MODE REJECTION

Instrumentation amplifiers like the AD620 offer high CMR which is a measure of the change in output voltage when both inputs are changed by equal amounts. These specifications are usually given for a full-range input voltage change and a specified source imbalance.

For optimal CMR the reference terminal should be tied to a low impedance point, and differences in capacitance and resistance should be kept to a minimum between the two inputs. In many applications shielded cables are used to minimize noise, and for best CMR over frequency the shield should be properly driven. Figures 37 and 38 show active data guards which are configured to improve ac common-mode rejections by "bootstrapping" the capacitances of input cable shields, thus minimizing the capacitance mismatch between the inputs.

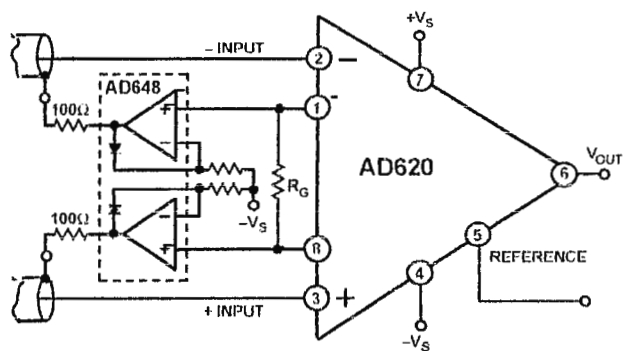


Figure 37. Differential Shield Driver

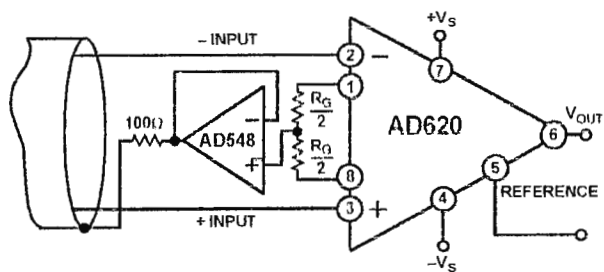


Figure 38. Common-Mode Shield Driver

GROUNDING

Since the AD620 output voltage is developed with respect to the potential on the reference terminal, it can solve many grounding

problems by simply tying the REF pin to the appropriate "local ground."

In order to isolate low level analog signals from a noisy digital environment, many data-acquisition components have separate analog and digital ground pins (Figure 39). It would be convenient to use a single ground line, however, current through ground wires and PC runs of the circuit card can cause hundreds of millivolts of error. Therefore, separate ground returns should be provided to minimize the current flow from the sensitive points to the system ground. These ground returns must be tied together at some point, usually best at the ADC package as shown.

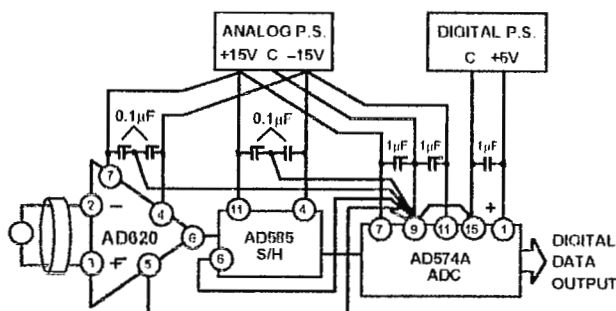


Figure 39. Basic Grounding Practice

GROUND RETURNS FOR INPUT BIAS CURRENTS

Input bias currents are those currents necessary to bias the input transistors of an amplifier. There must be a direct return path

for these currents; therefore when amplifying "floating" input

sources such as transformers, or ac-coupled sources, there must be a dc path from each input to ground as shown in Figure 40. Refer to the *Instrumentation Amplifier Application Guide* (free from Analog Devices) for more information regarding in amp applications.

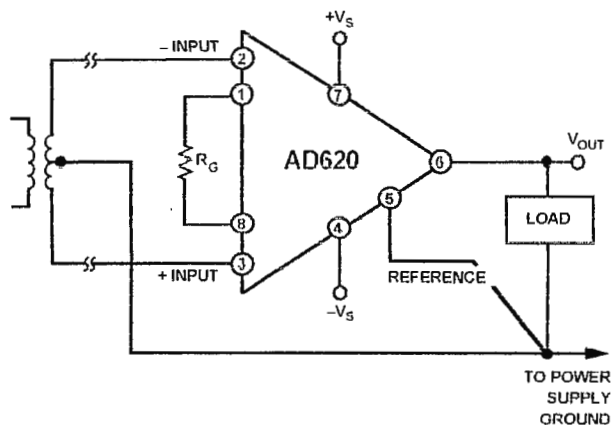


Figure 40a. Ground Returns for Bias Currents with Transformer Coupled Inputs

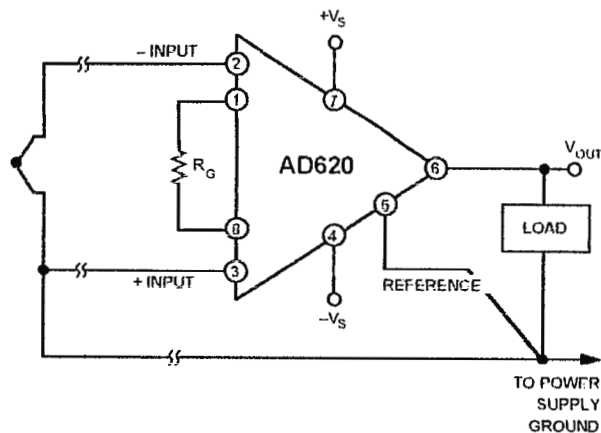


Figure 40b. Ground Returns for Bias Currents with Thermocouple Inputs

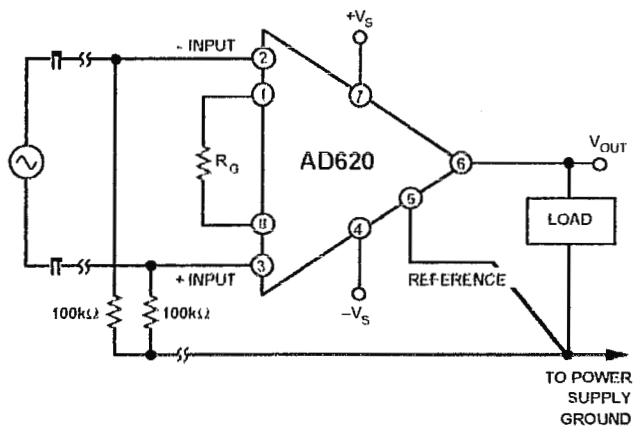
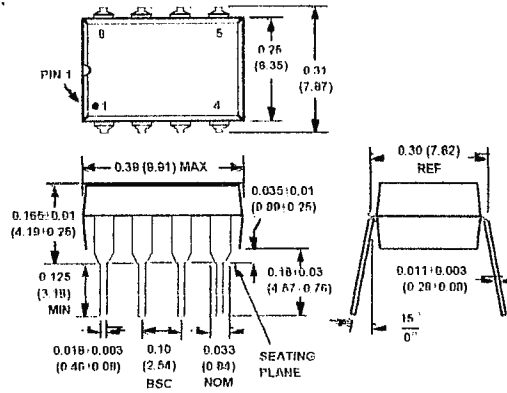


Figure 40c. Ground Returns for Bias Currents with AC Coupled Inputs

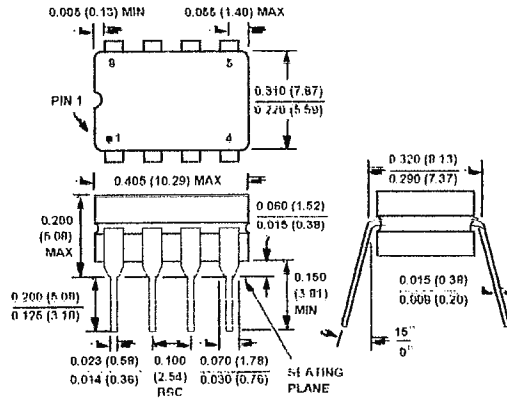
OUTLINE DIMENSIONS

Dimensions shown in inches and (mm).

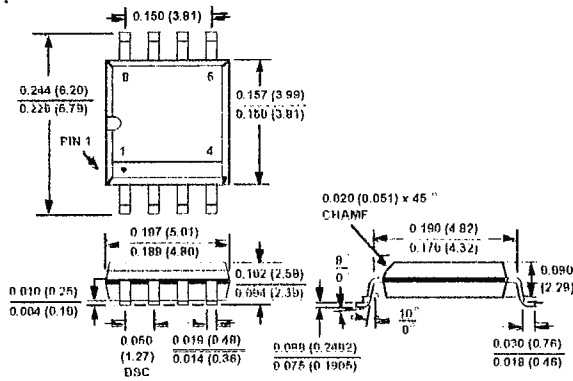
Plastic DIP (N-8) Package



Cerdip (Q-8) Package



SOIC (R-8) Package



All brand or product names mentioned are trademarks or registered trademarks of their respective holders.