

**UNIVERSIDAD DON BOSCO
FACULTAD DE INGENIERIA**



**TRABAJO DE GRADUACION
DISEÑO Y CONSTRUCCION DE UN SIMULADOR DE
PARAMETROS FISIOLÓGICOS**

PRESENTADO POR:

Claudia María García Brizuela

COMO REQUISITO PREVIO A LA OBTENCION DEL TITULO DE

Ingeniero en Electrónica

SEPTIEMBRE 1991

SAN SALVADOR,

EL SALVADOR,

CENTRO AMERICA

UNIVERSIDAD DON BOSCO

PRESIDENTE DEL CONSEJO DIRECTIVO:

Reverendo Padre Luis Ricardo Chinchilla

RECTOR:

Licenciado Gilberto Aguilar Avilés

DECANO DE LA FACULTAD DE INGENIERIA:

Ingeniero Roberto Cruz

SECRETARIO GENERAL DE LA UNIVERSIDAD DON BOSCO

Doctor José Gerardo Liévano Chorro

ASESOR:

Ingeniero Ernesto A. Hernández Serpas

JURADO CALIFICADOR

PRESIDENTE: Ing. Salvador Juárez

MIEMBRO: Ing. Godofredo Girón

MIEMBRO: Ing. Ernesto Hernández Serpas

DEDICATORIA

A DIOS TODOPODEROSO Y LA VIRGEN MARIA

A MIS PADRES:

Dr. Juan Antonio García Méndez

Amelia del Socorro Brizuela de García

A LA MEMORIA DE MIS ABUELOS:

Lic. Miguel García Martínez

Prof. Graciela Méndez de García

A MIS MAESTROS DE LA UNIVERSIDAD DON BOSCO

A LAS RELIGIOSAS Y MAESTROS DEL COLEGIO LA ASUNCION

A MIS FAMILIARES

A MIS AMIGOS

AGRADECIMIENTOS

Deseo expresar mi sincero agradecimiento a las siguientes personas que colaboraron conmigo en la realización de mi tesis:

Ing. Godofredo Girón por permitirme realizar las investigaciones de campo dentro de las instalaciones del Hospital de Especialidades.

Srita. Maria Elena Guardado por haberme brindado su valiosa ayuda con sus conocimientos de Medicina.

Mario Ernesto Cerna y Jaime Morales por facilitarme el equipo necesario para realizar las pruebas de laboratorio.

TABLA DE CONTENIDO

	Página
CAPITULO 1. GENERACION DE BIOPOTENCIALES	1
1.1 Transporte activo	2
1.2 Potencial de membrana	4
1.2.1 Variaciones en el potencial de membrana	5
1.3 Potencial de acción	5
CAPITULO 2. ACTIVIDAD ELECTRICA DEL CORAZON	9
2.1 Propiedades eléctricas del músculo cardíaco	10
2.2 Tejido marcapaso	12
2.3 Propagación de la excitación cardíaca	14
2.4 El electrocardiograma	15
2.5 Sucesos mecánicos del ciclo cardíaco	18
2.5.1 Final de la diástole	18
2.5.2 Sistole auricular	19
2.5.3 Sistole ventricular	19
2.5.4 Principio de la diástole	19
2.6 Presión arterial	21
2.7 Electrocardiografía	22
2.7.1 Derivaciones unipolares	22
2.7.2 Derivaciones bipolares	24
2.7.3 ECG normal	24
2.8 Condiciones anormales	24

2.8.1 Fibrilación auricular	26
2.8.2 Fibrilación ventricular	27
2.9 Medida de la presión sanguínea	27
2.9.1 Medidas indirectas	28
2.9.2 Medidas directas	29
CAPITULO 3. MECANICA DE LA RESPIRACION	30
3.1 Inspiración y espiración	30
3.2 Volúmenes pulmonares	32
3.3 Medidas de la función pulmonar	33
3.4 Condiciones anormales	34
CAPITULO 4. TEMPERATURA CORPORAL	36
4.1 Temperatura normal del cuerpo	36
4.2 Producción de calor	37
4.3 Pérdida de calor	38
4.4 Fiebre	39
4.5 Hipotermia	40
4.6 Medida de la temperatura	40
CAPITULO 5. ELECTRODOS Y TRANSDUCTORES	42
5.1 Electrodos	42
5.1.1 Tipos de electrodos	44
5.1.1.1 Electrodos polarizables	44
5.1.1.2 Electrodos no polarizables	45
5.1.1.3 Electrodos de placa metal	46
5.1.1.4 Electrodos de succión	47
5.1.1.5 Electrodos flotantes	47
5.1.1.6 Microelectrodos	49
5.2 Transductores	50

5.2.1	Medidas de desplazamiento	51
5.2.1.1	Transductores resistivos	51
5.2.1.2	Transductores inductivos	53
5.2.1.3	Transductores capacitivos	53
5.2.1.4	Transductores piezoelectricos	55
5.2.1.5	de desplazamiento fotoeléctrico	56
5.2.2	Medidas de temperatura	56
5.2.2.1	Termómetros de Mercurio	56
5.2.2.2	Termopares	57
5.2.2.3	Termistores	59
CAPITULO 6. SIMULADOR DE PARAMETROS FISIOLOGICOS		61
6.1	Diagrama de bloques	63
6.1.1	Simulador de ECG y presión arterial	64
6.1.2	Simulador de respiración	68
6.1.3	Simulador de temperatura	69
6.1.4	Fuente de poder	69
6.2	Diseño de etapas	70
6.2.1	Fuente de poder	70
6.2.2	Simulador de ECG y presión arterial	73
6.2.2.1	Base de tiempo	73
6.2.2.2	Contador	76
6.2.2.3	Memoria EPROM	80
6.2.2.4	Convertidor digital-análogo	80
6.2.2.5	Atenuadores	82
6.2.2.5.1	ECG	83
6.2.2.5.2	Presión arterial	87
6.2.3	Simulador de respiración	90

6.2.3.1 Atenuadores	91
6.2.4 Simulador de temperatura	92
CAPITULO 7. MANUAL TECNICO	95
7.1 Controles e indicadores	95
7.2 Modo de operación	96
7.3 Localización de fallas	106
7.3.1 Puntos de prueba	106
7.3.2 Fallas	110
7.4 Listado de elementos	111
7.5 Especificaciones Técnicas	116
CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES	117
BIBLIOGRAFIA	119
APENDICES	120

LISTA DE FIGURAS

	Página
Forma de onda del potencial de acción	7
Sistema conductor del corazón	10
Potencial de acción del músculo cardíaco	11
Fase del potencial de acción	12
Potencial de membrana del tejido marcapaso	13
Propagación normal de la actividad eléctrica	14
Ondas del ECG	16
Variaciones de presión sanguínea en función del tiempo	20
Curva de presión de la arteria	21
Derivaciones unipolares del ECG	23
ECG normal	25
Fibrilación auricular	26
Fibrilación ventricular	27
Cambios en las presiones en la espiración e inspiración	31
Volumenes pulmonares	33
Temperatura de diversas partes del cuerpo	37
Fluctuaciones de la temperatura rectal y bucal	38
Electrodo de plata-cloruro de plata	45
Electrodo de placa metal	46

Electrodo de succion	47
Microelectrodo	50
Tipos de potenci6metros	52
Galga extensi6m6trica y su circuito equivalente	53
Transductor de presi6n inductivo	54
Transductor de presi6n capacitivo	54
Transductor piezoel6ctrico	55
Transductor de desplazamiento fotoel6ctrico	57
Fuerza electromotriz Seebeck	58
Esquema de un termopar	59
Diagrama de bloques	63
Convertidor dc-dc	71
Fuente de poder	72
Configuracion interna del 555	74
Multivibrador Astable	74
Contadores en cascada	77
Circuito auxiliar de borrado	78
Base de tiempo y contadores	79
Memoria y DAC	81
Configuracion inversora	82
Derivaciones del ECG	84
Puntos de obtenci6n del ECG	85
Atenuadores	89
Simulador de Temperatura y respiraci6n	93
Fuente de poder	98
Temporizadores y contadores	99
Memoria y DAC	100

Atenuadores ECG y presión arterial	101
Simulador de respiración y temperatura	102
Tableta 1GB. Fuente de poder	103
Tableta 2GB. Etapa digital	104
Tableta 3GB. Etapa analógica y salidas	105
Señal ECG	107
Señal de presión arterial	108

LISTA DE TABLAS

	Página
Intervalos y amplitudes del ECG	17
Procesos de producción y pérdida de calor	39
Potenciales de electrodo	43
Resistencias temporizadoras	76
Distribución de datos de memoria	80
Valores analógicos de códigos binarios importantes	82
Resistencias divisoras ECG	86
Resistencias de derivaciones de ECG	87
Resistencias divisoras para presión arterial	88
Comparación de generadores de funciones	90
Resistencias temporizadoras	91
Resistencias derivadoras para respiración	92
Significado de códigos de control de panel	96
Períodos de la señal cuadrada	106
Periodo de repetición de pulso cuadrado	107
Frecuencias de señales ECG y presión arterial	108
Amplitudes de ECG	109
Frecuencias de respiración	109
Soluciones a fallas	110
Lista de elementos	111

INTRODUCCION

Debido a que los aparatos electromédicos que se encuentran con más frecuencia en los hospitales involucran la medición de parámetros fisiológicos tales como: onda cardíaca ECG, presión sanguínea, respiración y temperatura, es de mucha ayuda contar con la ayuda de un simulador de tales parámetros ya que este reproduce en una forma casi exacta las señales ideales de cada uno de los parámetros antes mencionados.

Un simulador de parámetros fisiológicos tiene muchas aplicaciones dentro del mantenimiento de equipo de un hospital, ya que este puede ser utilizado como un aparato de diagnóstico para determinar si el equipo en servicio está en buenas condiciones o como un instrumento auxiliar en el entrenamiento de personal.

Debido a que los simuladores de parámetros fisiológicos que se encuentran en el mercado tienen un costo muy elevado, es el objetivo del presente trabajo el de construir un simulador de parámetros fisiológicos con un precio más bajo y utilizando elementos de fácil adquisición en el país.

CAPITULO 1. GENERACION DE BIOPOTENCIALES

En el ser humano existen diferentes grupos celulares especializados para efectuar determinadas funciones en cada uno de los sistemas del organismo.

Para estudiar la generación de los biopotenciales, es necesario antes presentar los conceptos generales y principios que son básicos para la función de todos los sistemas.

Distribución de los líquidos corporales

Las células que constituyen el cuerpo se encuentran sumergidas en el líquido extracelular(LEC). De este líquido las células toman el oxígeno y sustancias nutritivas y en él descargan sus productos metabólicos de deshecho. En los seres humanos el LEC está dividido en dos compartimientos: el líquido intersticial y el plasma sanguíneo circulante. El líquido intersticial es la porción del LEC que baña las células y queda fuera de los vasos. Aproximadamente un tercio del agua corporal total (ACT) es extracelular, siendo intracelulares los dos tercios restantes.

Las diferencias en composición de los diversos líquidos corporales se deben, en gran parte, a la naturaleza de las barreras que los separan. Las membranas de las células separan el líquido intersticial del intracelular y la pared capilar separa el líquido intersticial del plasma. Los

procesos básicos que producen el movimiento del agua y de las pequeñas moléculas a través de estas barreras son la difusión, la difusión facilitada, el arrastre por solvente, la filtración, la ósmosis, el transporte activo y los procesos de exocitosis y endocitosis.

Además de atravesar las membranas celulares por difusión y ósmosis, los iones y moléculas más grandes, no ionizadas, son transportadas por moléculas portadoras en las membranas. Cuando tal transporte mediado por portadores sucede desde un área de mayor concentración de la molécula transportada a otra de menor concentración, no se requiere energía y el proceso se llama difusión facilitada. Cuando, por otra parte, el transporte se hace desde una zona de menor a otra de mayor concentración y tampoco puede explicarse como un movimiento debido al gradiente eléctrico el proceso requiere de energía y se denomina transporte activo. El transporte activo es realizado por "bombas" proteicas en las membranas celulares, y la energía es proporcionada por el metabolismo de las células, a través del adenosintrifosfato (ATP).

1.1 Transporte activo

Como ha sido mencionado anteriormente, cuando el transporte de sustancias se hace contra sus gradientes eléctricos y químicos, la forma de transporte requiere energía y se llama transporte activo. En las células animales la energía se deriva casi exclusivamente de la hidrólisis del ATP. De esto se deduce que las moléculas de

transporte son ATPasas, enzimas que catalizan la hidrólisis del ATP. La más importante de estas ATPasas es la trifosfatasa de adenosina activada por sodio y potasio ($\text{Na}^+ - \text{K}^+$ ATPasa), que se conoce también como bomba de sodio-potasio.

Algunas de las proteínas de transporte se llaman uniportadoras porque transportan sólo una sustancia. Otras se llaman simportadoras, pues su transporte requiere de la fijación de más de una sustancia a ellas, y las sustancias son transportadas al mismo tiempo a través de la membrana. Otras transportadoras se llaman antiportadoras porque intercambian una sustancia por otra. La ATPasa de sodio-potasio), mencionada antes, es una antiportadora típica; saca tres sodio de la célula en intercambio por cada dos potasio que introduce en la misma.

Debe observarse que debido a lo anteriormente mencionado la ATPasa de sodio-potasio es una bomba electrogena, es decir produce desplazamiento neto de la carga positiva hacia el exterior de la célula. La cantidad de sodio proporcionado a la bomba quizá sea el factor limitante de la magnitud de esta operación. En consecuencia, la cantidad de sodio expulsado por la célula se encuentra regulado en parte, a manera de retroalimentación, por la cantidad de sodio que hay en el interior.

El transporte activo de sodio y potasio es uno de los procesos que consumen más energía en el cuerpo.

1.2 Potencial de membrana

Existe una diferencia de potencial a través de las membranas de casi todas las células, cuyo interior es negativo en relación con el exterior. Este potencial de membrana en reposo (potencial de reposo) se expresa con signo negativo, lo que significa que el interior es negativo en relación con el exterior. Su magnitud varía entre uno y otro tejido.

La magnitud del potencial de membrana en un momento determinado depende, desde luego, de la distribución de sodio, potasio y cloro y de la permeabilidad de la membrana a cada uno de estos iones.

El potencial de membrana tiene su explicación en la distribución de iones a través de la membrana celular y en la naturaleza de la misma. Son dos las proteínas de transporte encargadas del potencial de la membrana en reposo: un conducto de fuga de potasio que permite que este ion se difunda al exterior de la célula y la ATPasa de sodio-potasio. El gradiente de concentración del potasio facilita su difusión hacia el exterior de la célula, pero el gradiente eléctrico está orientado en la dirección opuesta (hacia el interior). Por lo tanto se alcanza un equilibrio en el que la tendencia del potasio a salir de la célula se encuentra balanceada por su tendencia a moverse hacia el interior. Esta situación se conserva gracias a la actividad de la ATPasa de sodio potasio, la cual bombea potasio de nuevo hacia el interior de la célula y conserva

baja la concentración intracelular de sodio.

1.2.1 Variaciones en el potencial de membrana

Si se hace disminuir el potencial de la membrana en reposo al pasar corriente a través de la misma, disminuirá el gradiente eléctrico que conserva el potasio en el interior de la célula y habrá un aumento de la difusión de este ión hacia el exterior. Esta salida de potasio con desplazamiento simultáneo de cloro hacia el interior de la célula, da por resultado un paso neto de carga positiva hacia el exterior de la célula, con restablecimiento consecuente del potencial de la membrana en reposo. Cuando se incrementa el potencial de la membrana, estos iones se desplazan en la dirección opuesta. Estos procesos ocurren en todas las células polarizadas y tienden a conservar constante el potencial de membrana en reposo, dentro de límites estrechos. Sin embargo, en las células nerviosas y musculares la reducción del potencial de membrana desencadena un incremento de la permeabilidad al sodio dependiente del voltaje. Esta cualidad única permite que las células generen impulsos de autopropagación, los cuales se transmiten a lo largo de sus membranas a grandes distancias.

1.3 Potencial de acción

Cuando la membrana celular es excitada mediante algún tipo de energía aplicada externamente, la membrana cambia sus características y empieza a permitir la entrada de algunos iones sodio. Este movimiento de iones sodio hacia

el interior de la célula constituye un flujo de corriente iónica que reduce más la barrera de la membrana a los iones sodio. El resultado es que los iones sodio se precipitan en el interior de la célula intentando alcanzar un equilibrio con los iones del exterior. Al mismo tiempo, los iones potasio, que estaban en mayor concentración en el interior de la célula durante el estado de reposo, intentan salir pero son incapaces de moverse tan rápidamente como los iones sodio. Como resultado de ello, la célula tiene un potencial ligeramente positivo en el interior debido al desequilibrio de iones potasio.

Este potencial se conoce como potencial de acción y es aproximadamente 20mV positivo.

Una célula que ha sido excitada y que presenta un potencial de acción se dice que esta despolarizada, el proceso de cambio desde el estado de reposo al potencial de acción se denomina despolarización.

Una vez que ha cesado la precipitación de iones sodio a través de la membrana celular, desaparecen las corrientes iónicas que reducían la barrera a los iones sodio y la membrana vuelve a la situación original de permeabilidad selectiva, bloqueándose de nuevo, el paso de iones sodio desde el exterior de la célula hacia el interior de esta. Si este fuese el único efecto tardaría mucho en crearse de nuevo un potencial de reposo. Pero gracias al proceso activo mencionado con anterioridad y que se conoce como bomba de sodio, los iones sodio son transportados

rápidamente al exterior de la célula, y esta queda polarizada de nuevo adquiriendo su potencial de reposo. Este proceso se denomina repolarización.

En la Figura 1-1 se muestra la forma de onda de un potencial de acción típico.

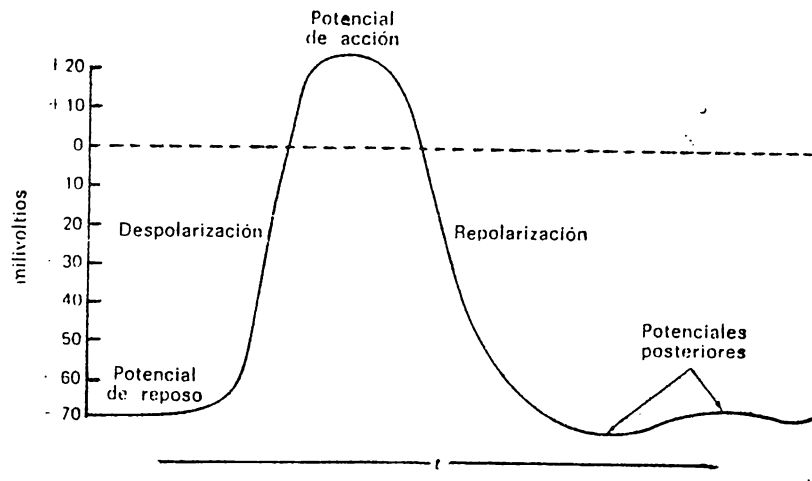


Figura 1-1

Forma de onda del potencial de acción

La escala de tiempos para el potencial de acción depende del tipo de célula que produce el potencial. En las células nerviosas y musculares, la repolarización se produce después de la despolarización de forma tan rápida que el potencial de acción aparece como un impulso de una duración total de tan solo 1 mseg. Mientras que el músculo cardíaco se repolariza mucho más lentamente.

Independientemente del método por el que se excita una célula o de la intensidad del estímulo (suponiendo que es

suficiente para activar la célula) para una célula, el potencial de acción es siempre el mismo. Esto se conoce como ley de todo o nada.

Por lo tanto podemos finalmente decir que los potenciales bioeléctricos son realmente potenciales iónicos producidos como resultado de la actividad electroquímica de ciertos tipos de células.

Para medir estos potenciales bioeléctricos es necesario, utilizar transductores capaces de convertir los potenciales y corrientes iónicas en potenciales y corrientes eléctricas y así poder medir estas señales y presentar los resultados de una forma adecuada para ayudar en los diagnósticos y tratamientos de distintas enfermedades.

CAPITULO 2. ACTIVIDAD ELECTRICA DEL CORAZON

Las partes del corazón normalmente laten en sucesión ordenada. La contracción auricular (sístole auricular) va seguida de la contracción de los ventrículos (sístole ventricular) y durante la diástole las cuatro cámaras estan relajadas. El latido cardíaco se origina en un sistema cardíaco de conducción especializado y se propaga a través de este sistema a todas las partes del miocardio. Las estructuras que constituyen el sistema de conducción (Figura 2-1) son el nodo sinoauricular (nodo SA), las vías auriculares internodales, el nodo auriculoventricular (nodo AV), el haz de his y sus ramas y el sistema de Purkinje. Las diversas partes del sistema de conduccion y partes del miocardio (en condiciones anormales) son capaces de descarga espontánea, pero el nodo SA normalmente descarga de manera más frecuente propagandose la despolarización desde él a las otras regiones, antes de que estas descarguen espontáneamente. El nodo SA es, considerado por esto, el marcapaso cardíaco y su frecuencia de descarga determina la frecuencia a la que late el corazón. Los impulsos generados en el nodo SA pasan a través del músculo auricular al nodo AV; de este nodo al haz de his; y a traves de las ramas del haz de his, por el sistema de Purkinje, al músculo ventricular.

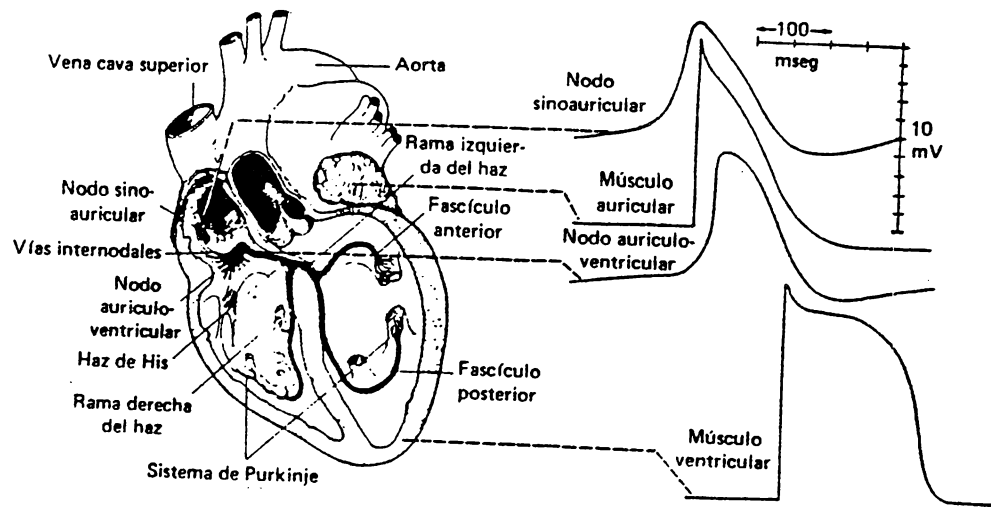


Figura 2-1

Sistema conductor del corazón

2.1 Propiedades eléctricas del músculo cardíaco

El potencial de reposo de la membrana de las células cardíacas es aproximadamente -90 mV. La estimulación produce un potencial de acción propagado responsable del inicio de la contracción. La despolarización es muy rápida e inclusive se invierte el potencial de membrana, pero va seguida por una meseta antes de que se inicie la repolarización (Figura 2-2). En el corazón la despolarización dura cerca de 2 mseg, la fase de meseta y la repolarización tarda 200 mseg o más, por lo cual no se completa hasta que la contracción está más allá de la mitad.

Como en otros tejidos excitables, los cambios en la concentración externa de potasio afectan el potencial de

reposo de la membrana del musculo cardiaco, en tanto que los cambios en la concentracion externa de sodio afectan la magnitud del potencial de accion. La despolarizacion rapida inicial y la inversion son debidas al rapido aumento en la permeabilidad para el sodio, en tanto que la segunda fase de meseta se debe al inicio de un incremento lento, menos intenso y mas prolongado de la permeabilidad para el calcio (Figura 2-3).

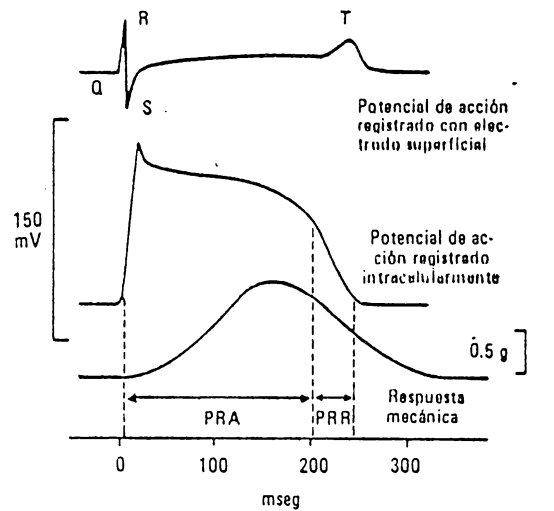


Figura 2-2

Potencial de acción del músculo cardíaco

La tercera fase es la manifestación de un incremento tardío en la permeabilidad para el potasio. Este incremento produce la salida de potasio que completa el proceso de repolarización. El conducto del sodio a menudo es llamado conducto rapido. Este conducto se presume que tiene dos compuertas, una exterior que se abre al iniciarse la despolarización cuando se alcanza un potencial de membrana

entre -60 a -70 mV, y una interior que se cierra y evita mayor entrada hasta que haya terminado el potencial de acción (inactivación del conducto de sodio). El conducto de calcio es llamado conducto lento. Este es activado cuando el potencial de membrana se encuentra entre -30 y -40 mV y se inactiva mucho más lentamente que el conducto rápido.

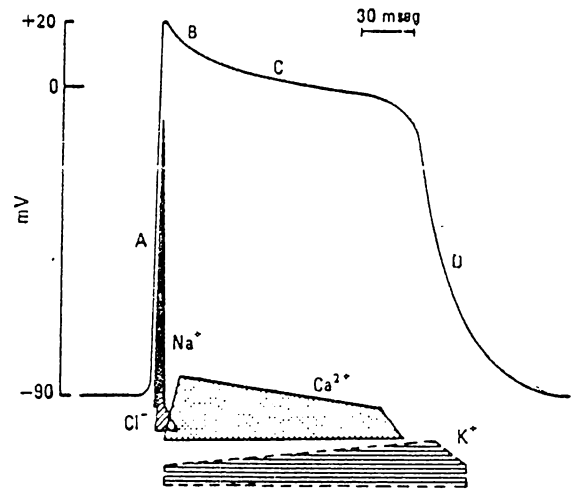


Figura 2-3

Fase del potencial de acción

En el músculo cardíaco, el tiempo de repolarización decrece cuando aumenta la frecuencia cardíaca. A una frecuencia de 75 latidos por minuto (bpm), la duración del potencial de acción (0.25 seg) es casi 70% mayor que a una frecuencia de 200 latidos por minuto (0.15 seg).

2.2 Tejido marcapaso

En el corazón se encuentra presente un tejido marcapaso especializado que puede iniciar potenciales de acción

iterativos. El tejido marcapaso forma el sistema de conduccion que normalmente propaga los impulsos por todo el corazon.

El tejido marcapaso se caracteriza por un potencial de membrana inestable. En lugar de tener un valor sostenido entre los impulsos, el potencial de membrana disminuye continuamente hasta que se alcanza el valor de descarga y se dispara otro potencial de accion. Esta despolarizacion lenta entre los potenciales de accion se llama potencial marcapaso o prepotencial (Figura 2-4).

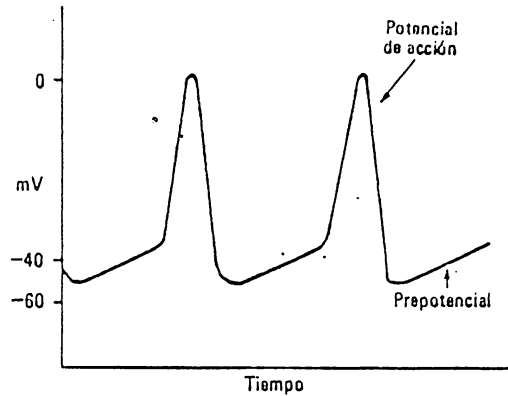


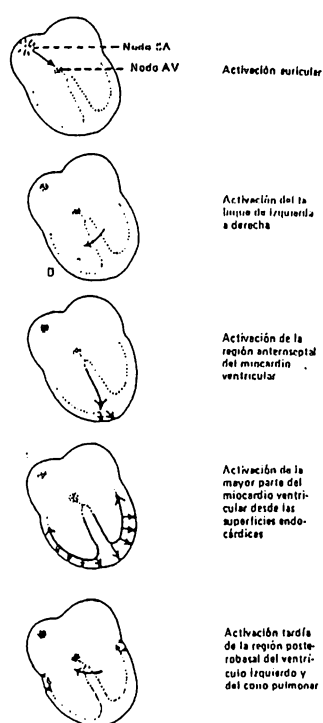
Figura 2-4

Potencial de membrana del tejido marcapaso

Mientras más pronunciada es su pendiente, más rápida es la frecuencia de descarga del marcapaso. Se ha demostrado que el prepotencial se debe primordialmente a disminución lenta de la pérdida de potasio / reducción resultante del potencial de la membrana.

2.3 Propagación de la excitación cardíaca

La despolarización iniciada en el nodo SA se propaga radialmente a través de las aurículas, convergiendo sobre el nodo AV. La despolarización auricular se completa en 0.1 seg aproximadamente. Debido a que la conducción en el nodo AV es lenta, hay un retardo cercano a 0.1 seg (retardo nodal AV) antes de la excitación se propague a los ventrículos. Desde la parte superior del tabique, la onda de despolarización se propaga por las fibras de purkinje, a todas las partes de los ventrículos en 0.08 - 0.1 seg. En la Figura 2-5 se muestra la propagación de la actividad eléctrica.



La despolarización del músculo ventricular se inicia en el lado izquierdo del tabique intraventricular y se desplaza primero a la derecha a través de la porción media del mismo. La onda de despolarización se propaga luego hacia abajo del tabique hasta la punta del corazón. Esta regresa a lo largo de las paredes ventriculares hasta el surco AV, propagándose de la superficie endocárdica a la epicárdica. Las últimas partes del corazón en despolarizarse son la porción posterobasal del ventrículo izquierdo, el cono pulmonar y la porción mas alta del tabique.

2.4 El electrocardiograma

A causa de que los líquidos corporales son buenos conductores, las variaciones en el potencial, que representan la suma algebraica de los potenciales de acción de las fibras del miocardio, pueden ser registradas en la superficie del cuerpo. El registro de estas fluctuaciones de los potenciales durante el ciclo cardíaco es el electrocardiograma (ECG).

El ECG puede ser registrado cuando un electrodo activo o explorador, conectado a un electrodo neutro, que se considera que el potencial que pueda registrar sea cero (registro unipolar) o entre dos electrodos (registro bipolar).

Los nombres de las diversas ondas del ECG y su cronología se muestran en la Figura 2-6. Por convención, se grafica una deflexión hacia arriba cuando el electrodo activo se vuelve positivo con relación al electrodo neutro

y una deflexión hacia abajo cuando se vuelve negativo.

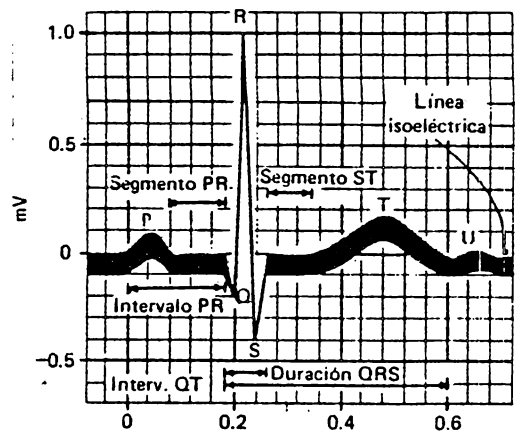


Figura 2-6

Ondas del ECG

La onda P es producida por la despolarización auricular, el complejo QRS por la despolarización ventricular y el segmento ST y la onda T por la repolarización ventricular. Las manifestaciones de la repolarización auricular normalmente no aparecen en las derivaciones usadas en la electrocardiografía clínica general. Sin embargo algunas veces se registra una depresión en el segmento PR (onda Ta) asociada con taquicardia sinusal en individuos normales o cuando las aurículas están hipertrofiadas. La onda U es un hallazgo inconstante, y se cree que sea debida a la repolarización lenta de los músculos papilares. Los intervalos entre las diferentes ondas del ECG y los eventos cardiacos que ocurren en estos intervalos se muestran en la Tabla 2-1.

Tabla 2-1

Intervalos y Amplitudes del ECG

	Duración normal (s)		Eventos en el corazón durante el intervalo
	Promedio	Límites	
PR*	0.18†	0.12-0.20	Despolarización auricular y conducción a través del nodo AV
QRS	0.08	hasta 0.10	Despolarización ventricular
QT	0.40	hasta 0.43	Despolarización ventricular más repolarización del ventrículo
ST (QT menos QRS)	0.32	. . .	Repolarización ventricular

Intervalos de ECG

Onda P	0.25mV
Onda R	1.60mV
Onda Q	25% Onda R
Onda T	0.1 a 0.5 mV

Amplitudes de ECG

La magnitud y configuración de las ondas individuales del ECG varían con la posición de los electrodos. Todas las ondas son pequeñas comparadas con los potenciales transmembrana de las fibras individuales porque el ECG es registrado a una distancia considerable del corazón.

2.5 Sucesos mecánicos del ciclo cardíaco

El proceso de despolarización ordenada descrito con anterioridad, desencadena una onda de contracción que se propaga por el miocardio. En las fibras musculares individuales, la contracción se inicia justamente después de la despolarización y dura cerca de 50 msec después que se completa la repolarización (Figura 2-2). La sístole auricular se inicia después de la onda P del ECG; la sístole ventricular comienza cerca del fin de la onda R y termina justamente después de la onda T. La contracción produce cambios sucesivos en la presión y flujos de las cavidades cardíacas y vasos sanguíneos. Debe hacerse notar que el término presión sistólica se refiere a la presión máxima que se alcanza durante la sístole; de modo semejante la presión diastólica se refiere a la presión más baja durante la diástole.

2.5.1 Final de la diástole

Al final de la diástole, las válvulas mitral y tricúspide, situadas entre las aurículas y los ventrículos se abren y las válvulas aórtica y pulmonar se cierran. La sangre fluye al corazón durante toda la diástole llenando las aurículas y los ventrículos.

2.5.2 Sístole auricular

La contracción de las aurículas impulsa un poco de sangre adicional hacia los ventrículos. La contracción del músculo auricular que rodea a los orificios de las venas cava y pulmonar estrecha estos orificios, y la inercia de la sangre en movimiento hacia el corazón tiende a mantenerla en él.

2.5.3 Sístole ventricular

Al inicio de la sístole ventricular se cierran las válvulas mitral y tricúspide. El músculo ventricular inicialmente se acorta un poco, pero la presión intraventricular aumenta intensamente al ejercer presión el miocardio sobre la sangre del ventrículo. Este período de contracción isométrica dura aproximadamente 0.05 segundos, hasta que las presiones en los ventrículos izquierdo y derecho sobrepasan las existentes en la aorta (80 mmHg) y en la pulmonar (10 mmHg) y se abren ambas válvulas.

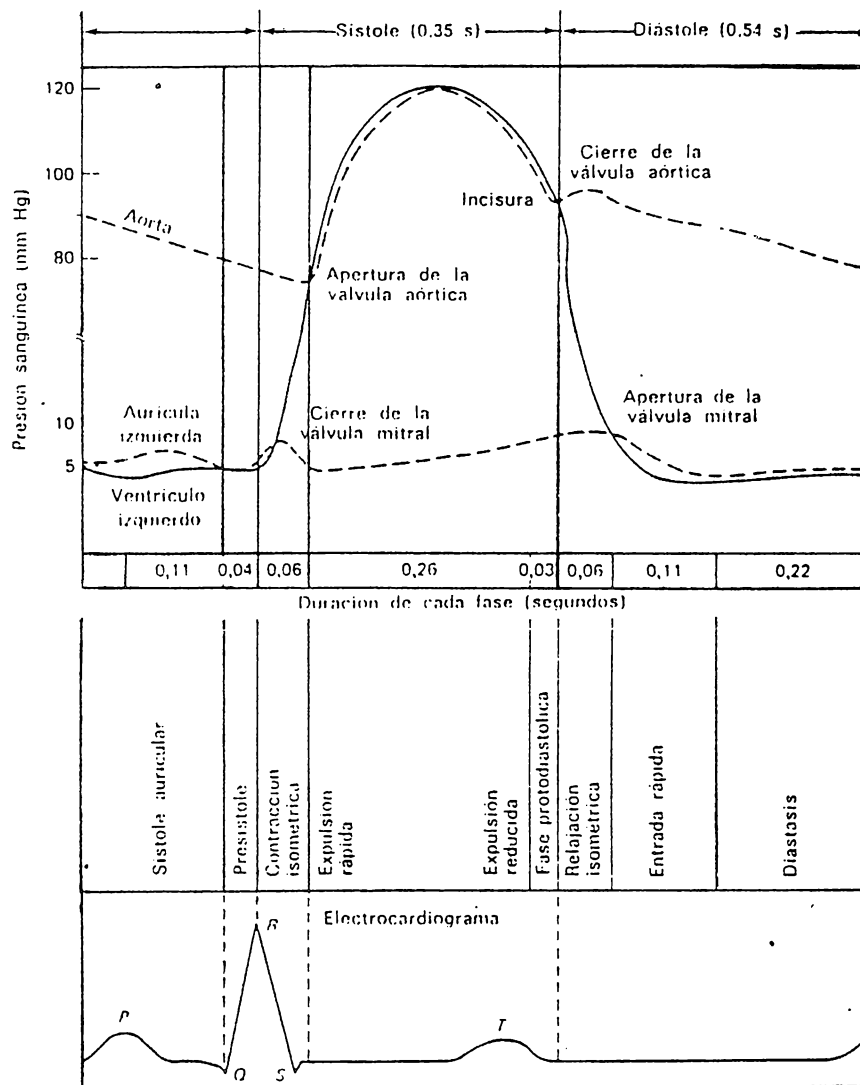
Cuando las válvulas aórtica y pulmonar se abren, se inicia la fase de expulsión ventricular. Esta es rápida al principio, retardándose según progresa la sístole. La presión intraventricular sube a un máximo (120 mmHg) y luego declina un tanto antes que termine la sístole ventricular.

2.5.4 Principio de la diástole

Una vez que el músculo ventricular está completamente contraído, la ya declinante presión ventricular cae mas rápidamente. Este periodo de protodiástole dura cerca de

0.04 seg y termina cuando la presión de la sangre expulsada es vencida se cierran las válvulas aórtica y pulmonar.

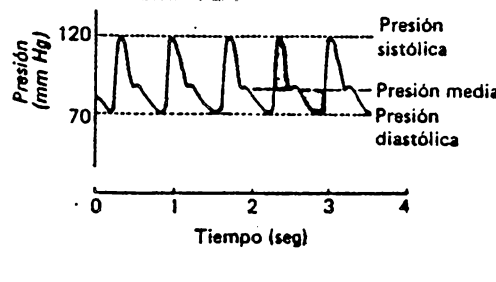
En la Fig 2-7 se muestran las variaciones de la presión sanguínea en función del tiempo.



2.6 Presión arterial

La presión en la aorta, en la arteria braquial y otras grandes arterias normalmente sube a un valor máximo (presión sistólica) de 120 mmHg aproximadamente durante cada ciclo cardíaco y cae a un valor mínimo (presión diastólica) de cerca de 70 mmHg. La presión del pulso es la diferencia entre las presiones sistólica y diastólica, la que es normalmente de 50 mmHg. La presión media es la presión promedio durante todo el ciclo cardíaco.

Debido a que la sístole es más corta que la diástole, la presión media es ligeramente menor que el valor en la parte media entre las presiones sistólica y diastólica. Esta presión puede ser determinada integrando el área de la curva de presión (Figura 2-8). Pero se obtiene una aproximación razonablemente exacta sumando a la presión diastólica un tercio de la presión del pulso.



2.7 Electrocardiografía

Como se ha mencionado en apartados anteriores el electrocardiograma (ECG) es el registro gráfico o visualización de los potenciales producidos por el miocardio durante el ciclo cardíaco.

Las amplitudes, polaridades e incluso los tiempos y duraciones de los distintos componentes del ECG dependen en gran modo de la localización de los electrodos en el cuerpo y a que se pueden realizar registros unipolares (un electrodo activo) y registros bipolares (dos electrodos activos).

Debido a que en un conductor de volumen, la suma de los potenciales en los vértices de un triángulo equilátero con una fuente de corriente en el centro es cero en todo tiempo, puede entonces construirse aproximadamente un triángulo (Triángulo de Einthoven) con el corazón en su centro, colocando electrodos en ambos brazos y en la pierna izquierda. Si estos electrodos son conectados a un terminal común, se obtiene un electrodo neutro que está a casi potencial cero.

2.7.1 Derivaciones unipolares

Se utilizan nueve puntos estándar para el electrodo explorador. Las seis derivaciones torácicas unipolares (derivaciones precordiales) se designa V1-6 (Figura 2-9).

Las tres derivaciones unipolares de los miembros son VR (brazo derecho), VL (brazo izquierdo) y VF (pie izquierdo). En la actualidad se usan generalmente las derivaciones

aumentadas que se designan (aVR, aVL, aVF).

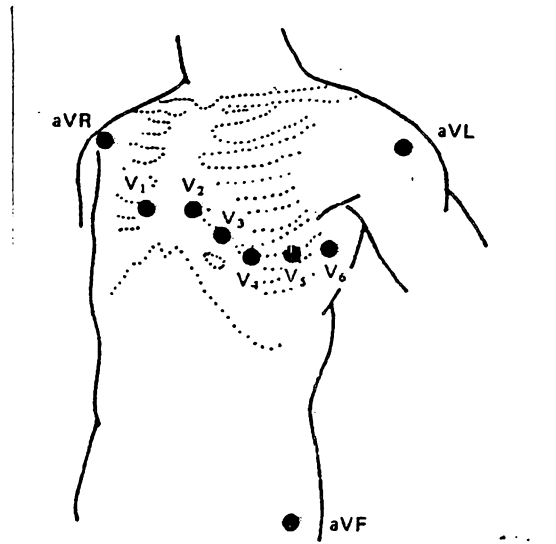


Figura 2-9

Derivaciones unipolares del ECG

Estas derivaciones son registros obtenidos entre el electrodo colocado en un miembro y los otros dos. Esto aumenta el tamaño de los potenciales en 50% sin cambiar la configuración del registro no aumentado, porque cada derivación aumentada equivale a $3/2$ de la no aumentada. La ecuación para las derivaciones aumentadas de las extremidades se puede escribir:

$$aVR = VR - (VL + VF)/2$$

$$2aVR = 2VR - (VL + VF)$$

y de acuerdo al triángulo de Einthoven:

$$V_R + V_L + V_F = 0$$

$$V_R = -(V_L + V_F)$$

$$2aVR = 2VR + VR$$

quedando:

$$aVR = 3/2VR$$

2.7.2 Derivaciones bipolares

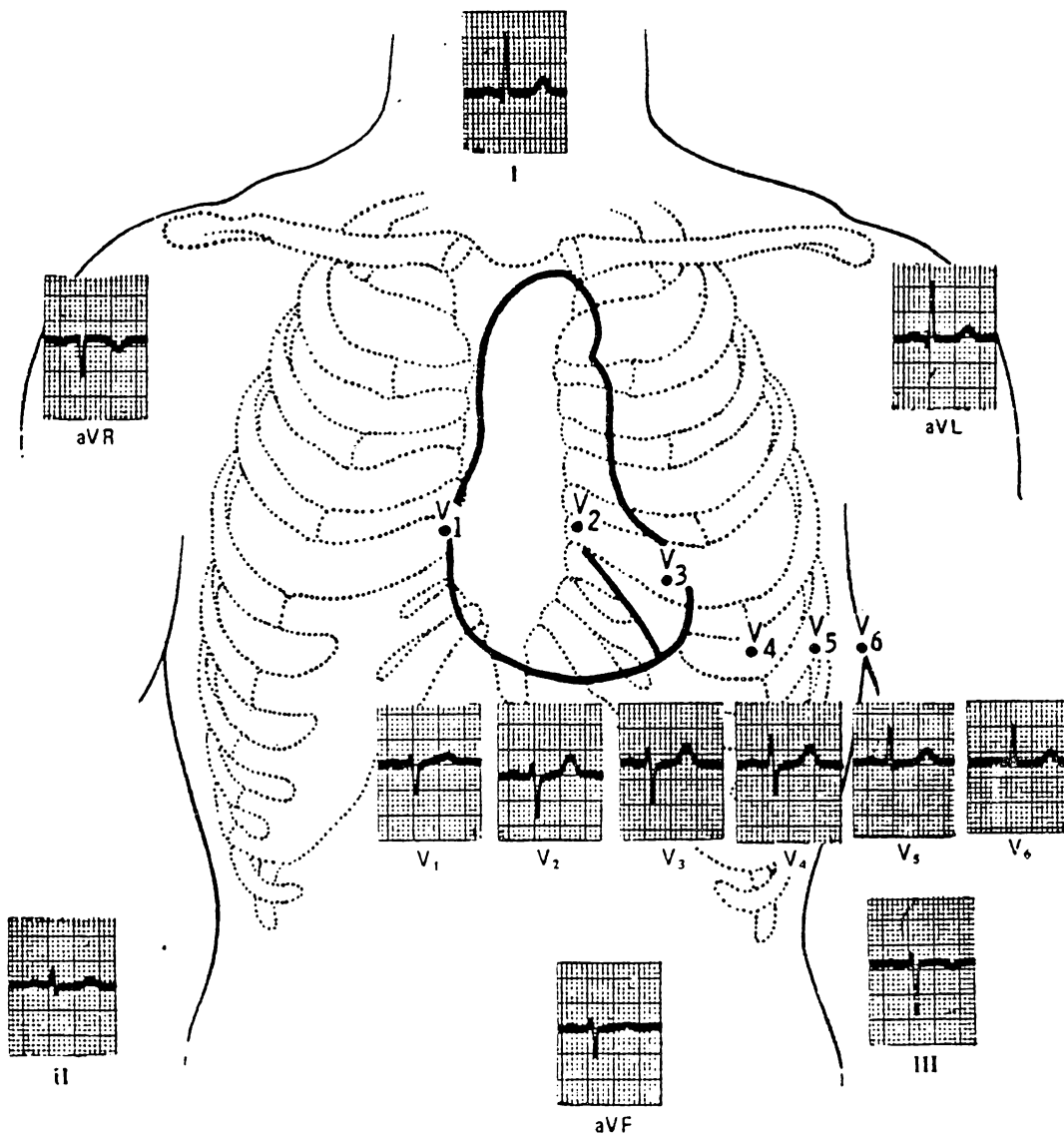
Las derivaciones bipolares fueron usadas antes de que se introdujeran las unipolares. Las derivaciones estándar de los miembros I, II y III son registros de las diferencias de potencial entre dos miembros. En la derivación I, los electrodos se conectan en el brazo izquierdo (positivo) y el brazo derecho. En la derivación II, los electrodos están en el brazo derecho y en la pierna izquierda, siendo la pierna positiva; y en la derivación III los electrodos están en el brazo izquierdo y en la pierna izquierda con ésta positiva.

2.7.3 ECG normal

El ECG normal de un individuo se muestra en la Figura 2-10. El orden en que son despolarizadas las partes del corazón y la posición del mismo con respecto a los electrodos, son las condiciones de las ondas en cada derivación.

2.8 Condiciones anormales

En el corazón humano normal, cada latido se origina en el nodo SA. El corazón late aproximadamente 70 veces por minuto (bpm). Si la frecuencia es menor se conoce como

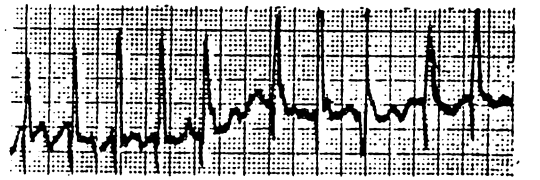


bradicardia y si es mayor que el promedio recibe el nombre de taquicardia.

Existe otra condición anormal en la cual se pierde el sincronismo de bombeo y esto se conoce como fibrilación. Durante la fibrilación, en lugar de las contracciones rítmicas normales de las aurículas y los ventrículos, se produce una contracción irregular y rápida de las paredes musculares. La fibrilación de la musculatura auricular se denomina fibrilación auricular, mientras que la fibrilación de los ventrículos se conoce como fibrilación ventricular.

2.8.1 Fibrilación auricular

Bajo estas condiciones, los ventrículos todavía pueden funcionar normalmente, pero responden con un ritmo irregular a la estimulación eléctrica proveniente de la aurícula en fibrilación (Figura 2-11).



bombeo. De este modo, a pesar de la fibrilación auricular se puede mantener la circulación si bien de forma no del todo eficiente.

2.8.2 Fibrilación ventricular

Esta es la más peligrosa, ya que los ventrículos en estas condiciones son incapaces de bombear sangre; y si no se corrige la fibrilación, por lo general en pocos minutos sobreviene la muerte. En la Figura 2-12 se muestra el trazo típico de una fibrilación ventricular.



Figura 2-12
Fibrilación ventricular

2.9 Medida de la presión sanguínea

La presión sanguínea se considera un buen indicador del estado del sistema cardiovascular.

En pruebas de rutina, la presión sanguínea, se mide normalmente mediante un método indirecto utilizando un esfigmomanómetro. Este método es fácil de utilizar, pero tiene ciertas desventajas como la de no proporcionar un registro continuo de las variaciones de presión. Además solo se pueden obtener mediciones de la presión arterial sistólica y diastólica, sin que se indiquen detalles de la

forma de onda de presión, este método falla frecuentemente cuando la presión sanguínea es muy baja (usualmente en pacientes que han sufrido un shock).

Por otro lado, los métodos para la medida directa de la presión sanguínea, proporcionan una lectura o un registro continuos de la onda de presión sanguínea y son más precisos que los métodos indirectos. Sin embargo requieren la perforación del vaso sanguíneo para introducir el sensor.

2.9.1 Medidas indirectas

Los métodos utilizados son dos:

1) Método auscultatorio en el cual los valores de la presión sistólica y diastólica se localizan escuchando los sonidos de Korotkoff.

2) Método de palpación: es similar al anterior excepto en que se identifica el flujo sanguíneo en la arteria tomando el pulso en la parte inferior del brazalete del esfigmomanómetro en vez de escuchar los sonidos de Korotkoff. Aunque la presión sistólica es fácil de medir con este método, la presión diastólica es mucho más difícil de identificar.

Actualmente se utiliza el principio básico del esfigmomanómetro junto con un transductor de presión conectado al brazalete del esfigmomanómetro, un micrófono situado por debajo del brazalete y un sistema de registro de variables fisiológicas en el cual se registran la presión del brazalete y los sonidos de Korotkoff.

2.9.2 Medidas directas

Normalmente la medida directa de la presión sanguínea se obtiene por cualquiera de los métodos siguientes:

- 1- Inserción percutánea
- 2- Cateterización
- 3- Implantación de un transductor en un vaso o en el corazón

La inserción percutánea y la cateterización son técnicas de cirugía menor que suponen una invasión del organismo. En la primera se inserta normalmente un catéter o aguja en un vaso sanguíneo muy cerca del punto de penetración de la piel; la última supone la conducción de un catéter por la arteria o la vena hasta la posición deseada, que puede ser el propio corazón.

Las técnicas de implantación implican la realización de cirugía mayor, y por ello sólo se utilizan normalmente en experimentos de investigación. Tienen la ventaja de mantener el transductor fijo en su sitio durante largos períodos de tiempo.

CAPITULO 3. MECANICA DE LA RESPIRACION

El aparato respiratorio está formado por un órgano de intercambio de gases (los pulmones) y una bomba que ventila los pulmones. La bomba consiste en las paredes del tórax; los músculos respiratorios, los cuales aumentan o disminuyen el tamaño de la cavidad torácica; los centros cerebrales que controlan los músculos; las vías y nervios que conectan al cerebro con los músculos. En reposo, una persona normal respira 12 a 15 veces por minuto. Son inspirados y espirados 500 ml de aire por respiración o 6 a 8 litros por minuto. Este aire se mezcla con el gas de los alvéolos y, por simple difusión, el oxígeno entra a la sangre de los capilares pulmonares, mientras que el bióxido de carbono pasa a los alveolos. De esta manera, 250 ml de oxígeno por minuto entran al cuerpo y 200 ml de bióxido de carbono son expulsados del mismo.

3.1 Inspiración y espiración

Los pulmones y las paredes del tórax son estructuras elásticas. Normalmente no existe más que una delgada capa de líquido entre los pulmones y la pared torácica. Los pulmones se deslizan fácilmente sobre dicha pared, pero se resisten a ser alejados de ella. La presión en el espacio entre los pulmones y la pared torácica (presión intrapleurai) es subatmosférica (Figura 3-1). Al final de

una espiración tranquila la tendencia de los pulmones a separarse de la pared torácica es justamente balanceada por la tendencia de esta a regresar en la dirección opuesta.

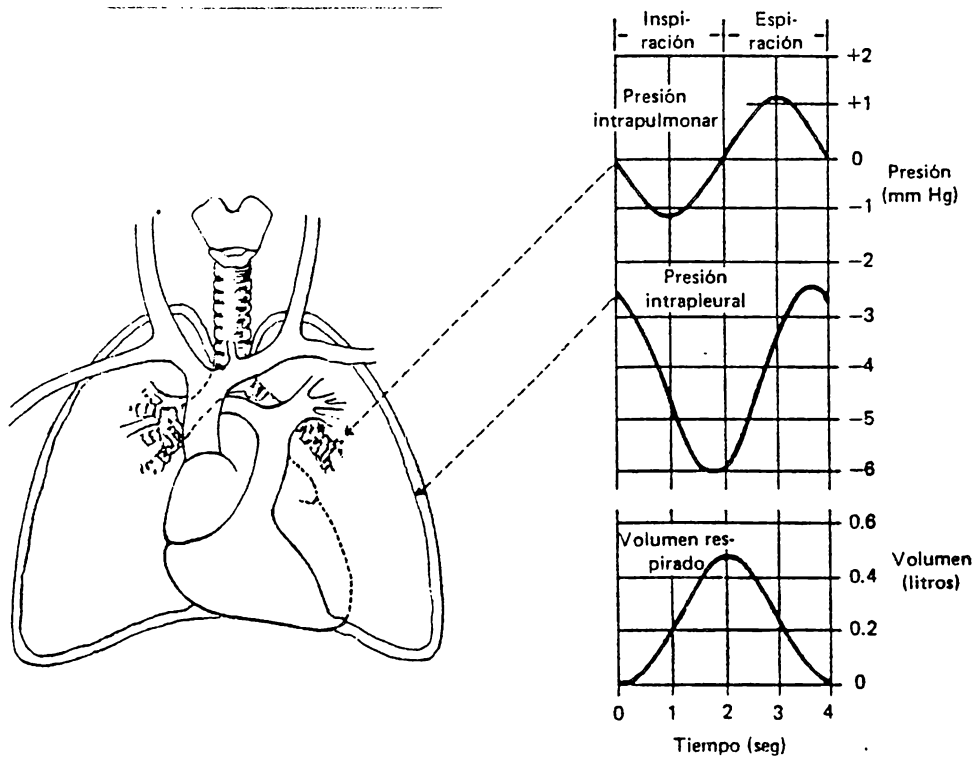


Figura 3-1

Cambios en las presiones en la espiración e inspiración

La inspiración es un proceso activo. La contracción de los músculos inspiratorios aumenta el volumen torácico. Durante la respiración tranquila, la presión intrapleurál que es cercana a -2.5 mmHg (con relación a la atmosférica) al iniciarse la inspiración decrece hasta cerca de -6 mmHg y los pulmones son arrastrados a una posición más expandida. La presión en las vías respiratorias se vuelve

ligeramente negativa, y el aire fluye hacia los pulmones (Figura 3-1).

Al final de la inspiración, el regreso de los pulmones retrae el tórax a la posición espiratoria donde las presiones de regreso de los pulmones y de la pared torácica se equilibran. La presión en las vías respiratorias se torna ligeramente positiva y el aire sale de los pulmones. Durante la respiración tranquila, la espiración es pasiva en el sentido de que no se contraen músculos que hagan disminuir el volumen intratorácico.

3.2 Volúmenes pulmonares

La cantidad de aire que penetra a los pulmones con cada inspiración (o la cantidad que sale con cada espiración) se llama volumen de ventilación pulmonar. El aire inspirado con un esfuerzo inspiratorio máximo que exceda al de ventilación pulmonar es el volumen inspiratorio de reserva. El volumen expelido por un esfuerzo espiratorio activo, después de la espiración pasiva, es el volumen espiratorio de reserva, y el aire que queda en los pulmones después de un esfuerzo espiratorio máximo es el volumen residual. Los valores normales para estos volúmenes pulmonares y los nombres que se aplican a sus combinaciones se muestran en la Figura 3-2.

La cantidad de aire inspirado por minuto (ventilación pulmonar o volumen respiratorio por minuto) normalmente es de 6 litros por minuto aproximadamente (12-15 respiraciones por minuto).

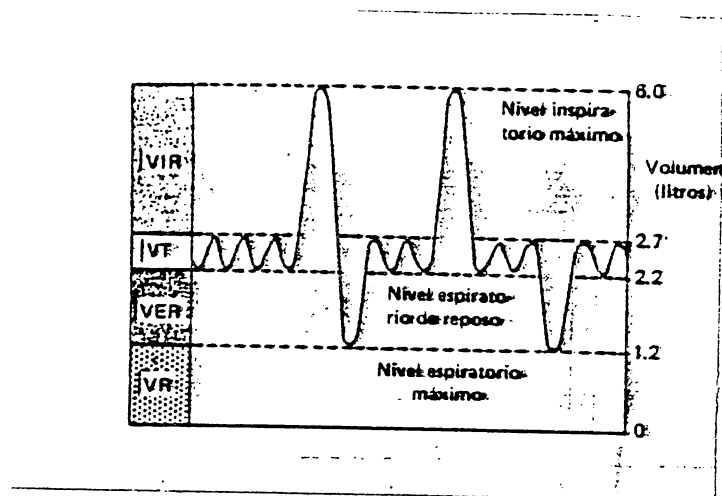


Figura 3-2

Volumenes pulmonares

3.3 Medidas de la función pulmonar

Se conoce como función pulmonar el proceso entero de inspirar y espirar el aire, el intercambio de gases, la distribución de oxígeno de las células y la eliminación de bióxido de carbono de estas. Las pruebas para valorar los distintos componentes del proceso se denominan pruebas de la función pulmonar.

Las pruebas y la instrumentación para las medidas respiratorias se pueden dividir en dos clases. La primera incluye las pruebas diseñadas para medir la mecánica de la respiración y las características físicas de los pulmones, la distribución de oxígeno y la eliminación de anhídrido carbónico.

Todos los parámetros relativos al mecanismo de la

respiración se pueden deducir mediante medidas de los volúmenes pulmonares en los distintos niveles y condiciones de la respiración, presiones dentro de los pulmones y del tórax respecto a la presión en el exterior y flujo de aire instantáneo.

El instrumento de laboratorio utilizado con mayor frecuencia para medidas de volúmenes en la respiración es el espiómetro registrador. Utilizando el espiómetro se pueden determinar todos los volúmenes y capacidades pulmonares que se pueden obtener midiendo la cantidad de gas expirada bajo un conjunto de condiciones determinadas o durante un intervalo de tiempo específico. Las únicas medidas de volumen y capacidad que no se pueden obtener son aquellas que requieren medir el gas que no se puede expeler de los pulmones bajo ninguna condición.

Para medir el flujo de aire se pueden utilizar varios instrumentos. Uno de los más utilizados es el pneumotacómetro.

En algunas aplicaciones, no se necesita el flujo o volumen respirado sino que se necesita una medida del ritmo respiratorio (número de respiraciones por minuto). El ritmo respiratorio puede obtenerse desde luego mediante cualquier instrumento que registre cambios de volumen durante el ciclo respiratorio.

3.4 Condiciones anormales

Existen diferentes trastornos relacionados con las funciones pulmonares, dentro de las cuales se presentan las

siguientes:

La hipoventilación es una situación de ventilación insuficiente para mantener el nivel normal de bióxido de carbono, mientras que la hiperventilación se refiere a una respiración prolongada, rápida o profunda de manera anormal. La hiperventilación es también la situación producida por una respiración excesiva. La disnea es la sensación de respiración inadecuada o agotadora. La hipercapnia es un exceso de bióxido de carbono y la hipoxia es una insuficiencia de oxígeno. Estas dos últimas pueden producirse debido a una ventilación inadecuada. Finalmente la apnea es aquella situación en la que hay ausencia de respiración.

CAPITULO 4. TEMPERATURA CORPORAL

En el organismo el calor es producido por el ejercicio muscular, por la asimilación de los alimentos y por todos los procesos vitales dentro del organismo y es perdido por el cuerpo por radiación, conducción y vaporización. El balance entre la producción y la pérdida de calor determina la temperatura corporal.

Debido a que la velocidad de las reacciones químicas varía con la temperatura y a causa de que los sistemas enzimáticos del organismo tienen un margen estrecho en el cual su función es óptima, las funciones normales del cuerpo dependen de una temperatura relativamente constante.

Debido a esto existen mecanismos para mantener la temperatura del cuerpo por ajuste de la producción y pérdida de calor.

4.1 Temperatura normal del cuerpo

En el hombre, la cifra tradicional para la temperatura bucal es de 37°C. Varias partes del cuerpo se encuentran a diferentes temperaturas y la magnitud de la diferencia entre las diversas partes del cuerpo varía con la temperatura ambiental (Figura 4-1). Las extremidades están generalmente más frías que el resto del cuerpo.

La temperatura rectal es representativa de la temperatura interna corporal y varía muy poco con los

campos de temperatura ambiente. La temperatura de la boca es normalmente 0.50°C mas baja que la rectal, pero es afectada por muchos factores como la respiración bucal, el fumar, la ingestión de líquidos fríos o calientes, etc.

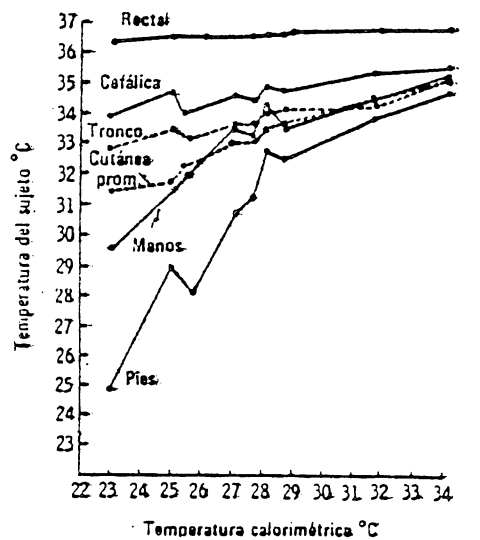


Figura 4-1

Temperatura de diversas partes del cuerpo

Durante el ejercicio, el calor producido por la contracción muscular se acumula en el cuerpo y la temperatura rectal normalmente sube hasta 40°C . La temperatura del cuerpo también sube ligeramente durante la excitación emocional probablemente debido a la tensión inconsciente de los músculos. En general la temperatura del

cuerpo fluctuara dentro de cierto rango dependiendo del medio ambiente y la actividad tal y como se muestra en la Figura 4-2.

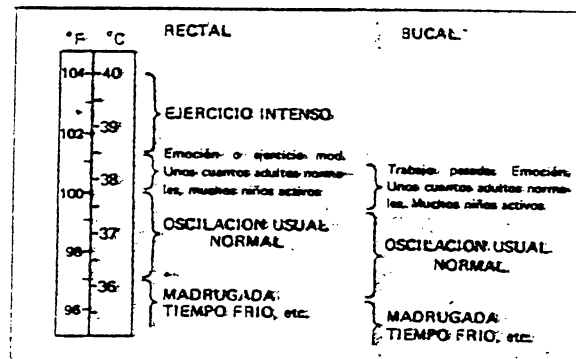


Figura 4-2

Fluctuaciones de la temperatura rectal y bucal

La producción de calor puede ser modificada por mecanismos endocrinos en ausencia de ingestión de alimentos o de ejercicio muscular. La adrenalina y la noradrenalina producen un aumento rápido, pero de corta duración.

4.3 Pérdida de calor

Los procesos por los cuales se pierde calor del organismo cuando la temperatura ambiente es menor que la temperatura corporal se presentan en la Tabla 4-1.

La contribución relativa de cada uno de los procesos que transfieren calor del cuerpo (Tabla 4-1) varía con la temperatura ambiente. A 21°C, la evaporación es un componente menor en un hombre en reposo. Según se acerca la temperatura ambiente a la temperatura corporal, las pérdidas por radiación declinan y aumentan las pérdidas por

evaporacion.

Tabla 4-2

Procesos de producción y pérdida de calor

El calor corporal es producido por:	
Procesos metabólicos básicos	
La ingestión de alimentos	
(acción dinámica específica)	
La actividad muscular	
	Porcentaje de
	pérdida de ca-
	lor a 21°C
El calor corporal se pierde por:	
La radiación y la conducción	70
La vaporización del sudor	27
La respiración	2
La micción y la defecación	1

4.4 Fiebre

La fiebre es quizá el signo más antiguo y más universalmente conocido de enfermedad y aunque se desconoce el beneficio de la fiebre para el organismo, muchos microorganismos se desarrollan sólo en reducido margen de temperatura y un aumento de la misma inhibe su crecimiento y la producción de anticuerpos aumenta cuando la temperatura corporal está elevada. La hipertermia como se le conoce a la fiebre también retrasa el crecimiento de ciertos tumores. Sin embargo, las temperaturas muy altas son nocivas. Cuando la temperatura rectal es mayor de 41°C durante largo tiempo, resulta algún daño permanente del encéfalo; cuando es mayor de 43°C la muerte es frecuente.

4.5 Hipotermia

Cuando la piel o la sangre se enfrian lo suficiente para bajar la temperatura del cuerpo, los procesos metabólicos y fisiológicos se tornan lentos. La respiración y la frecuencia cardíaca son muy lentas, la presión arterial es baja y se pierde la conciencia. A temperaturas rectales de aproximadamente 28°C, la facultad para volver espontáneamente a la temperatura normal se pierde, pero el individuo sigue viviendo y si se vuelve a calentar aplicándole calor externo, regresa a su estado normal.

Los humanos toleran temperaturas de 21 a 24°C sin efectos nocivos permanentes y la hipotermia inducida ha sido empleada extensamente en cirugía. La presión arterial es baja y el sangramiento es mínimo. Bajo hipotermia, es posible detener y abrir el corazón y ejecutar otros procedimientos, especialmente de neurocirugía, que serían imposibles sin el enfriamiento.

4.6 Medida de la temperatura

Dado que la temperatura interna del organismo o temperatura corporal es un buen indicador de la salud de una persona. La medida de esta temperatura se considera como uno de los signos vitales de la medicina. Por esta razón, la medida de la temperatura constituye una de las medidas fisiológicas más importantes.

Donde sea necesario un registro continuo de la temperatura, el termómetro de mercurio es el método de medida estándar. En la actualidad se cuenta con termómetros

electronicos los cuales requieren mucho menos tiempo para una lectura y son mucho mas faciles de leer que el termometro convencional. Donde se requiera un registro continuo de la temperatura, se deben emplear otros instrumentos de medida.

En aplicaciones biomedicas se encuentran dos tipos de dispositivos electronicos sensores de temperatura. Son el termopar, una union de dos metales distintos que produce una tension de salida casi proporcional a la temperatura y el termistor, un elemento semiconductor cuya resistencia varia con la temperatura.

CAPITULO 5. ELECTRODOS Y TRANSDUCTORES

Debido a que la actividad eléctrica del organismo proporciona una amplia información de determinadas funciones orgánicas es de suma importancia la captación de los biopotenciales. Ya que estas señales eléctricas varían entre los microvoltios y los milivoltios, las pequeñas variaciones en los potenciales e impedancias del cuerpo deben ser medidas con precisión. Para tal efecto se requiere del uso de transductores o sensores que detecten la variable fisiológica.

5.1 Electrodo

La medida de biopotenciales y corrientes eléctricas del organismo se realiza mediante electrodos, este permite la conducción eléctrica desde el cuerpo al circuito de medida.

Cuando un electrodo se pone en contacto con el organismo se establece una interfase electrodo-electrolito.

La interfase de iones metálicos en disolución con sus metales asociados da lugar a un potencial eléctrico que se denomina potencial de electrodo. Este potencial es un resultado de la diferencia de los ritmos de difusión de iones hacia adentro y hacia afuera del metal. El equilibrio se alcanza con la formación de una capa de carga en la interfase. Esta carga es en realidad una doble capa, siendo la capa más próxima al metal de una polaridad y la capa

proxima a la disolucion, de polaridad opuesta. Los materiales no metalicos, tambien tienen potenciales de electrodo cuando constituyen una interfase con sus iones asociados en disolucion.

En la Tabla 5-1 se da una relacion de los potenciales de electrodo de una amplia variedad de metales.

Tabla 5-1
Potenciales de electrodo

Reaccion de electrodo	E_0 (voltios)	Reaccion de electrodo	E_0 (voltios)
$\text{Li} \rightleftharpoons \text{Li}^+$	-3.045	$\text{V} \rightleftharpoons \text{V}^{2+}$	-0.876
$\text{Rb} \rightleftharpoons \text{Rb}^+$	-2.925	$\text{Zn} \rightleftharpoons \text{Zn}^{2+}$	-0.762
$\text{K} \rightleftharpoons \text{K}^+$	-2.925	$\text{Cr} \rightleftharpoons \text{Cr}^{2+}$	-0.74
$\text{Cs} \rightleftharpoons \text{Cs}^+$	-2.923	$\text{Ga} \rightleftharpoons \text{Ga}^{2+}$	-0.53
$\text{Ra} \rightleftharpoons \text{Ra}^{2+}$	-2.92	$\text{Fe} \rightleftharpoons \text{Fe}^{2+}$	-0.440
$\text{Ba} \rightleftharpoons \text{Ba}^{2+}$	-2.90	$\text{Cd} \rightleftharpoons \text{Cd}^{2+}$	-0.402
$\text{Sr} \rightleftharpoons \text{Sr}^{2+}$	-2.89	$\text{In} \rightleftharpoons \text{In}^{2+}$	-0.342
$\text{Ca} \rightleftharpoons \text{Ca}^{2+}$	-2.87	$\text{Tl} \rightleftharpoons \text{Tl}^+$	-0.336
$\text{Na} \rightleftharpoons \text{Na}^+$	-2.714	$\text{Mn} \rightleftharpoons \text{Mn}^{2+}$	-0.283
$\text{La} \rightleftharpoons \text{La}^{3+}$	-2.52	$\text{Co} \rightleftharpoons \text{Co}^{2+}$	-0.277
$\text{Mg} \rightleftharpoons \text{Mg}^{2+}$	-2.37	$\text{Ni} \rightleftharpoons \text{Ni}^{2+}$	-0.250
$\text{Am} \rightleftharpoons \text{Am}^{3+}$	-2.32	$\text{Mo} \rightleftharpoons \text{Mo}^{3+}$	-0.2
$\text{Pu} \rightleftharpoons \text{Pu}^{3+}$	-2.07	$\text{Ge} \rightleftharpoons \text{Ge}^+$	-0.15
$\text{Th} \rightleftharpoons \text{Th}^{4+}$	-1.90	$\text{Sn} \rightleftharpoons \text{Sn}^{2+}$	-0.136
$\text{Np} \rightleftharpoons \text{Np}^{3+}$	-1.86	$\text{Pb} \rightleftharpoons \text{Pb}^{2+}$	-0.126
$\text{Be} \rightleftharpoons \text{Be}^{2+}$	-1.85	$\text{Fe} \rightleftharpoons \text{Fe}^{3+}$	-0.036
$\text{U} \rightleftharpoons \text{U}^{3+}$	-1.80	$\text{D}_2 \rightleftharpoons \text{D}^+$	-0.0034
$\text{Hf} \rightleftharpoons \text{Hf}^{4+}$	-1.70	$\text{H}_2 \rightleftharpoons \text{H}^+$	0.000
$\text{Al} \rightleftharpoons \text{Al}^{3+}$	-1.66	$\text{Cu} \rightleftharpoons \text{Cu}^{2+}$	+0.337
$\text{Ti} \rightleftharpoons \text{Ti}^{2+}$	-1.63	$\text{Cu} \rightleftharpoons \text{Cu}^+$	+0.521
$\text{Zr} \rightleftharpoons \text{Zr}^{4+}$	-1.53	$\text{Hg} \rightleftharpoons \text{Hg}_2^{2+}$	+0.789
$\text{U} \rightleftharpoons \text{U}^{4+}$	-1.50	$\text{Ag} \rightleftharpoons \text{Ag}^+$	+0.799
$\text{Np} \rightleftharpoons \text{Np}^{4+}$	-1.354	$\text{Rh} \rightleftharpoons \text{Rh}^{3+}$	+0.80
$\text{Pu} \rightleftharpoons \text{Pu}^{4+}$	-1.28	$\text{Hg} \rightleftharpoons \text{Hg}^{2+}$	+0.857
$\text{Ti} \rightleftharpoons \text{Ti}^{3+}$	-1.21	$\text{Pd} \rightleftharpoons \text{Pd}^{2+}$	+0.987
$\text{V} \rightleftharpoons \text{V}^{2+}$	-1.18	$\text{Ir} \rightleftharpoons \text{Ir}^{3+}$	+1.000
$\text{Mn} \rightleftharpoons \text{Mn}^{2+}$	-1.18	$\text{Pt} \rightleftharpoons \text{Pt}^{2+}$	+1.19
$\text{Nb} \rightleftharpoons \text{Nb}^{3+}$	-1.1	$\text{Au} \rightleftharpoons \text{Au}^{3+}$	+1.50
$\text{Cr} \rightleftharpoons \text{Cr}^{2+}$	-0.913	$\text{Au} \rightleftharpoons \text{Au}^+$	+1.68

Ya que es imposible determinar el potencial de electrodos absoluto de un electrodo, debido a la necesidad de colocar otra interfase metalica en la disolucion, todos

los potenciales de electrodo se dan como valores relativos y deben establecerse respecto a alguna referencia. Por convenio se ha elegido al electrodo de hidrogeno como referencia y se le asignó un potencial de electrodo de cero voltios.

Por consiguiente todos los potenciales de electrodo contenidos en la Tabla 5-1 estan dados con respecto al electrodo de hidrogeno. Estos potenciales representan los potenciales que se obtendrian entre el electrodo en cuestión y un electrodo de hidrógeno si se colocasen en una disolución iónica adecuada.

5.1.1 Tipos de electrodos

Los electrodos se pueden clasificar en un inicio por los fenómenos que tiene lugar en la interfase y en base a esto se clasifican en polarizables y no-polarizables. La diferencia entre ambos electrodos es cuando se hace pasar corriente a través de ellos. En los polarizables no hay paso de carga real, sino una corriente de desplazamiento, que ocasiona que el electrodo se comporte como un condensador. Por otro lado en los no-polarizables si hay paso de carga real y no se requiere paso de carga a través de la interfase no existiendo así tensiones de polarización.

5.1.1.1 Electrodos polarizables

Los metales nobles suelen comportarse como electrodos polarizables ya que son materiales relativamente inertes y resulta difícil oxidarlos y disolverlos. La corriente que

los atraviesa cambia la concentración de los iones en la interfase, provocando la aparición de una tensión de polarización. La característica fundamental de estos materiales es la de tener gran efecto capacitivo.

5.1.1.2 Electrodos no-polarizables

Frecuentemente se utiliza el electrodo de plata-cloruro de plata (Ag-AgCl) como el más representativo. Pertenece al tipo de electrodos en los que un metal se cubre con una capa de compuesto iónico poco soluble en agua, cuyo catión es del mismo material que el metal que cubre. Para efectuar la medida de potenciales se ha de introducir en un electrolito que contenga el anión de la envoltura en grandes concentraciones. Como anión se toma el cloro por ser este ion predominante en el organismo. La estructura de este electrodo se muestra en la Figura 5-1. Este consta de un trozo de metal de plata cubierto electrolíticamente por cloruro de plata.

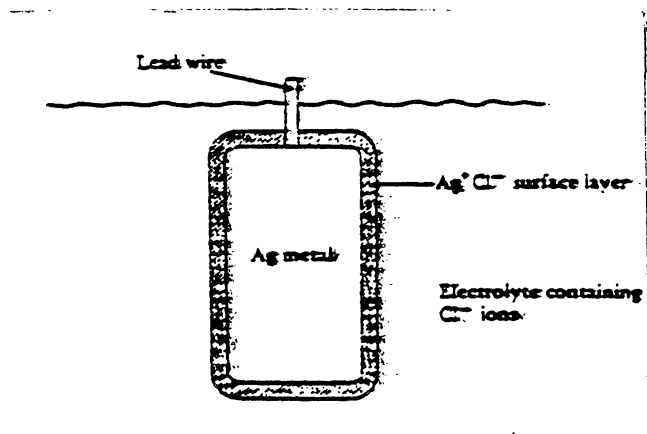


Figura 5-1

Electrodo de plata-cloruro de plata

Los electrodos pueden ser tambien clasificados de acuerdo a su constitucion:

5.1.1.3 Electrodos de placa metal

Consisten en una lámina de metal que se pone en contacto con la piel mediante una pasta electrolítica. Estos pueden tener diversas formas como se aprecia en la Figura 5-2.

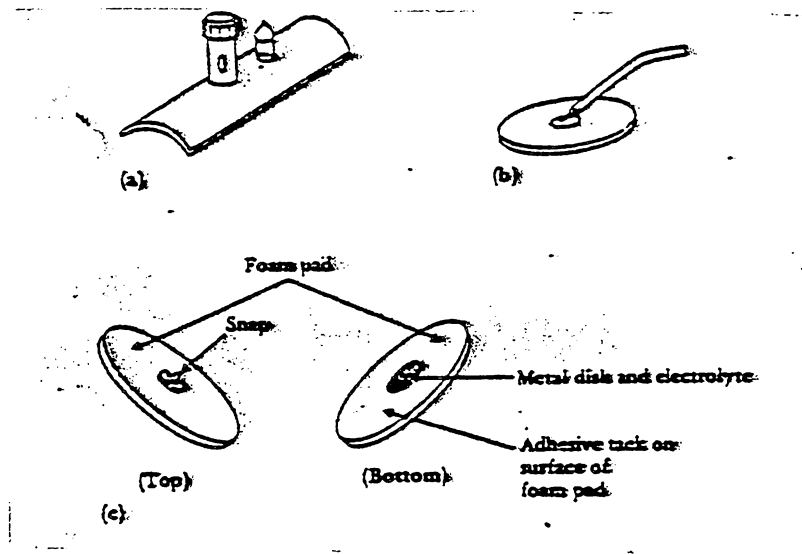


Figura 5-2

Electrodo de placa metal

En la Figura 5-2a se observa un electrodo constituido por una aleación de plata y niquel que tiene forma cilíndrica. Se usa en extremidades para captar ECG.

En otras ocasiones tiene forma de disco (Figura 5-2b). Estos se utilizan para registrar ECG, situándolos en el pecho. En algunas ocasiones se usan para EMG y EEG. El

material suele ser plata.

La Figura 5-2c muestra un tercer tipo, el cual consta de un material plástico adherente con un disco de plata en su interior cubierto electrolíticamente con cloruro de plata y posteriormente con una pasta electrolítica. Se utilizan frecuentemente para ECG.

5.1.1.4 Electrodo de succión

Son una modificación de los anteriores con la diferencia que prescinden de medios adhesivos. Como se observa en la Figura 5-3 este posee una perilla de goma cuyo objetivo es la de originar el vacío necesario para que el electrodo quede sujeto a la zona deseada.

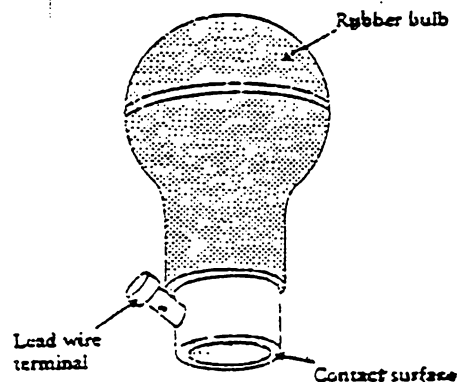


Figura 5-3

Electrodo de succión

la interfase electrodo-electrolito.

El electrodo de Ag-AgCl reduce este problema pero no lo elimina, a que los simples movimientos del paciente provocan cambios de posición de la gel o pasta electrolítica respecto al electrodo.

Los electrodos flotantes (Figura 5-4) resuelven en gran parte este inconveniente.

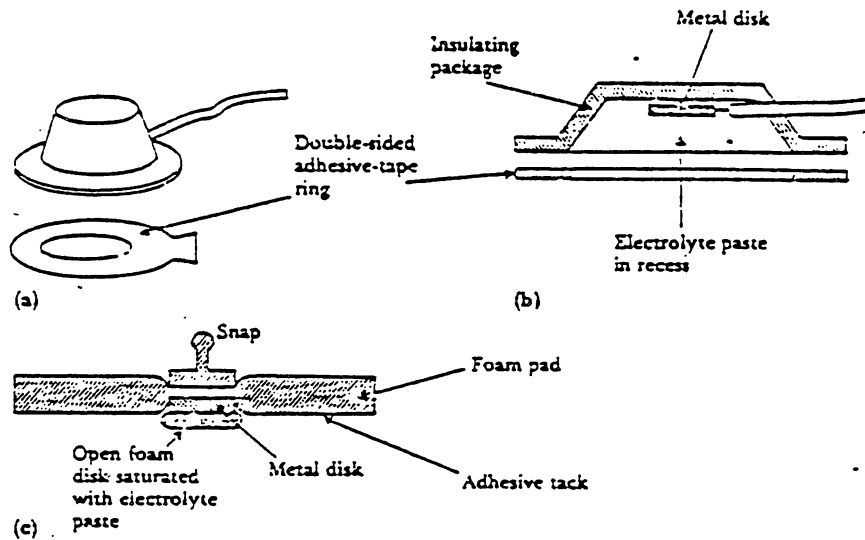


Figura 5-4

Electrodo flotante

El disco de metal se encuentra en una cavidad rellena con la pasta electrolítica, que se pone en contacto con la piel. La cavidad al no desplazarse no produce cambios en la doble capa de carga existente entre el metal y la gel electrolítica.

Debido a los problemas aparecidos en la monitorización de ECG en los astronautas a causa de la transpiración y movimiento, se desarrollaron electrodos de spray, en los que se rocía una pequeña cantidad de adhesivo conductor sobre la piel que previamente ha sido tratada con un recubrimiento de electrolito.

Los electrodos desechables son en general del tipo flotante con conectores de cierre automatico simple, mediante los que se unen las conexiones que son reutilizables.

5.1.1.6 Microelectrodos

Estos son elementos destinados a captar potenciales de zonas muy localizadas del organismo e incluso del interior de células.

Un primer grupo lo integran los microelectrodos de aguja fabricados por afinación electrolítica, sacándolos de una disolución o baño electrolítico a velocidad constante. Para ello se utilizan metales de gran dureza como acero inoxidable, aleaciones de platino-iridio y wolframio.

Los electrodos de micropipeta, consisten en un capilar de vidrio extremadamente delgado. Se obtienen calentando y posteriormente estirando el capilar. Cuando tiene un diámetro suficientemente estrecho, del orden de una micra, se rellena de un líquido conductor. En otros tipos, el interior del capilar de vidrio está ocupado por un hilo muy fino también conductor.

La Figura 5-5 muestra un microelectrodo comercial. En

este electrodo hay una película fina de metal precioso pegada al exterior de un microelectrodo de vidrio alargado. Estos tienen una menor impedancia que el electrodo de micropipeta, funcionamiento repetible y reproducible, etc. La interfase metal electrolito aparece entre la película metálica y el electrolito de la célula.

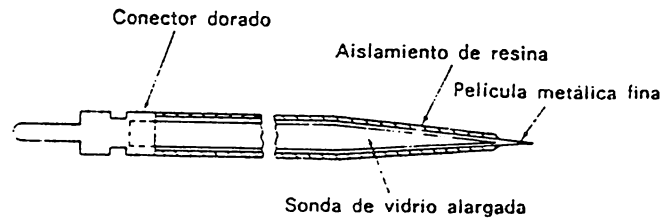


Figura 5-5

Microelectrodo

Los electrodos superficiales tienen generalmente impedancias de 2 a 10 $K\Omega$, mientras que los microelectrodos tienen impedancias mucho mayores. Para obtener óptimos resultados en la lectura o registro de los biopotenciales, la impedancia de entrada del amplificador debe ser varias veces la de los electrodos.

5.2 Transductores

Gracias a los avances de la tecnología, hoy en día se logra una captación mas precisa de los parámetros fisiológicos. Cuando la captacion de informacion se realiza mediante la transformacion de un tipo de energia a otra, se utiliza un transductor. La mayoría de los transductores

convierten las señales detectadas en eléctricas, debido a las ventajas que presenta el procesado eléctrico.

Los transductores se pueden clasificar en función de la magnitud primaria que midan. Así se tienen transductores para medidas de desplazamiento, de temperatura, etc.

5.2.1 Medidas de desplazamiento

Los transductores de desplazamiento se utilizan en medidas directas e indirectas. En el primer caso se aplican para determinar cambios de diámetro en vasos sanguíneos, volumen y forma de cavidades cardíacas, etc. Las medidas indirectas se aplican para cuantificar movimientos de líquidos a través de válvulas cardíacas, presión sanguínea, sonidos cardíacos, etc.

Dentro de los transductores sensibles a desplazamientos se encuentran:

5.2.1.1 Transductores resistivos

Son aquellos que transforman la variación de desplazamiento en resistencia eléctrica del elemento sensor. Existen dos tipos, potenciómetros y galgas extensiométricas.

Los potenciómetros son resistencias variables que permiten medir desplazamientos lineales o angulares, según la estructura del mismo (Figura 5-6).

Los materiales empleados como resistencias en los potenciómetros suelen ser cobre, carbono, etc.

Las galgas extensiométricas están constituidas por materiales conductores o semiconductores de forma que

varian su resistencia eléctrica al deformarse por aplicación de un esfuerzo.

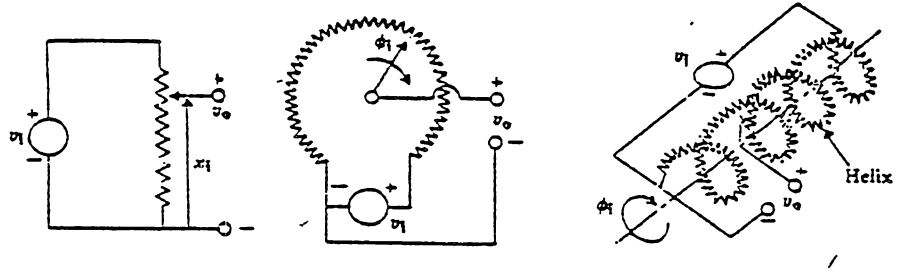


Figura 5-6

Tipos de potenciómetros

Actualmente las galgas de semiconductores (silicio y germanio) tienen gran aplicación en medidas biomedicas.

La presión sanguínea es usualmente medida mediante un transductor de presión cuyo elemento sensor consiste en un diafragma (Figura 5-7) sobre el que se han adherido cristales de semiconductores formando un puente de Wheatstone.

La posición de estos materiales es de tal forma que la curvatura del diafragma provoca, según su sentido y magnitud, una tensión eléctrica entre los terminales de salida proporcional a la presión sobre el diafragma (puntos A y B).

Otra variedad de galgas extensiométricas, consisten en una mezcla de silicón y material plástico rellenas de mercurio o pasta conductora. Reciben el nombre de galgas de resistencia elástica. Son muy utilizadas en medidas por

pletismografia en los sistemas respiratorio cardiovascular.

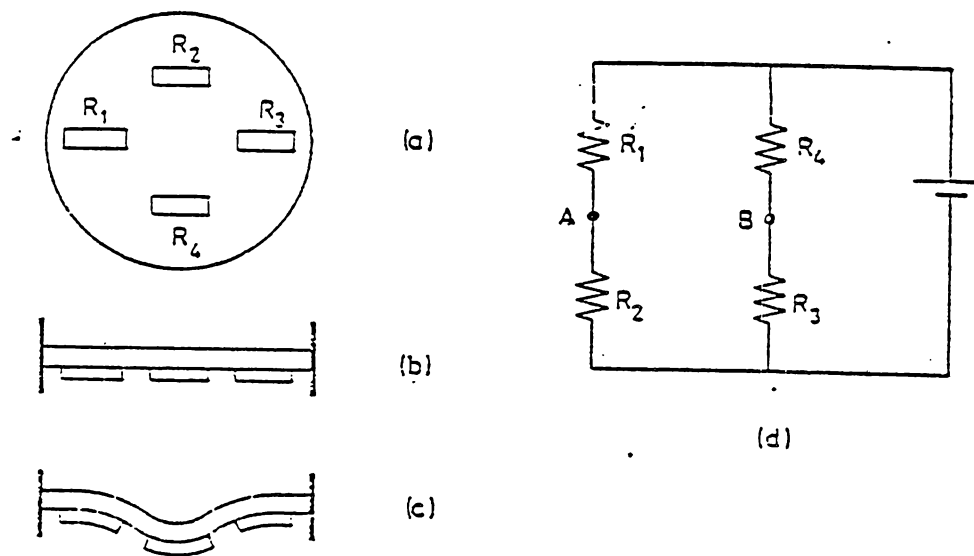


Figura 5-7

Galga extensiometrica y su circuito equivalente

5.2.1.2 Transductores inductivos

Si se hace que la inductancia de una bobina varíe con un desplazamiento, se forma un transductor de inductancia variable. La medida del desplazamiento se realiza desplazando el núcleo dentro del arrollamiento (Figura 5-3).

Estos transductores se utilizan para medidas de presiones, sonidos cardíacos, respiración infantil, telemetría, etc.

5.2.1.3 Transductores capacitivos

Son elementos que transforman variaciones de desplazamiento en capacidad eléctrica, mediante el

principio que si se conecta una placa de condensador punto cuyo desplazamiento o movimiento se va a medir y fija la otra placa como referencia, cualquier cambio en posición relativa de las dos placas se refleja en variación de capacidad (Figura 5-9).

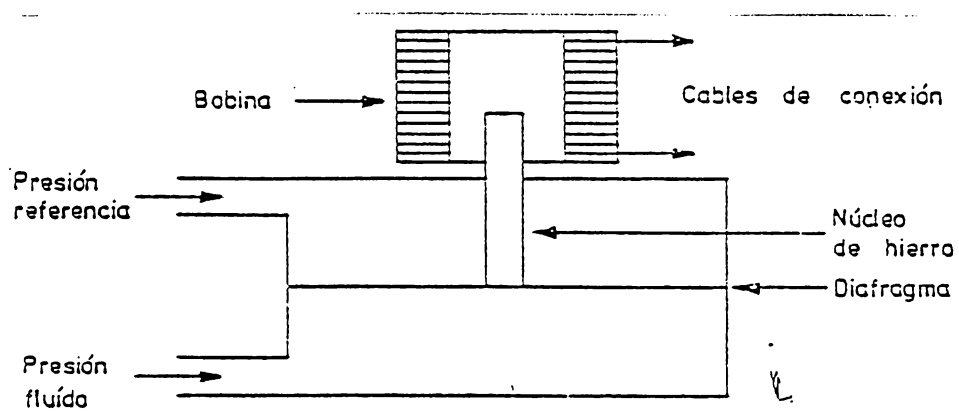


Figura 5-8

Transductor de presión inductivo

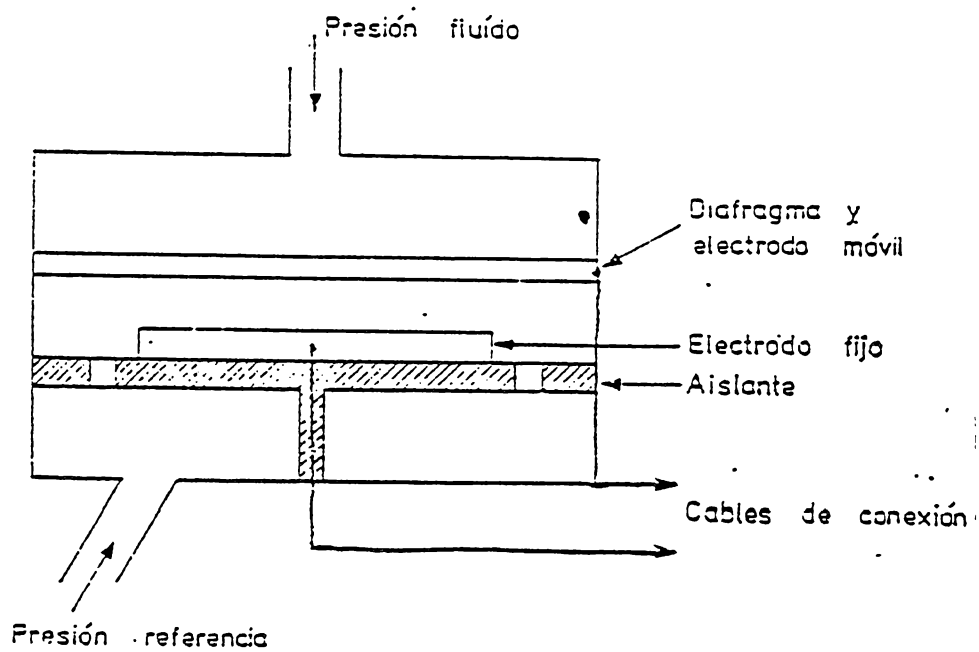


Figura 5-9

Transductor de presión capacitivo

Las aplicaciones de este transductor son fundamentalmente la evaluación de los sonidos cardiacos por microfono, la medida del pulso braquial, etc.

5.2.1.4 Transductores piezoeléctricos

Los materiales piezoeléctricos generan un potencial eléctrico cuando son sometidos a esfuerzos mecánicos y viceversa, es decir, la aplicación de tensiones eléctricas a caras opuestas del cristal, conducen a deformaciones sincrónicas con aquellas. Esta propiedad denominada efecto piezoeléctrico se encuentra de forma natural en la sal de Rochelle, cuarzo, amonio y ácido fosforico, también se puede inducir este efecto mediante tratamiento en el titanato de bario.

En la Figura 5-10 se presenta un transductor piezoeléctrico.

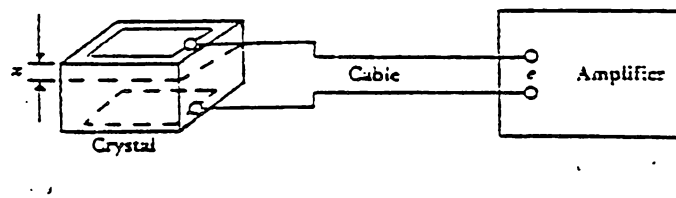


Figura 5-10

Transductor piezoeléctrico

Entre los materiales típicos utilizados como transductores piezoeléctricos se encuentran el cuarzo, el titanato de bario y el titanato zirconato de plomo.

Los transductores piezoelectricos se utilizan frecuentemente en cardiologia para la fonocardiografia externa e interna.

Se usan tambien en la determinacion de los sonidos de Korotkoff en la medida de la presión sanguínea. En la evaluación de flujo sanguíneo y respiratorio con ultrasonidos. Y por último como generador de ultrasonidos en los distintos ecógrafos.

5.2.1.5 Transductores de desplazamiento fotoeléctrico

Otro metodo de transformar un desplazamiento en una señal electrica se basa en la utilizacion de un sistema fotoeléctrico, consistente en una fuente de luz y una celula fotoresistiva con un obturador que bloquea parcialmente el camino a la luz. El obturador es móvil y se une al punto en el que se va a medir el desplazamiento. El movimiento de este punto da lugar a que el obturador aumente o disminuya la cantidad de luz que alcanza la fotocelula. Este tipo de transductor es capaz de medir cambios de desplazamiento bastante pequeños. En la Figura 2-11 se muestra un diagrama de un transductor de este tipo.

5.2.2 Medidas de temperatura

Existen distintos procedimientos para evaluar la medida de la temperatura.

5.2.2.1 Termómetros de mercurio

Es el mas simple y conocido de los transductores de temperatura. Su fundamento está basado en la variación lineal que existe entre el volumen de cierta cantidad de

mercurio y la temperatura de este. Colocando el mercurio en un tubo cilíndrico se tiene mediante la altura que alcanza la columna líquida una medida de la temperatura.

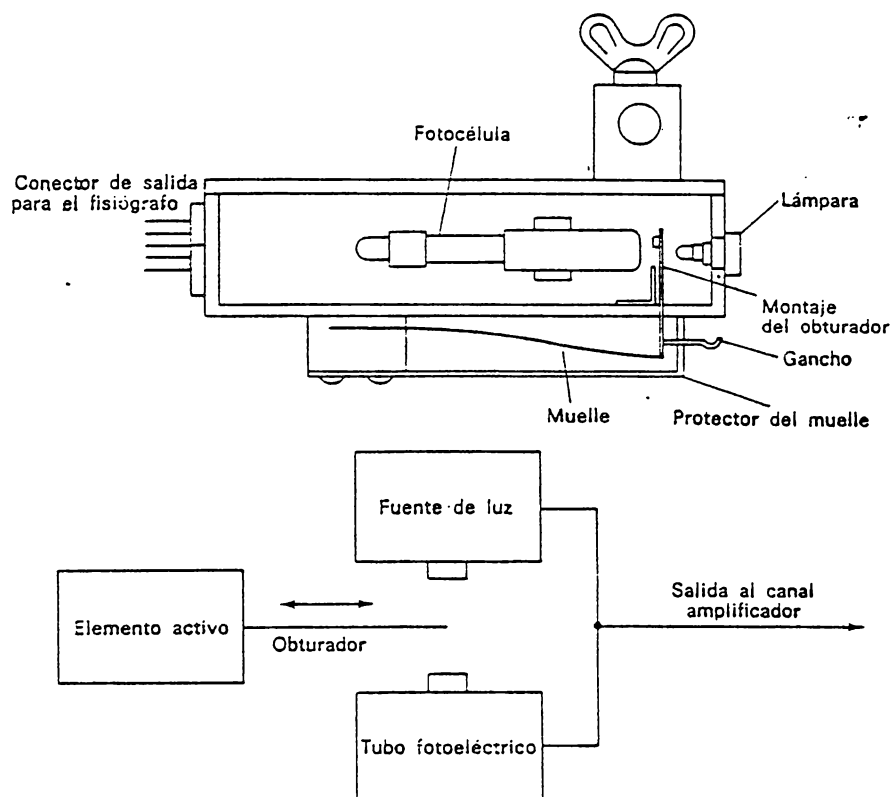


Figura 5-11

Transductor de desplazamiento fotoeléctrico

5.2.2.2 Termopares

La medición de temperatura mediante termopares se basa en el efecto Seebeck, consistente en la aparición de una fuerza electromotriz en la unión o soldadura entre dos metales distintos, la cual es función de la temperatura y

y de características intrínsecas de los metales y de la temperatura de la unión (Figura 5-12).

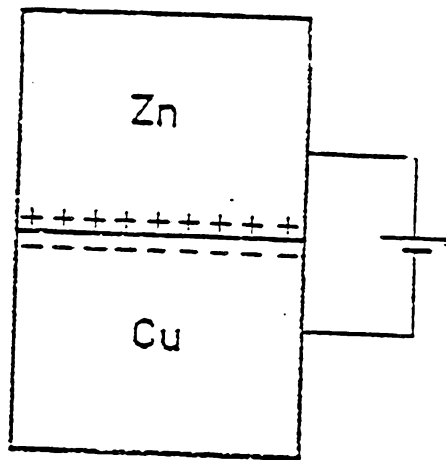


Figura 5-12

Fuerza electromotriz Seebeck

Al aumentar la temperatura disminuye la fuerza electromotriz inducida. El sistema de medida esta constituido por dos soldaduras de metales diferentes como muestra la Figura 2-13. Se coloca una de ellas a la temperatura de referencia y la otra al punto de medida.

Las ventajas del termopar mas importantes son las siguientes: rápida respuesta temporal, tamaño reducido, fácil construcción y gran estabilidad. Como inconvenientes se pueden mencionar la pequeña tension de salida, baja sensibilidad y necesidad de una temperatura de referencia.

Por su tamaño reducido pueden insertarse cateteres y agujas hipodérmicas para medir temperaturas en zonas internas del organismo.

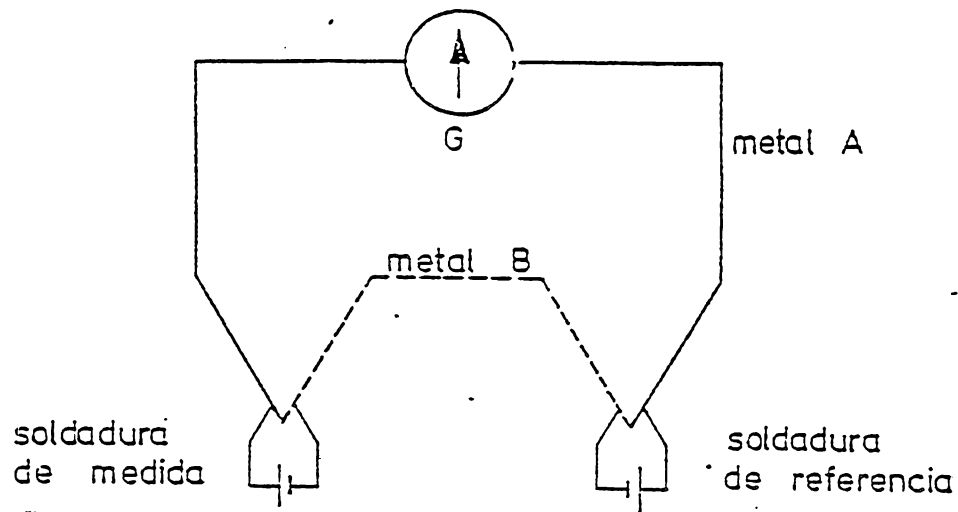


Figura 5-13

Esquema de un termopar

5.2.2.3 Termistores

Son semiconductores constituidos por material cerámico cuya resistencia eléctrica es función de la temperatura. La resistividad eléctrica es función de la temperatura. La resistividad de los materiales empleados como termistores en medidas biomédicas, oscila entre 0.1 y 100 $\Omega \cdot \text{metro}$. Estos elementos son pequeños en tamaño, poseen gran sensibilidad a los cambios de temperatura y gran estabilidad.

Se usan en general para la medida de temperatura en zonas internas del organismo mediante sondas rectales, agujas hipodérmicas, catéteres, etc. La medida del gasto cardíaco por el método de la termodilución, emplea un

catéter con termistores en su extremo anterior.

CAPITULO 6. SIMULADOR DE PARAMETROS FISIOLÓGICOS

Un simulador de parámetros fisiológicos genera señales eléctricas similares a las detectadas en el cuerpo humano a través de transductores y electrodos. Los simuladores pueden ser utilizados para demostrar patrones normales o anormales durante programas de entrenamiento o como un instrumento de prueba para la revisión de monitores y equipos asociados a la medición de los parámetros a generar.

Aunque un simulador es una herramienta útil en el mantenimiento del equipo de monitoreo, no debe ser considerado como un sustituto para toda la rutina de pruebas y calibración del equipo ya que existen parámetros como linealidad y respuesta en frecuencia, que son mediciones esenciales de la operación de un monitor que no pueden ser medidas por completo por un simulador.

Cuando un simulador es utilizado unicamente para probar que un monitor esta funcionando, la forma de onda proporcionada por el simulador no es critica. Sin embargo, si este se utiliza para medir amplitudes o frecuencia es de mucha utilidad contar con niveles y frecuencias de salida calibradas. Por supuesto que estos niveles y frecuencias deben ser constantes para un rango razonable de voltaje de alimentación, ya sea que este varíe por agotamiento de la

batería u otras causas.

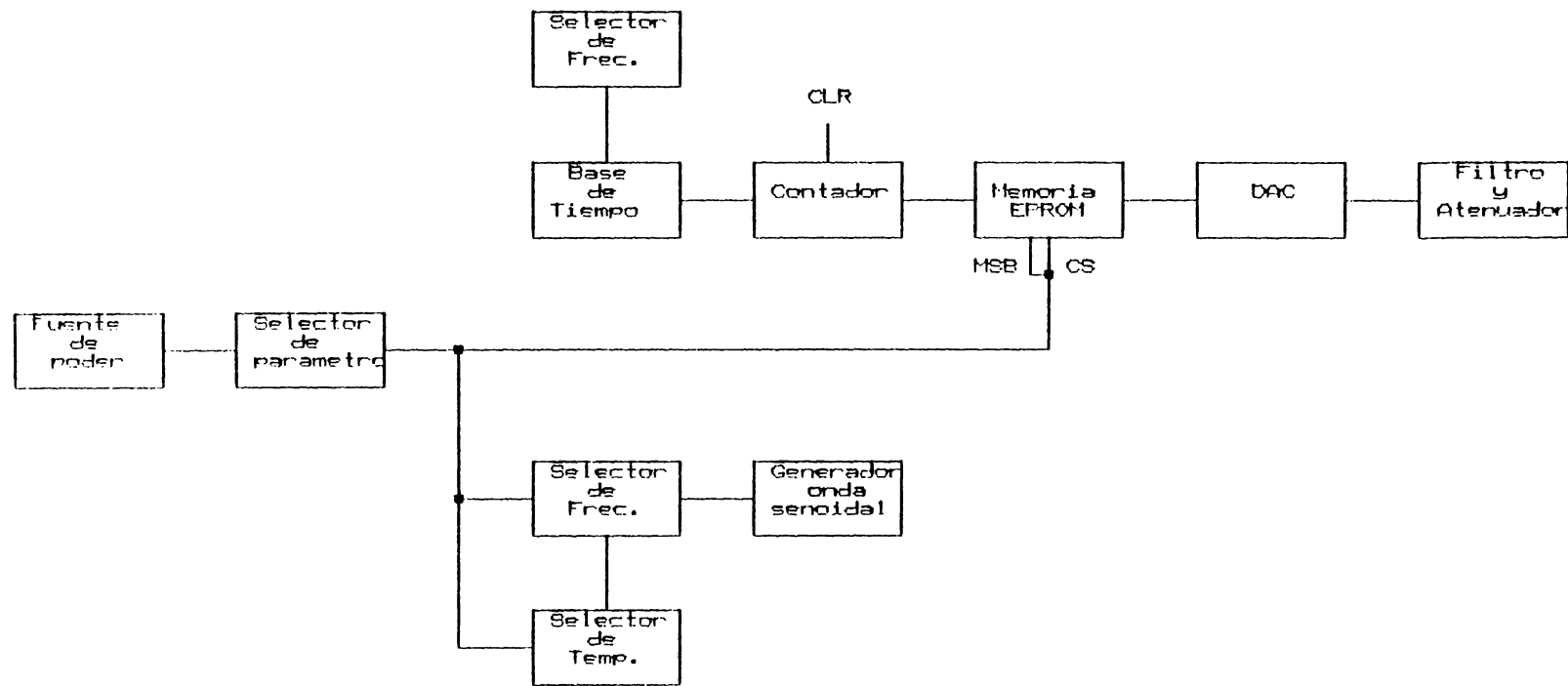
Para usos como un instrumento de prueba, se desea que tenga una baja impedancia de salida, de tal manera que la señal no sea atenuada si en dado caso se conectara a un dispositivo de una relativa baja impedancia.

Aunque un simulador que opere con una fuente de poder proveniente de la línea comercial nunca fallará debido a problemas de agotamiento de batería, los simuladores operados por batería ofrecen la portabilidad, por lo que esto debe ser tomado en consideración, ya que será necesario que esta sea de un tipo común y de fácil cambio. También debe ser una batería de larga duración y el simulador debera tener un indicador del estado de la batería.

Otro elemento a considerar es que el simulador debe ser de facil manejo, debera tener las salidas adecuadas para conectar los transductores correspondientes.

Debido a lo expuesto anteriormente para efectos de diseño y evaluación del simulador de parámetros fisiológicos se toman en cuenta los siguientes factores:

- a) Medida de los niveles y frecuencias
- b) Impedancia de salida
- c) Forma de onda de salida
- d) Facilidad de uso



UNIVERSIDAD DON BOSCO

title

DIAGRAMA DE BLOQUES

6.1 Diagrama de bloques

6.1.1 Simulador de ECG y Presión arterial

Como se ha mencionado el simulador de ECG y presión arterial proporciona una salida que reproduzca lo más fielmente posible las señales originales de dichas formas de onda.

Para tal efecto el período de duración de cada una de estas señales es dividida en una serie de pulsos escalonados de igual duración pero de diferente nivel de voltaje de tal manera que cada uno de estos pulsos contribuya a la conformación de la onda deseada.

Esto se logra mediante una base de tiempo que determina la frecuencia o el período de duración de cada uno de los pulsos escalonados que es la frecuencia de conteo de los contadores que son utilizados para accesar las líneas de dirección de una memoria donde estan almacenados los datos correspondientes a las distintas amplitudes de voltaje de cada uno de los pulsos, los cuales son convertidos por un convertidor analogo-digital. Una vez que se han accedido todas las direcciones de memoria el contador comienza de nuevo desde cero para así completar otro ciclo de la onda a simular. Al final de cada ciclo de conteo se tendra un período completo de la señal simulada, la cual será una fiel representación de la señal original.

Finalmente estas señales son atenuadas a los niveles de voltaje deseados.

A continuación se detallan cada uno de los bloques que

conforman este simulador.

Selector de frecuencias

En este bloque se selecciona la frecuencia de operación del reloj, lo cual determina a su vez la duración de los distintos pulsos escalonados de las ondas fisiológicas.

Este selector de frecuencia está constituido por un interruptor de 5 posiciones, el cual selecciona el juego de resistencias adecuado para las distintas frecuencias cardíacas y de presión arterial.

Base de tiempo

Está constituido por un I.C 555 en funcionamiento astable, el cual proporciona la frecuencia de funcionamiento seleccionada, lo que controla a su vez la frecuencia de funcionamiento del contador y por consiguiente el tiempo con que se accesa las distintas direcciones de memoria.

Se ha utilizado este temporizador por ser el circuito temporizador integrado más versátil, capaz de producir intervalos de tiempo desde microsegundos hasta horas, además otro factor que fue tomado en consideración es su bajo costo.

Contador

Debido a la capacidad de memoria a utilizar, es necesario un contador de 10 bits, para así acceder las distintas direcciones de memoria.

Para tal efecto se utilizan tres contadores de cuatro bits (74LS163) conectados en cascada de los cuales

solamente se utilizaran los 10 bits necesarios para las líneas de dirección.

Ya que la señal requerida tiene que repetirse, la secuencia de conteo también se repite. Para este fin, cuando el contador llega a la cuenta correspondiente al último pulso escalón de la onda se habilita el pin de borrado (clear) aplicándole un pulso de estado lógico "0". Esto se hace mediante el uso de una compuerta NAND que tiene como salida un nivel lógico "0" cuando las condiciones de entrada corresponden a la cuenta del último pulso escalón.

Memoria EPROM

La utilización de la memoria EPROM (Memoria de solo lectura programable y borrrable) es con el objeto de almacenar los datos hexadecimales que representan los diferentes niveles de voltaje de los pulsos escalonados.

Para tal objeto se utiliza una UV EPROM de 8 bits para así concordar con las características del convertidor digital-análogo (DAC).

Para la simulación de las ondas se utilizan 2K bytes de memoria, pero debido a las limitaciones de dispositivos disponibles en el mercado se ha utilizado una UV EPROM de 4Kbytes de memoria por lo cual se desperdiciará la mitad de la capacidad. La memoria a utilizar es una UV EPROM TMS27C2A.

Dado que las direcciones de memoria están divididas una mitad para almacenar los datos del simulador de ECG y la

otra mitad para los datos del simulador de presión arterial. El pin correspondiente a la línea de selección (A10) del selector de direcciones de memoria es manejado de acuerdo a la condición de simulación existente en base a lo siguiente, cuando el bit A10 tenga un estado lógico "0" se accesan los datos correspondientes al simulador de ECG, mientras que cuando su estado lógico sea "1" los datos accedidos son los correspondientes al simulador de presión arterial. Esta selección se realiza mediante un interruptor de dos posiciones.

Por otro lado la memoria está habilitada o lo que es lo mismo tiene información en su salida siempre que el pin correspondiente a la selección de dispositivo (chip-select) tenga un estado lógico de "0" de lo contrario las salidas de la memoria estarán en alta impedancia (Hi-Z). Por esta razón el pin correspondiente a esta condición está a un nivel lógico de "0".

Convertidor digital-análogo

El convertidor digital-análogo como su nombre lo indica convierte los datos hexadecimales provenientes de la UV EPROM en los diferentes niveles de voltaje que conformarán las señales fisiológicas a simular.

Se utiliza un DAC de la serie 0800 (DAC 0801) el cual como ya se ha mencionado tiene una resolución de 8 bits un tiempo de acceso de 100ns.

Dado que para la señal ECG existen niveles de voltaje negativos, el DAC se utiliza en la operación de salida

bipolar, la cual corresponde a una de las aplicaciones típicas de este DAC.

Atenuadores

Para lograr la atenuación de la señal que se obtiene se utilizan amplificadores operacionales como atenuadores y unas redes de resistencias divisoras de voltaje, de tal manera que se obtengan a la salida los niveles e impedancias adecuadas para cada uno de los simuladores.

6.1.2 Simulador de respiración

Debido a que la forma de onda de la señal de respiración está representada por una onda senoidal este simulador está constituido básicamente por un generador de onda senoidal. Los bloques que componen este simulador se explican a continuación.

Selector de frecuencias

Para el cual se utiliza un interruptor de 4 posiciones que selecciona las resistencias adecuadas para el funcionamiento de las distintas frecuencias que proporciona el simulador de respiración.

Generador de onda senoidal

Para el cual se utiliza un generador de funciones debido principalmente a la ventaja que ofrece dicho circuito integrado para trabajar a bajas frecuencias (aspecto muy importante para el caso del simulador de respiración), así como la ventaja que ofrece de utilizar elementos RC para el circuito resonante. El generador de funciones utilizado es el XR-2206.

Atenuadores

Al igual que en el caso del simulador de ECG y presión arterial es importante atenuar la señal a las amplitudes e impedancias adecuadas de manera que las señales simuladas sean perfectamente acopladas e interpretadas por los aparatos medidores. Para este simulador se ha utilizado también una serie de amplificadores operacionales como atenuadores y una red divisora de voltajes.

6.1.3 Simulador de temperatura

Como ha sido anteriormente descrito la mayoría de los transductores de temperatura operan bajo la característica que existe un cambio de resistencia debido al aumento o disminución de la temperatura. Por tal razón el simulador de temperatura consta solamente de un selector de temperaturas que determina la combinación de resistencias equivalentes para cada una de las selecciones de temperatura que ofrece el simulador. Dicho selector está formado por un interruptor de 3 posiciones.

6.1.4 Fuente de poder

Se utiliza como alimentación principal una batería de 9 voltios, de la cual se derivan los diferentes niveles de voltajes que se utilizarán para los distintos dispositivos.

*6.2 Diseño de etapas

6.2.1 Fuente de poder

Como ha sido mencionado se utiliza como fuente de alimentación una batería de 9 voltios, pero debido a las exigencias de nivel de voltaje de los distintos dispositivos y en especial del convertidor digital-análogo (voltajes de alimentación de +5V, -5V y voltaje de referencia de 10V), es necesario utilizar dobladores de voltaje así como una fuente de alimentación de polaridad negativa.

Para tal efecto, se han utilizado dos temporizadores 555, uno como doblador de voltaje y otro como alimentación de voltaje negativo (inversor de polaridad).

El temporizador 555 genera una onda cuadrada la cual es rectificadora y filtrada convirtiendo entonces el nivel de dc de entrada en otro nivel de dc de salida que es aproximadamente el doble o de polaridad inversa de acuerdo al arreglo de diodos y capacitores (Figura 6-1).

Debido al voltaje de rizado y las caídas de voltaje de los diodos el valor del nivel de voltaje dc convertido es menor que el de entrada.

En la Figura 6-1a los diodos están dispuestos de tal manera que la salida rectificada es el ciclo negativo de la señal cuadrada, el cual al ser filtrado se convierte en el nivel dc de polaridad negativa deseada. Por otro lado en la Figura 6-1b durante el semiciclo positivo D1 conduce cargando el capacitor C1 hasta el voltaje rectificado.

Durante el semiciclo negativo D2 conduce cargando a C2 y debido a que D2 equivale a un corto durante este semiciclo se pueden sumar los voltajes alrededor del circuito exterior.

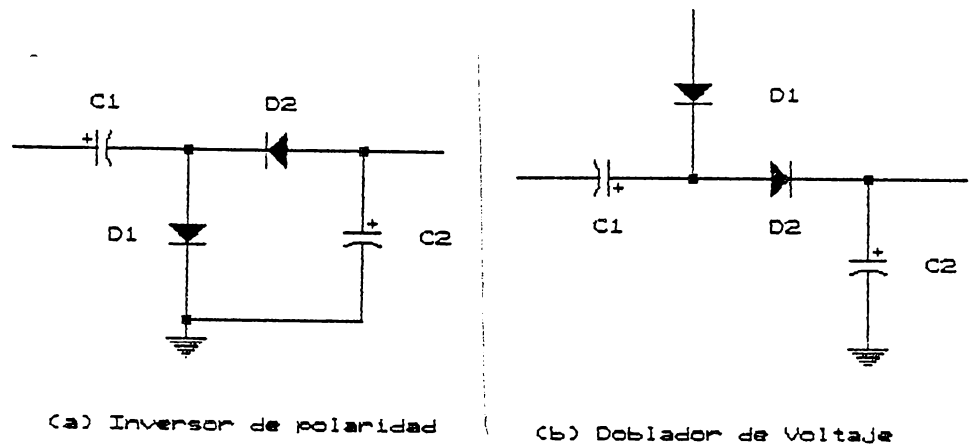
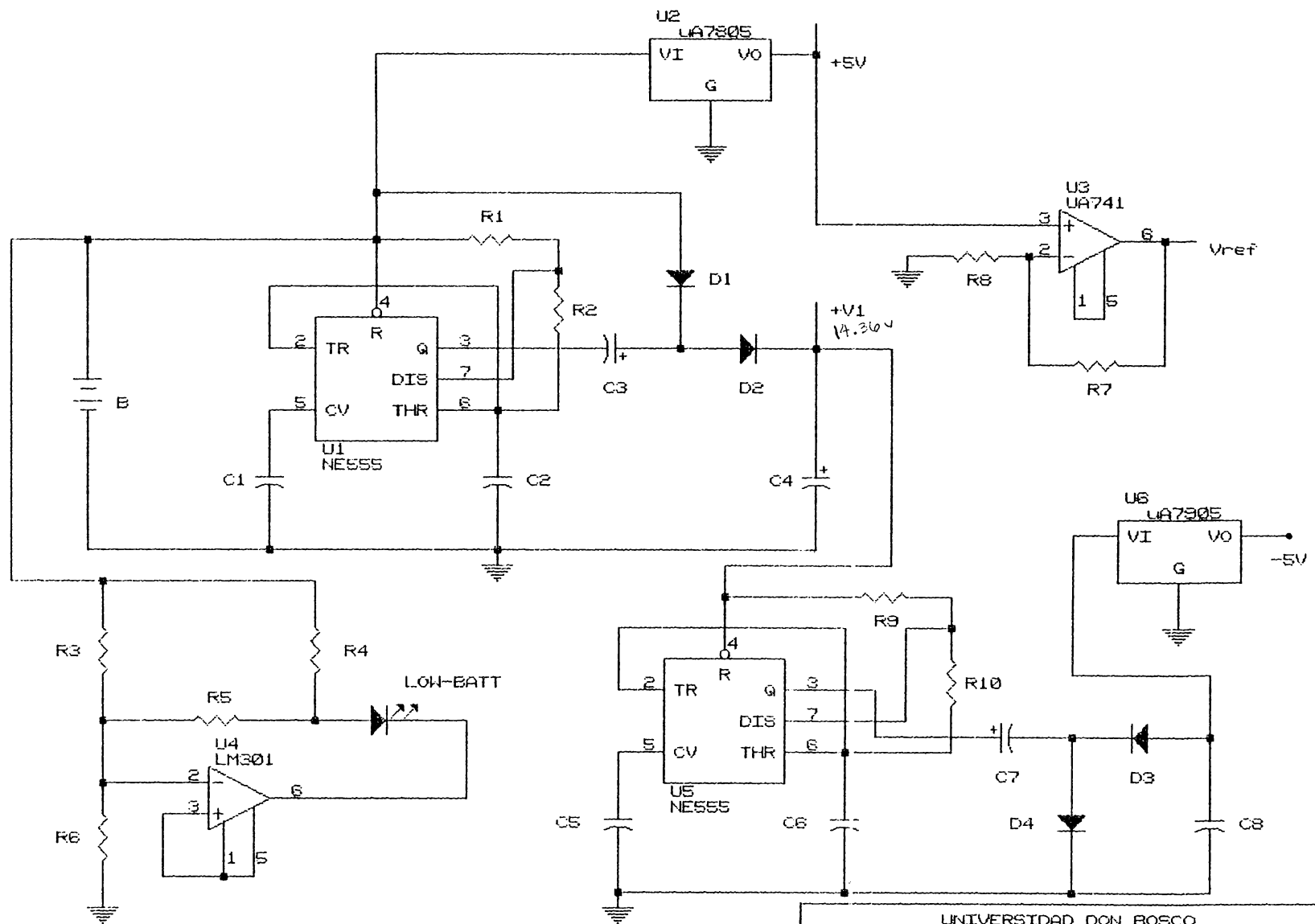


Figura 6-1

Convertidor dc-dc

En la Figura 6-2 se muestra el diagrama esquemático de la fuente de poder en el cual se observa que el voltaje de la batería es doblado a un nivel de 14.36 Voltios (+V1) y luego este nivel es alimentado al inversor de polaridad del cual se obtiene un nivel de voltaje de -12.35 Voltios. De los distintos niveles antes mencionados se obtienen los voltajes necesarios para la alimentación de los distintos dispositivos. Debido a que se trabaja con niveles TTL se coloca un regulador fijo de +5V cuya entrada es la batería. Debido a que el generador de onda senoidal y el DAC



UNIVERSIDAD DON BOSCO		
Title		
FUENTE DE PODER		
Size	Document Number	REV
A	FIGURA 6-2	
Date:	November 11, 1990	Sheet 1 of 1

necesitan de una fuente de -5 Voltios se utiliza un regulador fijo de -5V, cuya entrada es el inversor de polaridad. Para el voltaje de referencia se utiliza un amplificador operacional (OP-AMP) en configuracion no inversora con una entrada de +5V, para lo cual:

$$V_o = 5(1 + R_7/R_8) \quad \text{Ec. 4.1}$$

de donde:

$$R_7 = R_8 = 1k\Omega$$

Asimismo se presenta el circuito correspondiente al indicador de falla de bateria, para el cual el diodo emisor de luz (LED) comienza a disminuir su intensidad para un valor de 7 voltios que es el limite de voltaje para el cual todas las fuentes de voltajes trabajaran en óptimas condiciones, para un nivel de 6 voltios el LED tendrá una intensidad de luz muy pobre lo que indicará que la bateria debe ser reemplazada.

6.2.2 Simulador de ECG y presión arterial

6.2.2.1 Base de tiempo

Se utiliza un temporizador 555 como multivibrador astable. El 555 se elabora a partir de una combinacion de comparadores lineales y un flip-flop, tal como se muestra en la Figura 6-3.

La configuración de un multivibrador astable se muestra en la Figura 6-4 y en base a ella se puede explicar cual es el funcionamiento de un multivibrador astable. El capacitor C se carga hasta V_{CC} mediante R_A y R_B , el voltaje del capacitor aumenta hasta que supera $2/3 V_{CC}$, que es el

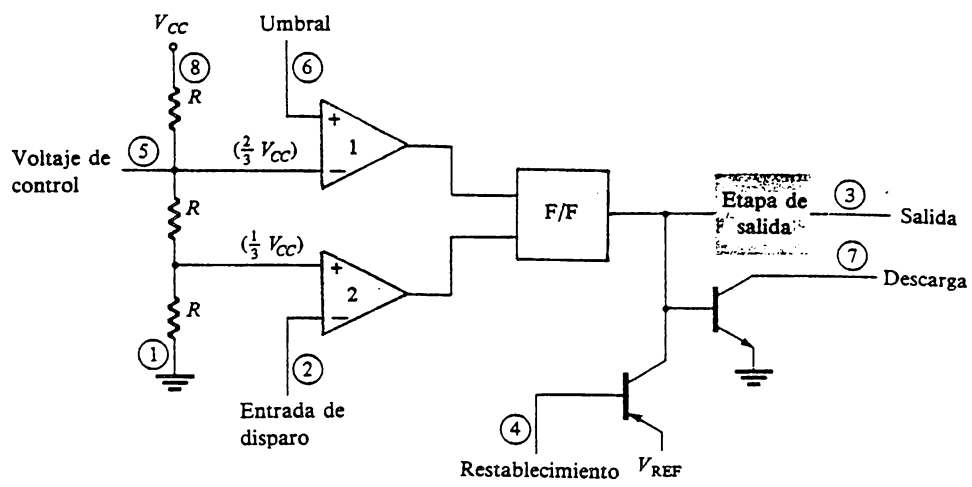
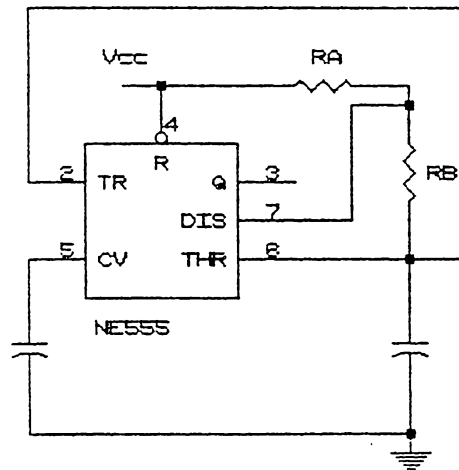


Figura 6-3

Configuración interna del 555



voltaje de umbral que excita al comparador para disparar al flip-flop de manera que haya un estado bajo. Además el transistor de descarga pasa al estado de conducción ocasionando que el capacitor se descargue a través de RB. El voltaje del capacitor desciende entonces hasta que su valor es menor que el nivel de disparo ($V_{cc}/3$) por lo que la salida de nuevo va a un estado alto y el transistor se apaga, de manera que el capacitor pueda nuevamente cargarse a través de RA y RB.

La frecuencia de oscilación está dada por:

$$f = 1.44/(RA+2RB)C \quad \text{Ec. 6.2}$$

$$T_{alto} = 0.7 (RA+RB)C \quad \text{Ec. 6.2.1}$$

$$T_{bajo} = 0.7 RBC \quad \text{Ec. 6.2.2}$$

La razón de tiempo cuando la salida está baja y el período total se denomina ciclo de trabajo (duty cycle).

$$D = (T_{bajo}/T)*100 \quad (\%) \quad \text{Ec. 6.3}$$

Debido a que el ciclo de trabajo del circuito de la Figura 6-4 no puede ser igual a 50%, este puede obtenerse mediante la conexión de un diodo en paralelo con RB, con este arreglo el capacitor se carga a través de RA y el diodo y se descarga a través de RB, teniendo las siguientes ecuaciones:

$$T = 0.695 (RA + RB)C \quad \text{Ec. 6.4}$$

Por lo que se tendrá un ciclo de trabajo de 50% cuando RA sea igual a RB, quedando:

$$T = 1.39RC \quad \text{Ec. 6.4.1}$$

Luego, el cálculo de las distintas resistencias para el

selector de frecuencias, se obtendra a partir de la ecuacion 6.4.1 y con la base que se tendran 1000 datos almacenados en la memoria para configurar la onda cardíaca y lo mismo para la presión arterial, por lo que cada uno de los periodos de las distintas frecuencias se dividiran entre 1000 para obtener el periodo de operacion del 555.

Para $C = 0.1 \mu f$

Tabla 6-1
Resistencias temporizadoras

f(bpm)	T(seg)	T555(mseg)	R(K Ω)
30	2	2	14.39
60	1	1	7.19
90	0.67	0.67	4.82
120	0.50	0.50	3.60
180	0.33	0.33	2.37

6.2.2.2 Contador

Existen diferentes tipos de contadores, dentro de los más utilizados se encuentran los contadores sincrónicos ya que el tiempo de propagación es muy pequeño debido a que los estados de las diferentes salidas cambiaran simultaneamente en sincronía con las pulsaciones del reloj.

Debido a que se necesitan tiempos de retardo pequeños es necesario utilizar un contador de 10 bits; a partir de la conexión en cascada de 3 contadores de 4 bits (74LS163A).

Dentro de las características de estos contadores se encuentra la recomendación del fabricante para su uso en aplicaciones de alta velocidad, debido a que este contador también posee la característica de ser prefijable y como esta no será utilizada los pines correspondientes a la carga de datos (pines 3, 4, 5 y 6) son colocados a un nivel lógico bajo "0" mientras que el pin de carga (load) se coloca a un nivel alto debido a que no se cargará ningún dato. En la Figura 6-5 se muestra la conexión en cascada de los tres contadores.

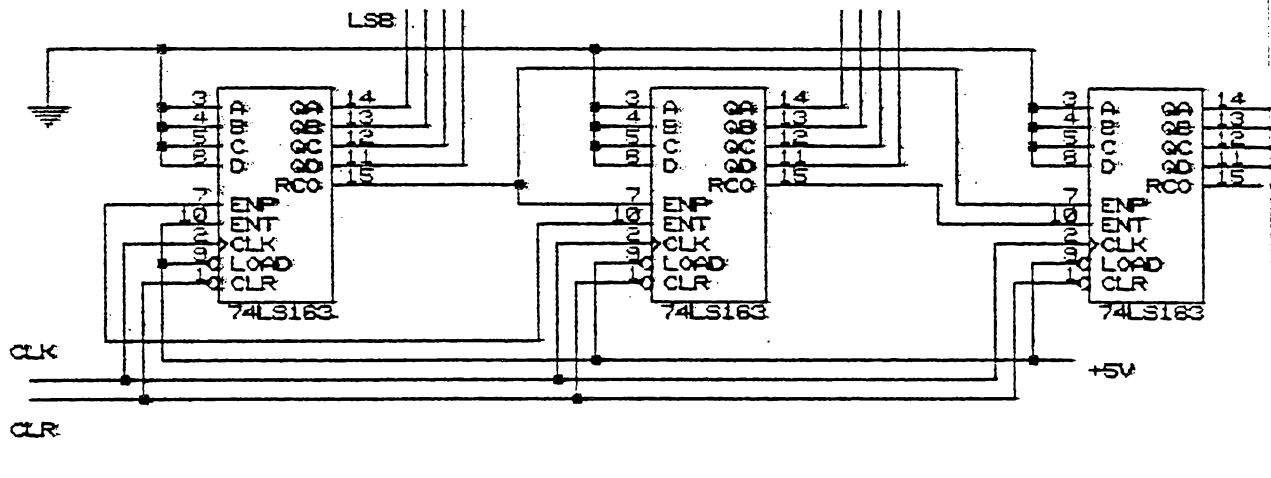


Figura 6-5

Contadores en cascada

Debido a que el contador es utilizado para acceder las líneas de selección de dirección de la memoria, es necesario que luego que ha alcanzado la cuenta correspondiente a la dirección del último dato, se reinicie la cuenta, para tal efecto, se utiliza una compuerta NAND

de a entradas ya que para el dato 1000 se tiene que su equivalente en hexadecimal es:

$$1000 = 3E8$$

y este valor en hexadecimal corresponde en binario a:

$$3E8 = 001111101000$$

En base a lo anterior se tomaran las entradas de los bit 2 a bit 9, por lo que cuando el código de entrada de la compuerta NAND sea el correspondiente a la cuenta 1000 habra un cero a la salida de la compuerta lo que ocasiona que el borrado sea activado y la cuenta sea reiniciada.

Debido a que se utilizan tres contadores probablemente al tiempo necesario para que se de el restablecimiento no sea el mismo por lo que para solucionar este posible problema se utiliza la configuracion ilustrada en la Figura 6-6.

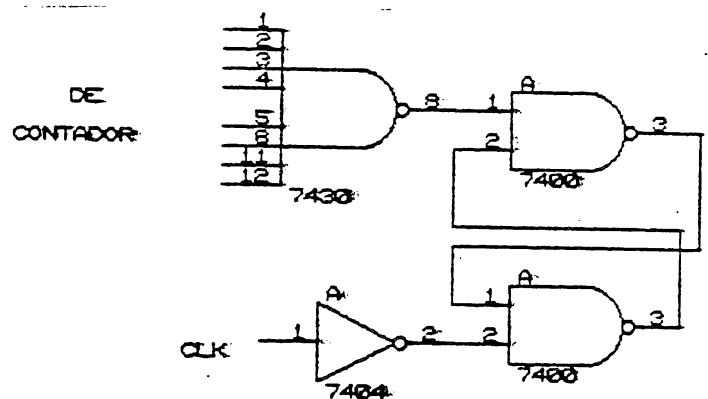


Figura 6-6

Circuito auxiliar de borrado

En la Figura 6-7 se muestran las conexiones del

diagrama circuital correspondiente a la base de tiempo y los contadores.

6.2.2.3 Memoria EPROM

Se utiliza una memoria UV EPROM TMS2732A de 4K x 8 de capacidad de memoria. Para efectos del uso del simulador solamente se utilizaran 2K de memoria, los cuales estaran distribuidos de la siguiente forma:

Tabla 6-2
Distribución datos de memoria

Parámetro	Capacidad Memoria	Dir Inicio	Dir final
ECG	1K byte	0000	03E8
Presión Art	1K byte	0400	07E8

Debido a esto el bit 10 de las líneas de dirección de memoria será manejado a través de un selector de parámetros, ya que cuando se seleccione la onda cardíaca ECG colocará un cero en el pin 10 pudiendose entonces seleccionar las direcciones 0000 a 03FF, mientras que si selecciona presión arterial se colocará un uno en el bit 10 seleccionando las direcciones 0400 a 07FF.

6.2.2.4 Convertidor digital-análogo

Como ya ha sido mencionado con anterioridad se utiliza un DAC0801 configurado con salida bipolar para el cual el bit menos significativo varía en 0.08 voltios por lo que para las distintas plenas escalas se tendrá:

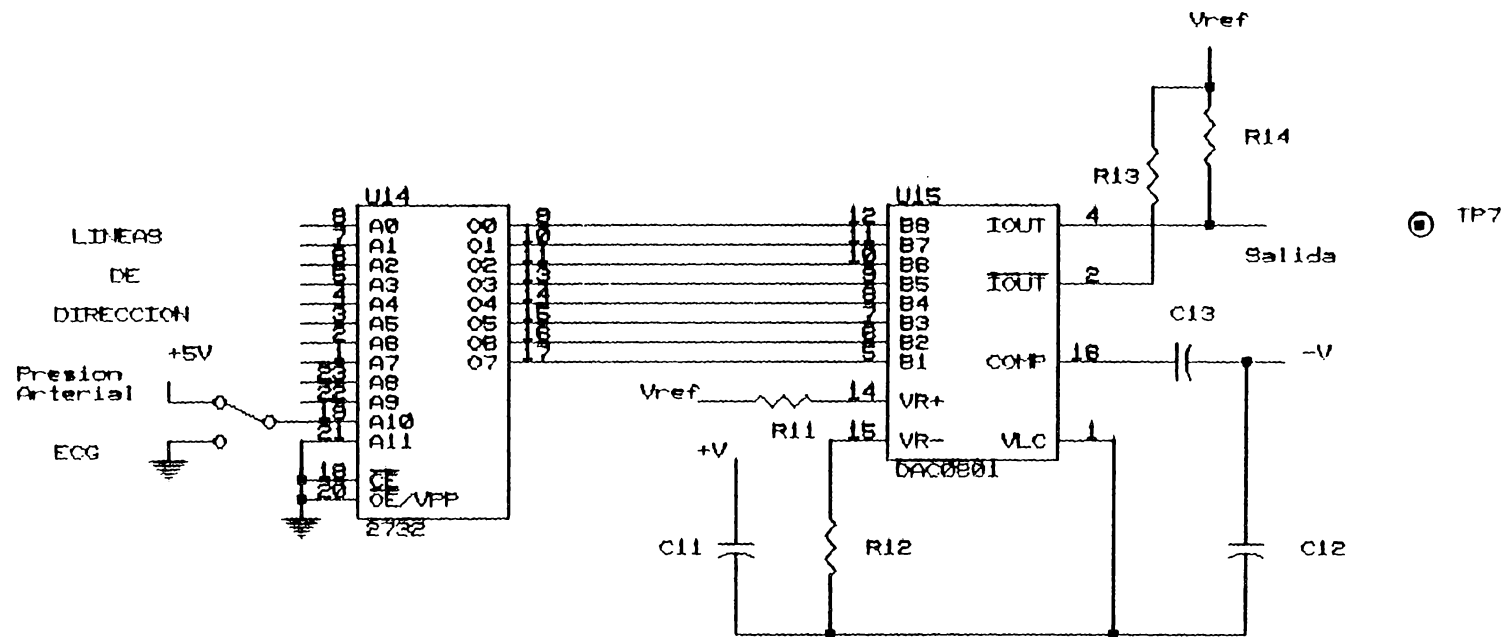


Tabla 6-3

Valores analogicos de codigos binarios mas importantes

Código binario	Código hexadecimal	Voltaje
00000000	00	10
00000001	01	9.92
10000000	80	0
11111110	FE	- 9.84
11111111	FF	- 9.92

En la Figura 6-8 se muestra un diagrama esquemático de las conexiones correspondientes a la memoria y el convertidor digital-análogo.

6.2.2.5 Atenuadores

La señal que se obtiene del convertidor digital-análogo (DAC) es necesario que se atenue a niveles de voltajes de tal manera que se asemejen a los generados por el cuerpo humano.

Para este propósito se utilizarán amplificadores operacionales en configuración inversora para ser utilizado como atenuador (Figura 6-9).

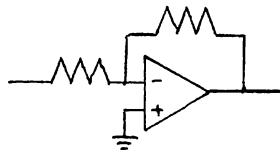


Figura 6-9

Configuración inversora

La ganancia de esta configuración es :

$$V_o/V_i = - R_f/R_i \quad \text{Ec. 6.5}$$

de tal manera que utilizando la adecuada relación de resistencias se obtiene la atenuación deseada.

Para lo que corresponde al simulador de ECG y presión arterial la atenuación se llevará a cabo en dos etapas, ya que como se ha indicado se utilizará la configuración inversora, en la primera etapa se atenuara la señal, pero a su vez se invertirá por lo que en la segunda etapa además de atenuar nuevamente la señal se obtendrá con la polaridad original.

Por lo expuesto anteriormente, la primera etapa es común a ambos parametros y tiene una atenuación de 0.01, por lo que:

$$\begin{aligned} V_i &= 5V_{p-p} \\ V_o &= -0.01(5) \\ &= -0.05 V_{p-p} \end{aligned}$$

Luego, tomando $R_i = 100K\Omega$

$$R_f = 1K\Omega$$

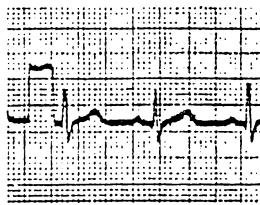
La segunda etapa de atenuación se hará para cada parametro en particular, de tal manera que las resistencias de salida sean de fácil adquisición de acuerdo a los niveles de voltaje de salida de cada atenuador.



6.2.2.5.1 ECG

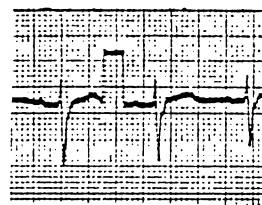
Ya que el simulador de ECG es capaz de simular las distintas derivaciones (Figura 6-10) y debido a que las señales correspondientes a cada derivación dependen de los

LEAD I



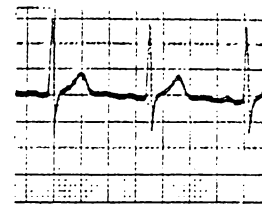
LEAD

V₁

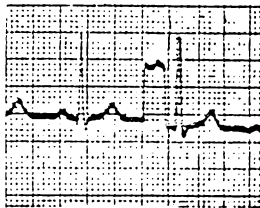


LEAD

V₁



LEAD II



LEAD

V₂



LEAD

V₅



LEAD III



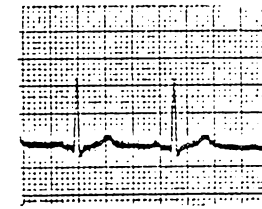
LEAD

V₃

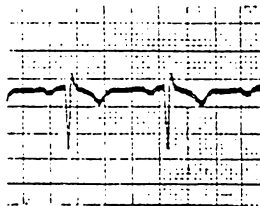


LEAD

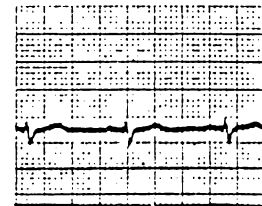
V₆



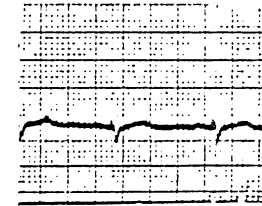
LEAD
AVR

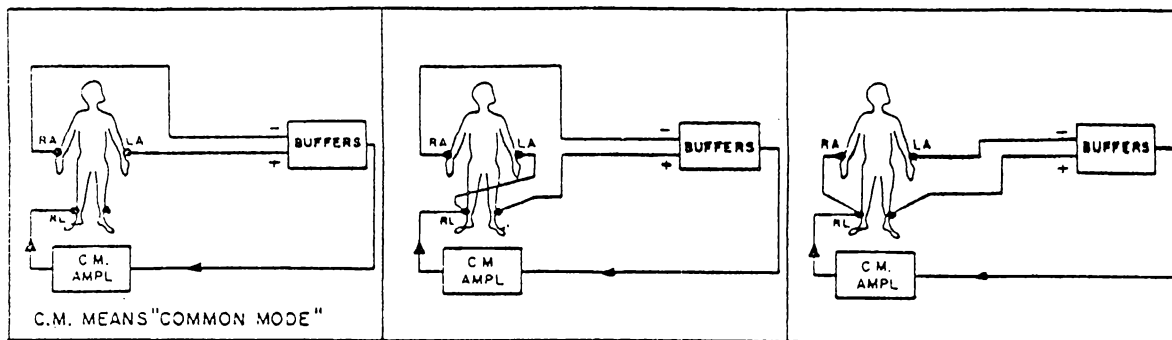


LEAD
AVL



LEAD
AVF



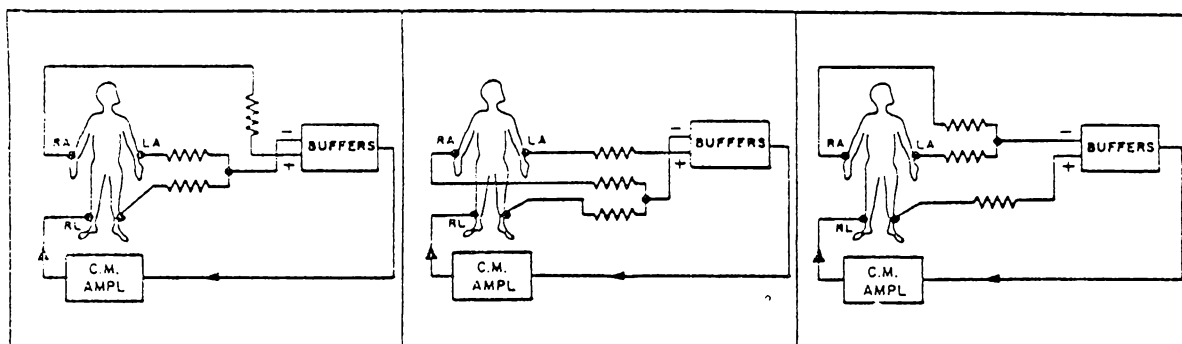


LEAD I

LEAD II

LEAD III

UNIPOLAR LIMB LEADS



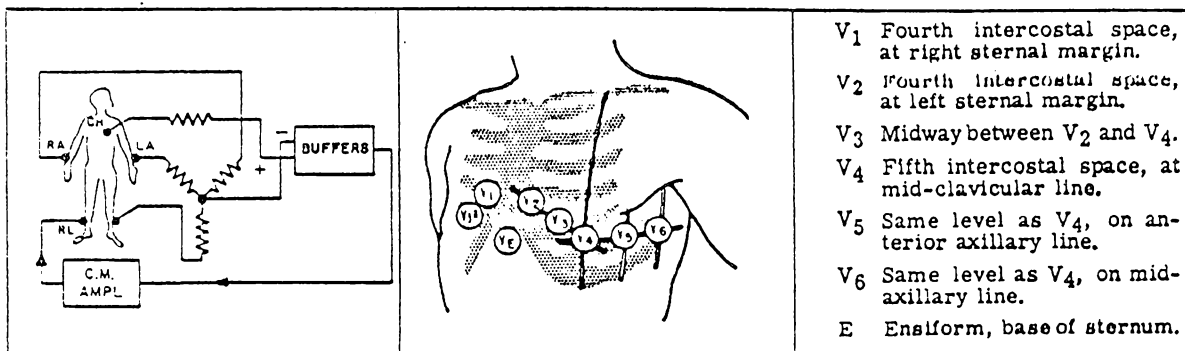
LEAD AVR **

LEAD AVL **

LEAD AVF **

** Also known as "augmented" leads

UNIPOLAR CHEST LEADS



LEAD V **

CH POSITIONS
(a)

CH POSITIONS

- V₁ Fourth intercostal space, at right sternal margin.
- V₂ Fourth intercostal space, at left sternal margin.
- V₃ Midway between V₂ and V₄.
- V₄ Fifth intercostal space, at mid-clavicular line.
- V₅ Same level as V₄, on anterior axillary line.
- V₆ Same level as V₄, on mid-axillary line.
- E Ensiliform, base of sternum.

Figura 5-11

Puntos de obtención de derivaciones ECG

puntos de los que se toman las señales (~~Figura 6-11~~) es necesario dividir la señal atenuada en otros niveles de voltaje que al ser introducidos a los equipos tal como lo indica la Figura 6-11 den como resultado las señales correspondientes a las distintas derivaciones, cuando esta sea seleccionada.

Debido a lo expuesto anteriormente se han tomado 3 niveles distintos de salida de la segunda etapa atenuadora de tal manera que se pueda utilizar la misma red divisora de salida. Luego tomando de nuevo $R_i = 100\text{k}\Omega$ y $V_i = 0.05\text{Vp-p}$.

Tabla 6-4
Resistencias divisoras ECG

Escala	$V_o(\text{mV})$	R_f/R_i	$R_{f\text{teorica}}$	$R_{f\text{comercial}}$
0.5	1.25	0.025	$2.5\text{k}\Omega$	$2.4\text{k}\Omega$
1.0	2.50	0.050	$5.0\text{k}\Omega$	$5.1\text{k}\Omega$
2.0	5.00	0.100	$10.0\text{k}\Omega$	$10.0\text{k}\Omega$

Para la red divisora de voltajes se toman como base las amplitudes de las derivaciones (Figura 6-10) y las entradas que se toman para cada derivacion (Fig 6-11). Por lo que tomando como resistencia de salida $1\text{k}\Omega$ se tendran los datos presentados en la Tabla 6-5.

Tabla 6-5
Resistencias de derivaciones de ECG

Extremidad	V_0 (mV)	R (Ω)
RA	0.7	2.4K
LA	1.0	1.5K
LL	1.7	470

El diagrama esquemático correspondiente a lo descrito con anterioridad se muestra en la Figura 6-12.

6.2.2.5.2 Presión arterial

Debido a que para este caso se simula la señal tal y como se obtiene de un transductor se ha tomado en consideración la sensibilidad del transductor la cual está definida como la capacidad de predecir la salida de voltaje conociendo la excitación de voltaje y el valor del estímulo aplicado. Las unidades para la sensibilidad (ϕ) son microvoltios por voltio de excitación por unidad de estímulo aplicado ($\mu V/V/U$). De acuerdo a las investigaciones realizadas la sensibilidad de los transductores utilizados por la mayoría de los aparatos de medición de la presión arterial es de $50 \mu V/V/cmHg$ lo que es lo mismo $5 \mu V/VmmHg$.

Ya que la finalidad es la de simular la señal proveniente del transductor se tendrá una impedancia de salida similar a la impedancia de los transductores

utilizados que es de 350Ω .

Por lo tanto para la salida de presión arterial se tendran divisores de voltaje de tal manera que se obtengan voltajes equivalentes a los producidos por el transductor. Por lo tanto para la segunda etapa la señal se atenuará en 0.1 por lo que:

$$\begin{aligned} V_o &= 0.1(0.05) \\ &= 5.0 \text{ mVp-p} \end{aligned}$$

Luego tomando $R_i = 100K\Omega$

$$R_f = 10K\Omega$$

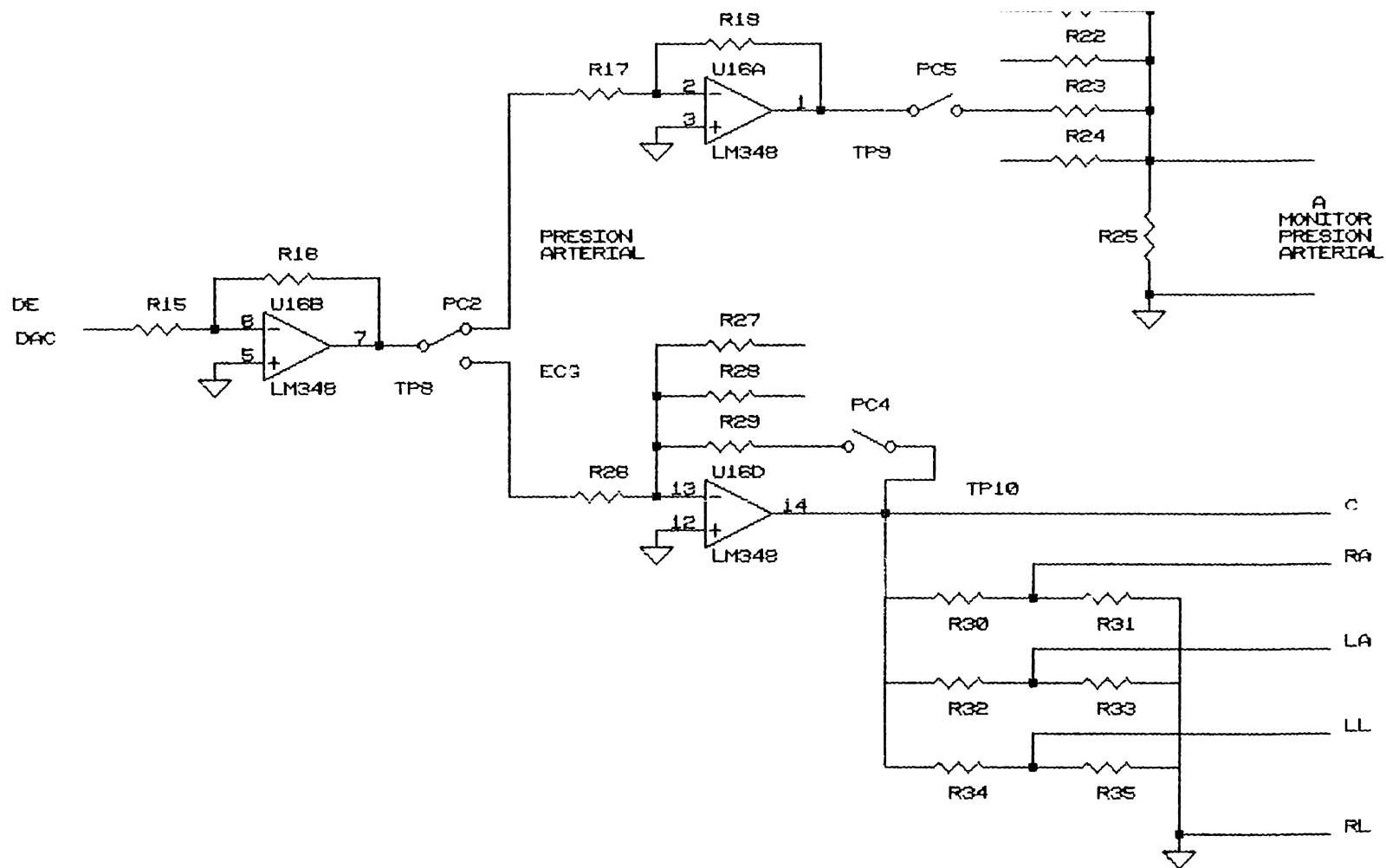
Luego para los divisores de voltaje de la salida, se toma como resistencia común de salida 330Ω y para una sensibilidad de $\phi = 5 \mu V/V/mmHg$ se tiene:

Tabla 6-6

Resistencias divisoras para presión arterial

Escala	$V_o(mV)$	$R_{teórica} (\Omega)$	$R_{comercial}(\Omega)$
200	1	1.32K	1.3K
150	0.75	1.87K	1.8K
120	0.60	2.42K	2.4K
80	0.625	2.30K	2.2K
50	0.475	3.10K	3.0K
20	0.325	4.74K	4.7K

En la Figura 6-12 se muestra el diagrama correspondiente a estos divisores de voltaje.



UNIVERSIDAD DON BOSCO
 Title
 ATENUADORES ECG Y PRESION ARTERIAL

6.2.3 Simulador de respiración

Como ha sido mencionado con anterioridad dentro de las características con las que debe de contar el simulador de parámetros fisiológicos es la fidelidad con la que se pueda simular la forma de onda correspondiente.

Por tal razón para el simulador de respiración se ha determinado utilizar un generador de onda senoidal que está conformado por un circuito integrado generador de funciones, para esto se estudiaron las características principales de dos de estos circuitos integrados que son IC XR-2206 e ICL8038 (Tabla 6-7).

Tabla 6-7

Comparación de generadores de funciones

Tipo de dispositivo		XR-2206	8038
Señales:	Cuadrada	Sí	Sí
	Triangular	Sí	Sí
	Senoidal	Sí	Sí
	Diente de sierra	Sí	Sí
	Rampa	Sí	Sí
	Margen de tensión de alimentación (V)	10-26	10-30
Frecuencia mínima práctica (Hz)		0.01	0.001
Frecuencia máxima (MHz)		1(0.5)	1
Relación de barrido de frecuencia		1.000	1.000
Impedancia de salida (ohmios)		600	200
Impedancia de salida senoidal (ohmios)		600	100.000
Deriva de frecuencia: Temperatura (ppm/°C)		20	50
Alimentación (%/V)		0.01	0.05
Distorsión senoidal (%)		2.5	0.8(3)
Distorsión senoidal con ajuste (%)		0.5(1.5)	0.5
Número de patillas del dispositivo		16	14

En base a los datos expuestos anteriormente se eligió el dispositivo XR-2206 debido a la estabilidad de frecuencia frente a las variaciones de tensión de alimentación y a la baja impedancia de salida que posee.

Como tambien se podra observar ambos dispositivos ofrecen frecuencias de operación de centésimas de hertz, lo que para las necesidades existentes es de mucha utilidad.

La frecuencia de oscilación del generador de onda senoidal viene dado por:

$$f = 1/RC \quad \text{Ec. 6.6}$$

Manteniendo un valor de condensador constante $C=10 \mu f$ se tiene entonces que los valores de las resistencias temporizadoras para las distintas frecuencias se muestra en la siguiente tabla:

Tabla 6-8
Resistencias temporizadoras

f (bpm)	f (Hz)	R (K Ω)
15	0.25	400
30	0.50	200
60	1	100
120	2	50

6.2.3.1 Atenuadores

Al igual que en el caso del simulador de ECG y presión arterial, la señal proveniente del generador de onda senoidal debe ser atenuada a valores tales que dicha señal sea la adecuada para los niveles de entrada de los aparatos medidores. Por lo tanto bajo la misma filosofía que en el caso anterior se trabaja para el simulador de respiración.

Ya que la señal de respiración se obtiene a través del ECG, es de suponer que dicha señal debiera tener las mismas características que las de ECG en lo que se refiere a amplitudes e impedancias. Para el caso de este simulador de respiración la señal a simular se hará como que si se estuviese midiendo a través de la derivación II del ECG.

Luego, tenemos que para el primer atenuador se tiene una atenuación de 0.1 con $R_i=100K\Omega$, $V_i=3Vp-p$ y $V_o=0.3Vp-p$. Por lo que $R_f = 10K\Omega$.

Para el segundo atenuador se necesita un $V_o = 5mVp-p$ y $R_f=1K\Omega$. Por lo que se tendrá que $R_i = 120K\Omega$.

Para la red divisora de salida se tiene que al igual que ECG para la derivación II, los miembros involucrados son RA y LL para lo que se tiene:

Tabla 6-9

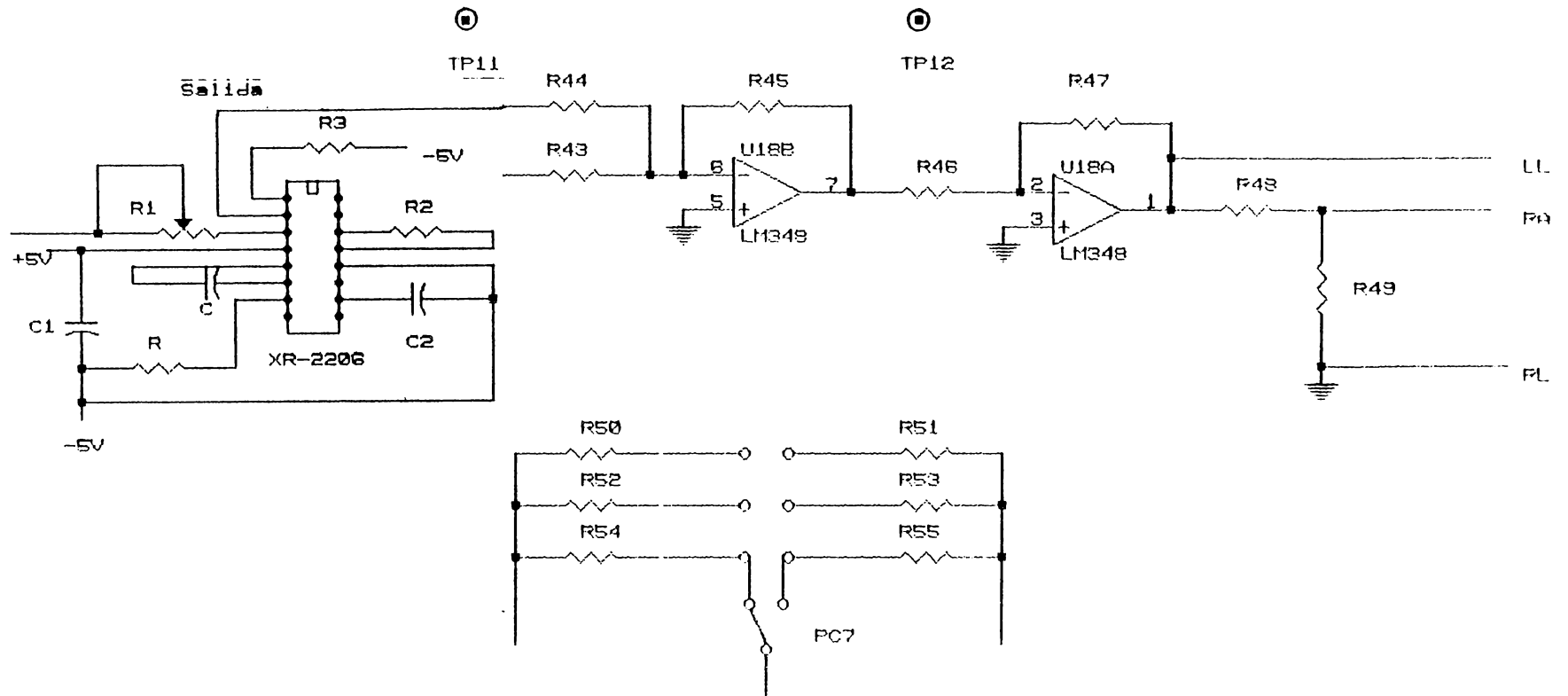
Resistencias derivadoras para respiración

Extremidad	$V_o(mV)$	$R(\Omega)$
RA	2	1K
LL	3	1.5K

En la Figura 6-13 se muestra el diagrama esquemático del simulador de respiración.

6.2.4 Simulador de temperatura

Para el simulador de temperatura como va ha sido mencionado solamente se utilizaran los juegos de



resistencias adecuadas para simular la resistencia del termistor para una temperatura dada. El procedimiento que se siguió para establecer los valores de estas resistencias fué utilizando un potenciómetro el cual se hizo variar hasta que en el visualizador del monitor se obtenía el valor de temperatura deseado, luego se medía la resistencia y el valor de esta era la indicada para la simulación de la temperatura.

Los valores de las resistencias medidas se muestran en la Tabla 6-10.

Tabla 6-10

Resistencias simuladoras de temperatura

Escala (oC)	Resistencias (Ω)
30	28.3K
37	21.8K
40	19.2K

En la Figura 6-13 se muestra el diagrama de este simulador.

7.1 Controles e indicadores

En la Figura 7-1 se muestra una vista frontal del panel de control del simulador de parámetros fisiológicos, en él se indican los códigos correspondientes a los controles.

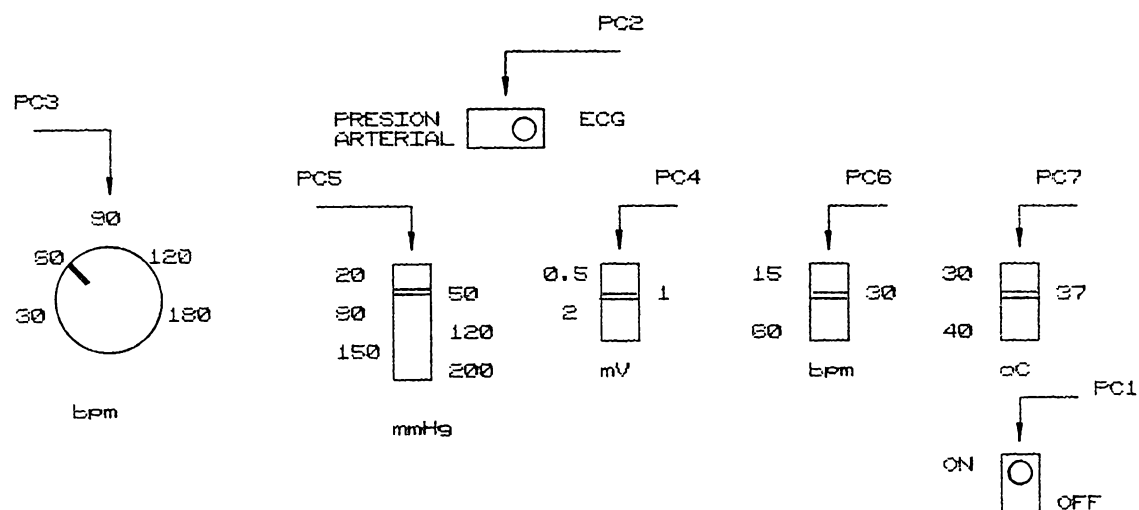


Figura 7-1
Panel de control

Tabla 7-1

Significado de codigos de control de panel

Control de panel	Selector
PC1	Encendido/Apagado
PC2	ECG/Presión Arterial
PC3	Frecuencia ECG/P.A.
PC4	Amplitud ECG
PC5	Amplitud presión Art.
PC6	Frec. respiratoria
PC7	Temperatura
PI1	Indicador encendido y batería baja

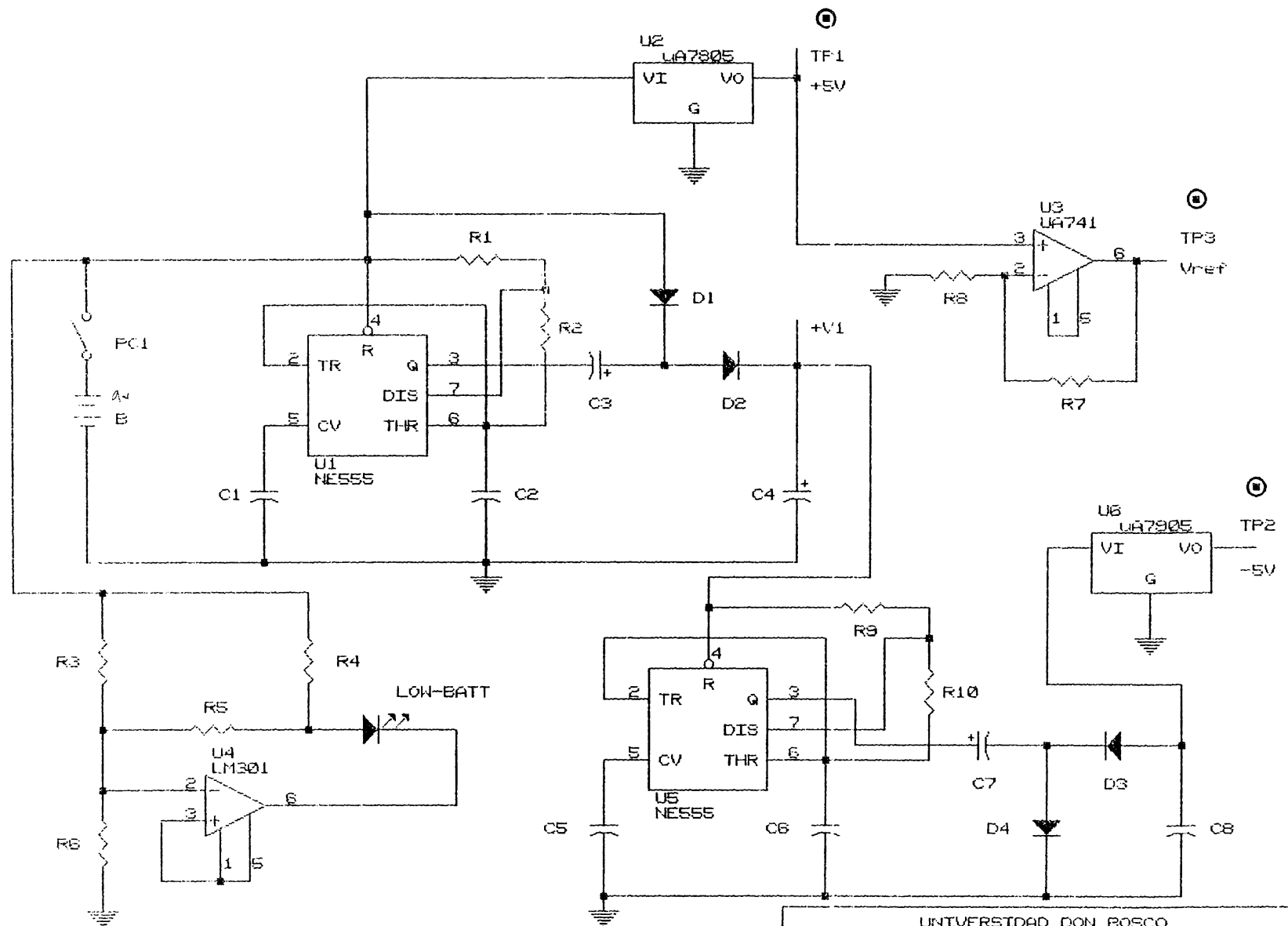
7.2 Modo de operación

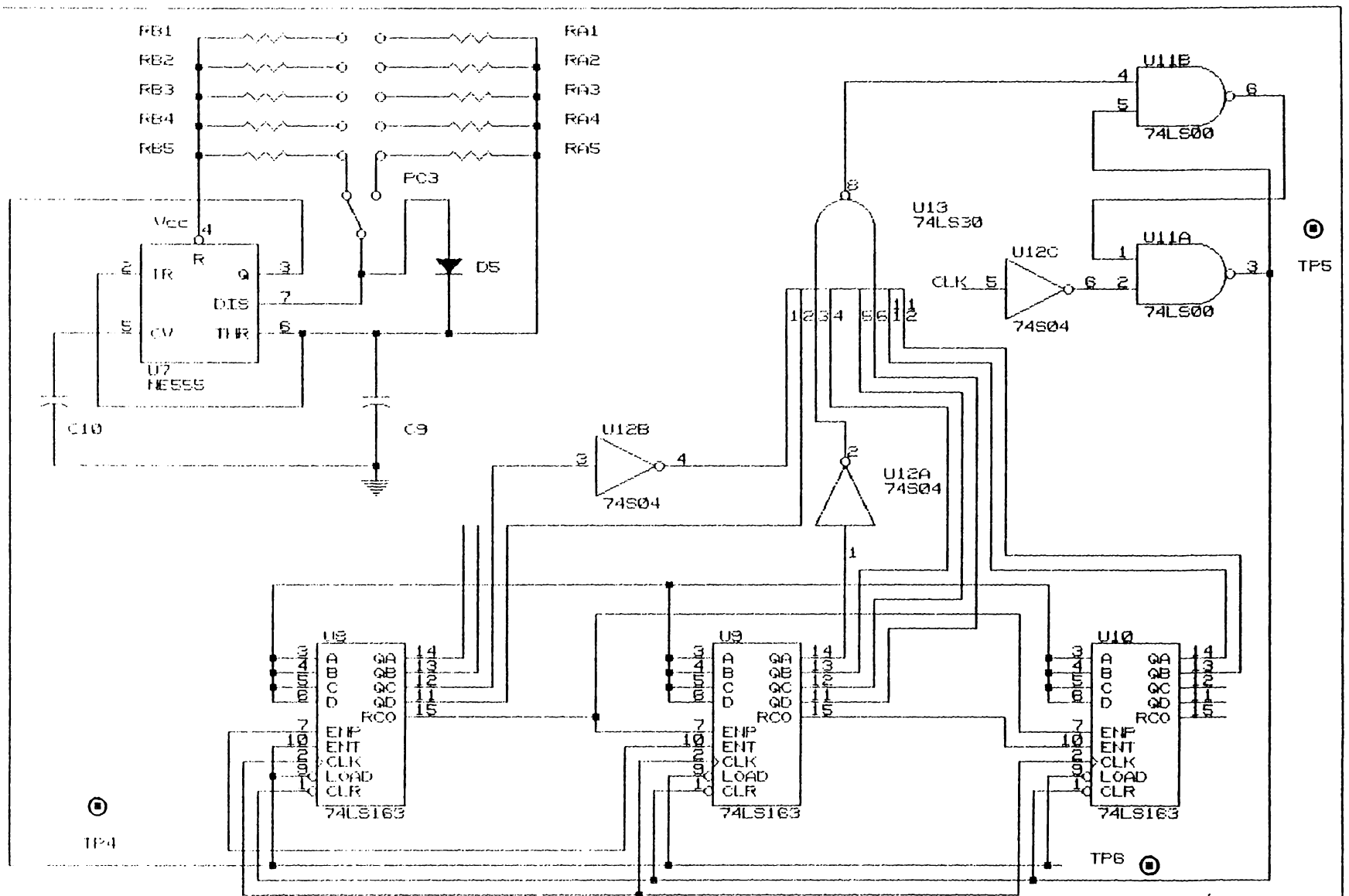
1. Conectar el cable de paciente o conector correspondiente al parámetro a simular.
2. Seleccionar el parámetro a simular entre ECG o presión arterial (PC2). Los parámetros de respiración y temperatura están habilitados permanentemente.
3. Seleccionar las frecuencias y amplitudes de simulación de los parámetros utilizando los controles de panel anteriormente mencionados.
4. Encender el aparato (PC1).
5. Una vez encendido el aparato pueden cambiarse amplitudes, frecuencias y parámetros fisiológicos.

DIAGRAMAS

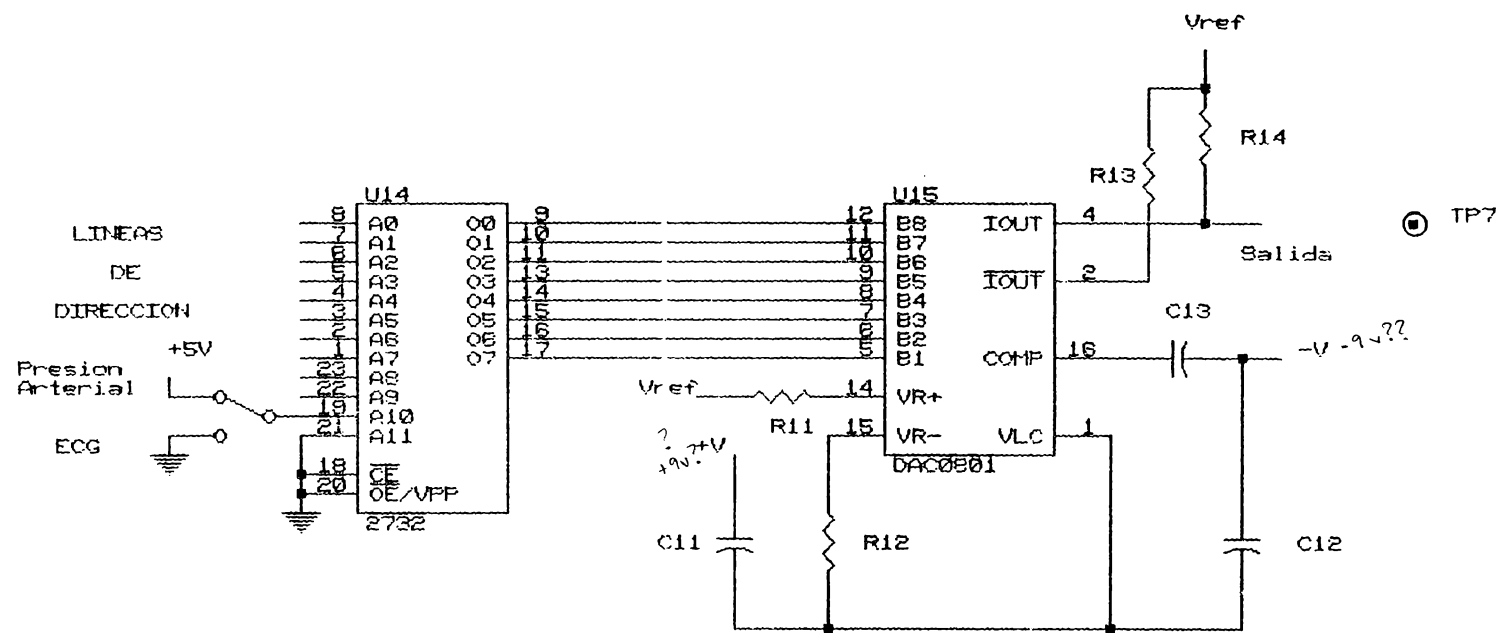
Y

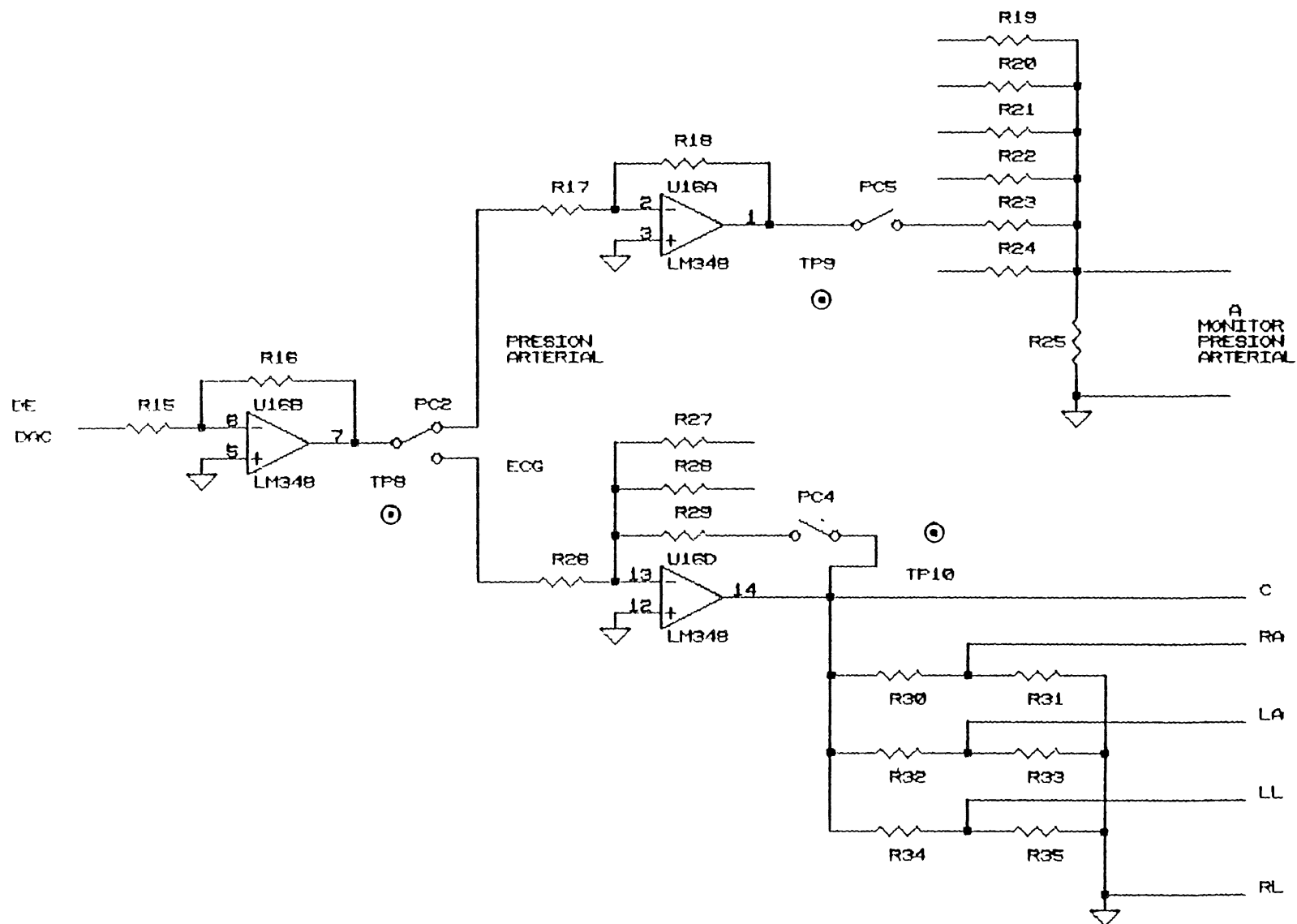
ESQUEMAS



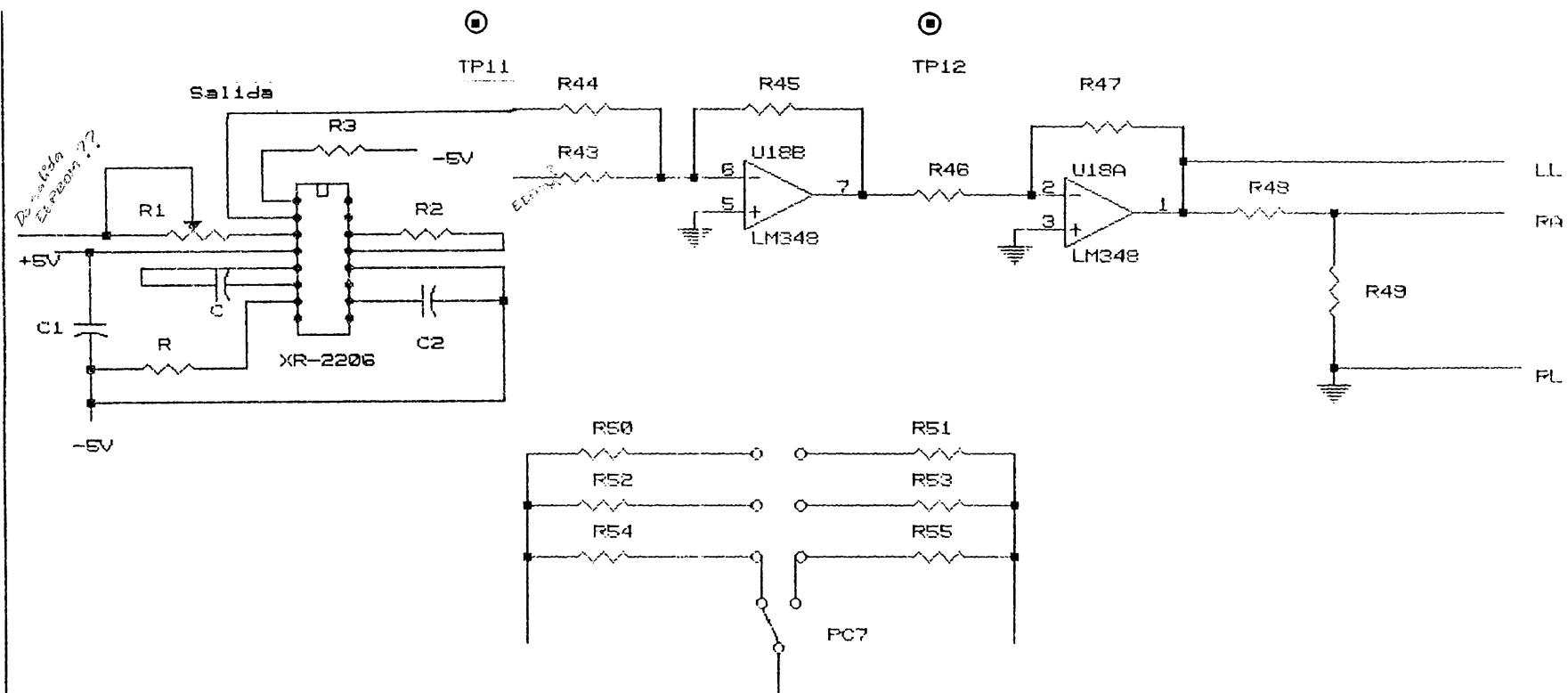


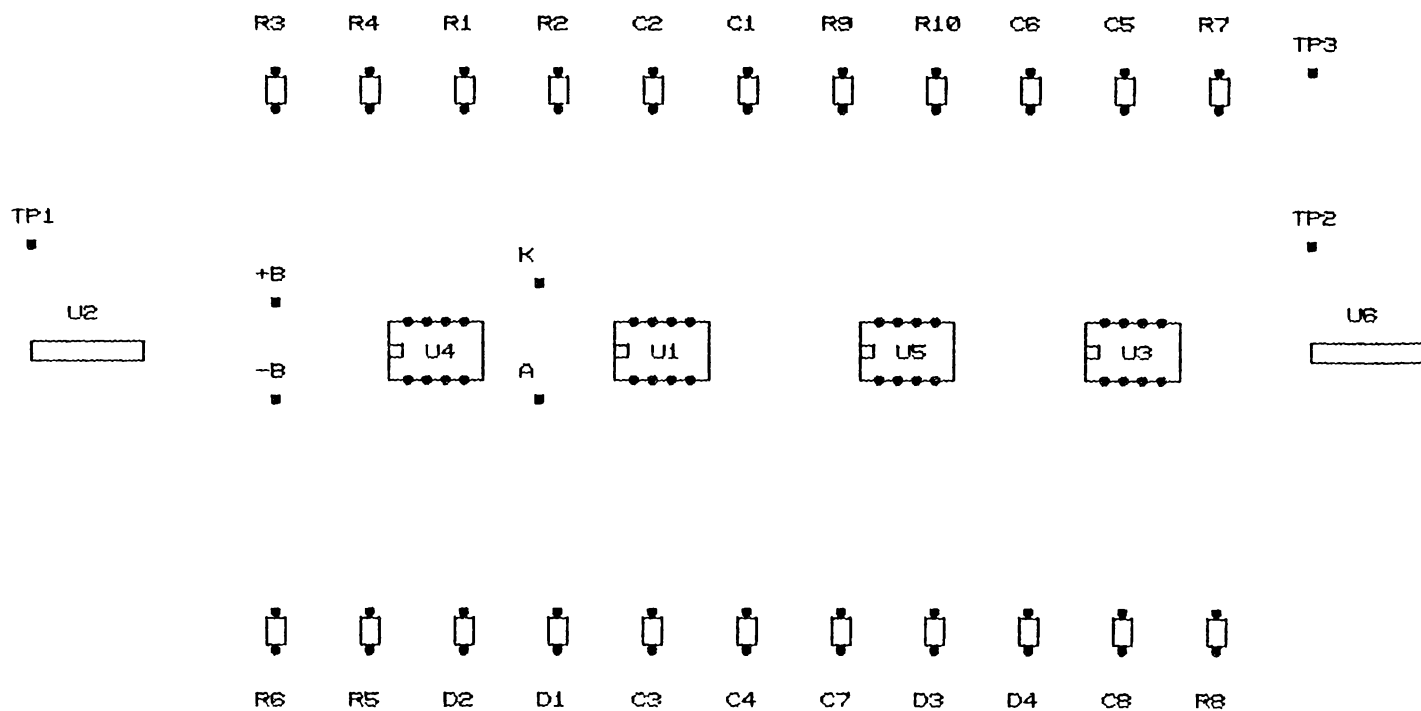
00





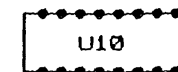
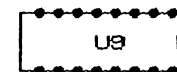
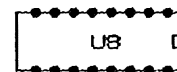
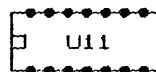
UNIVERSIDAD DON BOSCO		
Title		
ATENUADORES ECG Y PRESION ARTERIAL		
Size Document Number		
A	FIG. 7-5	REV
Date: September 9, 1991 Sheet 4 of 5		





UNIVERSIDAD DON BOSCO		
Title		
TABLETA 1GB. FUENTE DE PODER		
Size	Document Number	REV
A	FIGURA 7-7	
Date: September 9, 1991 Sheet 1 of 3		

RA1 RA2 RA3 RA4 RA5

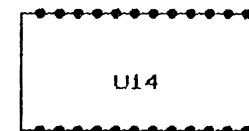
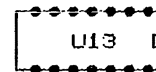
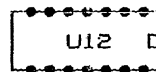
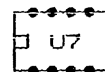


RB1 RB2 RB3 RB4 RB5

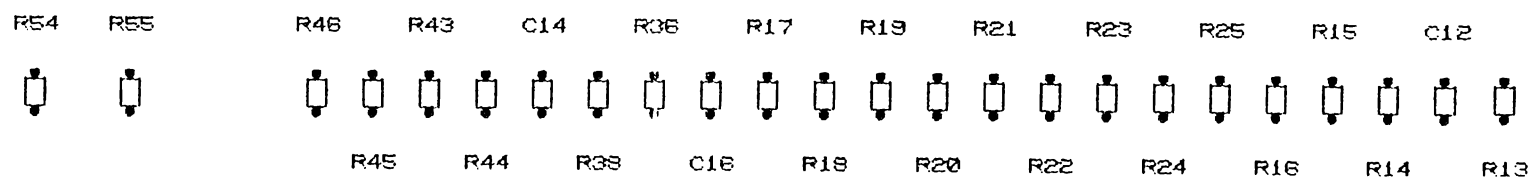
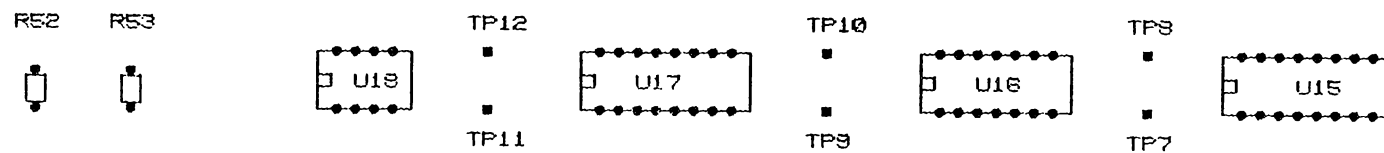
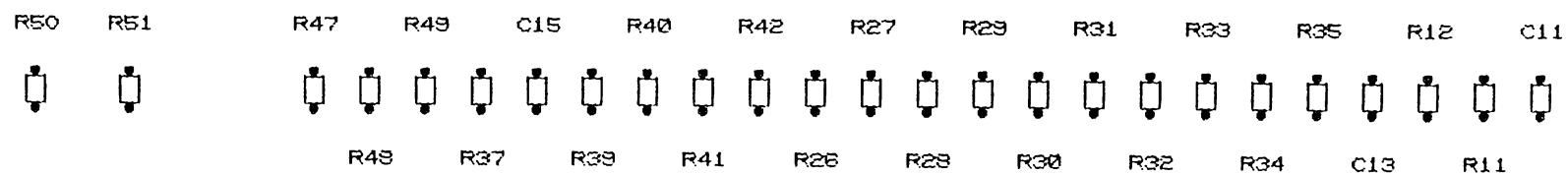


TP4 TP5 TP6
■ ■ ■

D5 C9 C10



UNIVERSIDAD DON BOSCO		
Title		
TABLETA 2GB. ETAPA DIGITAL ECG Y PA		
Size	Document Number	REV
A	FIG. 7-8	
Date: September 9, 1991	Sheet	2 of 3



7.3 Localización de fallas

7.3.1 Puntos de prueba

TP1

Señal d.c positiva de 5 Voltios de amplitud.

TP2

Señal d.c negativa de 5 Voltios de amplitud.

TP3

Señal d.c positiva de 10 Voltios de amplitud.

TP4

Señal cuadrada con ciclo de trabajo (Duty Cycle) igual a 50%, de frecuencia variable (Tabla 7-2).

Tabla 7-2

Períodos de la señal cuadrada

Escala (bpm)	T(mseg)	Amplitud (V)
30	2	+5
60	1	+5
90	0.67	+5
120	0.50	+5
180	0.33	+5

TP5

Pulso cuadrado de duración = 20 ns, frecuencia variable (Tabla 7-3).

Tabla 7-3

Período de repetición de pulso cuadrado

Escala (bpm)	f(bpm)	Amplitud (V)
30	30	+5
60	60	+5
90	90	+5
120	120	+5
180	180	+5

TP6

Señal d.c positiva de 5 Voltios de amplitud.

TP7

Las señales se muestran en las Figuras 7-10 y 7-11, con frecuencia variable y amplitud de 5Vp-p.

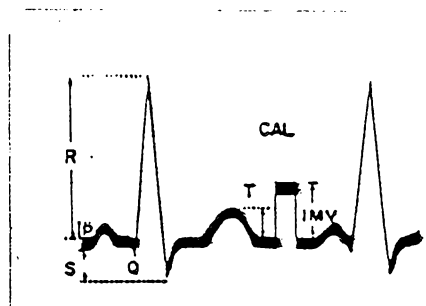


Figura 7-10

Señal de ECG

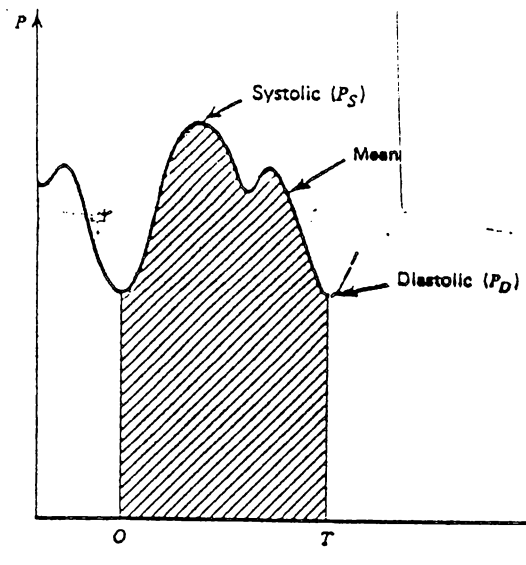


Figura 7-11

Señal de presión arterial

Tabla 7-4

Frecuencias de señales ECG y presión arterial

Escala (bpm)	Frecuencia (bpm)
30	30
60	60
90	90
120	120
180	180

TP9

Señal igual que Figura 7-11 con frecuencias iguales a TP7 y amplitud de 5.0 mVp-p.

TP10

Señal igual que Figura 7-10 con frecuencias iguales a TP7 de amplitud variable (Tabla 7-5).

Tabla 7-5
Amplitudes de ECG

Escala (mV)	Amplitud (mV)
0.5	1.25
1.0	2.50
2.0	5.00

TP11

Señal senoidal de frecuencia variable (Tabla 7-6) y de amplitud de 3.0 Vp-p.

Tabla 7-6
Frecuencias de respiración

Escala (bpm)	Frecuencia (bpm)
15	15
30	30
60	60
120	120

TP12

Señal senoidal de frecuencia igual que en TP11 y de amplitud de 0.3 Vp-p.

7.3.2 Fallas

A continuación se da una lista de las posibles fallas que podrían presentarse en el funcionamiento del aparato simulador de parámetros fisiológicos aunque cabe hacer la advertencia que no es el objetivo de este apartado el estudiar en detenimiento cada una de las fallas.

Tabla 7-7
Soluciones a fallas

Falla	Posible solución
Aparato no enciende	-Revisar PI1 (D5) -Revisar TP1, TP2 y TP3 -Revisar carga de batería
No hay señal de ECG o Presión arterial	-Revisar TP1, TP2 y TP3 - Revisar TP4 -Revisar transmisión de datos entre memoria y DAC
No existe repetición de señal	-Revisar TP5
Amplitudes de señales	-Revisar TP8 y TP9
Frecuencias	-Revisar TP4
señal de respiración	-Revisar TP11
Amplitud de respiración	-Revisar TP12

7.4 Listado de elementos

Tabla 7-8
Listado de elementos

Código	Descripción
R1	Resistencia 1K Ω
R2	Resistencia 22K Ω
R3	Resistencia 680K Ω
R4	Resistencia 1.5K Ω
R5	Resistencia 680K Ω
R6	Resistencia 1K Ω
R7	Resistencia 1K Ω
R8	Resistencia 1K Ω
R9	Resistencia 1K Ω
R10	Resistencia 22K Ω
R11	Resistencia 5.1K Ω
R12	Resistencia 5.1K Ω
R13	Resistencia 5.1K Ω
R14	Resistencia 5.1K Ω
R15	Resistencia 100K Ω
R16	Resistencia 1K Ω
R17	Resistencia 10K Ω
R18	Resistencia 1K Ω
R19	Resistencia 4.7K Ω
R20	Resistencia 3.0K Ω
R21	Resistencia 2.2K Ω

R22	Resistencia 2.4K Ω
R23	Resistencia 1.8K Ω
R24	Resistencia 1.3K Ω
R25	Resistencia 330 Ω
R26	Resistencia 100K Ω
R27	Resistencia 2.4K Ω
R28	Resistencia 5.1K Ω
R29	Resistencia 10K Ω
R30	Resistencia 2.4K Ω
R31	Resistencia 1K Ω
R32	Resistencia 470 Ω
R33	Resistencia 1K Ω
R34	Resistencia 1.5K Ω
R35	Resistencia 1K Ω
R36	Potenciometro 50K Ω
R37	Resistencia 220 Ω
R38	Resistencia 33K Ω
R39	Resistencia 390K Ω
R40	Resistencia 200K Ω
R41	Resistencia 100K Ω
R42	Resistencia 51K Ω
R43	Resistencia 15K Ω
R44	Resistencia 10K Ω
R45	Resistencia 1K Ω
R46	Resistencia 120K Ω
R47	Resistencia 1K Ω
R48	Resistencia 1.5K Ω

R49	Resistencia	1K Ω
R50	Potenci6metro	25K Ω
R51	Potenci6metro	10K Ω
R52	Potenci6metro	25K Ω
R53	Potenci6metro	10K Ω
R54	Potenci6metro	25K Ω
R55	Potenci6metro	10K Ω
RA1	Resistencia	15K Ω
RA2	Resistencia	6.8K Ω
RA3	Resistencia	4.7K Ω
RA4	Resistencia	3.6K Ω
RA5	Resistencia	2.4K Ω
RB1	Resistencia	15K Ω
RB2	Resistencia	6.8K Ω
RB3	Resistencia	4.7K Ω
RB4	Resistencia	3.6K Ω
RB5	Resistencia	2.4K Ω
C1	Capacitor	0.01 μ f
C2	Capacitor	0.01 μ f
C3	Capacitor	5 μ f
C4	Capacitor	5 μ f
C5	Capacitor	0.01 μ f
C6	Capacitor	0.01 μ f
C7	Capacitor	5 μ f
C8	Capacitor	5 μ f
C9	Capacitor	0.01 μ f
C10	Capacitor	0.1 μ f

C11	Capacitor 0.1 μ f
C12	Capacitor 0.1 μ f
C13	Capacitor 0.01 μ f /
C14	Capacitor 1 μ f
C15	Capacitor 1 μ f
C16	Capacitor 10 μ f
D1	Diodo 1N914
D2	Diodo 1N914
D3	Diodo 1N914
D4	Diodo 1N914
D5	LED
U1	Timer NE555
U2	Regulador Voltaje μ A7805
U3	OP-AMP μ A741
U4	OP-AMP LM301
U5	Timer NE555 /
U6	Regulador Voltaje μ A7905
U7	Timer NE555
U8	74LS163A
U9	74LS163A
U10	74LS163A
U11	74LS00
U12	74S04
U13	74LS30
U14	EPROM 2732A
U15	DAC 0801
U16	OP-AMP LM348

U17

XR-2206

U18

OP-AMP LM358

7.5 Especificaciones Técnicas

Simulación de 4 parámetros fisiológicos: ECG, presión arterial, respiración y temperatura.

ECG

5 selecciones de frecuencia: 30, 60, 90, 120 y 180 bpm.
3 selecciones de amplitud: 0.5, 1 y 2 mV. Salida analógica, con puntos de toma de señal similares a puntos de obtención de ECG. Impedancia de salida = 600Ω .

Presión Arterial

5 selecciones de frecuencia: 30, 60, 90, 120 y 180 bpm.
6 selecciones de amplitud: 200, 180, 120, 80, 50 y 20 mmHg.
Salida similar a señal obtenida de un transductor.
Impedancia de salida 330Ω .

Respiración

3 selecciones de frecuencia: 15, 30 y 60 bpm. Señal de salida a través de Derivación II de ECG. Impedancia de salida 600Ω .

Temperatura

3 selecciones de temperatura: 30, 37 y 40 °C.

Error: $\pm 5\%$

Batería: 9 Voltios

Dimensiones: 24 x 13 x 6 cms.

Peso: 2.5 libras

CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

-Se ha demostrado la factibilidad de construcción de un simulador de parámetros fisiológicos utilizando dispositivos de fácil adquisición en el país a un precio competitivamente más bajo, que el de un aparato importado.

-El presente aparato por tratarse de un prototipo representa solamente un valor aproximado del verdadero valor, ya que para efectos de producción en serie los costos bajarían considerablemente, siendo esto un factor muy importante para la comercialización del simulador de parámetros fisiológicos.

-Debido a la efectividad demostrada en la simulación de señales utilizando una memoria, es recomendable utilizar esta técnica para la simulación de cualquier otra señal fisiológica, ya que a través de la programación adecuada de esta se pueden obtener reproducciones mucho más fieles que las obtenidas a través de otros dispositivos electrónicos.

-Mediante la construcción de este aparato se demuestra que es de mucha importancia el fomentar el diseño y construcción de aparatos biomédicos de buena calidad y bajo

costo, para que de esta manera se pueda contar al menos con el equipo imprescindible en las distintas clinicas y unidades de salud en el país, de manera que se ayude a solucionar la atención médica a la población debido a la descentralización de los servicios.

BIBLIOGRAFIA

BIBLIOGRAFIA

Alloca, John A. Transducers. Theory and applications. Editorial Prentice-Hall. 1a. edición. U.S.A, 1984.

Boylestad, Robert, Louis Nashelsky. Electrónica. Teoría de circuitos. Editorial Prentice-Hall. 4a. edición.

Coughlin, Robert F., Frederick F. Driscoll. Circuitos integrados lineales y amplificadores operacionales. Editorial Prentice-Hall. 2a. edición.

Cromwell, Leslie. Instrumentación y medidas biomédicas. Editorial Marcombo. 1a. edición. España, 1980.

Ganong, William F. Fisiología Médica. Editorial "El manual moderno. 11a. edición. México, 1988.

Mateos Pérez, Juan Carlos. Transductores e instrumentación electrónica con fines biomédicos: instrumentación. Facultad de Medicina. Universidad de Sevilla.

National Semiconductor Corporation. Linear Databook. California, 1982.

Texas Instruments Incorporated. Diseño con circuitos integrados TTL. Editorial CECSA. 7a. impresión.

Texas Instruments. Linear Circuits. Voltage Regulators and supervisors. Volumen 3. Texas, 1989.

Texas Instruments. MOS Memory. Texas, 1989.

Texas Instruments. TTL Databook. Texas, 1988.

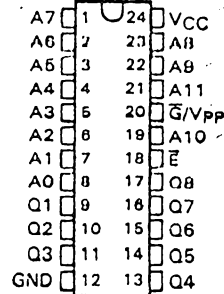
Tocci, Ronald J. Sistemas digitales. Editorial Prentice-Hall. 3a. edición.

TMS2732A 32,768-BIT UV ERASABLE PROGRAMMABLE READ-ONLY MEMORY

AUGUST 1983—REVISED FEBRUARY 1988

- Organization . . . 4096 x 8
- Single 5-V Power Supply
- All Inputs/Outputs Fully TTL Compatible
- Max Access/Min Cycle Times
 - TMS2732A-17 170 ns
 - TMS2732A-20 200 ns
 - TMS2732A-25 250 ns
 - TMS2732A-45 450 ns
- Low Standby Power Dissipation . . .
 - 158 mW (Maximum)
- JEDEC Approved Pinout . . . Industry Standard
- 21-V Power Supply Required for Programming
- 1-Channel Silicon-Gate Technology
- PEP4 Version Available with 168 Hour Burn-In, and Extended Guaranteed Operating Temperature Range from -10°C to 85°C (TMS2732A-__JP4)

J PACKAGE
(TOP VIEW)



PIN NOMENCLATURE

A0-A11	Address Inputs
E	Chip Enable
G/Vpp	Output Enable/21 V
GND	Ground
Q1-Q8	Outputs
VCC	5-V Power Supply

EPROMs/PROMs/EEPROMs

Function

The TMS2732A is an ultraviolet light-erasable, electrically programmable read-only memory. It has 32,768 words organized as 4,096 words of 8-bit length. The TMS2732A only requires a single 5-volt power supply with a tolerance of $\pm 5\%$.

The TMS2732A provides two output control lines: Output Enable ($\overline{G}/V_{pp}$) and Chip Enable ($\overline{E}$). This feature allows the $\overline{G}/V_{pp}$ control line to eliminate bus contention in multibus microprocessor systems. The TMS2732A has a power-down mode that reduces maximum power dissipation from 657 mW to 158 mW when the device is placed on standby.

The EPROM is supplied in a 24-pin dual-in-line ceramic package and is designed for operation from 0°C to 70°C. The TMS2732A is also offered in the PEP4 version with an extended guaranteed operating temperature range of -10°C to 85°C and 168 hour burn-in (TMS2732A-__JP4).

Small DATA documents contain information on product data. Products conform to the terms of Texas Instruments. Production processing does not include testing of all parameters.

TEXAS
INSTRUMENTS
POST OFFICE BOX 1443 • HOUSTON, TEXAS 77001

Copyright © 1983, Texas Instruments Incorporated.

TMS2732A
32,768-BIT UV ERASABLE PROGRAMMABLE READ-ONLY MEMORY

EPROMS/PROMS/EEPROMS

operation

The six modes of operation for the TMS2732A are listed in the following table.

FUNCTION (PINS)	MODE					
	Read	Output Disable	Power Down (Standby)	Program	Program Verification	Inhibit Program
$\bar{E}$ (18)	V_{IL}	$X^{\dagger}$	V_{IH}	V_{IL}	V_{IL}	V_{IH}
$\bar{G}/V_{pp}$ (20)	V_{IL}	V_{IH}	$X^{\dagger}$	21 V	V_{IL}	21 V
V_{CC} (24)	5 V	5 V	5 V	5 V	5 V	5 V
Q1-Q8 (9 to 11, 13 to 17)	Q	Hi-Z	Hi-Z	D	Q	Hi-Z

$X^{\dagger} = V_{IH} \text{ or } V_{IL}$

read/output disable

The two control pins ($\bar{E}$ and $\bar{G}/V_{pp}$) must have low-level TTL signals in order to provide data at the output pins. Chip enable ($\bar{E}$) should be used for device selection. Output enable ($\bar{G}/V_{pp}$) should be used to gate data output pins.

power down

The power-down mode reduces the maximum power dissipation from 657 mW to 158 mW. A TTL high-level signal applied to $\bar{E}$ selects the power-down mode. In this mode, the outputs assume a high-impedance independent of $\bar{G}/V_{pp}$.

erasure

The TMS2732A is erased by exposing the chip to shortwave ultraviolet light that has a wavelength of 2537 nanometers (2537 angstroms). The recommended minimum exposure dose (UV intensity $\times$ exposure time) is fifteen watt-seconds per square centimeter. The lamp should be located about 2.5 centimeters above the chip during erasure. After erasure, all bits are at a high level. It should be noted that normal ambient light contains the correct wavelength for erasure. Therefore, when using the TMS2732A, the window should be covered with an opaque label.

programming

Note that the application of a voltage in excess of 22 V to $\bar{G}/V_{pp}$ may damage the TMS2732A.

After erasure (all bits in logic 1 state), logic 0s are programmed into the desired locations. A logic 0 can be erased by ultraviolet light. In the program mode, $\bar{G}/V_{pp}$ is taken from a TTL low level to 21 V and data and addresses are applied in parallel to output pins Q1-Q8. The location to be programmed is addressed; data and addresses are stable, a 10-millisecond TTL low-level pulse is applied to $\bar{E}$. The maximum width of this pulse is 11 milliseconds. The programming pulse must be applied at each location that is to be programmed. Locations may be programmed in any order.

Several TMS2732As can be programmed simultaneously by connecting them in parallel and following the programming sequence previously described.

program inhibit

The program inhibit is useful when programming multiple TMS2732As connected in parallel with different addresses. Program inhibit can be implemented by applying a high-level signal to $\bar{E}$ of the device that is not to be programmed.

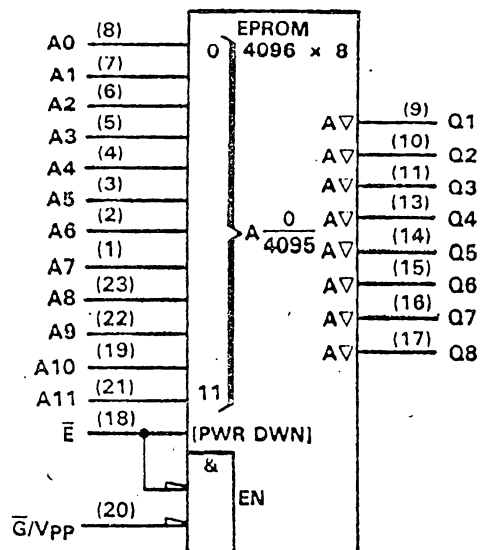
program verify

After the EPROM has been programmed, the programmed bits should be verified. To verify bit state, $\bar{E}$ and $\bar{G}$ are set to V_{IL} .

TMS2732A

32,768-BIT UV ERASABLE PROGRAMMABLE READ-ONLY MEMORY

Logic symbol†



EPROMs/PROMs/EEPROMs

†This symbol is in accordance with ANSI/IEEE Std 91-1984 and IEC Publication 617-12.

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

Supply voltage range, V_{CC}	-0.3 V to 7 V
Supply voltage range, V_{PP}	-0.3 V to 22 V
Input voltage range (except program)	-0.3 to 7 V
Output voltage range	-0.3 V to 7 V
Operating free-air temperature	0°C to 70°C
Storage temperature range	-65°C to 150°C

Stresses beyond 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 beyond those indicated in the "Recommended Operating Conditions" section of this specification is not implied. Exposure to absolute-maximum-rated conditions for extended periods may affect device reliability.

TMS2732A
32,768-BIT UV ERASABLE PROGRAMMABLE READ-ONLY MEMORY

EPROMs/PROMs/EEPROMs

recommended operating conditions

PARAMETER	MIN	NOM	MAX
V _{CC} Supply voltage (see Note 1)	4.75	5	5.25
V _{PP} Supply voltage (see Note 2)		V _{CC}	
V _{IH} High-level input voltage	2		V _{CC} + 1
V _{IL} Low-level input voltage	-0.1		0.8
T _A Operating free-air temperature	0		70

- NOTES: 1. V_{CC} must be applied before or at the same time as V_{PP} and removed after or at the same time as V_{PP}. The device not be inserted into or removed from the board when V_{PP} or V_{CC} is applied.
 2. V_{PP} can be connected to V_{CC} directly (except in the program mode). V_{CC} supply current in this case would be I_{CC}. During programming, V_{PP} must be maintained at 21 V (±0.5 V).

electrical characteristics over full ranges of recommended operating conditions

PARAMETER	TEST CONDITIONS	MIN	MAX
V _{OH} High-level output voltage	I _{OH} = -400 µA	2.4	
V _{OL} Low-level output voltage	I _{OL} = 2.1 mA		0.45
I _I Input current (leakage)	V _I = 0 V to 5.25 V		±10
I _O Output current (leakage)	V _O = 0.4 V to 5.25 V		±10
I _{CC1} V _{CC} supply current (standby)	$\bar{E}$ at V _{IH} , $\bar{G}/V_{PP}$ at V _{IL}		30
I _{CC2} V _{CC} supply current (active)	$\bar{E}$ and $\bar{G}/V_{PP}$ at V _{IL}		125

capacitance over recommended supply voltage range and operating free-air temperature range
f = 1 MHz†

PARAMETER	TEST CONDITIONS	TYP†	MAX
C _i Input capacitance	All except $\bar{G}/V_{PP}$ V _I = 0 V	8	9
	$\bar{G}/V_{PP}$		20
C _O Output capacitance	V _O = 0 V	8	12

- †These parameters are tested on sample basis only.
 ‡Typical values are at T_A = 25°C and nominal voltages.

switching characteristics over recommended supply voltage range and operating free-air temperature range

PARAMETER	TEST CONDITIONS	TMS2732A-17	TMS2732A-20	TMS2732A-26	TMS2732A-46
t _{g(A)} Access time from address	C _L = 100 pF, 1 Series 74 TTL load, t _r = 20 ns, t _f ≤ 20 ns, See Figure 1 and Note 3	MIN	MAX	MIN	MAX
t _{g(E)} Access time from $\bar{E}$		170	200	250	450
t _{en(G)} Output enable time from $\bar{G}/V_{PP}$		170	200	250	450
t _{dis} † Output disable time from $\bar{E}$ or $\bar{G}$, whichever occurs first		85	70	100	150
t _{vis} † Output data valid time after change of address, $\bar{E}$, or $\bar{G}/V_{PP}$, whichever occurs first		0	60	0	85
t _{v(A)}		0	60	0	85
		0	60	0	85
		0	60	0	85
		0	60	0	85

NOTE 3: For all switching characteristics and timing measurements, input pulse levels are 0.40 V and 2.4 V. Input and output levels are 0.8 V and 2.0 V.

†Value calculated from 0.5 V delta to measured output level. This parameter is only sampled, not 100% tested.

TMS2732A

32,768-BIT UV ERASABLE PROGRAMMABLE READ-ONLY MEMORY

recommended conditions for programming, $T_A = 25^\circ\text{C}$ (see Note 4)

		MIN	NOM	MAX	UNIT
V_{CC}	Supply voltage	4.75	5	5.25	V
V_{pp}	Supply voltage	20.5	21	21.5	V
V_{IH}	High-level input voltage	2		$V_{CC} + 1$	V
V_{IL}	Low-level input voltage	-0.1		0.8	V
$t_{w(E)}$	$\bar{E}$ pulse duration	9	10	11	ms
$t_{su(A)}$	Address setup time	2			μs
$t_{su(D)}$	Data setup time	2			μs
$t_{su(VPP)}$	$\bar{G}/V_{pp}$ setup time	2			μs
$t_{h(A)}$	Address hold time	0			μs
$t_{h(D)}$	Data hold time	2			μs
$t_{h(VPP)}$	$\bar{G}/V_{pp}$ hold time	2			μs
$t_{rc(PG)}$	$\bar{G}/V_{pp}$ recovery time	2			μs
$t_{r(PG)G}$	$\bar{G}/V_{pp}$ rise time during programming	50			ns
t_{HD}	Delay time, data valid after $\bar{E}$ low			1	μs

NOTE 4: When programming the TMS2732A, connect a 0.1 μF capacitor between $\bar{G}/V_{pp}$ and GND to suppress spurious voltage transients which may damage the device.

programming characteristics, $T_A = 25^\circ\text{C}$

PARAMETER	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNIT
V_{IH}	High-level input voltage	2		$V_{CC} + 1$	V
V_{IL}	Low-level input voltage	-0.1		0.8	V
V_{OH}	High-level output voltage (verify)		2.4		V
V_{OL}	Low-level output voltage (verify)			0.45	V
I_i	input current (all inputs)			10	μA
I_{DD}	Supply current			50	mA
I_{CC}	Supply current			125	mA
t_{PR}	Output disable time	0		130	ns

EPROMs/PROMs/EEPROMs

PARAMETER MEASUREMENT INFORMATION

EPROMs/PROMs/EEPROMs

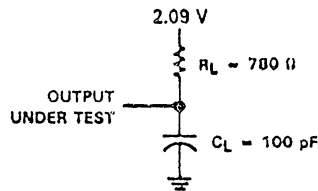
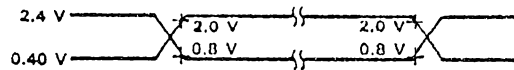


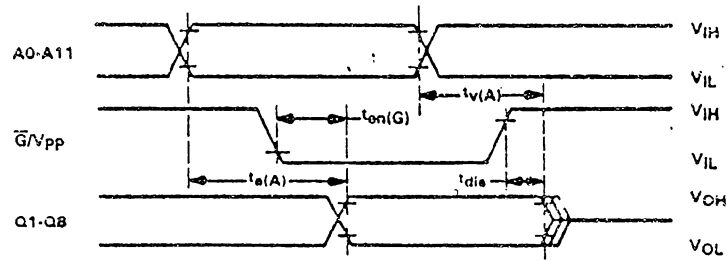
FIGURE 1. TYPICAL OUTPUT LOAD CIRCUIT

AC testing input/output wave forms

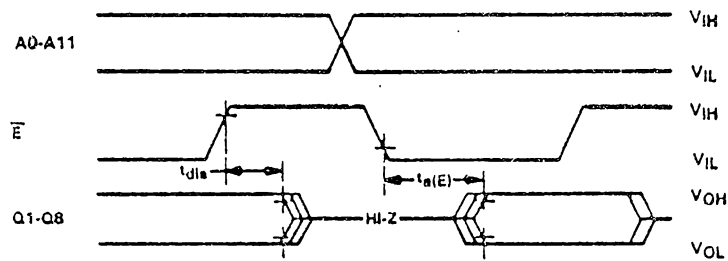


A.C. testing inputs are driven at 2.4 V for logic 1 and 0.4 V for logic 0. Timing measurements are made at 2.0 V for logic 1 and 0.8 V for logic 0 for both inputs and outputs.

read cycle timing



standby mode

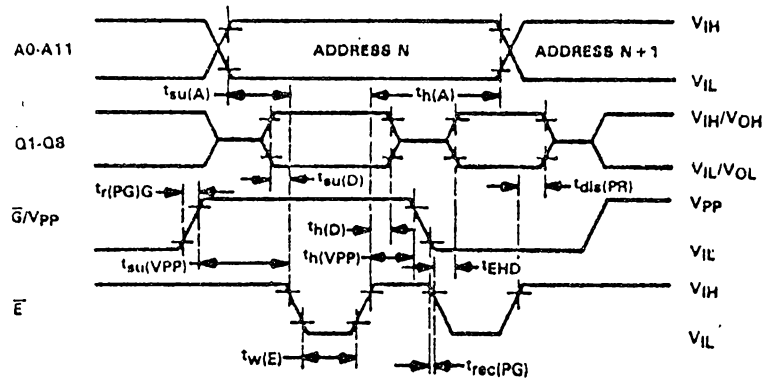


NOTE 3: For all switching characteristics and timing measurements, input pulse levels are 0.40 V and 2.4 V. Input and output reference levels are 0.8 V and 2.0 V.

TMS2732A

32,768-BIT UV ERASABLE PROGRAMMABLE READ-ONLY MEMORY

program cycle timing



EPROMs/PROMs/EEPROMs

NOTE 3: For all switching characteristics and timing measurements, input pulse levels are 0.40 V and 2.4 V. Input and output timing reference levels are 0.8 V and 2.0 V.

DAC0800, DAC0801, DAC0802 8-Bit Digital-to-Analog Converters

General Description

The DAC0800 series are monolithic 8-bit high-speed current-output digital-to-analog converters (DAC) featuring typical settling times of 100 ns. When used as a multiplying DAC, monotonic performance over a 40 to 1 reference current range is possible. The DAC0800 series also features high compliance complementary current outputs to allow differential output voltages of 20 Vp-p with simple resistor loads as shown in Figure 1. The reference-to-full-scale current matching of better than ± 1 LSB eliminates the need for full-scale trims in most applications while the nonlinearities of better than $\pm 0.1\%$ over temperature minimizes system error accumulations.

The noise immune inputs of the DAC0800 series will accept TTL levels with the logic threshold pin, V_{LC} , pin 1 grounded. Simple adjustments of the V_{LC} potential allow direct interface to all logic families. The performance and characteristics of the device are essentially unchanged over the full $\pm 4.5V$ to $\pm 18V$ power supply range; power dissipation is only 33 mW with $\pm 5V$ supplies and is independent of the logic input states.

The DAC0800, DAC0802, DAC0800C, DAC0801C and DAC0802C are a direct replacement for the DAC-08, DAC-08A, DAC-08C, DAC-08E and DAC-08H, respectively.

Features

- Fast settling output current 100 ns
- Full scale error ± 1 LSB
- Nonlinearity over temperature $\pm 0.1\%$
- Full scale current drift ± 10 ppm/ $^{\circ}C$
- High output compliance $-10V$ to $+18V$
- Complementary current outputs
- Interface directly with TTL, CMOS, PMOS and others
- 2 quadrant wide range multiplying capability
- Wide power supply range $\pm 4.5V$ to $\pm 18V$
- Low power consumption 33 mW at $\pm 5V$
- Low cost

Typical Applications

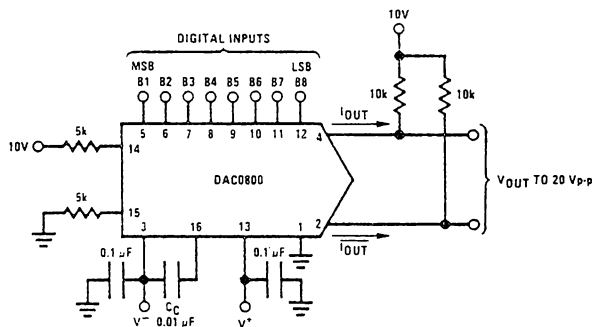
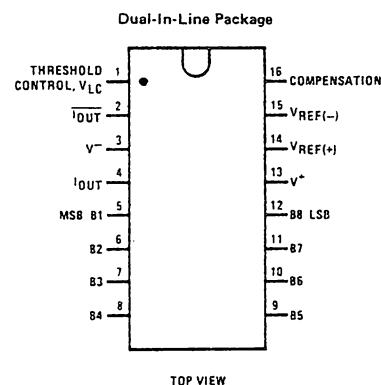


FIGURE 1. ± 20 Vp-p Output Digital-to-Analog Converter

Connection Diagram



Ordering Information

NON LINEARITY	TEMPERATURE RANGE	ORDER NUMBERS*					
		D PACKAGE (D16C)		J PACKAGE (J16A)		N PACKAGE (N16A)	
$\pm 0.1\%$ FS	$-55^{\circ}C \leq T_A \leq +125^{\circ}C$	DAC0802LD	DAC-08AQ	DAC0802LCJ	DAC-08HQ	DAC0802LCN	DAC-03HP
$\pm 0.1\%$ FS	$0^{\circ}C \leq T_A \leq +70^{\circ}C$						
$\pm 0.19\%$ FS	$-55^{\circ}C \leq T_A \leq +125^{\circ}C$	DAC0800LD	DAC-08Q	DAC0800LCJ	DAC-08EQ	DAC0800LCN	DAC-08EP
$\pm 0.19\%$ FS	$0^{\circ}C \leq T_A \leq +70^{\circ}C$						
$\pm 0.39\%$ FS	$0^{\circ}C \leq T_A \leq +70^{\circ}C$			DAC0801LCJ	DAC-08CQ	DAC0801LCN	DAC-08CP

* Note. Devices may be ordered by using either order number.

Absolute Maximum Ratings

Supply Voltage	±18V or 36V
Power Dissipation (Note 1)	500 mW
Reference Input Differential Voltage (V14 to V15)	V ⁻ to V ⁺
Reference Input Common-Mode Range (V14, V15)	V ⁻ to V ⁺
Reference Input Current	5 mA
Logic Inputs	V ⁻ to V ⁻ plus 36V
Analog Current Outputs	Figure 24
Storage Temperature	-65°C to +150°C
Lead Temperature (Soldering, 10 seconds)	300°C

Operating Conditions

Temperature (T _A)	MIN	MAX	UNITS
DAC0802L	-55	+125	°C
DAC0800L	-55	+125	°C
DAC0800LC	0	+70	°C
DAC0801LC	0	+70	°C
DAC0802LC	0	+70	°C

Electrical Characteristics (V_S = ±15V, I_{REF} = 2 mA, T_{MIN} ≤ T_A ≤ T_{MAX} unless otherwise specified. Output characteristics refer to both I_{OUT} and I_{OUT}.)

PARAMETER	CONDITIONS	DAC0802L/ DAC0802LC			DAC0800L/ DAC0800LC			DAC0801LC			UNITS
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
Resolution		8	8	8	8	8	8	8	8	8	Bits
Monotonicity		8	8	8	8	8	8	8	8	8	Bits
Nonlinearity				±0.1			±0.19			±0.39	%FS
t _s Settling Time	To ±1/2 LSB, All Bits Switched "ON" or "OFF", T _A = 25°C		100	135					100	150	ns
	DAC0800L					100	135				ns
	DAC0800LC					100	150				ns
t _{PLH} , t _{PHL} Propagation Delay	T _A = 25°C										
	Each Bit		35	60		35	60		35	60	ns
	All Bits Switched		35	60		35	60		35	60	ns
TCIS	Full Scale Tempco		±10	±50		±10	±50		±10	±80	ppm/°C
VOC	Output Voltage Compliance	-10		18	-10		18	-10		18	V
	Full Scale Current Change < 1/2 LSB, R _{OUT} > 20 MΩ Typ										
I _{FS4}	Full Scale Current	1.984	1.992	2.000	1.94	1.99	2.04	1.94	1.99	2.04	mA
	V _{REF} = 10.000V, R14 = 5.000 kΩ, R15 = 5.000 kΩ, T _A = 25°C										
I _{FS5}	Full Scale Symmetry		±0.5	±4.0		±1	±8.0		±2	±16	μA
I _{ZS}	Zero Scale Current		0.1	1.0		0.2	2.0		0.2	4.0	μA
I _{FSR}	Output Current Range	0	2.0	2.1	0	2.0	2.1	0	2.0	2.1	mA
	V ⁻ = -5V	0	2.0	4.2	0	2.0	4.2	0	2.0	4.2	mA
	V ⁻ = -8V to -18V										
V _{IL}	Logic Input Levels										
	Logic "0"			0.8			0.8			0.8	V
V _{IH}	Logic "1"	2.0			2.0			2.0			V
	Logic Input Current										
	V _{LC} = 0V										
I _{IL}	Logic "0"		-2.0	-10		-2.0	-10		-2.0	-10	μA
I _{IH}	Logic "1"		0.002	10		0.002	10		0.002	10	μA
V _{IS}	Logic Input Swing	-10		18	-10		18	-10		18	V
V _{THR}	Logic Threshold Range	-10		13.5	-10		13.5	-10		13.5	V
I _{IS}	Reference Bias Current		-1.0	-3.0		-1.0	-3.0		-1.0	-3.0	μA
dI/dt	Reference Input Slew Rate	4.0	8.0		4.0	8.0		4.0	8.0		mA/μs
PSSI _{FS}	Power Supply Sensitivity		0.0001	0.01		0.0001	0.01		0.0001	0.01	%/%
PSSI _{FS}			0.0001	0.01		0.0001	0.01		0.0001	0.01	%/%
	I _{REF} = 1 mA										
I ₊	Power Supply Current		2.3	3.8		2.3	3.8		2.3	3.8	mA
I ₋			-4.3	-5.8		-4.3	-5.8		-4.3	-5.8	mA
	V _S = 5V, -15V, I _{REF} = 2 mA										
I ₊			2.4	3.8		2.4	3.8		2.4	3.8	mA
I ₋			-6.4	-7.8		-6.4	-7.8		-6.4	-7.8	mA
	V _S = ±15V, I _{REF} = 2 mA										
I ₊			2.5	3.8		2.5	3.8		2.5	3.8	mA
I ₋			-6.5	-7.8		-6.5	-7.8		-6.5	-7.8	mA
P _D	Power Dissipation		33	48		33	48		33	48	mW
	±5V, I _{REF} = 1 mA										
	5V, -15V, I _{REF} = 2 mA		108	136		108	136		108	136	mW
	±15V, I _{REF} = 2 mA		135	174		135	174		135	174	mW

Note 1: The maximum junction temperature of the DAC0800, DAC0801 and DAC0802 is 125°C. For operating at elevated temperatures, devices in the dual-in-line J or D package must be derated based on a thermal resistance of 100°C/W, junction to ambient, 175°C/W for the molded dual-in-line N package.

Typical Performance Characteristics

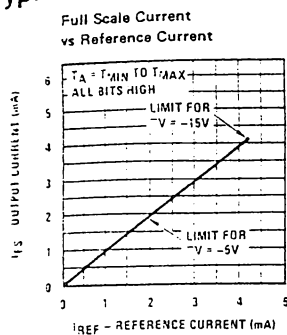


FIGURE 3

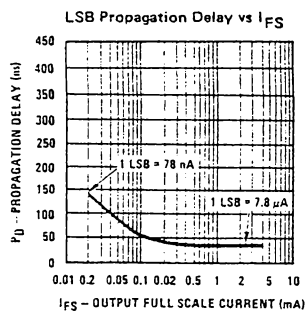
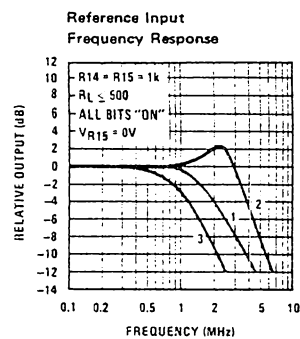
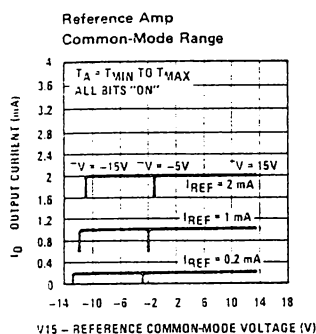


FIGURE 4



Curve 1: $C_C = 15$ pF, $V_{IN} = 2$ Vp-p centered at 1V.
 Curve 2: $C_C = 15$ pF, $V_{IN} = 50$ mVp-p centered at 200 mV.
 Curve 3: $C_C = 0$ pF, $V_{IN} = 100$ mVp-p at 0V and applied through 50Ω connected to pin 14. 2V applied to R14.

FIGURE 5



Note. Positive common-mode range is always $(V+) - 1.5V$.

FIGURE 6

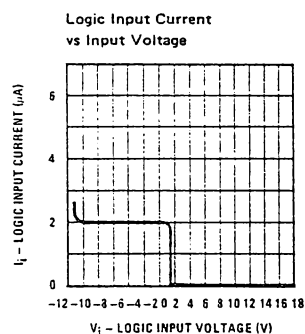


FIGURE 7

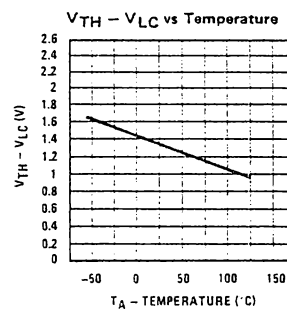


FIGURE 8

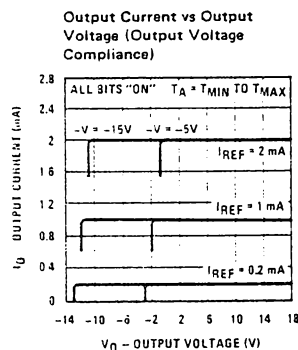


FIGURE 9

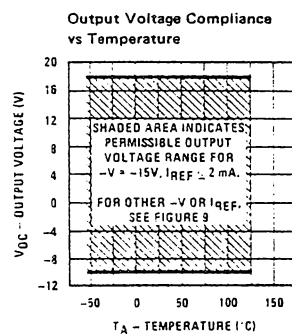
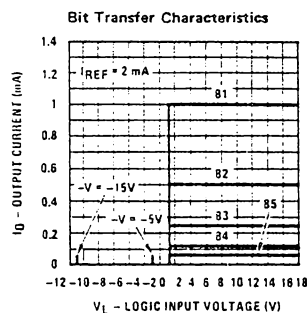


FIGURE 10



Note. B1-B8 have identical transfer characteristics. Bits are fully switched with less than $1/2$ LSB error, at less than ± 100 mV from actual threshold. These switching points are guaranteed to lie between 0.8 and 2V over the operating temperature range ($V_{LC} = 0V$).

FIGURE 11

LM158/LM258/LM358, LM158A/LM258A/LM358A, LM2904 Low Power Dual Operational Amplifiers

General Description

The LM158 series consists of two independent, high gain, internally frequency compensated operational amplifiers which were designed specifically to operate from a single power supply over a wide range of voltages. Operation from split power supplies is also possible and the low power supply current drain is independent of the magnitude of the power supply voltage.

Application areas include transducer amplifiers, dc gain blocks and all the conventional op amp circuits which now can be more easily implemented in single power supply systems. For example, the LM158 series can be directly operated off of the standard +5 V_{DC} power supply voltage which is used in digital systems and will easily provide the required interface electronics without requiring the additional ± 15 V_{DC} power supplies.

Unique Characteristics

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

Advantages

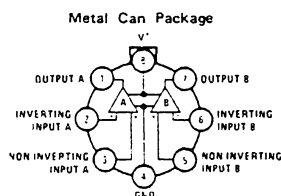
- Eliminates need for dual supplies
- Two internally compensated op amps in a single package

- Allows directly sensing near GND and V_{OUT} also goes to GND
- Compatible with all forms of logic
- Power drain suitable for battery operation
- Pin-out same as LM1558/LM1458 dual operational amplifier

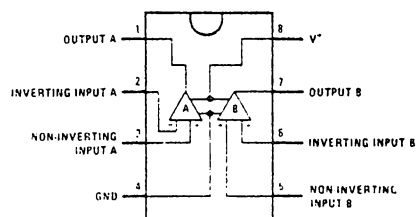
Features

- Internally frequency compensated for unity gain
- Large dc voltage gain 100 dB
- Wide bandwidth (unity gain) 1 MHz (temperature compensated)
- Wide power supply range:
Single supply 3 V_{DC} to 30 V_{DC}
or dual supplies ± 1.5 V_{DC} to ± 15 V_{DC}
- Very low supply current drain (500 μ A) — essentially independent of supply voltage (1 mW/op amp at ± 5 V_{DC})
- Low input biasing current 45 nA_{DC} (temperature compensated)
- Low input offset voltage 2 mV_{DC} and offset current 5 nA_{DC}
- Input common-mode voltage range includes ground
- Differential input voltage range equal to the power supply voltage
- Large output voltage swing 0 V_{DC} to V* - 1.5 V_{DC}

Connection Diagrams (Top Views)

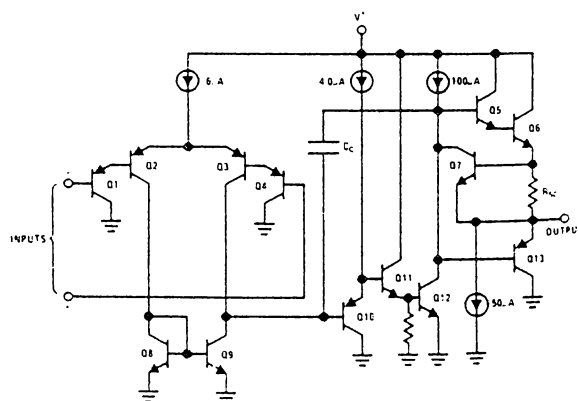


Order Number LM158AH, LM158H, LM258AH,
LM258H, LM358AH or LM358H
See NS Package H08C



Order Number LM358AN, LM358N or LM2904N
See NS Package N08B

Schematic Diagram (Each Amplifier)



$R_L = \infty$, $V_{CC} = 30V$ (LM2904 $V_{CC} = 26V$) $R_L = \infty$ On All Op Amps Over Full Temperature Range	1 0.7	2 1.2	1 0.7	2 1.2	1 0.7	2 1.2	1 0.7	2 1.2	1 0.7	2 1.2	1 0.7	2 1.2	mADC mADC
$V^+ = 15 V_{DC}$ (For Large V_O Swing) $R_L \geq 2 k\Omega$, $T_A = 25^\circ C$	50	100	50	100	25	100	50	100	25	100	100		V/mV
$R_L = 2 k\Omega$, $T_A = 25^\circ C$ (LM2904 $R_L \geq 10 k\Omega$)	0	$V^+ - 1.5$	0	$V^+ - 1.5$	0	$V^+ - 1.5$	0	$V^+ - 1.5$	0	$V^+ - 1.5$	0	$V^+ - 1.5$	V_{DC}
DC, $T_A = 25^\circ C$	70	85	70	85	65	85	70	85	65	70	50	70	dB
DC, $T_A = 25^\circ C$	65	100	65	100	65	100	65	100	65	100	50	100	dB
$f = 1 kHz$ to $20 kHz$, $T_A = 25^\circ C$ (Input Referred), (Note 8)	-120		-120		-120		-120		-120		-120		dB
$V_{IN}^+ = 1 V_{DC}$, $V_{IN}^- = 0 V_{DC}$, $V^+ = 15 V_{DC}$, $T_A = 25^\circ C$	20	40	20	40	20	40	20	40	20	40	20	40	mADC



LM158/LM258/LM358, LM158A/
LM258A/LM358A, LM2904

Electrical Characteristics (Continued) ($V^+ = +5.0 \text{ V}_{\text{DC}}$, Note 4)

PARAMETER	CONDITIONS	LM158A			LM258A			LM358A			LM158/LM258			LM358			LM2904			UNITS
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
Sink	$V_{\text{IN}} = 1 \text{ V}_{\text{DC}}$; $V_{\text{IN}}^+ = 0 \text{ V}_{\text{DC}}$; $V^+ = 15 \text{ V}_{\text{DC}}$; $T_A = 25^\circ \text{C}$	10	20		10	20		10	20		10	20		10	20		10	20		mA_{DC}
	$V_{\text{IN}} = 1 \text{ V}_{\text{DC}}$; $V_{\text{IN}}^+ = 0 \text{ V}_{\text{DC}}$; $T_A = 25^\circ \text{C}$; $V_O = 200 \text{ mV}_{\text{DC}}$	12	50		12	50		12	50		12	50		12	50					μA_{DC}
Short Circuit to Ground	$T_A = 25^\circ \text{C}$, (Note 2)	40	60		40	60		40	60		40	60		40	60		40	60		mA_{DC}
Input Offset Voltage	(Note 5)		4			4			5			7			9			10		mV_{DC}
Input Offset Voltage Drift	$R_S = 0 \Omega$		7	15		7	15		7	20		7			7			7		$\mu\text{V}/^\circ \text{C}$
Input Offset Current	$I_{\text{IN}}(+)$ or $I_{\text{IN}}(-)$		30			30			75			100			150		45	200		nA_{DC}
Input Offset Current Drift			10	200		10	200		10	300		10			10			10		$\mu\text{A}_{\text{DC}}/^\circ \text{C}$
Input Bias Current	$I_{\text{IN}}(+)$ or $I_{\text{IN}}(-)$		40	100		40	100		40	200		40	300		40	500		40	500	nA_{DC}
Input Common Mode Voltage Range	$V^+ = 30 \text{ V}_{\text{DC}}$, (Note 7)	0		$V^+ / 2$	0		$V^+ / 2$	0		$V^+ / 2$	0		$V^+ / 2$	0		$V^+ / 2$	0		$V^+ / 2$	V_{DC}
Large Signal Voltage Gain	$V^+ = +15 \text{ V}_{\text{DC}}$ (For Large V_O Swing) $R_L \geq 2 \text{ k}\Omega$	25			25			15			25			15			15			V/mV
Output Voltage Swing V_{OH}	$V^+ = +30 \text{ V}_{\text{DC}}$; $R_L = 2 \text{ k}\Omega$ $R_L \geq 10 \text{ k}\Omega$	26			26			26			26			26			22			V_{DC}
	$V^+ = 5 \text{ V}_{\text{DC}}$; $R_L \leq 10 \text{ k}\Omega$	27	28		27	28		27	28		27	28		27	28		23	24		V_{DC}
V_{OL}	$V^+ = 5 \text{ V}_{\text{DC}}$; $R_L \leq 10 \text{ k}\Omega$		5	20		5	20		5	20		5	20		5	20		5	100	mV_{DC}
Output Current	Source																			
	$V_{\text{IN}}^+ = +1 \text{ V}_{\text{DC}}$; $V_{\text{IN}}^- = 0 \text{ V}_{\text{DC}}$; $V^+ = 15 \text{ V}_{\text{DC}}$	10	20		10	20		10	20		10	20		10	20		10	20		mA_{DC}
Sink	$V_{\text{IN}} = +1 \text{ V}_{\text{DC}}$; $V_{\text{IN}}^+ = 0 \text{ V}_{\text{DC}}$; $V^+ = 15 \text{ V}_{\text{DC}}$	10	15		5	8		5	8		5	8		5	8		5	8		mA_{DC}
Differential Input Voltage	(Note 7)		32			32			32			32			32			26		V_{DC}

Note 1: For operating at high temperatures, the LM358/LM358A, LM2904 must be derated based on a $+125^\circ \text{C}$ maximum junction temperature and a thermal resistance of $175^\circ \text{C}/\text{W}$ which applies for the device soldered in a printed circuit board, operating in a still air ambient. The LM258/LM258A and LM158/LM158A can be derated based on a $+150^\circ \text{C}$ maximum junction temperature. The dissipation is the total of all four amplifiers - use external resistors, where possible, to allow the amplifier to saturate or to reduce the power which is dissipated in the integrated circuit.

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

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

Note 4: These specifications apply for $V^+ = 15 \text{ V}_{\text{DC}}$ and $-55^\circ \text{C} < T_A < +125^\circ \text{C}$ unless otherwise stated. With the LM258/LM258A, all temperature specifications are limited to $-25^\circ \text{C} < T_A < +85^\circ \text{C}$, the LM358/LM358A temperature specifications are limited to $0^\circ \text{C} < T_A < +70^\circ \text{C}$, and the LM2904 specifications are limited to $-40^\circ \text{C} < T_A < +85^\circ \text{C}$.

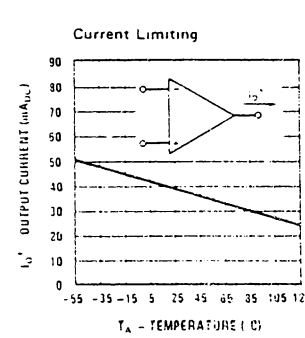
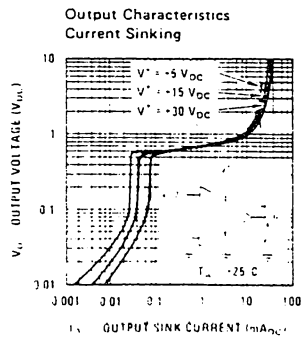
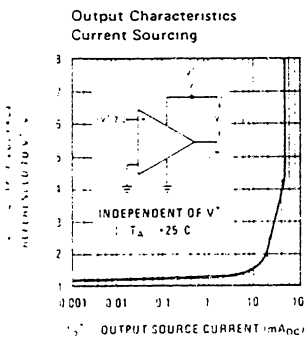
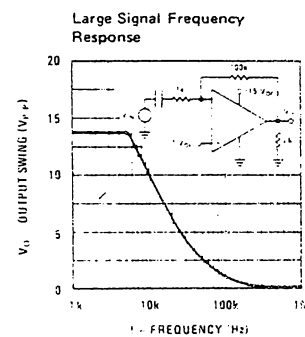
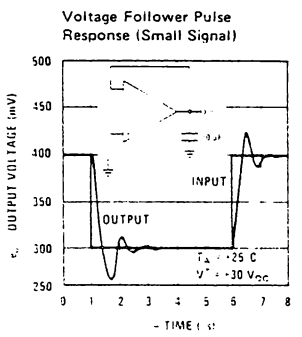
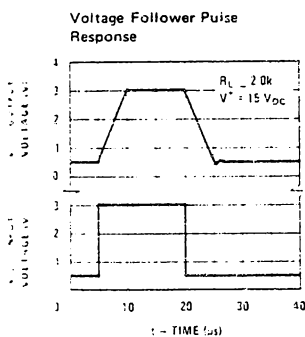
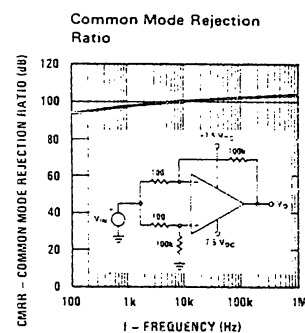
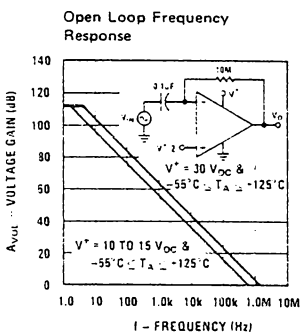
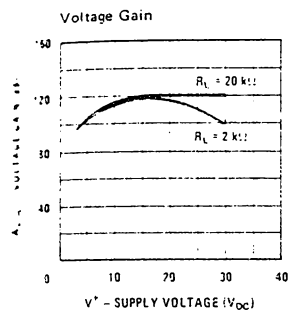
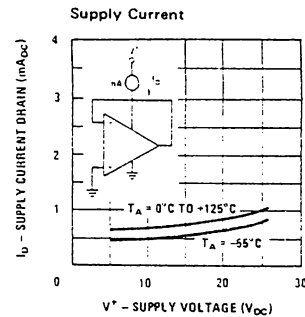
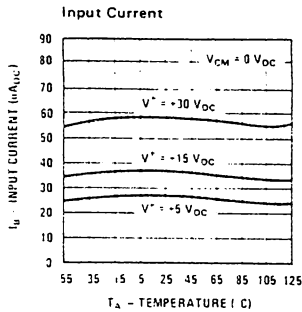
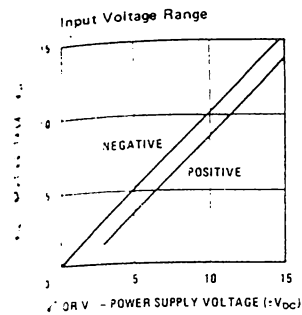
Note 5: $V_O = 1.4 \text{ V}_{\text{DC}}$; $R_S = 0 \Omega$; $V_{\text{IN}} = 1 \text{ V}_{\text{DC}}$; $V_{\text{IN}}^+ = 0 \text{ V}_{\text{DC}}$; $V^+ = 15 \text{ V}_{\text{DC}}$; and over the full input common mode range (0 V_{DC} to $V^+ - 1.5 \text{ V}_{\text{DC}}$).

Note 6: The direction of the input current is indicated by the sign of the current. This current is essentially constant independent of the state of the output so no loading change exists on the input lines.

Note 7: The input common mode range is the range of input voltages for which the input signal is not driven negative by more than -0.3 V (at 25°C). The common mode range is the range of input voltages for which the input signal is not driven negative by more than -0.3 V (at 25°C).

Note 8: The dissipation of power in the output stage is the sum of the power dissipated in the output stage and the power dissipated in the output stage. The dissipation of power in the output stage is the sum of the power dissipated in the output stage and the power dissipated in the output stage.

Typical Performance Characteristics



LM158/LM258/LM358, LM158A/
LM258A/LM358A, LM2904



LM148, LM248, LM348 QUADRUPLE OPERATIONAL AMPLIFIERS

D2551, OCTOBER 1979 REVISED MAY 1988

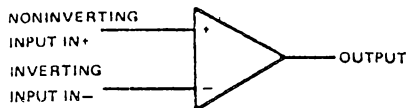
- uA741 Operating Characteristics
- Low Supply Current Drain . . . 0.6 mA Typ (per amplifier)
- Low Input Offset Voltage
- Low Input Offset Current
- Class AB Output Stage
- Input/Output Overload Protection
- Designed to be Interchangeable with National LM148, LM248, and LM348.

description

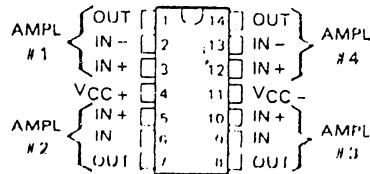
The LM148, LM248, and LM348 are quadruple, independent, high-gain, internally compensated operational amplifiers designed to have operating characteristics similar to the uA741. These amplifiers exhibit low supply current drain, and input bias and offset currents that are much less than those of the uA741.

The LM148 is characterized for operation over the full military temperature range of -55°C to 125°C , the LM248 is characterized for operation from -25°C to 85°C , and the LM348 is characterized for operation from 0°C to 70°C .

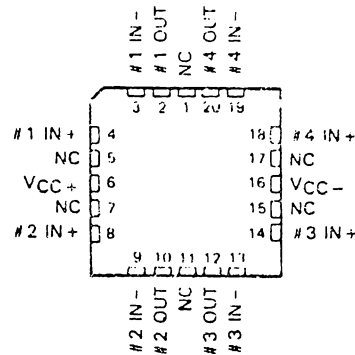
symbol (each amplifier)



LM148 . . . J PACKAGE
LM248, LM348 . . . D, J, OR N PACKAGE
(TOP VIEW)



LM148 . . . FK PACKAGE
(TOP VIEW)



NC—No internal connection

AVAILABLE OPTIONS

T _A	V _{IO} MAX AT 25°C	PACKAGE			
		SMALL OUTLINE (D)	CHIP CARRIER (FK)	CERAMIC DIP (J)	PLASTIC DIP (N)
0°C to 70°C	0 mV	LM348D		LM348J	LM348N
-25°C to 85°C	6 mV	LM248D	—	LM248J	LM248N
-55°C to 125°C	5 mV		LM148FK	LM148J	

The D package is available taped and reeled. Add the suffix R to the device type when ordering. (e.g., LM348DR)

PRODUCTION DATA documents contain information current as of publication date. Products conform to specifications per the terms of Texas Instruments standard warranty. Production processing does not necessarily include testing of all parameters.

TEXAS
INSTRUMENTS
POST OFFICE BOX 655012 • DALLAS, TEXAS 75269

Copyright © 1983, Texas Instruments Incorporated

LM148, LM248, LM348 QUADRUPLE OPERATIONAL AMPLIFIERS

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

	LM148	LM248	LM348	UNIT
Supply voltage V_{CC+} (see Note 1)	22	18	18	V
Supply voltage V_{CC-} (see Note 1)	22	18	18	V
Differential input voltage (see Note 2)	44	30	30	V
Input voltage (either input, see Notes 1 and 3)	± 22	± 18	± 18	V
Duration of output short-circuit (see Note 4)	unlimited	unlimited	unlimited	
Continuous total power dissipation	See Dissipation Rating Table			
Operating free-air temperature range	-55 to 125	-25 to 85	0 to 70	$^{\circ}\text{C}$
Storage temperature range	65 to 150	65 to 150	65 to 150	$^{\circ}\text{C}$
Case temperature for 60 seconds	FK package	260		$^{\circ}\text{C}$
Lead temperature 1,6 mm (1/16 inch) from case for 60 seconds	J package	300	300	$^{\circ}\text{C}$
Lead temperature 1,6 mm (1/16 inch) from case for 10 seconds	D or N package		260	$^{\circ}\text{C}$

- NOTES: 1. All voltage values, except differential voltages, are with respect to the midpoint between V_{CC+} and V_{CC-} .
 2. Differential voltages are at the noninverting input terminal with respect to the inverting terminal.
 3. The magnitude of the input voltage must never exceed the magnitude of the supply voltage or the value specified in the table, whichever is less.
 4. The output may be shorted to ground or either power supply. Temperature and/or supply voltages must be limited to ensure that the dissipation rating is not exceeded.

DISSIPATION RATING TABLE

PACKAGE	$T_A \leq 25^{\circ}\text{C}$ POWER RATING	DERATING FACTOR	DERATE ABOVE T_A	$T_A = 70^{\circ}\text{C}$ POWER RATING	$T_A = 85^{\circ}\text{C}$ POWER RATING	$T_A = 125^{\circ}\text{C}$ POWER RATING
D	900 mW	7.0 mW/ $^{\circ}\text{C}$	52 $^{\circ}\text{C}$	808 mW	494 mW	N/A
FK	900 mW	11.0 mW/ $^{\circ}\text{C}$	68 $^{\circ}\text{C}$	880 mW	715 mW	275 mW
J (LM148)	900 mW	11.0 mW/ $^{\circ}\text{C}$	68 $^{\circ}\text{C}$	880 mW	715 mW	275 mW
J (LM248, LM348)	900 mW	8.2 mW/ $^{\circ}\text{C}$	40 $^{\circ}\text{C}$	656 mW	533 mW	N/A
N	900 mW	9.2 mW/ $^{\circ}\text{C}$	52 $^{\circ}\text{C}$	736 mW	598 mW	N/A

Operational Amplifiers

electrical characteristics, $V_{CC} \pm = \pm 15 \text{ V}$

PARAMETER		TEST CONDITIONS*		LM148			LM248			LM348			UNIT
				MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
V _{IO}	Input offset voltage	V _O = 0	25°C	1	5	1	6	1	6	mV			
			Full range		6		7.5		7.5				
I _O	Input offset current	V _O = 0	25°C	4	25	4	50	4	50	nA			
			Full range		75		125		125				
I _B	Input bias current	V _O = 0	25°C	30	100	30	200	30	200	nA			
			Full range		325		500		400				
V _{ICR}	Common-mode input voltage range		Full range	± 12		± 12		± 12		V			
V _{OM}	Maximum peak output voltage swing	R _L = 10 kΩ	25°C	± 12 ± 13		± 12 ± 13		± 12 ± 13		V			
		R _L ≥ 10 kΩ	Full range	± 12		± 12		± 12					
		R _L = 2 kΩ	25°C	± 10 ± 12		± 10 ± 12		± 10 ± 12					
		R _L ≥ 2 kΩ	Full range	± 10		± 10		± 10					
A _{VD}	Large-signal differential voltage amplification	V _O = ± 10 V, R _L ≥ 2 kΩ	25°C	50	160	25	160	25	160	V/mV			
			Full range	25		15		15					
r _i	Input resistance		25°C	0.8	2.5	0.8	2.5	0.8	2.5	MΩ			
B ₁	Unity-gain bandwidth	A _{VD} = 1	25°C	1		1		1		MHz			
φ _M	Phase margin	A _{VD} = 1	25°C	60°		60°		60°					
CMRR	Common-mode rejection ratio	V _{IC} = V _{ICR min.} , V _O = 0	25°C	70	90	70	90	70	90	dB			
			Full range	70		70		70					
PSVR	Supply voltage rejection ratio (ΔV _{CC} = ΔV _{IO})	V _{CC} = ± 9 V to ± 15 V, V _O = 0	25°C	77	96	77	96	77	96	dB			
			Full range	77		77		77					
I _{OS}	Short-circuit output current		25°C	± 25		± 25		± 25		mA			
I _{CC}	Supply current (four amplifiers)	No load	25°C			2 ± 4.5		2 ± 4.5		mA			
		V _O = V _{OM}		2.4		3.6							
V _{O1} V _{O2}	Crosstalk attenuation	f = 1 Hz to 20 kHz	25°C	120		120		120		dB			

*All characteristics are measured under open-loop conditions with zero common-mode input voltage unless otherwise specified. Full range for T_A is -55°C to 125°C for LM148, -25°C to 85°C for LM248, and 0°C to 70°C for LM348.



μ A741M, μ A741C GENERAL-PURPOSE OPERATIONAL AMPLIFIERS

0920, NOVEMBER 1970, REVISED NOVEMBER 1983

- Short-Circuit Protection
- Offset-Voltage Null Capability
- Large Common-Mode and Differential Voltage Ranges
- No Frequency Compensation Required
- Low Power Consumption
- No Latch-up
- Designed to be Interchangeable with Fairchild μ A741M, μ A741C

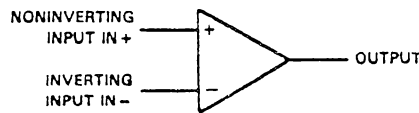
description

The μ A741 is a general-purpose operational amplifier featuring offset-voltage null capability.

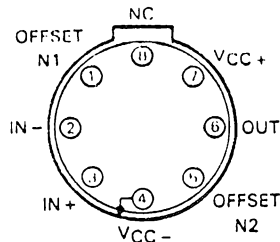
The high common-mode input voltage range and the absence of latch-up make the amplifier ideal for voltage-follower applications. The device is short-circuit protected and the internal frequency compensation ensures stability without external components. A low potentiometer may be connected between the offset null inputs to null out the offset voltage as shown in Figure 2.

The μ A741M is characterized for operation over the full military temperature range of -55°C to 125°C ; the μ A741C is characterized for operation from 0°C to 70°C .

symbol

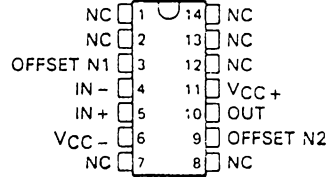


μ A741M . . . L PACKAGE
(TOP VIEW)

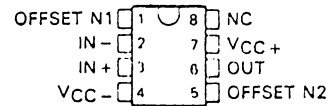


PIN 4 IS IN ELECTRICAL CONTACT WITH THE CASE

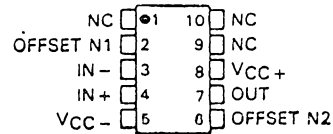
μ A741M . . . J PACKAGE
(TOP VIEW)



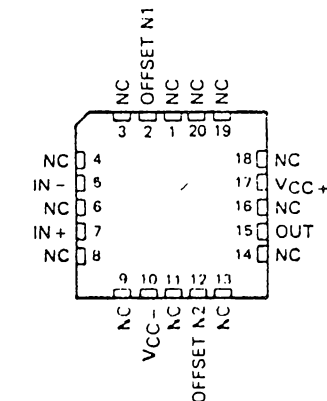
μ A741M . . . JG PACKAGE
 μ A741C . . . D, JG, OR P PACKAGE
(TOP VIEW)



μ A741M . . . U FLAT PACKAGE
(TOP VIEW)



μ A741M . . . FK PACKAGE
(TOP VIEW)



NC—No internal connection



Operational Amplifiers

PRODUCTION DATA documents contain information current as of publication date. Products conform to specifications per the terms of Texas Instruments standard warranty. Production processing does not necessarily include testing of all parameters.

TEXAS
INSTRUMENTS

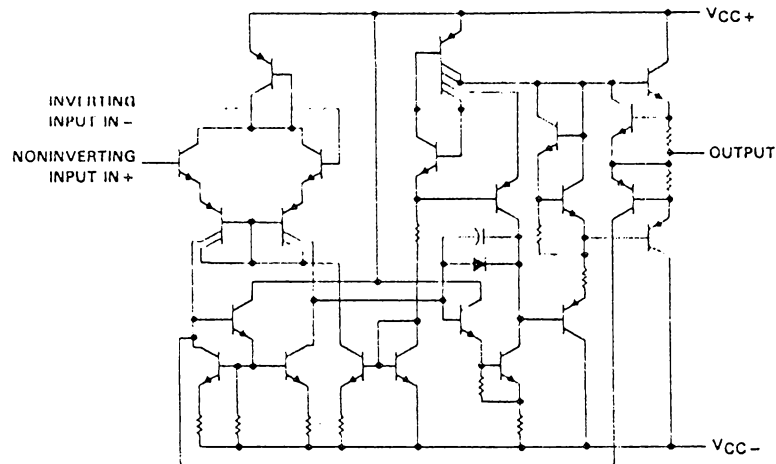
POST OFFICE BOX 655012 • DALLAS, TEXAS 75265

Copyright © 1983, Texas Instruments Incorporated

2-837

uA741M, uA741C
GENERAL-PURPOSE OPERATIONAL AMPLIFIERS

schematic



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

	uA741M	uA741C	UNIT
Supply voltage V_{CC+} (see Note 1)	22	18	V
Supply voltage V_{CC-} (see Note 1)	-22	-18	V
Differential input voltage (see Note 2)	+30	+30	V
Input voltage any input (see Notes 1 and 3)	+15	+15	V
Voltage between either offset null terminal (N1/N2) and V_{CC-}	± 0.5	± 0.5	V
Duration of output short-circuit (see Note 4)	unlimited	unlimited	
Continuous total power dissipation	See Dissipation Rating Table		
Operating free air temperature range	-55 to 125	0 to 70	$^{\circ}\text{C}$
Storage temperature range	-65 to 150	-65 to 150	$^{\circ}\text{C}$
Case temperature for 60 seconds	FK package	260	$^{\circ}\text{C}$
Lead temperature 1.6 mm (1/16 inch) from case for 60 seconds	J, JG, or U package	300	$^{\circ}\text{C}$
Lead temperature 1.6 mm (1/16 inch) from case for 10 seconds	D or P package	260	$^{\circ}\text{C}$
Lead temperature 1.6 mm (1/16 inch) from case for 10 seconds	L package	300	$^{\circ}\text{C}$

- NOTES: 1. All voltage values, unless otherwise noted, are with respect to the midpoint between V_{CC+} and V_{CC-} .
2. Differential voltages are at the noninverting input terminal with respect to the inverting input terminal.
3. The magnitude of the input voltage must never exceed the magnitude of the supply voltage or 15 V whichever is less.
4. The output may be shorted to ground or either power supply. For the uA741M only, the unlimited duration of the short-circuit applies at (or below) 125 $^{\circ}\text{C}$ case temperature or 75 $^{\circ}\text{C}$ free-air temperature.

DISSIPATION RATING TABLE

PACKAGE	$T_A < 25^{\circ}\text{C}$ POWER RATING	DERATING FACTOR	DERATING ABOVE T_A	$T_A = 70^{\circ}\text{C}$ POWER RATING	$T_A = 125^{\circ}\text{C}$ POWER RATING
D	500 mW	5.8 mW/ $^{\circ}\text{C}$	64 $^{\circ}\text{C}$	464 mW	N/A
FK	500 mW	11.0 mW/ $^{\circ}\text{C}$	105 $^{\circ}\text{C}$	500 mW	275 mW
J (uA741M)	500 mW	11.0 mW/ $^{\circ}\text{C}$	105 $^{\circ}\text{C}$	500 mW	275 mW
JG (uA741M)	500 mW	11.4 mW/ $^{\circ}\text{C}$	100 $^{\circ}\text{C}$	500 mW	210 mW
JG (all others)	500 mW	N/A	N/A	500 mW	N/A
L	500 mW	6.7 mW/ $^{\circ}\text{C}$	75 $^{\circ}\text{C}$	500 mW	167 mW
P	500 mW	N/A	N/A	500 mW	N/A
U	500 mW	5.4 mW/ $^{\circ}\text{C}$	57 $^{\circ}\text{C}$	432 mW	136 mW

uA741M, uA741C
GENERAL-PURPOSE OPERATIONAL AMPLIFIERS

electrical characteristics at specified free-air temperature, $V_{CC+} = 15\text{ V}$, $V_{CC-} = -15\text{ V}$

PARAMETER		TEST CONDITIONS†		uA741M			uA741C			UNIT
				MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
V_{IO}	Input offset voltage	$V_{IO} = 0$	25°C Full range	1 0		5	1 0		5 5	mV
$\Delta V_{IO(Adj)}$	Offset voltage adjust range	$V_O = 0$	25°C	±16			±15			mV
I_{IO}	Input offset current	$V_O = 0$	25°C Full range	20 500		200	20 300		200	nA
I_{II}	Input bias current	$V_O = 0$	25°C Full range	80 1600		500	80 800		500	nA
V_{ICR}	Common-mode input voltage range		25°C Full range	±12 ±12		±13	±12 ±12		±13	V
V_{OM}	Maximum peak output voltage swing	$R_L = 10\text{ k}\Omega$	25°C	±12 ±12		±14	±12 ±12		±14	V
		$R_L \geq 10\text{ k}\Omega$	Full range	±12			±12			
		$R_L = 2\text{ k}\Omega$	25°C	±10 ±10		±13	±10 ±10		±13	
		$R_L \geq 2\text{ k}\Omega$	Full range	±10			±10			
A_{VD}	Large-signal differential voltage amplification	$R_L \geq 2\text{ k}\Omega$	25°C	50 200		200	20 200			V/mV
		$V_O = \pm 10\text{ V}$	Full range	25			15			
r_i	Input resistance		25°C	0.3 2		2	0.3 2			M Ω
r_o	Output resistance	$V_O = 0$, See Note 5	25°C	75			75			Ω
C_i	Input capacitance		25°C	1.4			1.4			pF
CMRR	Common-mode rejection ratio	$V_{IC} = V_{ICR\text{ min}}$	25°C	70 90		90	70 90			dB
			Full range	70			70			
$\Delta V_{IO}/\Delta V_{CC}$	Supply voltage sensitivity ($\Delta V_{IO}/\Delta V_{CC}$)	$V_{CC} = +9\text{ V}$ to $\pm 15\text{ V}$	25°C	30 160		160	30 160			$\mu\text{V/V}$
			Full range	160			160			
I_{OS}	Short-circuit output current		25°C	±25 ±40		±40	±25 ±40			mA
I_{CC}	Supply current	No load, $V_O = 0$	25°C	1.7 2.8		2.8	1.7 2.8			mA
			Full range	3.3			3.3			
P_D	Total power dissipation	No load, $V_O = 0$	25°C	50 85		85	50 85			mW
			Full range	100			100			

† All characteristics are measured under open-loop conditions with zero common-mode input voltage unless otherwise specified. Full range for uA741M is -55°C to 125°C and for uA741C is 0°C to 70°C .

NOTE 5: This typical value applies only at frequencies above a few hundred hertz because of the effects of drift and thermal feedback.

operating characteristics, $V_{CC+} = 15\text{ V}$, $V_{CC-} = -15\text{ V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$

PARAMETER	TEST CONDITIONS	uA741M			uA741C			UNIT
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
t_r Rise time	$V_I = 20\text{ mV}$, $R_L = 2\text{ k}\Omega$	0.3			0.3			μs
Overshoot factor	$C_L = 100\text{ pF}$, See Figure 1	5%			5%			
SR Slew rate at unity gain	$V_I = 10\text{ V}$, $R_L = 2\text{ k}\Omega$, $C_L = 100\text{ pF}$, See Figure 1	0.5			0.5			V/ μs



Operational Amplifiers

uA741M, uA741C
GENERAL-PURPOSE OPERATIONAL AMPLIFIERS

TYPICAL CHARACTERISTICS

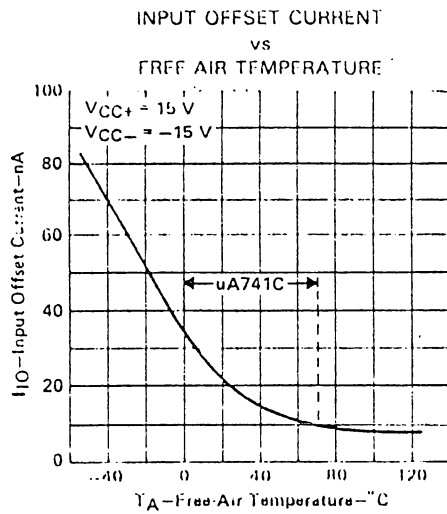


FIGURE 3

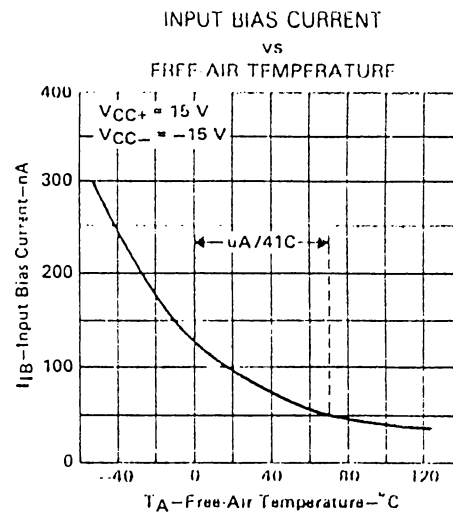


FIGURE 4

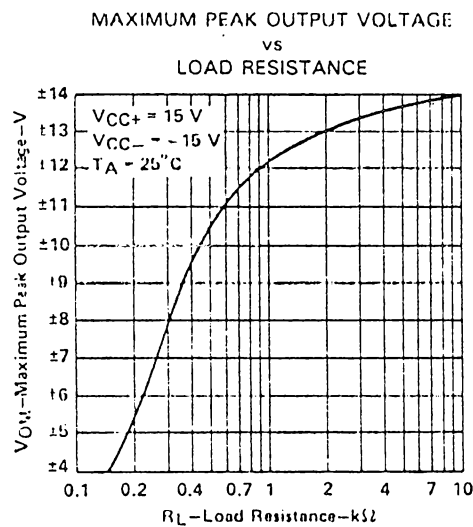


FIGURE 5



Operational Amplifiers

TEXAS
INSTRUMENTS

POST OFFICE BOX 655012 • DALLAS, TEXAS 75205

2-841

TYPICAL CHARACTERISTICS

MAXIMUM PEAK OUTPUT VOLTAGE
vs
FREQUENCY

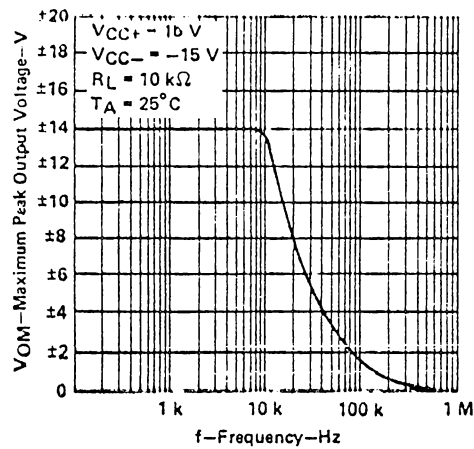


FIGURE 6

OPEN-LOOP LARGE-SIGNAL DIFFERENTIAL
VOLTAGE AMPLIFICATION
vs
SUPPLY VOLTAGE

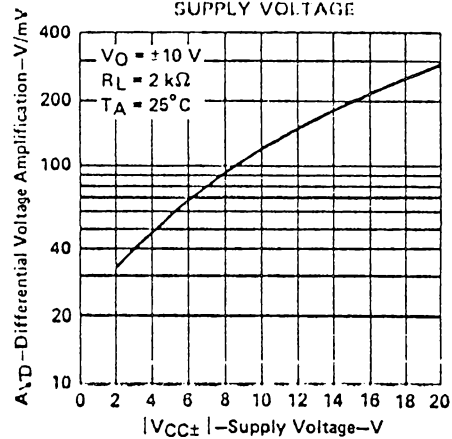


FIGURE 7

OPEN-LOOP LARGE-SIGNAL DIFFERENTIAL
VOLTAGE AMPLIFICATION
vs
FREQUENCY

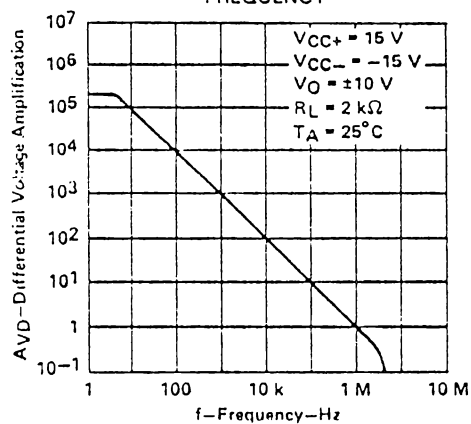
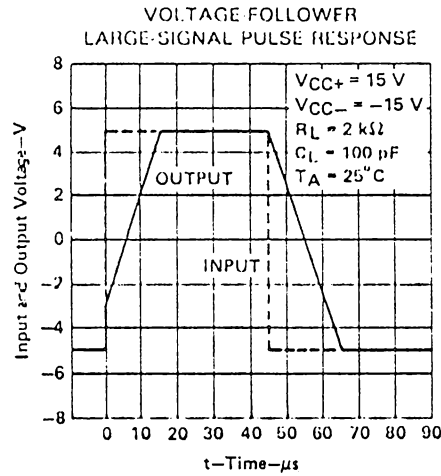
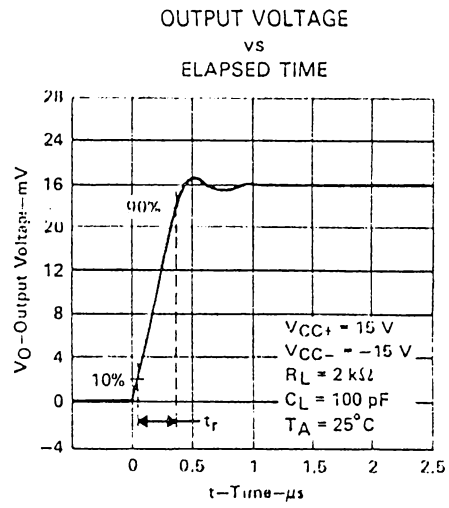
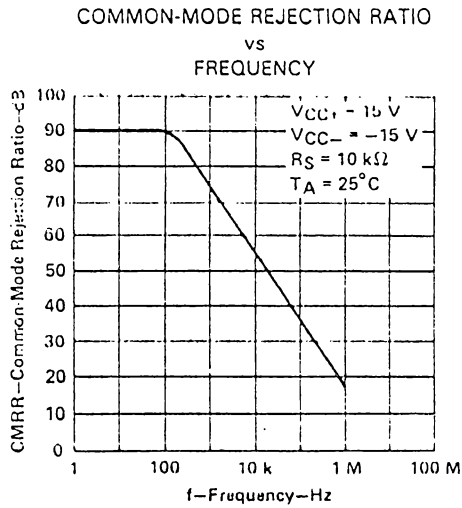


FIGURE 8

Operational Amplifiers

TYPICAL CHARACTERISTICS



Operational Amplifiers

SE555, SE555C, SA555, NE555 PRECISION TIMERS

D1660, SEPTEMBER 1973, REVISED OCTOBER 1988

- Timing from Microseconds to Hours
- Astable or Monostable Operation
- Adjustable Duty Cycle
- TTL-Compatible Output Can Sink or Source Up to 200 mA
- Functionally Interchangeable with the Signetics SE555, SE555C, SA555, NE555; Have Same Pinout

SE555C FROM TI IS NOT RECOMMENDED
FOR NEW DESIGNS

description

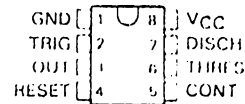
These devices are monolithic timing circuits capable of producing accurate time delays or oscillation. In the time-delay or monostable mode of operation, the timed interval is controlled by a single external resistor and capacitor network. In the astable mode of operation, the frequency and duty cycle may be independently controlled with two external resistors and a single external capacitor.

The threshold and trigger levels are normally two-thirds and one-third, respectively, of V_{CC} . These levels can be altered by use of the control voltage terminal. When the trigger input falls below the trigger level, the flip-flop is set and the output goes high. If the trigger input is above the trigger level and the threshold input is above the threshold level, the flip-flop is reset and the output is low. The reset input can override all other inputs and can be used to initiate a new timing cycle. When the reset input goes low, the flip-flop is reset and the output goes low. Whenever the output is low, a low-impedance path is provided between the discharge terminal and ground.

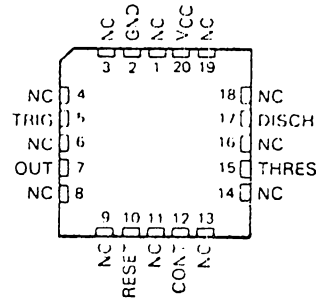
The output circuit is capable of sinking or sourcing current up to 200 mA. Operation is specified for supplies of 5 to 15 V. With a 5-V supply, output levels are compatible with TTL inputs.

The SE555 and SE555C are characterized for operation over the full military range of -55°C to 125°C . The SA555 is characterized for operation from -40°C to 85°C , and the NE555 is characterized for operation from 0°C to 70°C .

SE555, SE555C . . . JO PACKAGE
SA555, NE555 . . . D, JO, OR P PACKAGE
(TOP VIEW)

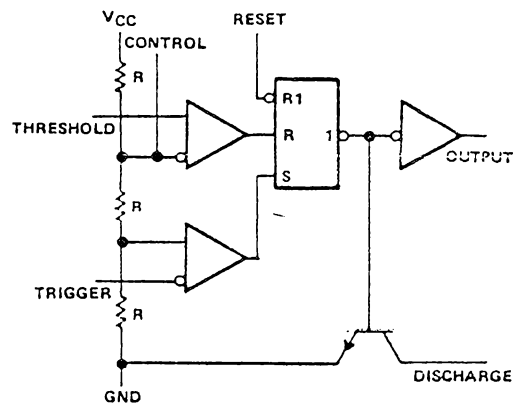


SE555, SE555C . . . FK PACKAGE
(TOP VIEW)



NC -- No internal connection

functional block diagram



Reset can override Trigger, which can override Threshold.



Special Functions

PRODUCTION DATA documents contain information current as of publication date. Products conform to specifications per the terms of Texas Instruments standard warranty. Production processing does not necessarily include testing of all parameters.

TEXAS
INSTRUMENTS

POST OFFICE BOX 655012 • DALLAS, TEXAS 75265

Copyright © 1983, Texas Instruments Incorporated

SE555, SE555C, SA555, NE555 PRECISION TIMERS

AVAILABLE OPTIONS

T _A RANGE	V _{thres} MAX V _{CC} = 15 V	PACKAGE			
		SMALL OUTLINE (D)	CHIP CARRIER (FK)	CERAMIC DIP (JG)	PLASTIC DIP (P)
0°C to 70°C	11.2 V	NE555D		NE555JG	NE555P
-40°C to 85°C	11.2 V	SA555D		SA555JG	SA555P
-55°C to 125°C	10.6 V 11.2 V		SE555FK SE555CFK	SE555JG SE555CJG	

The D package is available taped and reeled. Add the suffix R to the device type (e.g., NE555DR).

FUNCTION TABLE

RESET	TRIGGER VOLTAGE†	THRESHOLD VOLTAGE†	OUTPUT	DISCHARGE SWITCH
Low	Irrelevant	Irrelevant	Low	On
High	< 1/3 V _{DD}	Irrelevant	High	Off
High	> 1/3 V _{DD}	> 2/3 V _{DD}	Low	On
High	> 1/3 V _{DD}	< 2/3 V _{DD}	As previously established	

† Voltage levels shown are nominal.

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

Supply voltage, V _{CC} (See Note 1)	18 V
Input voltage (control, reset, threshold, and trigger)	V _{CC}
Output current	± 225 mA
Continuous total dissipation	see Dissipation Rating Table
Operating free-air temperature range: SE555, SE555C	-55°C to 125°C
SA555	-40°C to 85°C
NE555	0°C to 70°C
Storage temperature range	-65°C to 150°C
Case temperature for 60 seconds: FK package	260°C
Lead temperature 1,6 mm (1/16 inch) from case for 60 seconds: JG package	300°C
Lead temperature 1,6 mm (1/16 inch) from case for 10 seconds: D or P package	260°C

NOTE 1: All voltage values are with respect to network ground terminal.

DISSIPATION RATING TABLE

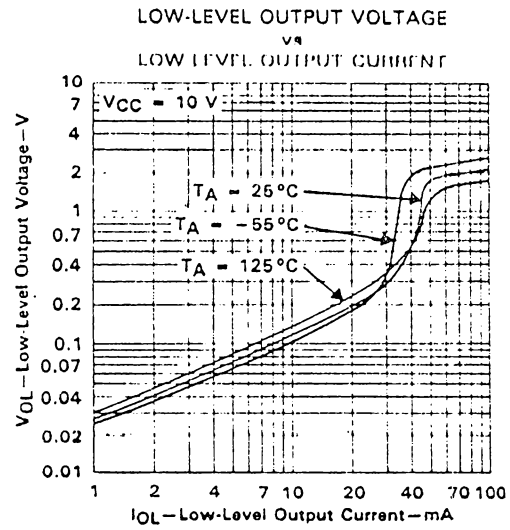
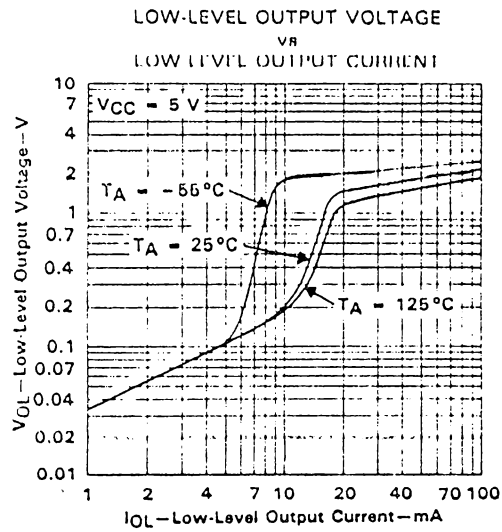
PACKAGE	T _A < 25°C POWER RATING	DERATING FACTOR ABOVE T _A = 25°C	T _A = 70°C POWER RATING	T _A = 85°C POWER RATING	T _A = 125°C POWER RATING
D	725 mW	5.8 mW/°C	464 mW	377 mW	N/A
FK	1375 mW	11.0 mW/°C	880 mW	715 mW	275 mW
JG (SE555, SE555C)	1050 mW	8.4 mW/°C	672 mW	546 mW	210 mW
JG (SA555, NE555)	825 mW	6.0 mW/°C	528 mW	429 mW	N/A
P	1000 mW	8.0 mW/°C	640 mW	520 mW	N/A

recommended operating conditions

	SE555		SE555C		SA555		NE555		UNIT
	MIN	MAX	MIN	MAX	MIN	MAX	MIN	MAX	
Supply voltage, V _{CC}	4.5	18	4.5	18	4.5	18	4.5	18	V
Input voltage (control, reset, threshold, and trigger)	V _{CC}		V _{CC}		V _{CC}		V _{CC}		V
Output current	± 200		± 200		± 200		± 200		mA
Operating free-air temperature, T _A	-55	125	-55	125	-40	85	0	70	°C

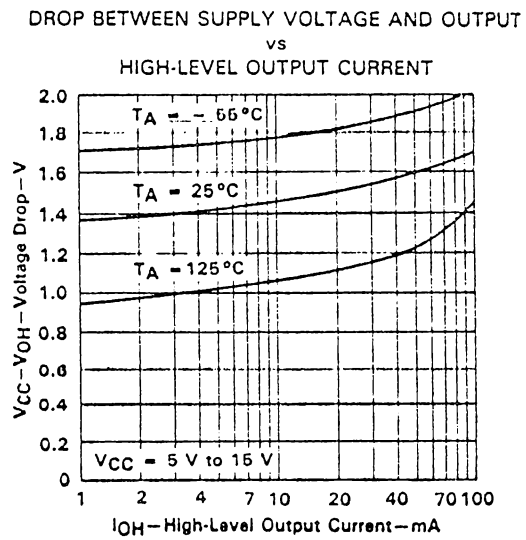
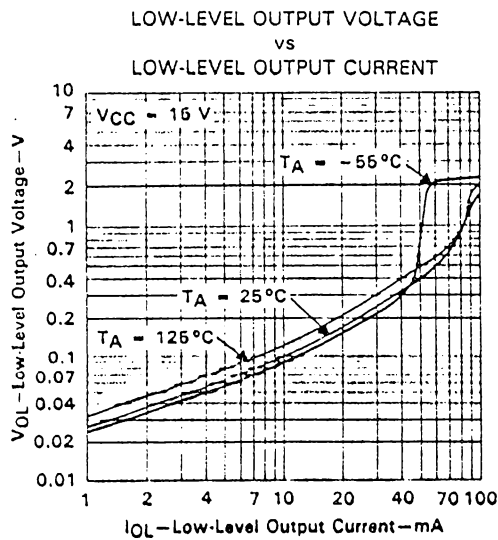
Special Functions

TYPICAL CHARACTERISTICS†



4

Special Functions



†Data for temperatures below 0°C and above 70°C are applicable for SE555 circuits only.

TYPICAL CHARACTERISTICS†

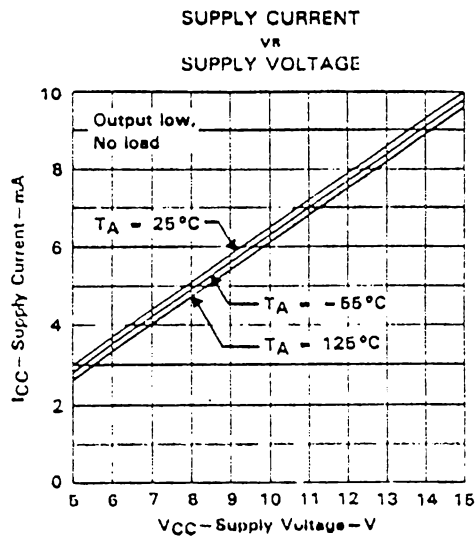


FIGURE 5

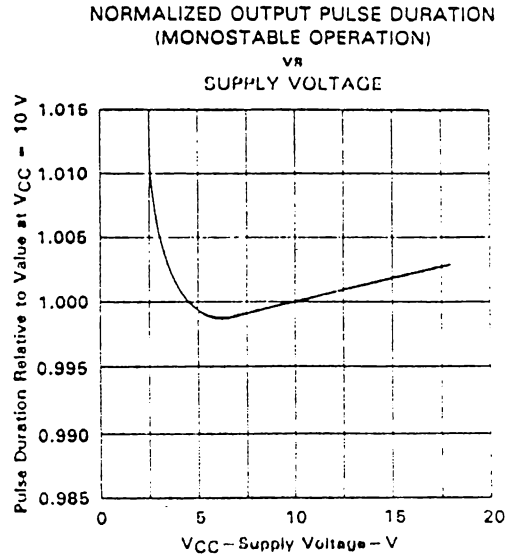


FIGURE 6

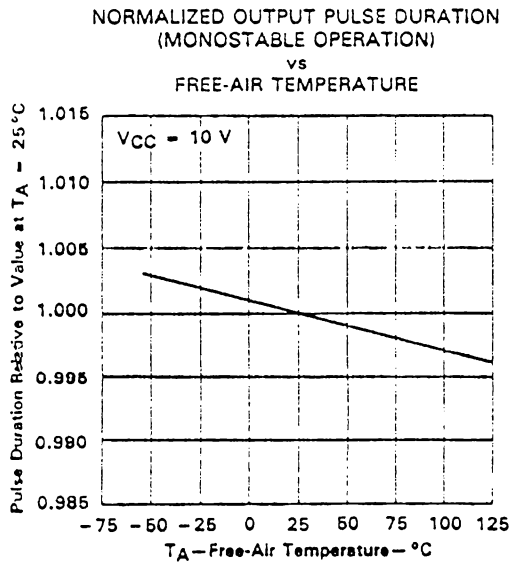


FIGURE 7

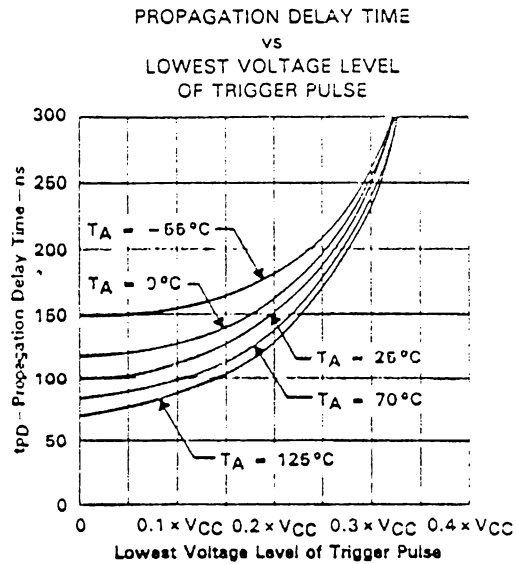


FIGURE 8

† Data for temperatures below 0°C and above 70°C are applicable for SE555 circuits only.

Special Functions

SN5400, SN54LS00, SN54S00,
SN7400, SN74LS00, SN74S00
QUADRUPLE 2-INPUT POSITIVE-NAND GATES
DECEMBER 1983 REVISED MARCH 1988

- Package Options Include Plastic "Small Outline" Packages, Ceramic Chip Carriers and Flat Packages, and Plastic and Ceramic DIPs
- Dependable Texas Instruments Quality and Reliability

description

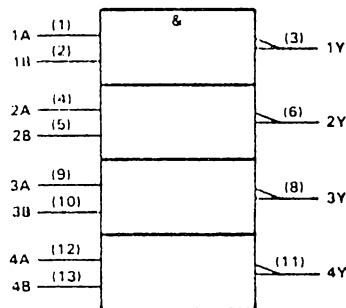
These devices contain four independent 2-input-NAND gates.

The SN5400, SN54LS00, and SN54S00 are characterized for operation over the full military temperature range of -55°C to 125°C . The SN7400, SN74LS00, and SN74S00 are characterized for operation from 0°C to 70°C .

FUNCTION TABLE (each gate)

INPUTS		OUTPUT
A	B	Y
H	H	L
L	X	H
X	L	H

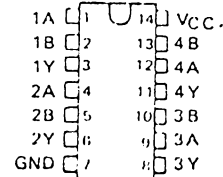
logic symbol†



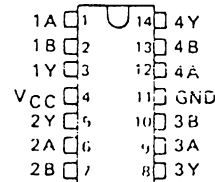
†This symbol is in accordance with ANSI/IEEE Std 91-1984 and IEC Publication 617-12.

Pin numbers shown are for D, J, and N packages.

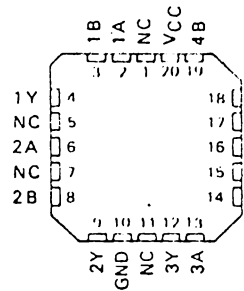
SN5400 . . . J PACKAGE
SN54LS00, SN54S00 . . . J OR W PACKAGE
SN7400 . . . N PACKAGE
SN74LS00, SN74S00 . . . D OR N PACKAGE
(TOP VIEW)



SN5400 . . . W PACKAGE
(TOP VIEW)

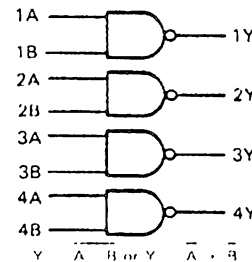


SN54LS00, SN54S00 . . . FK PACKAGE
(TOP VIEW)



NC No internal connection

logic diagram (positive logic)



PRODUCTION DATA documents contain information current as of publication date. Products conform to specifications per the terms of Texas Instruments standard warranty. Production processing does not necessarily include testing of all parameters.

TEXAS
INSTRUMENTS

POST OFFICE BOX 655312 • DALLAS, TEXAS 75265

Circle 10 on Reader Service Card



TTL Devices

SN54LS00, SN74LS00
QUADRUPLE 2-INPUT POSITIVE-NAND GATES

recommended operating conditions

	SN54LS00			SN74LS00			UNIT
	MIN	NOM	MAX	MIN	NOM	MAX	
V _{CC} Supply voltage	4.5	5	5.5	4.75	5	5.25	V
V _{IH} High-level input voltage	2			2			V
V _{IL} Low-level input voltage			0.7			0.8	V
I _{OH} High-level output current			-0.4			-0.4	mA
I _{OL} Low-level output current			4			8	mA
T _A Operating free air temperature	55		125	0		70	°C

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

PARAMETER	TEST CONDITIONS †	SN54LS00		SN74LS00		UNIT
		MIN	TYP ‡	MIN	TYP ‡	
V _{IK}	V _{CC} = MIN, I _I = -18 mA		-1.5		-1.5	V
V _{OH}	V _{CC} = MIN, V _{IL} = MAX, I _{OH} = -0.4 mA	2.5	3.4	2.7	3.4	V
V _{OL}	V _{CC} = MIN, V _{IH} = 2 V, I _{OL} = 4 mA	0.25	0.4	0.25	0.4	V
	V _{CC} = MIN, V _{IH} = 2 V, I _{OL} = 8 mA			0.35	0.5	
I _I	V _{CC} = MAX, V _I = 7 V		0.1		0.1	mA
I _{IH}	V _{CC} = MAX, V _I = 2.7 V		20		20	μA
I _{IL}	V _{CC} = MAX, V _I = 0.4 V		-0.4		-0.4	mA
I _{OS§}	V _{CC} = MAX	-20	-100	-20	-100	mA
I _{COH}	V _{CC} = MAX, V _I = 0 V	0.8	1.6	0.8	1.6	mA
I _{CCL}	V _{CC} = MAX, V _I = 4.5 V	2.4	4.4	2.4	4.4	mA

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

‡ All typical values are at V_{CC} = 5 V, T_A = 25°C

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

switching characteristics, V_{CC} = 5 V, T_A = 25°C (see note 2)

PARAMETER	FROM (INPUT)	TO (OUTPUT)	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNIT
t _{PLH}	A or B	Y	R _L = 2 kΩ, C _L = 15 pF		9	15	ns
t _{PHL}					10	15	ns

NOTE 2: Load circuits and voltage waveforms are shown in Section 1.



TTL Devices

SN5404, SN54LS04, SN54S04, SN7404, SN74LS04, SN74S04 HEX INVERTERS

DECEMBER 1983 REVISED MARCH 1988

- Package Options Include Plastic "Small Outline" Packages, Ceramic Chip Carriers and Flat Packages, and Plastic and Ceramic DIPs
- Dependable Texas Instruments Quality and Reliability

description

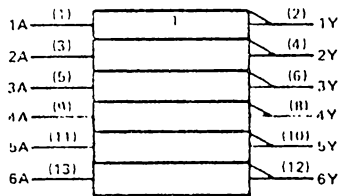
These devices contain six independent inverters.

The SN5404, SN54LS04, and SN54S04 are characterized for operation over the full military temperature range of -55°C to 125°C . The SN7404, SN74LS04, and SN74S04 are characterized for operation from 0°C to 70°C .

FUNCTION TABLE (each inverter)

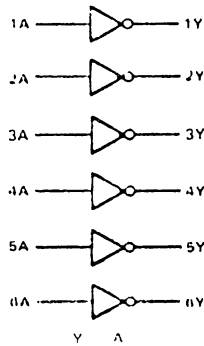
INPUTS	OUTPUT
A	Y
H	L
L	H

logic symbol†

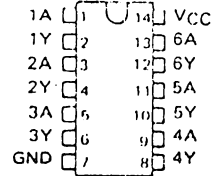


†This symbol is in accordance with ANSI/IEEE Std. 91-1984 and IEC Publication 617-12.
Pin numbers shown are for D, J, and N packages.

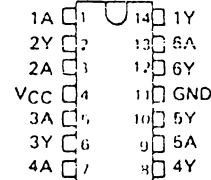
logic diagram (positive logic)



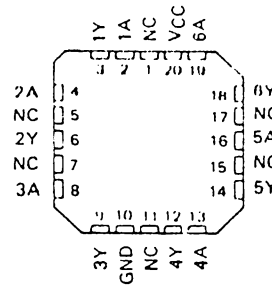
SN5404 . . . J PACKAGE
SN54LS04, SN54S04 . . . J OR W PACKAGE
SN7404 . . . N PACKAGE
SN74LS04, SN74S04 . . . D OR N PACKAGE
(TOP VIEW)



SN5404 . . . W PACKAGE
(TOP VIEW)



SN64LS04, SN64S04 . . . FK PACKAGE
(TOP VIEW)



NC No internal connection

TTL Device

PRODUCTION DATA documents contain information current as of publication date. Products conform to specifications per the terms of Texas Instruments standard warranty. Production processing does not necessarily include testing of all parameters.

TEXAS
INSTRUMENTS

POST OFFICE BOX 655012 • DALLAS, TEXAS 75205

SN54S04, SN74S04
HEX INVERTERS

recommended operating conditions

	SN54S04			SN74S04			UNIT
	MIN	NOM	MAX	MIN	NOM	MAX	
V_{CC} Supply voltage	4.5	5	5.5	4.75	5	5.25	V
V_{IH} High-level input voltage	2			2			V
V_{IL} Low-level input voltage			0.8			0.8	V
I_{OH} High-level output current			-1			-1	mA
I_{OL} Low-level output current			20			20	mA
T_A Operating free-air temperature	-55		125	0		70	$^{\circ}$ C

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

PARAMETER	TEST CONDITIONS †	SN54S04			SN74S04			UNIT
		MIN	TYP ‡	MAX	MIN	TYP ‡	MAX	
V_{IK}	$V_{CC} = \text{MIN.}, I_I = -18 \text{ mA}$			-1.2			-1.2	V
V_{OH}	$V_{CC} = \text{MIN.}, V_{IL} = 0.8 \text{ V}, I_{OH} = -1 \text{ mA}$	2.5	3.4		2.7	3.4		V
V_{OL}	$V_{CC} = \text{MIN.}, V_{IH} = 2 \text{ V}, I_{OL} = 20 \text{ mA}$			0.5			0.5	V
I_I	$V_{CC} = \text{MAX.}, V_I = 5.5 \text{ V}$			1			1	mA
I_{IH}	$V_{CC} = \text{MAX.}, V_I = 2.7 \text{ V}$			50			50	μ A
I_{IL}	$V_{CC} = \text{MAX.}, V_I = 0.5 \text{ V}$			-2			-2	mA
$I_{OS} §$	$V_{CC} = \text{MAX.}$	-40		-100	-40		-100	mA
I_{CCH}	$V_{CC} = \text{MAX.}, V_I = 0 \text{ V}$		15	24		15	24	mA
I_{CCL}	$V_{CC} = \text{MAX.}, V_I = 4.5 \text{ V}$		30	54		30	54	mA

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

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

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

switching characteristics, $V_{CC} = 5 \text{ V}, T_A = 25^{\circ}\text{C}$ (see note 2)

PARAMETER	FROM (INPUT)	TO (OUTPUT)	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNIT
t_{PLH}	A	Y	$R_L = 280 \Omega, C_L = 15 \text{ pF}$		3	4.5	ns
t_{PHL}					3	5	ns
t_{PLH}			$R_L = 280 \Omega, C_L = 50 \text{ pF}$		4.5		ns
t_{PHL}					5		ns

NOTE 2: Load circuits and voltage waveforms are shown in Section 1.



TTL Devices

TEXAS
INSTRUMENTS

POST OFFICE BOX 655012 • DALLAS, TEXAS 75205

SN5430, SN54LS30, SN54S30,
SN7430, SN74LS30, SN74S30
8-INPUT POSITIVE-NAND GATES
DECEMBER 1983 REVISED MARCH 1988

- Package Options Include Plastic "Small Outline" Packages, Ceramic Chip Carriers and Flat Packages, and Plastic and Ceramic DIPs
- Dependable Texas Instruments Quality and Reliability

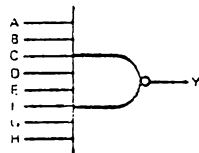
Description

These devices contain a single 8-input NAND gate. The SN5430, SN54LS30, and SN54S30 are characterized for operation over the full military range of -55°C to 125°C. The SN7430, SN74LS30, and SN74S30 are characterized for operation from 0°C to 70°C.

FUNCTION TABLE

INPUTS A THRU H	OUTPUT Y
All inputs H	L
One or more inputs L	H

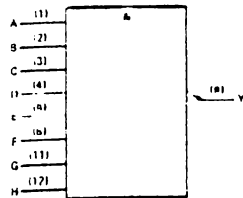
Logic diagram



positive logic

$$Y = \overline{A \cdot B \cdot C \cdot D \cdot E \cdot F \cdot G \cdot H} \quad \text{or} \\ Y = \overline{A} + \overline{B} + \overline{C} + \overline{D} + \overline{E} + \overline{F} + \overline{G} + \overline{H}$$

logic symbol†



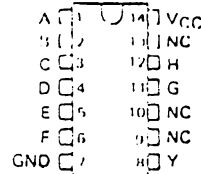
† symbol is in accordance with ANSI/IEEE Std 91-1984 and IEC Publication 617-12

Pin numbers shown are for (J), (N), and (W) packages.

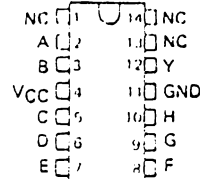
PRODUCTION DATA documents contain information relevant as of publication date. Products conform to specifications per the terms of Texas Instruments standard warranty. Production processing does not necessarily include testing of all parameters.

TEXAS
INSTRUMENTS
POST OFFICE BOX 655012 • DALLAS, TEXAS 75265

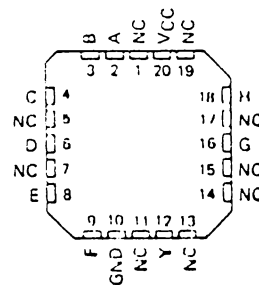
SN5430 ... J PACKAGE
SN54LS30, SN54S30 ... J OR W PACKAGE
SN7430 ... N PACKAGE
SN74LS30, SN74S30 ... D OR N PACKAGE
(TOP VIEW)



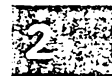
SN5430 ... W PACKAGE
(TOP VIEW)



SN54LS30, SN54S30 ... FK PACKAGE
(TOP VIEW)



NC - No internal connection



TTL Devices

SN54LS30, SN74LS30 8-INPUT POSITIVE-NAND GATES

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

Supply voltage, V_{CC} (see Note 1)	7
Input voltage	7
Operating free-air temperature range: SN54LS30	-55°C to 125°C
SN74LS30	0°C to 70°C
Storage temperature range	-65°C to 150°C

NOTE 1: Voltage values are with respect to network ground terminal.

recommended operating conditions

	SN54LS30			SN74LS30			UNIT
	MIN	NOM	MAX	MIN	NOM	MAX	
V_{CC} Supply voltage	4.5	5	5.5	4.75	5	5.25	V
V_{IH} High-level input voltage	2			2			V
V_{IL} Low-level input voltage			0.7			0.8	V
I_{OH} High-level output current			0.4			0.4	mA
I_{OL} Low-level output current			4			8	mA
T_A Operating free-air temperature	-55		125	0		70	°C

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

PARAMETER	TEST CONDITIONS †	SN54LS30		SN74LS30		UNIT
		MIN	TYP‡	MIN	TYP‡	
V_{IK}	$V_{CC} = \text{MIN.}, I_I = 0 \text{ mA}$		1.5		1.5	V
V_{OH}	$V_{CC} = \text{MIN.}, V_{IL} = \text{MAX.}, I_{OH} = 0.4 \text{ mA}$	2.5	3.4	2.7	3.4	V
V_{OL}	$V_{CC} = \text{MIN.}, V_{IH} = 2 \text{ V}, I_{OL} = 4 \text{ mA}$		0.25		0.4	V
	$V_{CC} = \text{MIN.}, V_{IH} = 2 \text{ V}, I_{OL} = 8 \text{ mA}$				0.25	0.5
I_I	$V_{CC} = \text{MAX.}, V_I = 1 \text{ V}$		0.1		0.1	mA
I_{IH}	$V_{CC} = \text{MAX.}, V_I = 2.7 \text{ V}$		20		20	µA
I_{IL}	$V_{CC} = \text{MAX.}, V_I = 0.4 \text{ V}$		-0.4		-0.4	µA
$I_{OS} §$	$V_{CC} = \text{MAX.}$	-20	-100	-20	-100	µA
I_{CCH}	$V_{CC} = \text{MAX.}, V_I = 0$		0.35		0.35	µA
I_{CCL}	$V_{CC} = \text{MAX.}, V_I = 0.4 \text{ V}$		0.0		0.0	1.1

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

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

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

switching characteristics, $V_{CC} = 5 \text{ V}, T_A = 25^\circ\text{C}$ (see note 2)

PARAMETER	FROM (INPUT)	TO (OUTPUT)	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNIT
t_{PLH}	Any	Y	$R_L = 2 \text{ k}\Omega, C_L = 15 \text{ pF}$		8	15	ns
t_{PHL}					13	20	ns

NOTE 2: Load circuits and voltage waveforms are shown in Section 1.

TTL Devices

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

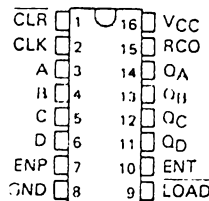
OCTOBER 1976 REVISED MARCH 1988

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

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

SERIES 54', 54LS', 54S' . . . J OR W PACKAGE
SERIES 74' . . . N PACKAGE
SERIES 74LS', 74S' . . . D OR N PACKAGE

(TOP VIEW)



NC—No internal connection

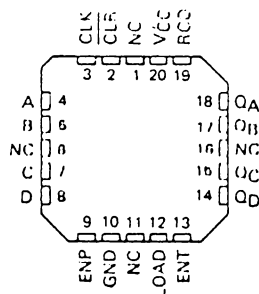
TYPE	TYPICAL PROPAGATION TIME, CLOCK TO Q OUTPUT	TYPICAL MAXIMUM CLOCK FREQUENCY	TYPICAL POWER DISSIPATION
'160 thru '163	14 ns	32 MHz	305 mW
'S162A thru 'LS163A	14 ns	32 MHz	93 mW
'S162 and 'S163	9 ns	70 MHz	475 mW

Description

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

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

SERIES 54LS', 54S' . . . FK PACKAGE
(TOP VIEW)



NC—No internal connection



TTL Devices

PRODUCTION DATA documents contain information current as of publication date. Products conform to specifications per the terms of Texas Instruments standard warranty. Production processing does not necessarily include testing of all parameters.

TEXAS
INSTRUMENTS

POST OFFICE BOX 655012 • DALLAS, TEXAS 75265

2-493

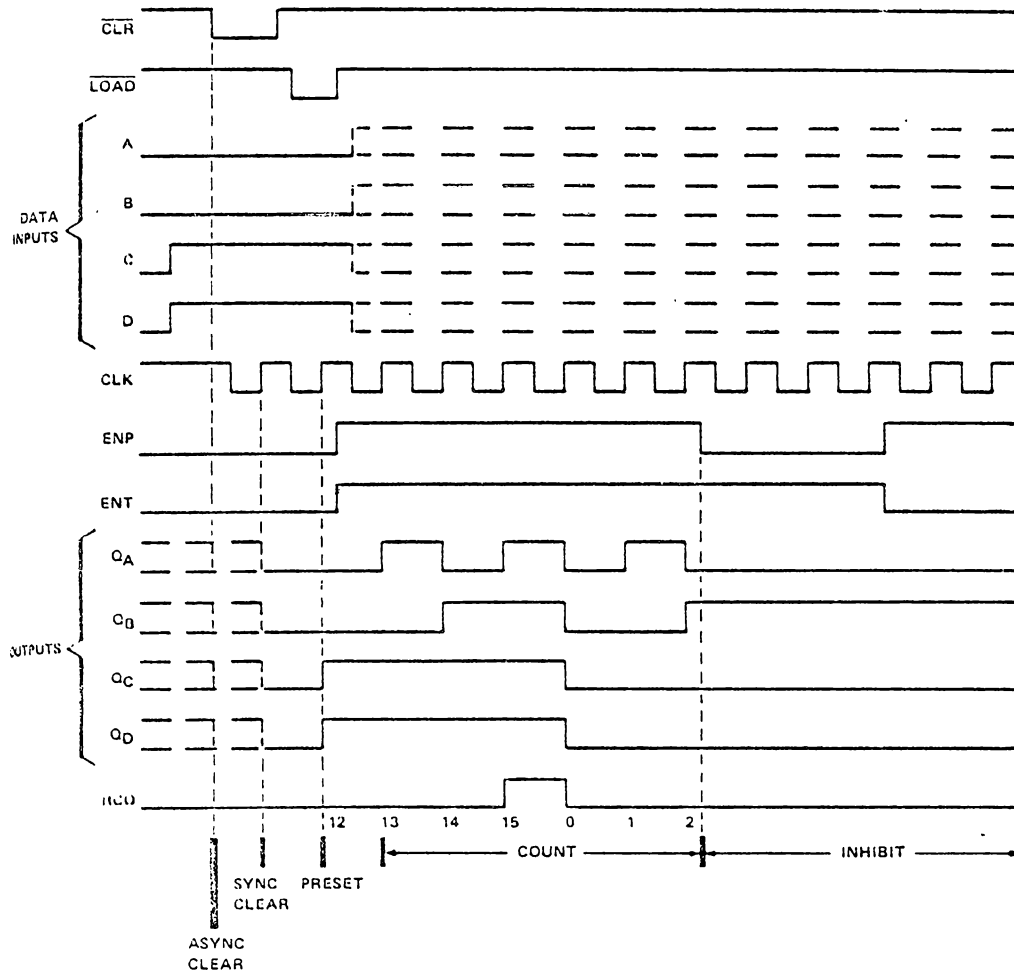
SN54161, SN54163, SN54LS161A, SN54LS163A, SN54S163,
SN74161, SN74163, SN74LS161A, SN74LS163A, SN74S163
SYNCHRONOUS 4-BIT COUNTERS

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

typical clear, preset, count, and inhibit sequences

Illustrated below is the following sequence:

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

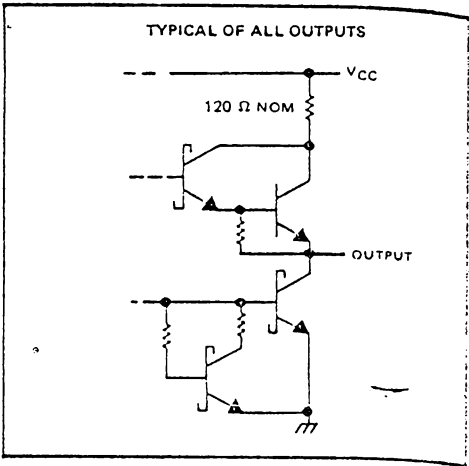
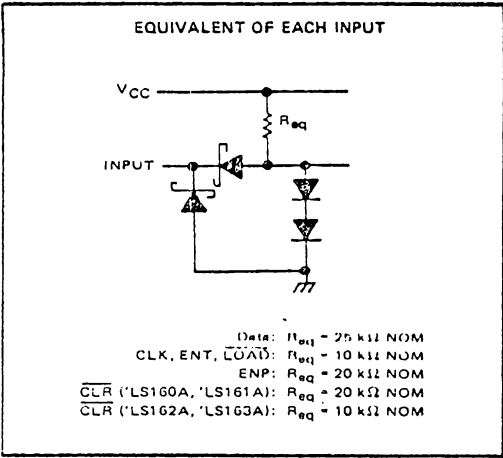


2

TTL Devices

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

schematics of inputs and outputs



TTL Devices

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

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

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

recommended operating conditions

		SN54LS'			SN74LS'			UNIT
		MIN	NOM	MAX	MIN	NOM	MAX	
V _{CC}	Supply voltage	4.5	5	5.5	4.75	5	5.25	V
I _{OH}	High-level output current			400			460	μA
I _{OL}	Low-level output current			4			8	mA
f _{clock}	Clock frequency	0		25	0		25	MHz
t _{w(clock)}	Width of clock pulse	25			25			ns
t _{w(clear)}	Width of clear pulse	20			20			ns
t _{su}	Setup time, (see Figures 1 and 2)	Data inputs A, B, C, D	20		20		ns	
		ENP or ENI	20		20			
		LOAD	20		20			
		LOAD inactive state	20		20			
		CLR ¹	20		20			
	CLR inactive state	25		25				
t _h	Hold time at any input	3			3		ns	
T _A	Operating free-air temperature	-55		125	0		70	°C

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

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

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

PARAMETER		TEST CONDITIONS†	SN54LS*			SN74LS*			UNIT
			MIN	TYP‡	MAX	MIN	TYP‡	MAX	
V _{IH}	High-level input voltage		2			2			V
V _{IL}	Low-level input voltage				0.8			0.8	V
V _{IK}	Input clamp voltage	V _{CC} = MIN, I _I = 18 mA			-1.5			-1.5	V
V _{OH}	High-level output voltage	V _{CC} = MIN, V _{IH} = 2 V, V _{IL} = V _{IL} max, I _{OH} = -400 µA	2.5	3.4		2.7	3.4		V
V _{OL}	Low-level output voltage	V _{CC} = MIN, V _{IH} = 2 V, V _{IL} = V _{IL} max, I _{OL} = 4 mA	0.25	0.4		0.25	0.4		V
		I _{OL} = 8 mA				0.35	0.5		
I _I	Input current at maximum input voltage	Data of ENP			0.1			0.1	mA
		LOAD, CLK, or ENT			0.2			0.2	
		CLR ('LS160A, 'LS161A)			0.1			0.1	
		CLR ('LS162A, 'LS163A)			0.2			0.2	
I _{IH}	High-level input current	Data of ENP			20			20	µA
		LOAD, CLK, or ENT			40			40	
		CLR ('LS160A, 'LS161A)			20			20	
		CLR ('LS162A, 'LS163A)			40			40	
I _{IL}	Low-level input current	Data of ENP			0.4			0.4	mA
		LOAD, CLK, or ENT			-0.8			-0.8	
		CLR ('LS160A, 'LS161A)			-0.4			-0.4	
		CLR ('LS162A, 'LS163A)			-0.8			-0.8	
I _{OS}	Short-circuit output current‡	V _{CC} = MAX	-20		-100	-20		-100	mA
I _{CCH}	Supply current, all outputs high	V _{CC} = MAX, See Note 3	18	31		18	31		mA
I _{CCL}	Supply current, all outputs low	V _{CC} = MAX, See Note 4	19	32		19	32		mA

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

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

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

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

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

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

PARAMETER‡	FROM (INPUT)	TO (OUTPUT)	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNIT
t _{max}				25	32		MHz
t _{PLH}	CLK	RCO	C _L = 15 pF, R _L = 2 kΩ, See figures 1 and 2 and Note 8		20	35	ns
t _{PHL}		Q			18	35	
t _{PLH}	CLK	Any			13	24	ns
t _{PHL}		Q			18	27	
t _{PLH}	CLK	Any			13	24	ns
t _{PHL}		Q			18	27	
t _{PLH}	ENT	RCO			9	14	ns
t _{PHL}		Q			9	14	
t _{PHL}	CLR	Any Q			20	28	ns

t_{max} = Maximum clock frequency

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

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

NOTE 8: Propagation delay for clearing is measured from the clear input for the 'LS160A and 'LS161A or from the clock transition for the 'LS162A and 'LS163A.

**TEXAS
INSTRUMENTS**

POST OFFICE BOX 655012 • DALLAS, TEXAS 75265

2-507

TTL Devices

SERIES μ A78M00 POSITIVE-VOLTAGE REGULATORS

D2214, JUNE 1978 REVISED APRIL 1988

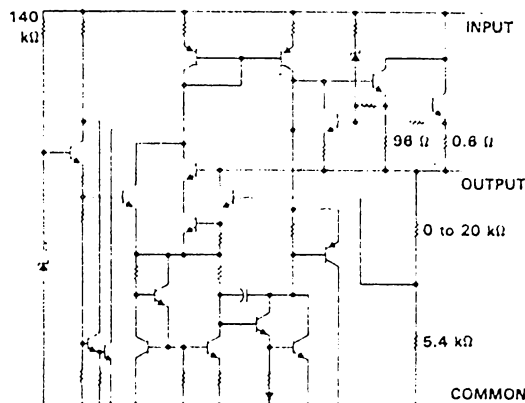
- 3-Terminal Regulators
- Output Current Up to 500 mA
- No External Components
- Internal Thermal Overload Protection
- High Power Dissipation Capability
- Internal Short-Circuit Current Limiting
- Output Transistor Safe-Area Compensation
- Direct Replacements for Fairchild μ A78M00 Series

NOMINAL OUTPUT VOLTAGE	-55°C TO 150°C OPERATING TEMPERATURE RANGE	0°C TO 125°C OPERATING TEMPERATURE RANGE
5 V	μ A78M05M	μ A78M05C
6 V		μ A78M06C
8 V		μ A78M08C
9 V		μ A78M09C
10 V		μ A78M10C
12 V	μ A78M12M	μ A78M12C
15 V	μ A78M15M	μ A78M15C
20 V		μ A78M20C
24 V		μ A78M24C
PACKAGES	JG	KC

description

This series of fixed-voltage monolithic integrated-circuit voltage regulators is designed for a wide range of applications. These applications include on-card regulation for elimination of noise and distribution problems associated with single-point regulation. Each of these regulators can deliver up to 500 mA of output current. The internal current limiting and thermal shutdown features of these regulators make them essentially immune to overload. In addition to use as fixed-voltage regulators, these devices can be used with external components to obtain adjustable output voltages and currents and also as the power pass element in precision regulators.

schematic

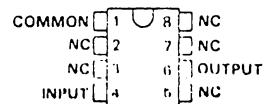


Resistor values shown are nominal.

terminal assignments

μ A78M_M... JG PACKAGE

(TOP VIEW)



NC No internal connection



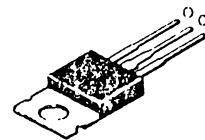
μ A78M_C... KC PACKAGE

(TOP VIEW)



THE COMMON TERMINAL IS IN ELECTRICAL CONTACT WITH THE MOUNTING BASE

TO-220AB



PRODUCTION DATA documents contain information current as of publication date. Products conform to specifications per the terms of Texas Instruments standard warranty. Production processing does not necessarily include testing of all parameters.

Copyright © 1983, Texas Instruments Incorporated

TEXAS
INSTRUMENTS

POST OFFICE BOX 655012 • DALLAS, TEXAS 75265

SERIES μ A78M00
POSITIVE-VOLTAGE REGULATORS

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

		μ A78M05M μ A78M12M μ A78M15M	μ A78M05C THRU μ A78M24C	UNIT
Input voltage	μ A78M20, μ A78M24		- 40	V
	All others	35	35	
Continuous total dissipation (see Note 1)		See Dissipation Rating Tables 1 and 2		
Operating free air, case or virtual junction temperature range		- 55 to 150	0 to 150	$^{\circ}$ C
Storage temperature range		- 65 to 150	- 65 to 150	$^{\circ}$ F
Lead temperature 1.6 mm (1/16 inch) from case for 60 seconds		JG package	300	$^{\circ}$ C
Lead temperature 1.6 mm (1/16 inch) from case for 10 seconds		KC package	260	$^{\circ}$ C

NOTE 1: To avoid exceeding the design maximum virtual junction temperature, these ratings should not be exceeded. Due to variations in individual device electrical characteristics and thermal resistance, the built-in thermal overload protection may be activated at power levels slightly above or below the rated dissipation.

DISSIPATION RATING TABLE 1—FREE-AIR TEMPERATURE

PACKAGE	$T_A \leq 25^{\circ}$ C	DERATING FACTOR ABOVE $T_A = 25^{\circ}$ C	$T_A = 70^{\circ}$ C
	POWER RATING		POWER RATING
JG	1050 mW	0.4 mW/ $^{\circ}$ C	0.72 mW
KC	2000 mW	18 mW/ $^{\circ}$ C	1280 mW

DISSIPATION RATING TABLE 2—CASE TEMPERATURE

PACKAGE	$T_C < 50^{\circ}$ C	DERATING FACTOR ABOVE $T_C = 50^{\circ}$ C	$T_C = 125^{\circ}$ C
	POWER RATING		POWER RATING
KC	20 W	200 mW/ $^{\circ}$ C	0 W

recommended operating conditions

		MIN	MAX	UNIT
Input voltage, V_I	μ A78M05M, μ A78M05C	7	25	V
	μ A78M06C	8	25	
	μ A78M08C	10.5	25	
	μ A78M09C	11.5	25	
	μ A78M10C	12.5	28	
	μ A78M12M, μ A78M12C	14.5	30	
	μ A78M15M, μ A78M15C	17.5	30	
	μ A78M20C	23	35	
	μ A78M24C	27	38	
Output current, I_O	All devices		500	mA
Operating virtual junction temperature, T_J	μ A78M05M thru μ A78M15M	- 55	150	$^{\circ}$ C
	μ A78M05C thru μ A78M24C	0	125	

uA78M05M, uA78M05C electrical characteristics at specified virtual junction temperature, $V_I = 10$ V, $I_O = 350$ mA (unless otherwise noted)

PARAMETER	TEST CONDITIONS†			uA78M05M			uA78M05C			UNIT
				MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
Output voltage‡	$I_O = 5$ mA to 350 mA	$V_I = 8$ V to 20 V	25°C	4.8	5	5.2	4.8	5	5.2	V
		$V_I = 7$ V to 20 V	-55°C to 150°C	4.7		5.3				
		$V_I = 7$ V to 25 V	0°C to 125°C				4.75		5.25	
Output regulation	$I_O = 250$ mA	$V_I = 7$ V to 25 V			3	50		3	100	mV
		$V_I = 8$ V to 20 V	25°C		1	25				
		$V_I = 8$ V to 25 V					1	50		
Ripple rejection	$V_I = 8$ V to 18 V, $f = 120$ Hz	$I_O = 100$ mA	-55°C to 150°C	62			62			dB
			0°C to 125°C				62			
		$I_O = 300$ mA	25°C	62	80		62	80		
Output regulation	$I_O = 5$ mA to 500 mA		25°C		20	50		20	100	mV
	$I_O = 5$ mA to 200 mA				10	25		10	50	
Temperature coefficient of output voltage	$I_O = 5$ mA		-55°C to 25°C			-2				mV/°C
			25°C to 150°C			-1.5				
			0°C to 125°C					-1		
Output noise voltage	$f = 10$ Hz to 100 kHz		25°C		40	200		40	200	µV
Dropout voltage			25°C		2	2.5		2	2.5	V
Quiescent current			25°C		4.5	7		4.5	7	mA
Quiescent current change	$I_O = 250$ mA, $V_I = 8$ V to 25 V		-55°C to 150°C			0.8				mA
			0°C to 125°C						0.5	
	$I_O = 5$ mA to 350 mA		-55°C to 150°C			0.5				
Short-circuit output current	$V_I = 3$ V		25°C		300	600		300		mA
Peak output current			25°C		0.5	0.7		0.7		A

† Pulse testing techniques are used to maintain the junction temperature as close to the ambient temperature as possible. Thermal effects must be taken into account separately.

‡ This specification applies only for dc power dissipation permitted by absolute maximum ratings.



SERIES μ A7900 NEGATIVE-VOLTAGE REGULATORS

1977, 1978, 1979, 1980, 1981, 1982, 1983, 1984, 1985, 1986, 1987, 1988, 1989, 1990, 1991, 1992, 1993, 1994, 1995, 1996, 1997, 1998, 1999, 2000, 2001, 2002, 2003, 2004, 2005, 2006, 2007, 2008, 2009, 2010, 2011, 2012, 2013, 2014, 2015, 2016, 2017, 2018, 2019, 2020, 2021, 2022, 2023, 2024, 2025

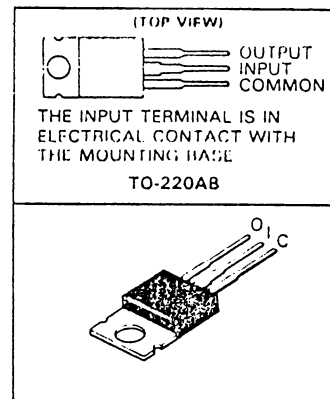
- 3-Terminal Regulators
- Output Current Up to 1.5 A
- No External Components
- Internal Thermal Overload Protection
- High Power Dissipation Capability
- Internal Short-Circuit Current Limiting
- Output Transistor Safe-Area Compensation
- Essentially Equivalent to National LM320 Series

NOMINAL OUTPUT VOLTAGE	REGULATOR
-5 V	μ A7900C
-6.2 V	μ A7902C
-6 V	μ A7906C
-8 V	μ A7908C
-12 V	μ A7912C
-15 V	μ A7915C
-18 V	μ A7918C
-24 V	μ A7924C

description

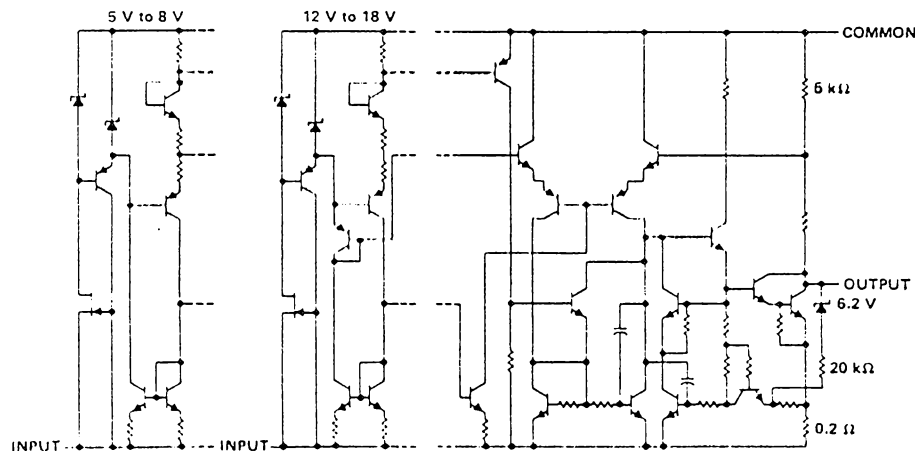
This series of fixed negative voltage monolithic integrated-circuit voltage regulators is designed to complement Series μ A7800 in a wide range of applications. These applications include on-card regulation for elimination of noise and distribution problems associated with single-point regulation. Each of these regulators can deliver up to 1.5 amperes of output current. The internal current limiting and thermal shutdown features of these regulators make them essentially immune to overload. In addition to use as fixed-voltage regulators, these devices can be used with external components to obtain adjustable output voltages and currents and also as the power pass element in precision regulators.

KC PACKAGE



2
Data Sheets

schematic



All component values are nominal.

PRODUCTION DATA documents contain information current as of publication date. Products conform to specifications per the terms of Texas Instruments standard warranty. Production processing does not necessarily include testing of all parameters.

Copyright © 1983, Texas Instruments Incorporated

TEXAS
INSTRUMENTS

POST OFFICE BOX 088012 • DALLAS, TEXAS 75288

2-247

SERIES μ A7900
NEGATIVE-VOLTAGE REGULATORS

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

		μ A7905C THRU μ A7924C	UNIT
Input voltage	μ A7924C	-40	V
	All others	-35	
Continuous total dissipation at 25°C free-air temperature (see Note 1)		2	W
Continuous total dissipation at (or below) 25°C case temperature (see Note 1)		15	W
Operating free-air, case, or virtual junction temperature range		0 to 150	°C
Storage temperature range		-65 to 160	°C
Lead temperature 3.2 mm (1/8 inch) from case for 10 seconds		260	°C

NOTE 1: For operation above 25°C free-air or case temperature, refer to Figures 1 and 2. To avoid exceeding the design maximum virtual junction temperature, these ratings should not be exceeded. Due to variations in individual device electrical characteristics and thermal resistance, the built-in thermal overload protection may be activated at power levels slightly above or below the rated dissipation.

Data Sheets

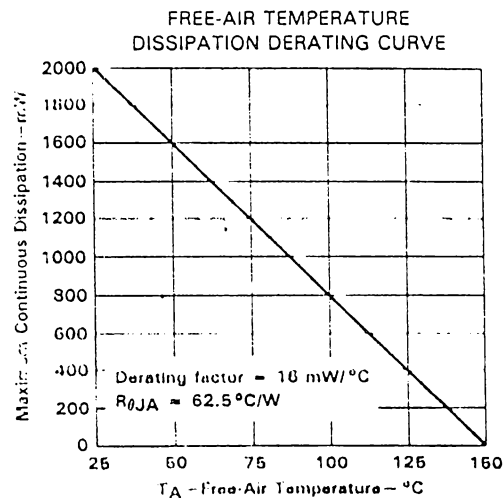


FIGURE 1

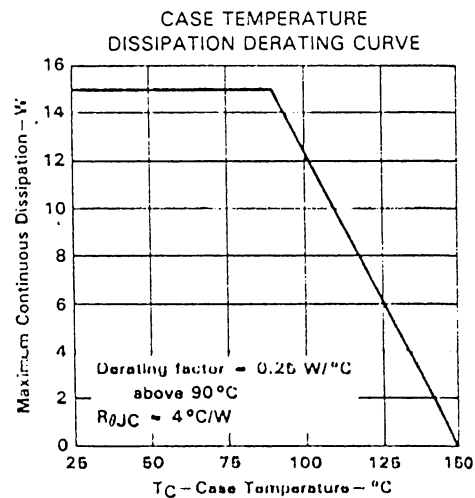


FIGURE 2

recommended operating conditions

		MIN	MAX	UNIT
Input voltage, V_I	μ A7905C	-7	-25	V
	μ A7952C	-7.2	-25	
	μ A7906C	-8	-25	
	μ A7908C	-10.5	-25	
	μ A7912C	-14.5	-30	
	μ A7916C	-17.5	-30	
	μ A7918C	-21	-33	
	μ A7924C	-27	-38	
Output current, I_O			1.5	A
Operating virtual junction temperature, T_J		0	125	°C

uA7905C, uA7952C
NEGATIVE-VOLTAGE REGULATORS

uA7905C electrical characteristics at specified virtual junction temperature, $V_I = -10$ V, $I_O = 500$ mA (unless otherwise noted)

PARAMETER	TEST CONDITIONS†	uA7905C			UNIT
		MIN	TYP	MAX	
Output voltage‡	$I_O = 5$ mA to 1 A, $V_I = -7$ V to -20 V, $P \leq 15$ W	25°C			V
		-4.8	-5	-5.2	
Input regulation	$V_I = -7$ V to -25 V	0°C to 125°C			mV
		-4.75		-5.25	
Ripple rejection	$V_I = -11$ V to -12 V	25°C			dB
		12.5	4	50	
Output regulation	$V_I = -11$ V to -18 V, $f = 120$ Hz	0°C to 125°C			mV
		64	60	100	
Temperature coefficient of output voltage	$I_O = 5$ mA to 1.5 A	25°C			mV/°C
	$I_O = 250$ mA to 750 mA		15	50	
Output noise voltage	$f = 10$ Hz to 100 kHz	25°C			µV
Dropout voltage	$I_O = 1$ A	25°C			V
Bias current		25°C			mA
Bias current change	$V_I = -7$ V to -25 V	0°C to 125°C			mA
	$I_O = 5$ mA to 1 A		0.15	0.5	
Peak output current		25°C			A

uA7952C electrical characteristics at specified virtual junction temperature, $V_I = -10$ V, $I_O = 500$ mA (unless otherwise noted)

PARAMETER	TEST CONDITIONS†	uA7952C			UNIT
		MIN	TYP	MAX	
Output voltage‡	$I_O = 5$ mA to 1 A, $V_I = -7.2$ V to -20 V, $P \leq 15$ W	25°C			V
		-5	-5.2	-5.4	
Input regulation	$V_I = -7.2$ V to -25 V	0°C to 125°C			mV
		-4.95		-5.45	
Ripple rejection	$V_I = -8.2$ V to -12 V	25°C			dB
		12.5	4	100	
Output regulation	$V_I = -8.2$ V to -18 V, $f = 120$ Hz	0°C to 125°C			mV
		64	60	100	
Temperature coefficient of output voltage	$I_O = 5$ mA to 1.5 A	25°C			mV/°C
	$I_O = 250$ mA to 750 mA		15	50	
Output noise voltage	$f = 10$ Hz to 100 kHz	25°C			µV
Dropout voltage	$I_O = 1$ A	25°C			V
Bias current		25°C			mA
Bias current change	$V_I = -7.2$ V to -25 V	0°C to 125°C			mA
	$I_O = 5$ mA to 1 A		0.15	1.3	
Peak output current		25°C			A

†Pulse testing techniques are used to maintain the junction temperature as close to the ambient temperature as possible. Thermal effects must be taken into account separately.

‡This specification applies only for dc power dissipation permitted by absolute maximum ratings.

24

Data Sheets

TEXAS
INSTRUMENTS

POST OFFICE BOX 655012 • DALLAS, TEXAS 75265

2-249